

ELEKTOR

l'électronique créative

chargeur «reflex» à ICS1700

hygromètre numérique

fusible électronique

l'indestructibilité du silicium

systeme 3 voies actif

attaque directe de vos haut-parleurs

mensuel 180 FB 8,20 FS

ELEKTOR

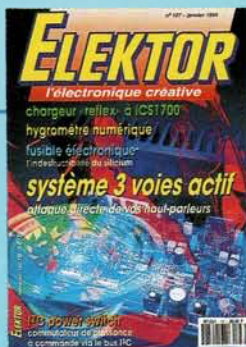
I²C power switch

commutateur de puissance
à commande via le bus I²C

M1531 - 187 - 25,00 F



SOMMAIRE



n° 187
janvier 1994

Avec l'An Neuf, Bonnes Résolutions. La rédaction vous propose ce mois-ci un numéro plein à craquer d'articles correspondant à des domaines aussi divers que la logique floue, l'audio avec un système d'activation d'enceinte à 3 voies, la mesure domestique avec un hygromètre numérique, les essais avec une résistance de charge pour tester les alimentations les plus récalcitrantes, la micro-informatique de puissance avec notre I2C Power Switch, et quelques réalisations amusantes et peu coûteuses tels qu'une sonnette piallante.

INFORMATIONS

Intérêt général

- 17 GAL = PALCE ? la subtile différence
- 30 logiciels : SIM un simulateur de 8051
- 41 amplificateur de tension à transistor
- 48 alors s'agace ?
- 53 Marché: Comstep, commande pour Moteurs Pas à Pas

RÉALISATIONS

Audio, vidéo & musique

- 20 système à trois voies actif 1^{re} partie
- 3 étages de sortie et les filtres d'aiguillage sur une seule platine

Loisirs & bricolage

- 32 onduleur 200 VA
- de 12V continus à 230V alternatifs kit ELV
- 50 testeur d'accus
- tant pour les modélistes que pour les automobilistes
- 62 chargeur « reflex » à ICS1700
- processus de recharge numérique pour accus CdNi M. Greve

Mesure et test

- 26 résistance de charge électronique
- un FET comme résistance commutative M. Marquart
- 44 indicateur de haute tension
- 72 hygromètre numérique
- à indication de tendance

Alimentation

- 37 fusible électronique l'indestructibilité du silicium

Domestique

- 46 sonnette piallante l'indestructibilité du silicium

Micro-informatique

- 54 régulation à base de logique floue
- un exemple pratique en guise d'initiation H. Scholten
- 68 I2C power switch
- commutateur de puissance piloté via le bus I2C

circuits imprimés en libre service en pages 40 & 49

MC14490
sextuple interrupteur
anti-rebond

Circuits intégrés
CMOS 18

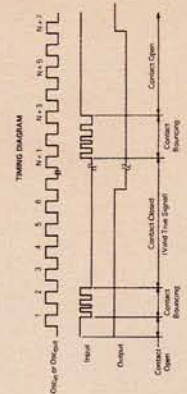
ELEKTOR infocarte 238

Le MC144909 de Motorola intègre 6 circuits anti-rebond qui fonctionnent – sans le moindre problème – en absence d'un contact de commutation à leur entrée. Il est possible de commander chacune des entrées à l'aide d'un contact travail ou repos. Dans le circuit intégré se trouve un oscillateur qui ne transmet le niveau logique présent à l'entrée vers la sortie qu'après 4 cycles d'horloge (bien après un rebondissement des contacts connectés à l'entrée donc). Il est également possible d'appliquer au circuit un signal d'horloge externe (en provenance d'un autre MC14490 par exemple).

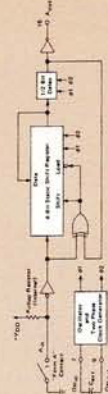
Caractéristiques techniques :

- chaque entrée est dotée d'une diode de protection,
- insensibilité aux parasites = 45% · V_{DD} ,
- chaque entrée de commutation est dotée d'une résistance de forçage interne ($\pm 25 \text{ k}\Omega$),
- entrées et sorties compatibles TTL,
- 6 entrées « anti-rebond » à « fil unique » (contact à commutation superflu),
- entrée d'horloge à Trigger de Schmitt (broche 7),
- tension d'alimentation comprise entre 3 et 18 V.

Chronodégramme



Synoptique



Les étages B_{in} , B_{out} , C_{in} , C_{out} , D_{in} , D_{out} et E_{in} , E_{out} sont identiques

923076

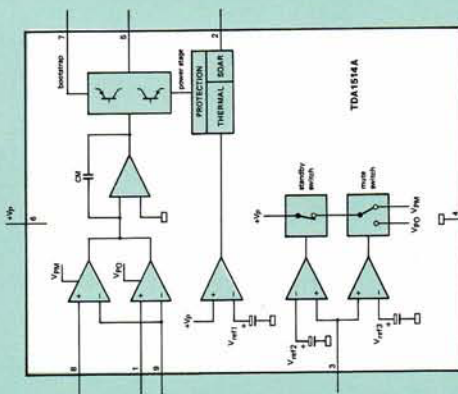
ELEKTOR – infocartes

TDA1514A,
amplificateur de puissance
50 W Haute Fidélité

Circuits linéaires
24

ELEKTOR infocarte 239

Synoptique



Description générale :
Le circuit intégré TDA1514A est un amplificateur de puissance à haute fidélité que l'on utilise en général comme module « tout fait » dans des applications radio, télévision ou autre audio. Les hautes performances du circuit répondent aux exigences posées par des sources numériques (tel qu'un lecteur de disques audio-numériques par exemple).
Le circuit possède une protection élaborée : les 2 transistors de sortie sont dotés d'une protection thermique et d'une protection du type SOA (Safe Operating Area = domaine de fonctionnement sûr). Le circuit se caractérise de plus par une fonction de silencieux permettant de définir, à l'aide de quelques composants externes, le moment de mise en fonction (après l'application de la tension d'alimentation).
Le TDA1514A a été conçu pour une alimentation symétrique. Il est pourtant possible de faire fonctionner ce circuit intégré à l'aide d'une tension asymétrique.

Caractéristiques générales :

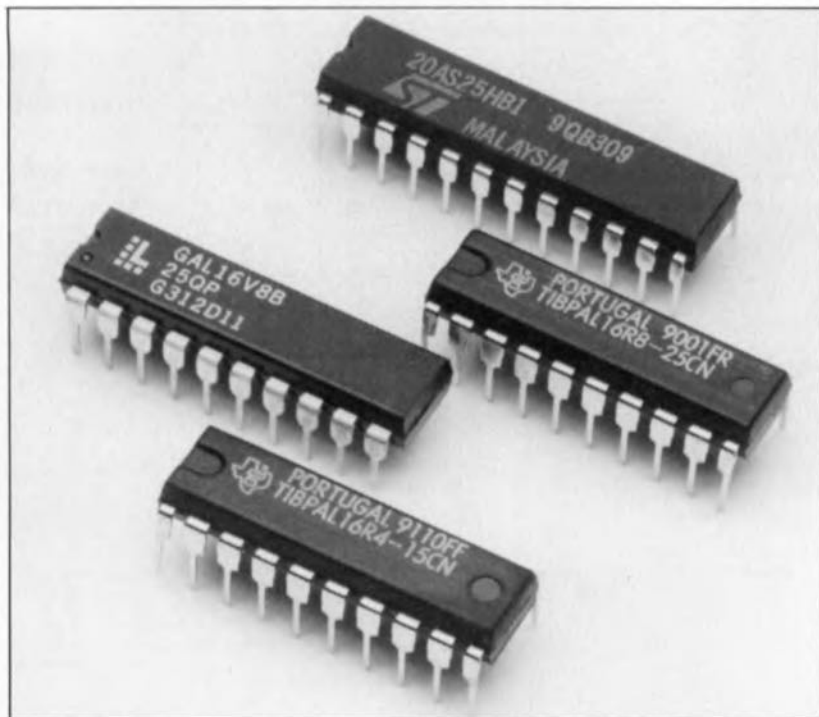
- Puissance de sortie élevée (même sans circuit « auto-élevateur »),
- Faible tension de décalage,
- Bonne réjection d'ondulation,
- Options de silencieux et de veille,
- Protection thermique,
- Protège contre des décharges électrostatiques,
- Absence de bruits de mise en ou hors-fonction,
- Très faible résistance thermique,
- Protection de SOA (domaine de fonctionnement sûr) et
- Protection contre des courts-circuits.

source: Integrated Circuits DATA HANDBOOK (C01b), Philips Components 943013

GAL = PALCE ?

la subtile différence

U. Hack & M. Hoffmann



On suppose, en règle générale, que les GAL, que l'on connaît sous l'appellation générique de logique prédéfinie, des types 16V8 et 20V8 de Lattice, National Semiconductor et SGS-Thomson Microelectronics sont totalement compatibles avec les PALCE d'Advanced Micro Devices, société plus connue sous son logo d'AMD. Comme pourrait le donner à penser leur dénomination différente, il existe un certain nombre de différences entre ces 2 types de circuits, dissimilitudes pouvant poser quelques problèmes dans certaines situations spécifiques.

La dénomination de GAL (*Gate Array Logic*) est une marque déposée de Lattice qui développa ce composant comme successeur de la PAL (*Programmable Array Logic* = réseau logique programmable) qui est elle une marque déposée de Advanced Micro Devices.

National Semiconductor et SGS-Thomson Microelectronics ont une licence de fabrication des GAL de Lattice et appellent tout simplement GAL les composants qu'ils produisent. AMD qui est à l'origine des PAL et ne possède pas de licence de Lattice appelle purement et simplement PALCE (*Programmable Array Logic CMOS Electrically Erasable* = réseau logique programmable effaçable électriquement) ses GAL. Une vraie tour de Babel.

D'un point de vue fonctionnel les GAL et les PALCE sont des composants identiques – si l'on ne tient pas compte de

la petite différence à laquelle nous reviendrons ultérieurement. En ce qui concerne la programmation, ces 2 types de composants sont loin d'être semblables. La programmation de chacun de ces types de réseaux logiques se fait selon un algorithme qui leur est propre. La figure 1 représente la structure interne de 2 types de GAL. La différence entre les versions GAL et PALCE se situe au niveau de la circuiterie de sortie que nous avons ici représentée sous la forme de blocs.

Les figures 2 et 3 montrent le détail de ces circuits de sortie baptisés OLMC (*Output Logic Macro Cell*) respectivement d'une GAL et d'une PALCE. Dans les 2 cas il est possible de déterminer la fonction du circuit par l'intermédiaire d'un quateron de multiplexeurs. Les signaux AC – de même que les bits SYN et XOR(n) – sont des bits qui sont, lors de la programmation de la

GAL ou de la PALCE, définis dans un registre particulier dénommé ACW (*Architecture Control Word* = mot de commande d'architecture). L'index n réfère à l'OLMC relié à la broche n, l'index m référant au voisin de l'OLMC(n) relié lui à la broche m.

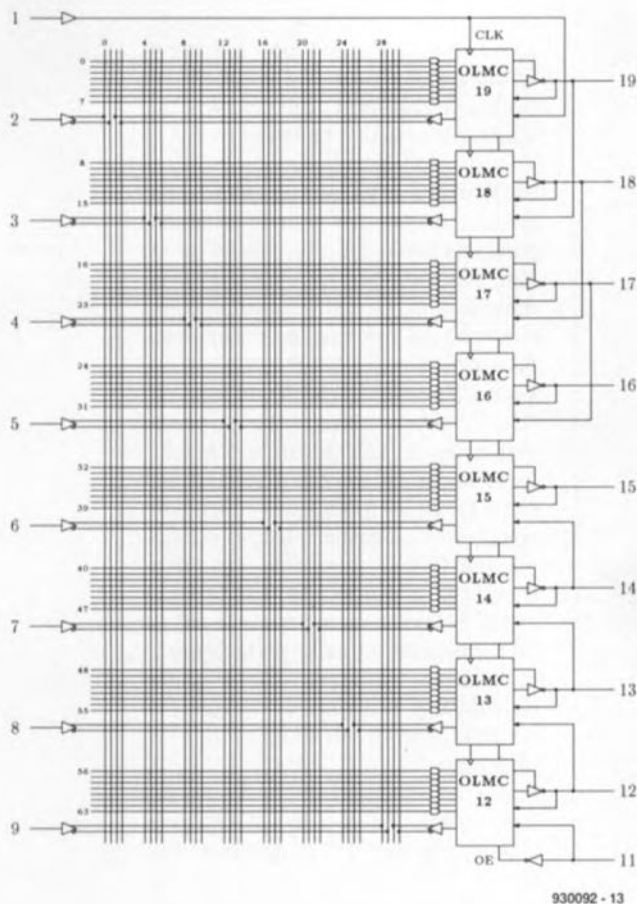
La différence entre les figures 2 et 3 se situe au niveau des entrées du multiplexeur FMUX. Le bloc FMUX de la GAL possède une quatrième entrée reliée à la masse. On y trouve en outre une ligne de commande additionnelle AC1(m)^b. Le multiplexeur sert à la réinjection d'un signal en provenance de l'OLMC vers le réseau AND programmable de la GAL ou de la PALCE. Avec un certain nombre d'OLMC il est possible, via ce multiplexeur, d'envoyer également ce signal à la broche de sortie des OLMC adjacents, tels que OLMC(17) et OLMC(18) (cf. la figure 1a). Si l'on utilise la broche 18 I/O m (I/O = Entrées/Sorties) de la figure 2 en sortie on a AC1(m) = 0 et la sortie de FMUX est reliée à la masse. En d'autres termes on n'utilise pas la réinjection.

Ce n'est que si OLMC(m) – OLMC(18) dans le cas qui nous intéresse – est monté en entrée que le signal de la broche m peut également être renvoyé, via le FMUX de OLMC(n) – OLMC(19) – vers le réseau AND programmable.

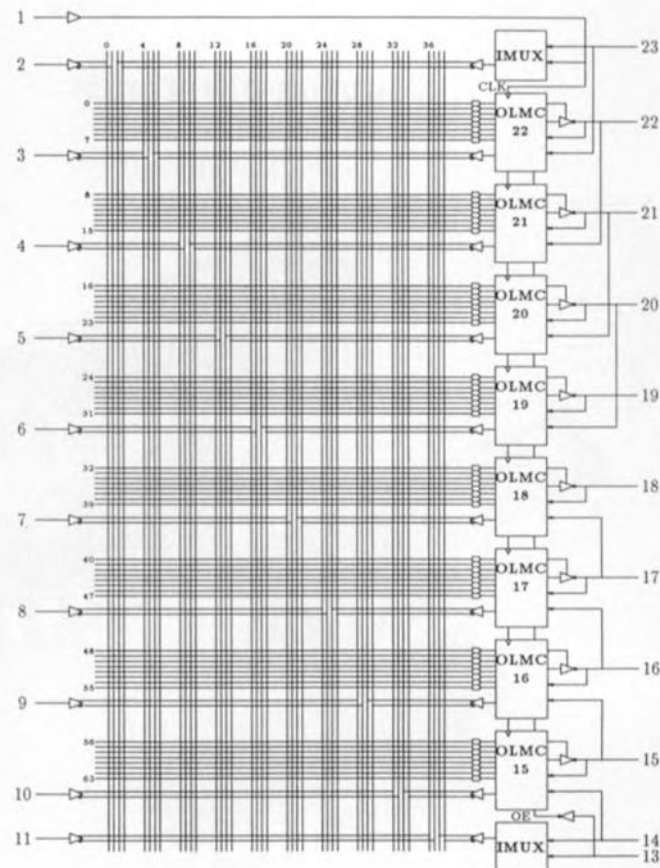
Dans le cas d'une PALCE le fait que OLMC(m) soit utilisé en entrée ou en sortie n'a pas la moindre conséquence. Dans les 2 cas le signal présent sur la broche m peut être réinjecté dans le réseau AND programmable via le multiplexeur FMUX.

Comme nous le mentionnions plus haut, cette différence ne posera pas, dans la majorité des cas, de problème. Il n'en est pas moins vrai qu'il peut s'avérer nécessaire, lorsque l'on passe d'une PALCE à une GAL, voire inversement, de procéder à une adaptation des données de programmation. De plus, dans le cas très particulier où dans une PALCE tous les OLMC sont branchés en sortie « normale » ou qu'ils sont utilisés en entrée, on ne pourra utiliser de GAL qu'à condition d'effectuer des interconnexions externes entre les sorties et les entrées (additionnelles). Cela implique, si l'on ne dispose plus d'entrées libres, l'utilisation d'une GAL de capacité supérieure.

Il faudra adapter les données de programmation (fichier JEDEC) lorsque l'on se trouve dans l'obligation de remplacer une PALCE dans laquelle le signal de sortie d'un OLMC est renvoyé, via le FMUX, dans un OLMC adjacent, par



930092 - 13



930092 - 14

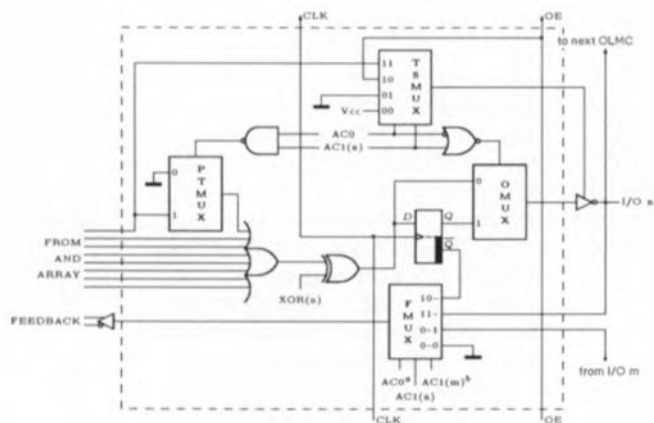
Figure 1. Structure interne d'une GAL 16V8 (a) et d'une 20V8 (b). La différence entre une GAL et une PALCE se situe au niveau des blocs baptisés OLMC.

une GAL, substitution où l'on perdra cette réinjection. Dans le cas inverse – remplacement d'une GAL par une PALCE – il faudra tenir compte du fait qu'il peut naître une réinjection additionnelle à la suite de laquelle les termes de produit dans la matrice AND dépendent de la broche m.

PALASM

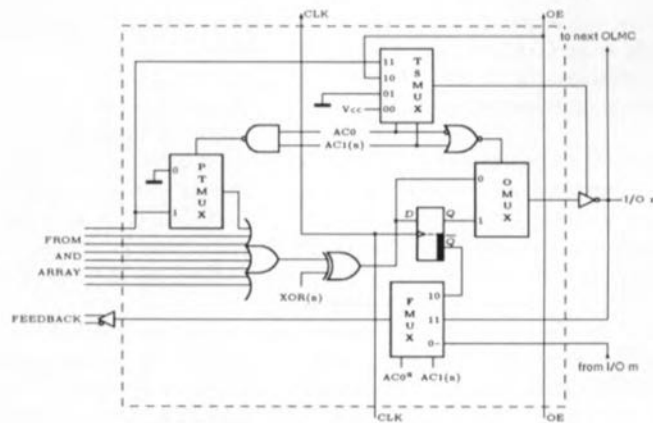
Lors de la mise au point du contenu de GAL il est souvent fait appel au logiciel PALASM de AMD. Dans ce cas-là aussi il est important de tenir compte de la différence entre les GAL et les PALCE, sachant que bien entendu le dit logiciel a

été écrit pour être utilisé avec les composants du dit fabricant, à savoir bien entendu les PALCE. Le programme « pense » de ce fait la réinjection interne est toujours possible. Il peut également arriver que le logiciel accepte le code-source pour une GAL sans générer le moindre message d'erreur et que



a SYN for 2 most outside OLMC
b SYN for 2 most outside OLMC

930092 - 11

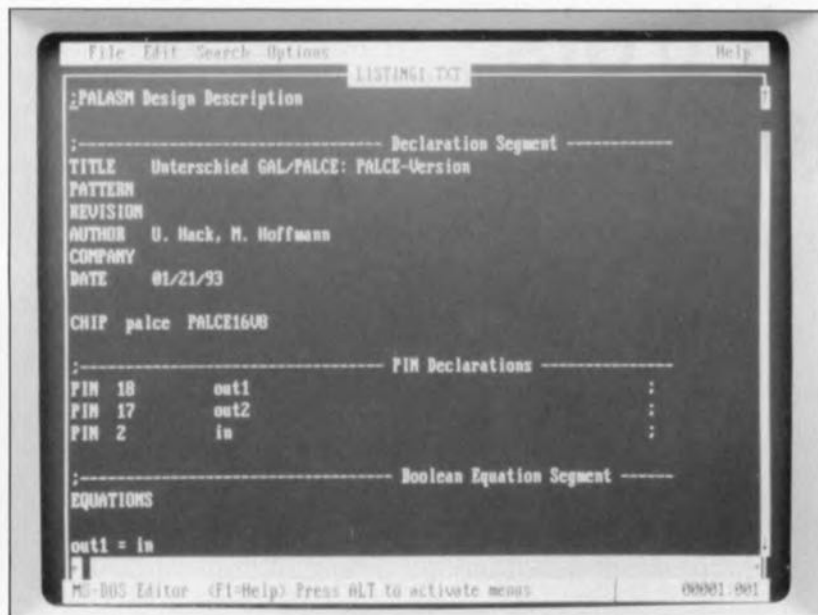


a SYN for 2 most outside OLMC

930092 - 12

Figure 2. Le circuit de sortie d'une GAL montre que les choses ont peu évolué pour arriver à la PALCE.

Figure 3. Le circuit de sortie d'une PALCE présente de très grandes similitudes avec celui d'une GAL, en fait ils sont presque identiques.



```

:PALASM Design Description
:----- Declaration Segment -----
TITLE    PALCE-Version
PATTERN
REVISION
AUTHOR    U. Hack, M. Hoffmann
COMPANY
DATE      01/21/93

CHIP palce PALCE16V8

:----- PIN Declarations -----
PIN 18      out1
PIN 17      out2
PIN 2       in

:----- Boolean Equation Segment -----
EQUATIONS
out1 = in

:----- Simulation Segment -----
SIMULATION

```

930092 - 15

Figure 4. Il est parfaitement possible de faire remplir la simple fonction ci-dessus par une PALCE, mais pas par une GAL.

```

:PALASM Design Description
:----- Declaration Segment -----
TITLE    GAL-Version
PATTERN
REVISION
AUTHOR    U. Hack, M. Hoffmann
COMPANY
DATE      01/21/93

CHIP gal PALCE16V8

:----- PIN Declarations -----
PIN 18      out1
PIN 17      out2
PIN 2       in
PIN 3       help : externally connected with out1

:----- Boolean Equation Segment -----
EQUATIONS
out1 = in
out2 = help : in general : out2 = f(out1) is not possible
              : alternative: external feedback of out2 at
              :             input help

:----- Simulation Segment -----
SIMULATION

```

930092 - 16

Figure 5. Il faut, pour pouvoir réaliser la fonction de la figure 4 dans une GAL, poser une interconnexion externe. Il devient ainsi possible de programmer sans problème une PALCE.

la GAL ainsi programmée ne fonctionne pas correctement. Nous allons, dans l'exemple à suivre, vous décrire une telle situation. Supposons qu'il nous faille, avec PALASM, développer une GAL16V8 comportant une entrée « in » et 2 sorties « out1 » et « out2 ».

On veut en outre que la sortie 1 soit une fonction de l'entrée ($out1 = f(in)$) et que la sortie 2 soit une fonction de la sortie 1 ($out2 = f(out1)$). Le listing de la **figure 4** vous propose le code-source de la solution la plus simple répondant aux conditions posées plus haut. PALASM assemble sans sourciller ce code-source, le fichier JEDEC généré dans lequel se trouvent les données de programmation n'est utilisable que pour la programmation d'une PALCE. Une GAL programmée à l'aide du dit fichier JEDEC ne fonctionne pas. Cela vient du fait qu'il faut réaliser la fonction $out2 = out1$ par couplage réinjectif de $out1$ (de OLMC18) via le multiplexeur FMUX de OLMC17, ce qui n'est possible qu'avec une PALCE.

Si l'on veut obtenir un fichier JEDEC permettant également une programmation correcte des GAL, il faudra procéder à une interconnexion externe à une entrée de toutes les sorties utilisées aussi comme variable booléenne. Cela signifie bien évidemment que l'on perd une entrée pour chaque réinjection à effectuer.

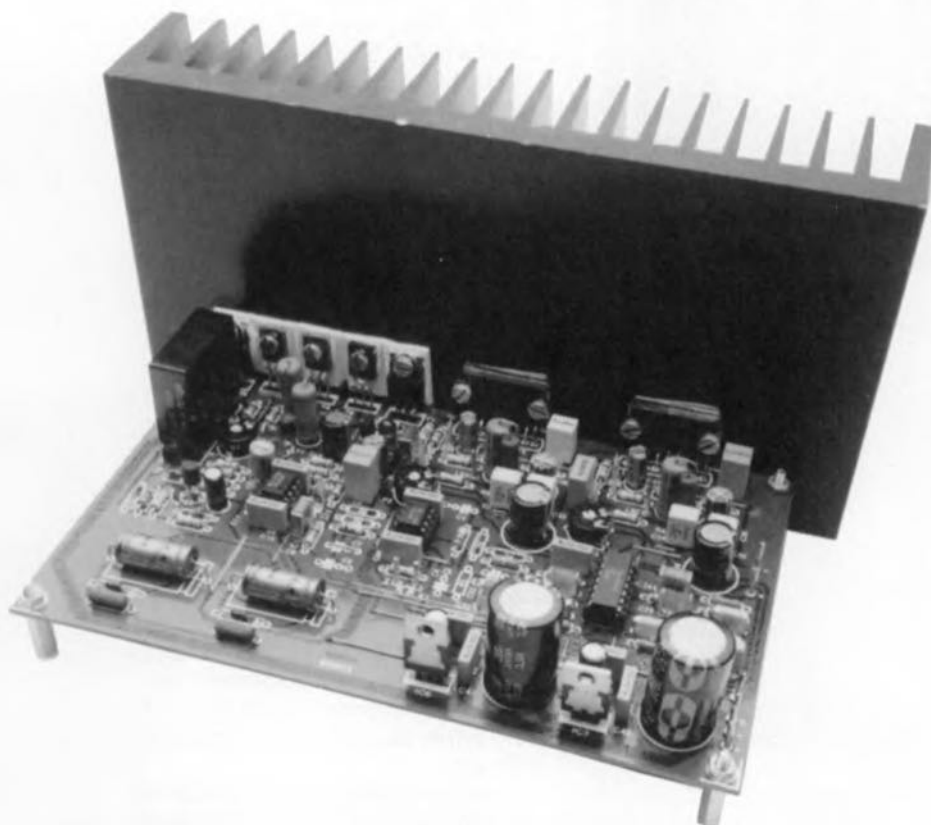
Le listing de la **figure 5** vous propose le code-source adapté pour être utilisé avec une GAL. La sortie 1 ($out1$) est reliée extérieurement à l'entrée « help » de sorte qu'il faudra remplacer l'égalité $out2 = out1$ définie plus haut par une nouvelle équation $out2 = help$. Cette modification évite que PALASM ne choisisse à nouveau une réinjection interne. Il va sans dire que cette solution fonctionne pas seulement avec les GAL; on peut aussi programmer des PALCE de cette manière.

On peut utiliser, comme solution alternative, le fait que les OLMC à sorties à 3 états assurent toujours la réinjection par l'intermédiaire de leur propre FMUX. On n'a pas, dans ce cas-là, à sacrifier d'entrée pour la réinjection, mais cela implique cependant que le OLMC ne dispose à l'entrée que de 7 termes de produit et non pas 8.

En résumé nous pouvons dire que l'utilisation de sorties à 3 états et de sorties de registres comme variables d'une égalité booléenne ne pose pas de problème ni avec les PALCE ni avec les GAL. L'utilisation d'une sortie « ordinaire » en tant que variable implique que le concepteur sache bien si le code-source convient ou non à une GAL.

système à trois voies actif

trois étages de sortie + filtres = 1 platine



Caractéristiques techniques :

- 3 filtres et 3 étages de sortie sur 1 platine,
- sections de filtre : choix entre 1^e, 2^e et 3^e ordre,
- réseau de correction de Linkwitz pour les graves,
- puissance des étages de sortie :

grave :	70 W dans 4 Ω ($U_0 = \pm 25$ V)
	70 W dans 8 Ω ($U_0 = \pm 35$ V)
médium :	30 W dans 8 Ω
aigu :	30 W dans 8 Ω
- sensibilité nominale : 1,1 V_{eff}
- impédance d'entrée : 47 k Ω

La réalisation d'une enceinte active est, en général, une entreprise relativement complexe : il est en effet requis de doter de son propre filtre actif et d'un étage de sortie chacun des haut-parleurs utilisés. En dépit de cet impératif, qui peut paraître un inconvénient, un système actif se caractérise, lorsqu'on le compare à une

enceinte passive, par un certain nombre d'atouts intéressants. De manière à vous faciliter, autant que faire se peut, « l'électronisation » d'une enceinte nous avons conçu, dans le laboratoire d'Elektor, une électronique, réunissant sur une seule platine trois sections de filtre, une correction de graves active et trois étages de sortie.

Quels sont donc les avantages d'une enceinte active comparée à un système passif classique ? Comme, dans le cas d'une enceinte active, les haut-parleurs sont reliés directement à un étage de sortie la nécessité d'utiliser du câble de haute qualité (il existe des câbles pour haut-parleurs dont le prix atteint quelques

centaines de francs par mètre !) ne prend plus qu'une importance relative. L'absence de filtre (d'aiguillage) passif constitue un second atout d'un système actif. Les selfs (bobines) et les condensateurs que comporte un filtre passif « consomment » une quantité non négligeable d'énergie ce qui se traduit inévitablement par

une perte de qualité du signal sonore. Dans le cas d'un filtre actif cette perte de qualité est pratiquement nulle. Un tel filtre ne comporte pas de selfs et les condensateurs utilisés sont de capacité plus faible ce qui permet de faire appel à des exemplaires d'une qualité sensiblement meilleure que celle des gros condensateurs, passage obligé, d'un filtre passif. Le couplage direct des haut-parleurs dans un système actif permet à chaque étage de puissance de mieux « surveiller » le comportement du haut-parleur « attaqué » : le filtre actif se caractérise, à nouveau, par une absence de selfs et de gros condensateurs et partant de résistance de perte.

Il est plus que probable que cette énumération restrictive de quelques-uns des atouts d'un système actif (par rapport à une enceinte passive) aura convaincu un certain nombre d'entre nos lecteurs de la supériorité d'une telle approche. Et pourtant, tout ce qui brille n'est pas or !

Vouloir doter chaque haut-parleur d'une enceinte de son propre étage de sortie implique de faire appel à une quantité relativement importante de composants électroniques et, partant, coûte relativement cher.

Nous avons, à l'intention de tous ceux qui aimeraient bien réaliser un système actif sans dépenser des sommes d'argent inconsidérées, développé un circuit comportant toute électronique nécessaire à « l'activation » d'une enceinte à 2 ou à 3 voies. Le fait de faire appel, pour les sections de l'aigu et du médium, à des modules d'amplification tout faits nous a permis d'intégrer toute l'électronique sur une platine de dimensions relativement modestes.

Ce premier article est consacré à la description de l'électronique mise en oeuvre pour la réalisation de ce système à trois voies actif. Un second article sera consacré ensuite à un exemple pratique : l'activation d'une enceinte à 3 voies, passive à l'origine.

Possibilités et conception

Le système a été conçu de façon à ce qu'un utilisateur potentiel dispose, lors de la réalisation des filtres actifs, de nombreuses options de configuration. Le synoptique de la **figure 1** résume toutes les possibilités de configuration disponibles.

En aval d'un tampon pris à l'entrée du circuit, le signal audio en provenance du préamplificateur arrive aux trois sections de filtrage, des aigus, du

médium et des graves respectivement. Le choix des composants à utiliser pour chacune des sections de filtrage permet de les configurer pour une pente de 6, 12 ou 18 dB par octave. Dans le cas du filtre pour le médium il faut procéder à une double configuration : celle de la pente des fréquences basses (grave) et celle de la pente des fréquences élevées (aigu).

On trouve, en aval du filtre passe-bas, un réseau de correction pour la section des graves. Ce réseau, inventé par Mr. Linkwitz, se caractérise – dans le cas d'une enceinte close en particulier – par la possibilité d'étendre vers le bas la plage des sons reproduits par le woofer, le haut-parleur des graves.

Ce concept multi-fonctionnel du circuit permet donc de réaliser pratiquement n'importe quelle combinaison de filtres requise dans un système de haut-parleurs à trois voies. Nous passerons en revue, dans l'un des explicatifs encadrés « agrémentant » cet article, toutes les formules, nécessaires pour le calcul des valeurs à attribuer aux différents composants en vue d'obtenir les pentes et les types de filtres requis.

Avant d'arriver aux haut-parleurs, les signaux audio subissent une amplification dans les étages de puissance qui sont d'ailleurs également les étages de sortie. L'étage de sortie pour le woofer se caractérise par une puissance plus que double de celle des étages de sortie pour le médium et les aigus. L'amplificateur de sortie du woofer étant réalisé en technologie discrète, nous l'avons doté d'une temporisation de mise en circuit à relais. L'adjonction d'un tel circuit est, dans le cas des deux autres étages de sortie, superflue, vu qu'ils sont réalisés à l'aide d'un amplificateur modulaire doté d'une fonction de silencieux (ou *mute* en bon français) qui élimine tout bruit de mise en ou hors-fonction.

La réalisation et les composants

Nous allons commencer l'examen du schéma de la **figure 2** là où le signal audio du préamplificateur entre dans le circuit. L'amplificateur opérationnel IC2b fait office de tampon pour le signal audio d'entrée et évite ainsi une charge excessive pour le dit signal. La résistance R1 fixe à 47 k Ω la valeur de l'impédance d'entrée. Au-delà du tampon IC2b, le signal suit trois trajets distincts : via les amplificateurs opérationnels IC1a, IC1b et IC1c respectivement. Chacun de ces circuits intégrés constitue le

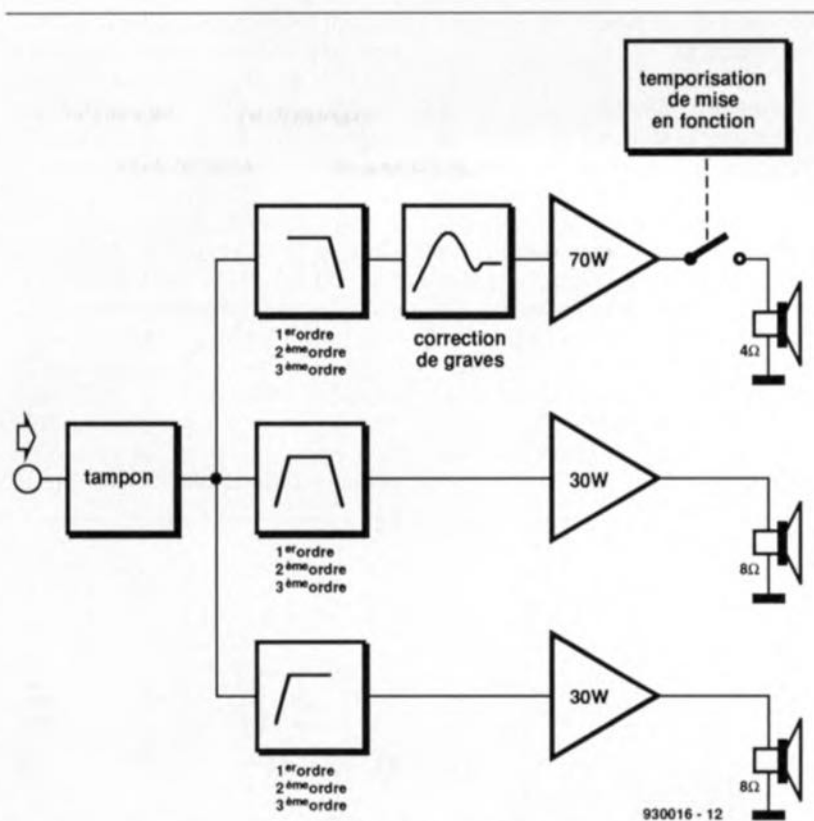


Figure 1. Configuration complète du système actif qui se compose d'un certain nombre de sections de filtrage, d'un réseau de correction des graves et de trois amplificateurs de puissance.

coeur d'un filtre du 3^e ordre. Le simple fait de supprimer quelques-uns des composants de ce filtre permet également de le transformer en un filtre du 1^e ou du 2^e ordre.

La section du médium comporte même deux filtres, pris en série, IC1c et IC1d. Ceci est logique puisqu'il est nécessaire, dans cette section du médium, de définir une limitation de fréquence pour les sons graves et pour les sons aigus. Si l'on respecte les valeurs à attribuer aux composants telles qu'elles sont indiquées dans le schéma, les fréquences de coupure pour la section du médium se trouvent à 500 et à 5 000 Hz respectivement ; il s'agit en fait d'une caractéristique Butterworth.

Rien n'interdit d'ailleurs de réaliser à partir des mêmes éléments un système à **deux** voies actif. Dans ce cas il faudra supprimer toute la section du médium : l'électronique centrée sur IC1c et IC1d ainsi que tout l'étage de sortie réalisé à l'aide de IC4.

Le réseau de correction de Linkwitz, situé en aval du filtre passe-bas, se charge d'une correction de la réponse en fréquence dans le domaine autour de la fréquence de coupure basse de l'enceinte. Ce réseau permet d'étendre vers le bas, et cela de toute une octave, la plage de sons

produits par l'enceinte. Le dimensionnement de ce réseau de correction n'est pourtant possible que dans le cas d'enceintes closes dont le facteur de qualité (Q_{ec}) et la fréquence de résonance (f_c) sont connus. Un des cadres explicatifs accompagnant cet article est dédié au dimensionnement de ce réseau de correction (que nous avons d'ailleurs déjà utilisé lors de la réalisation du **mini-caisson de graves**, décrit dans le n° 150 d'Elektor en décembre 1990).

Deux régulateurs de tension de 15 V sont chargés de l'alimentation des amplificateurs opérationnels IC6 et IC7. La tension d'alimentation à appliquer aux régulateurs est dérivée directement de l'alimentation symétrique de ± 25 V de l'amplificateur de puissance de la section des graves (et des deux autres sections si tant est que l'on se contente d'une seule tension d'alimentation pour l'ensemble du circuit, solution à laquelle nous reviendrons un peu plus loin).

Les étages de puissance modulaires, IC4 et IC5, intègrent une sorte d'amplificateurs opérationnels de puissance qui ne nécessite plus, comme circuiterie externe, qu'une contre-réaction et quelques composants passifs additionnels. Alimenté sous une tension symétrique de ± 25 V, le TDA1514A fournit une

puissance de quelque 30 W dans une charge de 8 Ω .

La **figure 3** montre, sous forme synoptique, la structure interne de ce circuit intégré dont l'une des caractéristiques frappantes est la présence un nombre important de dispositifs de sécurité. Les entrées sont dotées d'un circuit de silencieux évitant la reproduction par les haut-parleurs de tout bruit de mise en ou hors-fonction. Les transistors de sortie possèdent de plus une protection thermique et une détection de SOA (*Safe Operating Area* = domaine de fonctionnement sûr).

Faisons maintenant le tour des différents composants externes associés à IC4, tels qu'ils sont représentés dans le schéma. C26 fait office de condensateur d'entrée qui bloque les tensions continues en provenance de la sortie de l'étage précédent. En aval de ce condensateur nous trouvons un filtre passe-bas (R39/C27) limitant la largeur de la bande passante du signal d'entrée à une valeur telle que l'amplificateur de sortie puisse « traiter » ce signal sans le moindre problème. La résistance R40 détermine l'impédance d'entrée de l'étage de sortie. Le réseau de contre-réaction, R42/R41, définit le

gain total de l'amplificateur modulaire. La présence du condensateur C28 limite à 1 le gain en tension continue. Les résistances R43, R44 et le condensateur C29 constituent un réseau de *bootstrap* (autoélévateur) qui augmente légèrement l'amplitude de l'étage de sortie.

De manière à introduire une charge minimale donnée en présence de hautes fréquences – fréquences d'une valeur telle que le haut-parleur pourrait manifester un comportement inductif –, on a pris un réseau de Boucherot (sous la forme de la résistance R45 et du condensateur

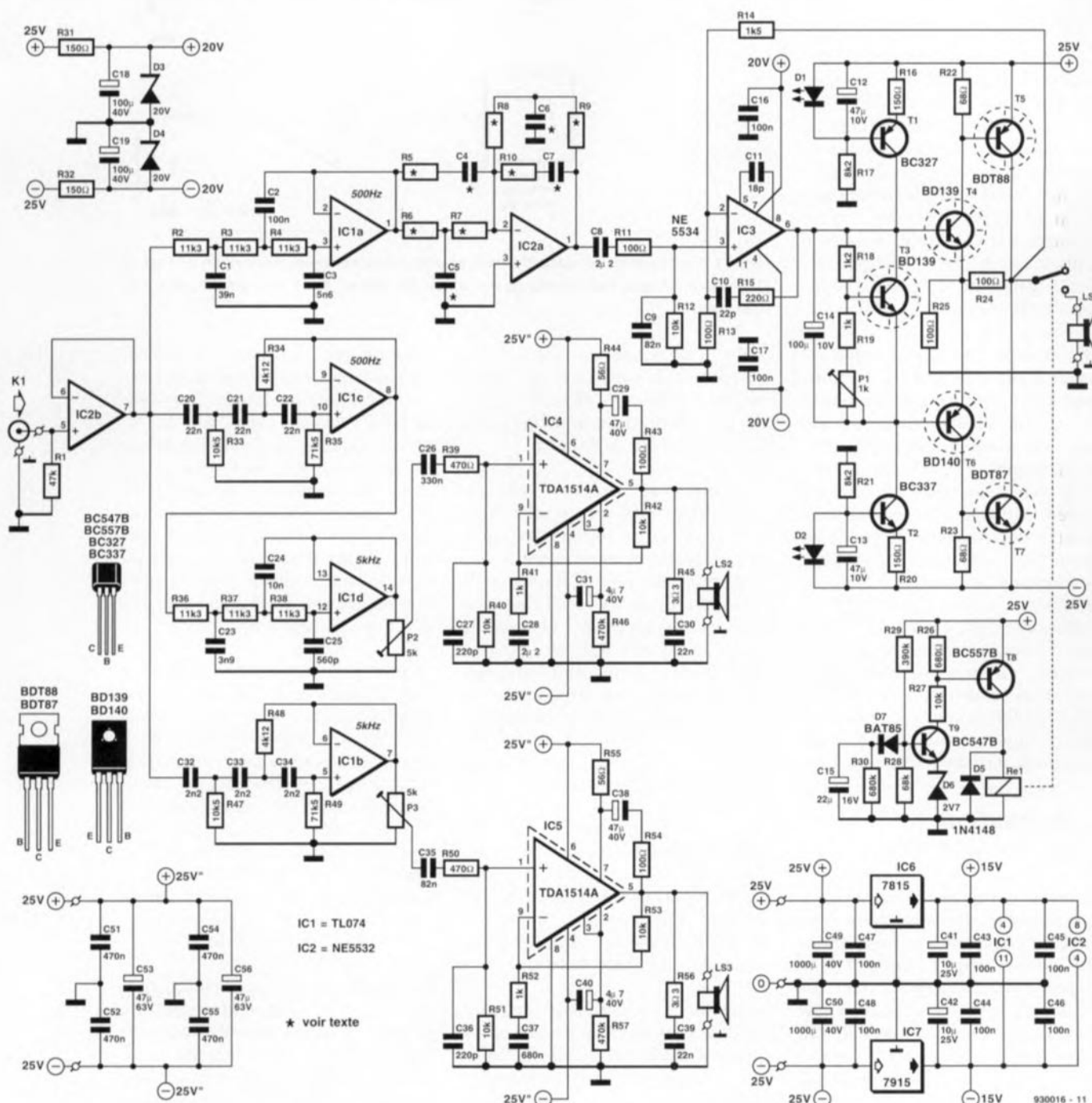


Figure 2. En dépit du nombre important de filtres et d'amplificateurs de puissance, l'électronique requise reste relativement modeste.

C30) en parallèle sur le haut-parleur. Pour finir, le condensateur C31 et la résistance R46 introduisent un certain retard dans la mise en fonction de l'étage de sortie.

On trouve, entre les filtres et les deux modules d'étage de sortie, deux ajustables qui serviront, ultérieurement, à l'adaptation des rendements des haut-parleurs connectés au système.

Sachant qu'en règle générale la reproduction des sons graves demande une puissance plus élevée (nos oreilles sont moins sensibles aux graves) que celle des sons médium et aigus, nous avons réalisé un étage de puissance semi-discret qui fournit le courant requis au woofer. La conception du circuit imprimé est telle que l'étage de sortie des graves peut être alimenté à l'aide d'une tension symétrique différente de celle prévue pour les étages modulaires du médium et des aigus. Nous faisons appel, pour l'amplificateur différentiel à l'entrée, à un amplificateur opérationnel de type archi-connu, un fameux 5534.

Deux combinaisons résistance/diode-zenner, R31/D3 et R32/D4, dérivent du module d'alimentation principal, la tension symétrique requise par cet amplificateur différentiel dont l'impédance d'entrée dépend presque totalement de la valeur de la résistance R12. La résistance R11 et le condensateur C9 limitent la largeur de la bande passante du signal d'entrée. On trouve encore, pris entre la sortie et l'entrée inverseuse du 5534, un petit réseau RC de compensation, R15/C10.

La sortie de l'amplificateur différentiel est reliée à l'entrée d'un étage de puissance de type *compound* (configuration de circuit de commande (driver) à un transistor de puissance dans laquelle on a **et** gain en courant **et** gain en tension). Cette approche permet à l'amplificateur opérationnel (avec son excursion de sortie limitée de par les + et - 20 V de la tension d'alimentation) de commander l'étage de sortie - qui lui travaille à une tension d'alimentation supérieure - de manière à atteindre une modulation maximale.

L'étage de sortie prend la forme des transistors T4/T5 pour la moitié positive du signal et T6/T7 pour la moitié négative. L'amplificateur opérationnel IC3, assisté par les deux sources de courant T1/D1 et T2/D2, se charge de la commande de l'étage de puissance, le transistor T3 qui fonctionne comme une diode-

Tableau 1. Filtres passe-haut et passe-bas

	Passe-bas		Passe-haut	
	Butterworth	Bessel	Butterworth	Bessel
	1 ^{er} ordre	2 nd ordre	1 ^{er} ordre	2 nd ordre
1 ^{er} ordre	$R_a = 10 \text{ k}\Omega \text{ p.e.}$ $R_b = R_c = \text{pont de câblage}$ $C_b = C_c = \text{superflu}$ $C_a = \frac{0,1592}{f \cdot R}$	—	$C_a = 4 \text{ nF7 p.e.}$ $C_b = C_c = \text{pont de câblage}$ $R_b = R_c = \text{superflue}$ $R_a = \frac{0,1592}{f \cdot R}$	—
2 nd ordre	$R_a = \text{pont de câblage}$ $C_a = \text{superflu}$ $R_b = R_c = 10 \text{ k}\Omega \text{ p.e.}$ $C_b = \frac{0,2251}{f \cdot R_b}$ $C_c = \frac{0,1125}{f \cdot R_b}$	$C_b = \frac{0,1443}{f \cdot R_b}$ $C_c = \frac{0,1082}{f \cdot R_b}$	$C_a = \text{pont de câblage}$ $R_a = \text{superflu}$ $C_b = C_c = 4 \text{ nF7 p.e.}$ $R_b = \frac{0,1125}{f \cdot C_b}$ $R_c = \frac{0,2251}{f \cdot C_b}$	$R_b = \frac{0,1755}{f \cdot C_b}$ $R_c = \frac{0,2341}{f \cdot C_b}$
3 rd ordre	$R_a = R_b = R_c = 10 \text{ k}\Omega \text{ p.e.}$ $C_a = \frac{0,2215}{f \cdot R_a}$ $C_b = \frac{0,5644}{f \cdot R_a}$ $C_c = \frac{0,03221}{f \cdot R_a}$	$C_a = \frac{0,1572}{f \cdot R_a}$ $C_b = \frac{0,2265}{f \cdot R_a}$ $C_c = \frac{0,04039}{f \cdot R_a}$	$C_a = C_b = C_c = 4 \text{ nF7 p.e.}$ $R_a = \frac{0,1125}{f \cdot C_a}$ $R_b = \frac{0,04488}{f \cdot C_a}$ $R_c = \frac{0,7864}{f \cdot C_a}$	$R_a = \frac{0,1611}{f \cdot C_a}$ $R_b = \frac{0,1118}{f \cdot C_a}$ $R_c = \frac{0,6271}{f \cdot C_a}$

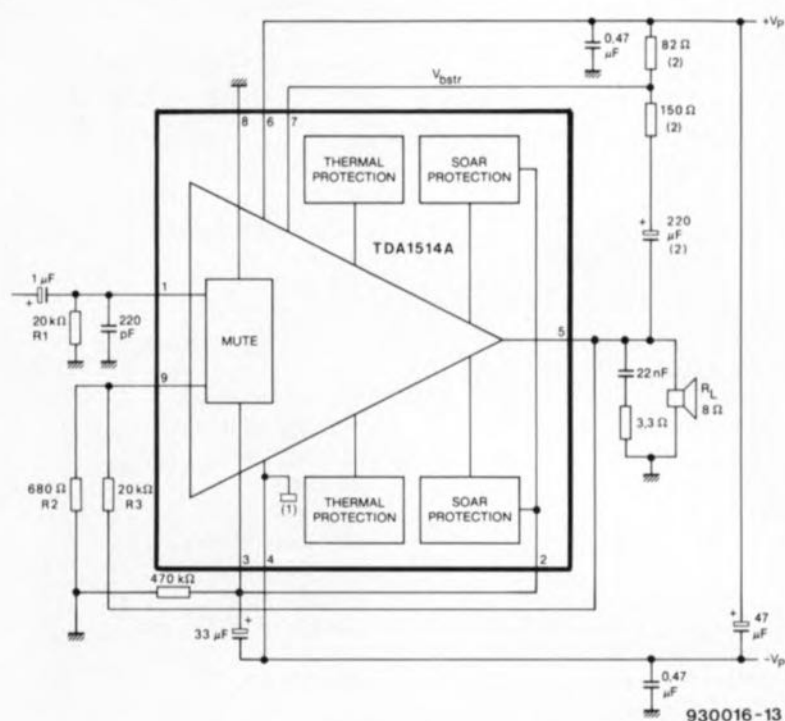


Figure 3. Structure interne du TDA1514A. Cet amplificateur opérationnel de puissance intègre un nombre impressionnant de dispositifs de sécurité.

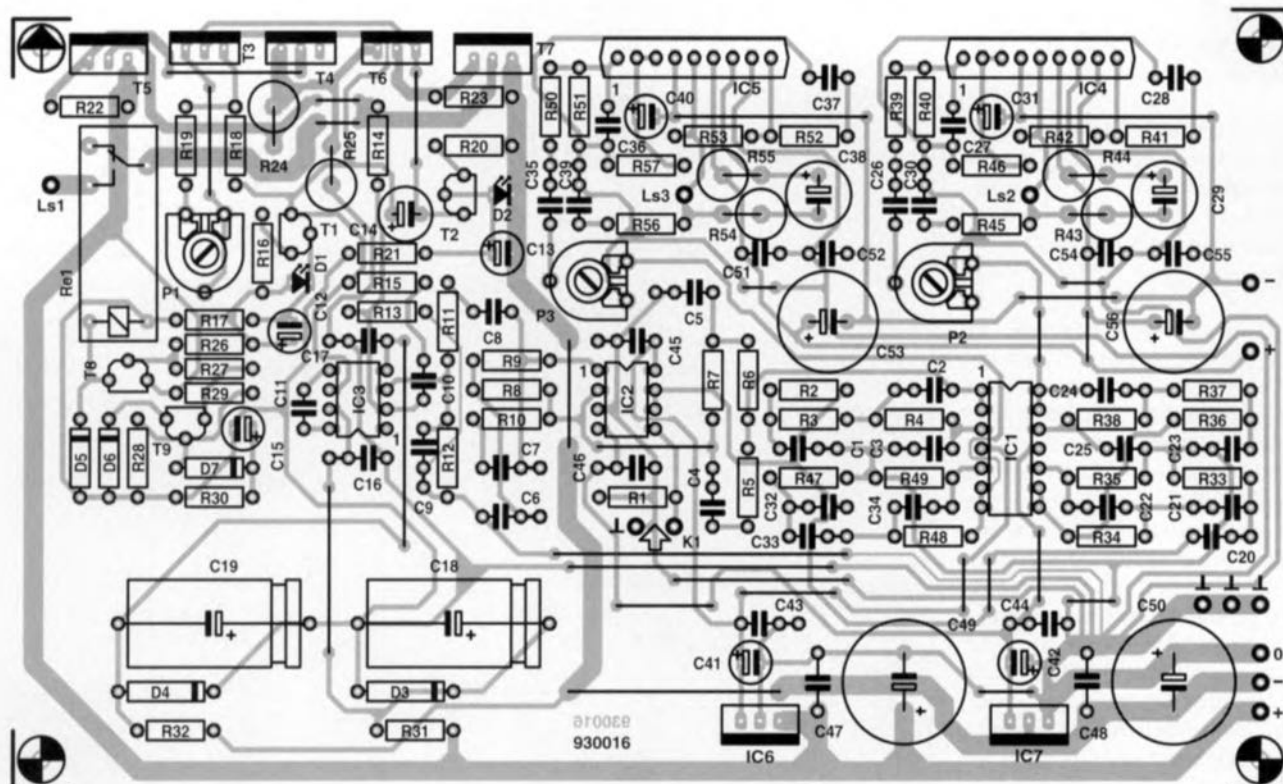


Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du système actif comprenant trois sections de filtrage, trois amplificateurs de puissance, la régulation de la tension d'alimentation et une temporisation de mise en fonction.

Liste des composants

(pour des fréquences de coupure de 500 Hz et 5 kHz respectivement)

Résistances :

R1 = 47 kΩ
R2 à R4, R36 à R38 = 11 kΩ, 1%
R5 = *
R6 = *
R7 = *
R8 = *
R9 = *
R10 = *
R11, R13 = 100 Ω
R12, R40, R42, R51, R53 = 10 kΩ
R14 = 1 kΩ, 5
R15 = 220 Ω
R16, R20, R31, R32 = 150 Ω
R17, R21 = 8 kΩ, 2
R18 = 1 kΩ, 2
R19, R41, R52 = 1 kΩ
R22, R23 = 68 Ω
R24, R25 = 100 Ω, 2,5 W
R26 = 680 Ω
R27 = 10 kΩ
R28 = 68 kΩ
R29 = 390 kΩ
R30 = 680 kΩ
R33, R47 = 10 kΩ, 5, 1%
R34, R48 = 4 kΩ, 12, 1%
R35, R49 = 71 kΩ, 5, 1%
R39, R50 = 470 Ω
R43, R54 = 100 Ω, 1,5 W
R44, R55 = 56 Ω, 1,5 W

R45, R56 = 3 Ω, 3

R46, R57 = 470 kΩ

P1 = 1 kΩ, ajustable

P2, P3 = 5 kΩ, ajustable

Condensateurs

C1 = 39 nF
C2, C16, C17, C43 à C48 = 100 nF
C3 = 5 nF, 6
C4 = *
C5 = *
C6 = *
C7 = *
C8, C28 = 2 μF/50 V MKT
C9, C35 = 82 nF
C10 = 22 pF
C11 = 18 pF
C12, C13 = 47 μF/10 V radial
C14 = 100 μF/10 V radial
C15 = 22 μF/16 V radial
C18, C19 = 100 μF/40 V
C20 à C22, C30, C39 = 22 nF
C23 = 3 nF, 9
C24 = 10 nF
C25 = 560 pF styroflex
C26 = 330 nF
C27, C36 = 220 pF
C29, C38 = 47 μF/40 V radial
C31, C40 = 4 μF/70 V radial
C32 à C34 = 2 nF, 2
C37 = 680 nF
C41, C42 = 10 μF/25 V radial
C49, C50 = 1 000 μF/40 V radial
C51, C52, C54, C55 = 470 nF

C53, C56 = 47 μF/63 V radial

Semi-conducteurs :

D1, D2 = LED, 3 mm rouge
D3, D4 = diode zener 20 V/1,5 W
D5 = 1N4148
D6 = diode zener 2V7/400 mW
D7 = BAT85
T1 = BC327
T2 = BC337
T3, T4 = BD139
T5 = BDT88
T6 = BD140
T7 = BDT87
T8 = BC557B
T9 = BC547B
IC1 = TL074
IC2 = NE5532
IC3 = NE5534
IC4, IC5 = TDA1514A (Philips)
IC6 = 7815
IC7 = 7915

Divers :

K1 = embase Cinch femelle encartable
Re1 = relais 24 V, contact travail (tel que Siemens V23127-B0006-A201 par exemple)
1 radiateur de résistance thermique > 0,5 K/W de 200 x 100 mm (tel que Fischer SK47 par exemple)

* la valeur de ces composants dépendant de la correction de graves souhaitée

zener ajustable, servant lui au réglage du courant de repos. Les deux résistances R13 et R14 se chargent enfin de la contre-réaction d'ensemble.

Le haut-parleur est connecté à la sortie de l'étage de puissance par l'intermédiaire du contact (travail) d'un relais qui, étant excité avec un certain retard introduit par les transistors T8 et T9, élimine tout bruit de mise en ou hors-fonction du circuit. Avant que le transistor T9 ne puisse devenir passant il est nécessaire que le condensateur C15 soit chargé, à travers la résistance R29 et la diode D7, à une tension de 2,7 V (diode-zener D6) plus 0,6 V (jonction base/émetteur de T9), soit 3,3 V. La diode D7 garantit un relâchement instantané des contacts du relais en cas de disparition de la tension d'alimentation.

La réalisation

La totalité de l'électronique trouve place, comme mentionné plus haut, sur une seule platine dont la **figure 4** donne la sérigraphie de l'implantation des composants. Il vous faudra, avant de mettre votre fer à souder à chauffer, connaître très exactement quelles sont les pentes de filtrage et les fréquences de coupures que vous désirez obtenir. Ces données dépendent elle du concept de l'enceinte que l'on veut « activer ». Le dimensionnement du réseau de correction de graves est fonction du système de reproduction de graves utilisé.

Les **tableaux 1** et **2** comportent toutes les formules nécessaires pour le calcul des filtres et du réseau de correction.

Dans certaines conditions il pourra s'avérer nécessaire de réaliser une caractéristique de filtrage différente de toute forme « standard ». On pourrait imaginer, par exemple, de « recopier » la caractéristique d'un filtre passif existant pour le remplacer par un système actif présentant un comportement de filtrage identique. Avec un logiciel de simulation (la version « étudiant » de MicroCap par exemple) on pourra essayer, en jouant sur les valeurs des résistances et des condensateurs des filtres actifs, d'approcher du mieux possible le comportement du filtre passif d'origine.

Une explication détaillée de cette technique fera partie de l'un des articles du mois prochain. Dans l'approche « standard » de la figure 2 nous sommes partis de filtres de

3^e ordre et de fréquences de coupure avec les valeurs classiques de 500 et 5 000 Hz.

Avant de se lancer dans la réalisation pratique des étages de sortie il faudra examiner la combinaison des haut-parleurs utilisés. Si l'on regarde de plus près la répartition spectrale de la puissance sur l'ensemble du spectre audio, il s'avère que, dans un système à voies multiples, le haut-parleur des graves (le woofer donc) a besoin d'une puissance qui est largement le double de celle exigée par les autres haut-parleurs. Une résolution à ce problème consiste à faire appel, pour le woofer, à un modèle ayant une impédance de 4 Ω et pour les autres haut-parleurs à des types de 8 Ω . Si cela n'est pas possible – le haut-parleur à utiliser n'existant, par exemple, qu'en version de 8 Ω –, on pourra alimenter l'étage de sortie pour le woofer à l'aide d'une tension plus élevée. Pour ce faire nous avons envisagé d'alimenter les étages de sortie pour le médium et les aigus via un module d'alimentation fournissant une tension symétrique de 25 V que l'on pourra appliquer aux points + et – à côté du condensateur électrolytique C56.

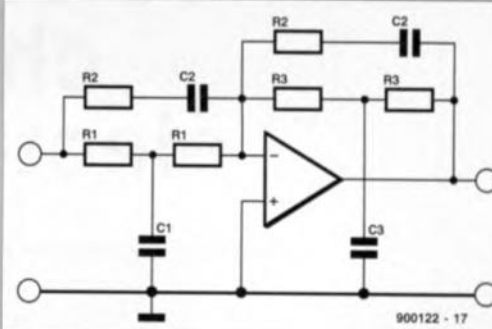
Attention cependant !

La valeur maximale de la tension d'alimentation à appliquer à l'étage de puissance des graves se limite à ± 35 V (dans le cas d'une tension plus élevée les régulateurs de tension IC6 et IC7 auront de la peine à survivre). L'inconvénient majeur de l'approche mentionnée ci-dessus est ... son prix ! Cette technique demande en effet de faire appel à deux transformateurs distincts, dotés chacun de son propre pont de redressement et, plus coûteux encore, de ses condensateurs électrolytiques propres.

Un autre aspect important dans le cas d'une électronique active est la polarité des haut-parleurs. De par la polarité du réseau de correction de graves, le woofer est en fait déphasé de 180° par rapport aux autres haut-parleurs utilisés. Il suffit donc d'inverser simplement ses contacts. Si l'on n'utilise pas le réseau de correction des graves, tous les composants dotés d'un petit astérisque présents autour de IC2a sont superflus, exception faite cependant des résistances R7 et R10 auxquels il faudra donner une valeur de 10 k Ω . Il faudra en outre substituer à la résistance R6 et au condensateur C7 un pont de câblage.

La suite de la réalisation pratique constituera le sujet de l'un des articles du numéro du mois pro-

Tableau 2. Calcul du réseau de correction de Linkwitz



Éléments requis :

Q_{tc} = facteur de qualité total d'un haut-parleur dans une enceinte close.

f_c = fréquence de résonance d'un haut-parleur dans un système à enceinte close.

Paramètres désirés :

Q_{tc}' = nouvelle Q_{tc} avec réseau de correction.

f_c' = nouvelle f_c avec réseau de correction.

Il est recommandé de choisir les valeurs de Q_{tc}' et f_c' de façon à ce que la correction requise ne soit pas trop importante. Ceci est nécessaire pour éviter que le haut-parleur ne quitte trop vite son domaine linéaire.

Conditions pour Q_{tc} et f_c choisies :

$$c = \frac{f_c' - \frac{Q_{tc}}{Q_{tc}'}}{\frac{Q_{tc}}{Q_{tc}'} - \frac{f_c}{f_c'}} > 0 \quad (c = \text{facteur de décalage de pôle})$$

Calcul :

On commencera par choisir la valeur à attribuer à R1.

La valeur à donner aux autres composants se calcule de la façon suivante :

$$R2 = 2 \cdot c \cdot R1$$

$$R3 = \left(\frac{f_c}{f_c'} \right)^2 \cdot R1$$

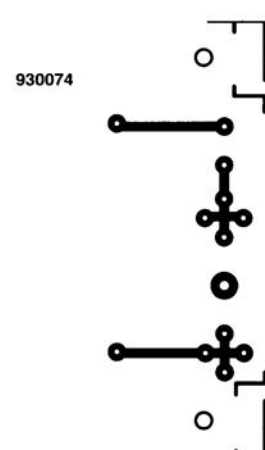
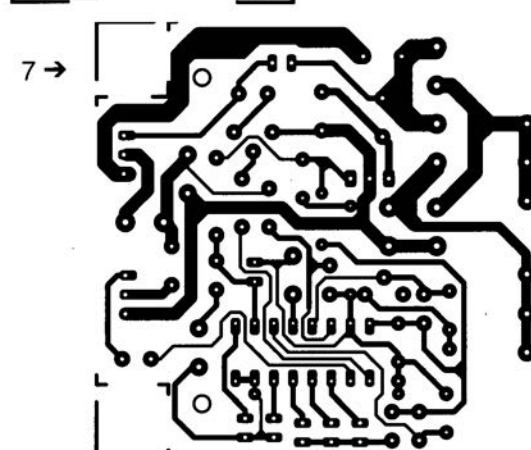
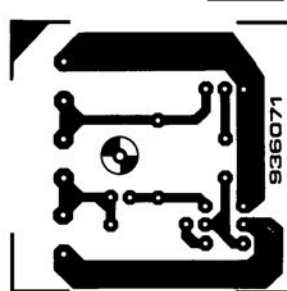
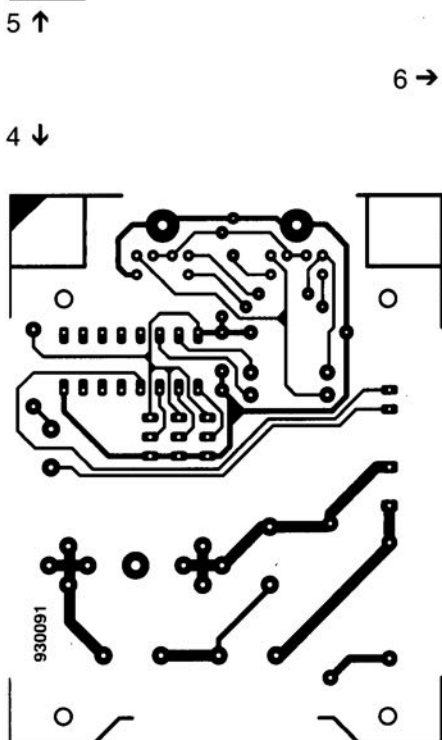
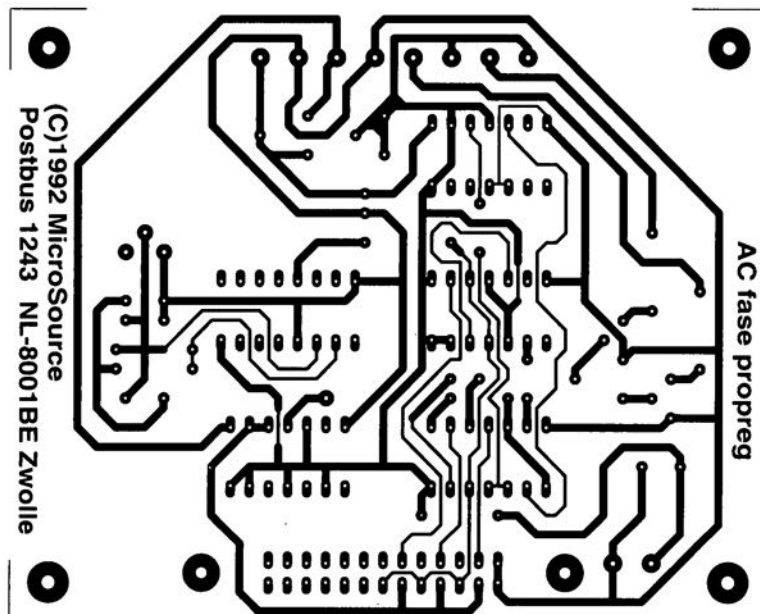
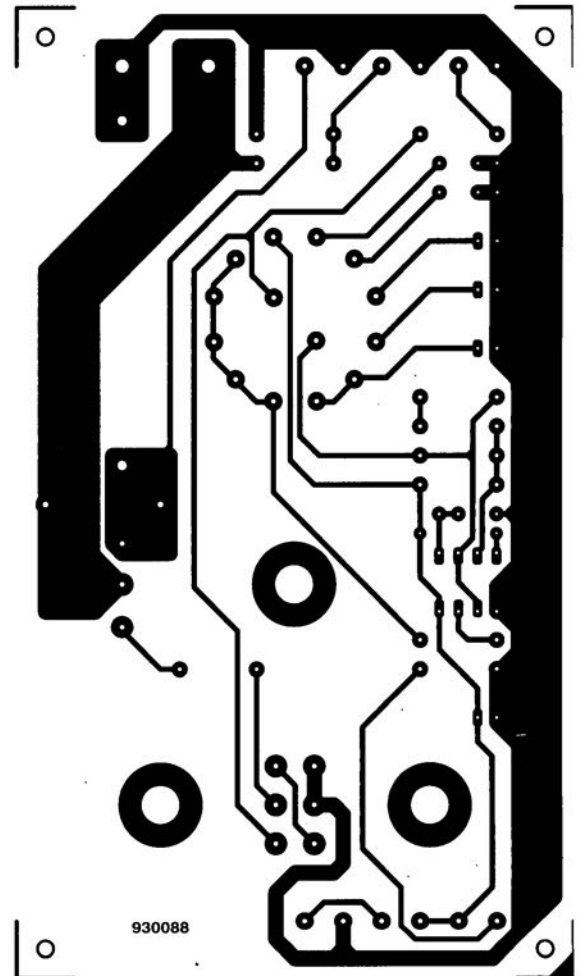
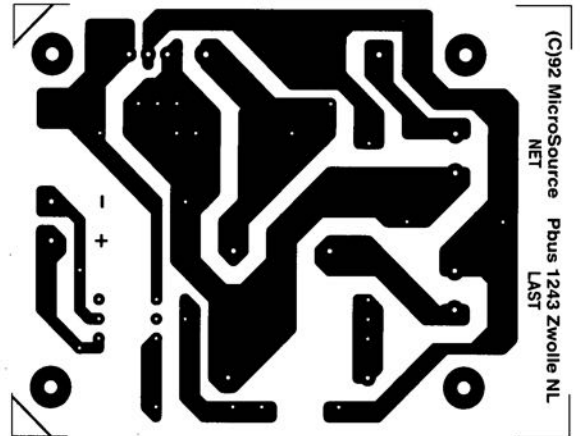
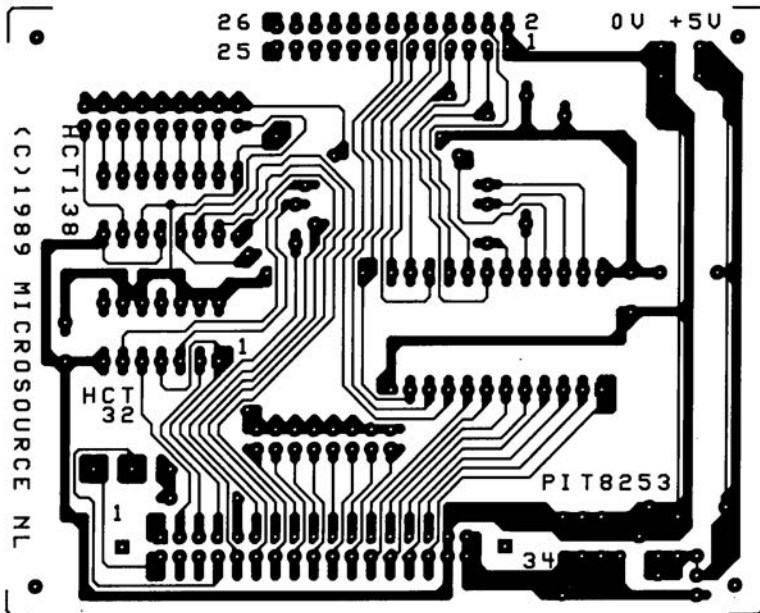
$$C1 = \frac{2 \cdot Q_{tc} \cdot (1+c)}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R1}$$

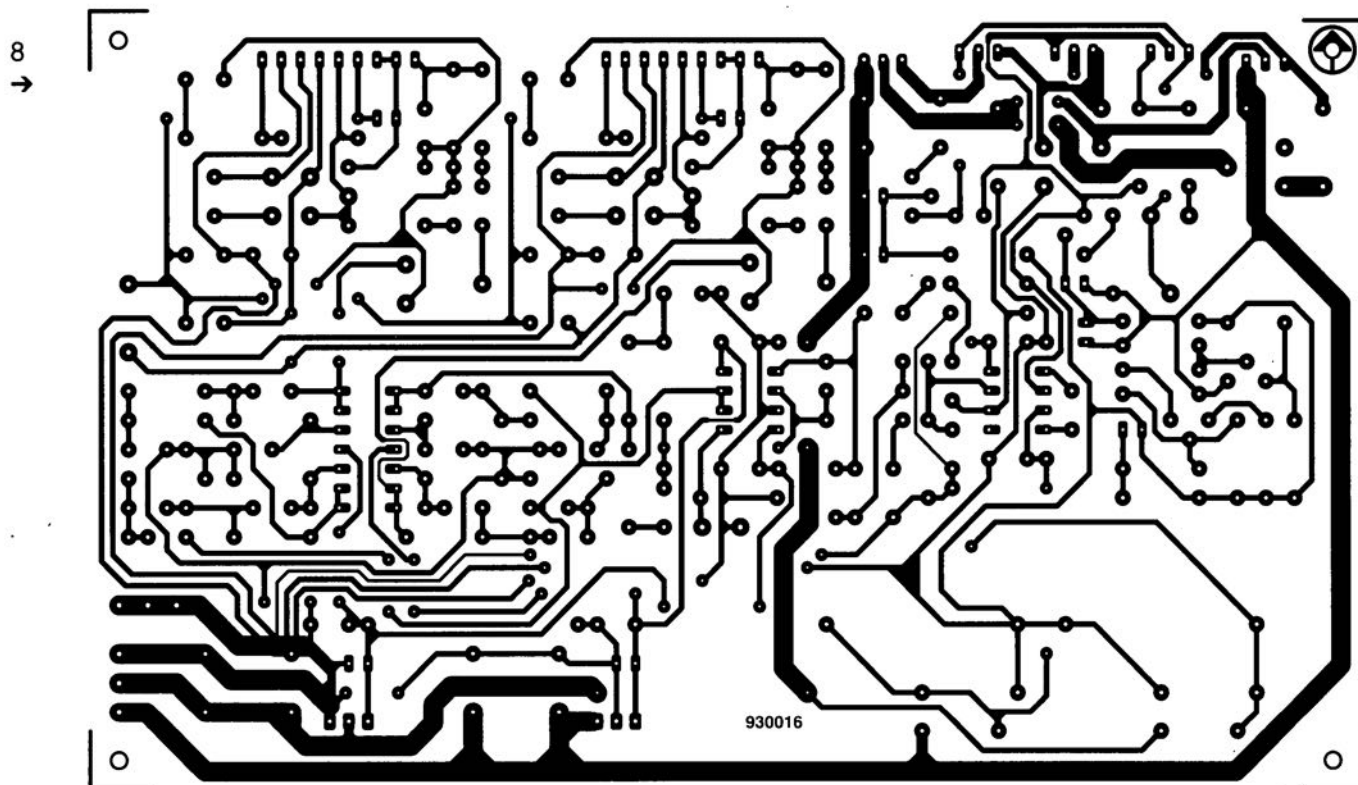
$$C2 = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f_c \cdot Q_{tc} \cdot (1+c) \cdot R1}$$

$$C3 = \left(\frac{f_c}{f_c'} \right)^2 \cdot C1$$

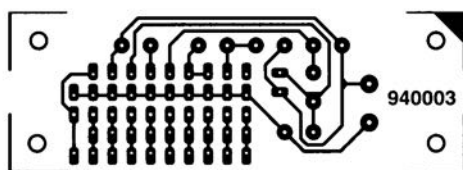
chain. Ceux d'entre nos lecteurs qui ont déjà des idées concrètes concernant une application pratique pour notre système peuvent se lancer tout de suite dans les calculs nécessaires à la détermination de la valeur des différents composants de configuration des filtres.

Les autres, ceux qui préfèrent une application toute faite et parfaitement mise au point, se devront de patienter jusqu'à la parution du prochain numéro de leur magazine d'électronique préféré qu'est, nous n'en doutons pas, Elektor. **K**

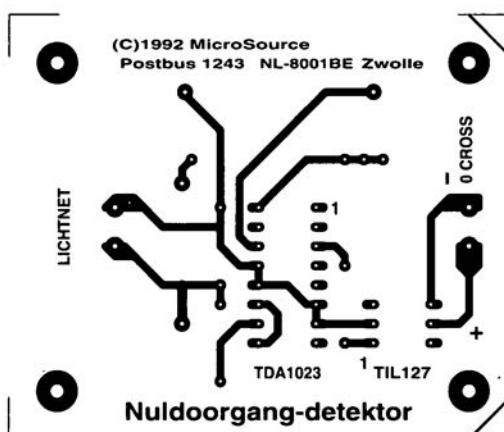




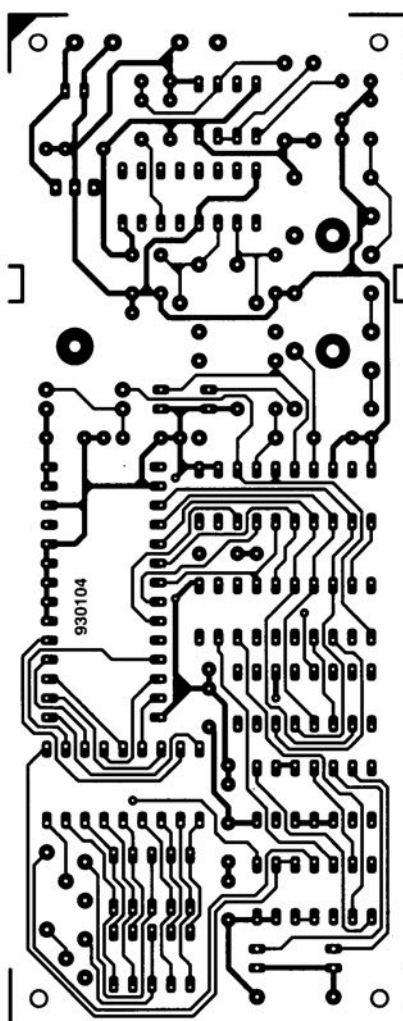
1. carte PIT (logique floue)
2. interrupteur secteur (logique floue)
3. résistance de charge électronique
4. I²C Power Switch
5. contrôle de phase (logique floue)
6. fusible électronique
7. chargeur reflex à ICS1700
8. système à 3 voies actif
9. hygromètre numérique (côté pistes)
10. hygromètre numérique (côté composants)
11. testeur d'accus
12. détecteur de passage par zéro (logique floue)



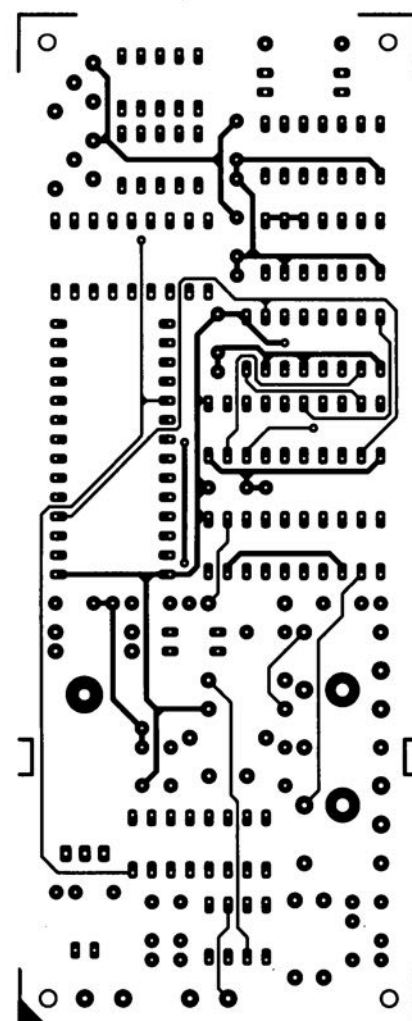
11 ↓ 12 ↑



9 ↓



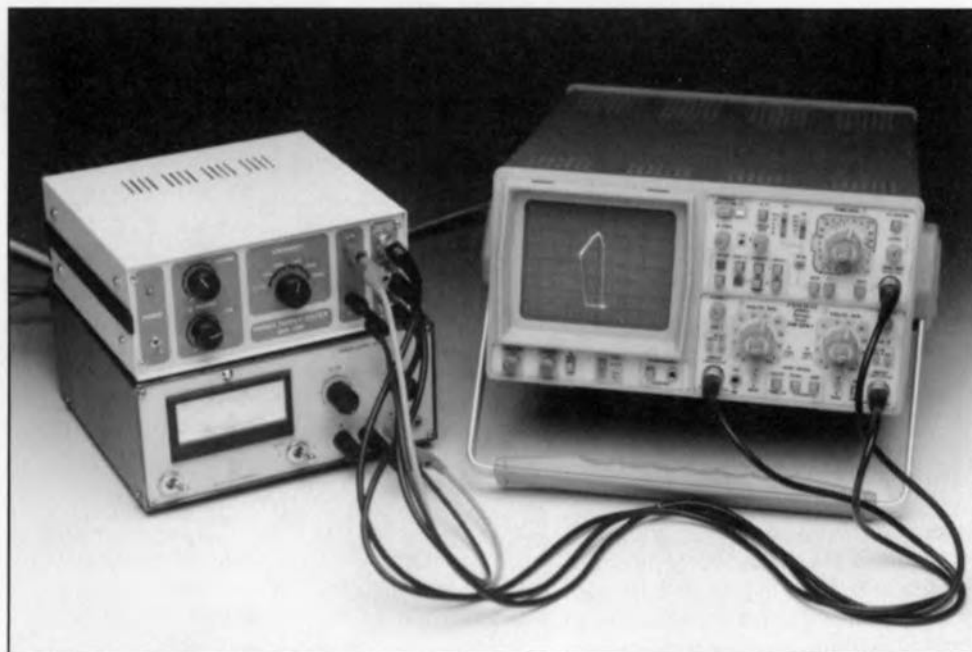
10 ↓



résistance de charge électronique

un FET comme résistance commutative

M. Marquart



Procéder à des mesures sur une alimentation basse-tension implique, dans la plupart des cas, la mise en oeuvre d'une résistance de puissance. Si l'on veut, en outre, effectuer des essais dynamiques sur la dite alimentation, il faut disposer d'une résistance pouvant être mise en et hors-circuit rapidement. Très exactement ce dont devrait être capable une poignée d'électronique. Le testeur d'alimentation décrit dans cet article possède une structure simple, ce qui ne l'empêche pas d'être capable de dissiper, pendant de courtes durées, une puissance de 130 W; il offre en outre une possibilité de commutation de la charge à une fréquence de répétition ajustable entre 10 Hz et 100 kHz.

La mise à l'épreuve d'une alimentation de laboratoire nécessite non seulement une charge qui soit capable de drainer un courant constant (en d'autres termes, une résistance), mais il faut en outre qu'il soit possible de tester l'alimentation dans des circonstances variant très rapidement. Ce dernier test exige de disposer d'un circuit mettant la charge en et hors-circuit un certain nombre de fois par seconde. La fréquence de cette commutation doit pouvoir varier sur une plage aussi large que possible. On peut

avoir besoin de commuter à une fréquence de quelques hertz pour tester le comportement du tampon de l'alimentation, mais il est également très important de savoir comment l'alimentation réagit dans le cas d'une commutation très rapide, à plusieurs kilohertz par exemple. Une charge de ce genre permet, répétons-le, de tester le comportement dynamique d'une alimentation. Quelle que soit l'alimentation concernée, le but de la manoeuvre est bien évidemment de faire en sorte que sa tension de sortie reste parfaitement constante quelle

que soit la charge et quelles que soient les variations de celle-ci; l'oscilloscope doit visualiser une ligne droite sans la moindre ondulation de quelque forme que ce soit. Malheureusement, une alimentation ne présente quasiment jamais ces caractéristiques idéales; c'est en particulier lors d'une mise en et hors-circuit rapide de la charge qu'il faut à l'alimentation un certain temps pour réagir à ces changements de situation, qui ne manquent pas de se traduire par des irrégularités dans l'évolution de la tension. Il va sans dire que la qualité d'une alimentation est directement proportionnelle à la petitesse des dites irrégularités.

Un test sérieux demande de disposer d'une électronique qui mette une charge en et hors-circuit à une fréquence soutenue. À y regarder de près, la dite électronique se résume à bien peu de choses : un transistor de puissance ou un FET (*Field Effect Transistor* = transistor à effet de champ) fonctionnant en résistance ajustable associé à un générateur de signal rectangulaire chargé de la commutation de ce semi-conducteur à une fréquence donnée (ajustable si possible). Nous vous avons proposé un circuit de ce genre dans le numéro Hors-Gabarit de l'an dernier, circuit dont nous avons à dessein gardé l'électronique simple. Nous avons depuis lors mis au point une version plus performante capable de supporter des puissances allant jusqu'à 130 W et de commuter à des fréquences élevées (100 kHz au maximum).

Le schéma

L'électronique représentée en **figure 1** n'a pas de quoi impressionner un lecteur aguerri d'Elektor. Il ne lui sera pas difficile d'identifier les composants principaux, à savoir un FET de puissance et un circuit de temporisation (*timer*) du type le plus courant qui soit, un 555. La tension d'alimentation nécessaire au circuit, à savoir 12 V continus, est fournie par un module secteur. La LED D1 sert de témoin de la présence de la tension d'alimentation, la résistance R1 limitant le courant à travers la LED. Le condensateur électrochimique C1 remplit une double fonction de lissage et de tampon pour la ligne d'alimentation. Le temporisateur, IC1, est monté ici en multivibrateur astable par la présence d'une ligne de réinjection entre la broche 6 (*threshold*) et la broche 2 (*trigger*). Bien que le mode de fonctionnement du 555 ne doive plus comporter de mystère pour l'amateur d'électronique, nous allons rapidement voir

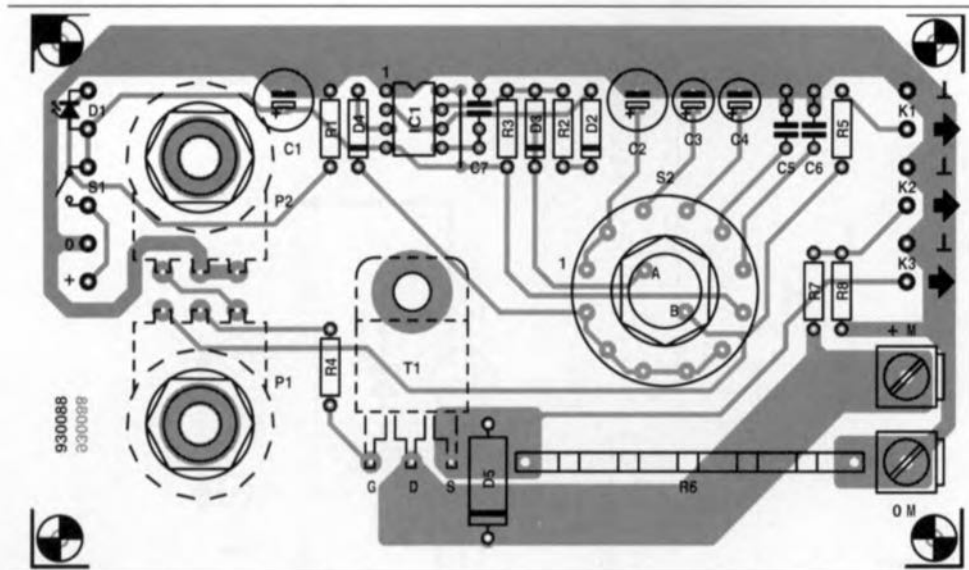


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé dessiné pour cette réalisation. Les 2 potentiomètres et le commutateur rotatif prennent eux aussi place sur la platine.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 470 Ω
 R2, R3 = 820 Ω
 R4 = 39 Ω
 R5 = 1 k Ω
 R6 = 0 Ω 1/10 W
 R7 = 100 k Ω
 R8 = 11 k Ω 3 1%
 P1 = 10 k Ω linéaire
 P2 = 4 k Ω 27 linéaire

Divers :

S1 = interrupteur simple
 S2 = commutateur rotatif
 2 circuits/6 positions
 K1 à K3 = embase BNC châssis

2 languettes type automobile
 encartables

1 radiateur pour T1 (SK85, 75 mm de haut)
 1 boîtier Telet LC750

Condensateurs :

C1, C2 = 100 μ F/25 V radial
 C3 = 10 μ F/25 V radial
 C4 = 1 μ F/25 V radial
 C5, C7 = 100 nF
 C6 = 10 nF

Semi-conducteurs :

D1 = LED 3 mm
 D2 à D4 = 1N4148
 D5 = voir texte
 T1 = BUZ384 (Siemens)
 IC1 = 555

de cette résistance de charge électronique devient un jeu d'enfant. Le dessin du circuit imprimé est tel que l'on peut y implanter directement les potentiomètres et le commutateur rotatif. Pour simplifier la réalisation l'ordre d'implantation des composants sera le suivant : les composants passifs de petite taille d'abord, suivis des picots, des 2 languettes de connexion, vissées et soudées, du circuit intégré mis sur un support, et pour finir les 2 potentiomètres et le commutateur.

Le FET de puissance est vissé sur un radiateur que l'on disposera derrière le circuit imprimé. On disposera le FET de manière à ce que ses broches repliées vers l'avant tombent précisément dans les orifices prévus à cette intention dans la platine. Le circuit imprimé est vissé sur le radiateur (l'écartement étant fixé à l'aide de petites entretoises), les broches du FET n'étant soudées qu'une fois l'opération précédente terminée

(l'écart entre la platine et le radiateur sera tel que l'on puisse tout juste atteindre les îlots de soudure GDS à l'aide de la pointe du fer à souder). La combinaison circuit imprimé + radiateur est ensuite montée dans le coffret de manière à ce que les axes des potentiomètres et du commutateur débordent suffisamment de la face avant pour que l'on puisse y monter les boutons.

Il faudra que le radiateur soit isolé par rapport au boîtier – ce qui ne devrait pas poser de problème dans le cas d'un boîtier en plastique, sachant que le drain du FET est relié, de façon interne, à son boîtier métallique. On peut bien évidemment imaginer d'isoler le FET lors de son montage sur le radiateur (à l'aide d'un socle en plastique enduit d'un rien de pâte thermoconductrice), mais la résistance thermique entre le FET et le radiateur est moindre dans le premier cas, ce qui ne peut que favoriser l'évacuation de la chaleur.

Il est temps maintenant de câbler les organes de commande et les bornes de sortie : l'interrupteur d'alimentation et la LED, les 2 embases banane auxquelles viendra se connecter l'alimentation à tester (utiliser des conducteurs de forte section!) et les 3 embases coaxiales des sorties de mesure. On utilisera, pour le câblage de ces dernières, de préférence du câble blindé, vu que l'on risque de rencontrer des fréquences relativement élevées dans les signaux rectangulaires lorsque l'on se trouve sur l'un des calibres de commutation les plus rapides.

Il reste à doter la face arrière du boîtier d'une embase dans laquelle viendra s'enficher le jack du module d'alimentation secteur. Le cahier des charges défini pour le dit module n'est pas exigeant vu qu'il lui suffira de fournir un courant de 50 mA. Il ne saurait en aucun cas être question de tirer la tension d'alimentation de la résistance de charge électronique de l'alimentation à tester vu que l'on risquerait alors de se trouver confronté à des phénomènes pour le moins bizarres.

La figure 3 vous propose une photo des entrailles de notre prototype. On y voit clairement la technique de réalisation choisie.

Nous vous proposons, en figure 4, un exemple de dessin de face avant sur laquelle on retrouve tous les organes de commande disposés de manière à garantir un confort d'utilisation optimal.

Les essais

Il nous faut, pour être complets, parler de la technique à utiliser pour tester une alimentation. Il existe différentes approches, dont la caractéristique commune est de nécessiter un oscilloscope utilisé pour la visualisation des formes des signaux. La solution la plus simple consiste à observer le comportement de la tension de sortie lors des mises en et hors-circuit de la charge. On applique à l'entrée du canal 1 de l'oscilloscope le signal de sortie de K3 de manière à ce que l'oscilloscope soit déclenché par le signal de commutation rectangulaire – on pourrait également envisager de déclencher l'oscilloscope indépendamment à l'aide de la sortie K1.

Le canal 2 est relié à la sortie K2 ou aux sorties de l'alimentation à tester. Avant de mettre cette dernière en fonction on mettra le potentiomètre de réglage de courant, P1, à zéro. On branche un multimètre (calibre 2 V

continu) à la sortie K3 de la résistance de charge. On peut maintenant mettre **et** la résistance de charge **et** l'alimentation à tester sous tension.

On détermine ensuite la tension de sortie que doit fournir l'alimentation – on pourra, par exemple, opter pour une tension égale à la moitié de la tension maximale que puisse fournir l'alimentation – on met le sélecteur de calibre de fréquence sur la position requise et l'on joue sur les potentiomètres P1 et P2 de manière à voir circuler un certain courant dont l'intensité se situe bien dans les possibilités de l'alimentation (1 ou 5 A par exemple). Il faut éviter de rester trop longtemps sur le calibre de réglage ($I_X \text{ CAL}$) sous peine de risquer une surchauffe du FET. On passe ensuite en calibre 10 Hz, puis 100 Hz et ainsi de suite, et l'on observe, d'une part le comportement de l'alimentation à chacune de ces fréquences, et de l'autre l'aspect du courant.

Il ne serait pas étonnant que l'on ait, lors de la connexion de la charge, une légère diminution de la tension de sortie, chute qui dépendra de l'impédance de sortie de l'alimentation. On ne devrait pas, aux alentours des instants de commutation, observer d'irrégularités ni pour la tension de sortie ni pour le courant, car si tel était le cas, cela signifierait que l'alimentation ne « digère » pas bien des variations de charge.

Il ne serait guère étonnant que l'alimentation ait quelques difficultés aux fréquences les plus élevées, à 100 kHz en particulier, mais il fallait s'y attendre sachant que l'électronique de régulation possède une certaine inertie qui ne lui permet pas de toujours être dans le coup à ces fréquences.

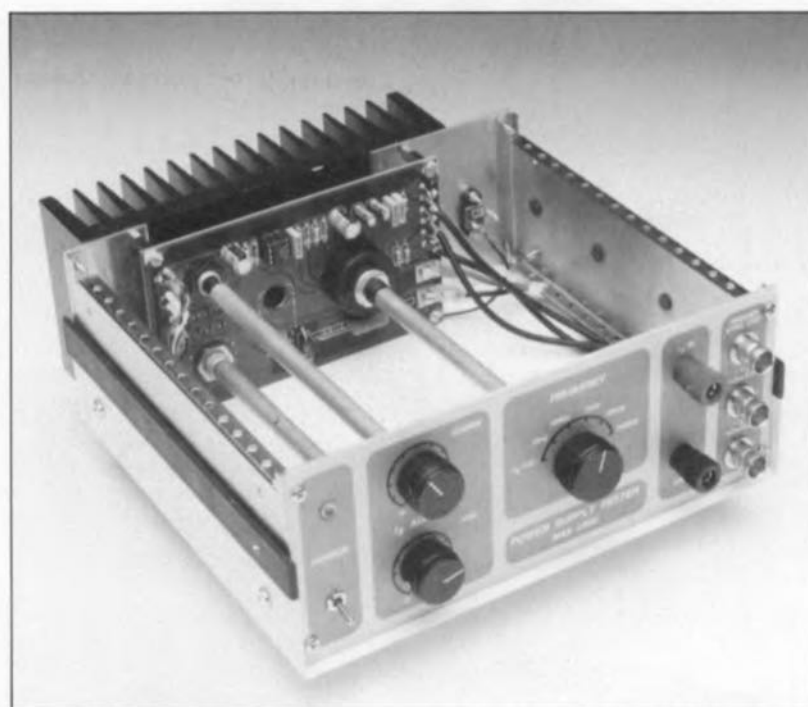
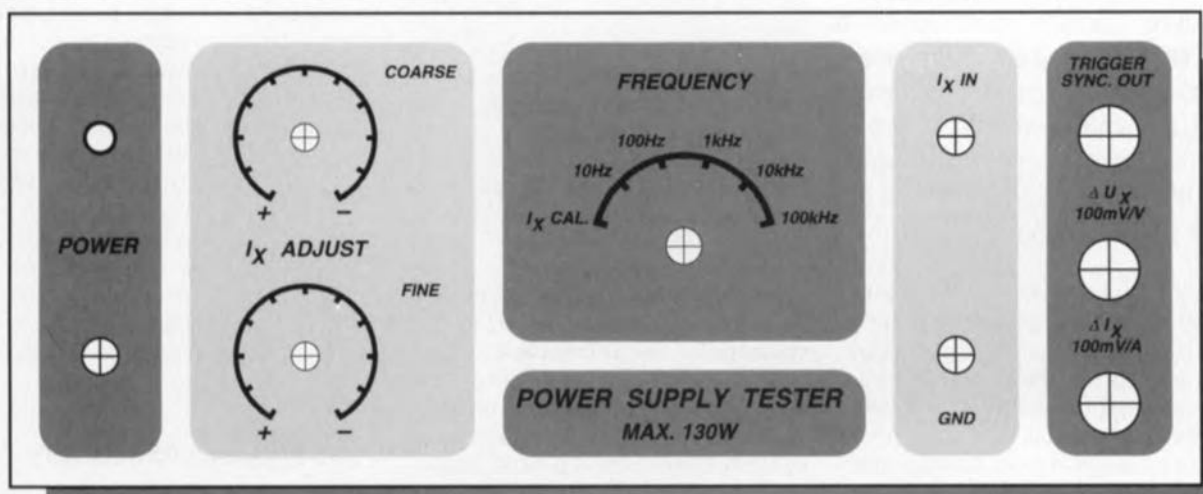


Figure 3. Vue à l'intérieur du prototype. Le radiateur auquel vient se fixer la platine est placé au milieu du boîtier de manière à ce que les axes des potentiomètres et du commutateur émergent sur une longueur suffisante de la face avant.

Une autre technique de mesure consiste à utiliser le mode X-Y de l'oscilloscope. Le signal Y est fourni par la sortie K2 de la résistance de charge, le signal à appliquer à l'entrée X étant lui tiré de sa sortie K3. Si l'on dispose d'une alimentation au comportement idéal, on ne verra, lors de la commutation, qu'une petite ligne horizontale. En effet, la tension reste constante lors d'une variation du courant. Dans la pratique, on verra sans doute apparaître sur l'écran de l'oscilloscope une courbe rappelant une courbe d'hystérésis. La tension varie quelque peu lors de la commutation du courant, le comportement étant d'ailleurs différent selon qu'il s'agit d'une mise en ou hors-fonction de l'alimentation.

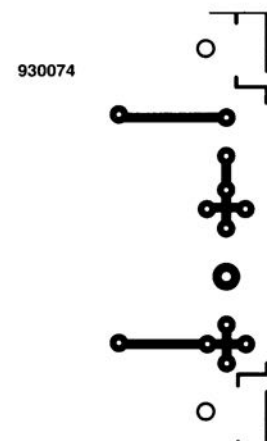
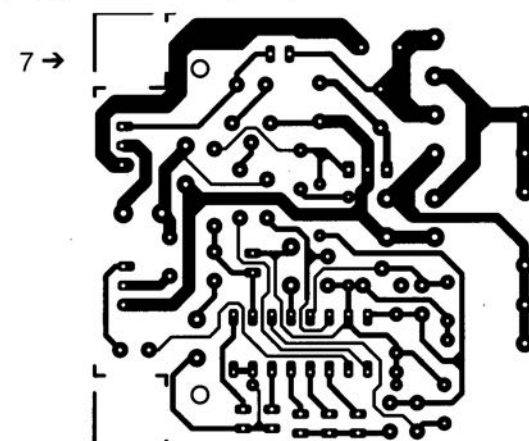
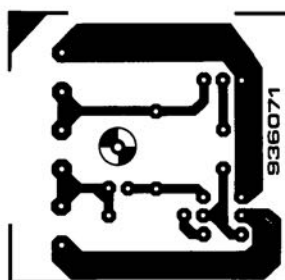
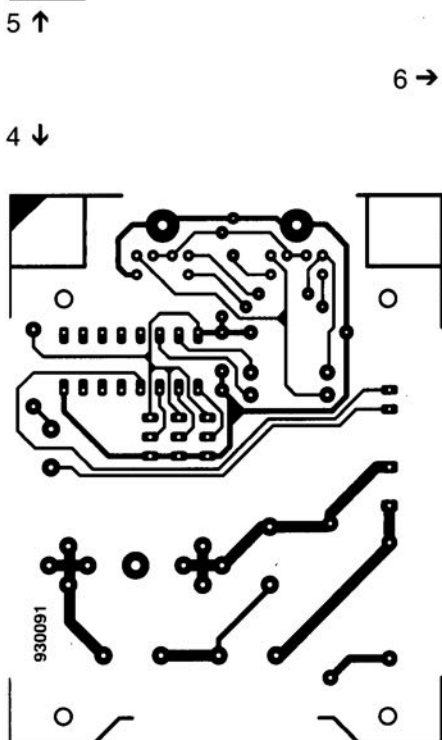
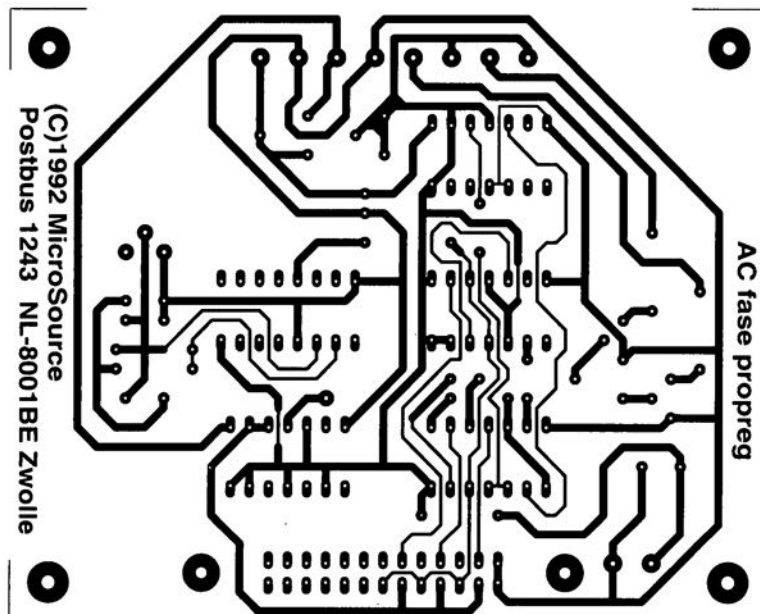
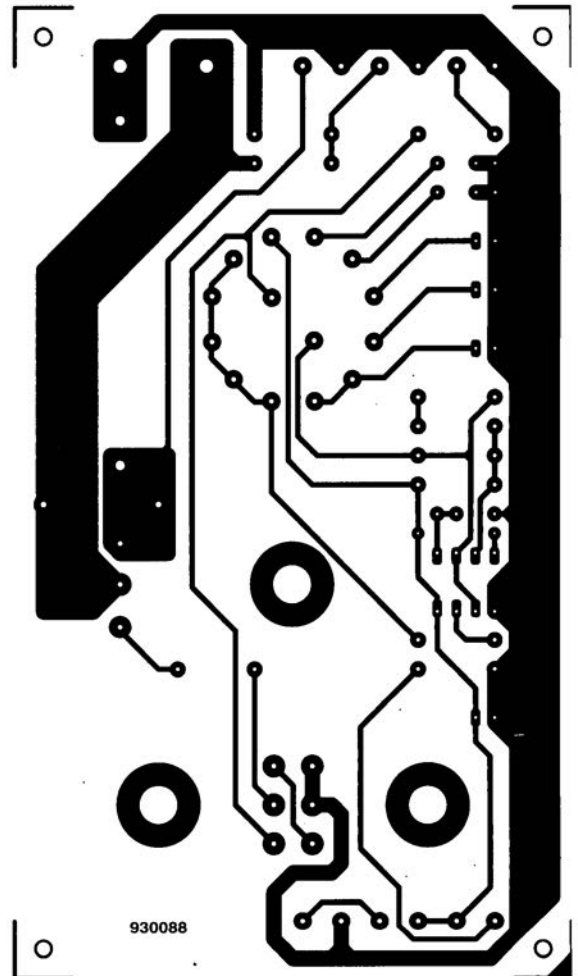
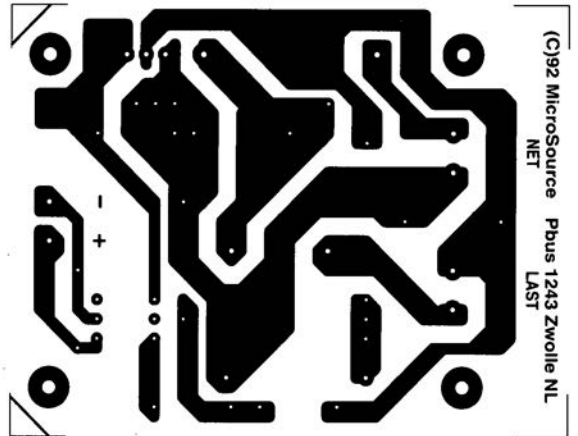
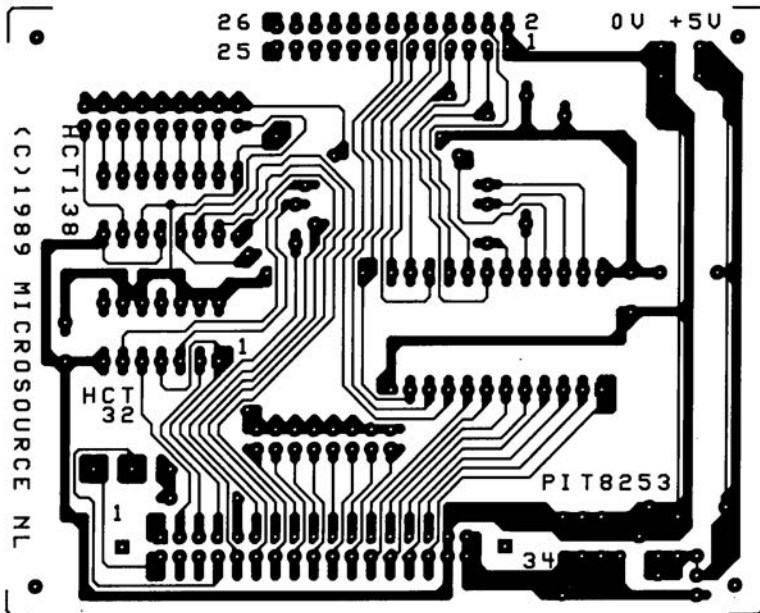
Plus la ligne visualisée par l'oscilloscope se rapproche d'un trait horizontal meilleure sera la qualité de l'alimentation en cours de test.

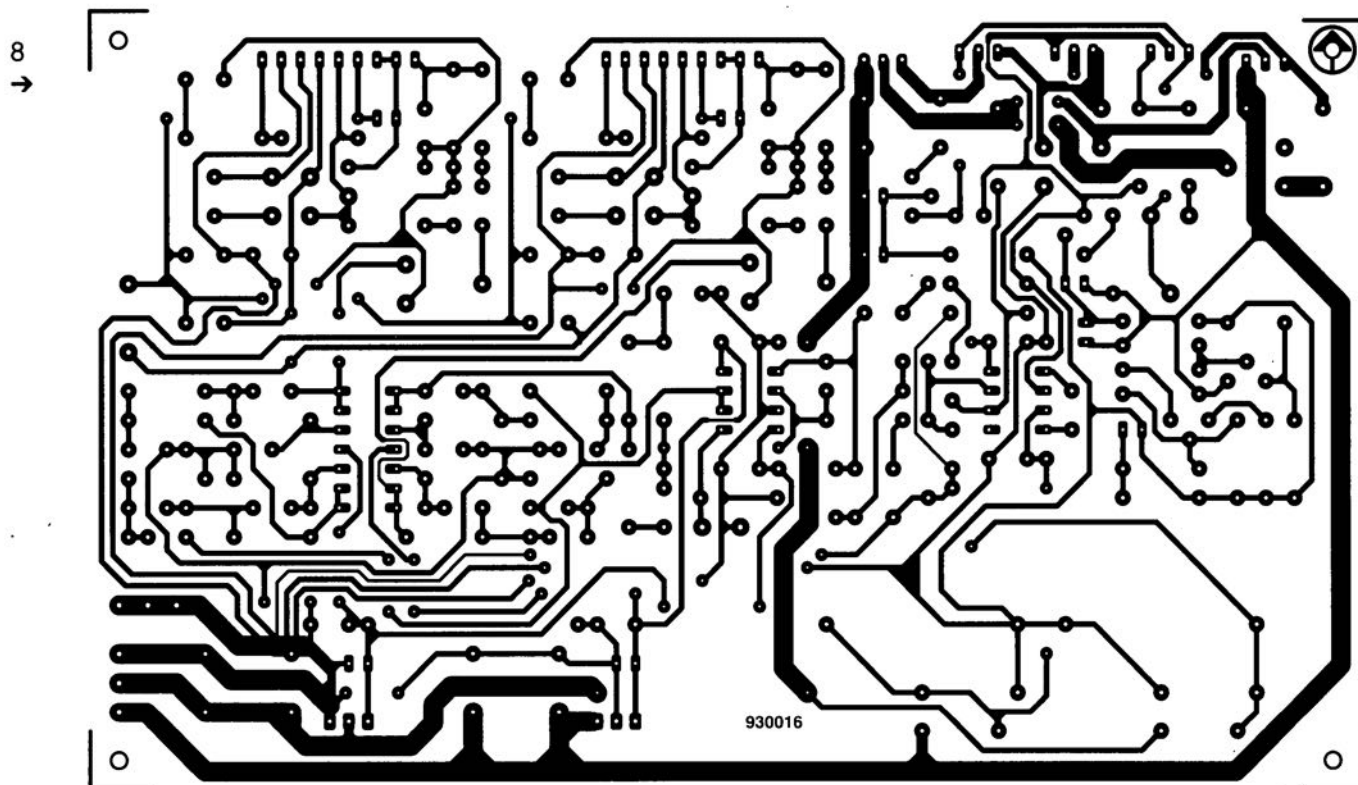
Le courant maximal permanent que puisse supporter le FET est de l'ordre de 10 A. Il faudra bien tenir le courant à l'œil lors de la calibration. Il ne faudra jamais procéder à des tests de longue durée à des courants importants et des tensions élevées, car la dissipation de 130 W mentionnée sur la face est la puissance correspondant aux crêtes de courant et non pas à la charge moyenne! (vous ne faites pas non plus tourner le moteur de votre voiture à plein régime pendant de longs trajets, si tant est que vous teniez à en profiter longtemps).



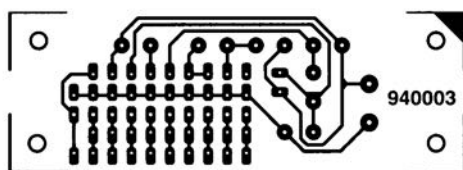
930088-F

Figure 4. Exemple de dessin de face avant; tout à la fois professionnelle et pratique (représentation à 80% de sa taille réelle).

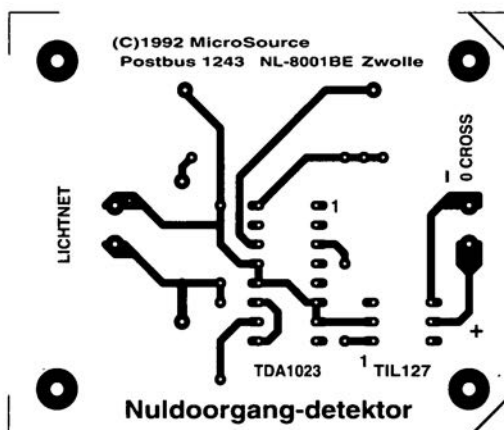




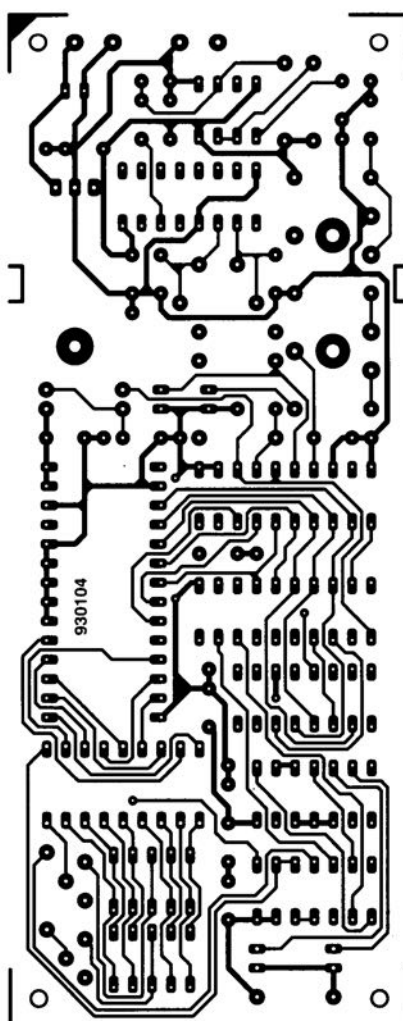
1. carte PIT (logique floue)
2. interrupteur secteur (logique floue)
3. résistance de charge électronique
4. I²C Power Switch
5. contrôle de phase (logique floue)
6. fusible électronique
7. chargeur reflex à ICS1700
8. système à 3 voies actif
9. hygromètre numérique (côté pistes)
10. hygromètre numérique (côté composants)
11. testeur d'accus
12. détecteur de passage par zéro (logique floue)



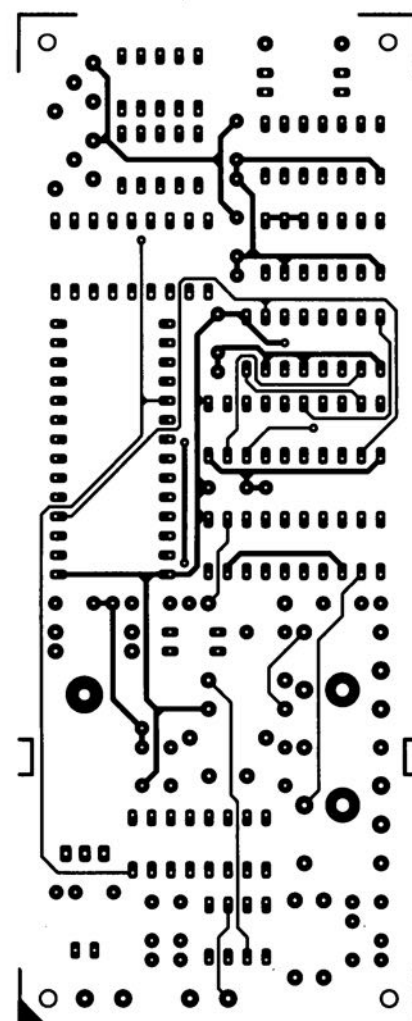
11 ↓ 12 ↑



9 ↓



10 ↓



fusible électronique, Elektor n°187, janvier 1994, page 37 et suivantes

Il est apparu, lors d'essais destructifs, que si l'on maintenait S1 enfoncé alors que le courant dépasse l'intensité critique, on courrait le risque de voir partir le transistor T2 partir en fumée. Cet inconvénient peut être éliminé par la prise de la touche T1 non pas à sa position actuelle, mais entre le collecteur de T1 et la base de T2. Il faudra donc interconnecter les 2 points prévus pour T1 par un pont de câblage et

interrompre la liaison reliant le collecteur de T1 à la base de T2. La touche T1 est ensuite connectée à ces 2 points.

résistance de charge électronique, Elektor n°187, janvier 1994, page 26 et suivantes

Le schéma de la figure 1 en page 27 comporte une erreur. La liaison présente entre la borne 12 du rotacteur et la masse n'a rien à faire dans ce schéma. La platine ne comporte pas cette erreur.

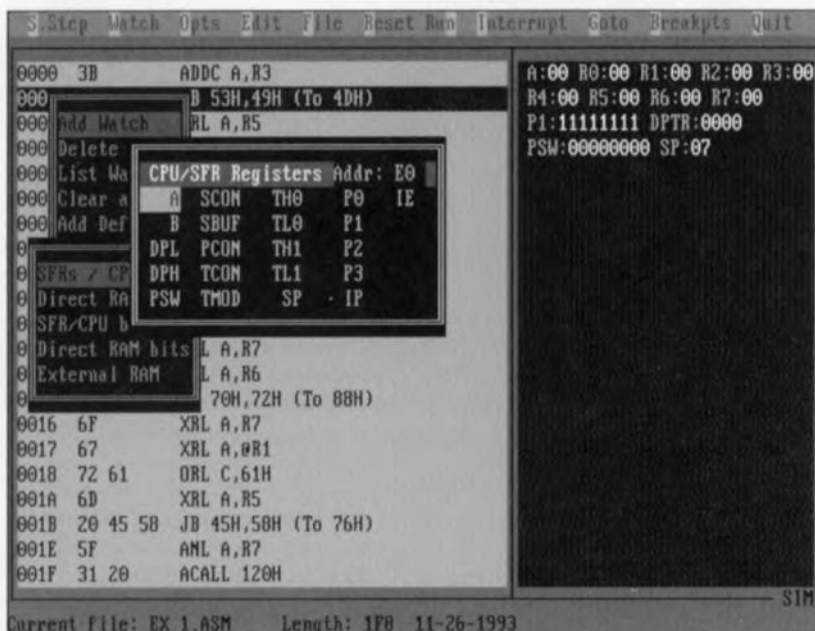
chargeur « reflex » à ICS1700, Elektor n°187, janvier 1994, page 62 et suivantes

L'interrupteur thermique S1 n'est pas indispensable au fonctionnement du montage. Ce type de composant coûte malheureusement bien plus cher que ne le justifie sa fonction. On pourra donc, remplacer le dit interrupteur par un pont de câblage en sachant cependant que dans ce cas-là on ne dispose plus de la protection thermique.

SIM

un simulateur de 8051

D. Mockridge



Nous nous proposons de décrire ici SIM, un programme aux possibilités fort intéressantes, simulant un microcontrôleur du type 8051 sur un (IBM)-PC; il constitue le complément rêvé du cours μ C-8051/8032 & assembleur (cf. bibliographie [1]) publié dans ce magazine et suivi comme un roman-feuilleton par un grand nombre d'entre nos lecteurs. Après avoir donné quelques raisons justifiant l'utilisation d'un simulateur, nous passerons rapidement en revue les différentes possibilités de SIM. Un court programme d'exemple servira à démontrer la technique d'utilisation du simulateur, chaque étape étant accompagnée d'un commentaire sur la manière de mettre en oeuvre chaque outil pour le développement d'un programme et son « déverminage » (debugging). Nous terminerons par un cours d'entomologie en vous montrant de près l'une de ces bestioles que l'on appelle un bug.

Lorsque l'on doit procéder à la programmation d'un microcontrôleur tel que le 8051, l'environnement est bien souvent très spartiate. En effet, sauf si l'on a de quoi se payer des outils professionnels, les outils de développement se limitent souvent à des instructions ligne par ligne, soit encore ne fonctionnent que si l'on dispose du matériel dédié, un émulateur en circuit (ICE = *In Circuit Emulator*). Bien qu'un tel émulateur soit une excellente

Caractéristiques techniques de SIM :

Émulation :	8031/8051
Système :	MSDOS 3.2 ou plus récent
Mémoire de travail :	640 Koctets
Écran :	Monochrome, EGA ou mieux
Structure de l'image :	avec fenêtre
Fonction aide :	Intégrée
Registres :	modifiables
Mémoire :	modifiable
Assembleur :	via ligne d'instruction
Désassembleur :	via ligne d'instruction
Points d'arrêt :	définissables
Mode d'émulation :	pas à pas et continu
Code objet :	binaire

solution pour tous les développeurs de systèmes autonomes, il a l'inconvénient majeur d'être cher. À l'inverse, ceux qui programment en langages de haut niveau vivent, comparativement, dans un luxe certain. Lorsque les choses tournent mal en Basic, C ou Pascal, il suffit de passer en mode pas à pas et de s'armer d'un rien de patience et d'une tapette (tue-mouche). Ces langages mettent à disposition de leur utilisateur un certain nombre

de possibilités puissantes tels que surveillance de variables, édition de données et points d'arrêts (*breakpoint*).

Le programmeur de microcontrôleurs au budget serré n'a malheureusement pas accès à ces facilités. Une fois terminés l'écriture du programme, son assemblage et sa mise en EPROM (soit encore son chargement dans un émulateur), le programmeur se trouve souvent confronté à un morceau de silicium inerte dont il aimerait tant ouvrir le couvercle pour voir ce qui s'y trame (notons qu'il est sans doute possible d'y arriver à l'aide d'un outil solide, mais le remontage des différents composants d'une EPROM sera très délicat). Une fois qu'il est conscient des problèmes auxquels il sera confronté, un développeur de systèmes autonomes ou embarqués n'aura guère d'autre solution que de s'adresser à l'une des nombreuses maisons faisant dans les logiciels de développement de 8051. Cette solution reste coûteuse même si l'on décide de se passer du matériel. SIM pourrait constituer une solution.

SIM dans une coquille

SIM est un programme qui simule un microcontrôleur du type 8051. Il tourne sur un IBM-PC ou compatible sans nécessiter la présence d'un quelconque matériel. SIM connaît 2 modes : soit en continu soit en pas à pas – une instruction après l'autre. Il est possible, à l'image des environnements de langage de haut niveau, de définir des « hublots » pour le suivi du contenu de n'importe quel registre, port ou emplacement de RAM embarqué en cours d'exécution du programme. Si le système utilise de la RAM externe il est également possible d'en surveiller les données.

On peut, à tout instant, éditer tous les registres ainsi que les 2 zones de RAM. On peut placer des points d'arrêt pour arrêter le simulateur à des adresses spécifiques, de manière à pouvoir examiner l'état du système. Les points d'arrêt et les « hublots » se laissent manipuler en mode dynamique à l'aide d'un menu à fenêtres. Le programme fournit une aide contextuelle pour toutes les fonctions du simulateur, ainsi qu'une aide ponctuelle pour toutes les instructions du 8051, touche de fonction <F1>. Les mnémoniques désassemblées visualisées par le simulateur sont compatibles Intel. SIM dispose d'un désassembleur de ligne d'instructions et d'un assembleur.

Début, RAZ et exécution

Le programme étant en anglais, il aurait mieux valu parler de « Start, Reset & Run ». Nous allons nous servir d'un court programme, dont le listing est

donné en **figure 1**, pour voir comment fonctionne SIM. Bien que l'on rencontre des noms symboliques dans le listing, SIM désassemble le corps du fichier objet et n'affichera donc pas les dits noms symboliques. Avant de pouvoir travailler sur du code objet il va nous falloir générer l'un de ces fichiers. À l'aide de l'instruction « SNAIL EX 1.ASM » nous allons fabriquer le fichier « EX 1.OBJ » qu'il nous faut pour nos expériences. Ceci fait, le lancement du simulateur se fait par l'entrée de l'instruction SIM en mode commande. On choisit l'option de menu Fichier (File) en entrant un « F » suivi du nom de fichier « EX 1.OBJ ». Alors que SIM charge le dit fichier il visualise à l'écran les instructions désassemblées, une barre en surintensité identifiant l'instruction suivante à exécuter, que sera en l'occurrence un « MOV A,#FFH ».

Une fois que le fichier est chargé, on pourra se promener dans le code soit pas à pas soit en mode continu en entrant, dans le mode d'exécution (Run) du programme, soit l'instruction « S » (Step) soit « N ». Une fois que vous avez essayé les 2 modes – la barre espace permet d'arrêter l'exécution – on entrera un « R » (Reset) pour procéder à une remise à zéro. Cette option remet la CPU du simulateur – pas le PC ! – à zéro. Si votre programme saute dans un domaine de mémoire non identifié – c'est-à-dire en-dehors de la zone de programme – le simulateur ne se manifestera plus jusqu'à ce qu'il soit remis à zéro de cette façon. Remarquez qu'après la remise à zéro de la CPU la barre en surintensité est revenue à l'adresse 00.

Points d'arrêt

Nous allons maintenant entrer un « B » pour sélectionner l'option points d'arrêt (Breakpoints). La sélection d'une option dans une fenêtre comme celle-ci se fait par déplacement, à l'aide des touches fléchées, de la barre en surintensité jusqu'à l'option requise pour ensuite appuyer sur la touche « Entrée ». Supposons que nous choisissons l'option « Add Breakpoint » dans la fenêtre et que nous entrions un « 5 » pour mettre un point d'arrêt à cette adresse. Le point d'arrêt étant placé le simulateur se mettra, dès qu'il l'aura atteint, en attente d'un ordre pour exécuter l'instruction suivante. Les points d'arrêt n'ont pas d'effet sur le mode pas à pas vu que dans ce mode le simulateur attend, après l'exécution d'une instruction, l'ordre suivant.

Les points d'arrêt constituent une aide très pratique en particulier lorsqu'il s'agit de tester des morceaux de programme en plein milieu d'un programme. S'il

n'est pas nécessaire de tester les instructions on pourra utiliser l'option « Goto ». L'option « Clear all » du menu « Breakpts » supprime tous les points d'arrêt placés auparavant. Il est extrêmement simple de placer un point d'arrêt à l'emplacement du curseur : il suffit d'utiliser l'option « Set Brkpt here » et l'affaire est réglée. L'option « List Breakpoints » visualise tous les points d'arrêt, l'option « Delete breakpoints » permettant un effacement individualisé de chacun d'entre eux.

Le déverminage

L'une des fonctions les plus importantes du simulateur est la recherche et l'élimination d'erreurs dans le logiciel, le « debugging ». Nous allons, à l'aide de l'exemple « EX 3.OBJ » voir comment les choses se passent. Dans le dit exemple on fait appel à une routine ne se terminant pas par une instruction de retour (Return). Bien que l'on s'attende à voir le pointeur de pile (SP = Stack Pointer) se trouver rapidement en dépassement – situation qui se traduirait par l'émission d'un message d'erreur par SIM – l'utilisateur de SIM aura vite fait de se rendre compte, en suivant des yeux la valeur de SP que cela n'est pas le cas. Notons que le pointeur de pile se trouve à l'adresse 81, tout juste au-dessus de la pile.

Il va sans dire qu'une erreur de ce genre est rapidement identifiée dans le cas d'un petit programme, et n'aura donc que peu de chances de se produire. Dans le cas de programmes comportant des centaines voire des milliers de lignes il en va tout autrement, et SIM saura prouver combien il est utile. La disquette de ce programme en

```
SNAIL Tiny Assembler, at 12:13:43 on 11-26-1993. Source: "EX_1.ASM"

1 ; SIM DEMONSTRATION PROGRAM EX_1
2 ; FLASHES AN LED ON PORT 1 BIT 0
3
4 ; EQUATES
5 LED_1 EQU 90H
6
0000 7 START:
0000 74FF 8 MOV A,#FFH ; LOAD ACCUM. WITH DELAY CONSTANT
9
0002 10 CONTINUE:
0002 14 11 DEC A ; SUBTRACT 1 FROM THE ACCUMULATOR
0003 FD 12 MOV R5,A ; MOVE ACCUMULATOR TO REGISTER 5
0004 00 13 NOP ; NO OPERATION, DO NOTHING
0005 70FB 14 JNZ CONTINUE ; DOWN TO ZERO YET?
0007 110B 15 ACALL TOGGLE_LED ; CALL FLIP LED ROUTINE
0009 80F5 16 SJMP START
17
000B 18 TOGGLE_LED:
000B B290 19 CPL LED_1 ; COMPLEMENT (= INVERT) LED BIT
000D 22 20 RET ; RETURN FROM SUBROUTINE
21
22

Statistics after assembly (12:13:44 11-26-1993)

Found 1 equate:
1: ..... "LED_1" equates to "90H"

Found 3 labels:
1: ..... "START" was at address 0H
2: ..... "CONTINUE" was at address 2H
3: ..... "TOGGLE_LED" was at address BH

14 Bytes of object code were written. (0H..DH)

Source file: EX_1.ASM List file: EX_1.LST Object file: EX_1.OBJ
1563 Bytes of list file generated.
```

Figure 1. Fichier LST (liste) généré par l'assemblage du fichier EX_1.ASM. On y retrouve les colonnes caractéristiques de tout listing en assembleur.

anglais, ESS 1934, comporte un fichier de documentation, README.TXT que nous vous conseillons de lire attentivement avant de commencer. En cas d'incertitude on pourra appuyer sur la touche « F1 » pour appeler le fichier d'aide à son secours. Notons que cette option ne se limite pas à une aide contextuelle, mais fournit également des informations ponctuelles concernant le set d'instructions du microcontrôleur. ◀



Recopie d'écran illustrant les différents niveaux dont dispose SIM en profondeur. On retrouve ici les différentes fenêtres permettant un suivi précis des événements.

description d'un kit ELV

onduleur 200 VA

de 12 V continus à 230 V alternatifs



Compacité, légèreté, un rendement de 90% et présence d'un dispositif de protection électronique, voici quelques-unes des caractéristiques les plus marquantes de cet onduleur qui, à partir d'une tension de 12 V fournie par une batterie, produit une tension alternative de 230 V/50 Hz. L'onduleur peut fournir une puissance continue de 150 VA et pendant une durée de 5 minutes il peut même produire une puissance de crête de 200 VA.

Il nous arrive de temps à autre, à la rédaction, d'avoir l'impression que la demande concernant les onduleurs est insatiable. Il semblerait que nombreux soient nos lecteurs à avoir besoin d'électricité en des endroits où l'on ne trouve pas de prise secteur à distance de prolongateur sec-

teur. En fait, cela n'a pas de quoi surprendre, car pourquoi donc serions nous sinon amateurs d'électronique, mais cela ne nous empêche pas d'être civilisés et d'avoir besoin, de temps à autre, d'un rasoir électrique, d'un ordinateur, d'une perceuse, d'un téléviseur ou d'un fer à souder travaillant sous 230 V et le tout alimenté par l'accu de notre voiture ou campingcar.

Vue panoramique

Avant de passer à l'examen du détail du schéma représenté en **figure 1**, prenons le temps de nous intéresser à son principe de fonctionnement. Le niveau de la tension fournie par l'accu du véhicule – de l'ordre de 12–13 V – et appliquée à l'onduleur est surveillé par les amplificateurs opérationnels IC1A et IC1B. La chute de cette tension en-dessous de 11 V se traduit par l'activation d'un

résonateur qui émet un signal sonore. Si la chute de tension se poursuit et qu'elle tombe en-deçà de 10,5 V, on a mise hors-fonction totale de l'onduleur. La première étape de fabrication d'une tension alternative de 230 V prend la forme d'un circuit de découpage (*chopper*) centré sur le transformateur T1 associé à un modulateur de largeur d'impulsion (PWM = *Pulse Width Modulator*) qui prend la forme d'un circuit spécialisé, IC2, un SG 3525, ensemble qui fait grimper la tension fournie par la batterie à quelque 340 V, tension disponible aux bornes du condensateur C26. IC2 associé aux transistors Q1 à Q4 constitue ce que l'on appelle un convertisseur *step up*.

On notera que ces 340 V correspondent à la tension de crête d'une tension secteur sinusoïdale de 230 V y compris la tolérance maximale de 5% vers le haut – à l'époque du 220 V, cette tolérance était de 10%, ce qui nous amenait au même résultat. L'appareillage électrique moderne s'accommode parfaitement de cette tension. La résistance R10 prise à la broche 6 du dit circuit ainsi le réseau RC constitué de la résistance R9 et du condensateur C4 fixent la fréquence de travail de l'oscillateur et partant celle de l'ensemble de l'électronique de découpage. Cette fréquence est ici de l'ordre de 45 kHz. Les résistances R6 à R9 associées au condensateur C3 fixent la largeur d'impulsion du signal de sortie, sachant que l'on n'a pas ici de régulation quelconque de la largeur d'impulsion du signal de sortie.

L'alimentation de IC2 se fait directement, via sa broche 15, à partir de la tension fournie par la batterie. Une tension de référence interne à IC2 met à disposition une tension régulée de 5,1 V sur la broche 16 du dit circuit. Les sorties de commande de IC2, ses broches 11 et 14 attaquent, via les résistances R1 à R4, les transistors de puissance Q1 à Q4 dont le pilotage a lieu en alternance, Q1 et Q2 pendant l'une des phases de commutation, Q3 et Q4 pendant l'autre.

Ce faisant, on a interconnexion alternativement de la borne supérieure du transformateur puis de sa borne inférieure à la masse de l'entrée. Le transformateur comporte 2 enroulements au secondaire : l'enroulement supérieur dans les lignes duquel on trouve les diodes D16 à D19 constitue l'enroulement de puissance, le second enroulement, celui du bas, servant à fournir une tension auxiliaire destinée à l'alimentation des composants se trouvant du côté du secondaire.

Caractéristiques techniques :

Tension d'entrée :	10,5 à 15 V
Courant d'entrée à 13,6 V/150 VA :	12 A
Tension de sortie :	230 V _{eff}
Puissance continue disponible :	150 VA
Puissance de crête disponible (5 mn) :	200 VA
Dispositifs de protection :	
– signal sonore en cas de tension d'entrée trop faible (11 V)	
– automatisme de coupure en cas de tension d'entrée trop faible (10,5 V)	
– anti-emballement thermique	
– anti-surcharge	
– anti-court-circuit	
Dimensions :	154 x 73 x 42 mm
Poids :	490 g

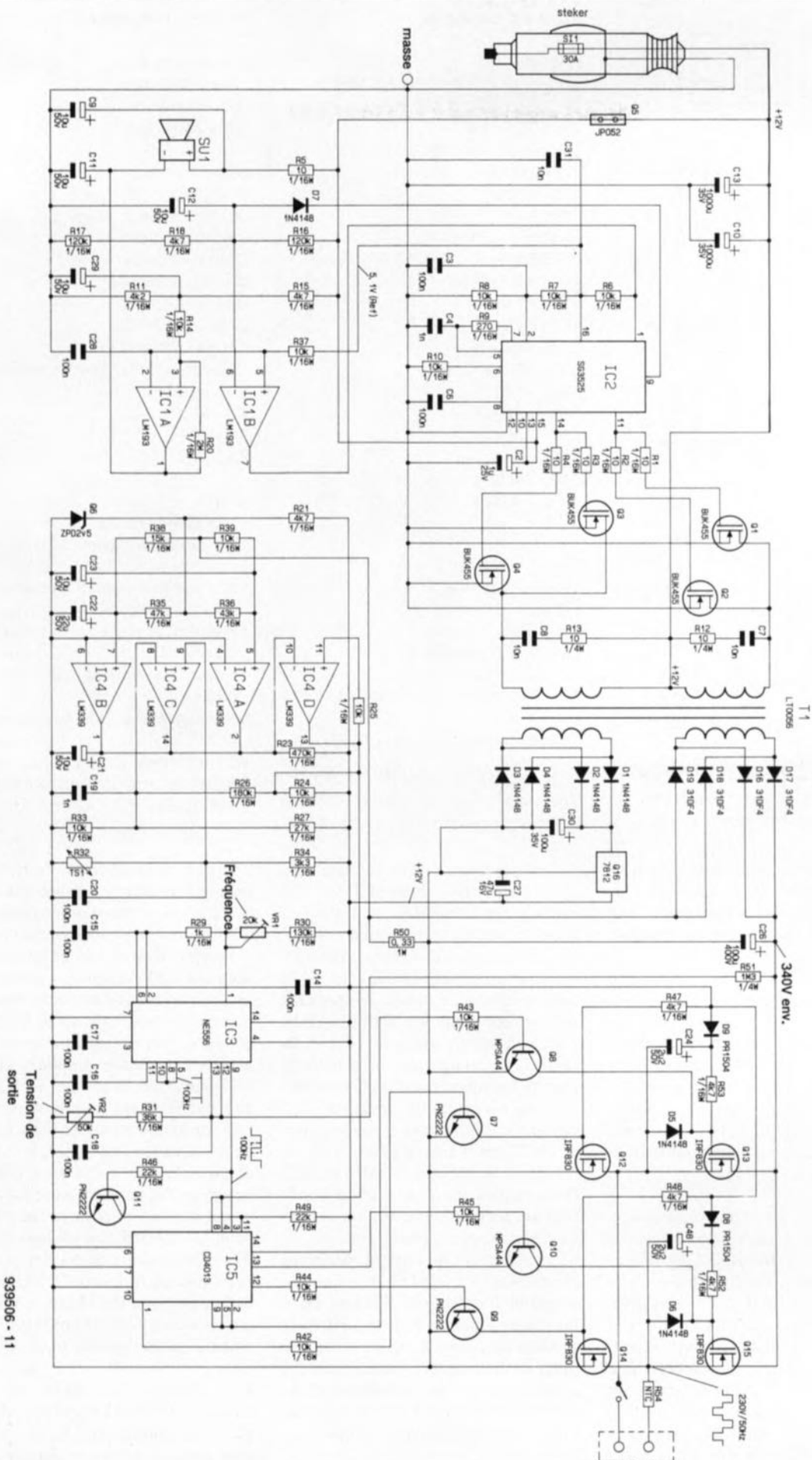


Figure 1. L'électronique de l'onduleur. On commence par générer une tension continue de 340 V que l'on convertit ensuite en une tension alternative de 230 V.

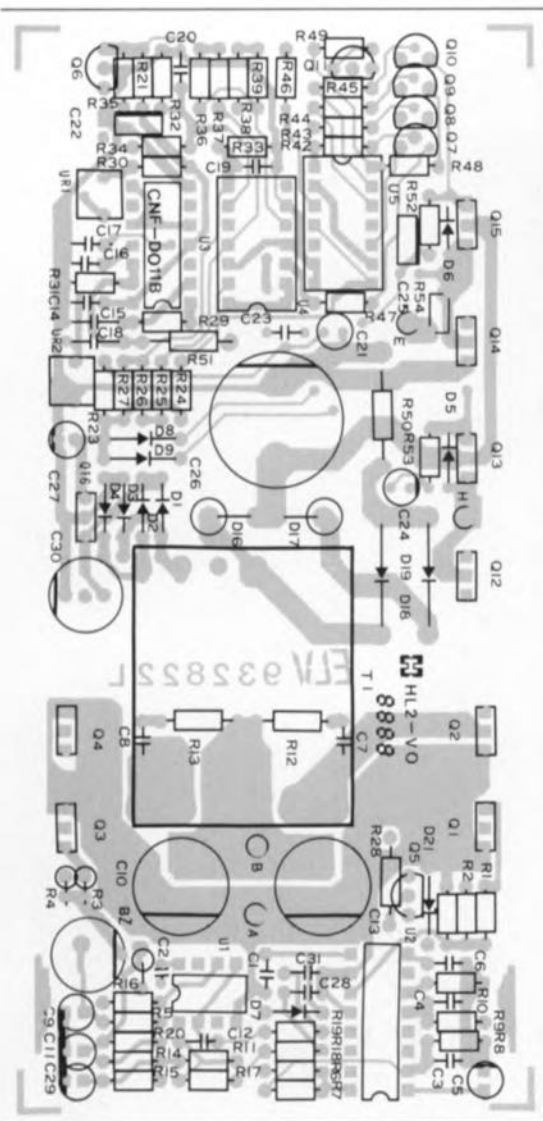


Figure 2. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de l'onduleur. La densité de l'implantation peut expliquer la sérigraphie quelquefois spartiate.

Avant de nous intéresser de plus près au traitement subi par la tension du secondaire il nous faut revenir au circuit de protection basé sur le comparateur IC1. La tension de référence de 5,1 V évoquée quelques lignes plus haut sert de tension de seuil pour les 2 étages comparateurs intégrés dans IC1.

Via le dispositif de suppression d'impulsions parasites que constitue le réseau passe-bas R37/C28, la tension de référence atterrit aux broches 2 et 5 de IC1. Le pont diviseur de tension R15/R11 définit le seuil d'activation du résonateur SU1. Le condensateur C29 empêche une mise en fonction impromptue du résonateur suite à une interruption brève de la tension d'entrée. Les résistances R14 et R20 définissent une certaine hystérésis de commutation. Si la tension appliquée à la broche 3 tombe en-deçà du seuil

Liste des composants

Résistances :

(Toutes les résistances sont, sauf mention contraire, des 1/16 W)

R1 à R5 = 10 Ω
 R6 à R8, R10, R14, R24, R25, R35, R37, R39, R42 à R45 = 10 k Ω
 R9 = 270 Ω
 R11 = 4 k Ω
 R12, R13 = 10 Ω /1/4 W
 R15, R18, R21, R47, R48, R52, R53 = 4 k Ω
 R16, R17 = 120 k Ω
 R20 = 2 M Ω
 R23 = 470 k Ω
 R26 = 180 k Ω
 R27 = 27 k Ω
 R29 = 1 k Ω
 R30 = 130 k Ω
 R31 = 36 k Ω
 R34 = 3 k Ω
 R35 = 47 k Ω
 R36 = 43 k Ω
 R38 = 15 k Ω
 R46, R49 = 22 k Ω
 R50 = 0 Ω 33/1 W
 R51 = 1 M Ω 3/1/4 W
 R54 = NTC
 VR1 = 20 k Ω ajustable
 VR2 = 50 k Ω ajustable

Condensateurs

C2 = 1 μ F/25 V
 C3, C6, C14 à C18, C20, C28 = 100 nF céramique
 C4, C19 = 1 nF céramique
 C7, C8, C31 = 10 nF céramique
 C9, C11, C12, C21, C23, C29 = 10 μ F/50 V

C10, C13 = 1 000 μ F/35 V

C22 = 22 μ F/50 V

C24, C48 = 2 μ F/50 V

C26 = 100 μ F/400 V

C27 = 47 μ F/25 V

C30 = 100 μ F/35 V

Semi-conducteurs :

D1 à D7 = 1N4148
 D8, D9 = PR1504
 D16 à D19 = 31DF4
 Q1 à Q4 = BUK455
 Q5 = pont de câblage
 Q6 = TL431 (ZPD 2,5)
 Q7, Q9, Q11 = PK2222
 Q8, Q10 = MPSA44
 Q12 à Q15 = IRF830 (International Rectifier)
 IC1 = LM193
 IC3 = NE555
 IC4 = LM339
 IC5 = 4013

Divers :

SU1 = résonateur courant continu
 TS1 = capteur de température
 T1 = transformateur LT0056
 1 fiche pour prise allume-cigare avec fusible et câble de liaison
 1 interrupteur secteur avec ampoule de visualisation
 1 embase secteur europe plate
 1 boîtier
 matériel de montage et de fixation divers

(C1 n'existe pas)

Q5 n'est pas un transistor mais un pont de câblage

défini par la tension de référence de 5,1 V on a activation de SU1. On réalise le second seuil de commutation à l'aide du second comparateur intégré dans IC1 associé aux résistances R16 à R18 et au condensateur C12. Si la tension d'entrée tombe en-deçà du seuil de commutation défini par R16 à R18, à savoir quelque 10,5 V, la sortie du comparateur (broche 7) change brusquement d'un niveau bas vers un niveau haut, ce qui a pour conséquence la mise hors-fonction de IC2 par l'intermédiaire de sa broche 1. La sortie COMP de IC2 (broche 9) « visualise » cette situation par un basculement d'un niveau haut vers un niveau bas. Simultanément on obtient, par réinjection via la diode D7, une sorte de fonction d'entretien. Si donc on a mise hors-fonction de l'onduleur à la suite d'une chute d'une certaine durée de la tension d'entrée il faudra commencer par déconnecter l'onduleur de la tension d'entrée pour en obtenir une remise en fonction.

Nous en avons terminé avec l'examen de la partie primaire du circuit. Comme nous le disions plus haut,

l'enroulement inférieur du transformateur fournit une tension auxiliaire de 12 V que redressent les diodes D1 à D4 et lisse le condensateur électrochimique C30. Le régulateur Q16 régule à 12 V la tension ainsi obtenue. Cette tension sert à l'alimentation des circuits intégrés IC3 à IC5 et de leurs composants connexes. Dans le circuit de charge, les diodes D16 à D19 redressent la tension de la sortie alternative avant qu'elle ne soit filtrée par le condensateur C26. La tension continue de quelque 340 V disponible aux bornes de C26 est transformée, par l'intermédiaire des transistors de puissance montés en pont, Q12 à Q15, une tension alternative rectangulaire de 50 Hz, qui arrive, via la thermistance R54 chargée de la protection thermique, à la sortie qui prend ici l'aspect physique d'une embase secteur europe plate.

Une double bascule D de type CD4013, IC5, se charge du pilotage de l'étage de sortie de puissance, dont chacun des transistors de puissance est précédé par un transistor bipolaire doté de sa résistance de base, Q7 à Q9 + R42 à R45.

Nous allons examiner maintenant le circuit de régulation et de commande permettant la génération d'une tension de sortie stable et insensible à la charge basé sur le double temporisateur IC3, les 4 amplificateurs opérationnels IC4A à 4D et le CD4013 déjà évoqué. Le premier temporisateur (broches 1 à 6) est monté en multivibrateur astable dont la fréquence de sortie (broche 5) est définie par les résistances fixes R29 et R30 associées à l'ajustable VR1 et au condensateur C15.

De par les valeurs attribuées aux différents composants concernés, cette fréquence est de 100 Hz, sachant qu'il est possible de l'ajuster à cette valeur par action sur la résistance ajustable VR1. Le rapport cyclique (rapport entre une impulsion et une pause) est défini par le rapport entre l'association de la résistance R31 et de l'ajustable VR1 sur la résistance R29 : il est de l'ordre de 1 : 140.

Le second temporisateur travaille en multivibrateur monostable. On dispose à la sortie (broche 9) du second étage temporisateur d'une impulsion déclenchée par le flanc descendant de la fine impulsion produite par le premier temporisateur et dont la largeur est fonction de la tension présente aux bornes de C26. Cette dépendance est fixée par le diviseur de tension constitué par les résistances R51, R31 et l'ajustable VR2, ensemble associé au condensateur C18; c'est elle qui détermine en fait la tension de sortie du redresseur.

Le signal de commande en provenance du temporisateur n°2 (sortie en broche 9) arrive dans ces conditions directement à la broche 3 de IC5, ainsi que, via le transistor Q11 associé aux résistances R46 et 47 et après avoir subi un déphasage de 180°, à la broche 11 du dit circuit intégré. IC5 est, nous le disions, une double bascule D; par l'interconnexion des 2 bascules on dispose aux sorties – broches 1, 2, 12 et 13 – d'un signal rectangulaire de 50 Hz possédant un rapport cyclique propre de 1 : 1 très exactement.

L'information destinée aux étages de puissance présente dans la largeur d'impulsion du signal de commande est restée conservée; elle se trouve en effet maintenant dans le déphasage des signaux de sortie l'un par rapport à l'autre. Les sorties Q et Q des bascules attaquent maintenant, via les résistances de limitation de courant R42 à R45 les transistors de commande des étages de sortie, Q7 à Q10. Le quadruple amplificateur opérationnel du type LM339, IC4,

associé aux composants qui l'entourent, remplit un certain nombre de fonctions de sécurité.

Les sorties en collecteur ouvert des comparateurs IC4A à IC4C sont montées en parallèle, ce qui signifie les fonctions remplies par ces comparateurs déclenchent une même réaction en cas de problème. En mode de fonctionnement normal le condensateur C21 se charge au travers de la résistance R23 de sorte que la sortie du comparateur IC4D (broche 13) se trouve à un potentiel faible (niveau bas). Dès que les comparateurs A, B et C passent au niveau bas le condensateur C21 se décharge, à la suite de quoi via IC4D – la broche 13 présente maintenant un niveau haut – la bascule D IC5 se voit appliquer à ses broches 4 et 8 un niveau de remise à zéro entraînant la mise hors-circuit des étages de sortie.

Le comparateur IC4C associé aux composants immédiats se charge du suivi de la température de l'étage de sortie. Le diviseur de tension constitué par R27 et R33 définit le seuil de commutation de ce comparateur. La tension variable en fonction de la température en provenance de l'étage de puissance à surveiller est fournie par le diviseur de tension constitué par la résistance R34 et le capteur de température TS1. La résistance R26 introduit une certaine hystérésis de commutation.

Les comparateurs IC4A et IC4B assurent les fonctions de protection contre les courts-circuits et les surcharges. On utilise dans ce but la chute de tension, négative par rapport à la masse, prenant place aux bornes de la résistance de shunt R50. La résistance de limitation R21 et la diode zener Q6 définissent une tension de référence de 2,5 V, tension qui arrive, via la résistance R36, à l'entrée non-inverseuse de IC4A. Parallèlement, la tension de shunt négative arrive, via R39, elle aussi à l'entrée non-inverseuse du dit comparateur. Dès que la somme de ces 2 tensions devient inférieure à 0 V, IC4A met l'étage de puissance hors-fonction. Ce circuit à réaction relativement rapide commandé par le condensateur C23 remplit la fonction de protection contre les courts-circuits.

Une électronique similaire, basée sur le comparateur IC4B cette fois, remplit la fonction de protection contre les surcharges; dans ce circuit, le condensateur électrochimique IC22 évite un déclenchement intempestif

parce que trop rapide. On dispose, pour terminer, d'une sorte de temporisation à la mise en fonction laissant au circuit de découpage le temps suffisant à obtenir une charge du condensateur C26.



Attention... travaux

Nous vous proposons en figure 2 le dessin de la sérigraphie de l'implantation des composants. Pour garder à l'onduleur une compacité en justifiant l'utilisation, le circuit imprimé est un double face à trous métallisés. Pour gagner encore plus de place, les résistances sont pour la plupart non pas des 1/4 W comme d'habitude, mais des 1/16 W. La première étape de la réalisation consiste, comme à l'accoutumée, à implanter les composants de petite taille, tels que les résistances, les condensateurs et les

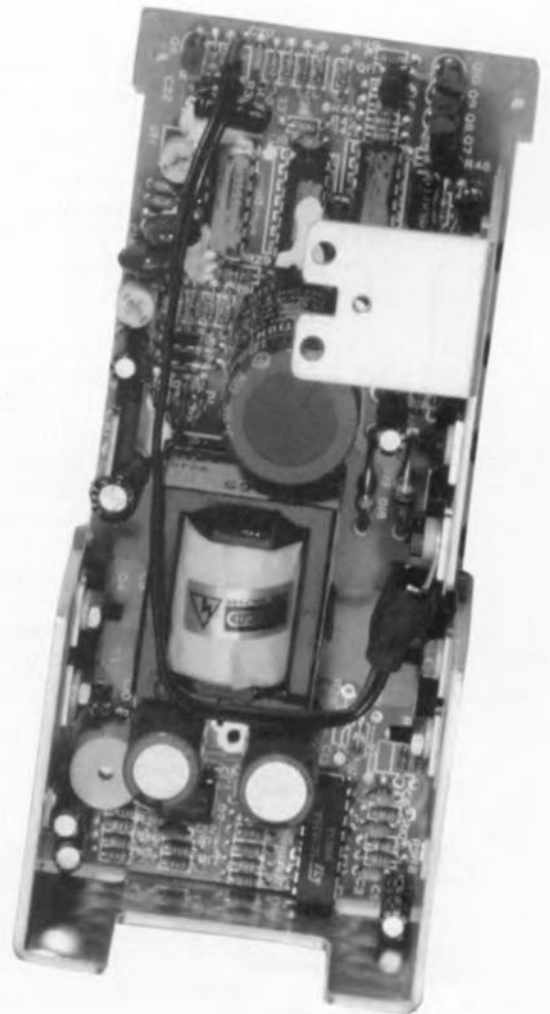


Figure 3. Vue plongeante à l'intérieur d'un exemplaire monté de l'onduleur. On distingue bien sur cette photo les plaquettes d'aluminium alias radiateurs. On y voit également bien le capteur de température vissé sur le transistor Q12.

diodes. Les condensateurs C21 (attention à la sérigraphie de C23 qui n'est pas un condensateur céramique mais un électrochimique polarisé), C25 et C22 sont montés couchés. Attention à l'orientation de certains d'entre eux non définie sur la sérigraphie. C23 venant se coucher partiellement sur les circuits intégrés IC4 et IC5, ce condensateur sera mis en place après l'implantation des dits composants. Note: la barre présente sur la sérigraphie de certains des condensateurs et d'autres composants identifie le pôle négatif.

Le résonateur SU1 possède lui aussi une polarité qu'il faudra respecter. Le (+) présent sur la coquille du résonateur doit se trouver vers l'extérieur une fois le résonateur implanté à sa place.

Les diodes de puissance D16 et D17 sont à monter verticalement, D18 et D19 étant couchées. À la position d'implantation de e l'on pourrait croire être un transistor, Q5, il faudra placer un pont de câblage entre les 2 fils extrêmes. Une fois que tous les petits composants, y compris les circuits intégrés et les transistors sans radiateur ont été montés, on pourra procéder à l'implantation des gros condensateurs, C10, C13 et C26, pour terminer par la mise en place du transformateur.

L'étape suivante consiste au montage des transistors Q1: Q4 sur le radiateur commun en forme de U (cf. la partie supérieure de la figure 3). Il faudra isoler les transistors par rapport au radiateur lors de leur fixation sur celui-ci. Lors de la disposition du radiateur sur la platine celui-ci devra se trouver à 2 mm environ du circuit imprimé. Le second radiateur reçoit les transistors Q12 à Q15, eux aussi montés isolés par rapport à la plaque

d'aluminium. Dans le cas de Q12 il faudra glisser l'anneau du capteur de température TS1 sous la rondelle d'isolation avant de passer la vis et de fixer le dit transistor sur son radiateur. Les câbles de liaison du capteur de température viennent s'enficher dans les orifices identifiés sous la dénomination de R32 où ils sont soudés en place.

Avant de monter le câble doté de la fiche pour prise allume-cigare il vous faudra glisser la face arrière sur le câble (ne pas encore mettre en place de dispositif anti-arrachement). Le conducteur identifié par une raie blanche est la ligne positive qui viendra se fixer au point A. L'autre conducteur, la ligne négative bien évidemment, sera lui soudé au point B. Sur la seconde face latérale, ce que nous pourrions appeler la face avant, nous allons implanter l'interrupteur « secteur » et l'embase secteur europe plate. Le plan de câblage de la figure 4 indique les interconnexions à effectuer. Il est important de respecter, lors de ce câblage, les précautions d'usage en pareil cas. En effet, bien que l'on ne puisse pas classer l'onduleur dans la catégorie « appareils ménagers reliés au secteur » il n'en est pas moins vrai que l'on y trouve des tensions pouvant être dangereuses. Une fois le câblage terminé il nous faudra, avant de mettre l'onduleur en boîtier, procéder à son réglage.

Réglage

Il faudra, avant de connecter l'onduleur à une alimentation, revérifier une dernière fois l'absence d'erreur de montage. Si l'on est satisfait de son travail il faudra mettre la main sur une alimentation capable de fournir un courant de 10 A au moins sous une tension de 12 V. On peut se contenter d'une alimentation moins performante à condition de surveiller le courant drainé par la charge connectée à l'appareil. La première étape de la vérification du fonctionnement de principe de l'onduleur consiste à y connecter une ampoule de 40 à 60 W et à s'assurer qu'elle est allumée. On branche à la sortie un fréquence-mètre ou un oscilloscope de manière à bien pouvoir ajuster la position de l'ajustable VR1. On règle la position de VR1 de manière à avoir une fréquence de 50 Hz.

Si l'on dispose d'un oscilloscope la solution la plus simple consiste à le mettre en déclenchement ligne (*Line Trigger*) et à faire en sorte, par action sur VR1, que l'image se stabi-

lise. Si vous ne disposez ni d'un fréquence-mètre ni d'un oscilloscope il vous faudra vous résoudre à mettre VR1 en position médiane. Le réglage de la tension de sortie efficace nécessite d'avoir à sa disposition un multimètre efficace vrai (*true RMS*). Un multimètre numérique standard a quelques problèmes lorsqu'il est confronté à des tensions du type de celle dont on dispose ici.

Même si l'on procède à une correction pour compenser la forme d'onde angulaire de la tension la plupart des multimètres accuse une erreur trop importante. Le but de ce second réglage est, par action sur VR2, d'ajuster la tension de sortie à 230 Veff. Si l'on ne dispose pas d'un multimètre efficace vrai mais bien d'un oscilloscope, on commence par mesurer la valeur de crête de l'impulsion, on multiplie ce résultat par la largeur de l'impulsion [exprimée en ms] et l'on divise le tout par 10 ms. Si l'ajustable VR2 est bien positionné le résultat de tous ces calculs devrait être 230 V.

Si vous ne disposez pas d'un oscilloscope il vous faudra utiliser 2 ampoules de puissance identique, l'une reliée au secteur l'autre à la sortie de l'onduleur; il ne reste plus ensuite qu'à jouer sur VR2 jusqu'à ce que la luminosité de l'ampoule reliée à l'onduleur soit (la plus proche possible de) celle de l'ampoule reliée au secteur.

Mise en boîte finale

Le boîtier en aluminium dans lequel doit prendre place le circuit imprimé est à peine plus grand que ce dernier. Ceci risquerait de poser quelques problèmes de sécurité, raison pour laquelle le dessous et le pourtour de la partie HT sont dotés d'un film isolant de plastique. Ceci fait on peut glisser l'ensemble emmaillotté dans le boîtier oblong. On assure la fixation de l'ensemble platine + radiateur en U dans le boîtier à l'aide des trous percés dans la dite plaque d'aluminium.

On positionne ensuite la bride anti-arrachement à 6 cm environ du coffret et on l'enfonce avec force dans l'orifice prévu à cet effet. Il ne reste plus ensuite qu'à glisser une épaisseur de caoutchouc entre la partie du radiateur non encore isolée par rapport au boîtier pour ensuite coincer le radiateur à l'aide d'une cale en plastique.

Il ne reste plus qu'à implanter les dernières vis et à les serrer toutes pour disposer d'un appareil compact auquel on ne manquera pas de découvrir de nombreuses applications pendant les mois d'été. ■

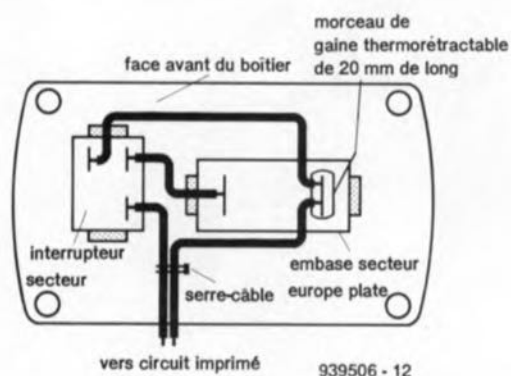
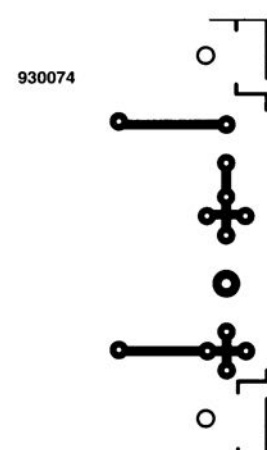
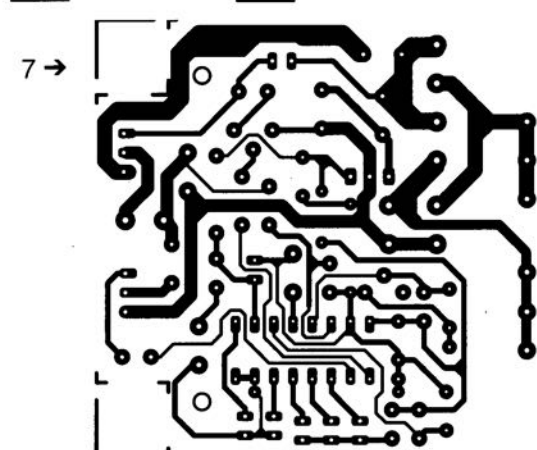
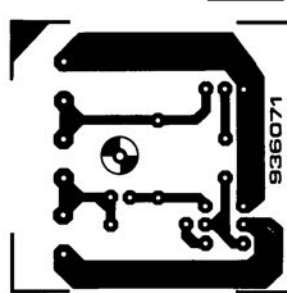
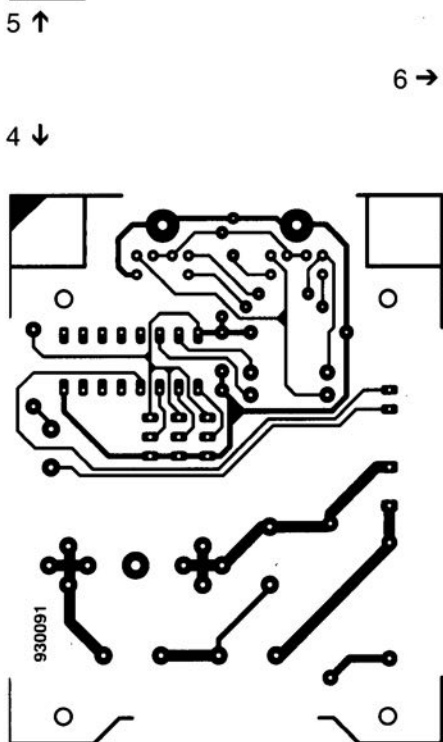
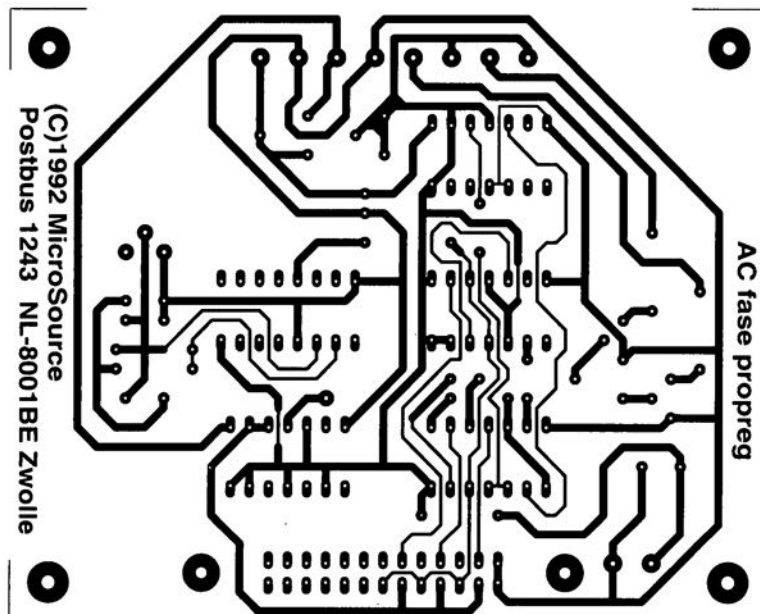
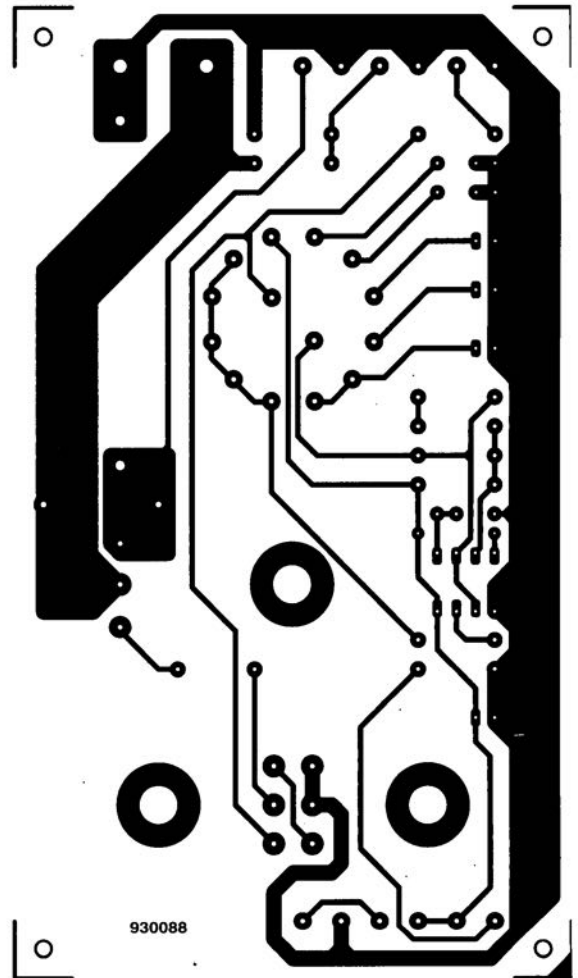
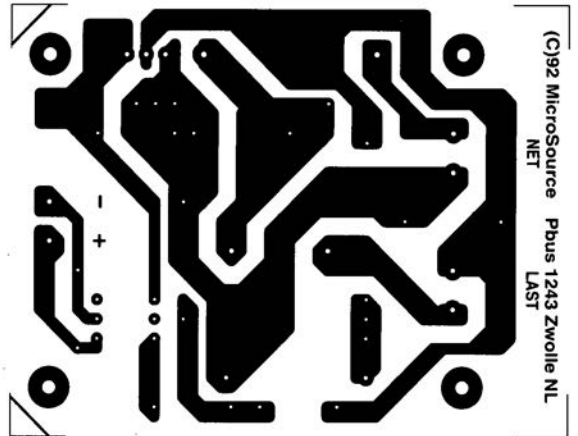
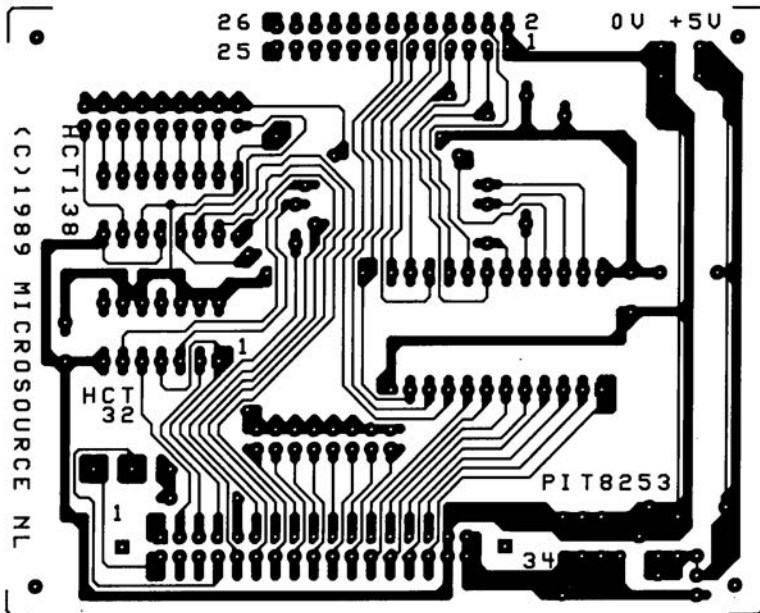
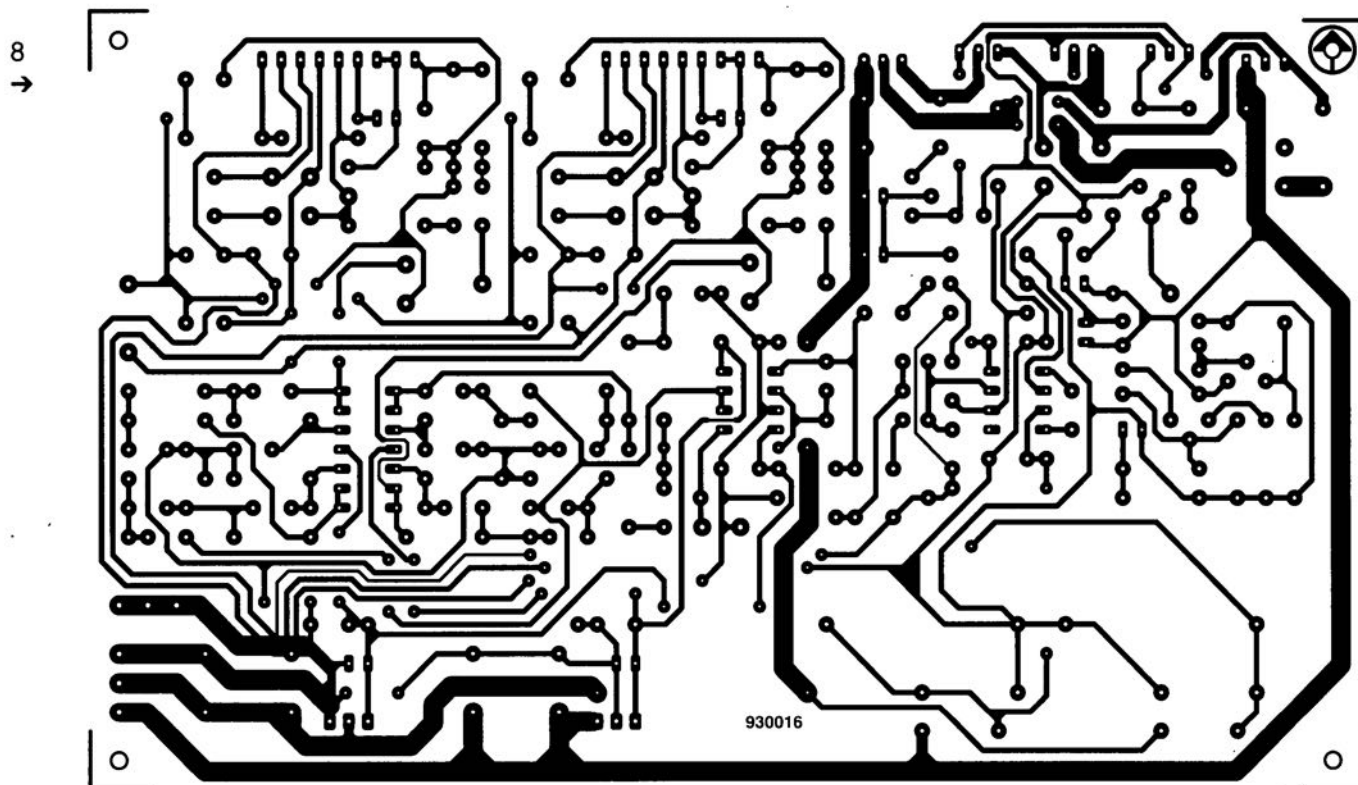
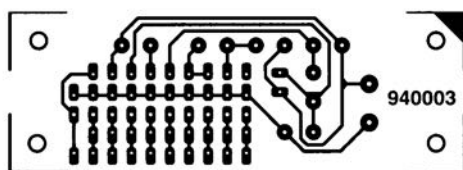


Figure 4. Plan de câblage de l'interrupteur secteur et de l'embase europe plate. Cette vue (imaginaire) est prise depuis l'intérieur du boîtier.

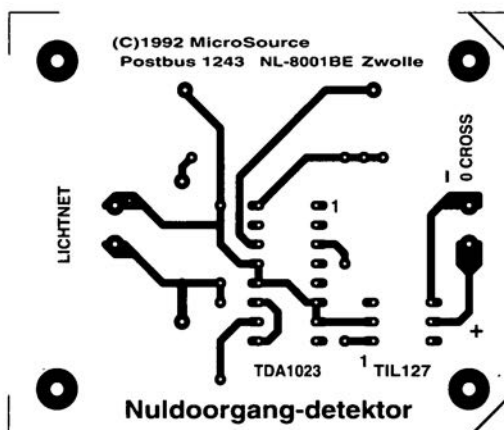




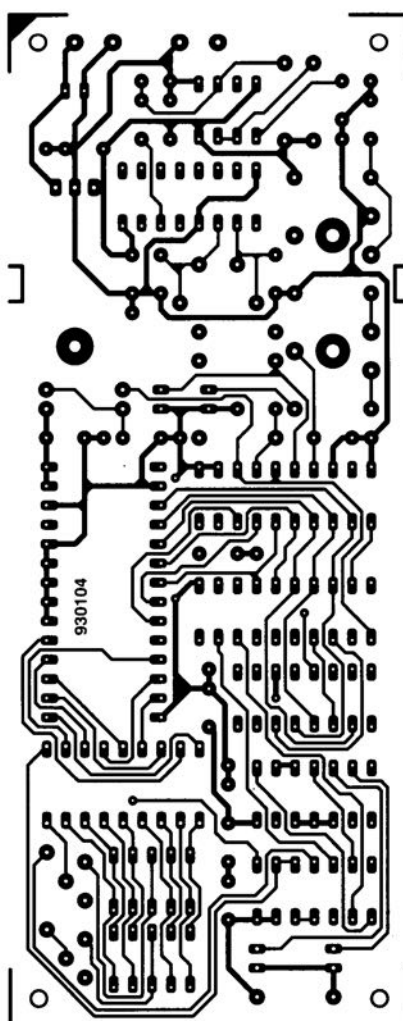
1. carte PIT (logique floue)
2. interrupteur secteur (logique floue)
3. résistance de charge électronique
4. I²C Power Switch
5. contrôle de phase (logique floue)
6. fusible électronique
7. chargeur reflex à ICS1700
8. système à 3 voies actif
9. hygromètre numérique (côté pistes)
10. hygromètre numérique (côté composants)
11. testeur d'accus
12. détecteur de passage par zéro (logique floue)



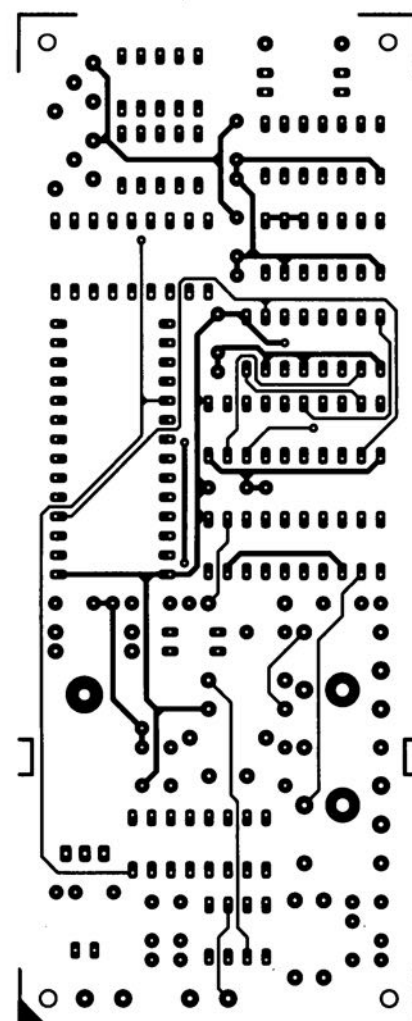
11 ↓ 12 ↑



9 ↓



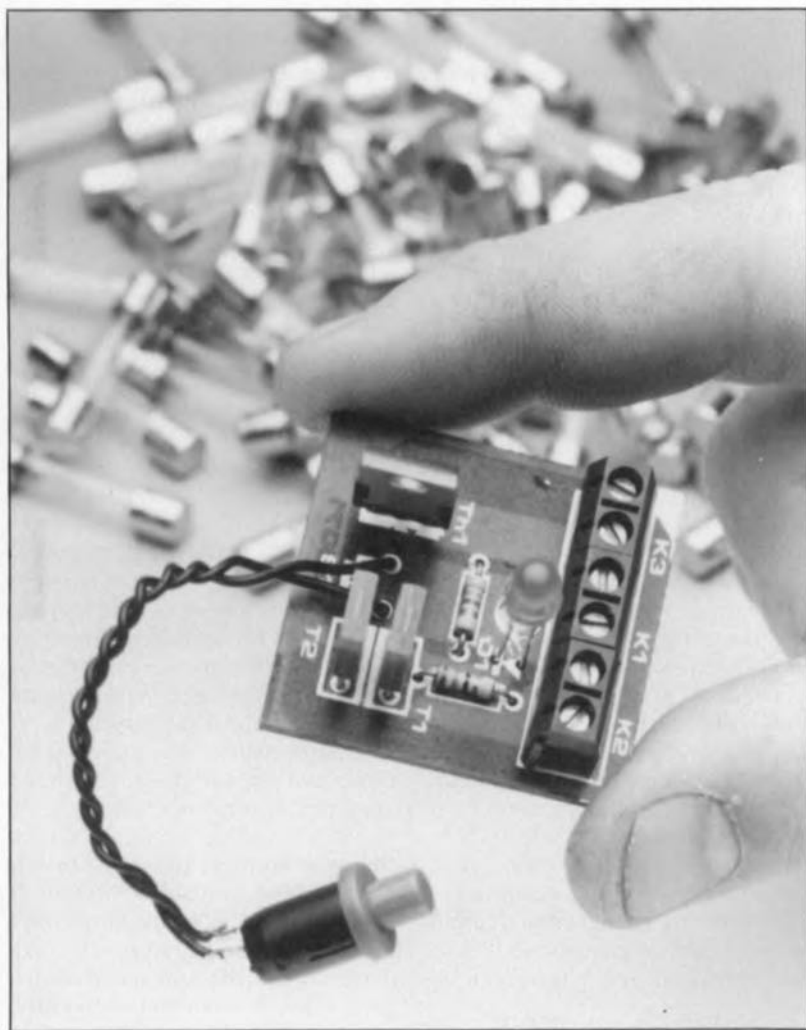
10 ↓



fusible électronique

l'indestructibilité du silicium

Il n'est pas exceptionnel de voir, lors d'expérimentations pratiques, l'un ou l'autre fusible rendre l'âme. Pour certains d'entre les plus actifs de nos lecteurs il s'agit même sans doute là d'un euphémisme; en effet, la mise au point d'un montage peut fort bien coûter toute une boîte de ces composants avant que ne soit localisée la cause de ces trépas prématurés. C'est en particulier dans ces cas-là qu'il est intéressant de disposer d'un fusible électronique «réparable» par une simple action sur un bouton.



S'il est un composant « mal-aimé » dans le monde de l'électronique c'est bien le coupe-circuit, plus communément appelé fusible, composant ayant la fâcheuse habitude de trépasser aux moments les plus incongrus sachant bien évidemment que neuf fois sur dix on ne dispose pas d'un fusible de rechange. Dans la majorité des cas ces critiques ne sont pas à

prendre au sérieux, car elles seraient parfaitement injustifiées. En effet, si les fusibles n'existaient pas il faudrait les inventer, car en l'absence de ces petits tubes de verre dotés d'un fin filament métallique il est fort probable que les choses tourneraient mal ailleurs dans le circuit électrique et se traduiraient par la destruction de composants notable-

ment plus coûteux que ce dispositif de protection : une série de transistors de puissance par exemple ou encore un transformateur.

Toutes ces considérations n'empêchent pas qu'il est extrêmement ennuyeux de devoir interrompre une soirée de bricolage pleine d'inspiration fructueuse à la suite de la destruction d'un « misérable » fusible... Bien souvent, avoir à sa disposition un circuit de protection de boucle de courant automatique, sous quelque forme que ce soit, tomberait à pic pour éviter toutes sortes de frustrations dont on se serait fort bien passé. C'est très précisément là l'objet de cet article dans lequel nous vous proposons une électronique de « trois fois rien » que l'on pourra implanter à l'intérieur de n'importe quel appareil ou alimentation et qui remplira la tâche importante d'un fusible, à savoir interrompre la circulation du courant lorsque les choses se gâtent inopinément; ensuite, à chaque fois que le fusible a rempli sa fonction, il suffit d'une rapide action sur un bouton-poussoir pour le réarmer. Vous voici enfin débarrassé de la nécessité de remplacer ces fragiles mini-tubes de verre dont on ne sait presque jamais s'ils sont ou non grillés... et finies aussi les interruptions déplorables des soirées si fructueuses de mise au point...

Un interrupteur à semi-conducteur

La méthode de travail d'un fusible ordinaire associe simplicité et efficacité : nous faisons passer le courant de charge par un filament métallique de section suffisamment faible pour en obtenir la fusion lorsque le courant que le traverse atteint une valeur considérée comme critique. Si l'on envisage « d'électroniser » cette fonction il va nous falloir intercaler, d'une façon ou d'une autre, un semi-conducteur dans le circuit de courant, composant devant bloquer lorsque le courant dépasse une valeur fixée d'avance. Il faut en outre que le dit composant soit aisément « réinitialisable » sachant qu'il s'agit là de la caractéristique à la source de la substitution.

Il va sans dire qu'il existe plusieurs approches possibles pour concevoir un montage répondant à ce cahier des charges. Il faut bien évidemment opter pour une solution gardant au montage des dimensions acceptables, vu que le but de l'opération est de réaliser un circuit facilement implantable partout. Un montage de la taille d'une carte « Europe » ne

fera donc pas l'affaire quelles que soient ses qualités intrinsèques.

La **figure 1** vous propose le schéma de nos « élucubrations », un circuit qui ne comporte guère plus que 2 transistors et un « thyristor » et qui vient tout simplement s'intercaler entre l'alimentation et la charge – l'appareil dont il faut assurer la précaution. Le choix de l'intensité de courant au-delà de laquelle le fusible doit être activé peut se faire sur une plage importante à l'aide d'une résistance dont on enfiche les extrémités dans les contacts du bornier K3.

Le principe de fonctionnement de l'ensemble est simple. Le « Darlington » T2 fonctionne en interrupteur commandé en courant : comme le montre l'examen du schéma, sa jonction collecteur-émetteur est prise en série avec la charge. Normalement, le transistor T2 est conducteur sachant que le transistor T1 fournit en permanence du courant à sa base. Pour ce faire, le transistor T1 est monté en « source de courant constant ». On ajuste, par l'intermédiaire de la LED D1, la base de T1 à une tension constante. On aura de ce fait aux bornes de la résistance d'émetteur R2 une tension de valeur constante, ce qui se traduit par un courant d'émetteur (et de collecteur) constant lui aussi, courant dont il est possible de fixer la taille à l'aide de R2. Nous avons opté ici pour un courant de 10 mA largement suffisant pour maintenir T2 en conduction. Comme on le voit, le

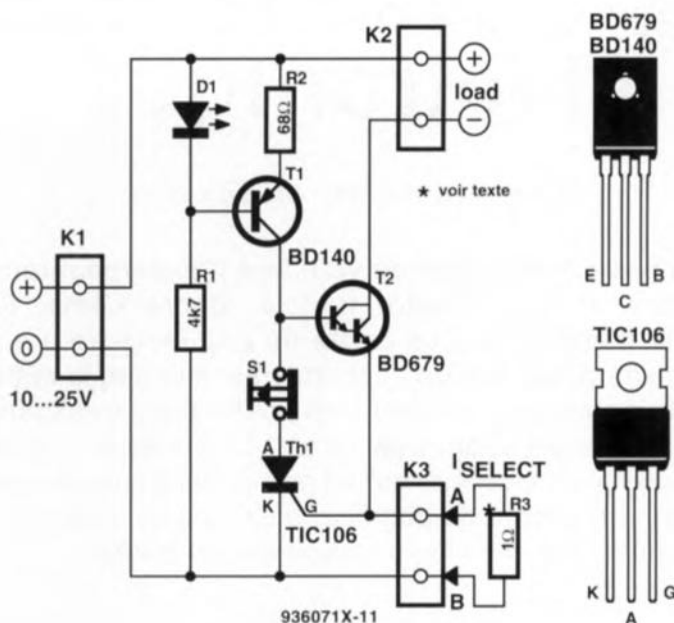


Figure 1. Lorsque le courant circulant entre les borniers K1 et K2 dépasse une certaine valeur – ajustable par action sur R3 – le thyristor Th1 devient passant, changement d'état qui se traduit par le blocage du transistor-série T2. Le « fusible » est alors coupé. Une simple pression sur le bouton S1 produit un rétablissement de la liaison électrique.

courant circulant de l'alimentation vers la charge, il passe non seulement par T2 mais encore par la résistance R3. Dès que le courant atteint une intensité telle que la tension aux bornes de R3 est de l'ordre de 0,6 V, le thyristor Th1 entre en conduction. Ce changement d'état entraîne la mise à la masse de l'alimentation de la base de T2, ce qui provoque un blocage immédiat de ce transistor.

Notre fusible électronique est donc « coupé » et reste dans cet état vu que le transistor T1 maintient le thyristor Th1 en conduction. Le courant fourni par T1 se situe en effet tout juste au-delà de celui nécessaire à maintenir le thyristor en conduction. Ce n'est qu'à la suite d'une action sur le bouton-poussoir à contact repos S1 que l'on a interruption de ce courant ce qui se traduit par le blocage de Th1 ; ceci à condition bien entendu que le courant de charge soit à ce moment-là retombé à une valeur inférieure à l'intensité critique car sinon le thyristor entre à nouveau en conduction.

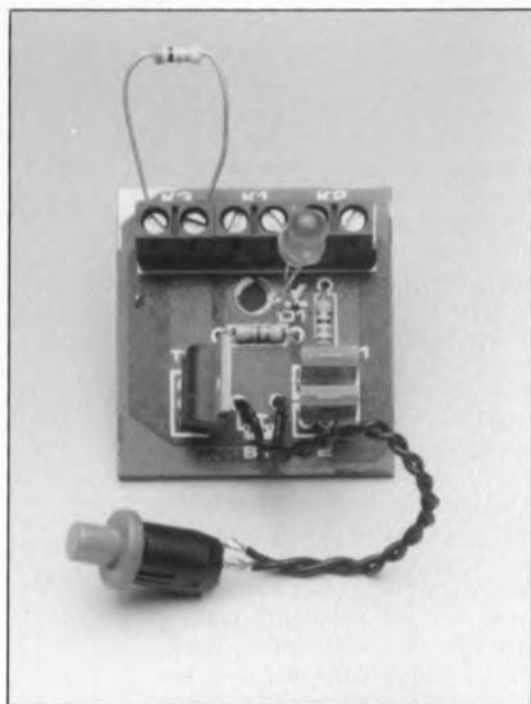
Le dimensionnement

Nous connaissons maintenant le principe de fonctionnement de notre fusible que l'on peut résumer de la façon suivante : on a, interruption du courant allant du bornier K1 au bornier K2 lorsque celui-ci dépasse une certaine valeur, ajustable par l'intermédiaire de la résistance R3. Le bouton-poussoir S1 permet lui de « réparer » le fusible. Il ne nous reste plus qu'à savoir quelle valeur attri-

buer à la résistance R3.

La réponse à cette question fait appel à la loi d'Ohm. Nous avons mentionné plus haut l'entrée en fonction du fusible lorsque la tension aux bornes de la résistance R3 atteint 0,6 V. Cela signifie que si l'on donne à R3 une valeur de 1 Ω le fusible entrera en action pour un courant de 600 mA, ce courant passe à 125 mA pour $R3 = 4\Omega$ pour tomber à quelque 50 mA pour $R3 = 12\Omega$. Si l'on s'inquiète de savoir quelles sont les valeurs de fusible les plus courantes on aura vite fait de constater que dans la pratique la valeur de R3 se situera entre 1,2 et 12 Ω. La valeur minimale admissible est de 0,268 Ω, le courant atteignant dans ce cas-là une intensité de 1 A, ce qui correspond au courant maximal que puisse supporter – sans risque – notre fusible électronique.

Si l'on envisage d'associer le fusible électronique à une alimentation de laboratoire utilisée pour procéder à des tests de toute sorte, il serait extrêmement pratique que l'on dispose d'une commutation entre différents calibres de courant voire que l'on dispose d'un calibre variable. Pour réaliser la première option on pourra faire appel à un commutateur rotatif à 1 circuit et 12 positions doté d'un certain nombre de résistances de valeurs différentes, la seconde option prenant elle l'aspect d'un potentiomètre pris en série avec la résistance R3. Il est à remarquer ici que les potentiomètres ordinaires supportent une puissance de 1 W



Version terminée d'un fusible électronique pour valeur de courant fixe...

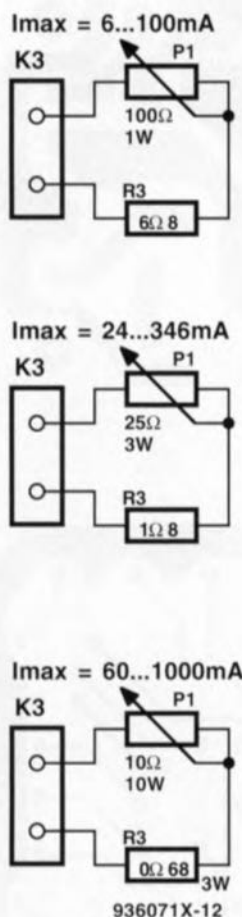


Figure 2. La prise d'un potentiomètre en série avec R3 permet de réaliser un fusible à valeur variable. Voici 2 exemples de dimensionnement utilisables en pratique.

maximum. Il faudra, pour des courants plus importants, faire appel à des potentiomètres bobinés de puissance plus élevée.

Les 3 schémas de la figure 2 vous proposent 3 combinaisons résistance + potentiomètre constituant une solution à la quasi-totalité des situations que l'on pourrait rencontrer en

pratique. Attention : rappelez-vous bien qu'il vous faudra, pour des courants d'intensité supérieure à de l'ordre de 500 mA, utiliser pour R3 une résistance fixe de puissance !

La réalisation

Bien qu'il soit possible de réaliser ce montage sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles nous nous sommes donnés la peine de vous proposer un dessin de circuit imprimé dont on retrouve en figure 3 la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. Ceci permettra aux moins expérimentés d'entre nos lecteurs de réussir facilement la réalisation de ce montage. Il vous faudra (faire) graver vous-même le dit circuit.

Les photographies accompagnant cet article vous montrent 2 exemplaires de fusibles électroniques terminés. On peut bien entendu mettre ce montage dans un boîtier, mais dans la grande majorité des applications cette opération ne sera pas nécessaire vu qu'il sera implanté dans le montage qu'il est destiné à protéger.

Une dernière remarque en guise de conclusion. Il ne faut pas oublier que, contrairement à un fusible ordinaire, toute version électronique de ce dispositif entraîne une chute de tension entre l'entrée et la sortie. Nous avons, plus haut, déjà parlé de la tension aux bornes de la résistance R3, mais on constate également une chute de tension – de l'ordre de 1 V – sur le darlington T2 lorsque ce transistor est passant, chute de tension qu'il faudra soustraire à la tension de sortie requise.

Cela ne devrait pas constituer, en règle générale, un inconvénient majeur, mais il faudra tenir compte de ce facteur aux tensions d'alimentation faibles.

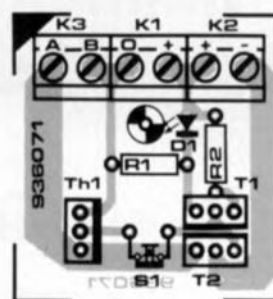


Figure 3. L'implantation des composants sur cette mini-platine ne devrait pas vous poser de problème.

Liste des composants

Résistances :

R1 = 4kΩ7

R2 = 68 Ω

R3 = 1 Ω/1 W (cf. texte)

Semi-conducteurs :

D1 = LED rouge

T1 = BD140

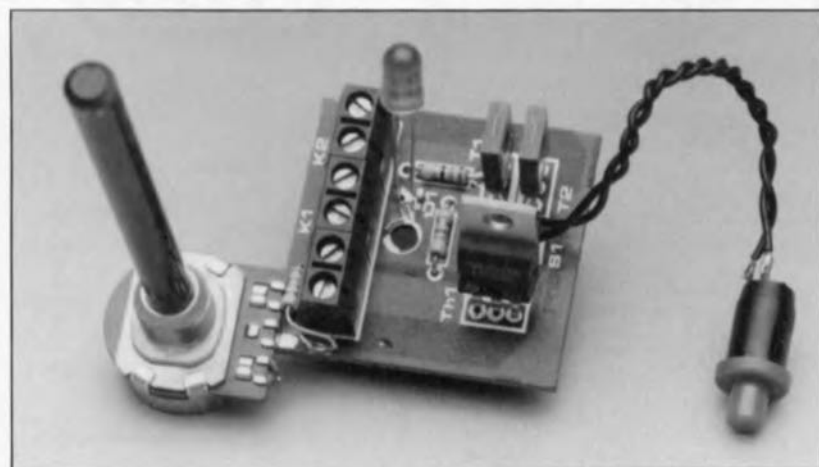
T2 = BD679

Th1 = TIC106

Divers :

S1 = bouton-poussoir à contact repos

K1 à K3 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm



... et version réalisée selon le schéma de la figure 2 permettant un ajustage de la limitation de courant.

elektor-abc

transistor Darlington

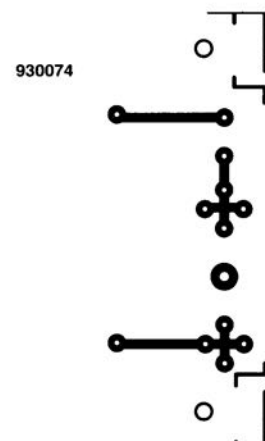
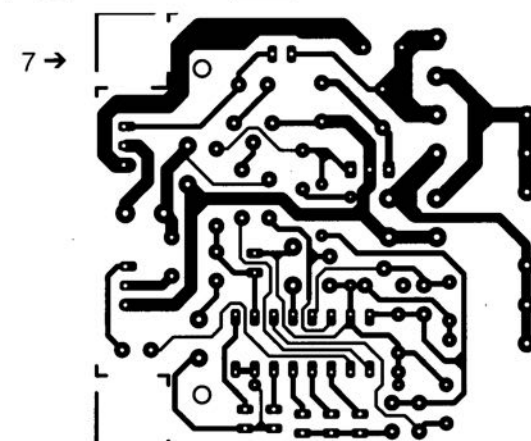
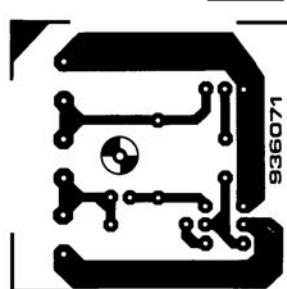
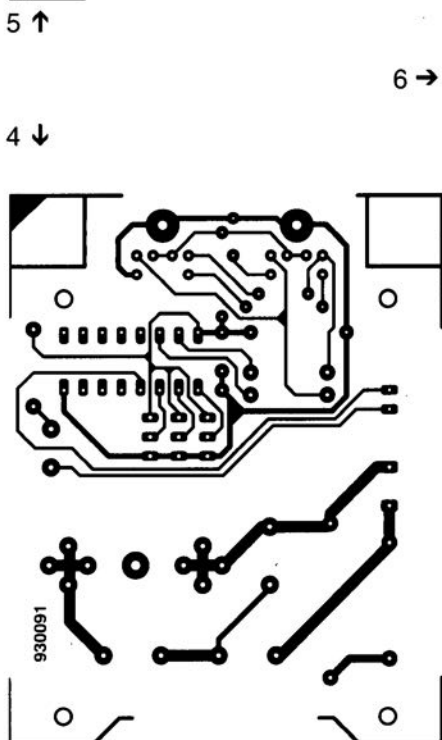
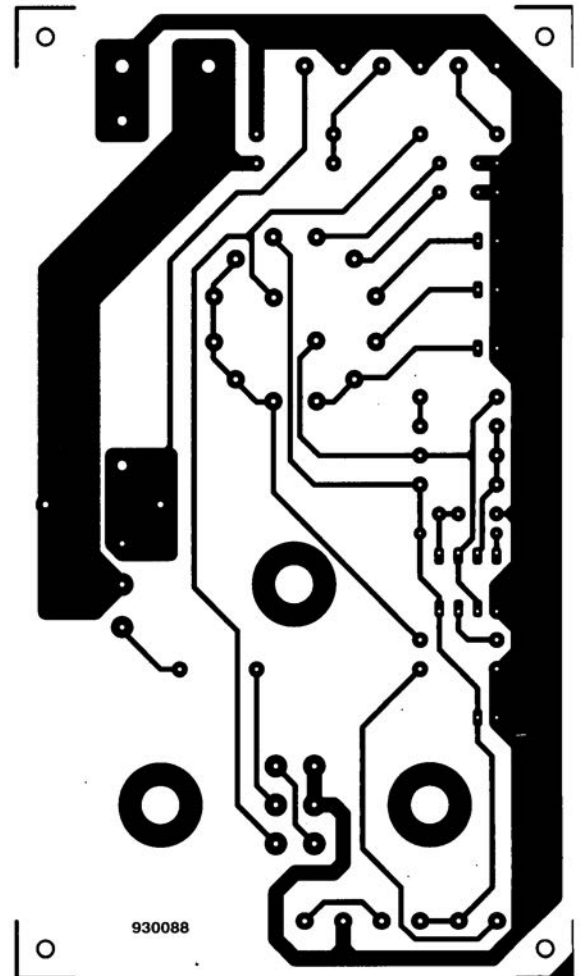
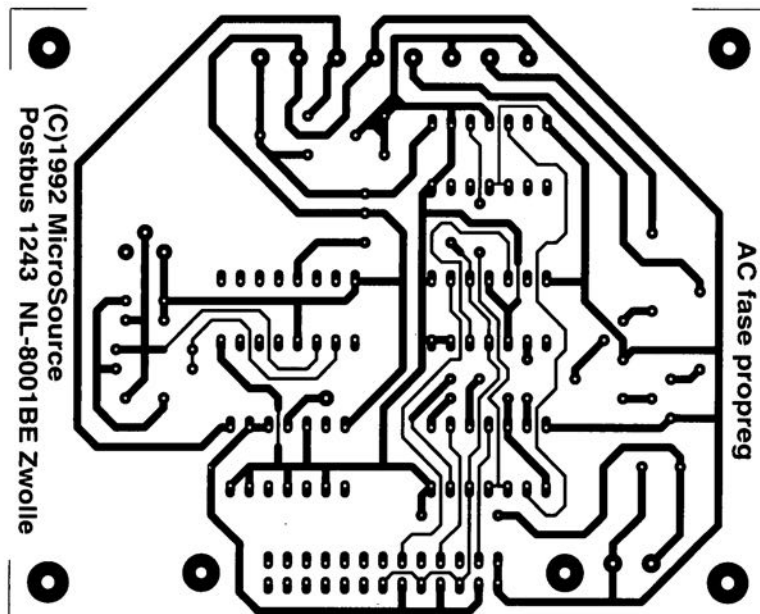
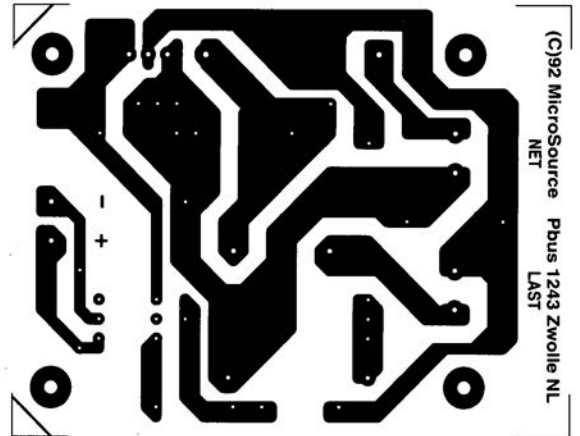
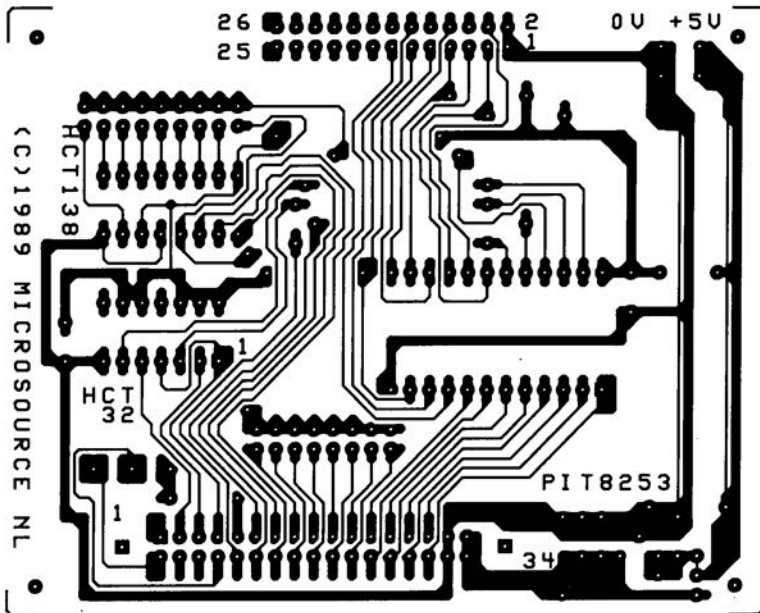
Il s'agit en fait d'un transistor construit à l'aide de 2 transistors. La base du premier transistor constitue la base du transistor darlington, son émetteur étant connecté à la base du second. Les collecteurs des 2 transistors sont interconnectés et constituent le collecteur du darlington. L'émetteur du second transistor constitue lui l'émetteur du darlington. Un transistor darlington se comporte comme un transistor doté d'un gain en courant très élevé.

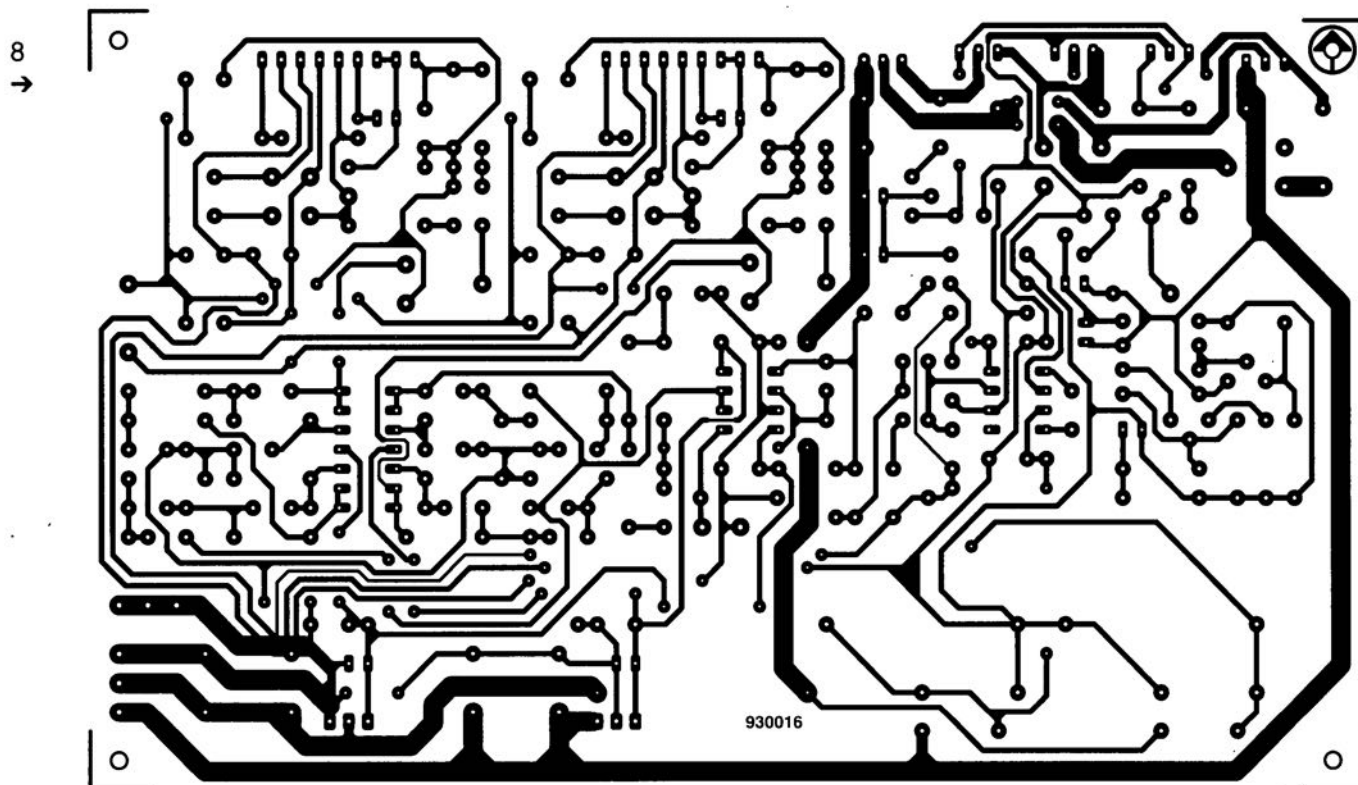
source de courant

Circuit fournissant un courant constant, et ce quelle que soit la charge à laquelle il est connecté.

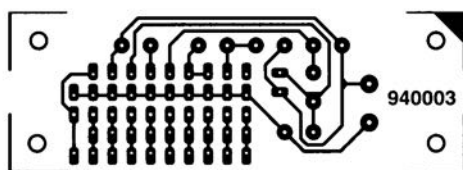
thyristor

Type de « diode » spéciale se trouvant normalement toujours à l'état bloquant. Il est possible d'obtenir, à l'aide d'un petit courant de commande (le courant de grille) la mise en conduction dans le sens direct d'un thyristor. Le thyristor reste alors conducteur (même en l'absence de courant de grille) jusqu'à ce que le courant qui le traverse tombe en-deçà d'une valeur minimale (courant de maintien).

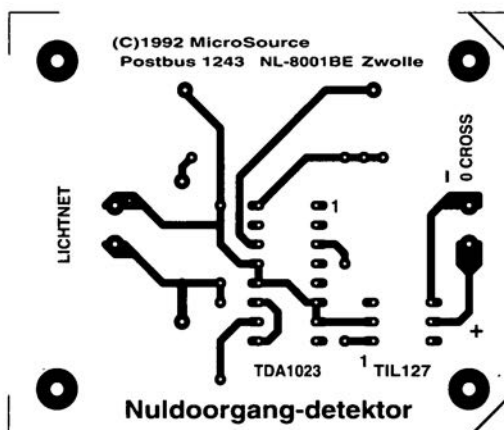




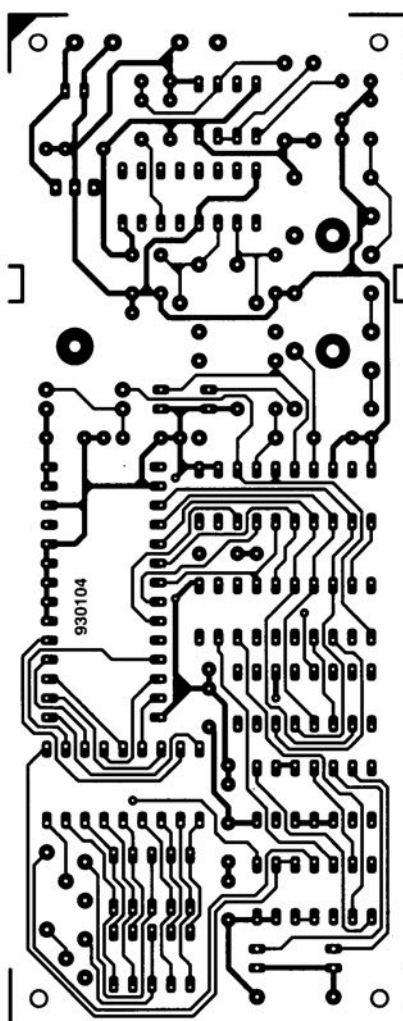
1. carte PIT (logique floue)
2. interrupteur secteur (logique floue)
3. résistance de charge électronique
4. I²C Power Switch
5. contrôle de phase (logique floue)
6. fusible électronique
7. chargeur reflex à ICS1700
8. système à 3 voies actif
9. hygromètre numérique (côté pistes)
10. hygromètre numérique (côté composants)
11. testeur d'accus
12. détecteur de passage par zéro (logique floue)



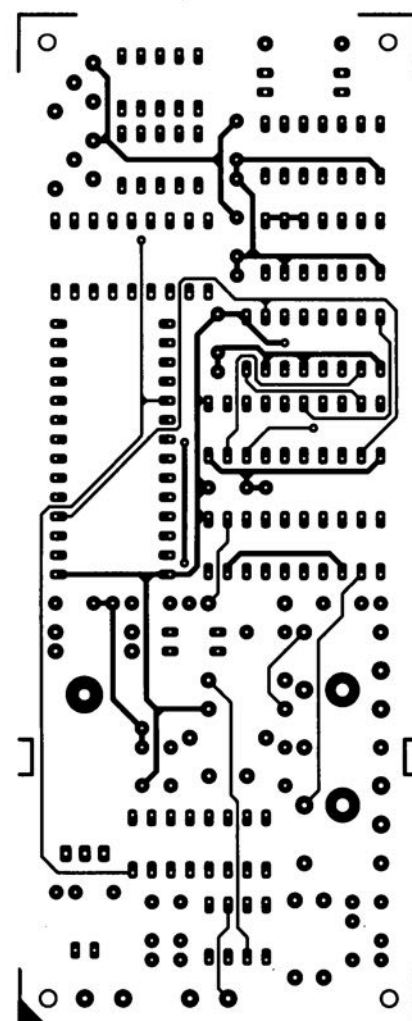
11 ↓ 12 ↑



9 ↓



10 ↓



fusible électronique, Elektor n°187, janvier 1994, page 37 et suivantes

Il est apparu, lors d'essais destructifs, que si l'on maintenait S1 enfoncé alors que le courant dépasse l'intensité critique, on courrait le risque de voir partir le transistor T2 partir en fumée. Cet inconvénient peut être éliminé par la prise de la touche T1 non pas à sa position actuelle, mais entre le collecteur de T1 et la base de T2. Il faudra donc interconnecter les 2 points prévus pour T1 par un pont de câblage et

interrompre la liaison reliant le collecteur de T1 à la base de T2. La touche T1 est ensuite connectée à ces 2 points.

résistance de charge électronique, Elektor n°187, janvier 1994, page 26 et suivantes

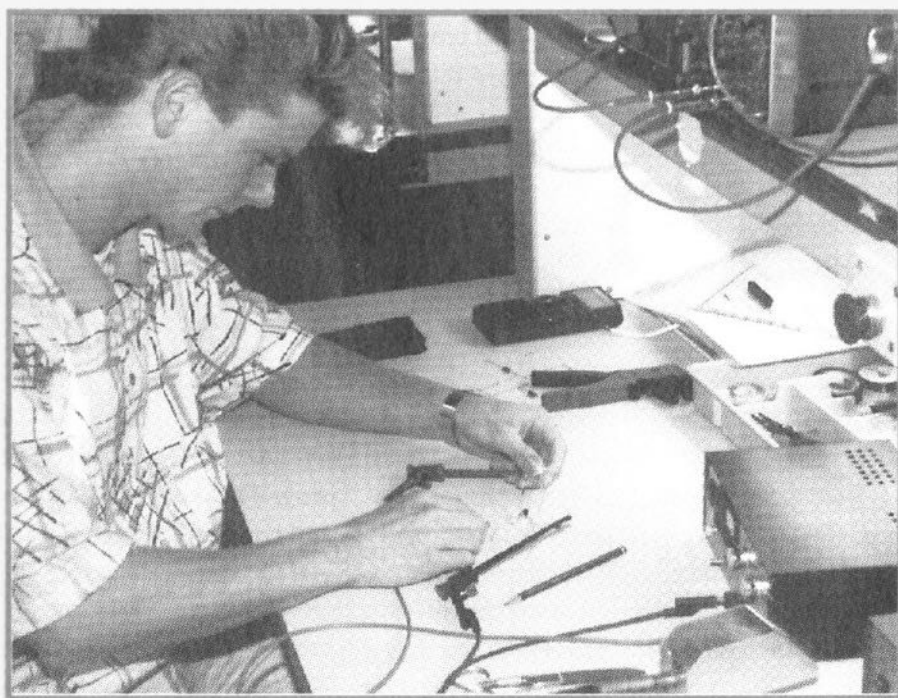
Le schéma de la figure 1 en page 27 comporte une erreur. La liaison présente entre la borne 12 du rotacteur et la masse n'a rien à faire dans ce schéma. La platine ne comporte pas cette erreur.

chargeur « reflex » à ICS1700, Elektor n°187, janvier 1994, page 62 et suivantes

L'interrupteur thermique S1 n'est pas indispensable au fonctionnement du montage. Ce type de composant coûte malheureusement bien plus cher que ne le justifie sa fonction. On pourra donc, remplacer le dit interrupteur par un pont de câblage en sachant cependant que dans ce cas-là on ne dispose plus de la protection thermique.

.....

Nous avons vu précédemment le transistor en commutation, aux deux extrémités de son fonctionnement : saturation ou blocage. Il peut pourtant faire plus : amplifier linéairement un signal, c'est-à-dire rendre compte à chaque instant des variations d'un signal d'entrée par la production d'un signal de sortie dont l'amplitude soit dans un rapport constant avec celle du signal d'entrée. Cette faculté mérite certainement une étude un peu détaillée.



amplificateur de tension à transistor

Le problème est le suivant : une tension de faible amplitude rend compte des variations d'un signal. Il est impossible de l'exploiter directement parce que le dispositif qu'elle doit commander travaille à un niveau de tension plus élevé. Un "levier" est nécessaire.

La figure 1 représente un amplificateur élémentaire à transistor monté en émetteur commun. Un générateur de force électromotrice U_g et de résistance intérieure R_g , branché entre sa base et son émetteur, lui délivre un courant de base I_b sous une tension d'entrée U_e . Si la tension d'entrée est supérieure au seuil de conduction de la jonction base-émetteur, un courant de collecteur I_c circule à travers la résistance de collecteur R_c et y donne lieu à une chute de tension. La tension de sortie U_s est égale à la tension d'alimentation U_v amputée de cette chute de tension. Plus la tension d'entrée est élevée, plus le courant de collecteur est important, donc plus la chute de tension due à la résistance de collecteur est élevée. La tension de sortie diminue donc lorsque celle d'entrée augmente : tout comme les mouvements des extrémités d'un levier mobile autour d'un point d'appui, lorsqu'une extrémité s'élève, l'autre s'abaisse. Encore faut-il que les extrémités du levier ne butent pas contre les obstacles, la terre et le plafond : si l'extrémité du grand bras de levier (élastique) touche le sol (la référence) alors que l'autre monte encore, ou si, dans certains cas, le levier glisse sur son support, l'amplification des mouvements de l'extrémité du petit bras n'est plus linéaire. De même en est-il pour un transistor : sa réponse n'est linéaire que dans un certain domaine de son fonctionnement, centré autour d'un point dit point de fonctionnement, dont nous ne sortirons pas. Nous supposons qu'il n'est jamais bloqué ni saturé et que l'amplitu-

de des variations de sa tension de sortie est toujours proportionnelle à celle des variations de sa tension d'entrée. Dans ce domaine, le courant de collecteur est proportionnel à la tension base-émetteur. On définit la pente intrinsèque du transistor au point de fonctionnement (g_m) comme le rapport entre une petite variation du courant de collecteur (ΔI_c , Δ lettre grecque *delta*) et la variation correspondante de la tension base-émetteur (ΔU_{BE}). On a :

$$g_m = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{BE}} = \frac{I_c (\text{mA})}{26 (\text{mV})}$$

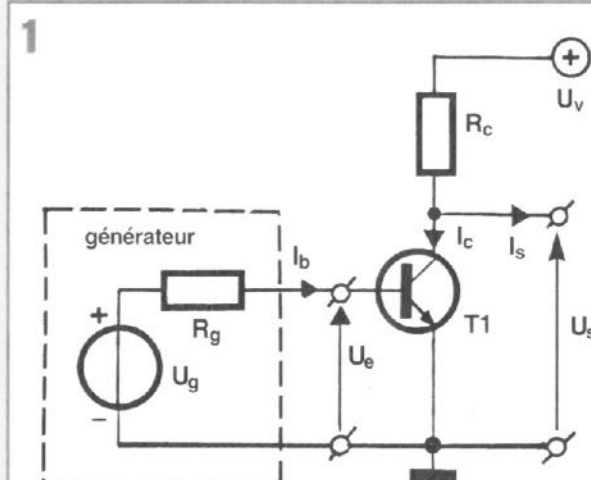
qui est une conductance (I/U) l'inverse d'une résistance (U/I). Cette relation suppose (idéalement) que la conductance collecteur-émetteur est infinie (ou que la résistance correspondante est nulle) qu'il n'y a donc pas de chute de tension entre le collecteur et l'émetteur. La conductance g_m va nous permettre de définir un autre paramètre du transistor, à savoir sa *résistance d'entrée en régime dynamique* r_{BE} . N'ayons pas peur des mots : la résistance d'entrée, c'est la résistance entre la base et l'émetteur du transistor qui ne se laisse pas mesurer à l'ohmmètre mais déterminer en fonctionnement (en régime dynamique). La pente et la résistance dynamique nous donnent accès au *gain en courant en régime dynamique* le fameux β (bêta, deuxième lettre de l'alphabet grec) proportionnel à r_{BE} et à g_m ce qui s'écrit simplement :

$$\beta = r_{BE} \cdot g_m$$

Ce gain dynamique est pratiquement égal au gain statique, c'est pourquoi nous ne l'en distinguons pas. Il est donné par les constructeurs dans les recueils de caractéristiques des

transistors où il s'appelle h_{21e} ou h_{fe} . Attention cependant puisqu'il dépend du courant de collecteur et que ses variations en fonction de celui-ci ne sont pas linéaires.

Nous avons défini, pour notre circuit, la résistance d'entrée du transistor en régime dynamique, il serait peut-être bon de voir la même chose en sortie, la résistance de sortie en régime dynamique R_{CE} . En fait, c'est inutile : nous l'avons déjà négligée plus haut sans nous justifier. On peut paradoxalement la négliger parce qu'elle est très grande. Tout se passe comme si elle était en parallèle à la résistance de collecteur R_c , beaucoup plus petite, et on la traite ainsi dans les calculs. Dans les recueils de caractéristiques elle est le plus souvent donnée égale à $1/h_{22e}$. Il ne nous manque plus rien pour calculer le circuit de la figure 1 :



* À la température ambiante soit environ 300 K (ou environ 25°C les physiciens sont moins chauds pour les calculs en degrés Celsius qu'en Kelvin).

• Amplification en tension (rapport entre les variations de la tension de sortie U_s et celles de la tension d'entrée U_e):

$$A = \frac{\Delta U_s}{\Delta U_e} = -g_m \cdot R_c$$

• Résistance d'entrée: $r_e = r_{BE}$

• Résistance de sortie: $r_s = R_c$

Un exemple peut-être?

Soit à amplifier une tension U_e dans le rapport 1 à 5 (-5 en fait) pour un courant de collecteur de 1 mA. La pente intrinsèque, $g_m = 1 \text{ mA}/26 \text{ mV} = 0,04 \text{ S}$ (S, pour Siemens = $1/\Omega$). La résistance de sortie, donc la résistance de collecteur $R_c = 5/0,04 = 130 \Omega$.

En pratique, il est souvent nécessaire de prendre en considération la résistance R_g du générateur dont on veut amplifier le signal. Elle forme avec la résistance d'entrée r_e du transistor un diviseur de tension tel que si le courant de base augmente, la chute de tension sur R_g augmente en proportion et la tension de base diminue.

un montage

Le montage en émetteur commun de la figure 2 dit "à rétroaction d'émetteur" ou "à charge répartie", très utilisé dans les appareils à transistors, présente avec le précédent quelques différences: résistance d'émetteur R_e entre l'émetteur et la masse, diviseur de tension (le pont de base) constitué de R_1 et R_2 sur la base. Nous ne nous occupons pas pour l'instant des condensateurs d'entrée et de sortie C_1 et C_2 . Un schéma équivalent (figure 3) facilitera l'étude du montage. Il montre une source de courant constant, placée entre la base et le collecteur, qui délivre un courant I_c égal à celui de la base I_b multiplié par β . La résistance dynamique d'entrée r_{BE} y est aussi représentée entre la base et l'émetteur, comme il se doit. Ces composants, rappelons-le, ont une existence que le fonctionnement du transistor permet de mettre en évidence mais n'ont pas d'existence « réelle »: on ne les trouve que dans le commerce intellectuel.

La résistance d'émetteur R_e indubitablement présente, en série avec r_{BE} , ne change rien au fait que c'est toujours la différence de potentiel entre la base et l'émetteur qui détermine l'intensité du courant de collecteur. Cependant, comme l'émetteur n'est plus directement relié à la masse du circuit, la tension base-émetteur n'est plus identique à la tension d'entrée. Si l'on considère que R_e est beaucoup plus importante que r_{BE} (environ 30Ω pour un courant de collecteur de 1 mA) il est possible de négliger la chute de tension provoquée par cette dernière. C'est alors sur R_e que tombe quasiment toute la tension d'entrée U_e . Puisque nous avons la résistance et la chute de tension qu'elle

provoque, nous pouvons calculer l'intensité du courant qui la traverse, c'est-à-dire I_e , celle du courant d'émetteur. L'intensité de ce courant est la somme de ceux de collecteur I_c et de base I_b . Puisque β est en principe très grand, I_b qui est β fois plus petite que I_c est négligeable. On peut considérer qu' $I_c = I_e$.

Nous pouvons écrire: $I_c = \frac{U_{Re}}{R_e} = \frac{U_e}{R_e}$

Le courant de collecteur traverse R_e et R_c (à un poil invisible près). Il est donc possible, sans avoir égard aux résistances dynamiques et à la pente (savonneuse) d'écrire A , le gain en tension de l'amplificateur:

$$A = -\frac{U_s}{U_e} = -\frac{I_c \cdot R_c}{I_c \cdot R_e} = -\frac{R_c}{R_e}$$

Cette relation ne vaut que si les approximations faites sont bonnes: si R_e est beaucoup plus grande que r_{BE} et si elle n'est pas court-circui-

tée par un condensateur. Si la différence entre les deux résistances est trop petite, il est nécessaire de tenir compte de r_{BE} . Le gain en tension s'écrit alors:

$$A = \frac{R_c}{R_e + r_{BE}}$$

établissement du point de fonctionnement

En l'absence des résistances R_1 et R_2 , le transistor ne peut pas travailler correctement. Rappelons-nous en effet que si la différence de potentiel entre sa base et son émetteur est inférieure à 0,6 V, il reste bloqué. Le pont diviseur de base porte celle-ci, au repos, à un niveau de tension constant: on dit qu'il fixe le point de fonctionnement statique du transistor, qui peut varier d'une utilisation à l'autre. Grâce aux condensateurs C_1 et C_2 , cette polarisation de la base en continu n'affecte ni le circuit d'amont, du côté du générateur d'entrée, ni celui d'aval, du côté de l'utilisation. Le montage ici, au contraire de celui de la figure 1, ne peut donc amplifier que des tensions variables, superposées à la tension de polarisation fixée par le pont de base, qui représente alors leur valeur moyenne. La figure 4 donne le détail des paramètres qu'il faut prendre en considération pour choisir les composants nécessaires à la fabrication de l'amplificateur:

- Il faut d'abord connaître la tension d'alimentation (tension de polarisation) du dispositif (U_v). On cherche ensuite un transistor, NPN dans notre cas de figure, qui supporte une tension collecteur-émetteur maximale U_{ce-max} supérieure à la tension d'alimentation. Son gain en courant β , trouvé dans les recueils de caractéristiques, devrait ensuite être supérieur à 100 (pour des tensions d'alimentation inférieures à 30 V n'importe quel transistor NPN de la série BC convient).

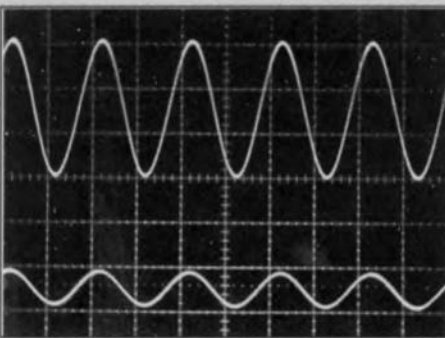
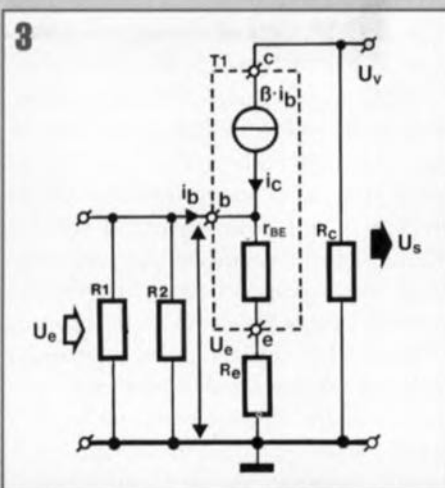
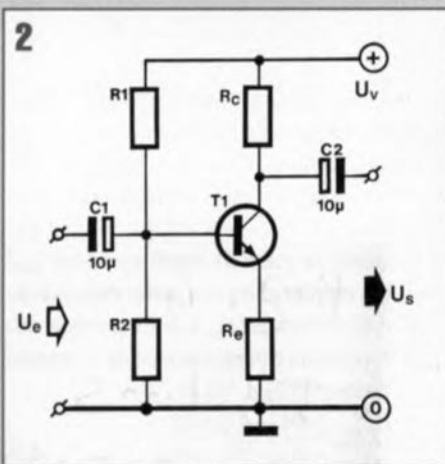
- Il faut ensuite déterminer, en fonction de la source et de l'utilisation, le facteur d'amplification en tension souhaité.

- À partir de là, il est possible de calculer la tension U_{Re} (au repos) sur la résistance d'émetteur:

$$U_{Re} = -\frac{U_v}{2 \cdot A + 1}$$

Si cette relation est vérifiée, la chute de tension sur R_c est aussi grande que celle entre collecteur et émetteur, à son tour égale au produit du gain en tension A , par la chute de tension sur R_e . (Il est possible ici de comprendre pourquoi ce montage est aussi dit à charge répartie.)

- L'intensité du courant de collecteur (pratiquement égale à celle du courant d'émetteur) se laisse déterminer avec une certaine latitude. Il n'est pas nécessaire qu'elle soit très élevée: trop élevée, le transistor ne le supporterait pas, puisqu'il est limité de ce côté-là (courant de collecteur maximum). Pour un étage amplificateur



construit autour d'un transistor de la série BC, un courant de collecteur de 1 mA est suffisant. La puissance que le transistor a alors à dissiper n'est pas très importante ce qui fait qu'il ne chauffe pas : ce aspect des choses est important puisque les paramètres du circuit, donc son point de fonctionnement, sont très sensibles aux variations de température.

- Chute de tension provoquée pour un courant donné dans une résistance : R_e n'a plus rien à cacher. Son calcul est l'affaire d'Ohm :

$$R_e = U_{Re}/I_c = U_{Re}/0,001$$

- Comme le gain en tension est (au signe près) proportionnel à R_c et inversement proportionnel à R_e : $R_c = A \cdot R_e$

- Terminons par l'entrée et le calcul du diviseur de tension $R2/R1$. Le choix de $R2$ est empirique : $R2 = 10 \cdot R_e$

- celui de $R1$ en découle. Si U_v est la tension de l'alimentation et U_b celle qui règne sur la base (aux bornes de $R2$), si nous négligeons le courant de base, nous avons :

$$U_b = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot U_v$$

$$R1 = R2 \cdot \frac{U_v}{U_b} - R2$$

$$= R2 \left(\frac{U_v}{U_{Re} + 0,6} - 1 \right)$$

série E12

Les résultats des calculs précédents ne coïncident qu'exceptionnellement avec des valeurs de résistances choisies dans la série E12. Ceci n'est pas autrement dramatique et le fonctionnement du circuit ne sera pas affecté outre mesure par les approximations faites. Ceci dit, nous pouvons appliquer à la construction d'un étage d'amplification les connaissances acquises précédemment. Supposons que nous disposions pour l'alimenter d'une tension continue de $U_v = 12$ V. Le gain en tension souhaité

(U_s/U_e) est de $A = 3$ et le courant de collecteur au repos d'environ 1 mA. Toutes les données nécessaires au calcul de U_{Re} sont réunies. Son résultat (tableau 1) est de 1,7 V, chute de tension obtenue avec une résistance de 1,7 k Ω pour le courant de collecteur de 1 mA. La résistance de la série E12 la plus proche est $R_e = 1,8$ k Ω . La résistance de collecteur, $R_c = 5,4$ k Ω – donc 5,6 k Ω dans la série E12 – en découle. Ensuite, puisque $R2$ est dix fois plus grande que R_e , $R2 = 18$ k Ω . Nous avons maintenant accès à $R1$ pour laquelle nous trouvons 72 k Ω . La valeur la plus judicieuse nous semble 68 k Ω puisque $R1$ est aussi parcourue par le courant de base, ce qui nous donne une chute de tension sur cette résistance un peu plus élevée que celle escomptée.

résistances d'entrée et de sortie

La résistance d'entrée R_{in} de cet amplificateur est évidemment différente de celle du circuit par lequel nous avons débuté cet article. Sur le schéma équivalent, les résistances $R1$ et $R2$, vues de l'entrée, sont en parallèle. Elles sont également en parallèle au groupement de résistances en série constitué par r_{BE} et $(\beta \cdot R_e)$ ** qu'il est possible de négliger. La résistance d'entrée R_{in} de l'amplificateur est donc pratiquement égale à $R1//R2$, soit à 14 k Ω . C'est ici que $C1$ intervient, puisqu'il forme avec R_{in} un filtre passe haut dont l'impédance est très différente de R_{in} pour les signaux d'entrée de fré-

quence inférieure à la fréquence de coupure $f_c = 1/(2\pi \cdot R_{in} \cdot C1)$. Le condensateur est donc choisi en fonction de la fréquence du signal d'entrée. Pour finir, il est souhaitable que R_{in} soit supérieure à la résistance de sortie R_g de la source U_g qui l'alimente, faute de quoi la source et l'amplificateur auraient à en pâtir. Lorsque ce n'est pas le cas, on y remédie par un étage adaptateur d'impédance du type collecteur commun (émetteur suiveur) par exemple.

La résistance de sortie est, comme celle du premier circuit, assimilable à la résistance de collecteur R_c . Il est bon qu'elle soit inférieure à la résistance d'entrée de l'étage qui suit. Si ce n'est pas le cas, on recourt, comme à l'entrée, à un étage d'adaptation (un transistor en collecteur commun convient ici aussi). Le condensateur de découplage de sortie $C2$ devrait former, avec la résistance d'entrée de l'étage suivant, un filtre passe haut de fréquence de coupure identique à celle du filtre d'entrée.

Comme nous l'avons vu, les propriétés d'un tel amplificateur dépendent beaucoup des composants qui entourent le transistor et peu des caractéristiques de celui-ci. Son calcul est donc relativement facile, à condition que le gain en tension qu'on lui demande ne soit pas excessif : si A est trop important (supérieur à 10), la résistance de sortie R_c devient trop grande, R_e pour sa part diminue, si bien que l'influence de la résistance dynamique d'entrée r_{BE} du transistor n'est plus négligeable et les approximations risquent de ne plus correspondre à la réalité.

96157

** Ceci n'est pas forcément évident mais nous ne pouvons pas nous étendre sur un terme en $\beta \cdot R_e$ que nous négligeons par la suite.

4

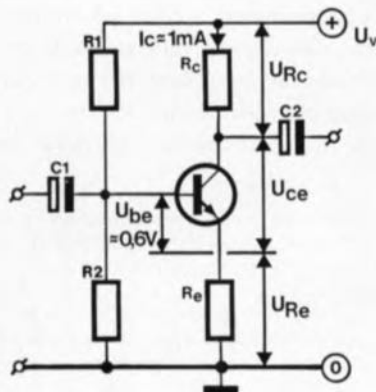


Tableau 1

A = 3	$U_v = 12$ V	$I_c = 1$ mA
tensions en volts ◊ intensités en mA ◊ résistances en k Ω		
$U_{Re} = \frac{U_v}{2A + 1} = \frac{12V}{7} = 1,7V$		
$R_e = \frac{U_{Re}}{I_c} = \frac{1,7V}{1} = 1,7k\Omega \Rightarrow R_e = 1,8k\Omega$		
$R_c = A \times R_e = 3 \times 1,8k\Omega = 5,4k\Omega \Rightarrow R_c = 5,6k\Omega$		
$R2 = 10 \times R_e = 10 \times 1,8k\Omega = 18k\Omega$		
$R1 = R2 \times \left(\frac{U_v}{U_{Re} + 0,6} - 1 \right)$		
$= 18 \times \left(\frac{12}{1,8 + 0,6} - 1 \right)$		
$= 18 \times \left(\frac{12}{2,4} - 1 \right)$		
$= 18 \times 4 = 72 k\Omega \Rightarrow R1 = 68 k\Omega$		

Ce que l'on appelle vulgairement « tube au néon » est en fait un tube fluorescent qui ne contient pas de néon. Le tube au néon existe cependant comme en témoignent les enseignes lumineuses (rouge orangé) ou ces petites lampes témoin (navettes), qui marquent, avec une consommation dérisoire, l'emplacement de certains interrupteurs. Le néon est aussi le gaz contenu dans les ampoules des starters des tubes fluorescents ou les lucioles des tournevis d'électriciens. Elles peuvent avoir un autre usage comme le démontre cet article.

La mesure des très hautes tensions nécessite un appareillage spécial. Il ne faut pas les approcher sans les connaître. Les dépanneurs d'enseignes lumineuses, par exemple, ne touchent jamais au secondaire de leurs transformateurs qui délivrent des tensions de l'ordre de 1500 V : ils se contentent de vérifier que le 220 V est bien présent au primaire et renvoient l'appareil à leur fournisseur si les tubes lumineux qu'il alimente persistent à ne pas s'allumer. Ces tubes sont des tubes au néon et la tension qu'ils nécessitent pour fonctionner est fonction de leur longueur. Ce ne sont pas des tubes fluorescents, qui n'ont besoin d'une tension élevée que pour s'amorcer.

Les amateurs d'électronique ne rencontrent plus ou pratiquement plus de lampes au néon. Là où ils les utilisaient comme indicatrices de mise sous tension, ils les ont avantageusement remplacées par des LED. Elles ont pourtant, pour des appareils alimentés par le secteur, bien des attraits : sans parler de leur durée de vie particulièrement longue, leur consommation est extrêmement réduite puisque, si elles fonctionnent sous des différences de potentiel (relativement) hautes, elles tirent si peu de courant qu'elles nécessitent parfois (installées par exemple sur le primaire d'un transformateur) la protection d'une résistance élevée. Ce n'est pas tout : la tension aux bornes d'un tube au néon reste pratiquement stable lorsque l'intensité du courant qui le traverse varie dans un domaine assez large. On les utilisait donc, sous le nom de diodes à gaz ou phanotrons, pour stabiliser la tension. À trois électrodes, triodes à gaz ou thyratrons, elles sont les ancêtres des thyristors (ou "thyratrons secs"), dont l'amorçage brusque et irréversible était commandé par la décroissance d'une tension de grille, grille disposée entre les deux autres électrodes. Ces vieux composants utilisaient, à côté de la circulation d'électrons, celle de particules « pleines d'allant », les ions (ion est une forme grammaticale du verbe grec *ienai* qui signifie "aller").

Une lampe au néon est un petit tube de verre qui contient deux électrodes ou plus et, ce que l'on ne voit pas, sous une pression relativement faible, un gaz présent en très petite quantité dans l'atmosphère, le néon.

Le néon est un gaz rare qui, comme les autres gaz rares (hélium, argon, krypton, xénon, radon*) n'a pour les autres atomes que très peu d'affinité. Ses atomes sont, d'un point de vue électronique, parfaits – ils ne manquent d'aucun électron et n'en ont pas à céder – ils n'entrent dans la composition de pratiquement aucun corps et ne se prêtent qu'à très peu de réactions chimiques**. Leurs électrons ne sont cependant pas liés avec une énergie telle qu'il soit impossible de les leur arracher ou de les faire sauter temporairement sur une couche d'énergie supérieure. Dans ce dernier cas, l'atome, dans un état instable (ou excité), a tendance à revenir spontanément, après un temps plus ou moins long, dans son état stable. L'électron éloigné revient sur son orbite habituelle en cédant l'énergie qu'il avait acquise sous la forme d'un photon, un grain de lumière d'une longueur d'onde caractéristique des niveaux d'énergie franchis. C'est le résultat obtenu lorsque les électrodes de la lampe sont soumises à une certaine différence de potentiel. Un courant circule entre elles à travers le gaz, sous pression réduite, qui s'illumine. La diminution de la tension fait cesser le phénomène et la circulation du courant. La lumière émise, d'une longueur d'onde comprise entre 0,75 μm (rouge) et 0,52 μm , se situe entièrement dans le domaine de sensibilité de l'œil.

indicateur de

ionisation

(en haute fréquence

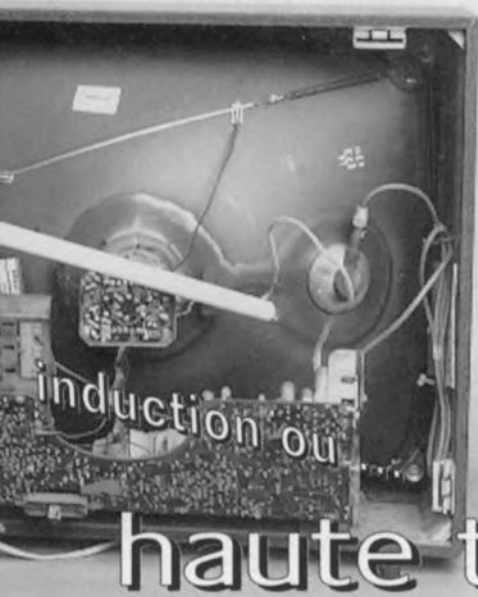
L'intensité du courant qui traverse la lampe en fonctionnement normal ne dépasse pas et ne doit pas dépasser 1 mA. Pour qu'il en soit ainsi, on la fait précéder d'une résistance de limitation de courant. En l'absence de cette résistance, la lampe rend l'âme de façon plus ou moins spectaculaire. Un ordre de grandeur peut-être ? Sous 220 V elle sera de 200 à 400 k Ω . Plus élevée, l'intensité lumineuse baisse mais la durée de vie de la lampe augmente. Plus petite, la lampe éclaire mieux mais moins longtemps. Certaines lampes sont pourvues d'origine de cette résistance série. On peut donc les brancher sans autre précaution sur le secteur où elles témoigneront de la présence de la tension.

sans fil, la lampe à induction

La tension d'amorçage d'une lampe au néon n'est pas exactement la même suivant les exemplaires. Elle dépend, entre autres choses, des électrodes : du métal dont elles sont faites ou revêtues et de leur forme. Elle varie avec leur durée de fonctionnement et, chose remar-

* Si le néon est « le nouveau », le nom des autres gaz, rappelle les circonstances de leur découverte. Ils signifient, dans l'ordre : émanation du soleil, paresseux, caché, étranger, émanation du radium.

** Sébastien Balibar, physicien, dit à propos de l'hélium, le plus léger des gaz rares, qu'il est « d'une exceptionnelle pureté liée à une ignorance presque totale de la chimie » (La Recherche, n°256, page 804). Cette « ignorance » lui a permis d'obtenir de nombreux premiers prix en physique.



uniquement)

quable, la qualité et la quantité de la lumière qu'elles reçoivent: certains photons rencontrant une électrode en libèrent des électrons qui améliorent la conductivité, c'est l'effet photoélectrique. Ces différences sont cependant minimes et l'on peut dire que la plupart des lampes s'amorcent pour une tension alternative d'environ 65 V (efficaces) ou une tension constante de 90 V.

Soumettre les électrodes à une certaine différence de potentiel n'est pas la seule façon de détourner les électrons des atomes d'un gaz, même rare, pour obtenir de la lumière. Une température élevée ou un rayonnement électromagnétique (ou corpusculaire) d'énergie suffisante peuvent avoir les mêmes effets. La température élevée ne nous intéresse pas précisément, mais des rayonnements électromagnétiques d'énergie respectable, nous pouvons en rencontrer au voisinage d'un générateur de tension alternative, pourvu que cette tension soit conséquente et de fréquence assez haute. Une lampe au néon peut donc servir à détecter leur présence sans qu'il soit nécessaire d'établir de liaison « matérielle » avec les circuits. Que se passe-t-il en fait? Le circuit de haute fréquence fonctionne comme le primaire d'un transformateur et quelque chose dans la lampe comme le secondaire. Le principe n'est pas récent puisqu'il a été découvert par J.J. Thomson au tournant du siècle. S'il reste ici du domaine de la bidouille, il n'en est pas moins utilisé, depuis peu de temps il est vrai, en éclairage industriel (Philips). Les lampes qui fonctionnent selon ce principe sont encore

Si le manche du testeur n'est pas trop court (30 cm), il n'y a pratiquement aucun risque de toucher par inadvertance une partie sous haute tension... ce qui ne veut pas dire qu'il faut s'y prendre avec trop de légèreté.

cependant d'un prix assez élevé, ne serait-ce qu'à cause de l'alimentation un peu volumineuse dont elles doivent disposer pour fonctionner. Revenons pour l'instant à la nôtre et à sa fabrication.

On commence par trouver la lampe (dite "luciole" dans certains catalogues pour de tout petits modèles) et on vérifie qu'elle n'est pas à incandescence (une mesure de sa résistance, bien sûr "infinie", devrait suffire). On la fixe, à la colle ou avec du ruban adhésif, sur un bâton de matière plastique d'au moins trente centimètres de longueur: l'outil est prêt. À quoi servira-t-

il? Lors du dépannage d'un téléviseur par exemple, si l'on soupçonne une panne du côté de la partie haute tension, on peut en tenter une vérification "sans fil". Approchons, avec prudence, l'ampoule à quelques centimètres du transformateur THT (non pas du côté des anodes du tube cathodique, qui bénéficient d'une alimentation redressée). Si la haute-tension alternative est présente, la lampe en témoigne par une faible lueur. Sinon, à condition que l'on sache se servir de l'outil, ce qui nécessite un tout petit entraînement sur un appareil en bon état, il y a des chances pour que la partie concernée présente un défaut.

Les radio-amateurs comprendront aussi l'usage qu'ils peuvent tirer d'un tel engin, pour vérifier les étages de sortie de leurs émetteurs par exemple. Si la lampe luit lorsqu'elle se trouve à proximité de la prise de sortie ou de l'antenne, on peut en conclure qu'il y a un minimum de puissance en HF. Voilà un instrument qui, compte tenu de son prix de revient dérisoire, ne devrait manquer dans aucune trousse de dépannage.

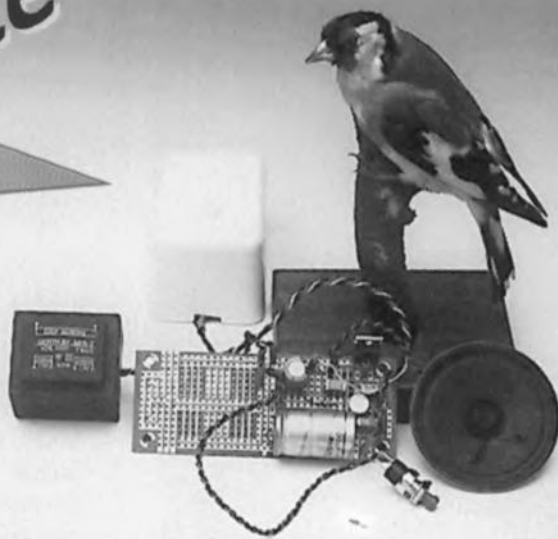
896091



Pour
les accros de
la vie naturelle et
de l'ornitho-logis

sonnette piaillante

Vous n'avez pas décidé de construire une des nombreuses sonnettes que nous vous avons déjà présentées, vous avez encore un timbre antique ou un carillon banal à deux tons ? C'est monotone, ça peut même devenir irritant. Si vous voulez changer, l'électronique peut venir à votre secours, avec l'alternative que nous vous proposons. Le chant d'oiseau sera plus agréable que le tintement de la vieille sonnette électro-mécanique.



Il est vraisemblable qu'il y a des sonnettes depuis qu'il y a des portes. Peut-être même les hommes des cavernes avaient-ils un système pour les avertir de l'arrivée de quelqu'un. L'électro-mécanique n'a fait disparaître que la ficelle qui actionnait la cloche, en la remplaçant par un fil électrique et un électro-aimant. Toutes ces sonnettes se ressemblent, si bien que les jours d'été, quand les portes et les fenêtres sont ouvertes, on court à la porte d'entrée chaque fois qu'on sonne chez un voisin. De plus, le son est plutôt désagréable, ce qui donne de bonnes raisons à l'électronicien amateur de se creuser pour trouver de quoi améliorer l'antique timbre électro-mécanique. Ce que nous présentons ici peut le remplacer directement. Le son original donnera à la maison un

caractère bien accordé à celui du bricoleur qui y habite.

Avant de nous pencher sur le circuit, il serait peut-être intéressant de voir comment est organisée l'installation d'origine que nous voulons remplacer ou modifier. Comme le montre la figure 1, elle se compose, en tout et pour tout, d'un timbre électro-mécanique alimenté par un transformateur, par l'intermédiaire d'un bouton. Dès que le visiteur appuie sur le bouton, le circuit est fermé et une tension alternative de 8 V environ est appliquée aux bornes de la sonnette. La sonnette est construite de telle façon que le battant se met en mouvement sans autre artifice. Il existe aussi des sonnettes alimentées par des piles au lieu du transformateur. Si c'est le cas de la vôtre, vous profiterez de l'occasion

pour ajouter un transformateur de sonnette à votre installation.

Le bruit bizarre de la sonnette est produit d'une façon non moins bizarre, par le montage de la figure 2. La partie droite représente le transformateur et le bouton. Dans la plupart des maisons, cette partie de l'installation est déjà présente et elle convient telle qu'elle est. Le fusible inséré dans le circuit primaire n'est pas obligatoire, car la plupart des transformateurs de petite puissance peuvent supporter sans dommage un court-circuit permanent du secondaire. Certains transformateurs offrent le choix entre plusieurs tensions comme 5 V, 8 V ou 12 V. C'est la tension la plus habituelle, 8 V, qui convient à notre montage. Pour des considérations de sécurité, il faut utiliser un transforma-

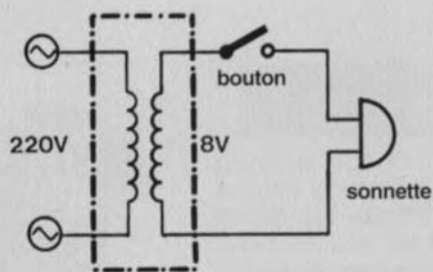
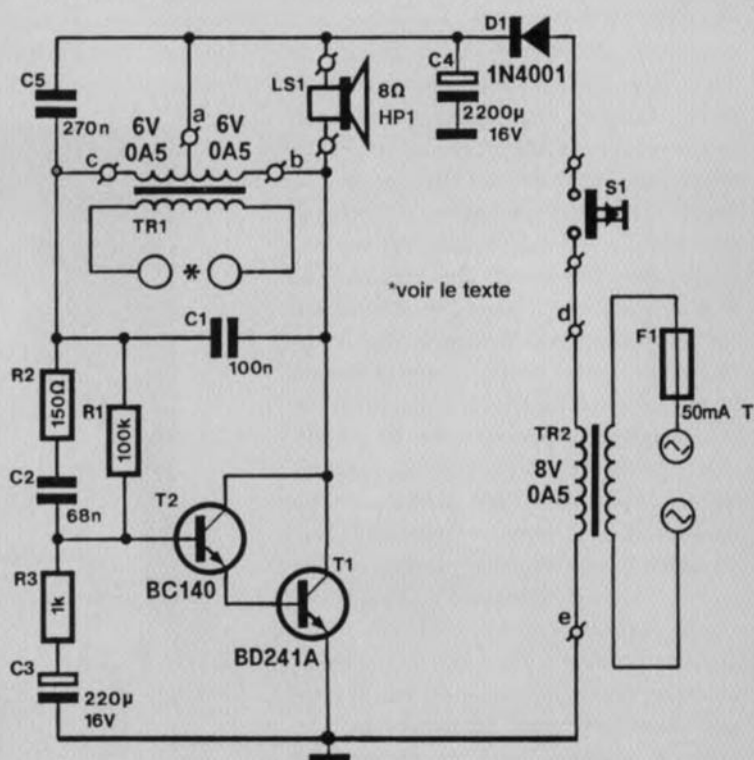


Figure 1 - L'installation de sonnette typique. Le transformateur, dans les installations rationnelles et récentes, se trouve dans le « tableau d'abonné », près du compteur.

Figure 2 - Le schéma complet de la sonnette piaillante reprend certains éléments de l'installation d'origine. Le transformateur TR1 n'est utilisé que comme une inductance. C'est sur lui que repose le fonctionnement de l'oscillateur.



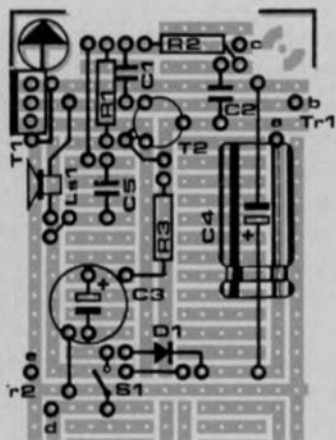
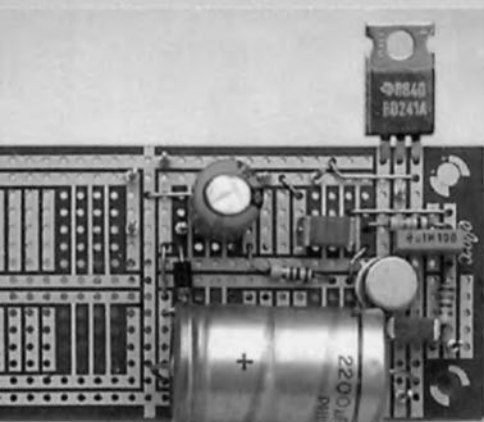


Figure 3 - L'implantation des composants sur la moitié d'une platine d'expérimentation de format 1.

Figure 4 - Le transformateur n'a pas trouvé place sur le prototype, ce qui permet d'utiliser une grande variété de types différents.



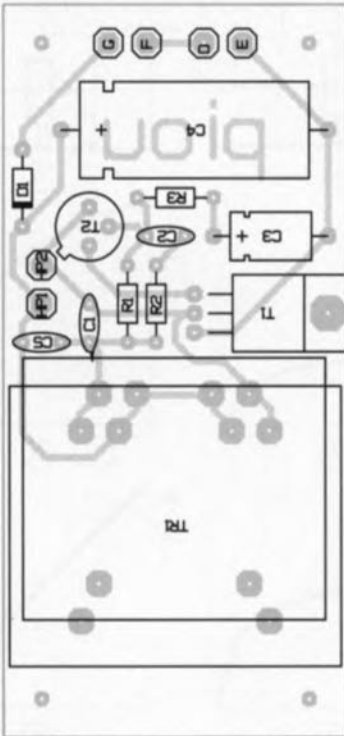
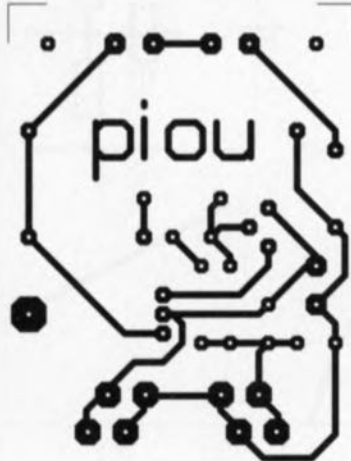
teur de sonnette, et non pas un transformateur quelconque de 8 V, qui n'offrirait pas les mêmes garanties d'isolement. La diode D1 redresse la tension du secondaire. La forte capacité du condensateur, en plus de son rôle de lissage de la tension redressée, évite que le son s'arrête brutalement quand on relâche le bouton. Au lieu de cela, le paillement « meurt » progressivement. Le deuxième transformateur, au milieu du schéma, est utilisé à tout autre chose que sa destination première, il fait partie de l'oscillateur. Cet oscillateur dit « à blocage » n'utilise que l'enroulement secondaire. Comme les deux enroulements sont câblés de façon à avoir une polarité opposée, le signal appliqué à la borne b (le signal de collecteur du transistor T1) apparaît à la borne c comme dans un miroir, déphasé de 180°. Ce signal déphasé est appliqué par R2 et C2 à la base du transistor T2. Les deux transistors forment ensemble un darlington discret. Le gain important de ce darlington est nécessaire pour le montage. Le signal de collecteur d'un transistor est déphasé de 180° par rapport à son signal de base, l'ensemble du circuit présente donc un déphasage de 360°, nécessaire pour que le circuit oscille. L'inductance du transformateur, celle du haut-parleur, ainsi que la valeur de R2 et C2, contribuent à déterminer la fréquence d'oscillation.

Comme nous l'avons déjà signalé, il s'agit d'un oscillateur à blocage. Cela signifie qu'il n'oscille pas continuellement, mais qu'il oscille pendant un temps déterminé puis s'arrête un temps pour reprendre son oscillation ensuite. D'où l'effet de paillement du montage. Ces arrêts et

redémarrages successifs de l'oscillateur sont rendus possibles par la présence d'un deuxième réseau RC (R3 et C3). Le condensateur C3 est chargé par R1 et R3. Plus la tension du condensateur C3 augmente, moins la tension produite par le transformateur TR1 a d'influence sur le darlington T1/T2. Pour finir, la tension négative du transformateur n'est plus suffisante pour bloquer le transistor. Les deux transistors restent conducteurs pendant un temps déterminé, l'oscillateur s'arrête et le haut-parleur ne produit plus aucun son. Le condensateur C3 se décharge par la résistance R3 et les jonctions base-émetteur du darlington. Une fois le condensateur assez déchargé, l'oscillateur peut redémarrer et le processus recommence. Aussi longtemps que le bouton de sonnette est enfoncé, l'oscillateur oscille pendant un temps court, se bloque, oscille à nouveau, et ainsi de suite.

la construction

Que vous choisissiez le circuit imprimé de la figure 5 ou la platine d'expérimentation de la figure 3, la construction de la sonnette sera très simple. Il n'y a guère de risque d'erreur, du fait du petit nombre de composants. Commencez par les ponts en fil pour ne pas en oublier. Il n'y a pas de place prévue pour le transformateur TR1 sur la platine d'expérimentation. Avant de raccorder à la platine les trois points du secondaire, il faut supprimer ou isoler soigneusement les broches du primaire. Si vous venez à les toucher pendant que la sonnette fonctionne, vous risquez de prendre une pichenette de plus de 100 V. Le choc n'est pas dan-



liste des composants

- R1 = 100 k Ω
- R2 = 150 Ω
- R3 = 1 k Ω
- C1 = 100 nF
- C2 = 68 nF
- C3 = 220 μ F/16 V
- C4 = 2200 μ F/16 V
- C5 = 270 nF
- D1 = 1N4001
- T1 = BD241A
- T2 = BC140
- S1 = bouton de sonnette
- F1 = fusible 50 mA retardé
- Tr1 = transformateur 2 x 6 V/500 mA
- Tr2 = 8 V/500 mA (transfo de sonnette)
- HP1 = haut-parleur 8 Ω /1 W

Figure 5 - Le circuit imprimé convient pour des transformateurs standard de 3 VA ou de 5 VA. Comme l'inductance des enroulements varie entre 10 mH et 15 mH, la hauteur du paillement change. Vous pourrez l'adapter à votre goût en modifiant la valeur de R2 et C2.



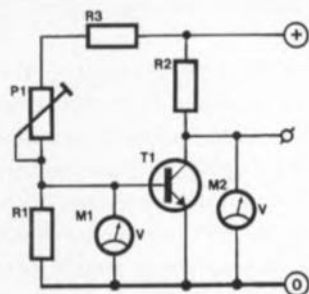
gereux, mais il peut être très désagréable. Connectez le haut-parleur pour finir. Le montage est terminé et vous pouvez le tester sur la table si vous disposez d'une source de tension alternative de 8 V ou continue de 10 V environ. Une pile de 9 V peut convenir à défaut d'autre chose. Une fois le poussoir enfoncé, le piaillage attendu doit retentir. Si le montage ne fonctionne pas, il faut vérifier la place de chaque composant et la qualité des soudures. En fait, il y en a si peu qu'un défaut est très improbable. Si le son ne vous convient pas, vous pouvez le changer en utilisant un autre haut-parleur ou en modifiant la valeur de R2 ou C2. De cette façon vous pouvez encore personnaliser votre sonnette.

Venons-en à la dernière phase : l'installation. Une fois le montage logé dans un coffret de dimensions convenables, en fonction de celles du haut-parleur, il viendra prendre la place de la sonnette existante. Connectez les deux fils d'origine du transformateur aux points d et e du circuit. Comme le poussoir (S1) est probablement déjà installé à la porte d'entrée, vous pouvez vous passer de la connexion du point d et raccorder directement à la diode D1 (picot G du circuit imprimé) le fil qui en provient. S'il s'agit d'une installation nouvelle ou d'une sonnette alimentée par des piles, vous utiliserez ces points (F et G) comme relais de câblage du poussoir.

896097

« QUAND J'AI FAIM, JE MANGE, JE BOIS JOYEUSEMENT,
JE DORS PROFONDÉMENT
LA VIE, LA MORT, QUELLE IMPORTANCE ?
SAGACE, SAGACE, PO LO TIEN »

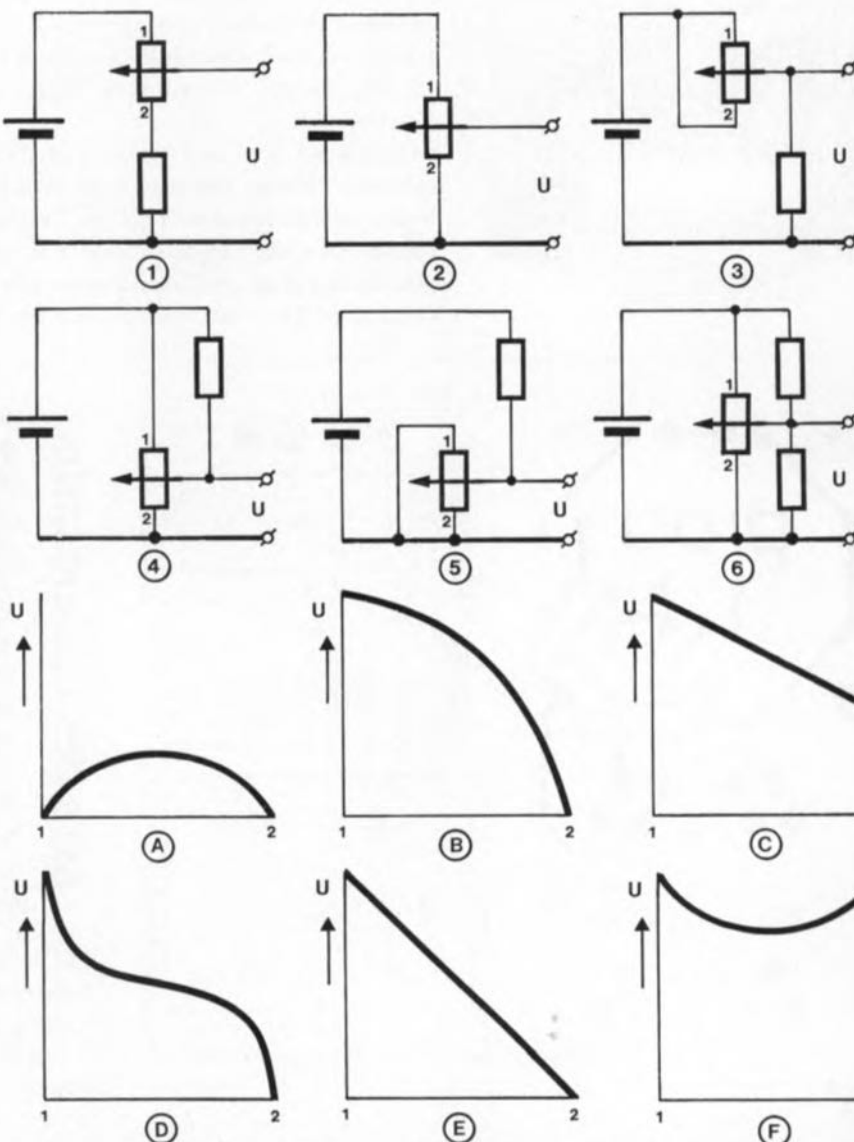
extrait de « PO CHU YI un homme sans affaire », poèmes traduits du chinois par CHENG Wing fun et Hervé Collet
MOUNDAIRREN ED. - CHEMIN DES BOIS - 78940 MILLEMONT



À la question posée le mois dernier il ne fallait répondre qu'après avoir bien considéré le fait que la jonction base-émetteur de T1 équivaut à une diode polarisée en sens direct. D'où l'on déduisait que U_{be} est déterminée non seulement par le courant de base, mais aussi par la courbe caractéristique de cette diode. Vous qui vous raccrochez vaillamment à ce qui reste de l'épave d'Elex, vous n'ignorez pas que conformément au dicton qui nous enseigne qu'une fois passées les bornes il n'y a plus de limite, la courbe de conduction d'une diode s'infléchit, presque verticale, une fois passé le seuil de conduction. La valeur indiquée par M1 ne change donc guère, même si le courant de base augmente ou diminue. Pour M2, c'est différent : lorsque nous réduisons la valeur de la résistance de P1 pour faire augmenter le courant de base, nous provoquons l'augmentation du courant de collecteur, et par conséquent celle de la différence de potentiel aux bornes de la résistance R2. Conformément à la deuxième loi de Kirchhoff, la tension collecteur-émetteur baisse (sinon la somme de U_{R2} et U_{ce} ne serait plus égale à la tension d'alimentation). La réponse exacte était donc la troisième (C). La question de ce mois-ci, l'ultime posée par la rédaction d'ELEX avant sa dissolution, est la suivante : Chacune des courbes de tension A à F correspond à un des schémas 1 à 6. Lequel ?

Alors, sagace ?
Alors, sagace ?

達哉



Tout passe, tout lasse, sauf sagace.

testeur d'accus

tant pour les modélistes que pour les automobilistes

K. Preiss



LOISIRS

En dépit de tous les progrès technologiques, déterminer la charge résiduelle d'un accu d'une façon fiable reste une tâche soumise à toutes sortes d'aléas. Si l'on veut éviter de trop compliquer les choses l'approche la plus efficace consiste à faire appel à une sorte de « loupe de tension » précise. Les dimensions extrêmement compactes du modèle que nous vous proposons ici en permettent une implantation aisée à demeure, ce qui permet un test « in situ ».



Bien qu'il puisse aussi être utilisé pour le test d'une batterie de voiture ou celui d'autres types d'accus rechargeables, le testeur d'accus objet de cet article a été conçu en premier lieu pour le test de l'accu présent dans le récepteur d'un modèle réduit d'avion – vu que c'est là le domaine où les conséquences d'une « panne de batterie » sont les plus dramatiques. Contrairement à ce que pourrait penser un novice, la condition de l'accu du récepteur est bien plus importante, vitale même, que l'état de l'accu du moteur, si tant est bien entendu que le dit modèle réduit fasse appel à une propulsion électrique. La disparition, en cours de vol, de la tension d'alimentation du récepteur rend la machine impilotable et les risques d'un crash fatal aux conséquences éminemment graves deviennent « grands comme une maison ».

Cette simple constatation implique la nécessité, avant l'entreprise d'un vol, de se poser la question lancinante de savoir s'il faut ou non « regonfler » l'accu. Si l'on n'a pas bien suivi la situation du nombre de minutes de vol demandé au dit accu, il sera plus prudent de le remplacer par un accu bien (re)chargé ce qui signifie qu'il faudra, si l'on ne dispose pas d'un accu de remplacement, en effectuer la recharge avec la perte de temps que cette opération sous-entend. Les aéromodélistes – et les autres qui n'aiment pas se mouiller les pieds pour aller récupérer leur vedette ou voilier au plein milieu d'un bassin des Tuileries – ne peuvent que se réjouir de se voir proposer une méthode de test rapide et fiable, en un mot efficace. L'utilisation d'un simple voltmètre ou d'un multimètre mis en calibre tension

continue n'apporte pas les éléments de réponse satisfaisants. Lorsqu'il n'est pas soumis à une charge, un accu au cadmium-nickel (CdNi) affiche pendant une durée importante une tension nominale de 1,2 V par cellule même s'il est déchargé aux trois quarts. Une solution donnant des valeurs plus réelles consiste à faire appel à un voltmètre précis mesurant la tension fournie par l'accu lorsqu'il se trouve soumis à une charge. Si de plus on donne au dit montage des dimensions telles que son implantation dans le récepteur – voire du moins à l'intérieur de l'aéronef – soit possible cela permet de procéder à une mesure de la charge de l'accu en conditions opérationnelles. On peut ainsi suivre le comportement de la tension fournie par l'accu lors d'une activation de toutes les servo-commandes. Si l'on ne constate pas alors de chute sensible de la tension, voire pire encore d'effondrement, on peut être assuré que l'accu pourra encore effectuer un vol sans risquer à tout instant de voir tomber l'épée de Damocles d'un incident électrique majeur.

La loupe de tension

Utilisateur potentiel d'accus CdNi vous n'êtes sans doute pas sans savoir que ce type d'accu ne présente, lors d'un cycle de décharge, qu'une variation relativement faible de la tension de bornes, c'est-à-dire la différence de potentiel mesurable entre les bornes positive et négative. Le graphique de la **figure 1** vous propose les courbes de l'évolution de la tension aux bornes d'un accu R6 (AA, mignon, penlight, sont quelques-unes des autres dénominations rencontrées) et ce à des courants de décharge allant de 0,2 à 8C (C représentant dans le cas présent la capacité nominale). Dans le cas d'un accu de récepteur de modèle réduit volant le courant de décharge typique se situera, en règle générale, entre les courbes 0,2 et 1C.

On voit ici que les phénomènes intéressants accompagnant une décharge complète se situent en fait dans la plage de tension s'étendant de 1,1 à 1,3 V. On mesure, aux bornes d'un accu fraîchement (re)chargé, et ce hors-charge, une tension de 1,4 V. Dès que l'on connecte une charge à l'accu la tension à ses bornes chute rapidement à de l'ordre de 1,3 V. Le graphique montre que la tension reste ensuite, tout au long du cycle de décharge, d'au moins 1,2 V jusqu'au moment où débute une chute relativement brutale. La mesure d'une tension de 1,1 V par cellule

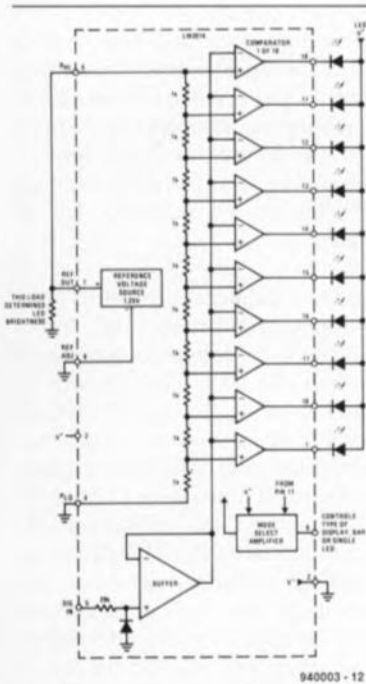


Figure 2. L'examen de la structure interne du seul circuit intégré utilisé dans ce montage nous apprend qu'il ne comporte en fait rien de plus qu'une source de tension de référence, un diviseur de tension de précision à base de résistances et une dizaine (très exactement) de comparateurs.

signifie que l'on approche de la fin, une tension de 1 V indiquant elle une cellule totalement déchargée.

D'où la conclusion : la plage comprise entre 1,1 et 1,3 V (ceci toujours par cellule) fournit toute l'information suffisante et nécessaire quant à l'état de charge de l'accu concerné. Si l'on veut donc réaliser un volt-mètre aussi compact que possible pour le suivi de la tension fournie par un pack de 4 accus R6 montés en série, la plage de mesure concernée ne devra pas aller de 0 à 6 V, mais de 4,4 à 5,2 V seulement. Les valeurs de tension situées de part et d'autre de cette plage ne présentent pas d'intérêt, vu qu'elles indiquent uniquement que le dit set d'accus est soit parfaitement rechargé soit totalement à plat.

On appelle un tel montage chargé de ne visualiser qu'une plage restreinte une « loupe » (qui sera de tension dans l'application présente).

Un circuit intégré + 10 LED

Le fait qu'il suffise de visualiser – et partant de procéder à des mesures sur – une plage aussi restreinte permet d'obtenir une indication précise sans avoir à faire appel à un dispositif d'affichage complexe et partant coûteux. Le cœur du montage, dont on retrouve la structure interne en

figure 2, est un circuit de commande d'affichage par point ou barre (*dot/bar display*) du type LM3914. Ce composant à 18 broches est en mesure de convertir une tension d'entrée analogique en un signal de commande utilisé pour attaquer un affichage (linéaire) composé de 10 LED. Comme permet de le constater l'examen de cette figure, la structure interne du LM3914 est astucieuse tout en restant simple. L'ensemble comporte 10 comparateurs qui reçoivent chacun une tension de référence différente fournie par un ensemble constitué d'une source de tension (*REFERENCE VOLTAGE SOURCE*) interne associée à un diviseur de tension de précision. Les entrées inverseuses (–) des comparateurs sont reliées, à travers un étage tampon (*BUFFER*), à l'entrée analogique (*SIG IN = Signal IN*). Les sorties des comparateurs attaquent directement les LED. Nous avons pratiquement fait le tour du LM3914. La broche 19 permet de choisir le mode de fonctionnement de ce circuit intégré : barre (*BAR*) ou point (*DOT*). Le dimensionnement des composants internes est tel que l'on a, en mode point, un léger recouvrement (1 mV environ) entre les segments de l'afficheur, évitant ainsi que l'on ne se trouve confronté à un affichage dont toutes les LED sont éteintes.

L'électronique

Le schéma de la figure 3 représente la totalité de l'électronique constituant notre testeur d'accu. On constate qu'elle ne nécessite, outre le LM3914, qu'un très petit nombre de composants externes. Le diviseur de

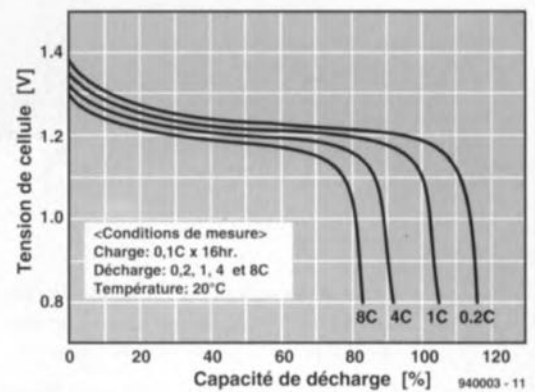


Figure 1. Ce graphique illustre éloquentement le comportement de la tension de bornes d'un accu CdNi de taille R6 à des différents courants de décharge (c'est-à-dire drainés par la charge), à savoir 8, 4, 2, 1 et 0,2C, où C est la capacité nominale de l'accu exprimée en mAh. Bien qu'il soit difficile de tirer des conclusions sensées pour le domaine central de la courbe on voit immédiatement qu'une tension de 1,3 V identifie quasi-certainement un accu bien chargé, une tension de 1,1 V correspondant à un accu pratiquement à plat.

tension que constituent les résistances R2/R3 fixe la valeur de la tension de référence. La somme des valeurs de ces 2 résistances a d'autre part un effet sur la brillance des LED. La résistance R4 relie la branche inférieure du diviseur de tension de précision à la masse, définissant ainsi le seuil inférieur – on pourrait presque parler de rebord inférieur – de la fenêtre de tension visualisée par les LED. La paire de résistances R1/R5 sert de diviseur de tension d'entrée par rapport à la tension d'accu à mesurer : nous avons supposé ici que nous avons affaire à 4 accus R6 mon-

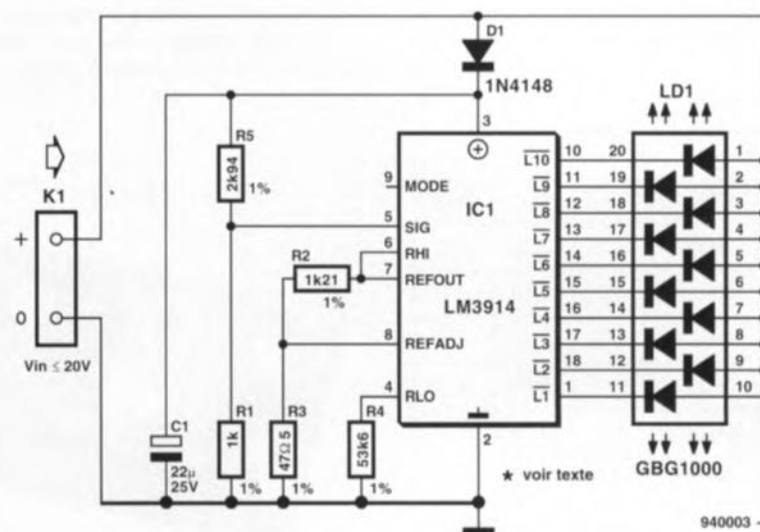


Figure 3. Il ne faut, outre le circuit intégré et les LED, que très peu de composants pour faire du LM3914 un testeur d'accu.

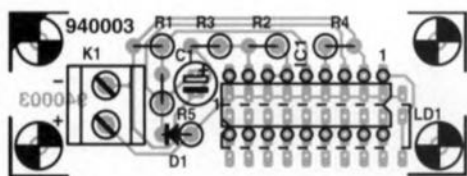


Figure 4. La réalisation de ce montage est une affaire de quelques minutes. Le barreau de LED prend place sur le côté « pistes » !

Liste des composants

Résistances :

(toutes à tolérance de 1%)

R1 = 1 k Ω

R2 = 1 k Ω 21

R3 = 47 Ω 5

R4 = 53 k Ω 6

R5 = 2 k94 (cf. tableau 1)

Condensateurs

C1 = 22 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148

IC1 = LM3914

Divers :

K1 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm

LD1 = barre de LED GBG1000 (verte) ou OBG1000 (rouge)

éventuellement un interrupteur unipolaire pris dans la ligne d'alimentation

tés en série. La diode D1 et le condensateur C1 servent à aplanir d'éventuelles chutes de tension de courte durée. On peut bien entendu remplacer le bar-graph à 10 LED LD1 par une série de 10 LED plates de préférence, une telle substitution faisant cependant perdre à l'ensemble une partie de sa compacité. Notons que la première lettre de la dénomination du bar-graph en indique la couleur. R pour rouge, G pour vert (*green, green is my valley*), Y pour

jaune (*yellow*) et O pour rouge éclatant (*orange* plus exactement). Nous avons opté pour une visualisation en mode « point ». Si vous préférez le mode « barre » il vous suffira de relier la broche 9 (MODE) – qui se trouve dans la version d'origine en l'air – à la broche 3 (V+). Il est cependant recommandé de ne pas choisir une tension d'alimentation trop élevée de manière à limiter la dissipation du circuit intégré.

Réalisation et mode d'emploi

La réalisation de ce montage est tellement simple qu'elle justifie très difficilement un paragraphe à elle toute seule. Grâce au dessin de platine dont nous vous proposons la sérigraphie en **figure 4** et le dessin des pistes dans les pages « SERVICE » au centre de ce magazine, cette opération est une affaire de minutes, voire pour les plus rapides d'entre vous, de secondes. Il vaut peut-être la peine de mentionner le fait qu'il est prévu de monter l'afficheur côté « pistes », ce qui explique la représentation en pointillés de ce composant. On pourra monter ce composant directement sur la platine ou par l'intermédiaire d'un support qui prendra l'aspect physique d'une embase femelle à 20 broches. La photographie de la **figure 5** vous propose un exemplaire terminé du module testeur d'accu.

Il ne nous semble pas que nous ayons grand-chose à apprendre à un amateur d'aéromodélisme en ce qui concerne la technique à utiliser pour intégrer ce montage sur leur aéronef : il en sait sans doute plus que nous. La technique de montage utilisée pour l'intégration du montage dans l'avion modèle présente une importance mineure dès lors que l'objectif principal de cette réalisation, à savoir la visualisation de la

tension et partant la lisibilité des LED, est assurée. Sachant que la consommation de courant du testeur d'accu n'est, en mode « point », que de quelques milliampères il n'est pas nécessaire de prévoir d'interrupteur marche/arrêt; il suffira donc de monter le testeur en parallèle sur le récepteur.

Le mode d'emploi du testeur d'accu est simple comme bonjour. Après avoir mis le récepteur en marche on regarde quelle est la LED allumée : il est fort probable que ce soit celle du haut ou celle se trouvant en seconde position. On joue ensuite sur l'émetteur de façon à produire la mise en mouvement d'un minimum de 2 servo-commandes. L'indication donnée par le bar-graph ne doit pas chuter de plus de 2 crans. Si la barre illuminée tombe en-deçà du milieu de l'afficheur cela signifie que la tension de l'accu se trouve dangereusement près des 1,1 V par cellule; on peut en déduire que la charge disponible est sans doute insuffisante pour permettre un vol en toute sécurité.

D'autres tensions

Comme nous le disions quelques lignes plus haut, le dimensionnement des composants de la figure 3 est celui permettant le test d'un pack de 4 accus CdNi montés en série ayant une tension nominale de 4,8 V. Le seuil inférieur de la fenêtre de tension est de ce fait de l'ordre de 4,4 V (4 x 1,1 V), le seuil supérieur se situant lui à 5,2 V (4 x 1,3 V). L'adaptation du testeur d'accu à d'autres tensions ne pose pas de gros problème, sachant qu'il suffit de modifier la valeur de la résistance R5 du diviseur de tension d'entrée. Le **tableau 1** indique la valeur à donner à la résistance R5 pour le montage en série de 4 à 10 accus CdNi ainsi que pour une utilisation en testeur de batterie de voi-

Tableau 1

Nombre de cellules	R5	V _{min}	V _{pas}	V _{max}
4	2k Ω 94	4,4	0,08	5,2
5	3k Ω 92	5,5	0,10	6,5
6	4k Ω 87	6,6	0,12	7,8
7	5k Ω 90	7,7	0,14	9,1
8	6k Ω 81	8,8	0,16	10,4
9	7k Ω 87	9,9	0,18	11,7
10	8k Ω 87	11	0,20	13
batterie de voiture				
(R4 = 26k Ω 1)	10k Ω 5	11,1	0,41	15,2

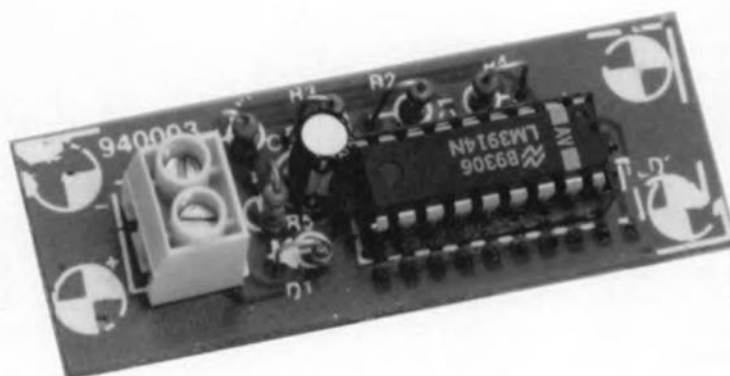


Figure 5. Voici un modèle de testeur d'accu terminé, avant son implantation dans un modèle réduit ou autre voiture.

elektor-abc

loupe

Une loupe, qu'elle soit de courant ou de tension, est un dispositif qui permet, tout comme une loupe ordinaire, d'examiner avec plus de précision l'évolution d'un élément donné, une tension dans le cas présent. On veille ici à réduire le domaine des tensions à visualiser à une plage qui n'est que partie du domaine de tension total.

Comstep

Commande pour Moteurs Pas à Pas gérée par Ordinateur

ITC, une société qui, comme l'indique sa dénomination complète, International Trading Compagny, a pour vocation de mettre sur le marché des nouveautés intéressantes dans le domaine de l'électronique, propose **Comstep**, un kit permettant de s'initier à la commande de Moteurs Pas à Pas pilotés par Ordinateur. Comstep pourrait être une contraction de **Com**(mande de moteurs) **step**(-by step), indiquant clairement qu'il s'agit d'un système de commande pour moteurs pas à pas gérée par ordinateur. Ce système est disponible soit en kit – ce qui vous laissera le plaisir de le réaliser vous-même – soit tout monté.

Si vous l'achetez tout monté vous disposez d'un ensemble tel qu'il est représenté sur la photographie ci-contre, à savoir une platine, une paire de moteurs pas à pas et une disquette comportant le logiciel et une démonstration. La platine comporte une entrée parallèle et 2 connecteurs pour les 2 moteurs pas à pas. À l'aide du logiciel il devient possible de procéder, via l'ordinateur, un PC en l'occurrence, à une commande simultanée et indépendante des 2 moteurs pas à pas, tant de manière interactive, c'est-à-dire sur le champ, que programmée. Nous savons par expérience que la commande de moteurs pas à pas par ordinateur reste l'un des domaines les plus demandés car aussi les plus intéressants de la micro-informatique.

Pour vous montrer combien il est facile de réaliser une électronique permettant la commande de moteurs pas à pas, nous vous proposons ci-contre le schéma de cette interface.

L'aspect le plus délicat de cette réalisation est bien évidemment la mise au point du logiciel. Mais rassurez-vous, tout ceci a déjà été mis au point et fonctionne très bien, comme en témoigne l'affluence des grands jours à Expotronic.

Les commandes de ce logiciel permettent de faire tourner en mode Full-step ou Half-step les moteurs dans les 2 sens de rotation, d'effectuer une pause ainsi que de relâcher le couple moteur, les 2 moteurs étant totalement indépendants l'un de l'autre.

ture – pour cette dernière application il faudra également modifier la valeur de R4. Les facteurs V_{max} et V_{min} fixent dans chaque cas les seuils supérieur et inférieur de la fenêtre de tension. Pour être complets nous avons également mis dans ce tableau la taille de pas, V_{pas} , entre l'illumination de 2 LED successives.

L'adaptation du montage à l'une de ces autres tensions peut s'accompagner d'une certaine imprécision. Si l'on procède à une mesure de confir-

mation des tensions de seuil inférieur et supérieur de la fenêtre il peut se faire que le seuil supérieur corresponde bien à la valeur requise mais que cela ne soit pas le cas du seuil inférieur dont la valeur ne correspond pas à celle donnée dans le tableau 1. Cela tient à la précision du LM3914, caractéristique qui a elle aussi ses limites. Si l'on trouve que l'écart est trop important on pourra corriger ce problème par une légère adaptation de la valeur de la résistance R4.

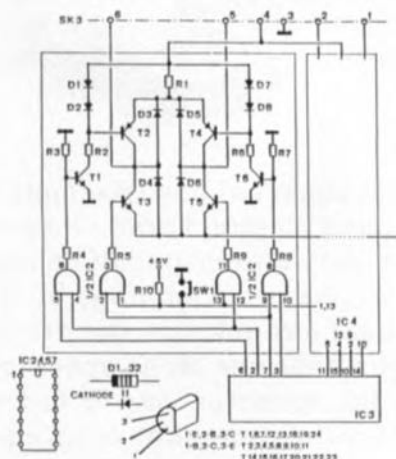
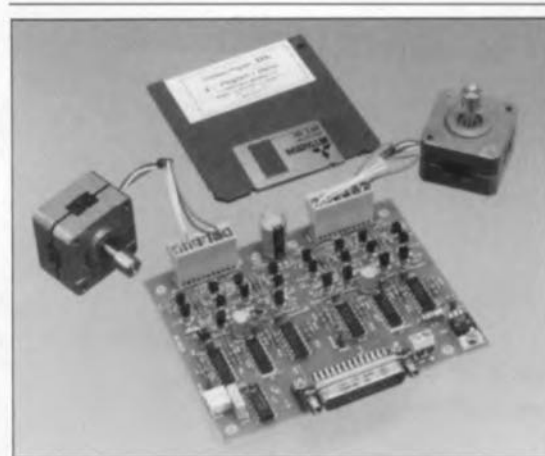


La documentation est succincte tant en ce qui concerne l'aspect matériel (4 pages) que logiciel (3 pages) et bilingue, mais elle permet de se tirer d'affaire.

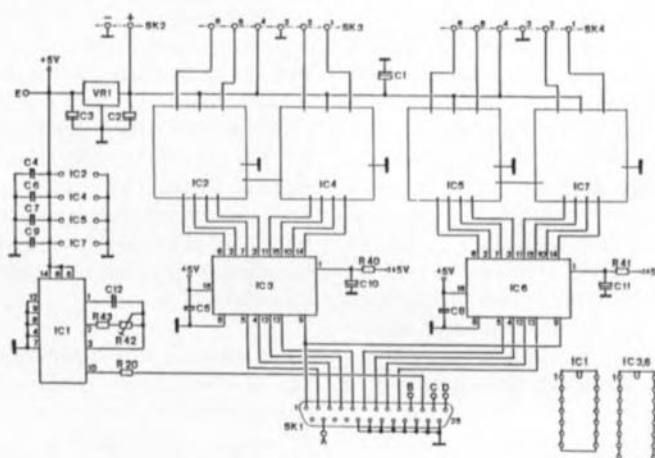
À vous de jouer maintenant pour donner vie qui à sa grue, qui à son robot, qui à toute autre réalisation.

Notons qu'il est également proposé en option :

1. Un protocole de Commutation pour programmer soi-même le Comstep. Est fourni avec Manuel et des exemples en Pascal, C, Basic, ASM, etc...
2. Une Interface de Puissance pour travailler avec des Moteurs Pas-à-Pas plus puissants (8 A max)! Est livré avec Interface & Moteur.

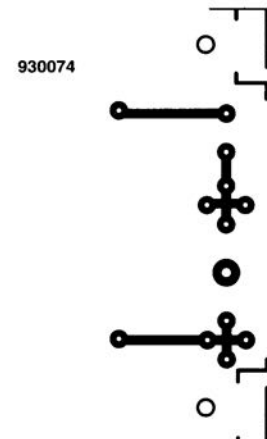
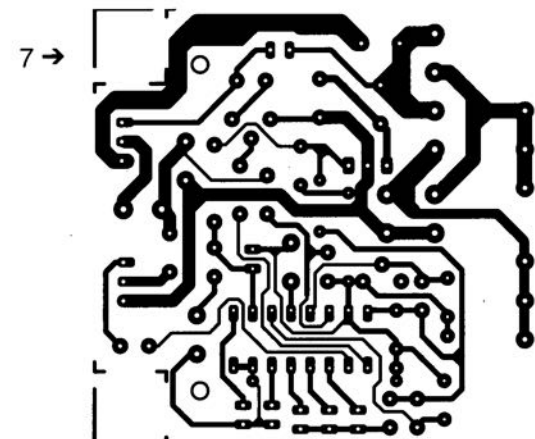
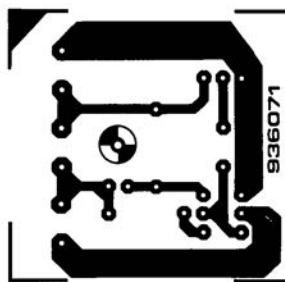
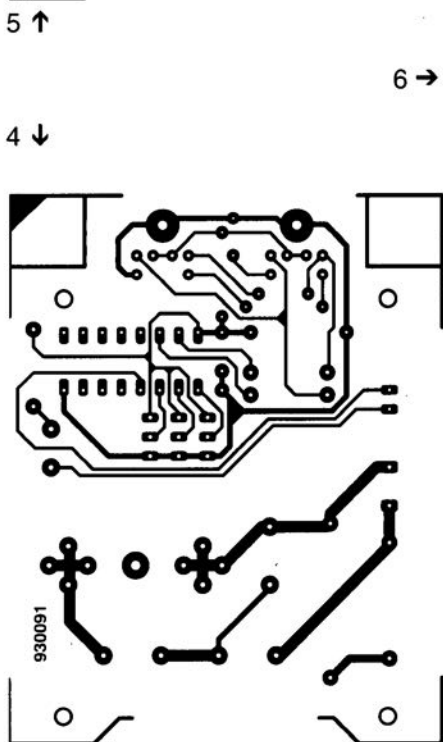
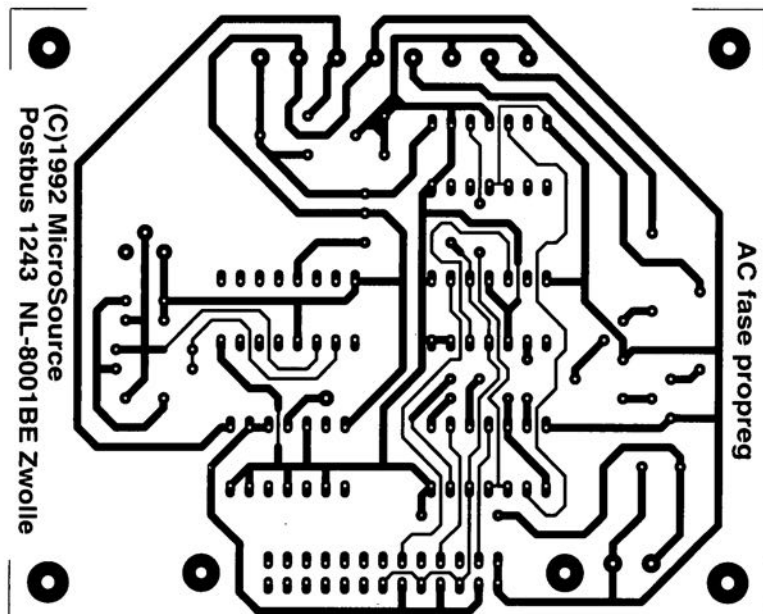
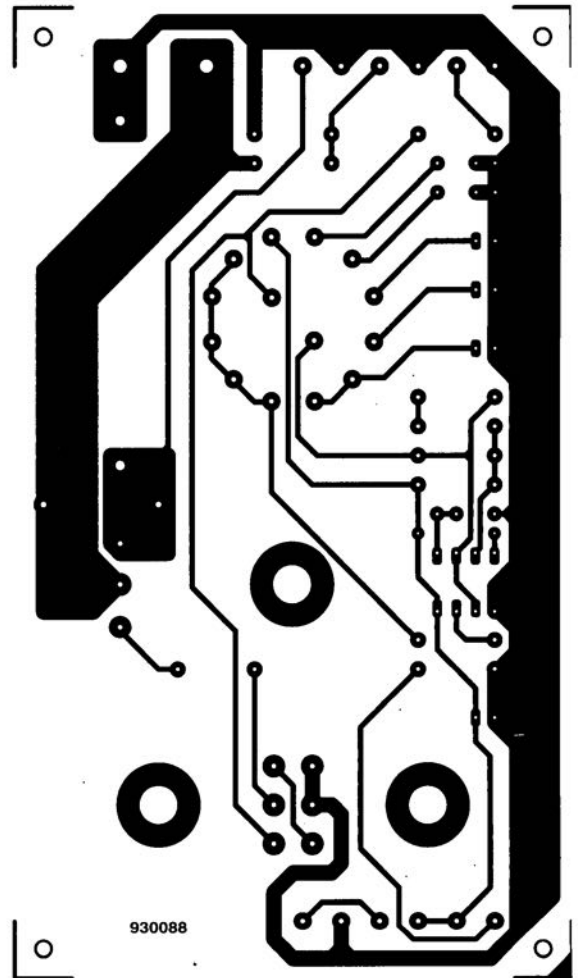
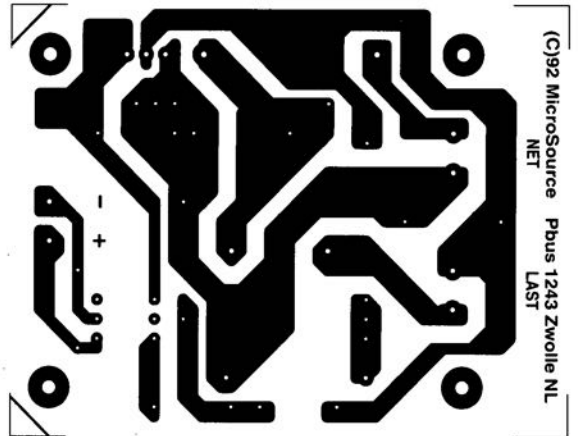
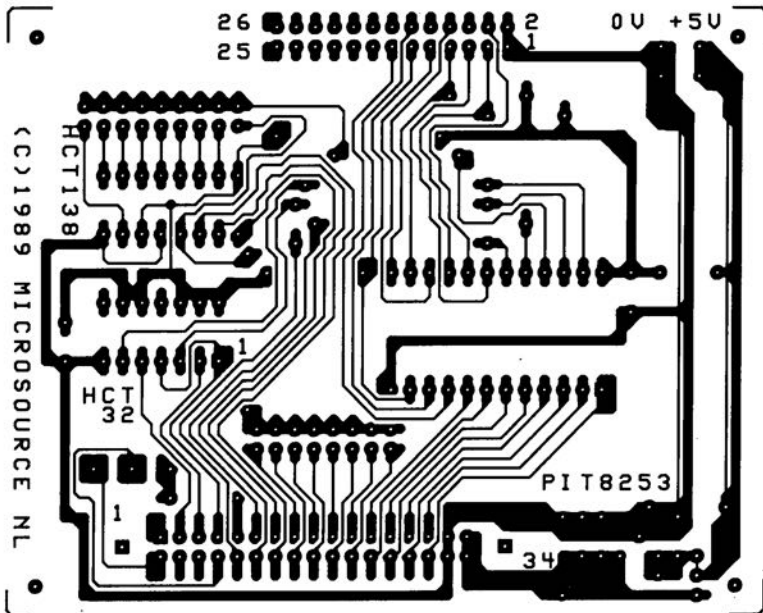


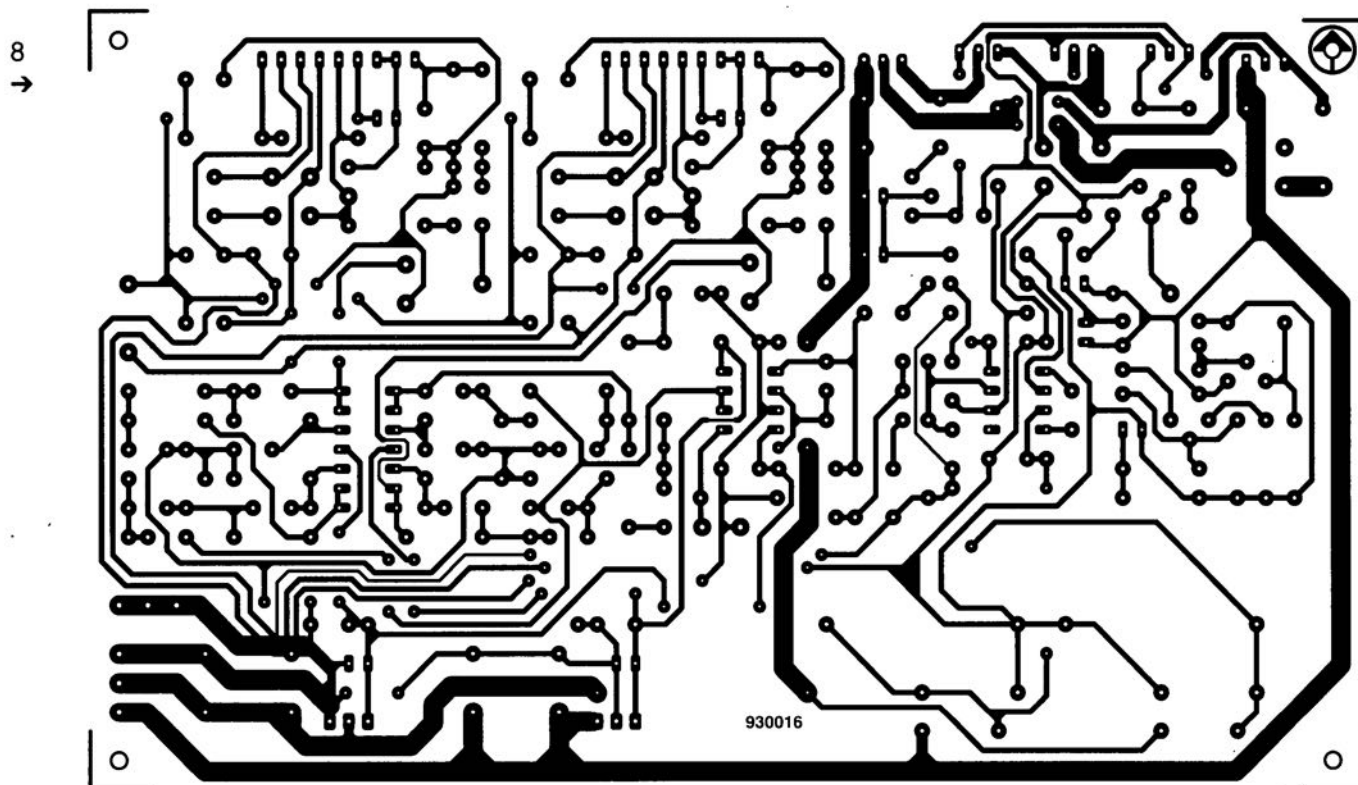
L'électronique de commande des moteurs.



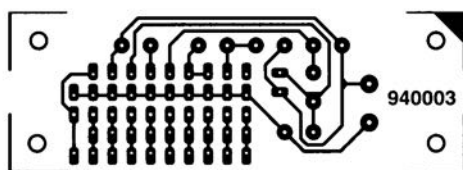
L'électronique de l'ensemble de la carte.

MARCHE

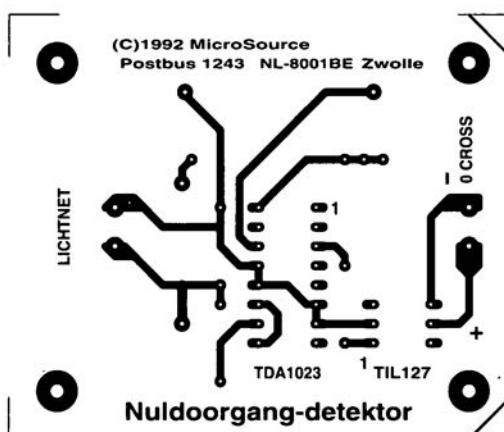




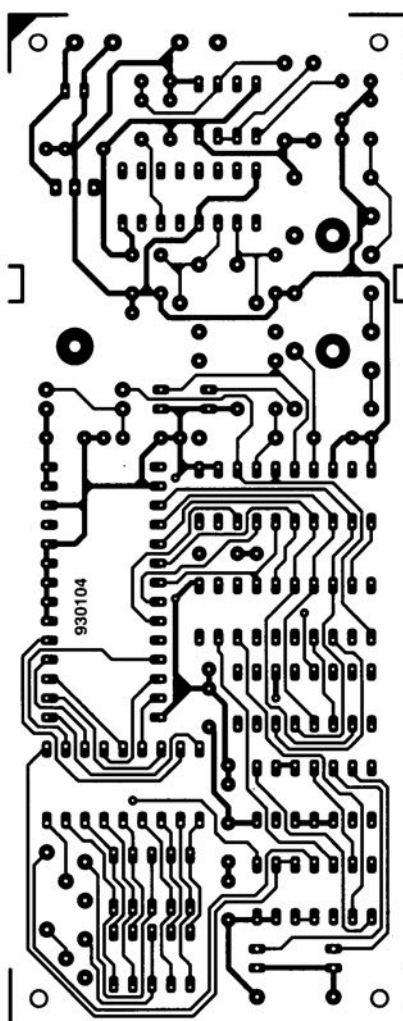
1. carte PIT (logique floue)
2. interrupteur secteur (logique floue)
3. résistance de charge électronique
4. I²C Power Switch
5. contrôle de phase (logique floue)
6. fusible électronique
7. chargeur reflex à ICS1700
8. système à 3 voies actif
9. hygromètre numérique (côté pistes)
10. hygromètre numérique (côté composants)
11. testeur d'accus
12. détecteur de passage par zéro (logique floue)



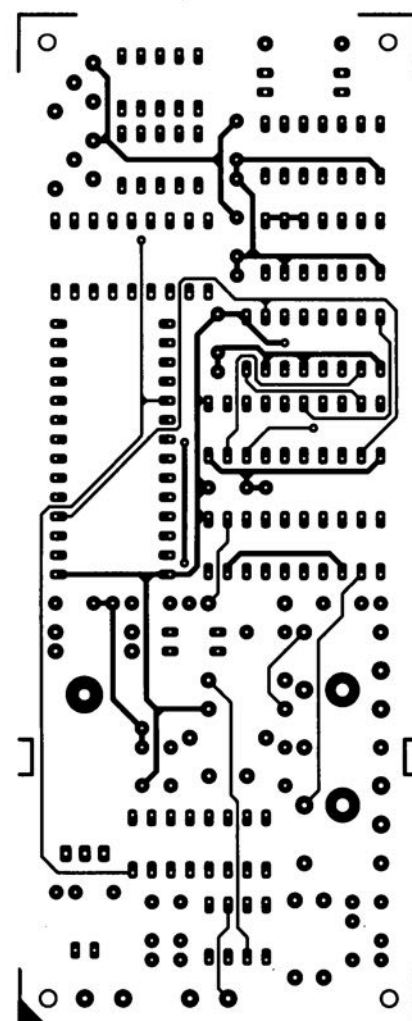
11 ↓ 12 ↑



9 ↓



10 ↓



Commande pour Moteurs Pas à Pas gérée par Ordinateur

ITC, une société qui, comme l'indique sa dénomination complète, International Trading Compagny, a pour vocation de mettre sur le marché des nouveautés intéressantes dans le domaine de l'électronique, propose **Comstep**, un kit permettant de s'initier à la commande de Moteurs Pas à Pas pilotés par Ordinateur. Comstep pourrait être une contraction de **Com**(mande de moteurs) **step**(-by step), indiquant clairement qu'il s'agit d'un système de commande pour moteurs pas à pas gérée par ordinateur. Ce système est disponible soit en kit – ce qui vous laissera le plaisir de le réaliser vous-même – soit tout monté.

Si vous l'achetez tout monté vous disposez d'un ensemble tel qu'il est représenté sur la photographie ci-contre, à savoir une platine, une paire de moteurs pas à pas et une disquette comportant le logiciel et une démonstration. La platine comporte une entrée parallèle et 2 connecteurs pour les 2 moteurs pas à pas. À l'aide du logiciel il devient possible de procéder, via l'ordinateur, un PC en l'occurrence, à une commande simultanée et indépendante des 2 moteurs pas à pas, tant de manière interactive, c'est-à-dire sur le champ, que programmée. Nous savons par expérience que la commande de moteurs pas à pas par ordinateur reste l'un des domaines les plus demandés car aussi les plus intéressants de la micro-informatique.

Pour vous montrer combien il est facile de réaliser une électronique permettant la commande de moteurs pas à pas, nous vous proposons ci-contre le schéma de cette interface.

L'aspect le plus délicat de cette réalisation est bien évidemment la mise au point du logiciel. Mais rassurez-vous, tout ceci a déjà été mis au point et fonctionne très bien, comme en témoigne l'affluence des grands jours à Expotronic.

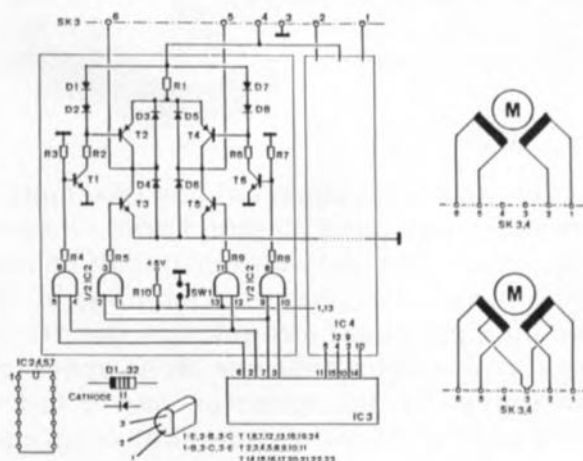
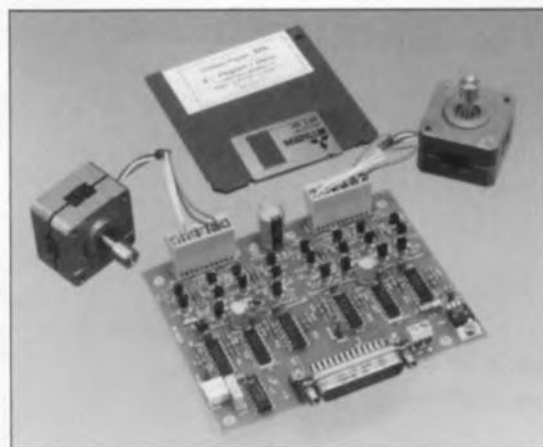
Les commandes de ce logiciel permettent de faire tourner en mode Full-step ou Half-step les moteurs dans les 2 sens de rotation, d'effectuer une pause ainsi que de relâcher le couple moteur, les 2 moteurs étant totalement indépendants l'un de l'autre.

La documentation est succincte tant en ce qui concerne l'aspect matériel (4 pages) que logiciel (3 pages) et bilingue, mais elle permet de se tirer d'affaire.

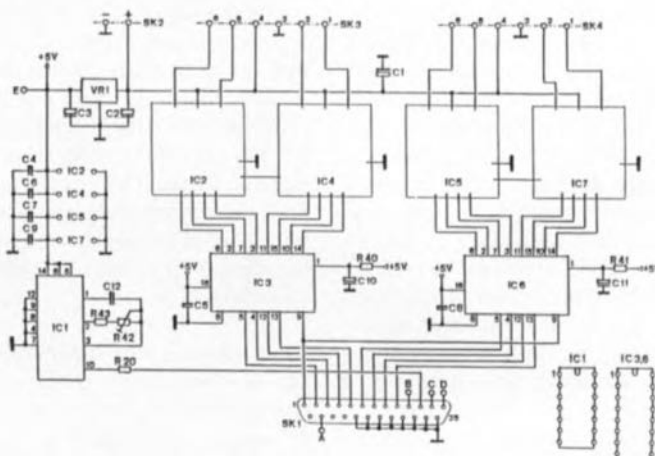
À vous de jouer maintenant pour donner vie qui à sa grue, qui à son robot, qui à toute autre réalisation.

Notons qu'il est également proposé en option :

1. Un protocole de Commutation pour programmer soi-même le Comstep. Est fourni avec Manuel et des exemples en Pascal, C, Basic, ASM, etc...
2. Une Interface de Puissance pour travailler avec des Moteurs Pas-à-Pas plus puissants (8 A max)! Est livré avec Interface & Moteur.



L'électronique de commande des moteurs.



L'électronique de l'ensemble de la carte.

MANCHE

régulation à base de logique floue

un exemple pratique en guise d'initiation

H. Scholten



La régulation de processus n'est pas l'exemple-type de réalisations décrites dans Elektor. Lorsqu'il nous arrive de vous proposer l'un ou l'autre dispositif de régulation celui-ci fait partie intégrante d'un montage où il remplit une tâche bien précise. La régulation décrite dans cet article n'est pas conçue pour une tâche spécifique. Son caractère universel est accentué par le fait que les caractéristiques de la régulation sont programmables librement par l'intermédiaire de la logique floue.

Il nous faut, pour pouvoir réaliser une régulation, un certain matériel. L'une de ses composantes, à savoir le multimètre numérique pour PC – cf. réf [1] de la bibliographie – vous est déjà connu.

Nous ajoutons à cela un circuit de découpage de phase permettant, à loisir, un découpage de la tension du secteur en morceaux. Il nous faut en outre du logiciel, mais celui-ci aussi vous est familier puisqu'il s'agit du logiciel de commande du multimètre numérique, logiciel qui comporte déjà les routines de régulation.

Il est même possible, à strictement parler, de réaliser une régulation à l'aide du multimètre seul vu que le

logiciel comporte un programme de commande (*driver*) utilisant les sorties numériques présentes sur la platine du multimètre. Notre ambition va cependant plus loin que de vous proposer une simple sortie parallèle à 8 bits... D'où le choix d'un découpage de phase. Cette technique permet une commande précise de la puissance d'appareils alimentés par le secteur (moteurs, éléments de chauffage et autres).

Nous allons, à titre d'exemple, réaliser une régulation de température chargée de faire en sorte que la température à l'intérieur d'une caissette reste constante. Notre élément de chauffage prend la forme physique

d'une simple ampoule à incandescence de 75 W. Il va sans dire qu'un « processus » aussi simple peut également être suivi à l'aide de techniques moins sophistiquées, mais il convient, pour faire connaissance avec la logique floue, tout aussi bien que les applications spéciales, quelquefois spectaculaires auxquelles on fait appel pour rendre mieux la force de la logique floue. Il vous est en outre possible de vous compliquer la vie en programmant votre propre régulation.

Découpage de phase piloté par ordinateur

Il est souvent fait appel, lorsque l'on a à appliquer à un appareil alimenté par le secteur une puissance partielle donnée, au découpage de phase. Le gradateur de lumière est l'exemple le plus connu de ce type d'application. Il existe bien entendu d'autres méthodes, mais ce n'est pas là notre propos.

La **figure 1** vous propose le synoptique du montage, une sorte de gradateur piloté par ordinateur, au cœur duquel règne un temporisateur programmable du type 8253. Outre l'interface avec l'ordinateur, ce circuit intégré comporte 3 compteurs programmables ici en multivibrateurs monostables. Il est possible de jouer, via l'ordinateur, sur la longueur des impulsions fournies par les compteurs. Le déroulement des impulsions devant être synchrone avec la fréquence du secteur, le déclenchement des compteurs de fait à l'aide d'un détecteur de passage par zéro.

Parallèlement à l'ordinateur, un générateur d'horloge détermine aussi la longueur des impulsions fournies par les compteurs. La fréquence d'horloge est de 102 400 Hz. Cela signifie que l'on a 1 024 impulsions d'horloge par demi-période de la tension du secteur. En fait, l'ordinateur ne fait rien d'autre que d'indiquer aux compteurs quelle doit être, exprimée en nombre d'impulsions d'horloge, la longueur de l'impulsion de sortie. Ou en d'autres termes, il est possible de découper la demi-période en 1 024 pas de 0,176° (180°/1 024).

Avant de nous pencher sur le chronodiagramme pour voir comment, via une paire de portes ET se fait la combinaison des différents signaux, il nous faut dire quelques mots quant à la fonction remplie par les 3 compteurs. Les compteurs 1 et compteur 2 définissent l'angle de phase à partir duquel le triac commute la tension

du secteur pour les sortie 1 et sortie 2 respectivement. Le compteur 0 permet de définir l'angle de phase au-delà duquel le triac ne reçoit plus d'impulsions d'amorçage. Cette possibilité est intéressante dans le cas de charges inductives en particulier : on évite ainsi la production, après le passage par zéro du courant – lorsque le triac est bloqué donc –, d'impulsions pouvant entraîner un amorçage du triac.

Venons-en maintenant au chronodiagramme présent dans la partie supérieure droite de la figure 1. Nous n'y avons représenté que les compteurs concernés par la commande de la sortie 1, les compteurs 0 et 1. Le déclenchement des compteurs se fait lors du passage par zéro de la tension du secteur. On a alors passage au niveau bas des sorties des compteurs.

Comme le signal du compteur 0 arrive à la porte ET sous forme inversée, il provoque la validation de la dite porte ; en effet, l'intervalle pendant lequel le triac peut être commandé n'est pas encore écoulé. Le compteur 1 cependant ne libère pas encore cette porte ET vu que le point auquel peut se faire l'amorçage du triac n'est pas encore atteint. Dès que le compteur 1 passe au « niveau haut » cela est bel et bien le cas et la porte ET transmettra les impulsions d'horloge au triac.

La commande du triac se faisant par l'intermédiaire d'un train d'impulsions on est assuré d'une part de l'amorçage du triac – si la première impulsion ne réussit pas à produire l'amorçage du triac, l'une des suivantes la réussira sans doute – sans avoir de l'autre un pilotage permanent de la gâchette, qui n'a donc ainsi à dissiper qu'une puissance moindre.

4 sous-ensembles

Passons maintenant du synoptique de la figure 1 au schéma de la figure 2. Nous avons subdivisé le schéma en 4 blocs qui correspondent aux 4 platines sur lesquelles viendra prendre place l'électronique. Vu le nombre de composants concernés il peut sembler exagéré d'utiliser 4 platines distinctes. Cela tient au concept modulaire de la réalisation, chaque sous-ensemble faisant partie d'un système baptisé Mikrosysteem®, système dans lequel ils peuvent être utilisés en combinaison avec d'autres modules – que supporte d'ailleurs aussi le logiciel. Ceci explique le choix de 4 platines distinctes.

Commençons par la **carte PIT**. IC1 est un PIT (*Programmable Interval Timer* = temporisateur d'intervalle programmable). Dans le synoptique IC1 prend la forme de l'ensemble interface + compteurs 0 à 2. Les circuits intégrés IC2 et IC3 n'existent pas dans le synoptique ; ils constituent une extension de l'interface entre IC1 et le bus Mikrosysteem. Le décodeur d'adresses IC3 associé aux lignes d'adresses de registre R2 à R4 permet la mise en place d'un maximum de 8 cartes PIT à la même adresse de carte.

Le cavalier **JP1** permet de définir l'adresse de registre attribué à la carte concernée. La mise de JP1 en position K (sélection standard) met IC3 hors-jeu et, seul le signal de sélection de carte est utilisé pour l'adressage de la carte PIT. La carte PIT comporte également l'alimentation de la carte proprement dite et de l'électronique présente sur la platine de découpage de phase. La tension d'alimentation de 12 V du bus Mikrosysteem est abaissée à 5 V par le régulateur IC4.

Le découpage de phase prend place sur la seconde platine. C'est à cet endroit que se fait la combinaison entre les signaux des compteurs intégrés dans le PIT et du générateur d'horloge qui donne le signal de commande du triac sur la platine de l'interrupteur secteur. La seule différence par rapport au synoptique est la présence d'un rien d'électronique supplémentaire. L'un des composants supplémentaires est la bascule bistable IC3a chargée de la remise à zéro à la mise sous tension (*Power On Reset*).

Pour ce faire, on a remis à zéro de la bascule lors de l'application de la tension d'alimentation (ou en cas d'interconnexion des 2 contacts du bornier KS1 l'un avec l'autre. La porte IC1c mais aussi IC1a et IC1b est alors bloquée, de sorte que l'interrupteur secteur ne reçoit pas de signal de commande. Le positionnement de la bascule – c'est-à-dire la suppression du blocage – se fait automatiquement dès l'activation du découpage de phase.

Autre adjonction, le mini-registre à décalage constitué par les bascules D IC2a et IC2b. Ce registre à décalage introduit un retard de 2 périodes d'horloge (20 µs) du signal du compteur 0 du PIT, ceci en vue d'éviter la génération de pointes de tension (*glitches*) qui pourraient se traduire par un amorçage précoce du triac. Le signal d'horloge disponible sur la platine arrive du générateur d'horloge basé sur IC5, un compteur du

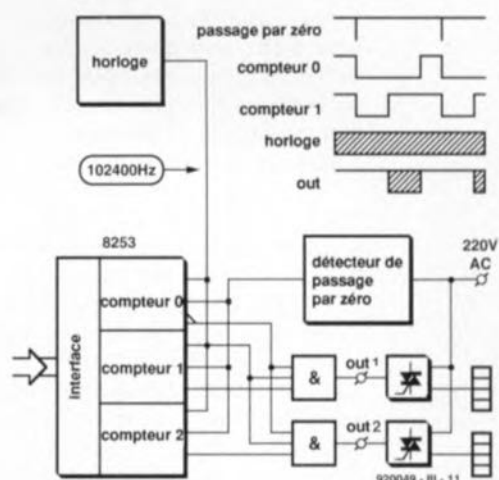


Figure 1. En dépit de son apparente simplicité le découpage de phase possède des possibilités de réglage très variées. Dans le coin droit on trouve un chronodiagramme.

type 4060. Les 2 portes ET du synoptique réapparaissent ici pratiquement sous la forme de IC1a et IC2a, sachant qu'IC1d fait également partie, en fait, des 2 portes ET. C'est là que se fait déjà la combinaison du signal inversé en provenance du compteur 0 avec le signal d'horloge. Via la porte NAND à trigger de Schmitt IC1c ce nouveau signal arrive aux portes IC1a et IC1b où il subit une nouvelle combinaison, avec le signal de sortie des compteurs 1 et 2 cette fois.

Le signal de sortie des portes ET arrive à un transistor Darlington qui remplit une fonction d'étage de commande. Le signal de sortie du découpage de phase sert à la commande de l'interrupteur secteur. Il est, dans la majorité des cas, impossible d'utiliser des relais électroniques tout faits sachant que ceux-ci ne commutent que lors du passage par zéro et non pas à l'instant défini par le découpage de phase. L'interrupteur secteur représenté sur le schéma est un circuit classique : un opto-coupleur commande un triac qui commute la charge, le reste des composants servant ici à l'élimination de parasites.

De même il n'y a que peu de choses à dire au sujet du **détecteur de passage par zéro**, qui prend en fait la forme de IC1. La paire R1/C1 constitue l'impédance de limitation du circuit d'alimentation de IC1, C2 constituant le condensateur-tampon de cette alimentation. Via R3, la sortie du détecteur est reliée à un opto-coupleur qui transmet ainsi, en toute sécurité, le signal vers le circuit de découpage de phase.

4 circuits imprimés

Comme nous le mentionnions plus haut, l'électronique de cette réalisation prend place sur 4 platines dont on retrouve la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en figures 3, 4, 5 et 6. La réalisation de ces différentes platines ne pose pas de problème et n'appelle pas de remarque particulière à une petite modification près. IC4 de la carte PIT (figure 3) était à l'origine un régulateur faible puissance du type 78L05. Lors d'essais tant exhaustifs que destructifs il s'est avéré que dans certaines conditions extrêmes il était dépassé. Si donc l'on veut le remplacer par un 7805 « ordinaire » il faudra replier la patte centrale de ce composant et ensuite l'implanter de manière à ce que sa languette métallique soit tournée vers le bord de la platine.

Lorsqu'il s'agit uniquement de contrôler des charges faibles (>1 A par exemple) il n'est pas nécessaire de doter le triac d'un radiateur. Si la charge devient supérieure à la dite valeur, sans dépasser cependant 4 A, on pourra le doter d'un radiateur de résistance thermique de 17 K/W. Rien n'interdit de doter le régulateur aussi d'un tel radiateur.

Le schéma d'ensemble de la figure 2 illustre clairement le câblage à poser pour interconnecter les différents

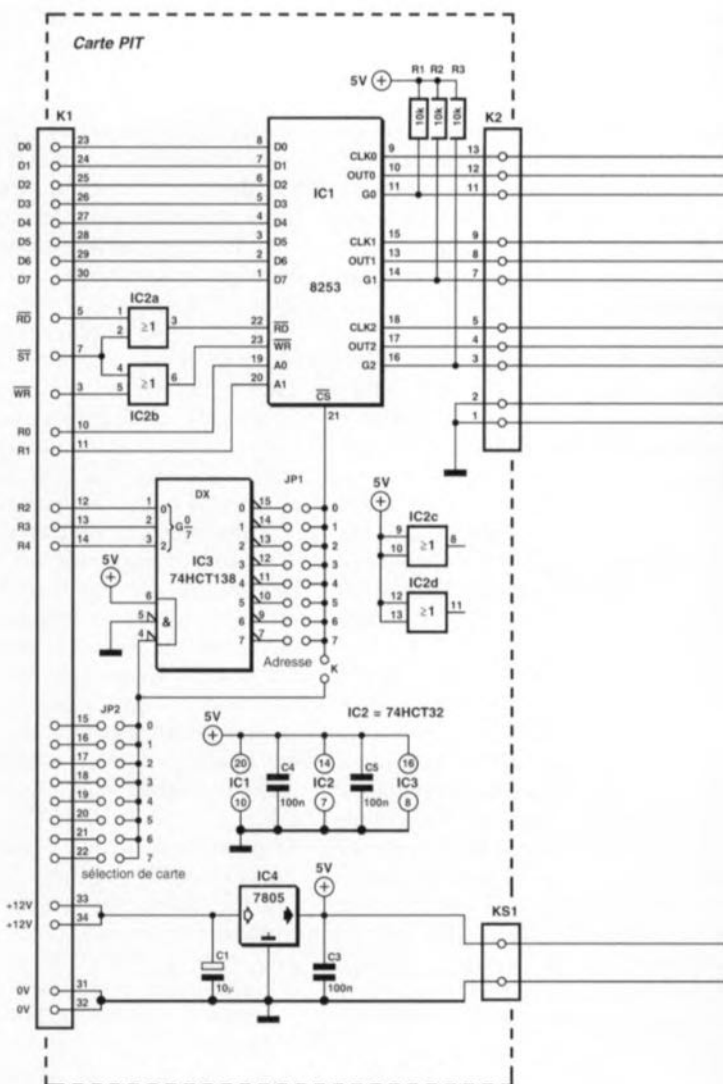


Figure 2. L'ensemble de l'électronique. Le schéma du découpage de phase est à peine plus

sous-ensembles. Il y a suffisamment de place dans le boîtier prévu pour la carte PIT pour y placer également la

platine du découpage de phase. La platine du multimètre numérique décrite dans le numéro de septembre

Liste des composants de la carte PIT

Résistances :

R1 à R3 = 10 kΩ

Condensateurs

C1 = 10 μF/16 V radial

C2 = supprimé

C3 à C5 = 100 nF

Semi-conducteurs :

IC1 = 8253

IC2 = 74HCT32

IC3 = 74HCT138

IC4 = 7805

Divers :

K1 = embase encartable à 2 rangées de 17 contacts en équerre avec éjecteurs

K2 = embase encartable à 2 rangées de 13 contacts

KS1 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm

JP1 = embase encartable à 2 rangées de 9 contacts + 1 cavalier de court-circuit

JP2 = embase encartable à 2 rangées de 8 contacts + 1 cavalier de court-circuit
boîtier pour carte PIT + circuit de découpage de phase = taille eurocarte, tel que, par exemple, LTP type KST D30

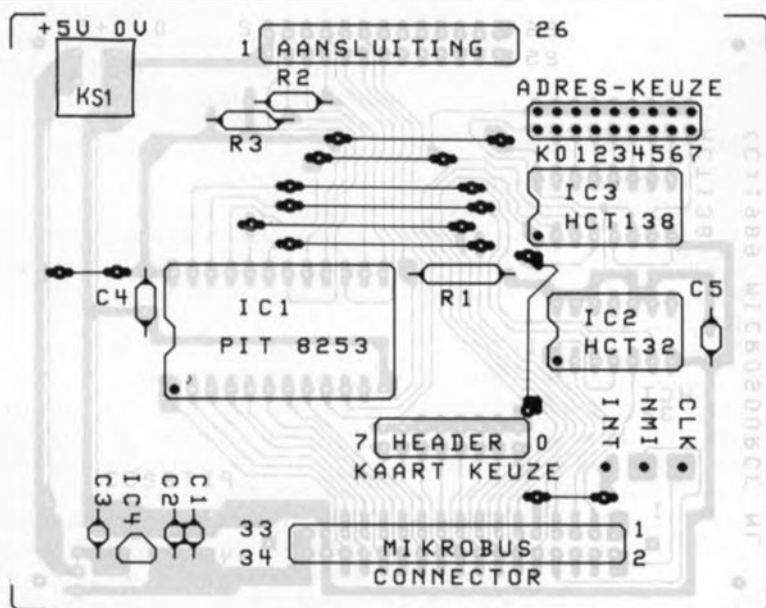
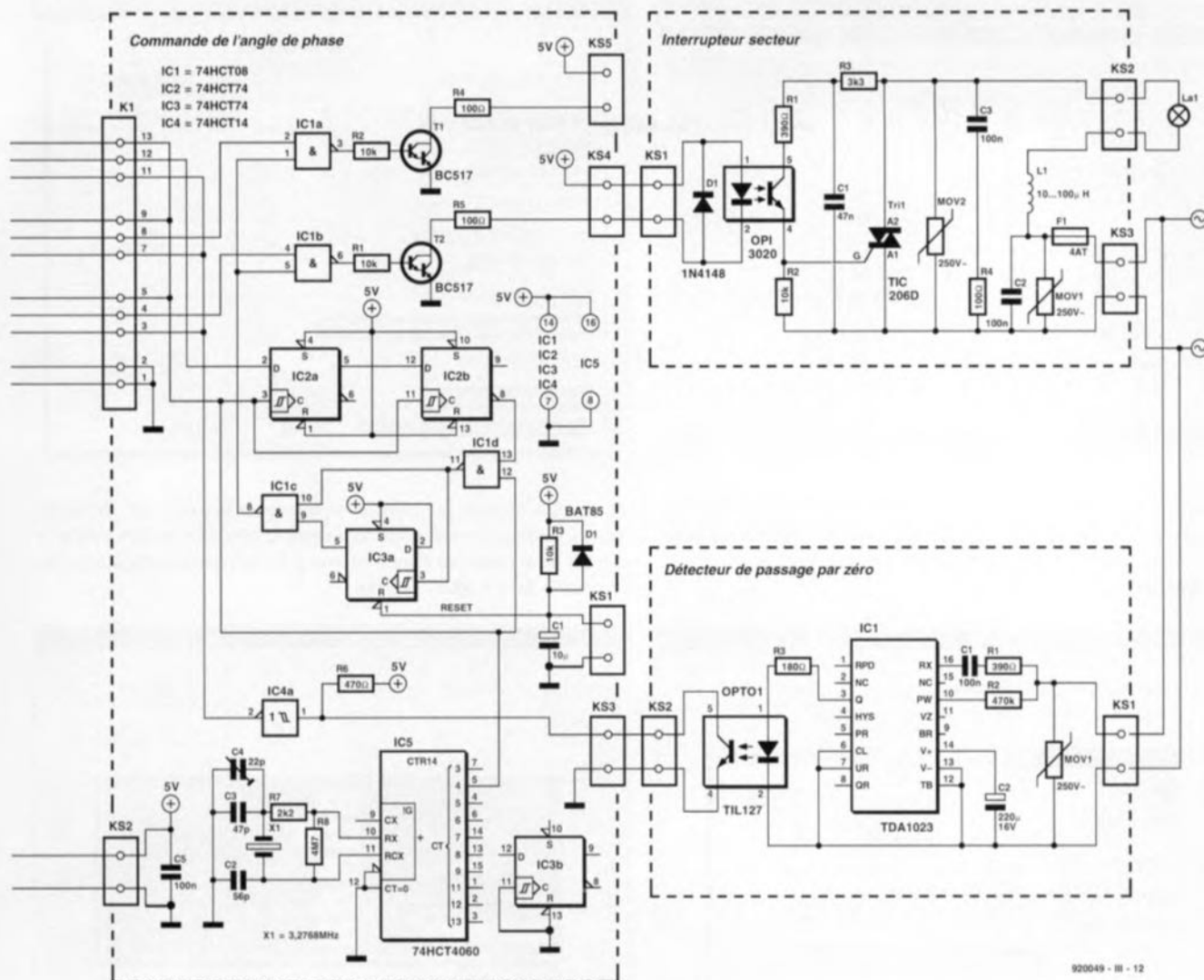


Figure 3. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la carte PIT.



920049 - III - 12

complexe que la partie correspondante du synoptique.

1993 est elle aussi montée dans un boîtier identique. Les platines du détecteur de passage par zéro et de l'interrupteur secteur prennent place chacune dans un boîtier à prise et à fiche secteur incorporées (cf. les photographies).

Régulation en logique floue

La photographie en début d'article montre l'exemple que nous avons choisi pour vous permettre de prendre en main le logiciel Fuzzy Control One et de vous faire à la logique floue qu'il utilise. L'exemple choisi est celui d'une régulation de température. Bien que pouvant paraître peu enthousiasmant, il est facile à réaliser et comporte toutes les facettes d'un « vrai » processus de régulation. Outre le matériel décrit dans le présent article et le multimètre numérique du mois de septembre ?? il vous faudra disposer d'une ampoule à incandescence à culot et d'un capteur de

température du type LM35. Nous avons, pour notre part, utilisé une ampoule de 75 W qui, placée dans

Liste des composants du détecteur de passage par zéro

Résistances :

R1 = 390 Ω
R2 = 470 Ω
R3 = 180 Ω
MOV1 = varistor S10K250 (Siemens)

Condensateurs

C1 = 100 nF/630 V
C2 = 220 μF/16 V axial

Semi-conducteurs :

IC1 = TDA 1023
OPTO1 = TIL127

Divers :

KS1, KS2 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm
boîtier à fiche et prise secteur incorporées tel que, par exemple, OKW type A9022.465

une caissette de 30 x 30 x 10 cm, pouvait y faire grimper la température à plus de 50°C. La fenêtre en perspex montée dans la face avant de la caissette permettait de bien suivre le processus de régulation à l'intérieur de cette « chambre climato-

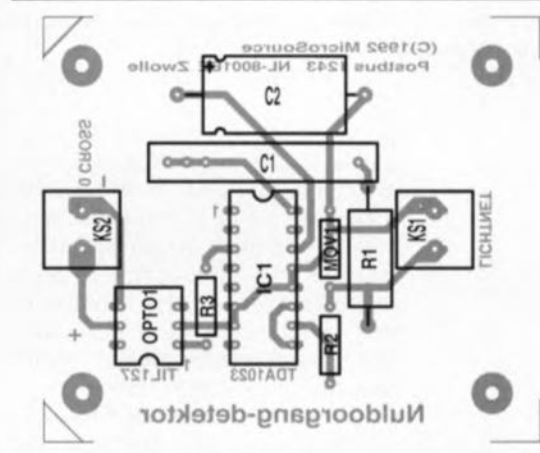
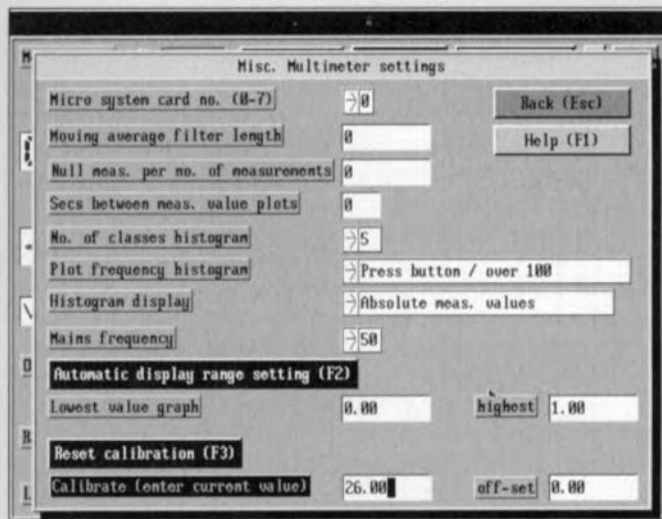


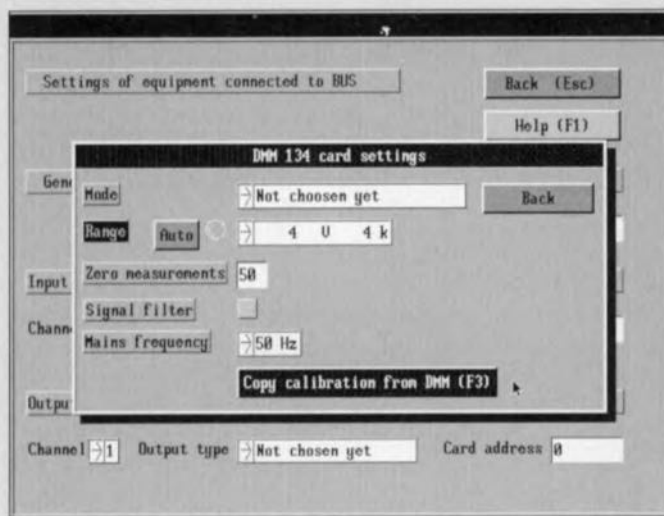
Figure 4. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants du circuit imprimé du détecteur de passage par zéro.



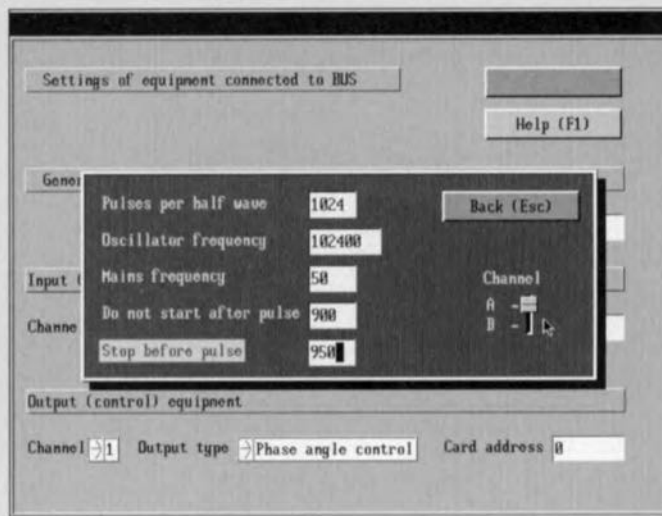
Et voici le premier écran à vous accueillir lorsque vous aurez lancé le programme par FZC1 pour Fuzzy Logic Control One. Croyez-en notre expérience, ce logiciel va vous ouvrir des horizons et des perspectives insoupçonnées.



Après avoir lancé le programme, on opte pour le calibre 4V. On laisse ensuite le temps au multimètre de prendre sa température de croisière, le capteur de température étant maintenu à une température constante. On va ensuite dans le menu Settings.



A l'aide de la souris on clique sur l'option Hardware, puis sur Definition; sur l'écran suivant on choisit comme canal d'entrée le Canal (Channel) 1, on définit l'adresse (standard à 0). Un clic sur le champ blanc situé derrière Input type fait apparaître plusieurs options. On choisit DMM-134 card et l'on voit apparaître la fenêtre suivante. On met l'auto-calibration (Autoranging) hors-fonction en activant le bloc Range, et l'on choisit le calibre 4V avant de passer en Mode tension continue (Vdc). On choisit comme mode de sortie (Output) le découpage de phase (Phase control) et l'on passe à l'écran suivant.



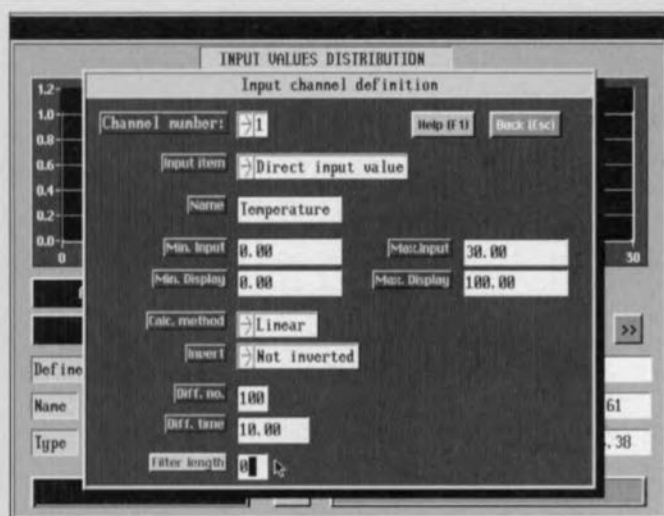
On opte si nécessaire pour le canal de sortie (Output channel) 1 et l'on définit l'adresse de la carte PIT à 1024 (si tant est que l'on ait respecté l'option standard). On pourra donc entrer le numéro de carte -1 donc- ou l'adresse réelle par rapport à l'adresse de base -1024 en standard. On choisit Phase Angle control dans l'option Autput type et l'on remplit le reste des facteurs en fonction des besoins et de la situation. On revient dans le menu principal et l'on sauvegarde le fichier avec les éléments définis pour l'appareil sous la dénomination de REGEL.FZH pour régulation Fuzzy Logic.

gique ». La connexion du LM35 est simple. La tension d'alimentation de ce composant est prise sur le connecteur K1 de la platine du multimètre où l'on dispose respectivement du +5 V en broche 1 et de la masse en broche 2. La solution la plus simple consiste à introduire 2 morceaux de fil de câblage souple dans les contacts correspondants d'un connecteur mâle de 2 rangées de 7 broches pour câble plat. Un troisième conducteur sert à relier la broche restante du LM35 au picot U₁ du multimètre numérique. Le brochage de ce composant vous est pro-

posé en **figure 7**, où l'on constate que selon son type de boîtier, le LM35 connaît 2 brochages différents.

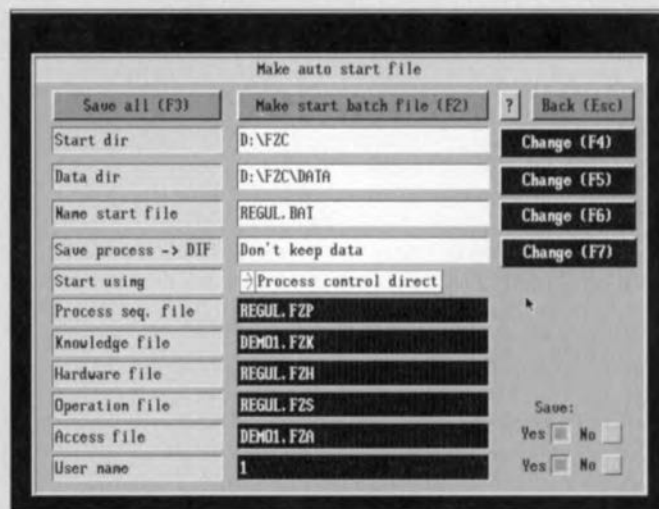
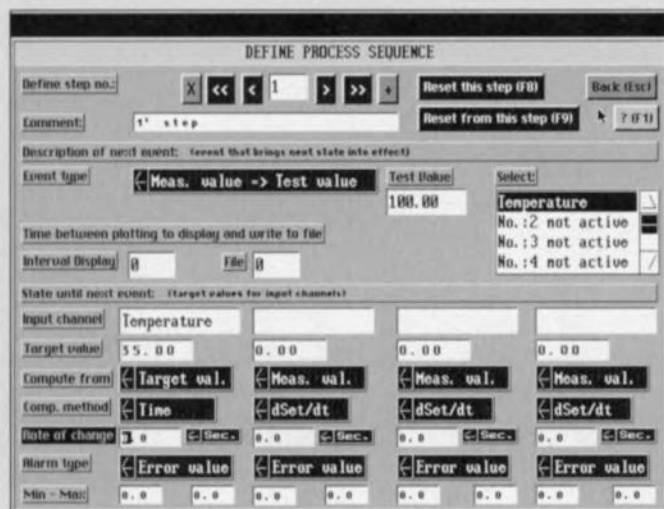
L'utilisation du logiciel est une autre paire de manches que nous avons tenté d'expliquer le mieux possible à l'aide d'une série de recopies d'écran. Nous pensons qu'avec un rien d'expérimentation et le texte accompagnant les recopies d'écran vous devriez être en mesure de réaliser une régulation opérationnelle. Nous n'entrerons pas dans le détail du fonctionnement de la logique

floue car nous allons faire appel à un fichier de démonstration pour nous accoutumer aux règles de base et à l'environnement de la logique floue. Nous ne pouvons malheureusement pas procéder différemment pour la simple et bonne raison que le programme connaît tant d'options de réglage qu'une explication détaillée prendrait plusieurs articles dans ce magazine. Ce n'est pour rien que le fichier d'aide - en anglais, vu que l'ensemble du logiciel est en anglais - présent sur la disquette représente, une fois imprimé, une quarantaine de pages ! Une fois que



On charge ensuite via l'option Fichiers (File) le fichier de commande DEMO.FZK. Ce fichier comporte les données de logique floue que nous pouvons, à quelques adaptations près, utiliser telles quelles. On revient à l'écran précédent avec Back.

De retour dans le menu principal nous arrivons, via les options Output distribution, Output channel data, dans cette fenêtre-ci que l'on remplit selon l'exemple donné ci-dessus. On peut ensuite sauvegarder le fichier de commande REGEL.FZK.



Il est temps maintenant de définir la séquence de déroulement du processus à partir de l'option Process du menu principal et de l'option Define Process Sequence. La fenêtre peut paraître encombrée, et elle l'est sans doute, mais seuls les valeurs visualisées dans la moitié supérieure de la fenêtre et dans la première colonne sont importantes. Il vous faut entrer dans l'option Target value la valeur de consigne requise pour la température (35.00 dans le cas présent). Après être revenu dans le menu principal à l'aide de la touche back, on sauvegarde le fichier de processus sous la dénomination de REGEL.FZP.

Avant d'arriver dans la fenêtre ci-dessus, il vous faudra sauvegarder le fichier de mode opératoire, REGUL.FZS. Depuis le menu principal on choisit l'option Fichiers (Files) et faire un fichier de démarrage automatique (Make auto start file) pour atterrir dans la fenêtre ci-dessus. S'il manque un fichier ou s'il se trouve affublé d'un nom différent, c'est que vous l'avez oublié ou que vous l'avez sauvegardé sous une dénomination erronée. Après avoir éliminé ce problème il suffit d'appuyer ensuite sur les boutons Yes de Save adéquats et de choisir l'option Start using convenable. On donne un nom (REGUL.BAT) et on fait F3.

vous aurez réussi à faire marcher votre régulation de température vous disposerez d'une excellente base pour procéder à vos propres expériences dans ce domaine. Nous ne pouvons cependant nous empêcher de vous donner quelques indications.

Truc 1.

Le fichier des données de logique floue ne connaît pas, pour les différents groupes d'entrée et de sortie (collections) de nom distinctif. Les dénominations de groupe sont des numéros allant de 1 à 7. Une fois que votre régulation marche correc-

tement il ne devrait pas être sorcier d'attribuer aux différentes « fenêtres » de définitions d'entrée et de sortie des noms plus explicites. Cela simplifie l'étude des règles de connaissance.

Truc 2.

L'examen de la définition de sortie montre que la valeur d'exécution du chauffage couvre l'intervalle allant de -100 à 100. Cela peut sembler étrange pour un découpage de phase dont la plage de régulation va de 0 à max. Voici la raison de cet état de faits : ce que vous examinez est en

quelque sorte la sortie d'une régulation proportionnelle. Le signal de sortie de celle-ci est égale au produit de l'erreur par le gain. Sachant que l'erreur peut être tant positive que négative et que le gain est une constante, le signal de sortie de la régulation proportionnelle peut devenir tant positif que négatif. Dans le cas de notre exemple cela signifie que l'intervalle -100 à 100 correspond à la plage comprise entre « abaisser l'intensité lumineuse au maximum » et « augmenter l'intensité lumineuse au maximum ». Ceci n'implique pas cependant que le

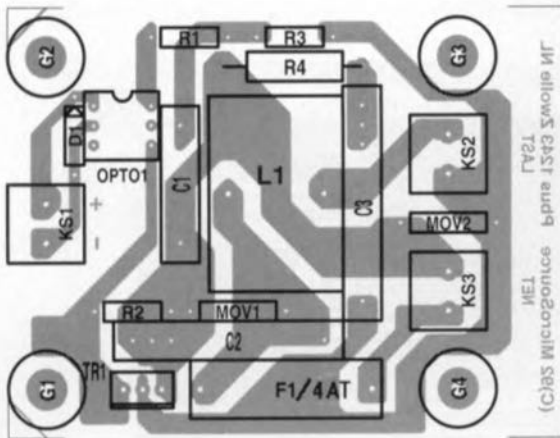


Figure 5. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine de l'interrupteur secteur.

matériel ait à traiter des valeurs de commande négatives. En effet, on obtient, en combinaison avec les lois de connaissance, dont l'action est comparable à des dispositifs de régulation intégrateurs et différentiateurs, une somme qui, dans les situations normales, se trouve entre 0 et le maximum.

Et, en cas de situations extrêmes, il peut arriver que la somme soit effectivement négative voire supérieure au maximum, sachant que dans ces conditions on a écrêtage à 0 ou au maximum – il est impossible en effet de pousser la régulation encore plus loin. Il est une situation où il ne faudra pas répartir la valeur d'exécution directe symétriquement par rapport à zéro. C'est le cas lorsque l'on définit une régulation proportionnelle avec des lois de connaissance du genre « SI faux ALORS exécution ». Il vous dans ce cas-là procéder à une répartition entre zéro et le maximum de la valeur d'exécution directe.

Truc 3.

Lors de la définition en logique floue d'un canal d'entrée et de sortie il n'est pas possible de positionner au même endroit le point de début et le point de fin de 2 groupes. Le logiciel interprète cette situation comme un recoupement de plus de 2 groupes, option qu'il rejette. Il

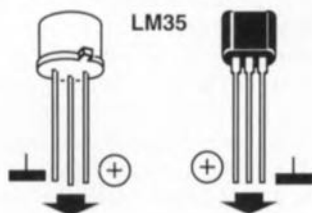


Figure 7. Brochages des 2 versions du capteur de température LM35.

Liste des composants de l'interrupteur secteur

Résistances :

R1 = 390 Ω
R2 = 10k Ω
R3 = 3k Ω
R4 = 100 Ω /1 W
MOV1, MOV2 = varistor S10K250 (Siemens)

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
TR1 = TIC206D
OPTO1 = OPI3020 ou MOC3020

Condensateurs

C1 = 47 nF
C2, C3 = 100 nF

Divers :

L1 = self de choc à noyau torique 10 à 100 μ H/4 A
F1 = fusible 4 A retardé avec porte-fusible encartable
KS1 à KS3 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm
boîtier à fiche et prise secteur incorporées tel que, par exemple, OKW type A9022.465

vous faudra donc juxtaposer les points de début et de fin.

Truc 4.

La régulation de température servant d'exemple est une régulation que l'on pourrait qualifier de relative-ment « bête » : on fait en sorte que la température soit, en permanence,

maintenue constante. De nombreux processus nécessitent cependant une régulation notablement moins statique. Cela ne pose pas de problème sachant qu'il est possible, dans la fenêtre de définition de processus, de fixer des valeurs de consigne ascendantes et descendantes voire de subdiviser le processus en plusieurs

Liste des composants du découpage de phase

Résistances :

R1 à R3 = 10 k Ω
R4, R5 = 100 Ω
R6 = 470 Ω
R7 = 2k Ω
R8 = 4M Ω 7

Condensateurs

C1 = 10 μ F/10 V radial
C2 = 56 pF
C3 = 47 pF
C4 = ajustable 22 pF
C5 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 = BAT85
T1, T2 = BC517
IC1 = 74HCT08
IC2, IC3 = 74HCT74
IC4 = 74HCT14
IC5 = 74HCT4060

Divers :

XTAL1 = quartz 3,2768 MHz
K1 = embase encartable à 2 rangées de 13 contacts
KS1 à KS5 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm

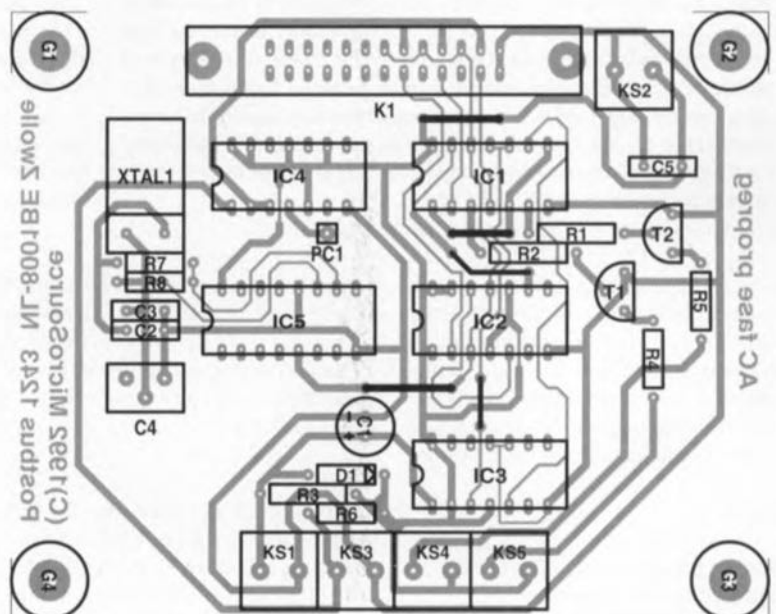


Figure 6. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine du découpage de phase.

étapes – 3 au maximum – telles que : commencer par augmenter, à l'atteinte de la température de consigne maintenir la température constante pendant 10 minutes à la valeur fixée pour ensuite la laisser retomber progressivement de façon contrôlée.

Truc 5.

Essayez donc de réaliser un gradateur. Lorsque vous aurez réussi – rassurez-vous cela est beaucoup moins compliqué qu'il n'y paraît – et que cela fonctionne à la perfection, vous pourrez affirmer sans rougir que vous maîtrisez bien tant le logiciel que la logique floue. On pourra, par exemple, utiliser un potentiomètre de 1 k Ω comme organe d'entrée de données.

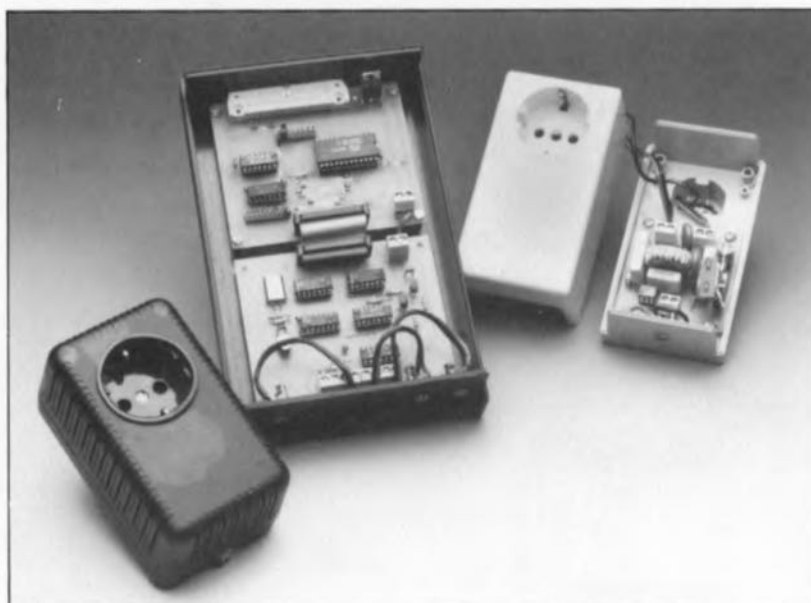
Laissez-nous vous donner quelques informations additionnelles, pas toutes. Vous allez diviser l'entrée en 2 groupes : « résistance minimale » et « résistance maximale ». La sortie sera elle subdivisée en « ampoule allumée » et « ampoule éteinte ». Tout ce dont vous avez encore besoin sont 2 lois de connaissance, à savoir :

- lorsque résistance minimale alors ampoule éteinte;
- lorsque résistance maximale alors ampoule allumée.

Il vous est possible d'éliminer la zone morte de l'ampoule dans le domaine de résistance faible du potentiomètre par un décalage vers le haut des 2 groupes de sortie.

Truc 6.

Le comportement de l'ampoule est légèrement instable, don-



La carte PIT et la platine du découpage de phase trouvent place dans un même boîtier de format europe. Le circuit imprimé de l'interrupteur secteur et celui du détecteur de passage par zéro sont eux implantés chacun dans un boîtier à prise et fiche secteurs incorporées.

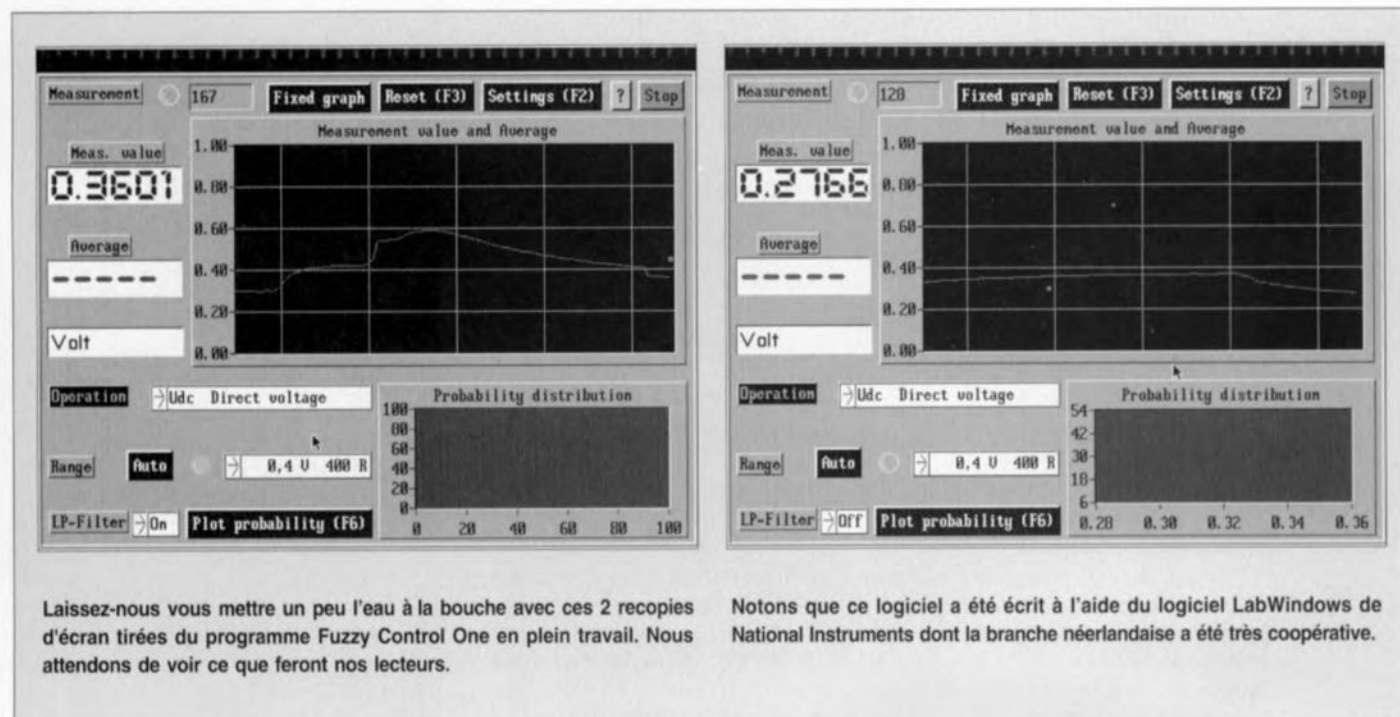
nant de temps à autre l'impression de clignoter. Cela n'a rien d'inquiétant, la source de ce comportement étant à rechercher dans le PIT. Pour garantir une bonne fiabilité de la régulation on procède à chaque fois à une réinitialisation du PIT. Cela peut avoir comme conséquence un déclenchement intempestif du triac soit précoce à la suite d'une impulsion parasite, soit en raison d'un déclenchement trop tardif. Dans le cas d'une ampoule cette imperfection est visible mais reste sans conséquence sur le fonctionnement de la régulation.

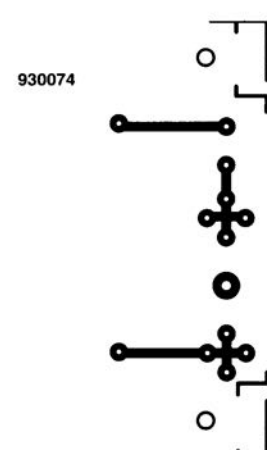
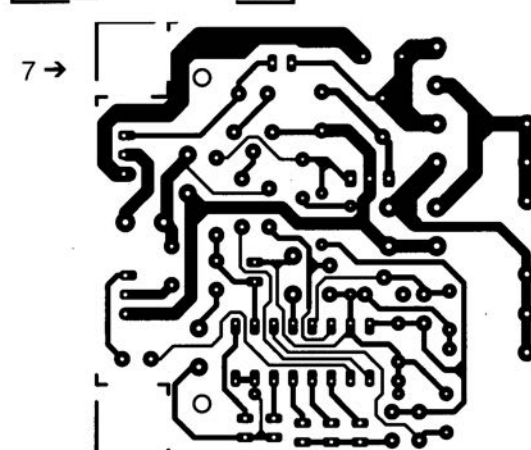
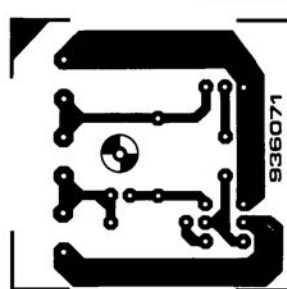
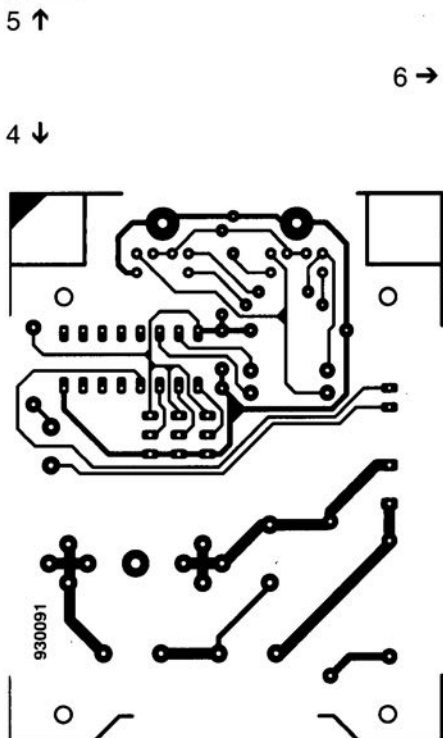
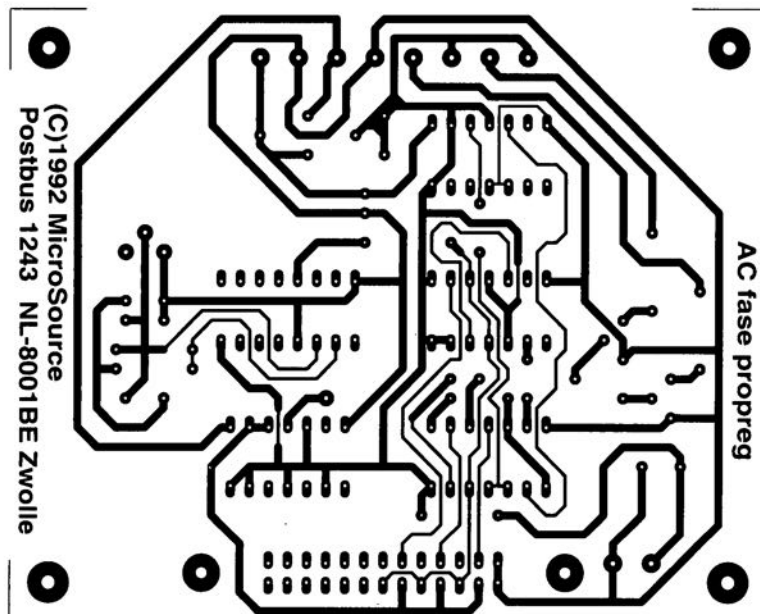
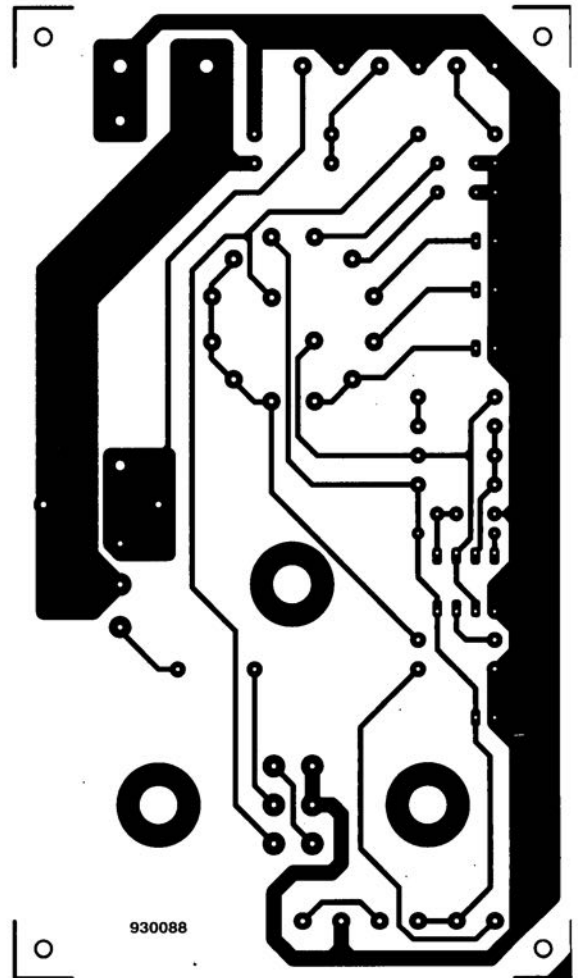
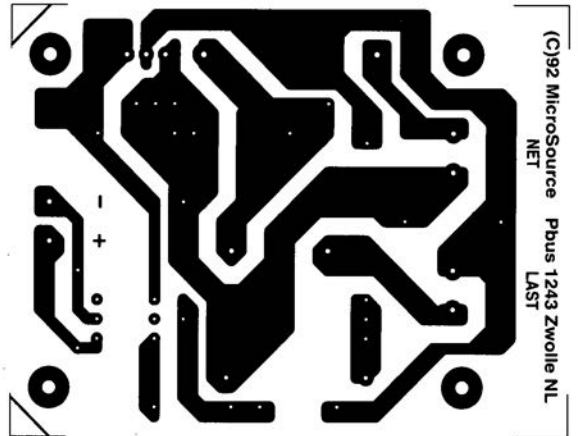
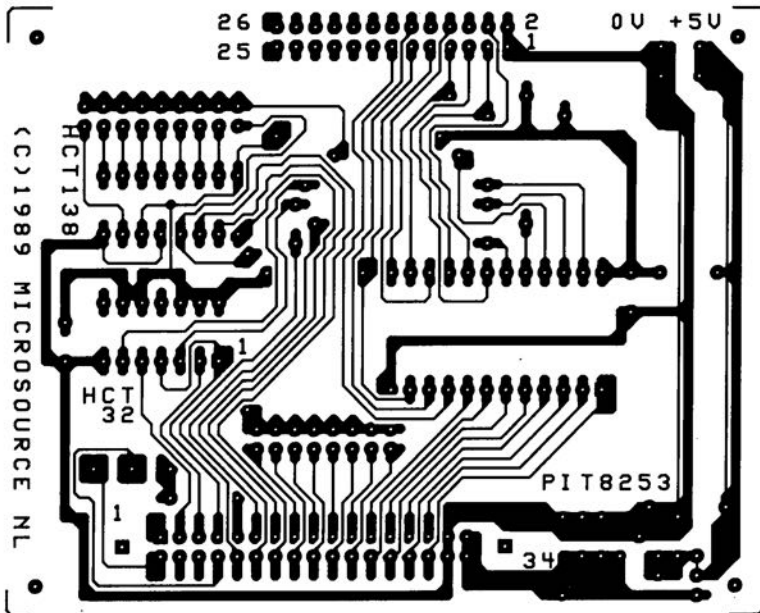
En voici assez. Si vous voulez en savoir plus, nous vous renvoyons à

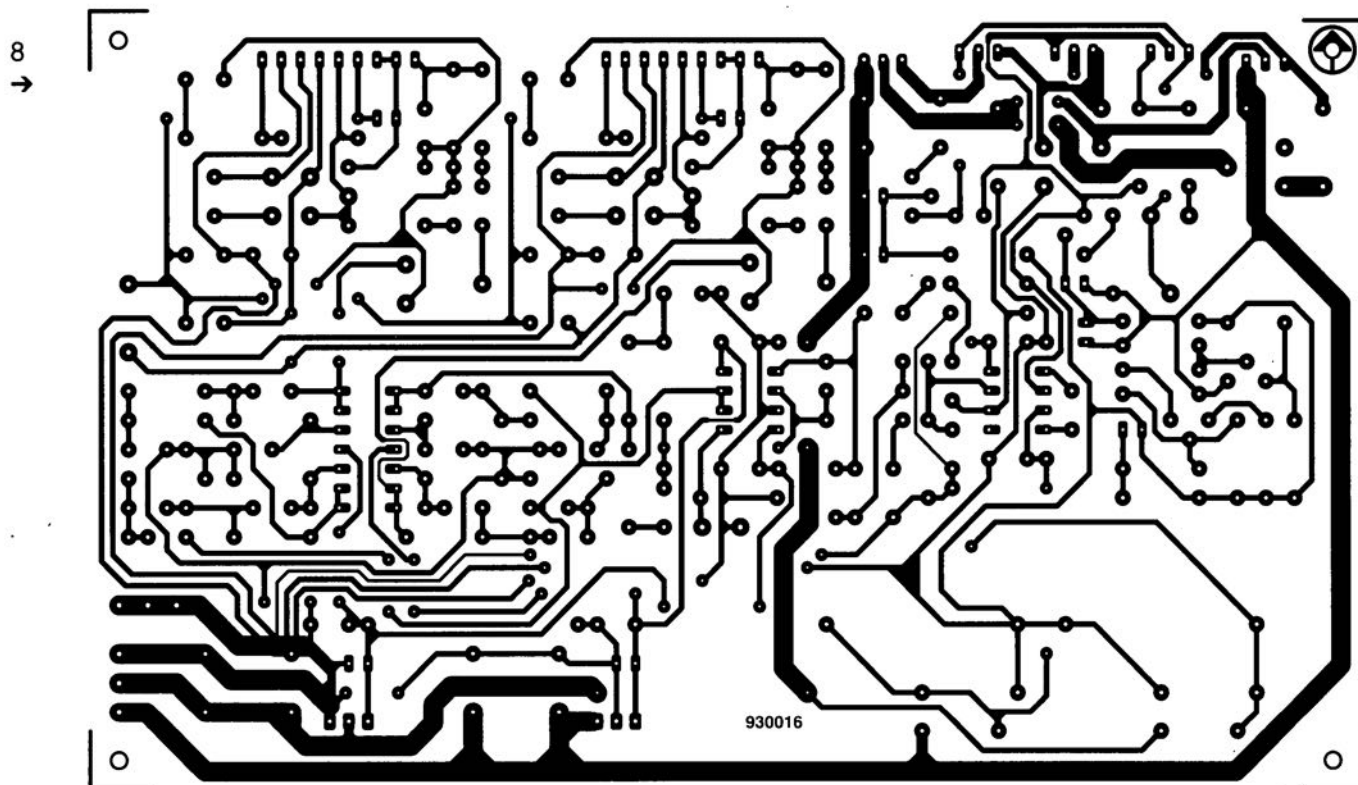
la bibliographie en fin d'article. Notons qu'il existe aujourd'hui de plus en plus d'ouvrages consacrés à la logique floue. Nous attendons avec intérêt vos remarques sur le Minitel...

Bibliographie:

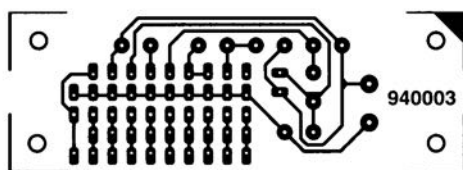
- [1] multimètre numérique pour PC (I) Elektor n°183, septembre 1993, page 17 et suivantes;
- [2] multimètre numérique pour PC (II) Elektor n°184, octobre 1993, page 61 et suivantes;
- [3] la logique floue, Elektor n°171, septembre 1992 page 42 et suivantes.



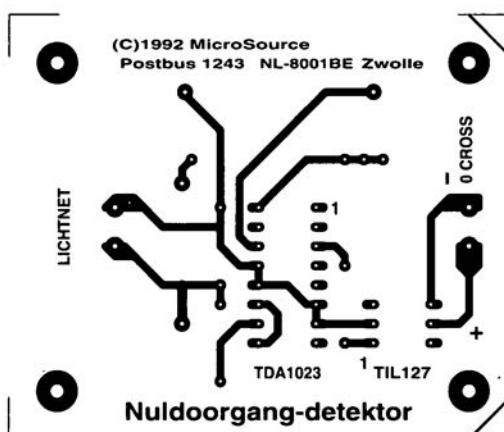




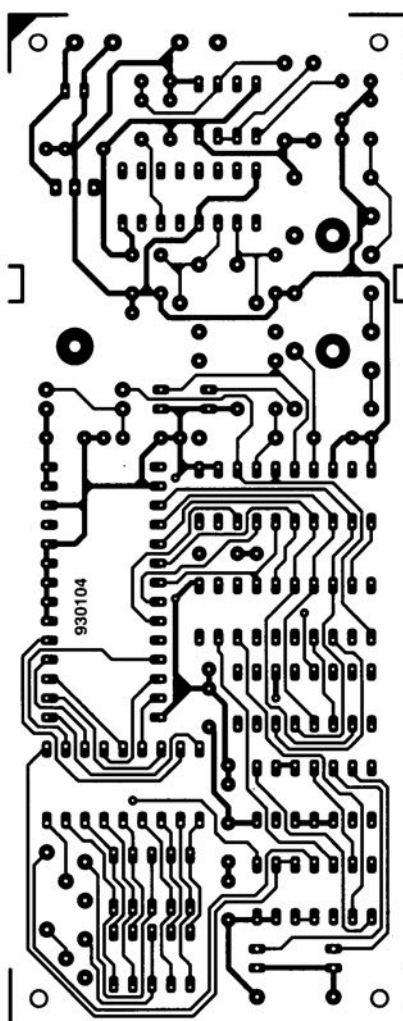
1. carte PIT (logique floue)
2. interrupteur secteur (logique floue)
3. résistance de charge électronique
4. I²C Power Switch
5. contrôle de phase (logique floue)
6. fusible électronique
7. chargeur reflex à ICS1700
8. système à 3 voies actif
9. hygromètre numérique (côté pistes)
10. hygromètre numérique (côté composants)
11. testeur d'accus
12. détecteur de passage par zéro (logique floue)



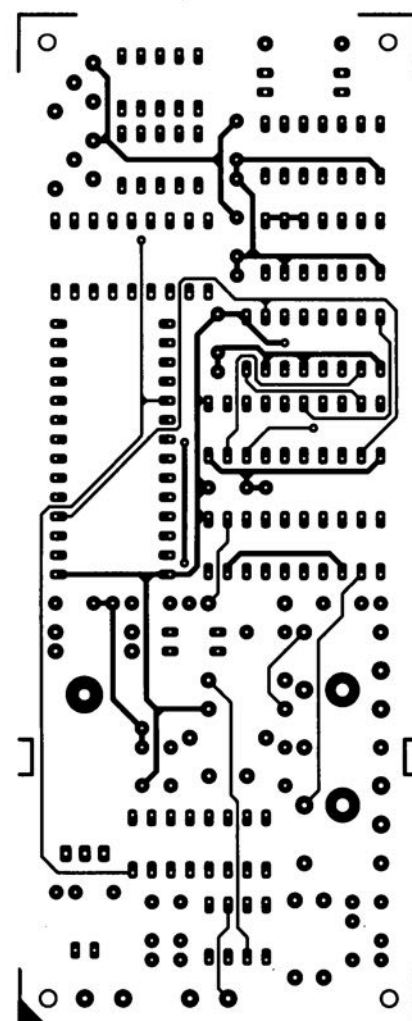
11 ↓ 12 ↑



9 ↓



10 ↓



chargeur « reflex » à ICS1700

processus de recharge numérique
pour accu CdNi

M. Greve

LOISIRS & BRICOLAGE



On dispose, avec l'ICS1700, d'un circuit intégré numérique de recharge faisant appel à un système de recharge rapide qui « épargne » l'accu. L'électronique centrée sur l'ICS1700 – pour laquelle il existe un le circuit imprimé disponible aux adresses habituelles – et décrite dans les paragraphes à suivre, a, entre autres caractéristiques intéressantes, celle de permettre une réalisation aisée. Le chargeur existe en 2 versions : une version « légère » fournissant un courant de recharge de 1 A et une version « lourde » qui recharge les accu à un courant de 3 A.

Caractéristiques techniques du chargeur reflex à ICS1700

- chargeur rapide automatique avec mode de maintien de charge fonctionnant selon le principe « reflex ».
- convient pour tout accu de tension nominale comprise entre 1,2 à 8,4 V.
- courant de recharge de 1 ou de 3 A et
- durée de recharge réglable à 30, 60, 90 ou 210 minutes.

À l'encontre de la quasi-totalité des autres circuits intégrés utilisés pour la recharge des accu au cadmium-nickel, le ICS1700 se caractérise par un fonctionnement non-analogique. Basé sur un concept à 100% numérique il a été construit autour d'un

processeur RISC (*Reduced Instruction Set Computer**).

Cette approche permet, non seulement de faire appel à un processus de recharge rapide mais également de le faire selon une technique pré-

sentant le moins d'inconvénients possibles pour l'accu sujet au dit traitement. Le processus mis en oeuvre est un principe de recharge breveté dont la dénomination officielle est méthode « reflex ».

La recharge reflex

La caractéristique la plus importante du processus de recharge « reflex » est le fait que chaque impulsion de recharge est suivie d'une impulsion de décharge. Comme cette technique a été spécialement développée pour permettre une recharge rapide, les courants mis en oeuvre se caractérisent par une intensité relativement importante.

La courbe de la figure 1 montre l'évolution chronologique du courant de re(dé)charge. On constate que la quasi-totalité d'une période de 1 s (983 des 1 000 ms) est consacrée à la recharge de l'accu.

On a, suite à une réaction chimique prenant place sur la surface des électrodes, production de bulles de gaz (cf. le petit cours de chimie appliquée dans l'encadré). Ces minuscules poches de gaz constituent en fait une couche qui, localement, isole l'électrode de l'électrolyte. D'autre part, en raison de la production de gaz, la pression interne de l'accu augmente. Cette pression connaît, en fonction des caractéristiques de construction de l'accu – qui, en règle générale, comporte une valve de sécurité – une valeur maximale admissible.

De manière à forcer les bulles de gaz à se détacher des électrodes et de façon à les transformer, par réaction avec d'autres corps chimiques présents à l'intérieur de l'accu, en combinés non volatiles, le processus de recharge « reflex » fait suivre chaque impulsion de recharge par une très courte impulsion de décharge et ce à un courant 2,5 fois plus important. On notera que cette technique d'élimination des bulles de gaz n'est efficace que tant que les dites bulles sont encore extrêmement petites. Ceci explique pourquoi on a, une fois par seconde, une impulsion de décharge.

On peut, grâce à la réduction de la production de gaz, augmenter l'intensité du courant de recharge (il existe un rapport proportionnel entre l'intensité du courant de recharge à la production de gaz). L'accu sera donc « plein » plus rapidement. Autre caractéristique typique des accu CdNi : de par l'intensité plus

* qualificatif appliqué à la structure d'un microprocesseur conçu pour n'utiliser qu'un nombre réduit d'instructions afin d'augmenter la vitesse de traitement.

importante du courant de recharge, le rendement du processus de recharge augmente lui aussi. Ceci implique, non seulement que la quantité d'énergie à « pomper » dans l'accu peut être plus faible, mais également que l'accu sera rechargé sensiblement plus vite.

Un dernier avantage du processus « reflex » – que l'on peut trouver, à tort nous semble-t-il, quelque peu « accessoire » – est que l'on évite l'effet de « mémoire » des accus CdNi et qu'il est possible de « guérir » un accu plus ancien présentant cet effet de « mémoire ».

Le critère « STOP »

L'ICS1700 arrête le processus de recharge juste avant que la tension aux bornes de l'accu ne se mette à diminuer. Cette diminution constitue en fait le signal indiquant que l'accu est « plein », il n'y a de ce fait plus aucune raison alors de poursuivre la recharge. Pire encore, une poursuite de la recharge pourrait même se traduire par un endommagement de l'accu. On introduit, pour pouvoir mesurer correctement la tension aux bornes de l'accu, une pause de 10 ms après chaque impulsion de décharge. Dans cet intervalle le circuit procède à une mesure de la tension, à « bornes ouvertes », de l'accu. Comme il ne circule pas de courant, l'ICS1700 n'a pas besoin de tenir compte ni de résistances internes, ni de résistances de contact, ni d'autres éléments ou facteurs gênants.

Le circuit utilise la réponse en tension pour en déduire – par une méthode arithmétique dite de **régression linéaire** – la première dérivée. L'avantage de cette première dérivée est que cette courbe permet de mieux déterminer si l'accu est « plein ». La première dérivée est nulle à l'instant précis où la courbe de la tension change d'inclinaison (de ligne ascendante elle devient descendante), moment qui correspond à une recharge de l'accu à 100% de sa capacité.

Sachant qu'il est préférable, dans la pratique, de ne pas devoir se promener sur le fil du rasoir, le circuit termine le processus de recharge juste avant que la première dérivée n'atteigne zéro (**figure 2**).

On notera que l'ICS1700 en arrive même à vérifier que la courbe de la première dérivée se caractérise bien par la présence de la petite bosse typique juste avant le basculement de la courbe. Cette bosse est en fait

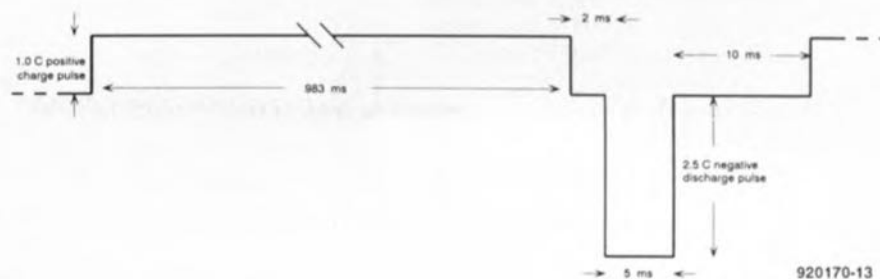


Figure 1. La forme du courant de recharge constitue en fait le secret du principe « reflex ».

le signal indiquant que l'accu est pratiquement « rempli ». Si la première dérivée atteint le point zéro sans apparition de cette petite bosse, il s'est produite une erreur quelconque, mais il est certain que l'accu n'a pas retrouvé une recharge à 100% de sa capacité. Pour pouvoir faire face, d'une façon adéquate, à de telles situations d'erreur, l'ICS1700 tiendra compte en outre des facteurs suivants :

- Si l'accu comporte plusieurs cellules qui ne sont pas identiques à 100% (cellules de même capacité, mais de fabricants différents, par exemple), il peut arriver que toutes les cellules n'arrivent pas simultanément au maximum de leur charge. Dans ces conditions, la courbe se caractérise par la présence d'une série de petites « bosses ». Dès l'instant où l'ICS1700 « constate » la présence de quelques-unes de ces bosses, il arrête tout simplement la recharge.
- Le branchement d'un accu « plein » aux bornes du chargeur se traduit par une montée (trop) rapide de la tension à ses bornes et, ici encore, l'ICS1700 mettra fin à la recharge.
- La chute de tension qu'il observera aux bornes d'un accu rechargé tout récemment voire à celles d'un accu surchargé, aura également comme conséquence l'arrêt du processus de recharge.
- Un accu stocké depuis longtemps peut se caractériser par un état d'impédance interne élevé. L'ICS1700 reconnaît cet état, arrête la recharge et génère un « message » d'erreur.
- Si l'une des cellules dans l'accu se trouve en court-circuit, la tension de borne de l'accu n'atteindra jamais sa valeur nominale. Lorsqu'il a constaté ce phénomène, l'ICS1700 arrête la recharge et envoie un message d'erreur.

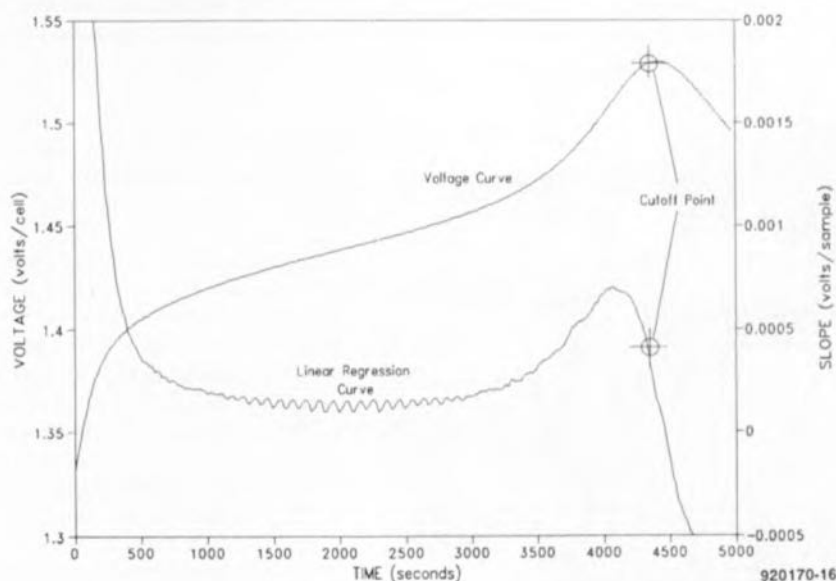


Figure 2. La courbe de la première dérivée, calculée à partir de celle de la réponse en tension, permet de déterminer très exactement le moment auquel l'accu est « plein ».

- Si la recharge devait prendre plus longtemps que la durée prédéfinie par l'utilisateur, on a également arrêté du processus de recharge.
- Il est possible (en option) de doter l'ICS1700 d'un interrupteur thermique, composant peu courant au demeurant. Dans le cas où la température de cellule devient supérieure à une valeur comprise entre 45 à 50°C, l'interrupteur ouvre ses contacts de sorte que l'ICS1700 interrompt le processus de recharge et produit un message d'erreur.
- Si l'ICS1700 détecte, lors d'une impulsion de recharge, une rupture de câble, l'absence d'accu, voire un court-circuit des pinces de connexion, il arrête également immédiatement le processus de recharge.

À l'image de tout chargeur d'accus digne de ce nom, l'ICS1700 passe, après la recharge de l'accu, en mode de maintien de charge. L'ICS1700 continue, même lorsqu'il se trouve en mode de maintien de charge, de fonctionner selon le principe « reflex ». De manière à garder tous les avantages d'un courant d'intensité importante, les impulsions de re- et de décharge ne changent pas elles. C'est uniquement l'intervalle entre 2 cycles de recharge/décharge qui prend une durée telle que le courant de recharge moyen n'est plus que du trentième (1/30) de la capacité de l'accu.

Le chargeur

Comme l'ICS1700 intègre déjà toute intelligence de commande requise, il ne faudra pas plus qu'une bonne poignée de composants externes pour réaliser le chargeur dont on retrouve le schéma en **figure 3**. L'examen du

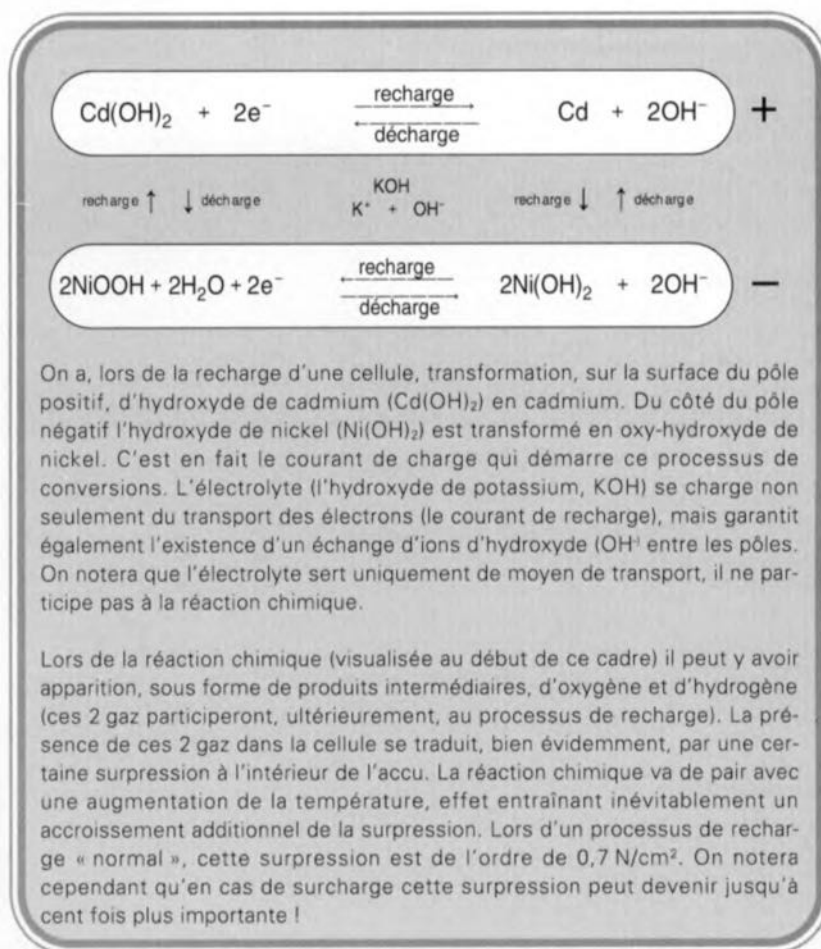
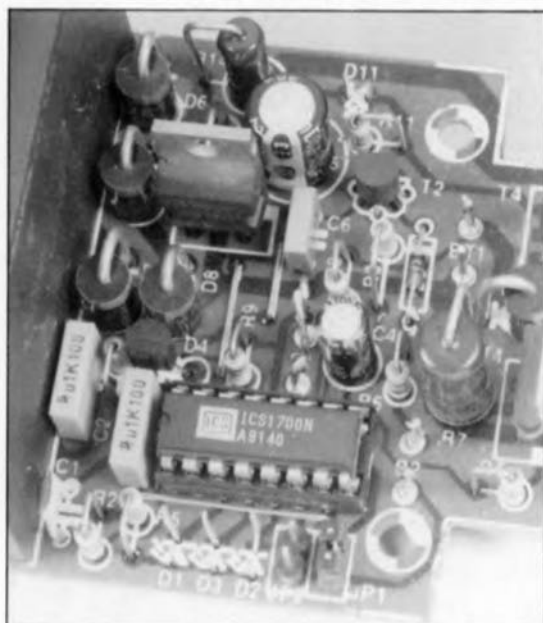


schéma montre que l'électronique périphérique du ICS1700 (IC1) se limite en fait à 2 transistors de puissance et à une alimentation.

Comme, dans la pratique, on utilise très souvent un chargeur pour 1 accu, voire pour un set d'accus identiques, nous avons opté pour la réalisation d'un chargeur à définition fixe des paramètres. L'adaptation de la valeur de 4 résistances et la mise, lors de la réalisation du chargeur, d'un cavalier de codage dans la position requise, permettent de le configurer pour des accus de 1,2 à 8,4 V d'une capacité de 300 à 3 500 mAh environ, voire encore, en faisant appel à un transformateur plus puissant, d'une capacité de 1 à 10 Ah.

La tension d'alimentation fournie par le transformateur Tr1, arrive d'abord au pont de redressement (D6 à D9) pour aller ensuite, sans subir le moindre lissage, à la source de courant réalisée à l'aide du transistor T3. L'absence de lissage de la tension d'alimentation se traduit par l'apparition, à chaque passage par zéro de la tension du transformateur, d'une petite chute de tension momentanée (*dip*). Cette approche présente un double avantage : on peut se passer de gros condensateur électrochimique et la dissipation de puissance dans T3 garde des valeurs plus acceptables.

Pour éviter que le régulateur de tension IC2 ne soit lui aussi alimenté par une tension non lissée, on trouve, en amont de ce composant, la diode D10 et le condensateur électrolytique C5.

Le transistor T3 se charge de fournir le courant de recharge pour l'accu. L'ICS1700 (IC1) met T3 en et hors-fonction via le transistor T2. La LED D11, la résistance R11 et la tension base/émetteur de T3 déterminent l'intensité du courant de recharge ($I = (U_{D11} - U_{BE})/R11$). La LED D11 fait également office, outre son rôle de référence pour la source de courant, de témoin de « chargeur actif », s'illuminant à chaque activation de la source de courant.

Nous n'utilisons pas, pour la décharge de l'accu, de source de courant. Vu qu'il s'agit, en tout et pour tout, de faire fournir, brièvement, un courant important par l'accu, l'utilisation d'une source de courant est ici parfaitement superflue. Ceci explique pourquoi le circuit décharge l'accu à travers la résistance R9, mise en circuit, elle, par le transistor MOSFET T1. Du fait que ce transistor se caractérise par une résistance de canal très faible, il est possible de décharger des accus sous une tension de borne faible, même dans la version la plus puissante du chargeur (courant de

décharge de 7,5 A environ).

IC1 mesure, à l'aide des résistances R7 et R8, la tension aux bornes de l'accu. Pour ce faire, l'ICS1700 se base sur une tension nominale de 1,2 V. Si l'on a affaire à des accus présentant une tension de borne plus élevée, il faudra ramener cette tension à une valeur de 1,2 V (tension de référence).

Pour ce faire, on devra adapter la valeur des résistances R7 et R8. Les valeurs indiquées dans le schéma sont celles qui conviennent pour un accu de 4,8 V (à 4 cellules donc). La diode D4 fait office de référence pour la mesure de la tension. Il s'agit ici d'une diode zener de haute précision (un circuit intégré pour être plus précis). Du fait que ce circuit intégré, un LM385, existe en plusieurs versions, il faudra veiller à utiliser, pour la réalisation du chargeur, objet de cet article, un exemplaire doté du suffixe **-1.2!!**

Il est nécessaire, pour faire fonctionner le circuit intégré IC1, de connecter le réseau RC R2/C1 au générateur d'horloge interne. La touche S2 sert à démarrer, via une remise à zéro du ICS1700, le processus de recharge. S1 est un interrupteur thermique à contacts repos devenant actif – ce qui se traduit par une ouverture de ses contacts – lorsqu'il détecte une température supérieure à 45°C environ. L'utilisation d'un tel interrupteur (difficile à trouver disent nos sources) est parfaitement optionnel. Si tant est que vous n'ayez pas l'intention de faire appel à cette option, il suffit d'interconnecter les 2 contacts sur la platine (opération qui se traduit tout simplement par une mise à la masse de la broche 12 de IC1).

IC1 possède, pour visualiser l'état dans lequel se trouve le chargeur, 3 sorties (les broches 3 à 5) que nous utilisons pour la commande de 3 LED.

La première, D1, s'illumine en cas de détection d'erreur (**BATTERY FAULT**).

L'activation de la LED D2 (**OVER-TEMP**) signale que l'interrupteur thermique est entré en action et que, partant, la température de cellule est devenue trop élevée (voire encore que vous avez oublié de mettre en place un pont de câblage remplaçant S1 !).

L'illumination de D3 (**CHARGING**) indique que IC1 se trouve en mode de recharge. Dans ces conditions on aura également illumination de la LED D11 (**CHARGE CONTROL**). Si l'accu est rechargé, le circuit passe

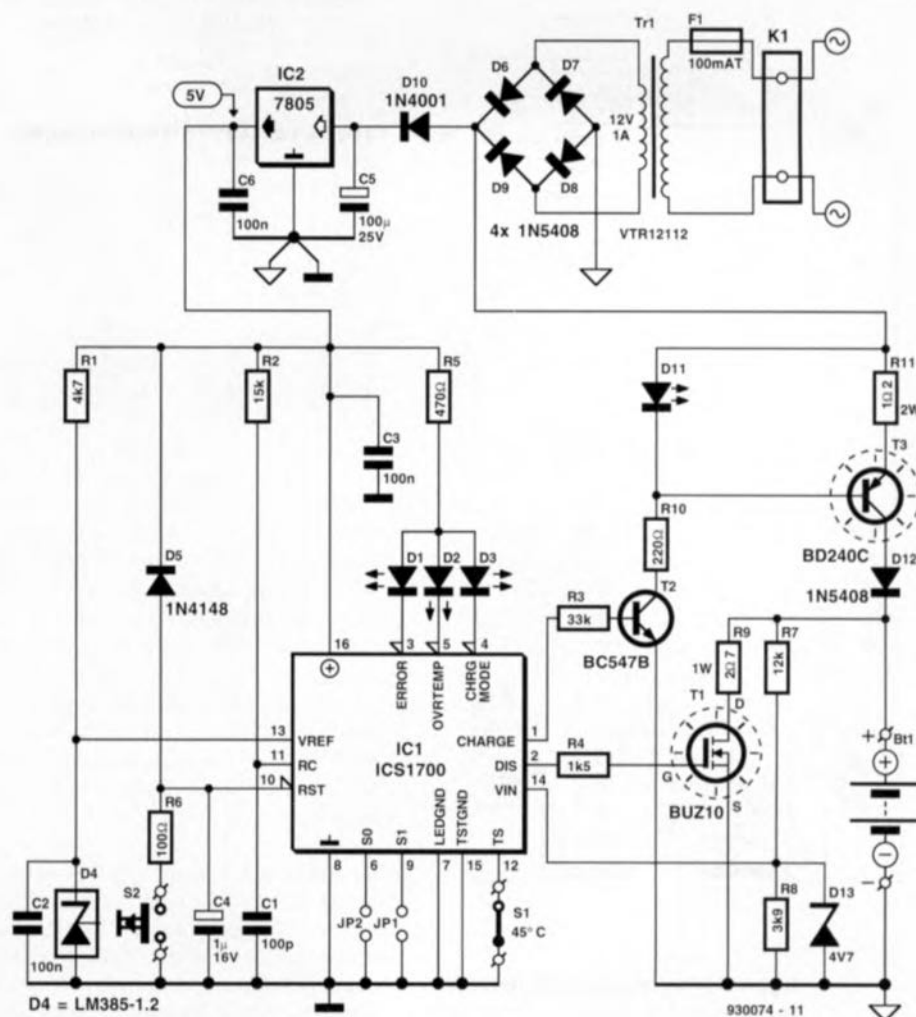


Figure 3. L'électronique du chargeur.

en mode de maintien de charge, état visualisé par le clignotement de la LED D3. Si le circuit se trouve dans ce mode de fonctionnement la LED D11 s'illuminera brièvement toutes les 15, 30, 60 ou 120 s, clignotement dont la fréquence dépend de la présence (ou non) des cavaliers de codage JP1 et JP2.

Important : il ne faut pas déconnecter l'accu du circuit tant que la LED D11 est illuminée. Une manoeuvre de ce genre risque fort bien de se traduire par une production impressionnante d'étincelles !

Les cavaliers de codage JP1 et JP2 permettent de relier à la masse les broches 6 et 9 de IC1. C'est grâce à la présence ou à l'absence de ces cavaliers que l'on indique à l'ICS1700 le rapport entre le courant de recharge et la capacité de l'accu. C'est ce rapport qui détermine la durée de la recharge et l'intensité moyenne du courant de recharge en mode de maintien de charge (c'est-à-dire la durée de la pause entre 2 impulsions de recharge).

JP1 et JP2 servent en fait au réglage du temporisateur chargé de délimiter la durée maximale de recharge. Il est

Tableau 1. Réglage de la durée de recharge maximale à l'aide des cavaliers de codage JP1 et JP2.							
Durée de recharge maximale (heures)	JP1	JP2	Durée de recharge nominale (minutes)	Capacité de l'accu (Ah)			
				I = 1 A		I = 3 A	
				nom.	max.	nom.	max.
0,5	P	P	20	0,3	0,5	1	1,5
1	A	P	40	0,6	1	2	3
1,5	P	A	60	1	1,5	3	4,5
3,5	A	A	140	2,5	3,5	7	10,5

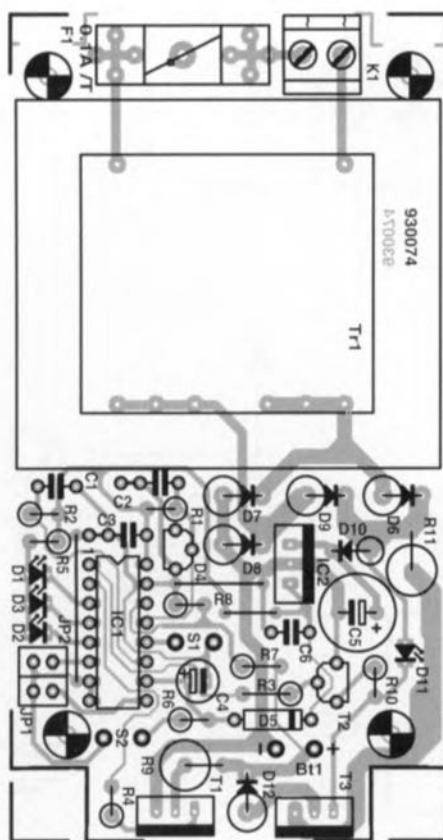


Figure 4. Représentation de la sériographie de l'implantation des composants du chargeur « reflex » à ICS1700. Notez l'épaisseur de certaines des pistes!

Liste des composants

(Les valeurs mises entre parenthèses s'appliquent à la version de 3 A du chargeur)

Résistances :

R1 = 4k Ω 7
R2 = 15 k Ω
R3 = 33 k Ω
R4 = 1k Ω 5
R5 = 470 Ω
R6 = 100 Ω
R7 = voir tableau 2
R8 = voir tableau 2
R9 = voir tableau 2
R10 = 220 Ω
R11 = 1 Ω 2/2 W (0 Ω 39/5 W)

Condensateurs

C1 = 100 pF
C2, C3, C6 = 100 nF
C4 = 1 μ F/16 V radial
C5 = 100 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1, D2, D11 = LED 3 mm, rouge
D3 = LED 3 mm, vert
D4 = LM385-1.2
D5 = 1N4148

Tableau 2. Dimensionnement des composants R7 à R9 et R11 pour des différents courants de recharge et tensions d'accu.

Nombre de cellules	Tension de l'accu [V]	R7 [Ω]	R8 [Ω]	R9 (1 W)	
				I = 1 A [Ω]	I = 3 A [Ω]
1	1,2	100 Ω	3k Ω 9	0,47	0,15
2	2,4	3k Ω 9	3k Ω 9	1	0,3
3	3,6	8k Ω 2	3k Ω 9	1,5	0,5
4	4,8	12 k Ω	3k Ω 9	2,2	0,65
5	6	15 k Ω	3k Ω 9	2,4	0,82
6	7,2	20 k Ω	3k Ω 9	2,7	1
7	8,4	20 k Ω	3k Ω 3	3,3	1
I = 1 A		R11 = 1 Ω 2/2 W			
I = 3 A		R11 = 0 Ω 39/5 W			

nécessaire, pour garantir que l'accu soit bien « rempli », que la durée choisie soit supérieure à la durée nominale, nécessaire pour « remplir » le dit accu. À quoi bon en effet une surveillance sophistiquée de la tension aux bornes de l'accu, si un temporisateur « rustique » interrompt le processus de recharge bien trop précocement ? La règle approximative à appliquer dit que la durée de recharge normale d'un accu ne devrait pas dépasser 2/3 de la durée de recharge maximale.

Le **tableau 1** indique quelles durées peuvent être choisies à l'aide des cavaliers de codage JP1 et JP2. Ce même tableau montre également les capacités d'accu nominales et maximales pour un courant de recharge de 1 A et de 3 A. Il est recommandé, lors de la configuration du chargeur, de partir de la capacité nominale. Il

n'y a pourtant pas le moindre problème à s'écarter légèrement de cette valeur, peu importe que ce soit vers le bas ou vers le haut. On pourrait même aller jusqu'à la valeur maximale. Dans ces conditions on n'a pourtant pas de garantie que l'accu soit en effet bien « rempli ». Nous recommandons donc de prendre comme directive une valeur de 2/3 du maximum.

Il reste, outre JP1 et JP2, à adapter les résistances R7 à R9 et R11 à la capacité de l'accu que l'on envisage de recharger.

Le **tableau 2** résume toutes les valeurs à donner à ces résistances et ceci pour des accus comportant de 1 à 7 cellules.

1 ou 3 A

Avant de courir chez votre marchand de composants électroniques, voire encore de mettre votre fer à souder à chauffer, il faudra décider laquelle des 2 versions du chargeur vous envisagez de réaliser.

L'avantage principal de la version à 1 A est sa compacité. Les photos illustrant cet article montrent notre prototype, mis dans un joli boîtier à fiche secteur intégrée. L'avantage de la version à 3 A est le fait qu'elle puisse recharger des accus de capacité plus importante et/ou qu'elle soit capable de les recharger plus rapidement. Vu qu'il est impossible de placer un transformateur de 3 A sur le circuit imprimé, la version de 3 A ne pourra pas prendre place dans un coffret à fiche secteur intégrée.

Quelle que soit la version que l'on décide de réaliser, on utilise le même circuit imprimé (disponible auprès des adresses habituelles). On notera pourtant que pour la version de 3 A il est requis de « renforcer » (à l'aide d'un morceau de fil de cuivre rigide) quelques-unes des pistes cuivrées. Il s'agit en fait des pistes reliant le transformateur au pont de redresse-

ment, les pistes D6-D9-D10, R11-T3, T3-D12, +Bt1-D12-R9, la piste allant du point nodal D7/D8 via -Bt1 au transistor T1 et au condensateur C5 et, pour finir, la petite piste entre T1 et R9 (en fait de toutes les pistes épaisses). Il s'agit donc de toutes les pistes qui, dans le chargeur de 3 A, véhiculent, plus tard, le courant de recharge de 3 A, voire le courant de décharge de 7,5 A.

La réalisation

La pratique du chargeur est relativement simple et n'appelle que quelques petites remarques. Si tant est que l'on envisage de monter les transistors T1 et T3 sur un radiateur commun (comme c'est le cas dans notre prototype) il ne faudra pas oublier de les doter d'une plaquette d'isolation (céramique de préférence).

Des essais destructifs exhaustifs nous ont appris qu'il existait un risque de destruction de IC1 lorsque l'on prévoit de travailler en mode **1 accu**; R7 est alors faible, et en l'absence d'accu, la totalité de la tension fournie par le pont de redressement risque d'être appliquée à l'entrée V_{IN} du circuit intégré, avec pour conséquence sa destruction. Il faudra donc implanter, dans ce cas-là, la **diode zener D13**, pour laquelle il n'a pas été prévu de place sur le circuit imprimé, en parallèle sur la résistance R8 (on se référera au schéma). Cette diode zener limite la tension à 4,7 V.

Il va sans dire qu'il faudra respecter toutes les mesures de sécurité habituelles, en particulier lors de la réalisation de la version de 3 A où, comme nous l'avons déjà mentionné, il est impossible de disposer le transformateur sur le circuit imprimé. Pour la réalisation de la version de 1 A on pourra utiliser un boîtier plastique à fiche secteur intégrée. Après avoir percé un orifice rectangulaire dans la face latérale de la demi-coquille inférieure de ce boîtier on pourra y mettre en place l'ensemble du circuit, y compris les transistors T1 et T3 montés sur leur radiateur (voir **figure 5**).

Si l'on ne veut pas faire appel à l'option de surveillance thermique, il est requis de mettre l'entrée du contact thermique à la masse. Il est également possible (et plus judicieux) de relier les contacts de l'interrupteur thermique présents sur la platine aux plots d'une embase jack. On est parfaitement libre, dans ces conditions, d'utiliser (ou non) l'interrupteur thermique S1 (dont il faudra bien évidemment alors doter

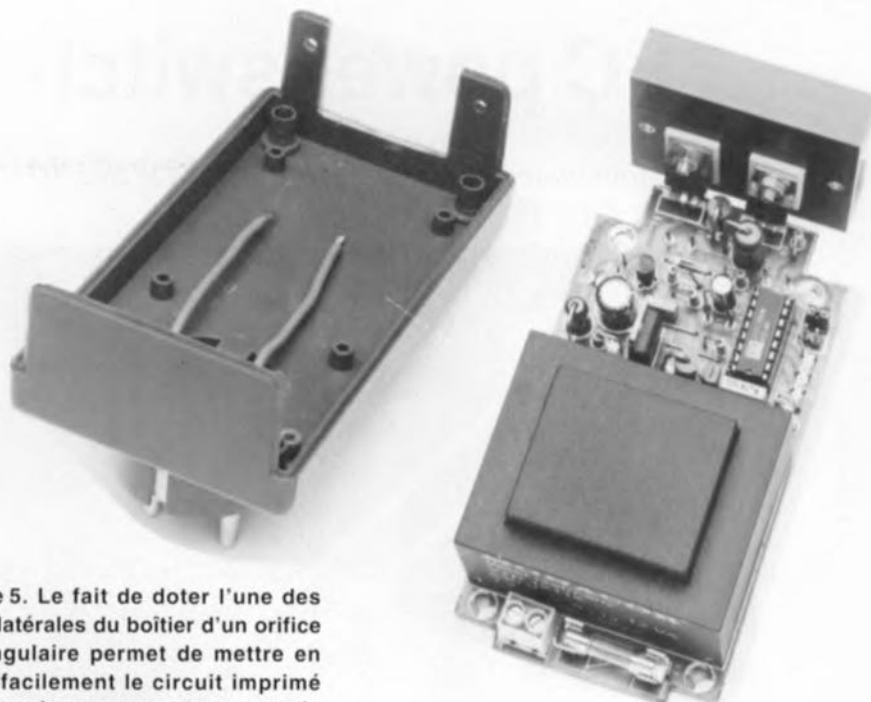


Figure 5. Le fait de doter l'une des faces latérales du boîtier d'un orifice rectangulaire permet de mettre en place facilement le circuit imprimé avec tous les composants, y compris les transistors T1 et T3 montés sur leur radiateur commun.

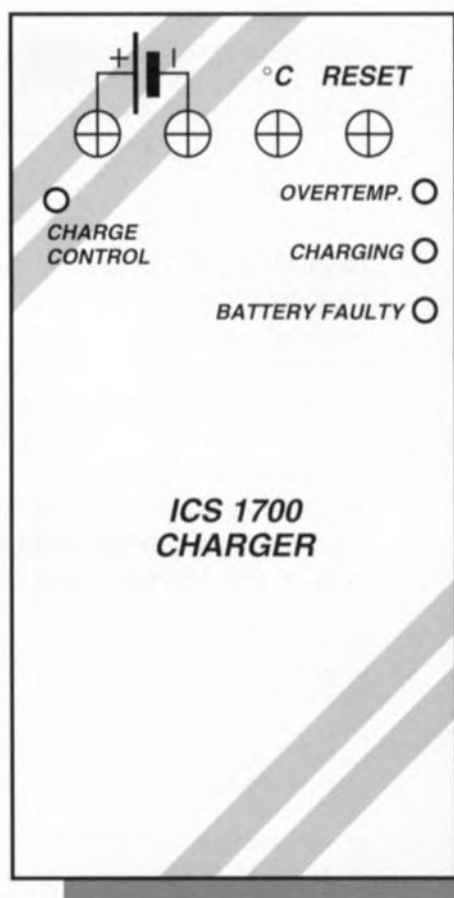
le câble de connexion d'une fiche du type jack). Les embases jack peuvent en effet être câblées de façon à ce que, en l'absence de fiche, leurs contacts soient interconnectés.

Venons-en aux premiers essais. On devrait avoir, après mise en fonction du chargeur (sans y avoir connecté d'accu) et remise à zéro par action sur la touche S2, illumination de la LED D1 (**BATTERY FAULT**) au bout de 14 s environ, la LED D3 (**CHARGING**) restant, elle éteinte. Après avoir connecté un accu et remis à zéro le chargeur, la LED D3 s'illumine et – si l'accu est en bon état – D1 reste éteinte.

Si dans ces conditions on a illumination simultanée de la LED D2 (**OVERTEMP**), il faudra contrôler les contacts de l'interrupteur thermique (voire l'interconnexion de ses contacts sur la platine ou dans l'embase jack). Le clignotement de la LED D3 indique ultérieurement que la recharge de l'accu est terminée et que le circuit se trouve en mode de maintien de charge.

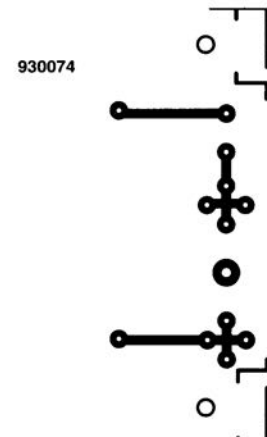
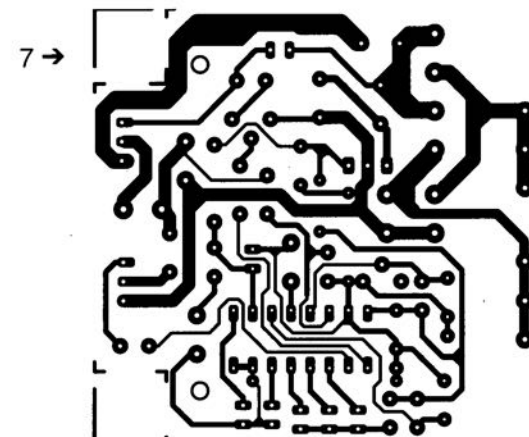
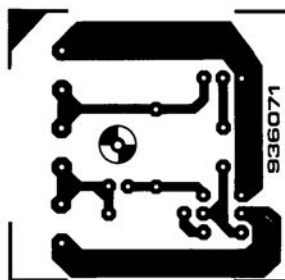
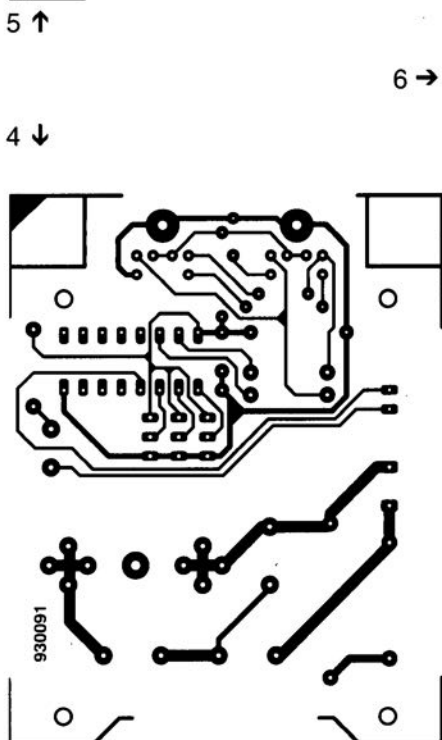
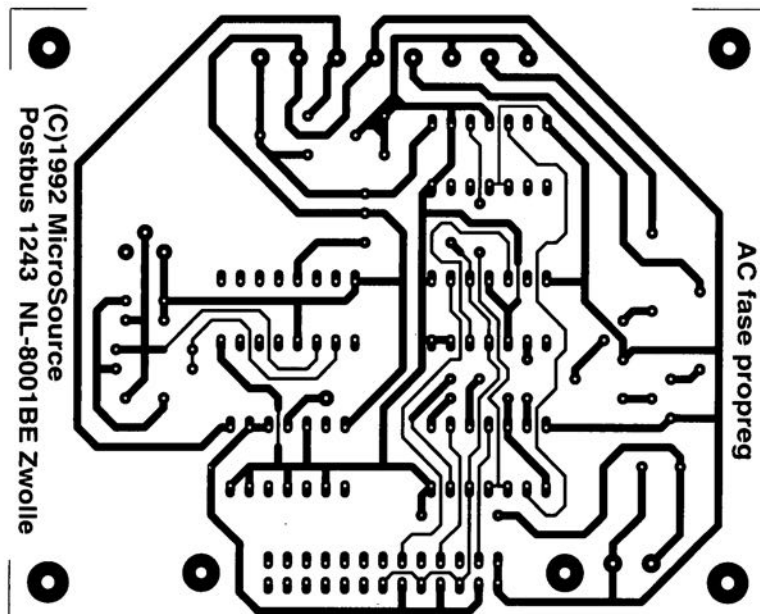
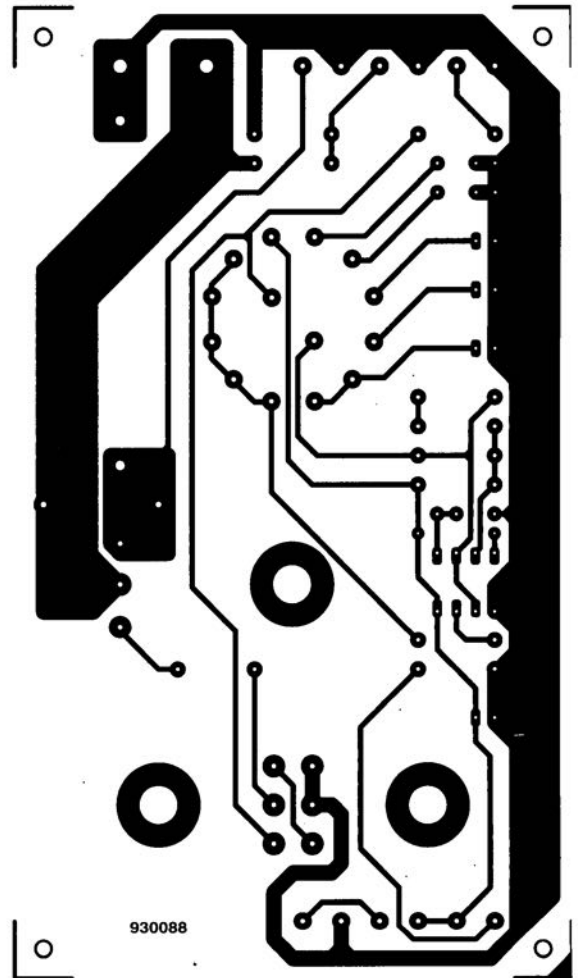
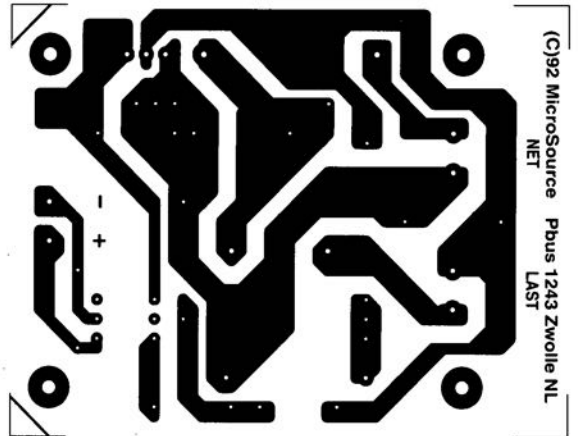
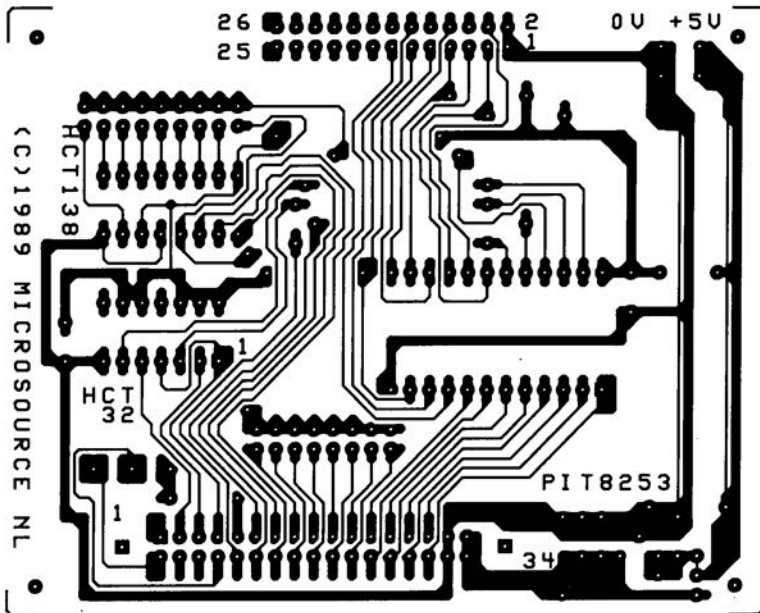
À la fin de cet article nous tenons à vous signaler que le circuit intégré utilisé, l'ICS1700, est un composant très spécialisé (et donc complexe) dont le prix est relativement élevé. Du fait que l'électronique « périphérique » est très limitée et ne fait appel qu'à des composants standard, ce montage peut intéresser un nombre important de nos lecteurs qui cherchent (depuis longtemps peut-être) un chargeur rapide, fiable et confortable pour recharger l'accu

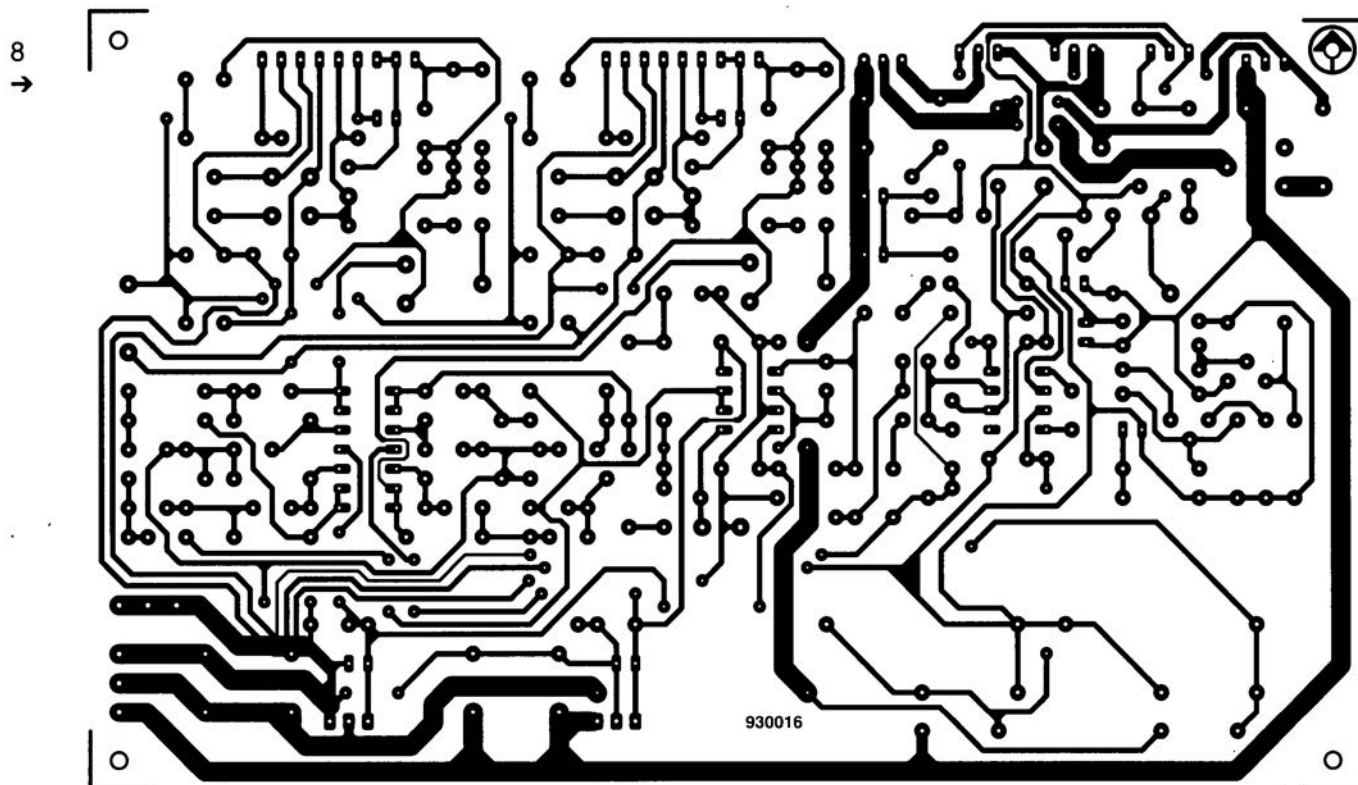
de leur caméra, de leur perceuse portable ou de tout autre appareil doté de ce type d'alimentation. ◀



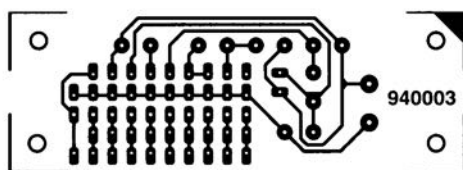
930074-F

Figure 6. Exemple d'une face avant pour le chargeur « reflex » à ICS1700

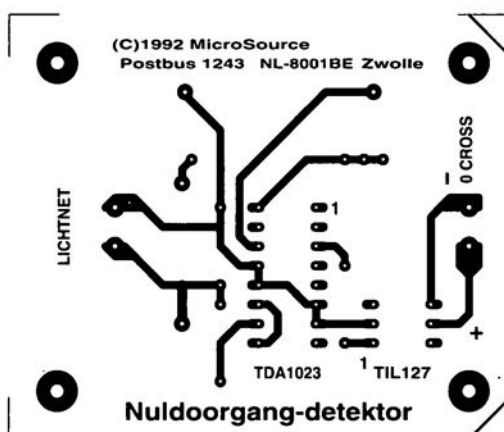




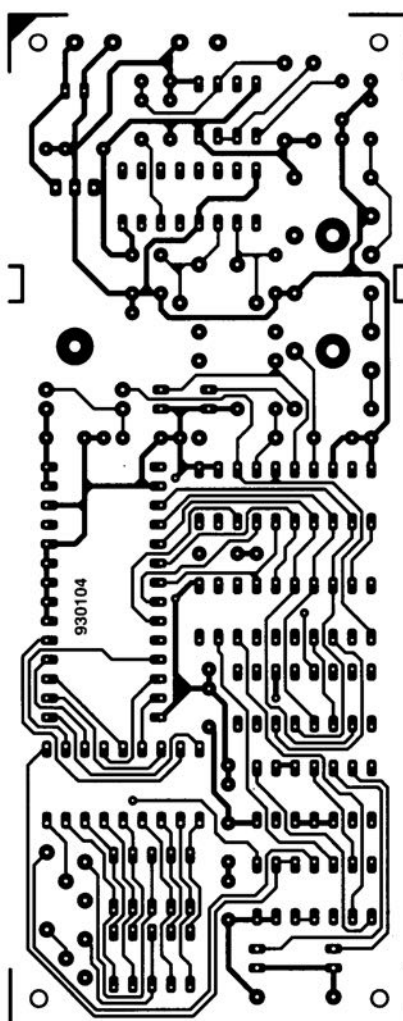
1. carte PIT (logique floue)
2. interrupteur secteur (logique floue)
3. résistance de charge électronique
4. I²C Power Switch
5. contrôle de phase (logique floue)
6. fusible électronique
7. chargeur reflex à ICS1700
8. système à 3 voies actif
9. hygromètre numérique (côté pistes)
10. hygromètre numérique (côté composants)
11. testeur d'accus
12. détecteur de passage par zéro (logique floue)



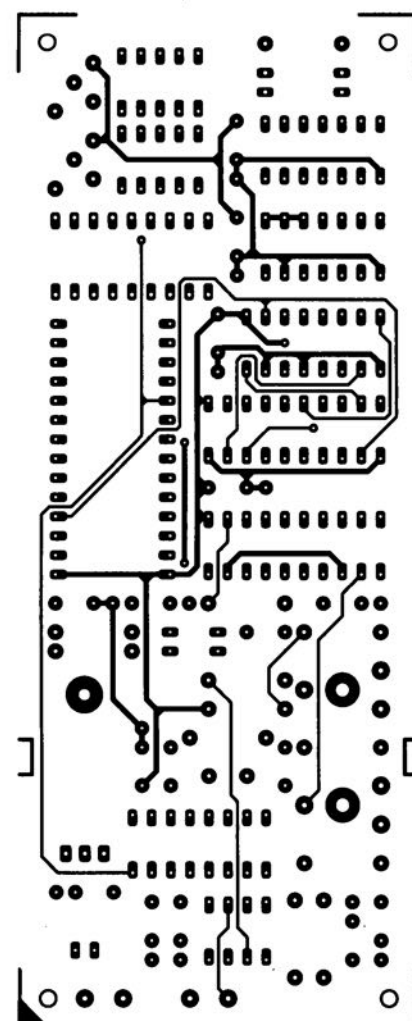
11 ↓ 12 ↑



9 ↓



10 ↓



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.



Elektor service «Courrier Lecteurs» BP 59 59850 Nieppe

chargeur « reflex » à ICS1700

Je viens de prendre un abonnement à votre magazine. Auparavant je l'achetais au numéro. Le chargeur « reflex » à ICS1700 du numéro de janvier m'a paru très intéressant. Après l'avoir réalisé, je me pose quelques questions à son sujet.

1) Ce chargeur convient-il également aux accus rechargeables hybrides au Nickel-métal et où puis-je trouver des informations concernant ce type d'accus ?

2) Dans la configuration de 7.2 V par exemple, le rapport cyclique du courant de charge est, en raison de l'absence de filtrage de la tension d'alimentation, de l'ordre de 50%. Peut-on encore parler dans ces conditions d'un courant de charge effectif de 1 A.

C.P. de Vries

1) Le chargeur ne convient pas à la charge d'accu hybrides au nickel-métal. Ce type d'accu demande un processus de charge différent. Le fabricant du ICS1700 utilisé ici a annoncé un successeur à ce circuit, qui serait conçu spécialement à l'intention de ces accus hybrides. Il n'est pas exclu que lorsque ce nouveau composant sera disponible Elektor vous propose un nouveau chargeur d'accus. Patience et longueur de temps font plus que force ni que rage disait Mr de Lafontaine. Étant abonné à Elektor (et si vous le restez), il n'y a pas de risque que vous ratiez ce montage !

2) Il est exact qu'en l'absence de filtrage de la tension alimentant la source de courant construite autour de T3, il ne saurait être question d'un courant de charge continu, de sorte que la valeur moyenne est inférieure à 1 A. Cela n'a pas grande importance vu que le chargeur continue de charger jusqu'à ce que les cellules connectées au système soient bien rechargées. Vu le niveau plus faible de la valeur moyenne du courant de charge, la charge dure plus longtemps ! Il peut donc s'avérer nécessaire d'augmenter la valeur du condensateur C1 pour éviter que le processus de charge ne soit interrompu précocement

En effet, une nouvelle rubrique dans Elektor. Le besoin crée la fonction. Il y a quelques années déjà que nous avons dû, pour des raisons... techniques, abandonner l'idée des questions techniques par téléphone plus proches de la séance psychiatrique semi-hypnotique que d'une aide technique. Cet arrêt s'est évidemment traduit par un regain de courrier auquel nous n'avons pas toujours, doux euphémisme, pu répondre bien que nous ayons tenté de faire du mieux possible. Certaines lettres en provenance de lecteurs différents se recoupent, ce qui nous a donné l'idée de tenter cette nouvelle rubrique. B.P. 59 est le nom de la boîte postale de Publitrone sous laquelle tombe ce magazine.

Souhaitons que cette rubrique apporte un début de réponse à quelques-unes des questions que se posent nos lecteurs. Nous sommes toute ouïe. Rien ne vous interdit d'ailleurs de répondre à l'une ou l'autre question, comme cela arrive (assez) souvent dans le Forum des Q&R sur le Minitel d'Elektor, au cas où vous auriez une solution meilleure que la nôtre.

par le réseau RC R2/C1. Si cette solution ne vous convient pas, vous pourrez procéder à un filtrage de la tension directement en aval du pont de redressement D6 à D9 à l'aide d'un condensateur de 1 000 $\mu\text{F}/25\text{ V}$ (ou 2 200 $\mu\text{F}/25\text{ V}$ pour la version 3 A).

Certains autres lecteurs nous ont fait part de difficultés en mode courant de charge de 3 A. Le BD240 (T3) ne peut en effet que supporter un courant permanent de 2 A (4 A en crête); de plus, en raison de son gain relativement faible (15 garanti, 50 typique) le courant de commande est, dans certains cas, juste. En pratique le chargeur fonctionne, mais on peut envisager de remplacer T3 par un darlington, tel que le TIP147 (10 A, $\alpha = 1\,000$). Ce transistor ayant une tension base-émetteur supérieure il faudra prendre pour D11 un LED verte ayant une tension directe plus élevée. Il ne sera que rarement nécessaire de modifier la valeur de R11. La présence de la diode zener de 4V7/1 W D13 est indispensable pour garantir la survie de IC1 en cas de mise sous tension en l'absence d'accu ou en version 1 ou 2 cellules.

On pourra opter pour l'une des solutions suivantes :

- modifier le montage comme indiqué ci-dessus et faire passer par T3 un courant supérieur à 3 A en diminuant la valeur de R11 pour que le courant moyen soit de 3 A.

- ajouter un condensateur de filtrage de 2 200 à 4 700 $\mu\text{F}/25\text{ V}$ (cf. le paragraphe précédent).

Comme vous n'êtes pas le seul, au sujet de ce chargeur, à nous avoir fait part de remarques concernant un arrêt prématuré du processus de charge, nous avons remis le dit projet à l'ordre du jour.

Voici nos conclusions : Le tableau 1 donne des informations erronées quant à l'implantation des cavaliers JP1 et JP2. Nous reproduisons ici le dit tableau avec les informations correctes. Il vous suffira de le photocopier et de le coller sur le tableau correspondant en page 65 du numéro de décembre 93.

En pratique, cela signifie que pour des cellules

de 500 mAh par exemple il faut, pour un courant de 1 A, mettre les cavaliers en position 2C (JP1 = absent, JP2 = présent). Le courant de décharge correspondant est alors de 2,5 A. Pour des cellules de 1 200 mAh il faudra opter pour un courant de 1,2 A et les cavaliers en position 1C (courant de décharge 3,0 A). La mise hors-fonction prématurée du chargeur est due, entre autres causes, à une évolution différente de la courbe de charge à des courants de charge trop faibles ou trop élevés comparés au courant défini par la position des cavaliers JP1 et JP2. Le fonctionnement interne de l'ICS1700 a un effet perturbateur tel sur la tension d'alimentation de 5 V que le circuit se trouve dans l'incapacité de trouver les données de mesure qui lui sont nécessaires. La prise en parallèle sur C6 d'un condensateur polarisé au tantale de 100 $\mu\text{F}/6\text{ V}$ élimine ces parasites permettant ainsi au circuit intégré de travailler normalement.

En conclusion : il est préférable de définir le chargeur pour un type de charge donnée, l'utilisation de commutateurs pour passer d'un mode à un autre posant plus de problème que prévu à l'origine, ne serait-ce qu'en raison des résistances de transfert mise en circuit dans ce cas-là.

Vu d'autre part que la tension de référence est, sur les modèles récents de l'ICS1700, intégrée, il n'est plus nécessaire de la prévoir de sorte que l'on pourra sortir la broche 13 du support et la laisser en l'air; il faudra alors supprimer la résistance R1.

Dernière remarque : comment faire pour mesurer le courant de décharge. Il faudra sortir IC1 de support, prendre l'accu à recharger concerné entre les contacts prévus, placer un voltmètre en parallèle sur R9 et faire passer la broche 2 (DIS) du support au niveau haut. À partir de la valeur de cette tension on pourra calculer le courant. On pourrait également envisager de prendre un ampèremètre dans la ligne allant au + de l'accu, mais la plupart d'entre eux n'apprécient pas un courant continu de 2 A.

Tableau 1. Réglage de la durée de recharge maximale à l'aide des cavaliers de codage JP1 et JP2.

Durée de recharge maximale [heures]	Courant de charge [capacité]	JP1	JP2	Durée de recharge nominale [minutes]	Capacité de l'accu [Ah]			
		A = absent P = présent			I = 1 A		I = 3 A	
					nom.	max.	nom.	max.
0,5	4C	P	P	20	0,25	0,5	0,75	1,5
1	2C	A	P	40	0,5	1	1,5	3
1,5	1C	P	A	60	1	2	3	6
3,5	0,5C	A	A	140	2	4	6	9

fusible électronique, Elektor n°187, janvier 1994, page 37 et suivantes

Il est apparu, lors d'essais destructifs, que si l'on maintenait S1 enfoncé alors que le courant dépasse l'intensité critique, on courrait le risque de voir partir le transistor T2 partir en fumée. Cet inconvénient peut être éliminé par la prise de la touche T1 non pas à sa position actuelle, mais entre le collecteur de T1 et la base de T2. Il faudra donc interconnecter les 2 points prévus pour T1 par un pont de câblage et

interrompre la liaison reliant le collecteur de T1 à la base de T2. La touche T1 est ensuite connectée à ces 2 points.

résistance de charge électronique, Elektor n°187, janvier 1994, page 26 et suivantes

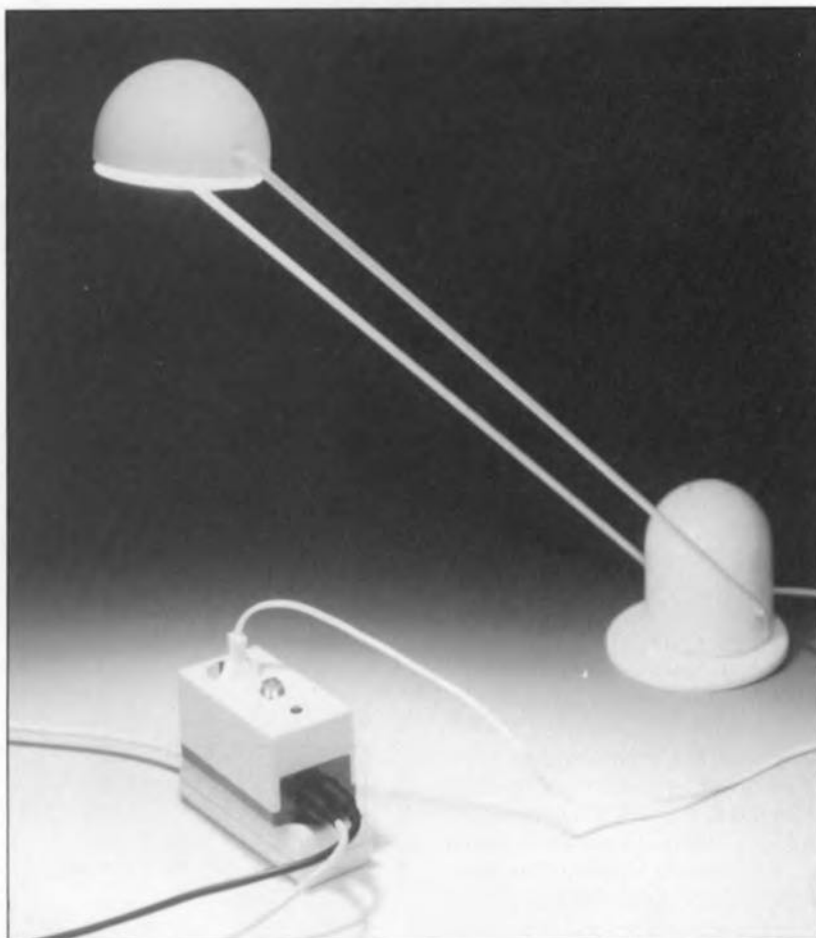
Le schéma de la figure 1 en page 27 comporte une erreur. La liaison présente entre la borne 12 du rotacteur et la masse n'a rien à faire dans ce schéma. La platine ne comporte pas cette erreur.

chargeur « reflex » à ICS1700, Elektor n°187, janvier 1994, page 62 et suivantes

L'interrupteur thermique S1 n'est pas indispensable au fonctionnement du montage. Ce type de composant coûte malheureusement bien plus cher que ne le justifie sa fonction. On pourra donc, remplacer le dit interrupteur par un pont de câblage en sachant cependant que dans ce cas-là on ne dispose plus de la protection thermique.

I²C power switch

commutateur de puissance piloté via le bus I²C



Nous avons eu l'occasion, au cours des 12 derniers mois et ce à plusieurs reprises même, d'avoir affaire au bus I²C dans un environnement PC. Grâce au bus I²C il devient possible à un ordinateur ou à un microcontrôleur de communiquer avec toutes sortes de montages faisant appel à des circuits intégrés, voire directement même avec certains circuits intégrés spécialisés. Nous allons, dans cet article, décrire un module d'entrées/sorties (E/S) permettant de commuter, c'est-à-dire mettre en et hors-fonction, des charges connectées au secteur. Chaque module peut se voir connecter une charge maximale de 275 VA.

Personne ne niera que les ordinateurs sont des outils pratiques qui ont cependant l'inconvénient de ne pouvoir communiquer, pour l'instant du moins, avec leur utilisateur que par l'intermédiaire de leur écran. Le démarrage d'un moteur, le mouvement hésitant d'un robot, l'allumage d'une ampoule sont, dans la pratique, des phénomènes bien plus expressifs que l'apparition sur un écran de quelques caractères alphanumériques. De plus, un ordinateur ne devient vraiment utile, dans bon nombre d'applications, que lorsqu'il est en état de procéder à une commutation ou à une commande effective.

Il va sans dire que la commutation, par l'intermédiaire d'un ordinateur, de charges reliées au secteur nécessite le respect de certaines règles de sécurité. L'erreur la plus petite peut avoir des conséquences désastreuses. Il n'en reste pas moins vrai que la commande de petites charges ohmiques reliées au secteur reste, pour de nombreux utilisateurs de PC, un défi qu'il leur est impossible de relever. Le commutateur de puissance pour PC, auquel nous avons préféré garder son titre anglais de **I²C power switch**, objet de cet article permet de procéder, dans des conditions de sécuri-

té parfaites, à la commutation de charges reliées au secteur de puissance inférieure ou égale à 275 VA (soit 275 W). Si tant est que l'utilisateur respecte les prescriptions de réalisation son ordinateur et lui-même se trouveront, grâce à l'isolation galvanique présente sur le montage, parfaitement à l'abri de tout niveau de tension dangereux.

L'une des applications les plus évidentes et rationnelles du montage décrit ici est un éclairage piloté par ordinateur. On pourrait ainsi, par exemple, envisager un programme d'éclairage extrêmement varié de son habitation pendant les vacances, donnant ainsi une impression de présence à l'intérieur de celle-ci.

L'électronique

Le montage dont nous vous proposons le schéma en **figure 1** permet, sans trop de risques, de connecter le PC à des réalisations ou circuits reliés au réseau-secteur. La sécurité est assurée ici par le relais à semi-conducteur intégré dans un optocoupleur. Le cœur du circuit est le PCF8574, un port d'E/S quasi-bidirectionnel à 8 bits dont la commande se fait via le bus I²C (voyez, en ce qui concerne l'interface pour PC nécessaire, l'article évoqué en [1] de la bibliographie). Il existe sur le marché 2 variantes de ce circuit, le PCF8574 dont l'adresse de base est 40_{HEX} et le PCF8574A dont l'adresse de base est 70_{HEX}. Comme chaque circuit intégré peut être mis, à l'aide de 3 cavaliers de court-circuit, JP1, JP2 et JP3, à l'une des 8 adresses, il devient possible de mettre simultanément jusqu'à un maximum de 16 de ces montages sur un bus I²C.

Il est prévu, pour des raisons de sécurité tout particulièrement, de placer ce module dans un boîtier secteur en plastique à prise et fiche intégrées, ce qui explique la présence d'un unique relais par module. La commutation entre le circuit de puissance et le PC se fait par l'intermédiaire d'un câble à 5 conducteurs. La présence de l'embase mini-DIN typique utilisée sur tous les montages pour bus I²C décrits jusqu'à présent simplifie très notablement la mise en circuit fermé des commutateurs de puissance. Le dit câble pentafilaire ne sert pas uniquement à transmettre les 2 signaux de commande numériques SDA (SDA = **S**erial **D**ata) et SCL (**S**erial **C**lock) mais aussi à fournir la tension d'alimentation (ligne positive et ligne de masse). Chaque circuit n'utilise que l'un des 8 ports d'E/S dont dispose chaque PCF8574. Ici nous utilisons la sortie P0 pour activer la LED D1 intégrée dans le relais à semi-conducteur ISO1. Après la remise à zéro automatique à la mise sous tension (**Power On Reset**) toutes les lignes du PCF8574 se trouvent au niveau haut et partant commutées en

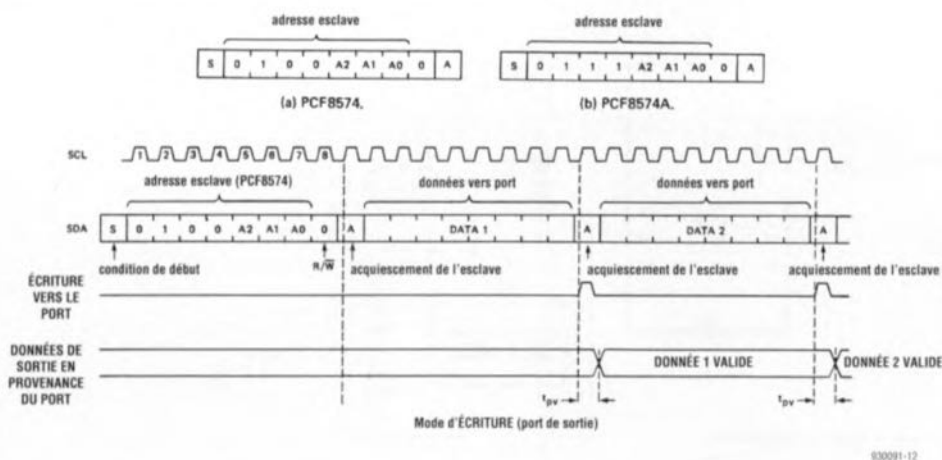


Figure 3. Ce chronodiagramme illustre le processus d'échange de données entre l'ordinateur et le circuit intégré d'E/S via le bus I²C.

les risques encourus en cas d'entrée en contact avec la partie supérieure de la platine, c'est-à-dire son côté « composants », sont très notablement réduits. Après que l'on ait doté le boîtier des 2 orifices destinés au passage des mini-embases DIN on pourra fixer la platine dans sa demi-coquille inférieure à l'aide de 2 vis. Il ne saurait être question d'utiliser les 2 points de fixation situés à proximité immédiate des borniers reliés au secteur pour la mise en place de vis métalliques. Il faudra opter, si l'on tient à fixer la platine également de ce côté-là, pour 2 vis en nylon. On place ensuite la LED D1 dans la demi-coquille supérieure et on la relie, en respectant sa polarité, aux points correspondants de la platine. Une fois que

l'on a relié la platine aux contacts de la fiche et de la prise secteur incorporés dans le boîtier – sans oublier de procéder à une interconnexion des points de terre de ces 2 parties du boîtier – le montage est prêt à remplir la fonction pour laquelle il a été conçu. Prenons notre courage à 2 mains et voyons voir.

Il nous reste à faire, avant de clore ce paragraphe, une remarque concernant le relais électronique. Le S210S02 intègre un circuit de commutation lors du passage par zéro de la tension du secteur et ne convient qu'à la commande de charges ohmiques. S'il était dans vos intentions de procéder également à la commutation de charges qui ne seraient pas purement

ohmiques vous pourrez faire appel à un S201S01, sachant qu'avec ce composant la commutation se fait à un instant aléatoire et qu'il ne voit pas d'inconvénient à travailler avec des charges au comportement capacitif ou inductif.

Lecture & écriture

En ayant terminé avec l'aspect matériel il est temps maintenant de nous intéresser au côté logiciel de la question. Comme nous le disions plus haut, l'adresse de base du PCF8574 est 40_{HEX}, celle du PCF8574A étant 70_{HEX}. Il faut ajouter à cette adresse la valeur définie par les cavaliers servant à fixer l'adresse du dit composant. Il est à noter en outre que c'est le bit de poids le plus faible (LSB = *Least Significant Bit*) qui sert à déterminer le sens de transfert des données, un « 1 » correspondant à une lecture et un « 0 » à une écriture. Si l'on écrit un zéro logique dans un bit de sortie on a, par définition, commutation de cette ligne en sortie. Si l'on veut pouvoir utiliser un bit en entrée, il faut commencer par y écrire, à titre d'initialisation, un « 1 » logique. Ceci fait, on peut utiliser cette ligne ensuite comme entrée.

La figure 3 vous propose le chronodiagramme de commande du circuit tel qu'on le trouve dans le recueil de fiches de caractéristiques (*databook*) de Philips. On y voit très clairement la position des cavaliers de définition de l'adresse (JP1/JP2/JP3 = A2/1A/A0) aux emplacements 3 à 1 de l'adresse-esclave. La présence d'un « 0 » au huitième bit d'adresse (position 0) indique une écriture en direction du circuit intégré; inversement, un « 1 » à cet endroit indique que l'on procède à une lecture de donnée stockée à l'intérieur du dit circuit intégré. Cette dernière option prend, dans le cas du commutateur de puissance, toute son importance lorsque le logiciel s'inquiète de savoir si la charge est activée ou non. L'écriture de 00_{HEX} dans le port d'E/S se traduit par l'activation de la charge, l'éclairage dans le cas qui nous intéresse, l'émission d'un 01_{HEX} par sa mise hors fonction, c'est-à-dire son extinction.

La recopie d'écran de la figure 4 visualise très éloquemment la forme des signaux présents sur les lignes SDA et SCL lors d'une opération d'écriture. Comme, lors de cette mesure nous avons incorporé des résistances de protection de 330 Ω dans le système, le niveau de la tension présente sur la ligne SDA était fortement dépendant du transistor se trouvant en cours de commutation à cet instant précis. L'avantage de cette approche est de permettre une identification aisée de l'impulsion d'acquiescement (*acknowledge*) sur la recopie d'écran. Le niveau de commutation est sensiblement différent de celui qui naît lors d'une commutation effectuée par

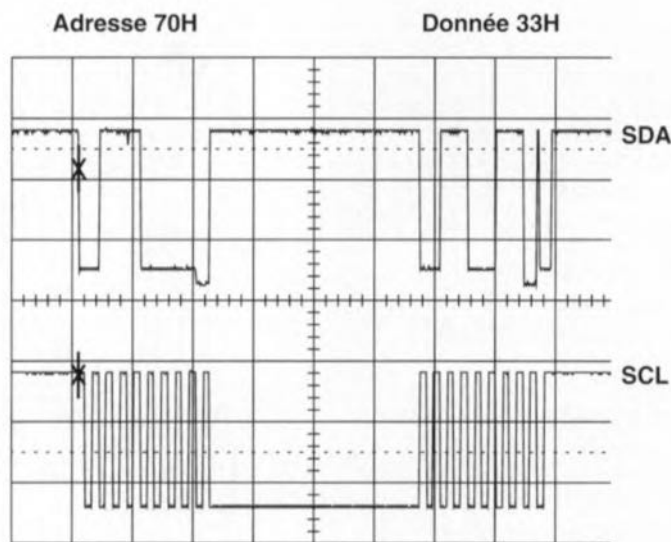


Figure 4. Cette recopie d'écran d'oscilloscope rend éloquemment la position de l'impulsion d'acquiescement. Le fait que la génération de cette impulsion est l'affaire du circuit intégré récepteur explique un niveau de signal quelque peu atypique.

l'ordinateur. Cette variation peut s'avérer fort intéressante lors d'un processus de recherche de l'origine d'une panne. Plus la mesure se fait près du port générant l'impulsion d'acquiescement plus le niveau de ce signal est proche du potentiel de la masse.

Vous voici en possession d'un circuit aisément réalisable, faisant appel à des composants disponibles auprès de tout revendeur de composants correctement achalandé. Nous sommes bien curieux d'apprendre, à l'occasion d'un courrier quelconque, à quelles sauces vous l'aurez accommodé... à vos plumes... partez! **K**

Bibliographie:

- [1] interface I²C encartable pour PC, Elektor n° 163, janvier 1992, page 23 et suivantes;
- [2] digitaliseur N&B 640x512 pixels pour Archimède, Elektor n° 155, mai 1991, page 36 et suivantes;
- [3] digitaliseur couleur 24 bits pour Archimède, Elektor n° 162, décembre 1991, page 62 et suivantes

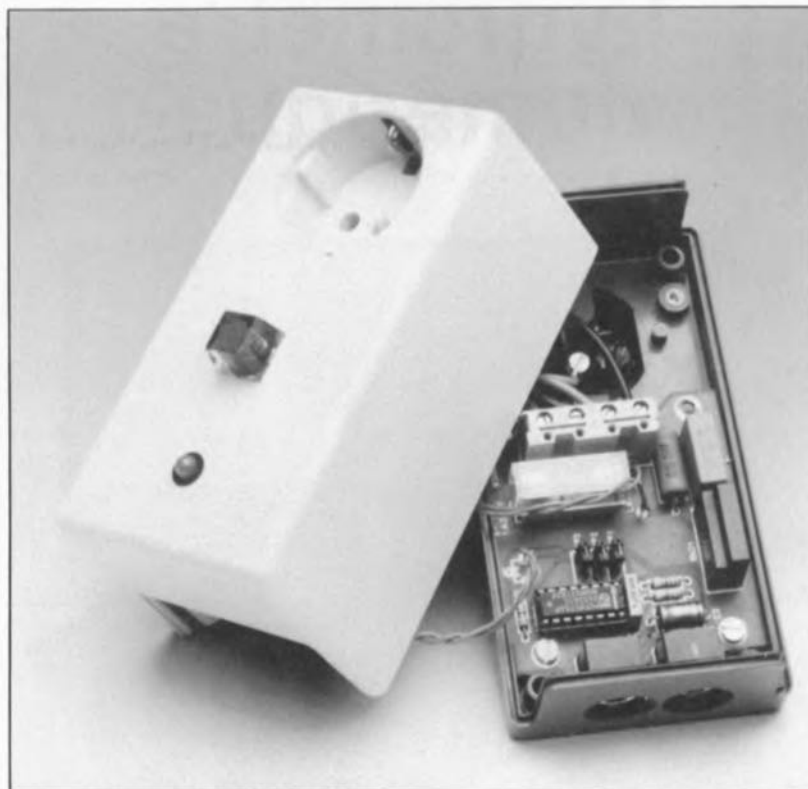


Figure 5. Exemple terminé de la platine du commutateur de puissance implantée et câblée dans son boîtier.

I²C et le PC d'Acorn (Acorn PC)

Attention ne vous y laissez pas prendre, l'Acorn PC n'est en fait rien d'autre que l'Archimède de cette même société. Jusqu'à présent, le système I²C décrit dans ce magazine a pratiquement toujours été associé à un (IBM-)PC dans lequel avait été implantée une interface spéciale (cf. [1] de la bibliographie). Les possesseurs d'un Acorn PC peuvent eux aussi parfaitement travailler avec I²C, mieux encore, il ne leur faut même pas d'interface spécifique. En effet, le bus de module possède déjà une interface I²C complète. D'autre part, le système d'exploitation comporte déjà les implémentations logicielles nécessaires.

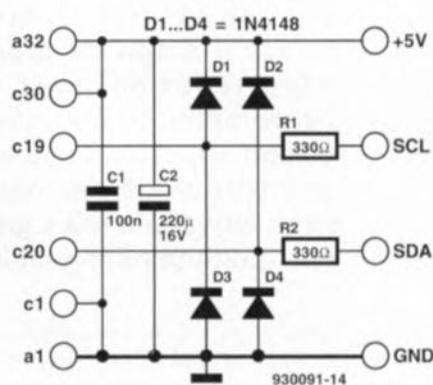
Le schéma ci-contre montre comment connecter les modules I²C à un Acorn PC. Le signal SDA se trouve sur la broche c20, le signal SCL sur la broche c19 du bus de module. Il est pos-

sible ensuite de commander le matériel à l'aide d'une interruption logicielle (SoftWare Interrupt, SWI en raccourci) « IIC Control ». Le manuel (anglais) de référence du programmeur en RISC OS3 indique, en page 1-944, comment utiliser cette SWI dans un programme. Les résistances et diodes prises entre les différentes lignes ont pour fonction de protéger le matériel, lire l'ordinateur, contre les dangers d'une erreur de connexion lors d'expériences sauvages.

Les utilisateurs du digitaliseur vidéo décrit précédemment dans ce magazine (cf. [2] de la bibliographie) peuvent repiquer directement sur le dit module les signaux nécessaires. Dans cette réalisation on fait en effet appel au bus I²C pour la commande du convertisseur N/A de réglage de luminosité et celle des ports d'E/S (PCF8574). Il devrait rester, sur la plaquette de 25 x 129 mm servant à la fermeture du boîtier de l'ordinateur,

suffisamment de place pour y mettre une embase mini-DIN. Vous voici maintenant en possession d'une interface I²C externe.

Nos remerciements les plus vifs à Mr Dongen pour cette astuce.



ÉDITEUR DE PUBLICATIONS D'ÉLECTRONIQUE CHERCHE

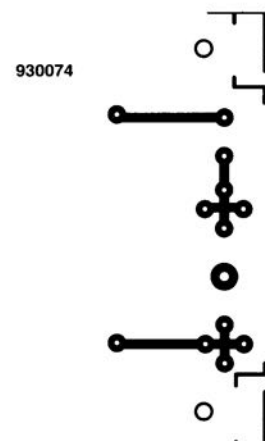
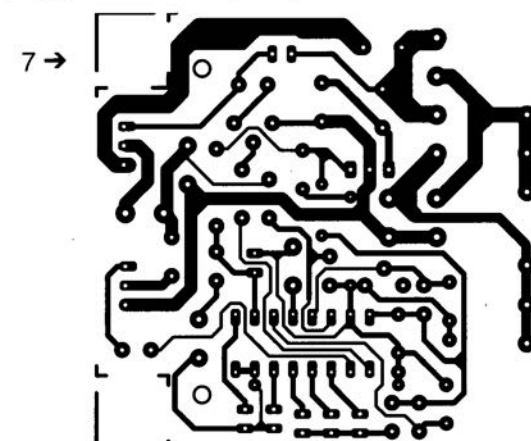
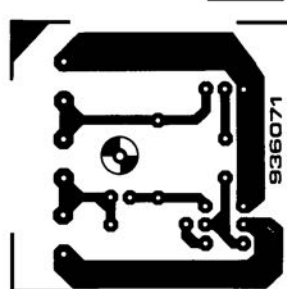
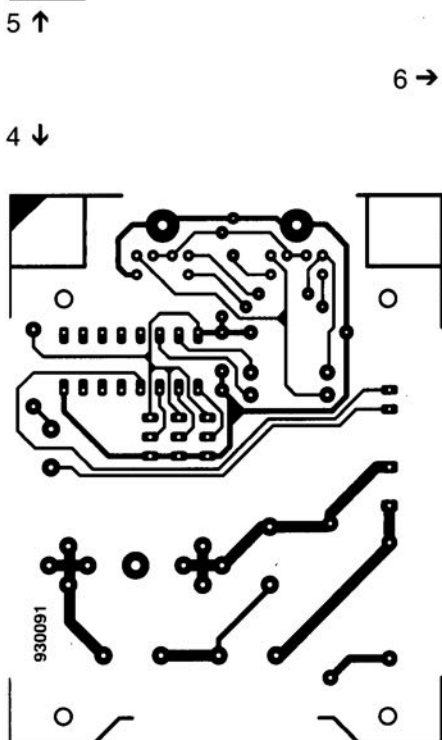
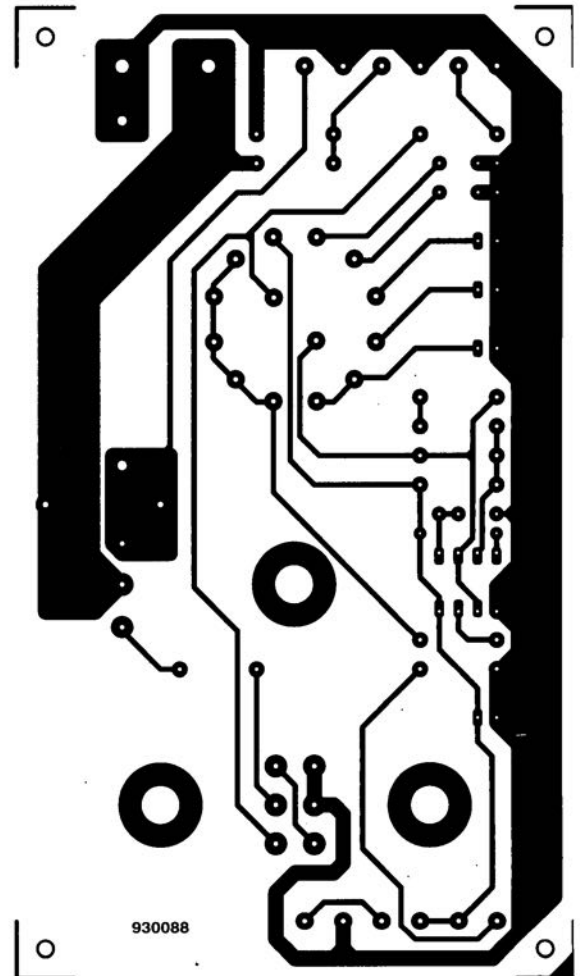
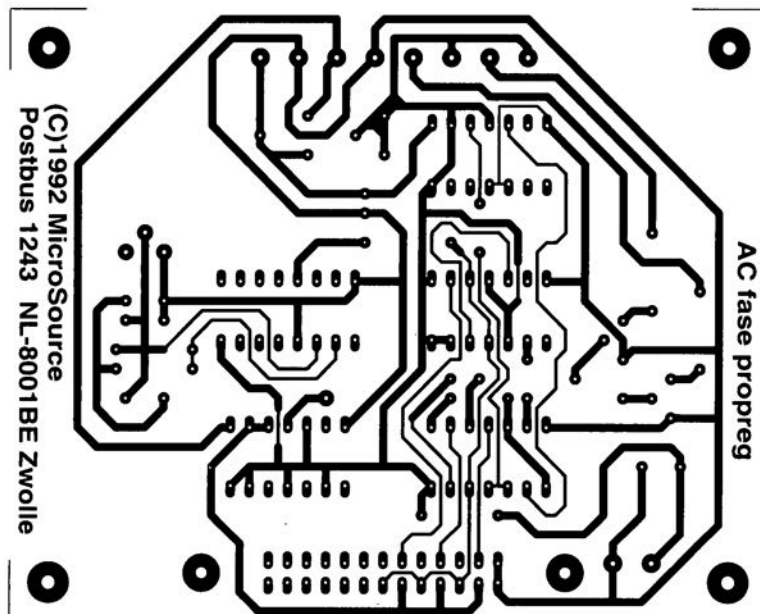
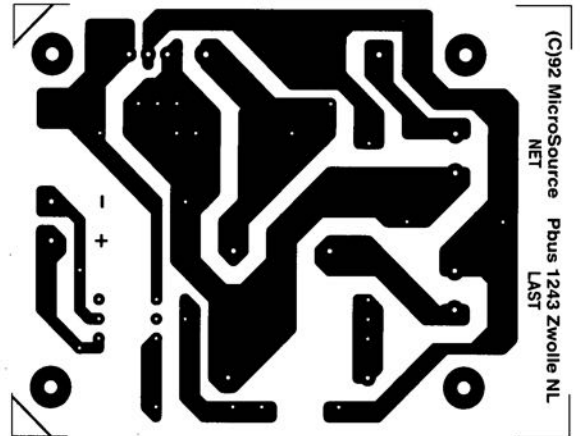
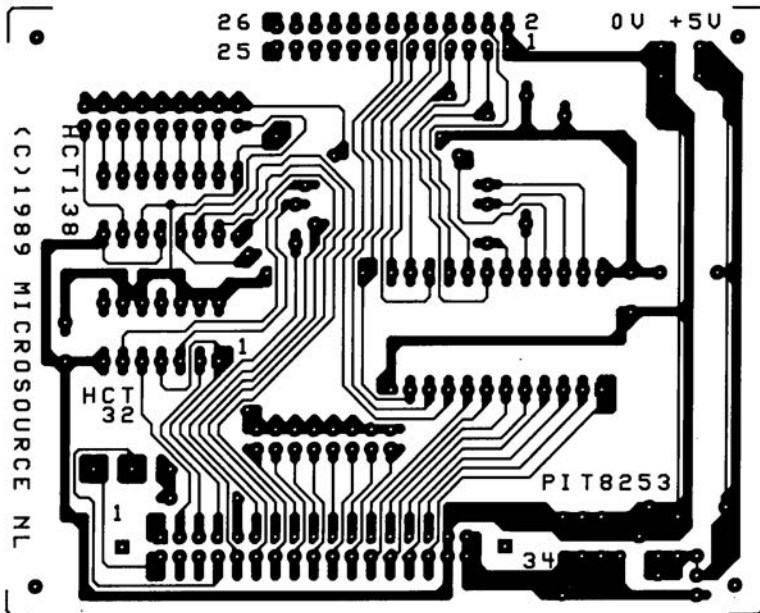
AUTEURS ET TRADUCTEURS de l'allemand ou du néerlandais

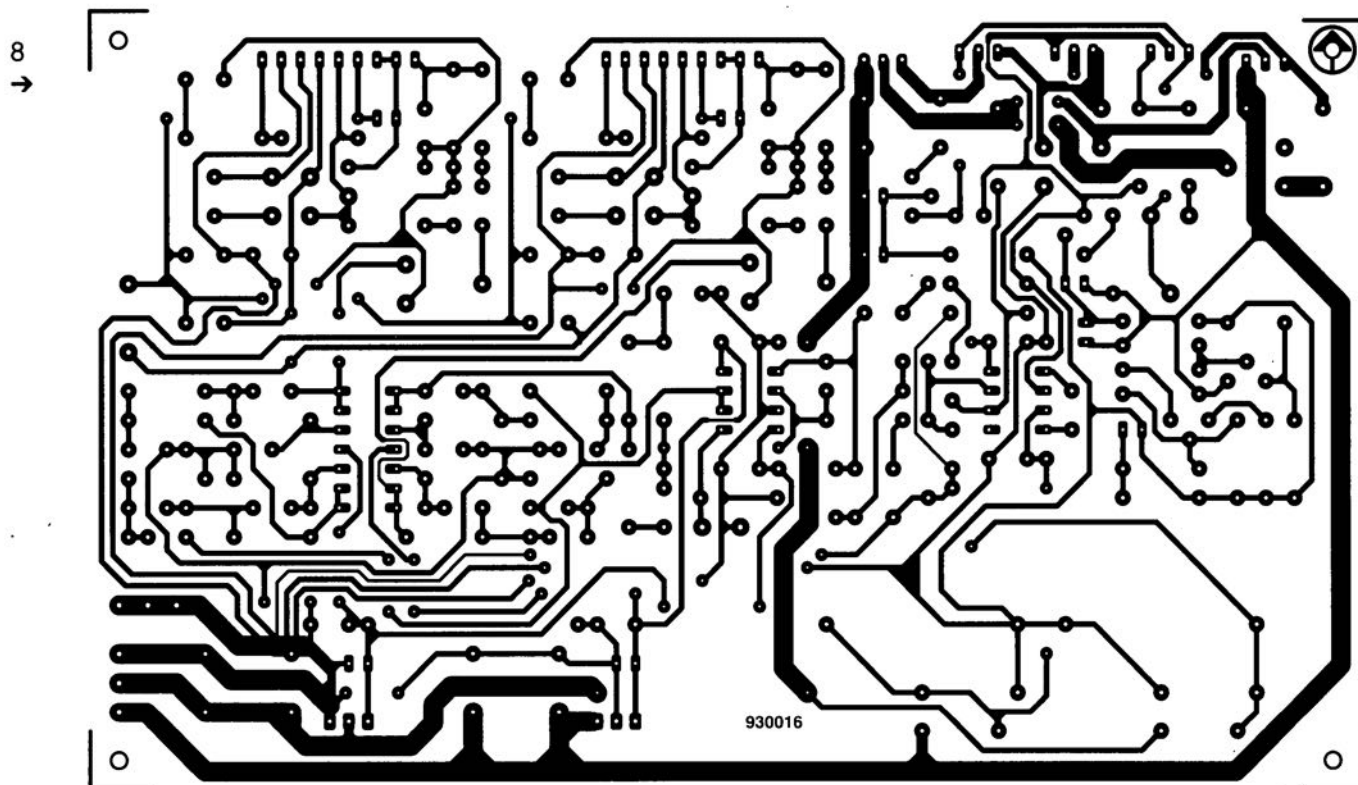
EN VUE D'UNE COLLABORATION

libre mais durable, agréable, fructueuse, inventive, efficace et cætera.

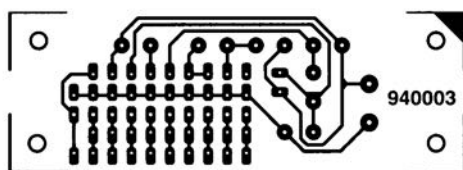
Veillez vous adresser à D. Meyer

PUBLITRONIC • B.P. 59
59850 NIEPPE

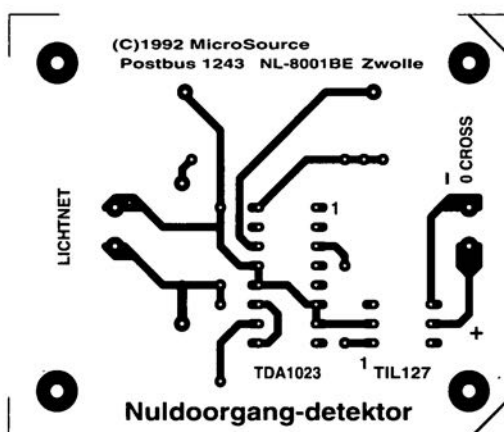




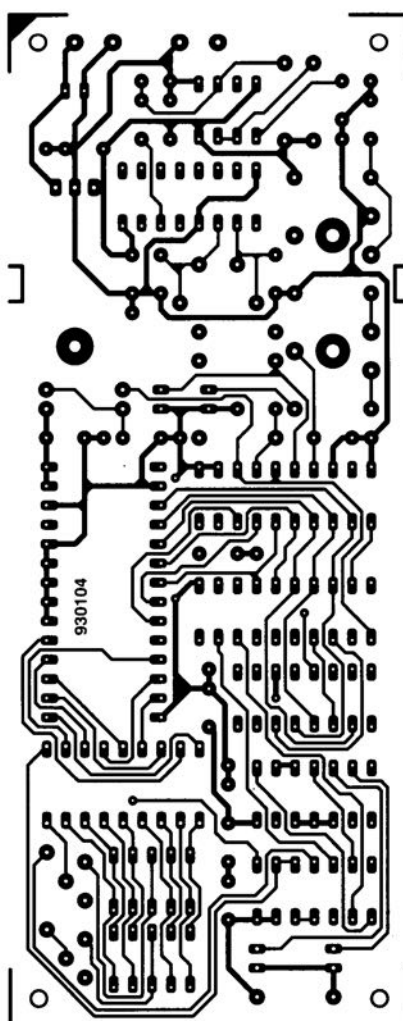
1. carte PIT (logique floue)
2. interrupteur secteur (logique floue)
3. résistance de charge électronique
4. I²C Power Switch
5. contrôle de phase (logique floue)
6. fusible électronique
7. chargeur reflex à ICS1700
8. système à 3 voies actif
9. hygromètre numérique (côté pistes)
10. hygromètre numérique (côté composants)
11. testeur d'accus
12. détecteur de passage par zéro (logique floue)



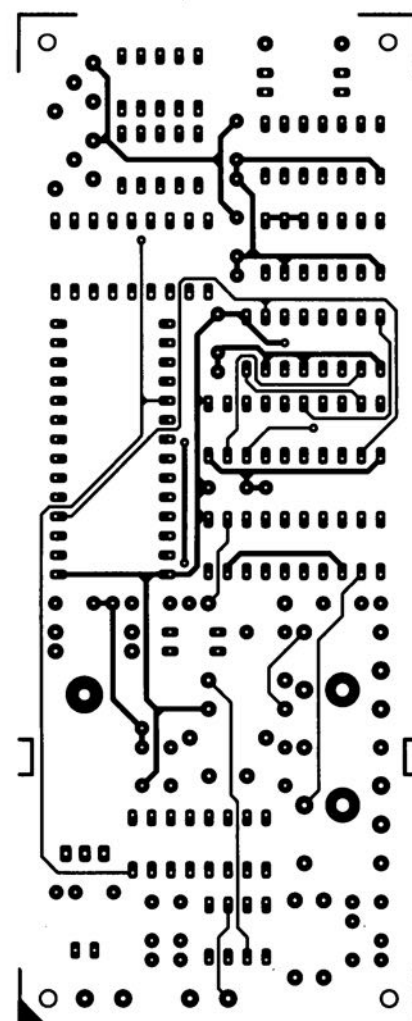
11 ↓ 12 ↑



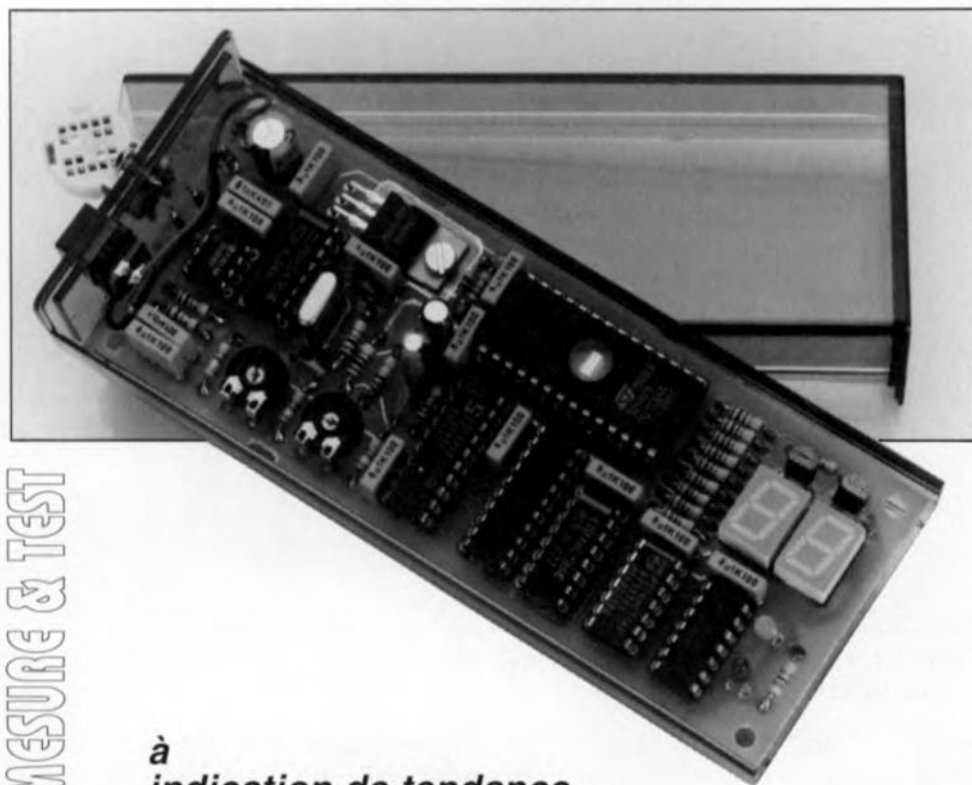
9 ↓



10 ↓



hygromètre numérique



MESURE & TEST

à indication de tendance

Il est important, si l'on veut se sentir bien chez soi, que tant la température que l'humidité de l'air restent à l'intérieur d'une plage relativement étroite. Si la mesure de la température à l'aide d'une électronique quelconque ne pose pas trop de problèmes, il n'en va pas de même lorsqu'il s'agit de mesurer l'humidité relative. Après mûre réflexion nous sommes arrivés à réaliser un hygromètre numérique à indication de tendance en faisant appel à un capteur d'humidité, une humidistance, une technique de mesure sophistiquée, une EPROM dans laquelle a été « grillée » une table de conversion et une quantité négligeable de composants courants.

Nous ne prétendons pas nous lancer ici dans un cours de biologie, mais il est fort probable que vous ayez sans doute déjà observé la situation décrite ci-après. On a bien souvent, en hiver, la gorge sèche en raison de la sécheresse de l'air, alors qu'en été, à moins vous ne soyez **notre** lecteur des Iles Kerguelen, les vêtements collent à la peau tant il est gorgé d'humidité. On fait appel, pour mesurer la quantité (relative) d'eau contenue dans l'air, à un appareil appelé hygromètre. La version mécanique de ce genre d'instrument de mesure utilise un (ou plusieurs) cheveu(x) dont la longueur varie en fonction du degré d'humidité de l'air, une technique simple qui ne peut cependant pas se targuer d'une

précision impressionnante. On peut également envisager une mesure électronique de ce facteur météorologique qu'est l'humidité de l'air en s'aidant cette fois d'un capteur d'humidité spécial.

Cette solution est cependant loin d'être aussi simple qu'elle n'y paraît au premier abord, et ce pour différentes raisons, dont la première est tout simplement qu'un tel capteur est loin d'être linéaire et la seconde qu'ils sont, ces capteurs, caractérisés par des tolérances de fabrication importantes. Il doit bien y avoir, en se creusant quelque peu les méninges, une solution viable à ce problème.

Il ne s'agit pas ici du premier hygromètre numérique à avoir les hon-

neurs des colonnes d'Elektor. Dans le n° 162 nous vous proposons une technique de mesure de l'humidité relative faisant appel à un ordinateur (cf. référence [1] de la bibliographie). Nous attirons votre attention sur le dit article pour la simple et bonne raison que le montage qu'il décrit utilise le même capteur que celui auquel il est fait appel ici.

Lors de la mise au point du premier montage, le concepteur avait imaginé une technique de mesure qui mettait totalement hors-jeu les tolérances de fabrication du capteur. Nous allons utiliser cette même méthode dans ce montage-ci.

Un condensateur humide

L'humidistance H1 fabriquée par Philips est réalisée selon un concept étonnamment simple. On a positionné, à l'intérieur d'un mini-boîtier en plastique, un film hygrosensible, doté sur ses 2 surfaces d'une fine couche d'or. L'ensemble film + or fonctionne comme un condensateur, les minces épaisseurs de métal constituant les électrodes de notre « condensateur », le film plastique en formant lui le diélectrique. La constante diélectrique ϵ de ce matériau présente, s'il est confronté à une variation de l'humidité relative, une variation suffisamment importante pour entraîner un changement sensible de la capacité du condensateur.

La **figure 1** permet de se faire une idée sur l'importance de cette variation. À une humidité relative de 10% la valeur typique de la capacité est de 110 pF, alors qu'elle grimpe à 145 pF dans le cas d'une humidité de 90%. La capacité peut donc servir d'étalon pour la valeur de l'humidité relative, observation dont on ne manquera de tirer parti. Il reste cependant 2 problèmes pour lesquels il faut trouver une solution : le premier est une évolution de la capacité non directement proportionnelle à l'humidité relative, en effet, comme l'illustre le graphique, la courbe en question est franchement **courbe**. Ce problème se laisse résoudre par l'utilisation d'une table de conversion que l'on pourrait, par exemple, griller en EPROM. Le second problème est la tolérance importante présentée par l'humidistance, problème pour lequel nous avons, en décembre 1991 déjà, trouvé une solution par l'utilisation d'un facteur de capacité exprimé en pour cent – et non pas celle de la valeur de capacité absolue. Nous n'allons pas, ici, reprendre tout l'exposé mathématique sur lequel repose cette

approche, mais nous contenterons d'exposer les points les plus importants.

Le facteur de capacité $K(r)$ répond à la formule suivante :

$$K(r) = \frac{\varepsilon(r) - \varepsilon(0)}{\varepsilon(r)} \times 100 [\%]$$

formule dans laquelle $\varepsilon(r) = \varepsilon$ à une humidité r , $\varepsilon(0) = \varepsilon$ à une humidité de 0%.

Dans cette formule, on ne retrouve plus la capacité absolue de l'humidistance. Si, dans ces conditions, on utilise le capteur d'humidité comme élément déterminant la durée de la pseudo-période d'un circuit à base de multivibrateur monostable (MVM), et que l'on pourvoit le dit multivibrateur d'impulsions de déclenchement fournies par un oscillateur travaillant à une fréquence fixe, on aura comme tension de sortie moyenne du multivibrateur, $U_{n(r)}$, -et après soustraction d'une certaine tension d'offset :

$$U_{n(r)} = \left[\frac{1}{1 - K(r)/100} - 1 \right]$$

Comme nous pouvons le constater, les choses ont déjà bien évolué, et ce dans la bonne direction.

Des blocs et encore des blocs

Personne ne doute qu'un synoptique constitue toujours une approche très instructive quant au concept sur lequel repose un montage vu que ce genre de schéma est débarrassé de toutes sortes de détails pratiques qui ne font que compliquer les choses.

Nous vous proposons donc, en **figure 2**, le synoptique de notre hygromètre numérique. Les blocs les plus à gauche de cette figure sont ceux dont nous venons juste de parler. Un oscillateur à quartz génère un signal de fréquence stable servant à la commande d'un multivibrateur monostable. La longueur des impulsions produites par le MVM dépend de la capacité de l'humidistance. Un circuit d'intégration, qui n'est en fait rien de plus qu'un petit réseau RC, fournit, à partir de ces impulsions, une tension continue, $U_{(r)}$, dont la valeur est fonction de l'humidité relative de l'air. On soustrait ensuite de cette tension une tension continue de manière à compenser la largeur d'impulsion à une humidité de 0%. La tension continue ainsi obtenue est donc un étalon très précis de l'humidité relative.

On commence par appliquer cette tension à un convertisseur A/N. Les

données disponibles à la sortie de ce dernier servent à adresser une EPROM contenant une table de linéarisation. Cette EPROM « sait » à quelle humidité relative correspond chaque tension mesurée. Nous avons, pour éviter de devoir utiliser plus de composants que strictement nécessaire, fait en sorte que l'EPROM attaque directement une paire d'afficheurs 7 segments à LED.

On a donc « écrit » dans l'EPROM quels segments des afficheurs doivent s'allumer lors de la mesure d'une tension continue donnée. Les sorties du convertisseur A/N attaquent en outre un sous-ensemble chargé de « voir » si l'humidité augmente ou diminue. On procède, pour ce faire, à une comparaison, à l'aide d'un... comparateur comme vous vous en seriez douté, entre les données les plus récentes et les données de mesure prises l'instant d'avant. Notre comparateur attaque une paire de LED chargées d'indiquer si la tendance de l'humidité est à croître ou à baisser.

9 circuits intégrés, pas un de plus pas un de moins

Le nombre de circuits intégrés utilisés pour cette réalisation, dont on retrouve le schéma complet en **figure 3**, correspond très exactement au nombre de blocs que comporte le synoptique de la figure 2. Il n'y a donc pas de quoi s'affoler. Commençons par l'oscillateur situé dans la partie supérieure gauche du schéma.

IC1, puisque c'est de lui qu'il s'agit, est la version HCT d'un oscillateur/diviseur fort connu, le 4060. Le quartz X1 permet, lui, de générer un signal présentant une fréquence stable de 1 MHz. Ce signal subit une division par 256 (sortie Q7,

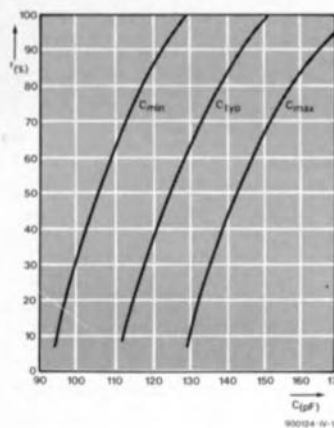


Figure 1. Ces courbes donnent la variation de la capacité du capteur d'humidité en fonction de l'évolution de l'humidité relative.

broche 14), le signal résultant étant appliqué à l'entrée de déclenchement d'un 555 en version CMOS monté en multivibrateur monostable, IC2. De par la présence du réseau différentiateur constitué par le condensateur C3 et la résistance R2, les impulsions appliquées à l'entrée de déclenchement ne sont que de courte durée, sachant qu'un 555 doit se retrouver au niveau haut avant la fin de la pseudo-période. C'est l'humidistance, C5 du schéma, qui détermine la longueur des impulsions de sortie du multivibrateur. Le signal de sortie subit alors une intégration introduite par le réseau RC R18/C10, la tension continue présente aux bornes du condensateur étant ensuite convertie en une valeur numérique par IC4, un convertisseur A/N. L'ajustable P1 permet de fixer la tension de référence du convertisseur, l'ajustable P2 fournissant quant à lui la tension d'offset que l'on retrouve, sur le synoptique, sous la dénomination de $U_{(0)}$.

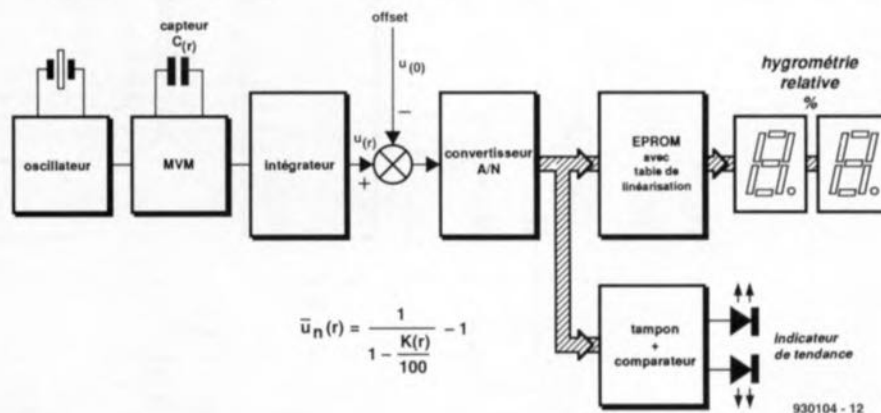


Figure 2. Ce synoptique rend bien le concept sur lequel est basé l'hygromètre numérique. L'EPROM remplit une double fonction : celle de convertisseur de données numériques en code pour afficheur 7 segments et celle de dispositif de linéarisation de la courbe du capteur.

P2 fait partie du diviseur de tension R15/P2/R16 relié, via un réseau de lissage additionnel constitué par R17 et C8, à la ligne positive de la tension d'alimentation.

Le réseau RC présent entre les broches 4 et 19 sert au générateur d'horloge interne utilisé pour la conversion. La triplette R20, C12 et D1 garantissent le démarrage du convertisseur lors de l'application de la tension d'alimentation. Une fois la tension d'alimentation présente, on a maintien, pendant un court instant, de l'entrée WR au niveau logique bas car il faut un certain temps, à C12, pour se charger via la résistance R20. La diode D1 évite un court-circuit, via le condensateur C12, des impul-

sions présentes à la sortie INTR.

Cette sortie se trouve en effet en liaison avec l'entrée \overline{WR} , fournissant en outre le signal d'horloge au tampon IC5. L'interconnexion des broches 3 et 5 met le convertisseur en mode de fonctionnement « libre » (par opposition au mode commandé par un signal quelconque) de sorte que dès la fin d'une conversion la sortie INTR donne un signal à l'entrée WR pour lui indiquer la possibilité de placer de nouvelles données sur les sorties.

Les données fournies par IC4 sont ensuite appliquées à l'EPROM IC3 et au tampon IC5. Côté EPROM, ces données servent d'adressage.

Comme nous le disions plus haut, les sorties de données de l'EPROM atta-

quent une paire d'afficheurs 7 segments à LED, LD1 et LD2.

L'EPROM contient une table de référence indiquant, en fonction des données qui lui arrivent, les segments des afficheurs à allumer pour avoir un affichage de la valeur correcte de l'humidité relative. L'EPROM sert en fait et de convertisseur de donnée vers afficheur 7 segments et d'élément de correction de la caractéristique de l'humidistance.

Vu cependant que la largeur des mots mis en EPROM n'est que de 8 bits, ce qui ne permet la commande que d'un afficheur, nous avons opté pour un multiplexage des afficheurs, fonction que remplissent les inverseur IC8a et

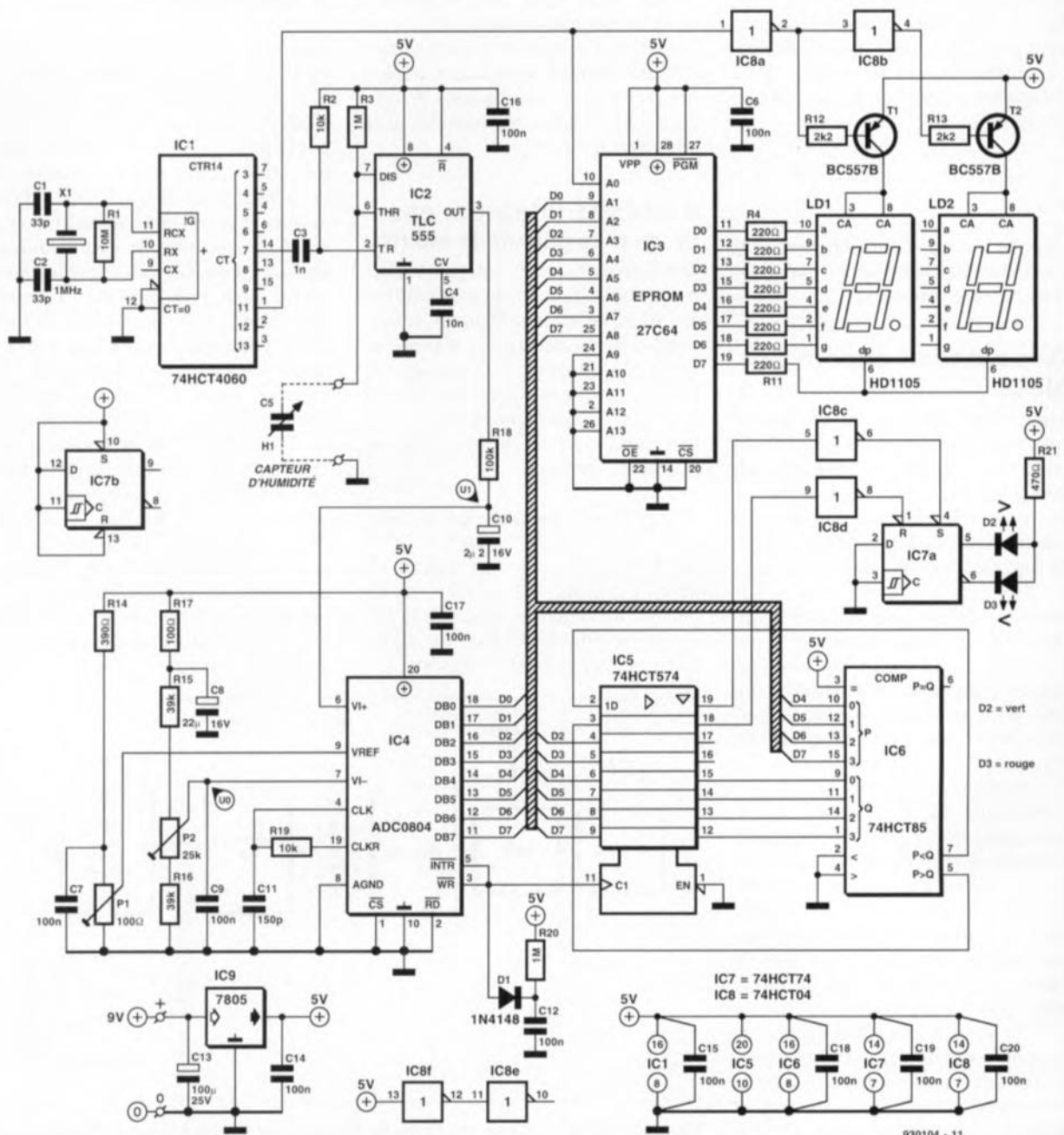


Figure 3. L'électronique complète de l'hygromètre numérique. On y identifie aisément les différents blocs du synoptique. L'humidistance fait partie d'un réseau RC connecté à un temporisateur du type 555, IC2.

IC8b associés aux transistors T1 et T2. Le signal d'horloge nécessaire à ce multiplexage est fourni par la sortie Q11 (broche 1) de IC1. Ce signal d'horloge arrive également à la ligne d'adresses A0 de l'EPROM de sorte que le basculement d'un afficheur à l'autre s'accompagne d'une commutation vers une autre adresse. Chaque nombre à visualiser sur la paire d'afficheurs occupe 2 emplacements d'adresse dans l'EPROM. Bien que l'EPROM programmée soit disponible aux adresses habituelles, rien ne vous interdit de la programmer vous-même.

Nous vous proposons en **figure 4** le listing d'un petit programme en Pascal permettant la génération des données nécessaires.

Le reste de l'électronique sert à l'indication de tendance. À chaque fois qu'apparaissent de nouvelles données à la sortie du convertisseur A/N, il arrive une impulsion d'horloge à IC5.

C'est à ce moment que sont stockées les données dans IC5. Le comparateur IC6 « regarde » si les nouvelles données des 4 lignes de poids fort sont plus grandes ou plus petites que les données prises en compte tout juste auparavant. Pour ce faire, les entrées P0 à P3 sont reliées aux 4 bits de donnée de poids fort, les entrées Q0 à Q3 étant elles reliées aux sorties du verrou IC5. Les sorties de comparaison P>Q et P<Q sont reliées à 2 entrées de IC5, de sorte que les états de ces 2 sorties sont eux aussi stockés dans des mémoires du verrou.

Dès que de nouvelles données apparaissent aux sorties du comparateur, on les retrouve immédiatement sur les entrées P0 à P3 de IC6. Ce circuit compare cette valeur avec la valeur précédente qui se trouve encore, à cet instant, dans la mémoire de IC5. En fonction du résultat de cette opération, on aura passage au niveau logique haut, soit de la sortie P>Q, soit de la sortie P<Q, le dit niveau étant transmis à l'entrée 1D (broche 2) ou 2D (broche 3) de IC5. Les sorties correspondantes de ce verrou, ses broches 19 et 18, sont reliées aux inverseurs IC8c et IC8d dont les sorties commandent à leur tour les entrées de positionnement (Set) et de remise à zéro (Reset) de la bascule IC7a.

La transmission des signaux de comparaison se fait par l'intermédiaire du tampon de sorte qu'ils attaquent la bascule en synchronisation avec les nouvelles valeurs. Cette façon de procéder évite un affichage erroné dû à la présence aléatoire de valeurs pas-

sagères sur les lignes D4 à D7. Les sorties de la bascule, ses broches 5 et 6, attaquent une LED verte et rouge respectivement, LED signalant une augmentation du degré d'humidité (vert) ou sa diminution (rouge). La bascule fait en sorte que, dans le cas d'une lecture de 2 séries de données identiques, la LED visualisant la dernière différence mesurée reste allumée.

L'alimentation de l'hygromètre numérique fait appel à un régulateur intégré de type 7805 standard chargé de fournir à tous les composants la tension de 5 V nécessaire. La tension appliquée à l'entrée du dit régulateur est elle-même fournie par un adaptateur-secteur devant fournir une tension redressée de 9 V.

Le montage dans toute sa splendeur

L'ensemble de l'électronique de l'hygromètre numérique prend place sur un circuit imprimé de dimensions fort « civilisées » dont on retrouve en **figure 5** la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants.

La réalisation de ce montage implique l'utilisation d'un fer à souder à pointe relativement fine, comme celui dont disposent la plu-

Tableau 1 Valeurs de K(r) en fonctions de l'humidité relative.

rv(%)	K(%)	rv(%)	K(%)	rv(%)	K(%)
10	2,135	37	8,123	64	15,240
11	2,349	38	8,368	65	15,519
12	2,562	39	8,616	66	15,799
13	2,775	40	8,865	67	16,079
14	2,988	41	9,116	68	16,359
15	3,201	42	9,368	69	16,639
16	3,414	43	9,622	70	16,918
17	3,626	44	9,877	71	17,198
18	3,839	45	10,133	72	17,478
19	4,052	46	10,390	73	17,758
20	4,265	47	10,649	74	18,039
21	4,478	48	10,909	75	18,321
22	4,693	49	11,171	76	18,604
23	4,908	50	11,433	77	18,889
24	5,125	51	11,697	78	19,177
25	5,343	52	11,962	79	19,469
26	5,563	53	12,228	80	19,767
27	5,785	54	12,496	81	20,070
28	6,008	55	12,765	82	20,380
29	6,234	56	13,035	83	20,700
30	6,463	57	13,307	84	21,029
31	6,693	58	13,580	85	21,368
32	6,926	59	13,854	86	21,719
33	7,161	60	14,130	87	22,082
34	7,398	61	14,406	88	22,457
35	7,638	62	14,683	89	22,843
36	7,879	63	14,961	90	23,238

part des amateurs de réalisations électroniques personnelles. Une fois que l'on disposera de tous les composants, dont aucun n'est vraiment exotique, il restera à les implanter dans l'ordre habituel.

```

program test;
uses dos,crt;

var
  i:integer;
  j,l,k:integer;
  g: file of byte;
  result: real;

const
  display:array[0..9] of byte =($c0,$f9,$a4,$b0,$99,
                                $92,$82,$f8,$80,$90);
  vallist:array[0..16] of byte = ( 0, 15, 31, 47, 63, 79, 95,111,127,
                                143,159,175,191,207,223,239,255);
  humidity:array[0..16] of byte =( 0, 13, 23, 32, 40, 48, 55, 61, 67,
                                73, 78, 82, 86, 90, 94, 97,100);

begin
  clrscr;
  assign (g,'humidity.dat');           (Open the desired filename)
  rewrite (g);
  for i:=0 to 15 do                    (next curve part)
  begin
    for j:=0 to 15 do                  (linearise curve part)
    begin
      result:=j*(humidity[i+1]-humidity[i])/(vallist[i+1]-vallist[i]);
      result:=result+humidity[i];
      l:= (round (int (result/10)) ) mod 10;
      k:= round ((frac (result/10) *10) );
      if k=10 then
      begin
        k:=0;
        l:=l+1;
      end;
      if (l=10) and (k=0) then
      begin
        l:=9;
        k:=9;
      end;
      write (l);
      write (k,' ');
      write (g,display[k]);
      write (g,display[l]);
    end;
    writeln;
  end;
  close(g);
end.

```

930104-13

Figure 4. Ce petit programme écrit en Pascal permet de calculer le contenu de l'EPROM. Il ne restera plus ensuite qu'à la programmer.

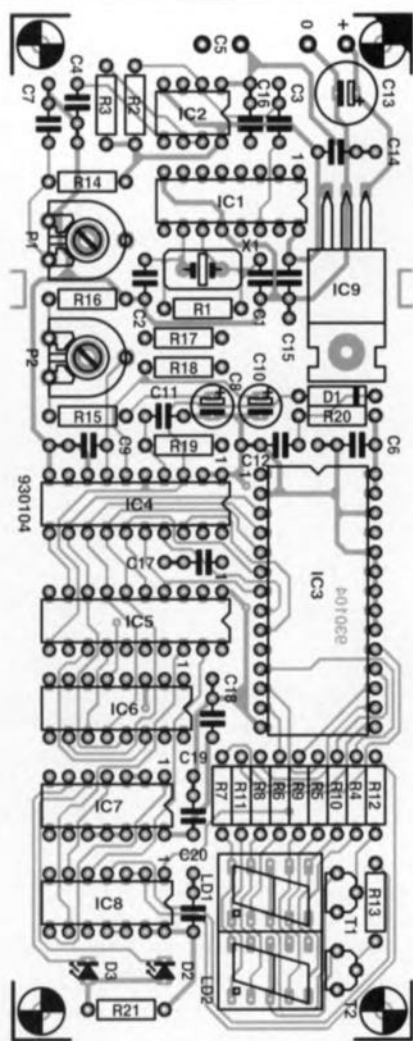


Figure 5. Représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants. Les dimensions de la platine ont été choisies de manière à permettre son implantation dans un boîtier Heddic transparent.

L'implantation des composants n'appelle pas de remarque particulière si tant est que l'on pense à respecter la polarité des composants qui en ont une et que l'on dispose d'une EPROM programmée (quelle qu'en soit la source, pourvu que son contenu soit correct).

On utilisera un support pour l'EPROM et éventuellement pour les autres circuits intégrés. On pourra également monter les afficheurs sur un support de manière à ce qu'ils dépassent quelque peu le plan du reste des composants. Les LED seront implantées de manière à ce que leur partie supérieure se trouve à la même hauteur que les afficheurs, ce qui en facilite la lisibilité.

Vu le courant peu important qu'il a à fournir, le régulateur IC9 n'a pas besoin de radiateur : on pourra le fixer sur la platine à l'aide d'une vis et d'un écrou après avoir intercalé

Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 MΩ
R2, R19 = 10 kΩ
R3, R20 = 1 MΩ
R4 à R11 = 220 Ω
R12, R13 = 2 kΩ
R14 = 390 Ω
R15, R16 = 39 kΩ
R17 = 100 Ω
R18 = 100 kΩ
R21 = 470 Ω
P1 = ajustable 100 kΩ
P2 = ajustable 25 kΩ

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
D2 = LED verte
D3 = LED rouge
T1, T2 = BC557B
IC1 = 74HCT4060
IC2 = TLC555
IC3 = 27C64 programmée (ESS 6304)

IC4 = ADC0804 (Analog Devices)

IC5 = 74HCT574

IC6 = 74HCT85

IC7 = 74HCT74

IC8 = 74HCT04

IC9 = 7805

Condensateurs

C1, C2 = 33 pF
C3 = 1 nF
C4 = 10 nF
C5 = humidistance H1 (Philips)
C6, C7, C9, C12, C14 à C20 = 100 nF
C8 = 22 μF/16 V radial
C10 = 2 μF/16 V
C11 = 150 pF
C13 = 100 μF/25 V radial

Divers :

X1 = quartz 1 MHz
LD1, LD2 = afficheur 7 segments à LED HD1105 O (O = orange) à anode commune (Siemens)
1 boîtier (Heddic par exemple)

une plaquette d'isolation entre sa face arrière et le circuit imprimé.

Il sera temps, une fois terminée l'implantation des composants, d'envisager la mise du montage dans un boîtier. Il va sans dire qu'il est indispensable que le dit boîtier comporte une fenêtre permettant de voir les 2 afficheurs ainsi que 2 orifices pour les LED.

L'utilisation d'un boîtier Heddic permet de se simplifier singulièrement l'existence puisqu'il existe une version de ce boîtier en matériau transparent. Il ne reste plus qu'à monter l'humidistance sur le côté ou le dessus du boîtier. On la relie, à l'aide de 2 courtes longueurs de fil de câblage souple, aux points marqués C5 de la sérigraphie. Il faut encore, pour en avoir terminé, monter l'embase jack mâle destinée à recevoir la fiche de l'adaptateur secteur, embase reliée aux points + et 0 de la sérigraphie en veillant à respecter la polarité.

Il peut se faire que l'oscillateur ait quelques difficultés à démarrer, ce qui se traduit par un affichage à « 00 » voire l'illumination d'un seul afficheur. Il est fort probable dans ce cas-là que la prise d'une résistance de 2 kΩ entre la broche 10 de IC1 et le quartz X1 permette de résoudre ce problème.

Et, pour finir...

...les réglages. Avant que nous n'en arrivions là, une remarque nous semble nécessaire : l'adaptateur-secteur utilisé doit pouvoir fournir, à

une tension de 9 V, un courant de 300 mA minimum.

Il nous faut maintenant positionner correctement les 2 ajustables. Nous avons besoin, pour ce faire, d'un hygromètre étalonné et d'un multimètre universel. On met l'hygromètre numérique sous tension et on attend quelques minutes, le temps que l'humidistance ait trouvé son régime de croisière.

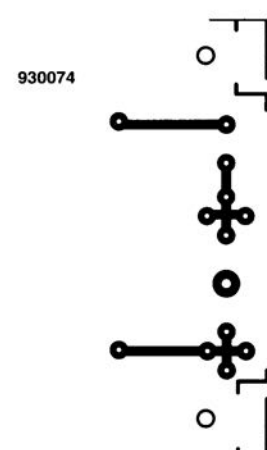
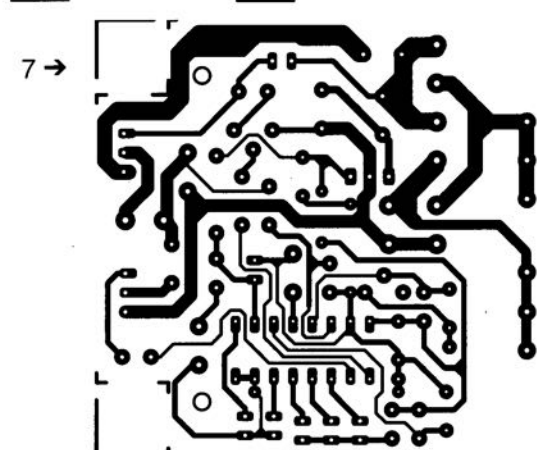
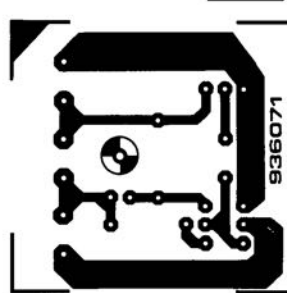
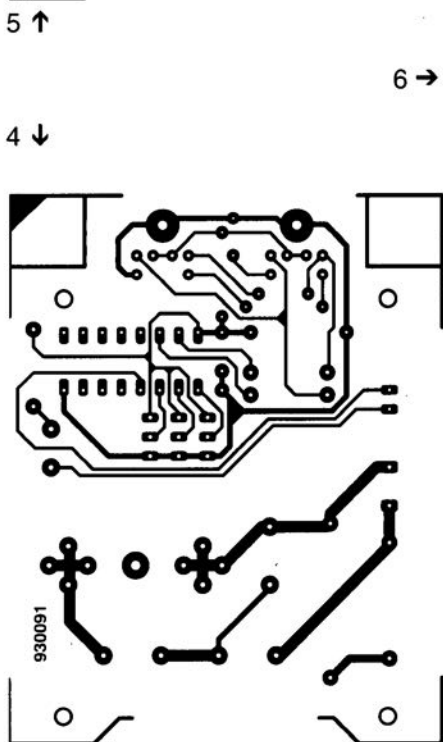
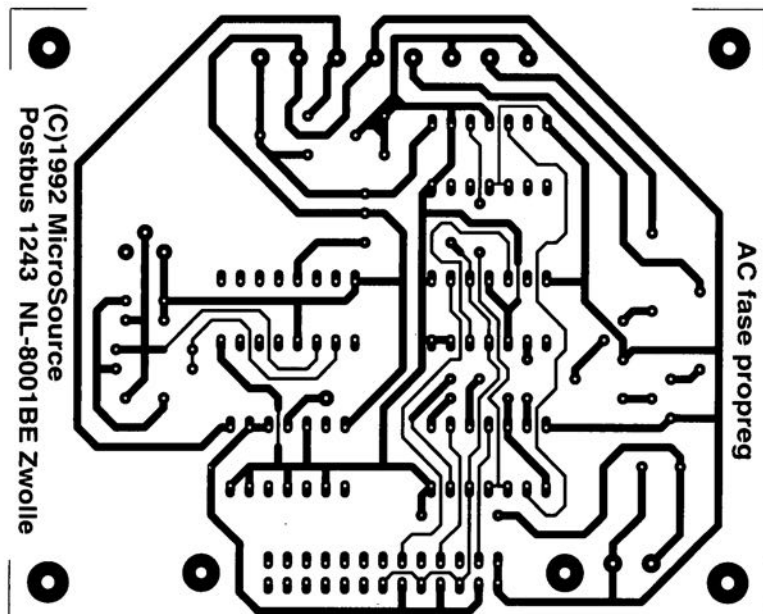
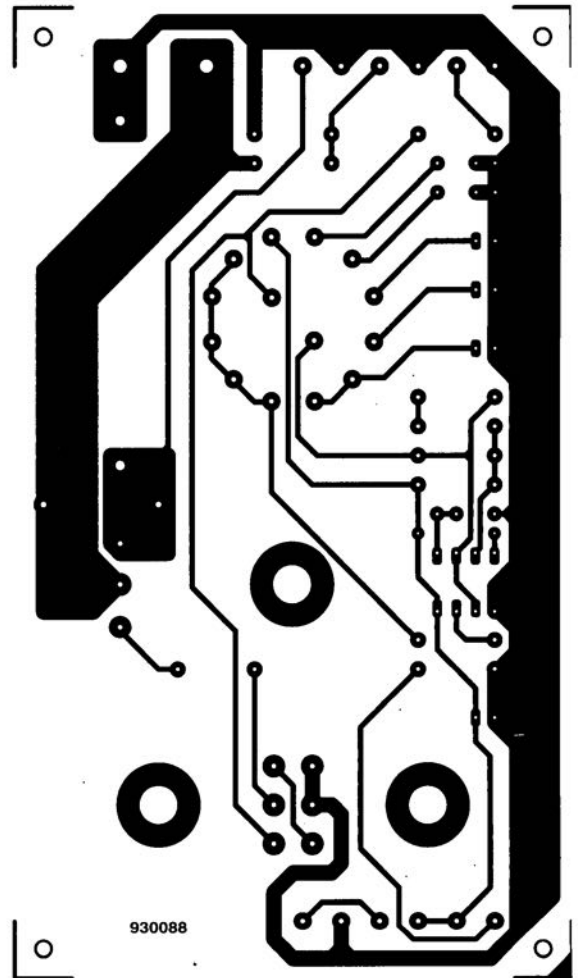
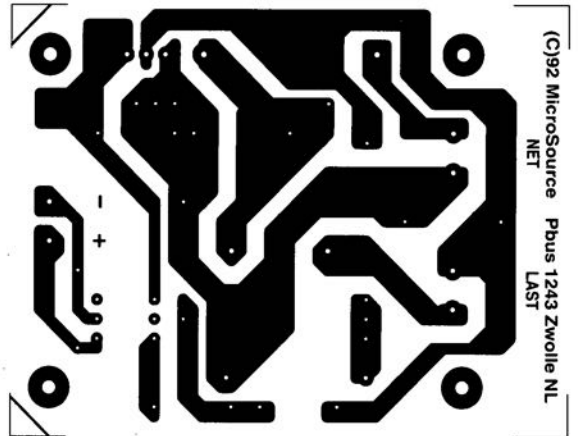
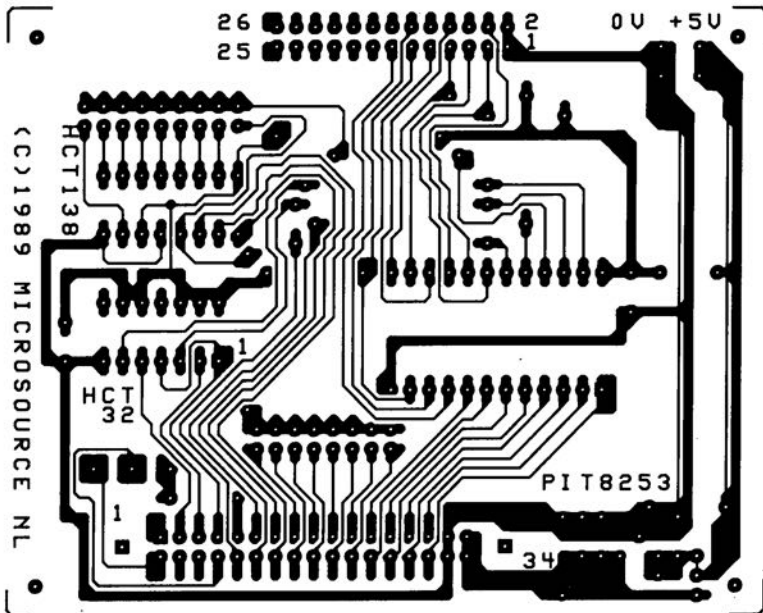
On aura enlevé le couvercle du boîtier de façon à avoir un accès facile aux ajustables. Pendant ce temps on jette un coup d'oeil à l'indication de l'hygromètre étalonné. On repère la valeur correspondante dans le **tableau 1** et l'on introduit la valeur de facteur K correspondante dans la formule ci-après :

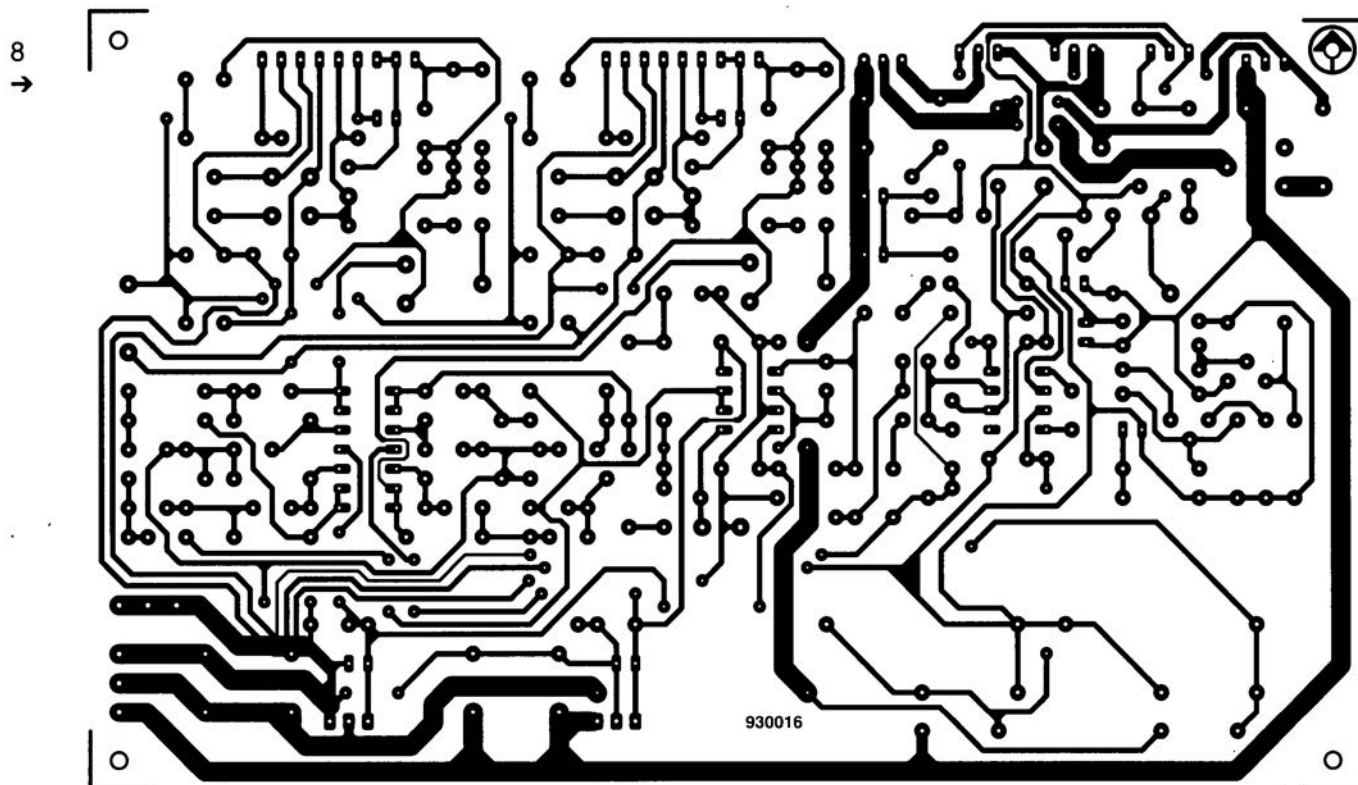
$$u_{(0)} = (1 - K / 100) \cdot u_{(r)}$$

La valeur $u_{(r)}$ est celle de la tension continue présente à la broche 6 de IC4. La valeur de $u_{(0)}$ ainsi obtenue est celle de la tension d'offset qu'il faudra, par action sur l'ajustable P2, faire en sorte de mesurer en broche 7 de IC4. Ceci fait, il ne reste plus, en jouant sur l'ajustable P1, qu'à faire apparaître sur les afficheurs la valeur de l'hygrométrie indiquée par l'hygromètre étalonné. Cette dernière opération termine l'étalonnage de l'hygromètre numérique que vous pourrez fixer à un endroit adéquat de votre demeure. ◀

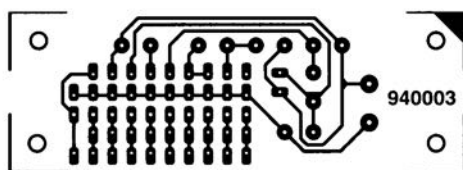
Bibliographie

[1] module hygromètre pour la carte multi-fonction, n°162, décembre 1991, page 36 et suivantes

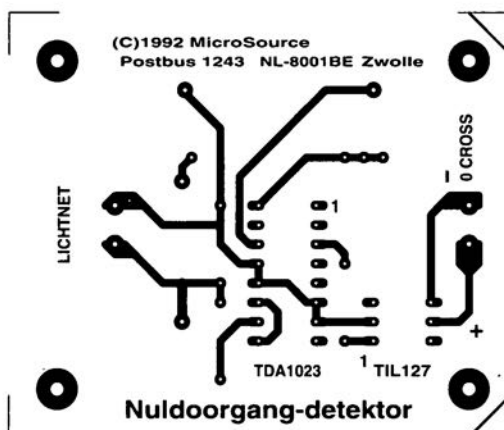




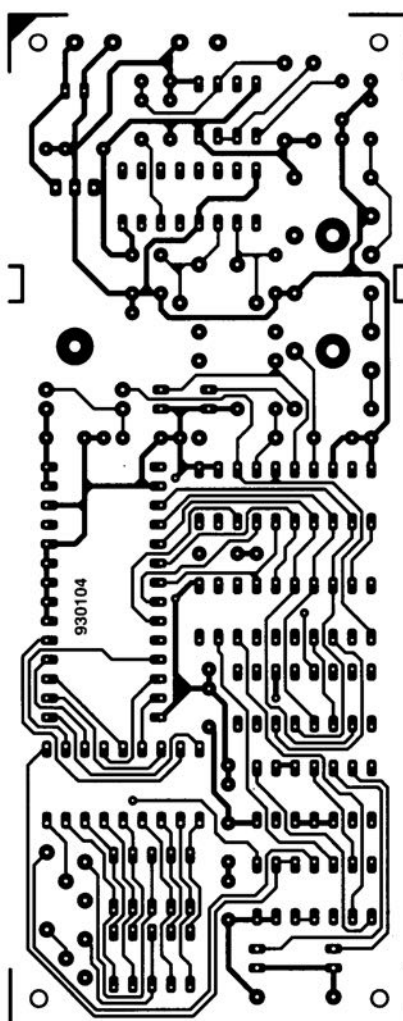
1. carte PIT (logique floue)
2. interrupteur secteur (logique floue)
3. résistance de charge électronique
4. I²C Power Switch
5. contrôle de phase (logique floue)
6. fusible électronique
7. chargeur reflex à ICS1700
8. système à 3 voies actif
9. hygromètre numérique (côté pistes)
10. hygromètre numérique (côté composants)
11. testeur d'accus
12. détecteur de passage par zéro (logique floue)



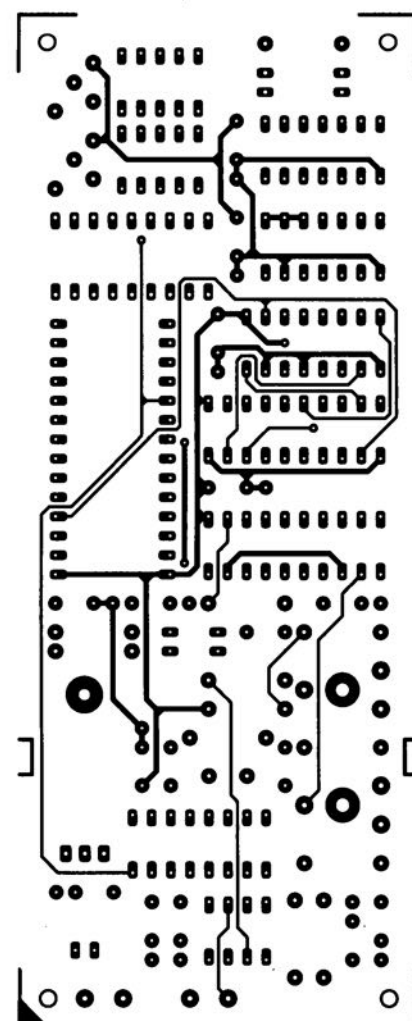
11 ↓ 12 ↑



9 ↓



10 ↓



ATO'ECO®

Le premier (?) ATOMISEUR ECOlogique

Lors de notre visite à Componic '93, nous avons fureté à gauche et à droite pour voir s'il y avait du neuf, dans quelque domaine que ce soit. Force nous est d'avouer que nous avons été quelque peu déçus par notre récolte. En effet, dans l'électronique aussi, la récession se fait sentir.

Au cours de nos pérégrinations lancinantes nous nous trouvâmes confrontés à ATO'ECO®, une découverte qui mit quelque baume à nos coeurs d'écologistes. Le dit atomiseur écologique prétend, avec raison d'ailleurs puisque nous l'avons constaté de nos propres yeux, travailler sans gaz propulseur explosif.

Le meilleur gaz propulseur est et reste l'air que nous avons l'habitude de respirer. Tout autre gaz produit d'une façon ou d'une autre par l'homme entraîne une modification, aussi faible soit-elle, de notre environnement.

ATO'ECO® de CIF est, à notre connaissance, le premier atomiseur, non pas à utiliser de l'air comme gaz de propulsion du produit présent dans le conteneur, mais réutilisable jusqu'à 1 000 fois. L'utilisation de l'air présente de très nom-

breux avantages, tant du point de vue de l'environnement que de ceux de la sécurité, du stockage, du transport et du recyclage. Pour un prix équivalent à celui d'aérosols classique, ATO'ECO® revient, à l'usage, moins cher puisque l'on peut le remplir à nouveau à l'aide de recharges.

Et comment cela marche ?

Comme l'illustre la photo, on se trouve en présence d'une sorte de capuchon faisant office de pompe que l'on glisse sur le sommet de l'atomiseur. Quelques coups de pompe pour une mise en pression et l'appareil est prêt à être utilisé. 15 coups de pompe peuvent créer une pression interne de 3 bars, pression suffisante pour pulvériser jusqu'à 75 ml.

CIF, puisque c'est de là la société qui a lancé sur le marché de l'électronique ATO'ECO®, propose, sous cette forme, de très nombreux produits fort utiles à nos lecteurs, qu'il s'agisse du domaine de l'électronique pure ou de tout autre.

Nous ne serions pas étonnés d'apprendre que d'autres secteurs de l'industrie utilisant, à quelque fin que ce soit, des atomiseurs optent eux aussi pour la technique à la base des ATO'ECO®.

Bien trouvé et joliment pensé_!



EN MARGE