

n° 181/182 — juillet/août 1993

ELEKTOR

l'électronique créative

hors-gabarit '93

plus de 100
schémas & circuits

mensuel 360 FB 16,40 FS

ELEKTOR

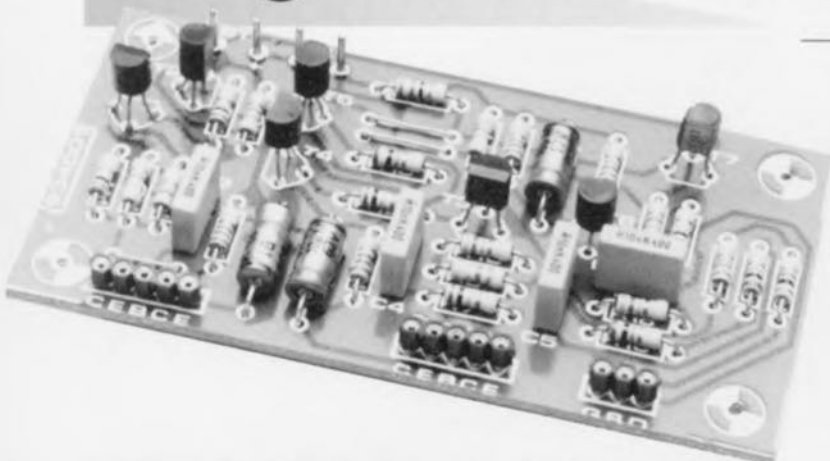
numéro
double

M1531 - 182 - 50,00 F



0

TESTEUR DE TRANSISTORS ACOUSTIQUE



Le testeur de transistors acoustique pour transistors bipolaires et FET ne consomme pas, au repos, c'est-à-dire lorsqu'il est silencieux, de courant; il a un autre avantage, celui de ne pas nécessiter d'organe de commande. Il ne comporte ni bouton marche/arrêt ni bouton-poussoir de test, de sorte que l'on garde, lors des mesures, les 2 mains libres.

L'électronique se compose de 3 oscillateurs, qui attaquent, via un étage tampon et après avoir subi une fonction OU logique, le même haut-parleur. Chaque oscillateur prend la forme d'un transistor fixe associé au transistor à tester (TAT).

La fréquence d'oscillation dépend de la constante de temps d'un réseau RC ($C2/R5$, $C4/R11$ et $C5/R15$) et du gain en courant du TAT.

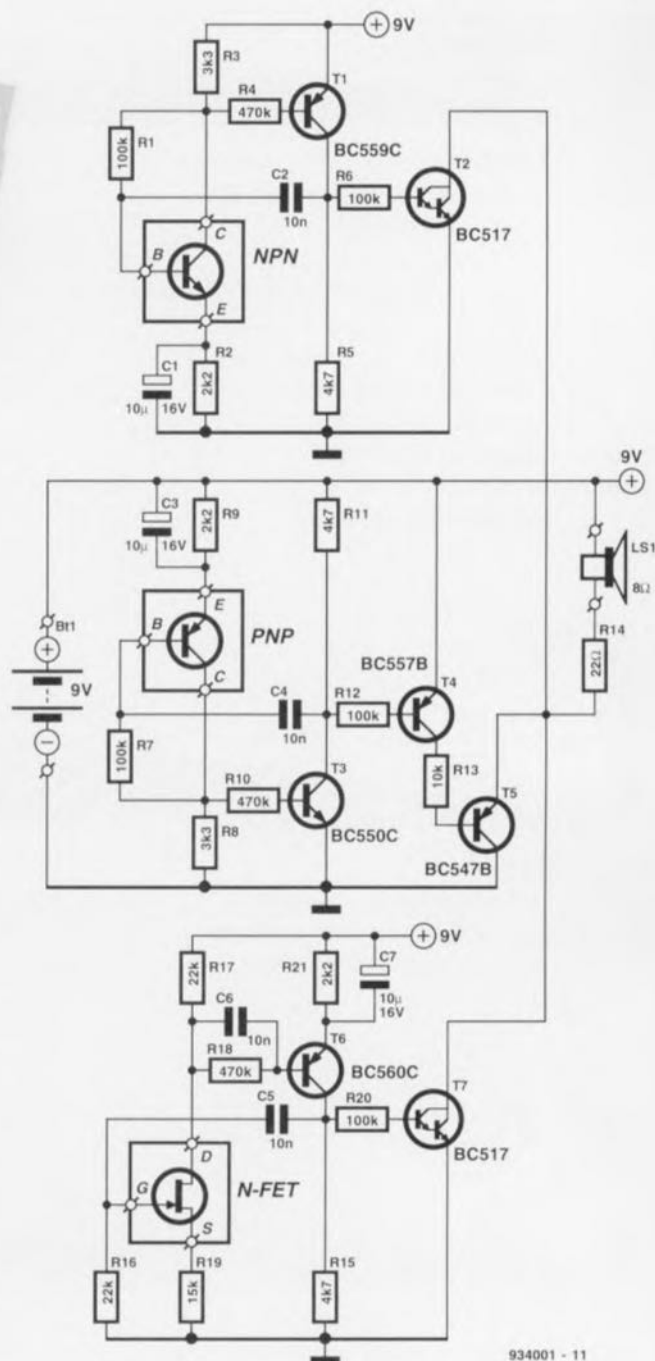
Les circuits de test des transistors bipolaires NPN et PNP sont pratiquement identiques tant du point de vue de la disposition que de leur dimensionnement, à la seule différence près d'une inversion de la polarité de l'alimentation.

L'étage tampon est quelque peu différent lui de manière à ne pas avoir d'inversion de polarité pour le haut-parleur.

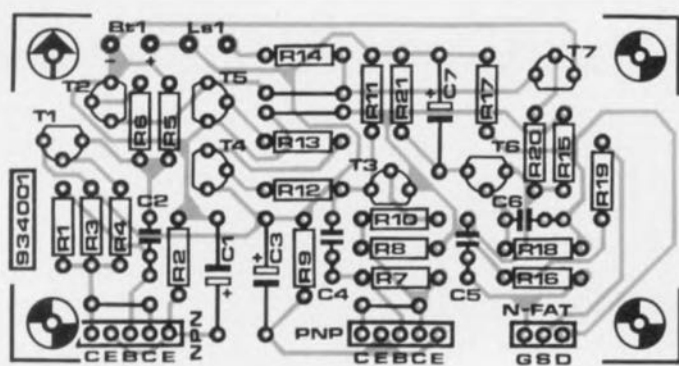
Le circuit de test des transistors FET (*Field Effect Transistor* = transistor à effet de champ) à canal N, en raccourci N-FET, présente une disposition et une structure dérivées du circuit de test de transistors NPN, où il faut effectuer une prépolarisation négative de la grille par rapport à la source.

Les transistors T1, T3 et T6 doivent posséder un gain en courant important car sinon on risque de classer les TAT à faible β (bêta = gain en courant) dans la catégorie des transistors défectueux. Le concept du testeur de transistors acoustique est tel qu'il permet également de tester un transistor inconnu (au brochage inconnu) sans risque de l'endommager.

Comme vous n'êtes pas sans le savoir, la succession des broches d'un transistor bipolaire peut être tant EBC que BCE (Emetteur, Base, Collecteur). Il est donc judicieux de prévoir une embase EBCE, et ce tant du côté transistor PNP que NPN. On enfiche les 3 broches du transistor dans 3 des orifices de l'embase jusqu'à ce que l'on entende un signal sonore. On voit ainsi immédiatement de quel type, NPN ou PNP, de transistor il s'agit. On a aussi



934001 - 11



Liste des composants

Résistances :

R1, R6, R7, R12, R20 = 100 k Ω
 R2, R9, R21 = 2 k Ω
 R3, R8 = 3 k Ω
 R4, R10, R18 = 470 k Ω
 R5, R11, R15 = 4 k Ω
 R13 = 10 k Ω
 R14 = 22 Ω
 R16, R17 = 22 k Ω
 R19 = 15 k Ω

Condensateurs:

C1, C3, C7 = 10 μ F/16 V

C2, C4 à C6 = 10 nF

Semi-conducteurs :

T1 = BC559C
 T2, T7 = BC517
 T3 = BC590C
 T4 = BC557B
 T5 = BC547B
 T6 = BC560C

Divers :

LS1 = mini-haut-parleur 0,5 à 2 W
 Bt1 = pile compacte 9 V avec connecteur à boutons-pression

simultanément une identification de la base du transistor.

La hauteur du signal acoustique indique si l'on a bien identifié l'émetteur et le collecteur du transistor. En cas d'inversion de ces 2 pattes du transistor (E et C) le gain est pratiquement unitaire de sorte que l'oscillateur travaille à

une fréquence élevée.

Si l'on effectue alors une rotation de 180° des dites broches autour de celle de la base, le gain est notablement plus important de sorte que la hauteur du signal acoustique baisse très sensiblement.

Pour faciliter la rotation autour de la connexion de base du transistor

sans problème ou sans avoir à plier cette connexion, il est préférable de prévoir un contact supplémentaire pour les embases de test PNP et NPN. La succession des connexions devient alors, pour ces 2 embases, CEBCE. Dans le cas des FET à canal N il est impossible, de par la symétrie, de faire la différence entre la sour-

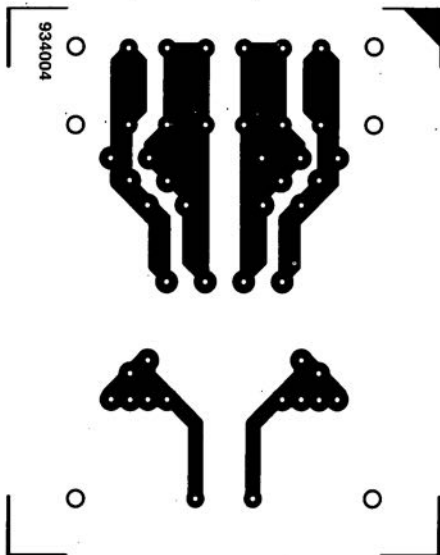
ce et le drain. Un signal acoustique signifie alors que l'on a identifié la connexion de la grille.

Les embases de test pourront prendre la forme de cordons de test dotés de grip-fils miniatures ou encore des rails à contacts auto-coïnçants.

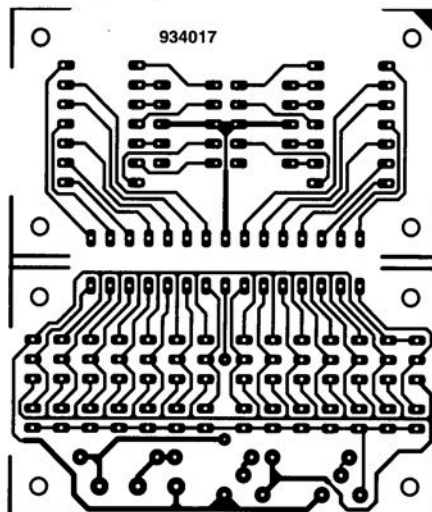
R. Radius

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

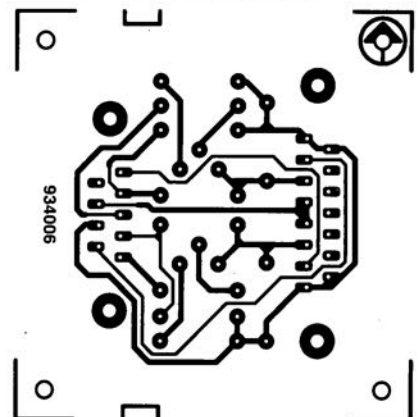
1 circuit imprimé universel pour transformateur



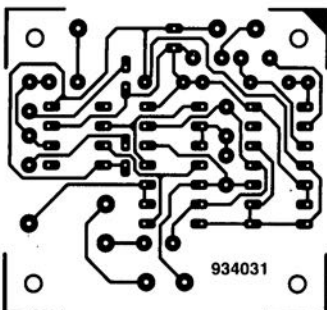
2 tachymètre pour PC



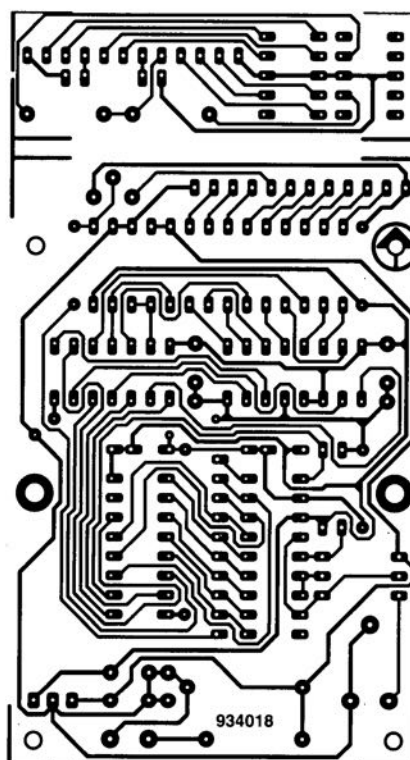
3 convertisseur de manche pour PC



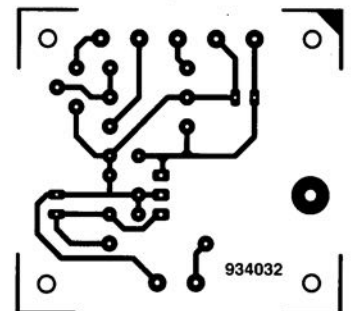
4 humidimètre pour plantes :
le capteur



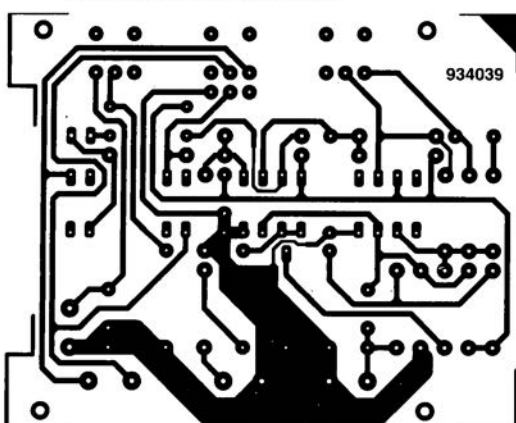
5 voltmètre de bord



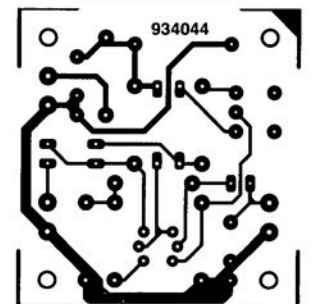
6 humidimètre pour plantes :
l'alimentation



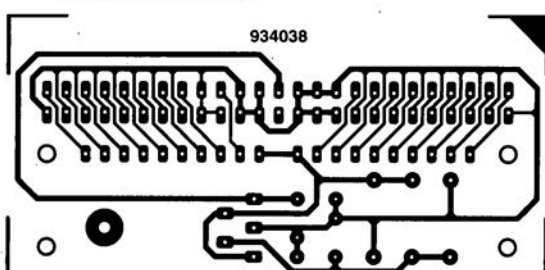
7 enregistrement à commande vocale



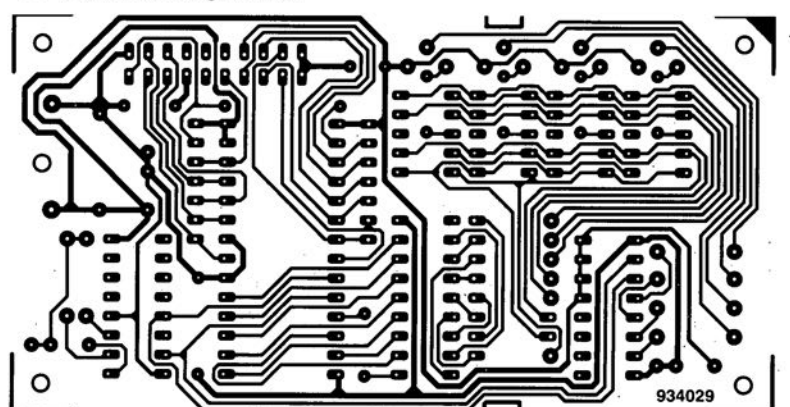
8 préamplificateur à très faible
bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

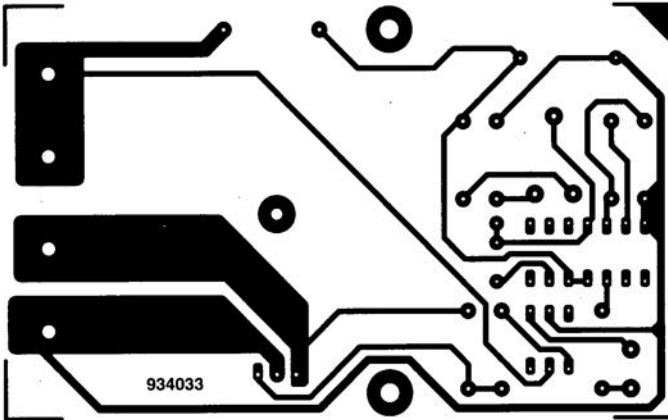


10 décodeur d'affichage universel

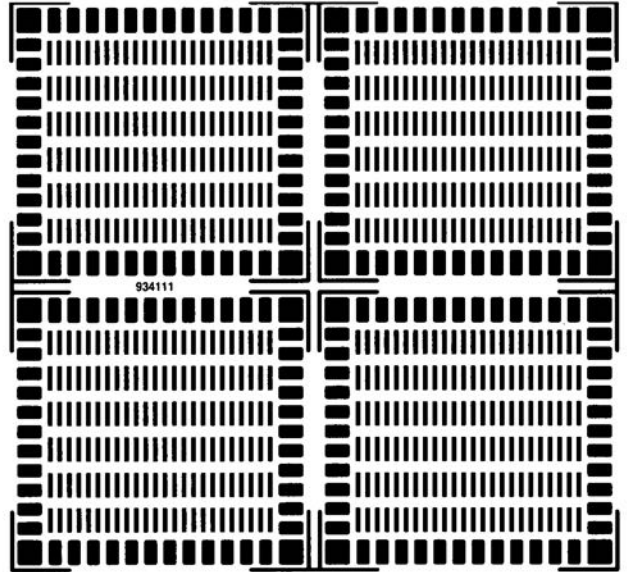


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

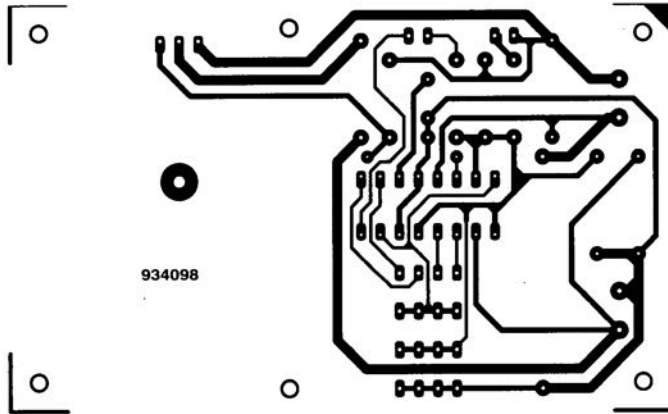
11 « conditionneur » pour accu au plomb



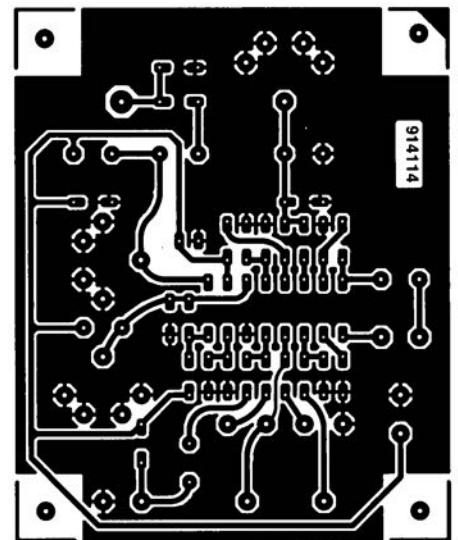
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



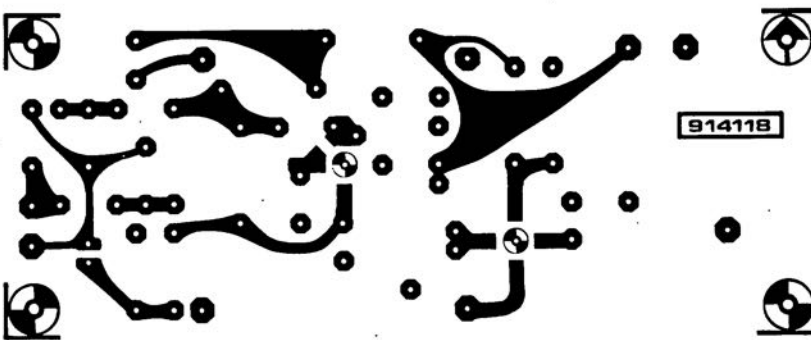
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



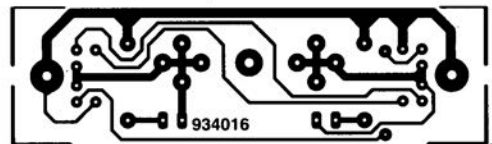
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



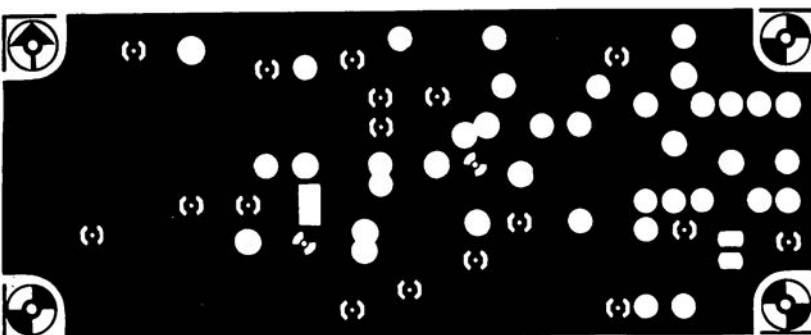
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



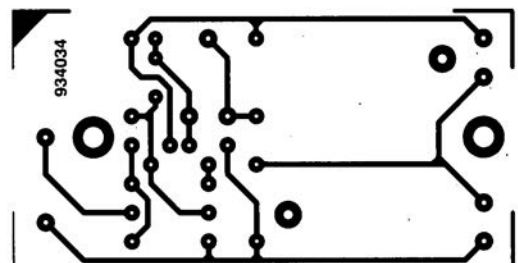
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

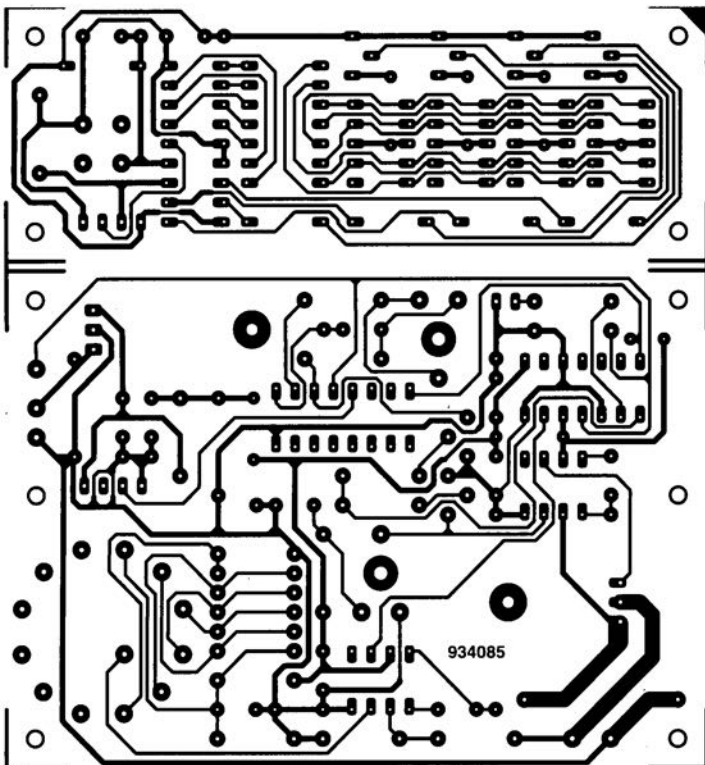


18 testeur de continuité sonore

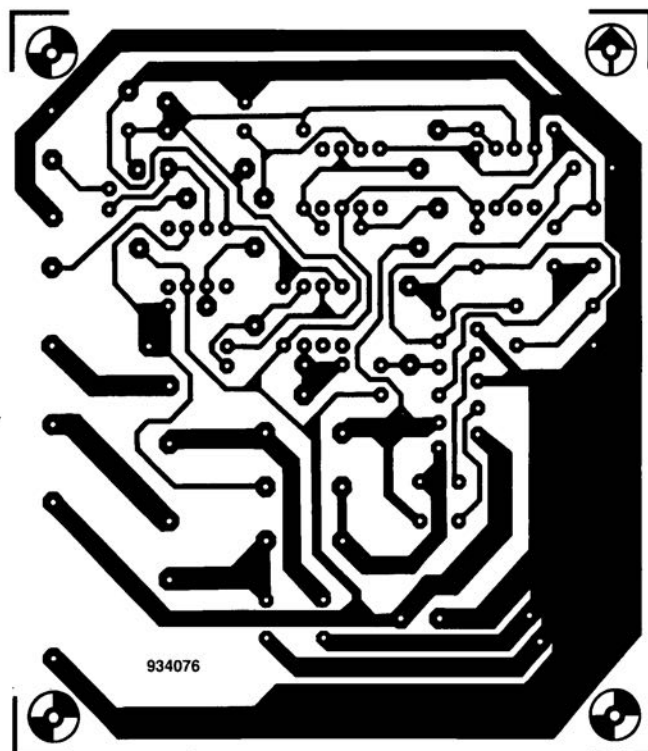


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

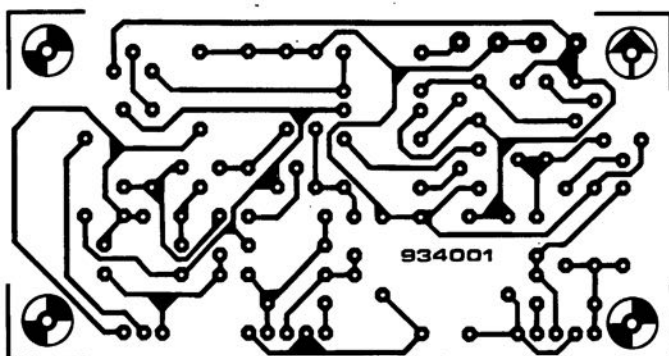
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



GÉNÉRATEUR ALÉATOIRE À 4 BITS

Le composant principal de ce circuit est un registre à décalage du type 4006. Ce circuit intégré ne comporte pas moins de 4 registres à décalage aux caractéristiques inusuelles, à savoir 2 registres à 4 bits et 2 registres à 5 bits; on dispose ainsi d'une longueur totale de 18 bits. La seule entrée commune aux différents registres à décalage est l'entrée d'horloge, les autres entrées et sorties sont accessibles individuellement.

Dans le cas des registres à 4 bits seul le 4ème bit est disponible comme sortie; en ce qui concerne les registres à 5 bits ces sont les 4ème et 5ème bits qui sont accessibles. Le couplage, par l'intermédiaire de portes NI EXclusif (EXNOR), des sorties des 4 registres vers leurs entrées produit une sorte de générateur (pseudo)-aléatoire.

Nous utilisons, comme sortie du générateur, les sorties des 4 portes EXNOR. L'avantage de cette approche est que non seulement les 4 bits constituent une série de nombres aléatoires mais encore qu'ils présentent individuellement un patron unique et différent. Il n'en va pas de même pour les sorties des registres à décalage elles-mêmes où le niveau de l'une de sorties est décalé vers l'autre.

On pourra donc utiliser ce générateur pour la génération... – que pourrait-il bien faire d'autre – d'un nombre aléatoire à 4 bits ou pour la production de 4 signaux numériques parfaitement aléatoires ne présentant pas le moindre rapport entre eux.

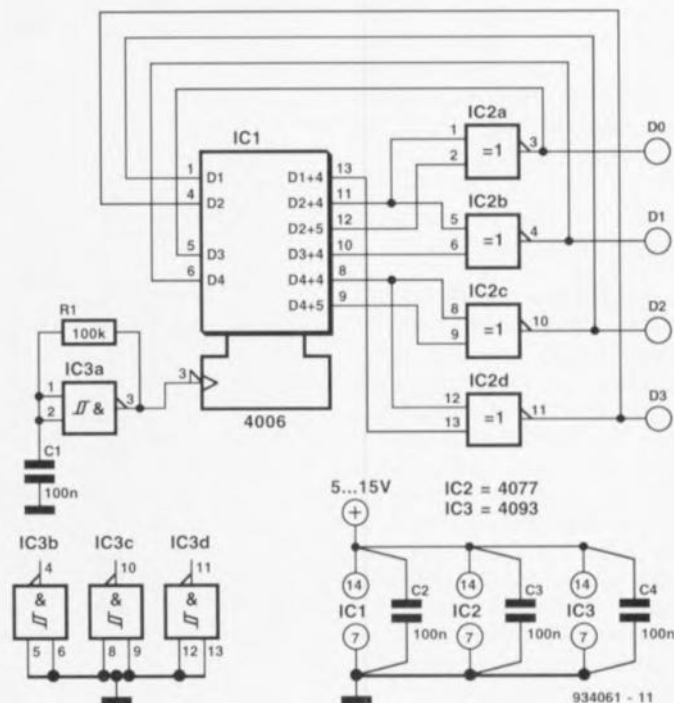
Le petit programme de BASIC proposé ici permet une simulation du fonctionnement du registre à

décalage. Dans la ligne 140 on définit la longueur du registre (MAX) ainsi que le nombre de bits de sortie (BMAX).

Dans la ligne 150 on a remise à zéro de tous les bits du registre à décalage » (array A). Si vous préférez, comme dans la pratique, disposer d'un état aléatoire à la « mise en fonction » il vous faudra modifier cette ligne en conséquence.

Les lignes 190 à 220 représentent la fonction NI EXclusif. Il est possible d'indiquer ici les éventuelles modifications de la connexion des portes. En cas d'intervention sur les dites lignes du programme il vous faudra également adapter les lignes de données 90 et 300. Le programme ne visualise que 390 pas (suffisants d'ailleurs à remplir la totalité de l'écran) des 2^{18} (262 144) possibilités.

Nous avons ajouté au schéma du générateur aléatoire un générateur d'horloge prenant la forme du trigger de Schmitt à porte NON-ET (NAND) IC3a. Rien ne vous



empêche bien entendu d'appliquer à l'entrée d'horloge un signal d'horloge de provenance quelconque.

```

100 CLS : PRINT "Random Number Generator Using 4006 Shift Registers."
140 KEY OFF: MAX = 18: BITS = 4: BMAX = 2 ^ BITS
145 DIM A(MAX), B(BMAX): TIME = 0
150 FOR CNT = 0 TO MAX: A(CNT) = 0: NEXT CNT: REM CLEAR ALL
155 FOR CNT = 0 TO BMAX: B(CNT) = 0: NEXT CNT
160 FOR CNT = 1 TO 390
170   TIME = TIME + 1: GOSUB 240: REM INCREASE TIME AND SHOW VARIABLES
180   FOR BIT = MAX TO 1 STEP -1: A(BIT) = A(BIT - 1): NEXT BIT: REM SHIFT
190   A(6) = 1 - (A(4) XOR A(5)): REM CALCULATE INPUT NEXT REGISTER (XNOR)
200   A(10) = 1 - (A(4) XOR A(9))
210   A(15) = 1 - (A(13) XOR A(14))
220   A(0) = 1 - (A(13) XOR A(18))
230 NEXT CNT
235 END
240 PRINT CHR$(11): PRINT: REM REPOSITION CURSOR
250 PRINT "DATA [ . . . . . SHIFT REGISTER BITS . . . ]"
260 FOR BIT = 0 TO MAX: PRINT USING "####"; BIT: ; NEXT BIT: PRINT
270 FOR BIT = 0 TO MAX: PRINT USING "####"; A(BIT): ; NEXT BIT: PRINT
280 PRINT "NUMBER OF SHIFT ACTIONS: "; TIME: PRINT
290 PRINT "RESULT, BINARY: ";: PRINT USING "####"; A(0); A(6); A(10); A(15);
300 PRINT "    DECIMAL: ";: RESULT = 8 * A(0) + 4 * A(6) + 2 * A(10) + A(15): PRINT RESULT
310 B(RESULT) = B(RESULT) + 1: IF LAST = RESULT THEN B(BMAX) = B(BMAX) + 1
320 PRINT "RESULT ";: FOR BIT = 0 TO BMAX - 1: PRINT USING "####"; BIT: ; NEXT BIT: PRINT
330 PRINT "QUANTITY";: FOR BIT = 0 TO BMAX - 1: PRINT USING "####"; B(BIT): ; NEXT BIT: PRINT
340 PRINT "NUMBER OF IDENTICAL FOLLOWING RESULTS", B(BMAX): ; LAST = RESULT
350 FOR NUM = 0 TO 2 * TIME: PRINT CHR$(28): ; IF NUM MOD 60 = 1 THEN PRINT
360 NEXT NUM: PRINT " "; CHR$(RESULT + 48 - 7 * (RESULT > 9));
370 RETURN
    
```

TRIGGER DE SCHMITT UNIVERSEL

Ce circuit de trigger de Schmitt se caractérise par 2 tensions de seuil, réglables indépendamment l'une de l'autre, et possède donc ... une hystérésis réglable. Le circuit convient de ce fait très bien aux montages d'interface, pour, par exemple, la détection d'impulsions.

Le cœur du circuit est un amplificateur opérationnel, configuré comme trigger de Schmitt « inverseur ». Les 2 tensions auxquelles la sortie du circuit change de niveau sont réglables à l'aide de 2 résistances ajustables. P1 sert à la définition du seuil supérieur (U_H) et P2 à la définition du seuil inférieur (U_L). Si tant est, condition sine qua non, que U_H est supérieure à U_L , on a :

$$\begin{aligned} U_i < U_r &\rightarrow U_o = H \rightarrow U_r = U_H \\ U_i < U_r &\rightarrow U_o = L \rightarrow U_r = U_L \end{aligned}$$

Le graphique de la figure 2 montre que, si la sortie présente un niveau haut, cette sortie ne passe au niveau bas que dans le cas où la tension d'entrée dépasse tout juste U_H . Pour passer de nouveau à un niveau haut, il faudra que la tension d'entrée descende jusqu'en deçà de U_L . Une commutation de la sortie a également pour résultat un changement de la tension de référence présente sur l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Le couplage réactif, léger mais rapide, introduit par les résistances R6 et R7 est la cause initiale de ce processus. L'hystérésis résultant de ce réseau se limite à quelques dizaines de millivolts mais suffit cependant à garantir un bon comportement de commutation de l'amplificateur opérationnel.

Une fois que la commutation de l'amplificateur opérationnel s'est faite, U_r change une nouvelle fois mais brutalement cette fois, vu que les interrupteurs électroniques IC2a à IC2d produisent une commutation du point nodal de R6 et C7, du niveau U_H vers le niveau U_L (ou inversement).

Avec la résistance « R_{on} » des interrupteurs analogiques, le condensateur C7 atténue la transition : la tension de référence passe progressivement, en 250 ns ($5 \times 500 \Omega \times 100 \text{ pF}$) environ, d'une valeur à l'autre. Ceci a pourtant

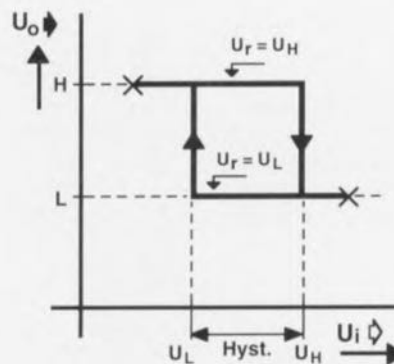
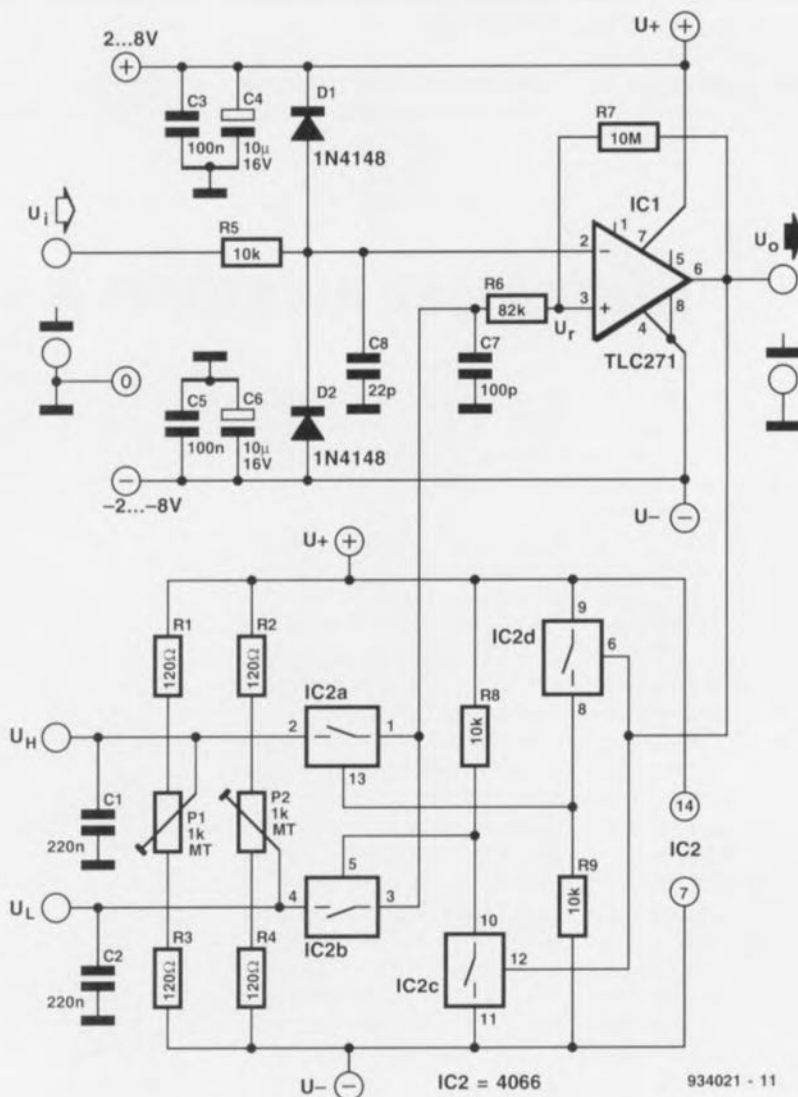
comme corollaire que la vitesse de changement du signal d'entrée ne doit pas être trop élevée. L'entrée du circuit est dotée, pour pouvoir traiter des signaux aux flancs relativement raides, d'un filtre passe-bas (R5, C8).

Le réglage des tensions de seuil se fait à l'aide d'un voltmètre que l'on connecte successivement aux points U_H et U_L . Il est recommandé d'utiliser pour P1 et P2 des ajustables du type multitour qui permettent d'ajuster les différents niveaux à un millivolt près.

Le circuit convient pour des tensions d'entrée unipolaires et bipolaires. Si le traitement se limite à des tensions d'entrée uniquement positives, l'alimentation du trigger de Schmitt peut être asymétrique. Pour ce faire on connecte tout simplement les connexions « 0 » et

« - ». L'alimentation est reliée ensuite aux points « + » et « 0 ». La consommation du montage ne dépasse pas, à la tension d'alimentation maximale, quelque 30 mA. Dans notre laboratoire nous avons testé le comportement

de commutation du circuit en utilisant, comme signal d'entrée, un signal triangulaire (0 à 5 V). Le circuit suivait correctement les seuils de commutations prédéfinis (2 et 4 V) et ceci jusqu'à une fréquence maximale de 5 kHz.



RÉGULATION DE MOTEUR PAR MLI 2

Le circuit de régulation par MLI (**M**odulation en **L**argeur d'**I**mpulsion = PWM = **P**ulse **W**idth **M**odulation en anglais) convient à la commande de petites perceuses pour circuit imprimé, instruments dont le courant ne dépasse pas 2 A. On peut envisager de traiter des courants plus importants à condition de doter le transistor T2 d'un radiateur présentant une résistance thermique plus faible (donc, en pratique, de dimensions plus importantes) et de donner au condensateur C2 une capacité plus grande.

Le principe de cette régulation de moteur par MLI repose sur le fait que ce type de perceuses de petite puissance travaille à un courant continu moteur de faible intensité et que le régime d'un moteur à courant continu est en relation directe avec la tension continue appliquée aux bornes du dit moteur.

Le fonctionnement du circuit, dont le cœur est un multivibrateur astable basé sur la porte NON-ET (NAND) à trigger de Schmitt, IC1a, est relativement simple. La sortie du multivibrateur est maintenue au niveau bas pendant une durée fixe, la durée pendant laquelle elle se trouve au niveau haut étant, elle, variable. La durée au niveau bas est définie par la valeur de la résistance R1, celle de niveau haut l'étant par l'intermédiaire de la résistance fixe R2 associée à la résistance ajustable P1.

Lorsque le condensateur C1 est déchargé, le niveau de la tension présente à l'entrée de IC1a se trouve en-deçà du seuil de déclenchement inférieur et la sortie de la dite porte se trouve au niveau haut. Ce condensateur se charge rapidement via la diode D1 et la résistance R1. Au bout de 1,5 ms environ le seuil de déclenchement supérieur de IC1a est atteint. La sortie de IC1a passe alors au niveau bas et le conden-

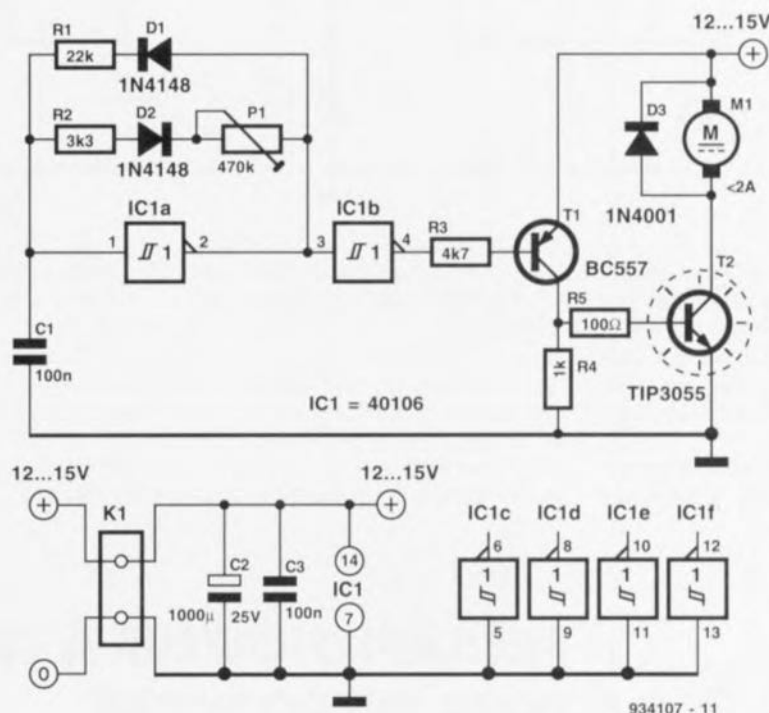
sateur C1 se décharge via la diode D2, la résistance R2 et l'ajustable P1. Sur notre prototype la durée de ce processus de décharge pouvait varier, en fonction de la position de P1, entre 02 et 25 ms.

Cela signifie qu'il est possible de faire varier le rapport cyclique (*duty cycle*) du signal de sortie entre 5 et 90%. La porte IC1b introduit une nouvelle inversion du

signal avant qu'il n'atteigne la base du transistor T1. Pendant la période négative de l'impulsion présente à la sortie de IC1b les transistors T1 et T2 sont passant et le moteur reçoit du courant.

La mise de P1 à sa résistance minimale correspond à la vitesse de rotation (régime) maximale du moteur.

Amrit Bit Tiwana



RÉCEPTEUR AUDIO À INFRAROUGE 3

Ce montage est le récepteur/décodeur pour l'émetteur audio à infrarouge décrit dans l'un des autres articles de ce Hors-Gabarit '93. L'amplificateur (IC1), chargé de traiter le signal capté par la photo-diode IR (D1), est une vieille connaissance pour la plupart d'entre vous : le SL486.

La photo-diode utilisée est une BPW41N dont la sensibilité est parfaitement adaptée aux LED IR utilisées dans l'émetteur et, qui est, de plus, relativement rapide (≈ 200 ns).

Le signal capté quitte, après avoir subi un certain gain, le circuit intégré IC1 par sa broche 9. Le comparateur IC2 sert à faire la distinction entre les impulsions captées et la lumière ambiante.

Pour ce faire la composante en tension continue du signal de sortie de IC1 est stockée dans le condensateur C9 et sert de référence pour le comparateur. Cette technique produit donc une série d'impulsions franches à la sortie de IC2.

Un simple diviseur par 2 (IC3a)

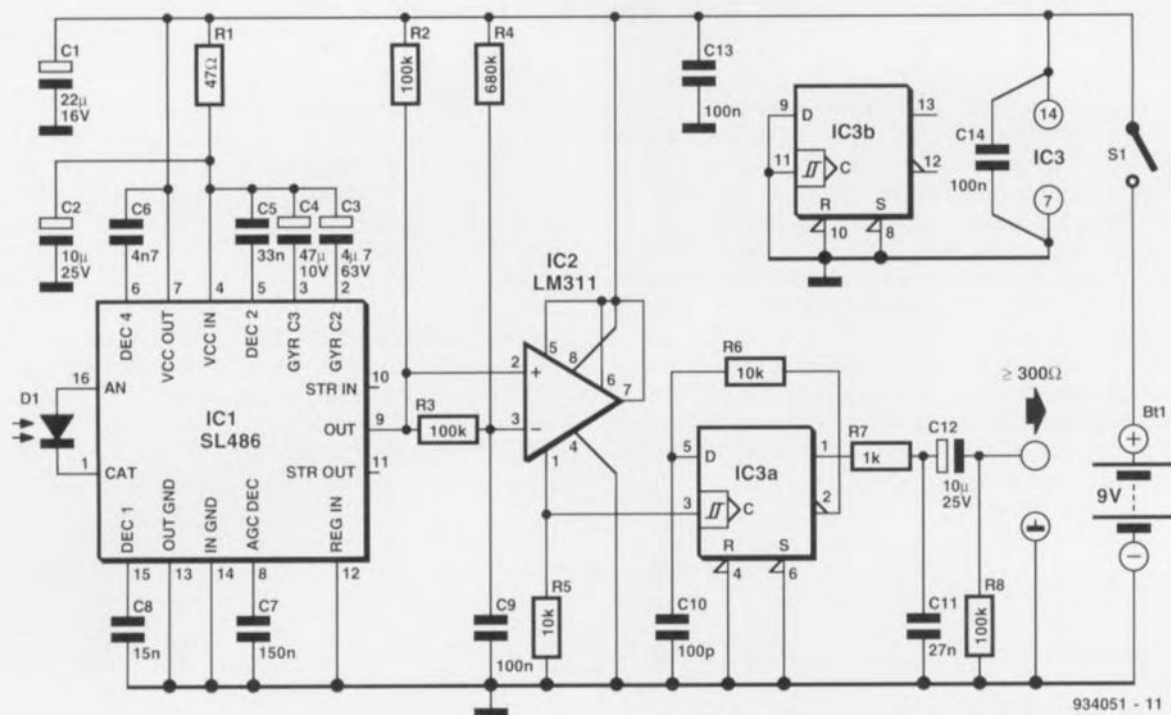
suffit au décodage du signal de l'émetteur. On a, après chaque impulsion, changement du niveau à la sortie de la bascule D de sorte que le signal de sortie de IC3a correspond à nouveau au signal à modulation de durée d'impulsion d'origine.

Il suffit finalement d'un filtre très simple (R7 et C11) et d'un découplage de la composante en tension continue par C12 pour transformer ce signal en un signal BF capable d'attaquer un casque

d'écoute à haute impédance.

On notera que le diviseur par 2, IC3a, est doté d'un petit réseau de retard (R6 et C10) qui évite une synchronisation erronée du diviseur suite à du bruit dans le signal.

De par la présence de ce réseau le niveau précédent persiste sur l'entrée de données D pendant une très brève durée (une petite microseconde = μ s). L'état de l'entrée d'horloge est de ce fait, pendant un court instant, sans la moindre importance.



Ceux d'entre vous qui envisageraient d'améliorer le signal de sortie peuvent envisager la mise en place d'un filtre passe-bas actif (de 3^e ordre ou plus) de 10 à 12 kHz qui fera simultanément office de tampon.

Si on le combine avec l'émetteur audio à infrarouge, le récepteur

audio à infrarouge ne produira pas, à condition que le réglage de l'ensemble ait été fait correctement, de distorsion significative dans le domaine BF (nous n'avons donc pas pris en compte le résidu des ondes porteuses HF). Le rapport signal/bruit est de -50 dB environ (dans le cas d'une distan-

Ces valeurs résultent en une qualité suffisante. Le dimensionnement des différents composants permet une réception sans distorsion jusqu'à une distance de quelque 5 m. Cette distance relativement

importante se caractérise cependant par un certain bruit dû à la lumière ambiante.

La consommation de 15 mA ne peut pas être qualifiée de modeste. Il est recommandé de ce fait de faire appel, pour l'alimentation du récepteur, à un accu (CdNi) rechargeable.

4

PRÉAMPLIFICATEUR À TRÈS FAIBLE BRUIT POUR MICROPHONE

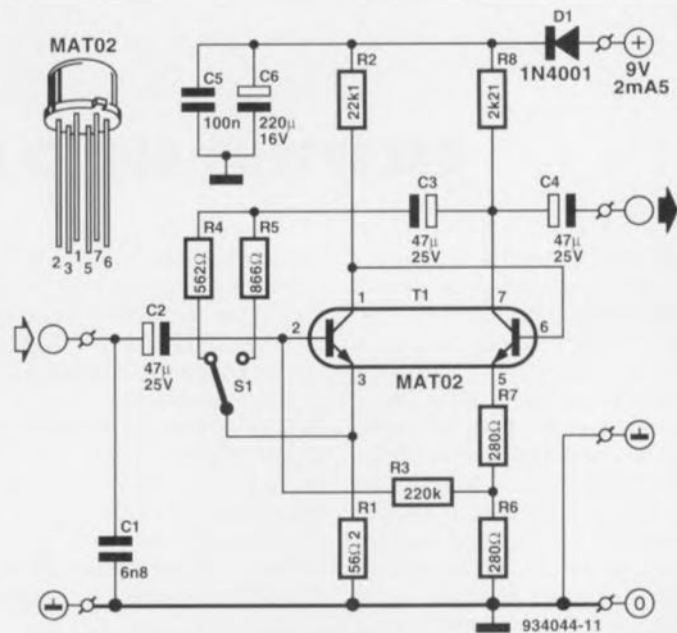
L'arrivée sur le marché de paires de transistors appariés intégrés dans 1 seul boîtier semble avoir rendu vie à l'espoir de réaliser un préamplificateur pour micro, ne produisant pas le moindre bruit. Nous vous proposons, dans cet article, un montage conçu par l'un de nos lecteurs internationaux et basé sur le MAT02, une paire de transistors de PMI.

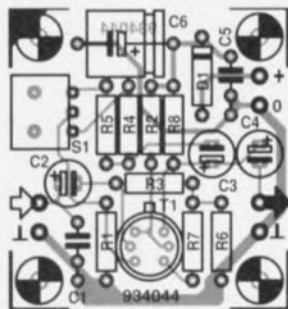
Les performances de ce préamplificateur sont telles que même le plus gâté des « chasseurs de bruits » sera impressionné par son taux de bruit extrêmement faible. Il est de plus très facile d'adapter le préamplificateur à une large plage d'impédances de microphone. Le montage permet en outre de choisir, à l'aide d'un commutateur, un gain de tension de 10 ou 15 (20 dB ou 23,5 dB respectivement).

Le préamplificateur se caractérise par un double étage, un couplage direct, un couplage à réaction et un étage d'entrée fonctionnant à un très faible courant de collecteur minimisant sa contribution propre au bruit total produit par le montage. Son impédance de sortie est de quelque 70 Ω à un gain de 15.

Le préamplificateur est construit sur un petit circuit imprimé dont on retrouve le dessin dans nos pages SERVICE. Sa faible consommation (2,5 mA environ) et son alimentation par pile de 9 V, font de ce préampli le circuit idéal pour une utilisation « mobile » avec un microphone dynamique de haute qualité.

Sachant que la résistance R3 est le composant qui définit l'impédance d'entrée du préamplifica-





Liste des composants

Résistances:

Toutes les résistances font partie, exception faite de R3, de la série E96 et sont du type à film métallique à tolérance de 1%

R1 = 56 Ω
 R2 = 22 k Ω
 R3 = 220 k Ω
 R4 = 562 Ω
 R5 = 866 Ω
 R6, R7 = 280 Ω
 R8 = 2 k Ω

Condensateurs:

C1 = 6 nF
 C2 à C4 = 47 μ F/25 V radial
 C5 = 100 nF
 C6 = 220 μ F/16 V

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4001
 T1 = MAT02 (PMI ou Analog Devices)

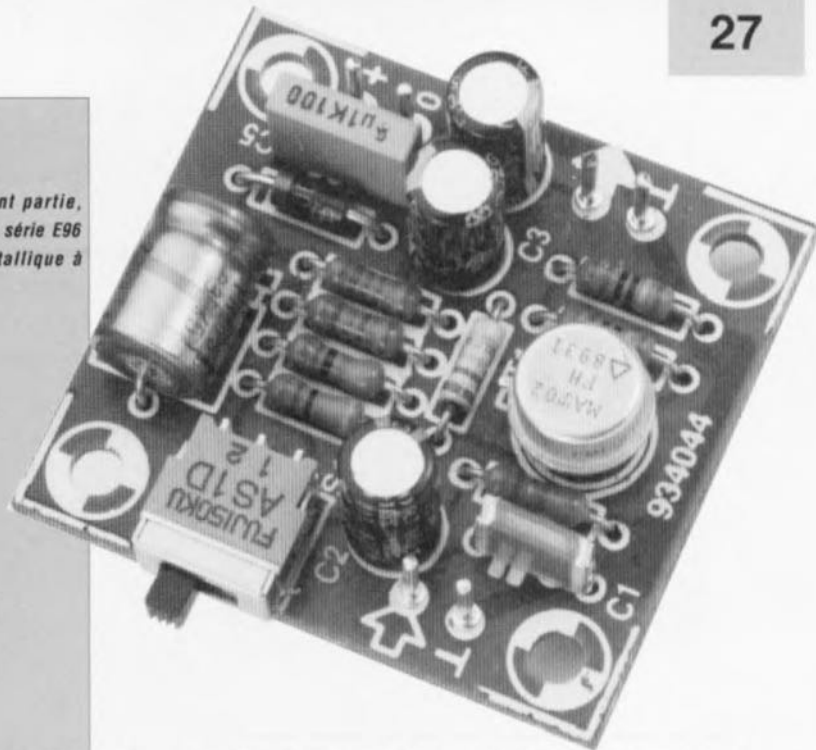
Divers:

S1 = commutateur à glissière
 encartable, 1 circuit, 2 positions (tel que, par exemple, AS1D-5M de Fujisoku)

teur et quelques autres de ses caractéristiques importantes, nous allons nous intéresser, dans ces derniers paragraphes, à quelques résultats de mesures, obtenus avec différentes valeurs de R3.

L'attribution d'une valeur de 220 k Ω à R3 se traduit par une impédance d'entrée de 30 k Ω environ. Avec cette configuration nous avons mesuré un taux de THD+N (*Total Harmonic Distortion plus Noise* = distorsion harmonique totale plus bruit) de 0,045%, valeur due dans sa quasi-totalité au bruit à -65 dB, mesuré à une bande passante de 22 kHz à une tension de sortie de 15 mV. En faisant appel à un ana-

lyseur à transformation de Fourier rapide nous avons mesuré une distorsion de -92 dB. L'impédance de source et le gain total



n'avaient qu'une influence négligeable sur ces valeurs.

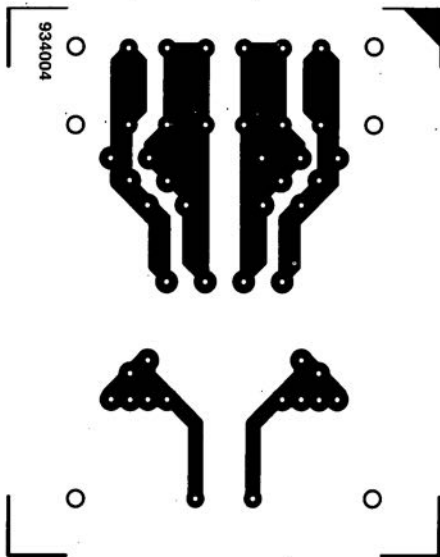
En donnant à R3 une valeur de 6 k Ω nous avons mesuré un taux THD+N de 0,042% à une tension d'entrée de 1 mV et un taux de bruit de -65 dB. Cette valeur de R3 fait descendre l'impédance d'entrée à quelque 1 k Ω . Avec une impédance de source de 600 Ω environ, le taux de THD est

inférieur à -95 dB (« *noise floor* » = minimum absolu de bruit). Il faudra noter cependant que cette impédance d'entrée plus faible a pour résultat un gain total moindre de 4 dB environ. Nous avons, finalement, trouvé qu'une impédance encore plus faible, de 25 Ω seulement, entraîne un taux de THD de -94 dB.

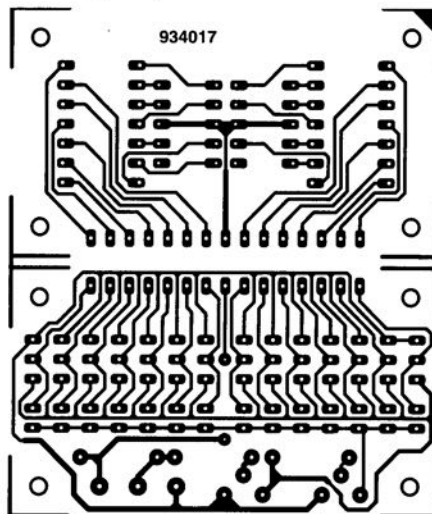
W. Zeiller

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

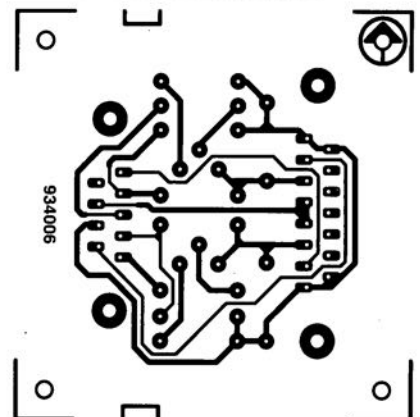
1 circuit imprimé universel pour transformateur



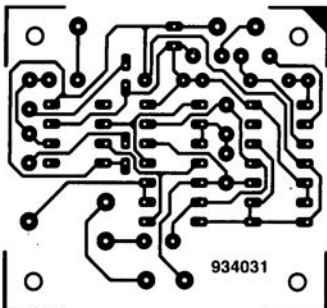
2 tachymètre pour PC



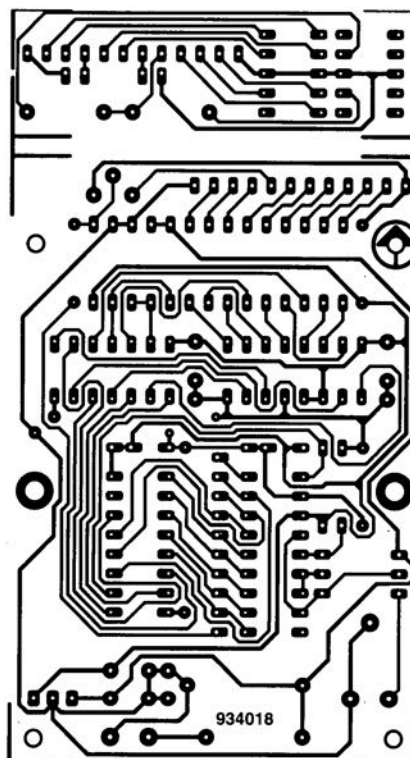
3 convertisseur de manche pour PC



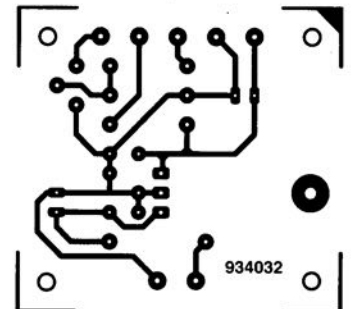
4 humidimètre pour plantes : le capteur



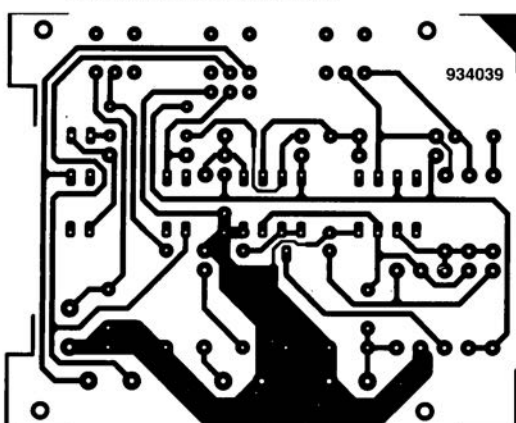
5 voltmètre de bord



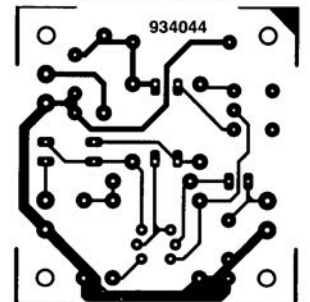
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



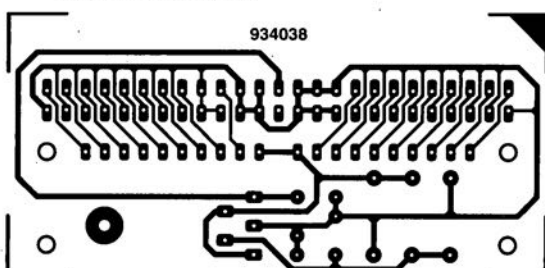
7 enregistrement à commande vocale



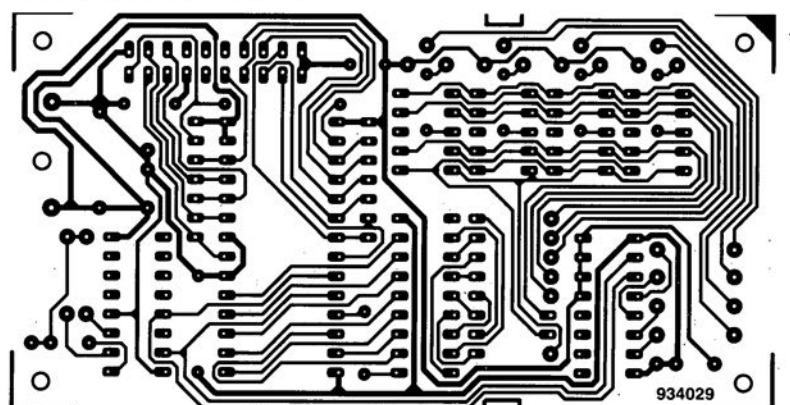
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

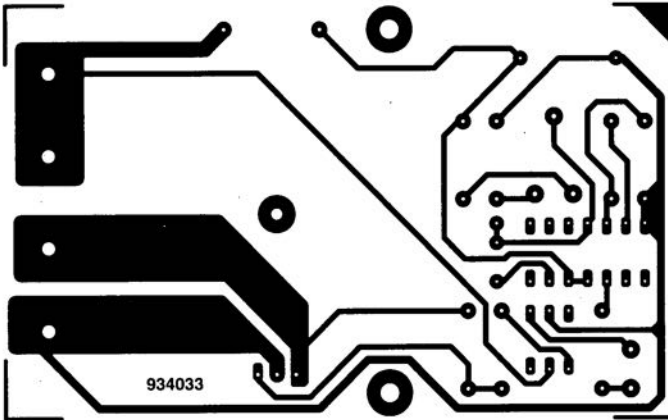


10 décodeur d'affichage universel

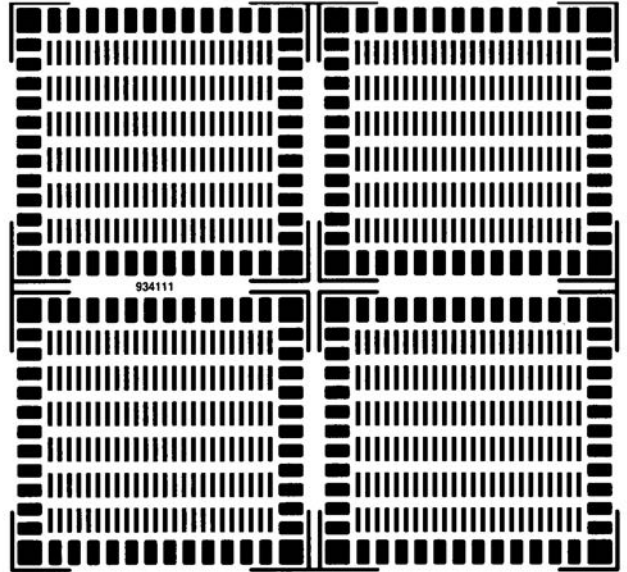


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

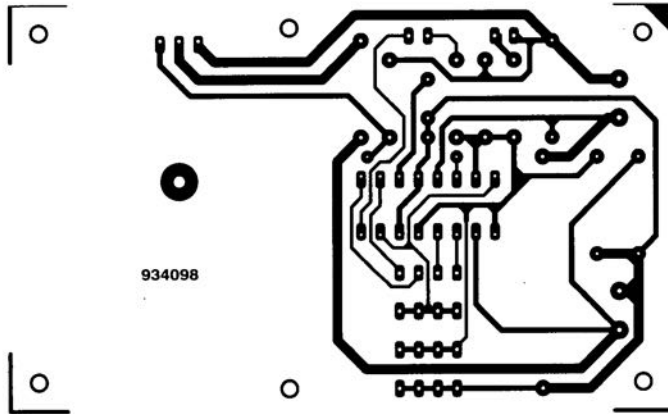
11 « conditionneur » pour accu au plomb



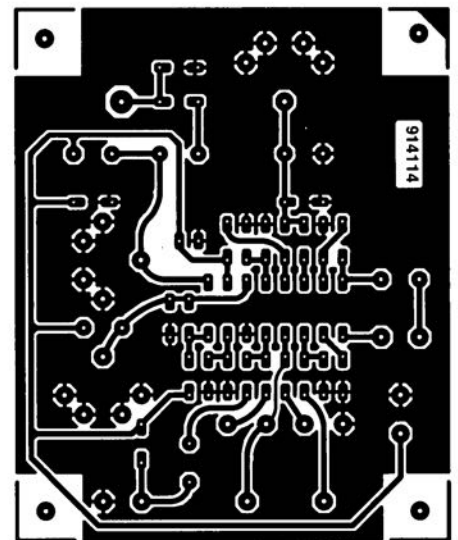
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



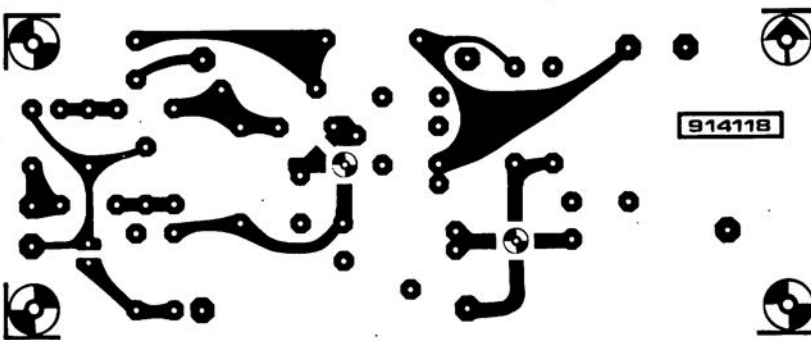
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



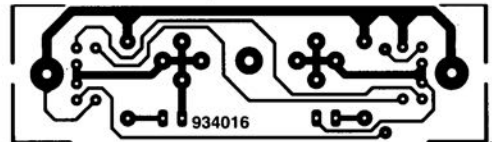
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



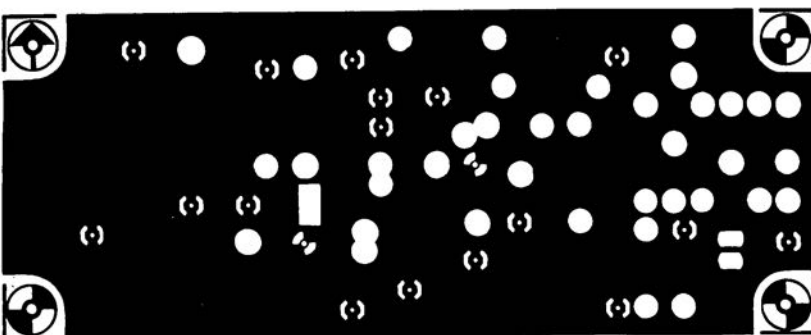
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



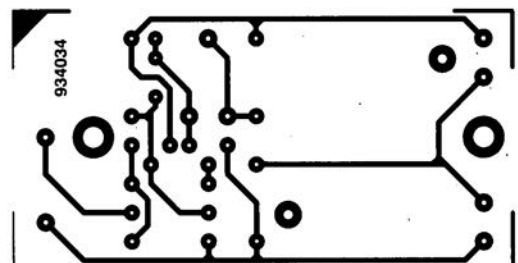
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

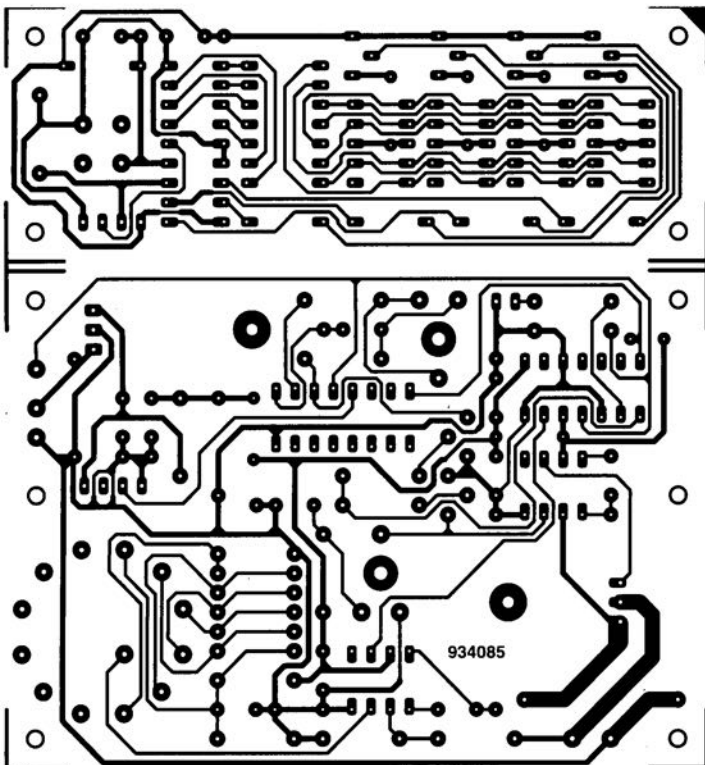


18 testeur de continuité sonore

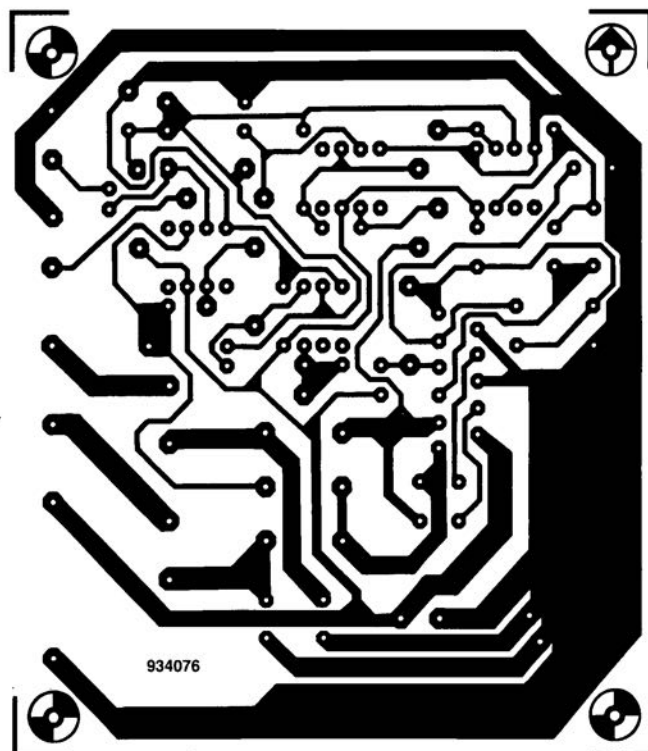


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

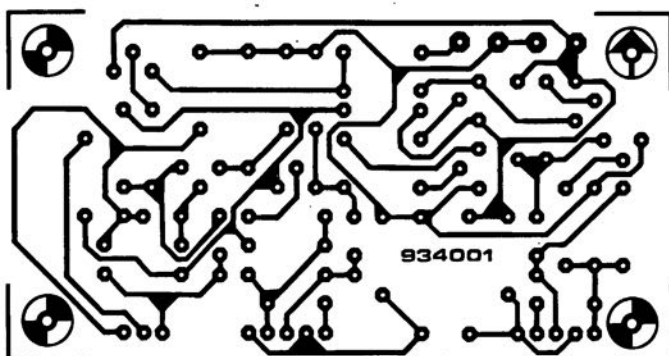
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



Caractéristiques électriques :

Tension d'alimentation :	9 V
Consommation	
en mode de recharge :	10 mA
en mode de maintien de charge :	2,5 mA
Durée de recharge (variable) :	14 h
Courant de recharge :	5 mA
Courant de maintien de charge :	0,5 mA

Caractéristiques générales :

- Intensité du courant de recharge et de maintien de charge fixée à l'aide de résistances fixes,
- Durée de recharge à définir librement de 1 à 20 h,
- Mode de maintien de charge activé automatiquement à la fin de la durée de recharge,
- Prix de revient extrêmement bas (20 francs environ) et
- Dimensions très modestes (15 x 35 mm environ).

On constate, dans le monde de l'électronique – qui lui non plus n'est certainement pas insensible aux différentes considérations écologiques – une baisse sensible de l'utilisation, pour les réalisations devant être compactes, des piles miniatures (très chères) en faveur de celle d'accus CdNi miniatures. L'emploi et la mainte-

nance de ce genre d'accu sont relativement simples. On peut se contenter de recharger ces accus pendant une certaine durée (14 à 16 h en général) à l'aide d'un courant de charge constant.

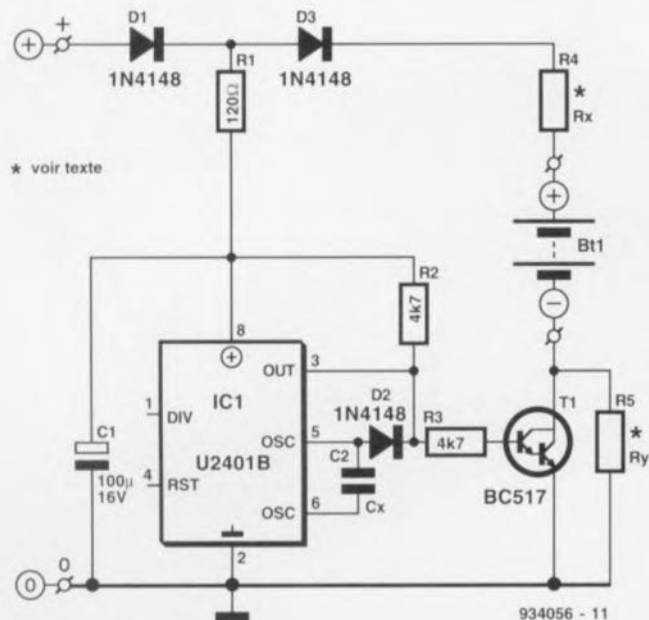
Vu que le courant de charge minimal des chargeurs d'accus CdNi standard est trop élevé pour ces

accus miniatures, il est impensable de faire appel à un tel appareil. Le montage décrit dans ces paragraphes peut être intégré dans un chargeur existant. Il est également possible de le faire fonctionner de façon autonome (permettant de recharger simultanément jusqu'à 5 accus miniatures), en l'alimentant à partir d'un petit module d'alimentation secteur, fournissant une tension de 9 V.

La diode D1 sert de protection contre une erreur de polarité de l'application de la tension d'alimentation. La résistance R1 et le condensateur C1 introduisent un découplage de la tension d'alimentation pour le processeur de recharge IC1, un U2401B (une version « économe » du U2400B très connu dans le monde de l'électronique). La diode D3 protège le circuit contre une erreur de polarité de l'accu connecté et empêche une décharge de l'accu

C2 [nF]	Durée de recharge [h:mn]
15	0:58
18	1:10
22	1:26
27	1:46
33	2:09
39	2:33
47	3:04
56	3:40
68	4:27
82	5:22
100	6:33
120	7:51
150	9:49
180	11:47
220	14:25
270	17:41

à recharger. La résistance R4 limite le courant de charge à quelque 5 mA. Si le circuit se trouve en mode de maintien de char-



ge, un courant de 0,5 mA traverse les résistances R4 et R5. Le condensateur C2 définit la durée de recharge. Si l'on dimensionne

Capacité [mAh]	Courant de recharge [mA]	R4 [kΩ] pour			
		1	2	3	4 cellules
8	0,5	15	12	8,2	4,7
15	1	6,8	5,6	3,9	2,7
18	1,5	4,7	3,9	2,7	1,8
36	2	3,6	2,7	2,2	1,2
75	2,5	2,7	2,2	1,8	1
120	5	1,5	1,2	0,82	0,47
190	10	0,68	0,56	0,39	0,27
230	15	0,47	0,39	0,27	0,18
310	25	0,36	0,27	0,22	0,12
* R5 = 0,1 x R4					

les composants comme l'indique le schéma accompagnant cet article on a, après l'application de la tension d'alimentation, une durée de recharge de 14 h environ (T1 conducteur), suivie de l'activation du mode de maintien de charge (T1 bloque).

Les tableaux donnent le dimensionnement des différents composants pour une recharge de 1 à

4 cellules de capacités diverses pour une durée de recharge de 16 h. L'intensité du courant de maintien de charge est invariablement 1/10 de celle du courant de recharge.

La durée de recharge peut être modifiée en utilisant pour C2 un condensateur de capacité différente.

J. Heine

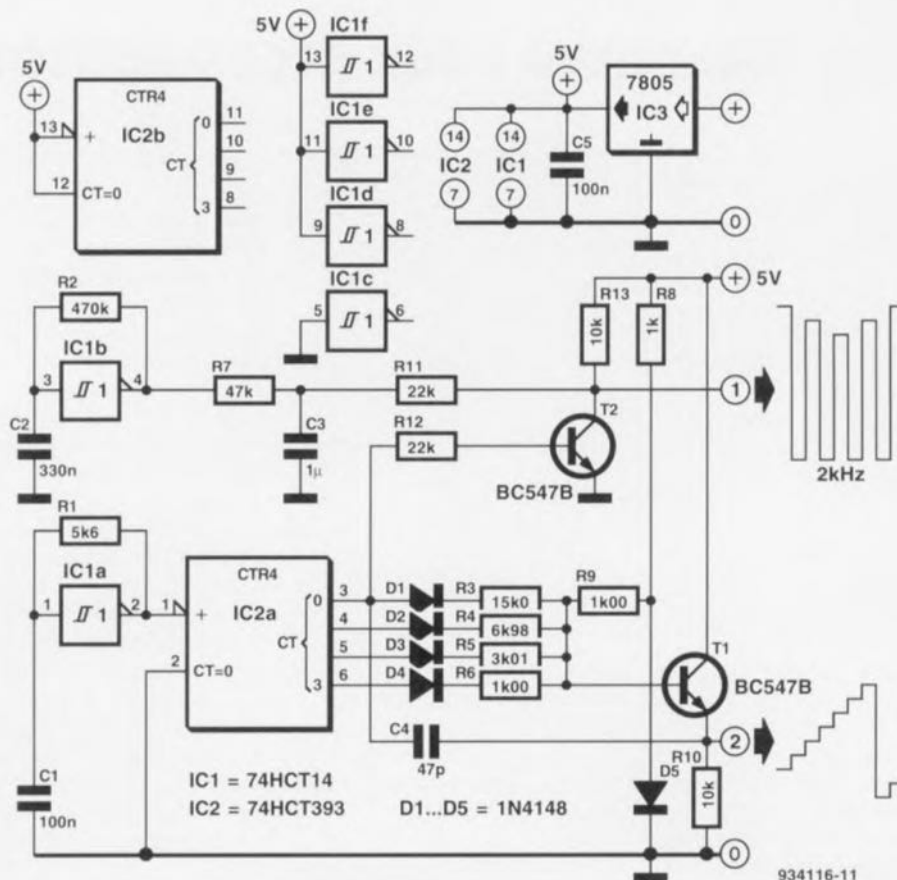
6

TESTEUR COMPACT POUR OSCILLOSCOPE

Ce circuit peu prétentieux permet de tester le fonctionnement d'un oscilloscope numérique à mémoire. Pour ce faire, il génère 2 signaux totalement différents. Le premier de ces signaux est un signal rectangulaire d'une fréquence de 2 kHz auquel se superpose un signal plus ou moins analogique d'une fréquence de 15 Hz.

Le second signal est une tension en marches d'escalier sur laquelle on a superposé des pointes de tension (*glitch*). Ce second signal de test permet immédiatement de voir si l'oscilloscope élimine, lors du traitement du signal, ce type de crêtes aléatoires ou non. Si tel est le cas, on peut affirmer que les résultats fournis par l'oscilloscope sont sujets à caution. Il faudra prendre certains d'entre eux avec des pincettes. Ce signal peut également être utilisé pour tester le comportement de déclenchement de l'oscilloscope. Un circuit de déclenchement travaillant à ses limites aura de gros problèmes avec ce signal.

Le signal de 2 kHz permet de vérifier si, à certains réglages, des signaux de fréquence notablement plus faible restent visibles. Il est évi-



dent qu'un oscilloscope numérique à mémoire digne de ce nom n'aura pas de difficulté de ce côté-là.

Le principe de fonctionnement du circuit est facile à saisir. Le signal de 2 kHz est obtenu par une commutation à une fréquence de 2 kHz du transistor T2, la tension

de collecteur ainsi obtenue est trafiquée par le signal filtré fourni par l'oscillateur travaillant à 15 Hz centré sur l'inverseur à bascule de Schmitt, IC1a.

La tension en marches d'escalier est générée par un oscillateur, IC1a associé à un convertis-

seur N/A réalisé en technologie discrète. Ce convertisseur prend la forme de IC2 et des composants connexes, à savoir des diodes D1 à D4 et des résistances R3 à R6 ainsi que R9. T1 prend à son compte le tamponnage du signal. La diode D5 compense la tension de seuil de la jonction

base-émetteur de ce transistor. C'est, pour terminer, au condensateur C4 de générer les crêtes de tension (*spike*) requises.

Le circuit admet n'importe quelle tension d'alimentation comprise entre 9 et 15 V, sa consommation étant de l'ordre de 50 mA.

COMPORTEMENT DES SETS D'ACCUS CdNi EN SERVICE 7

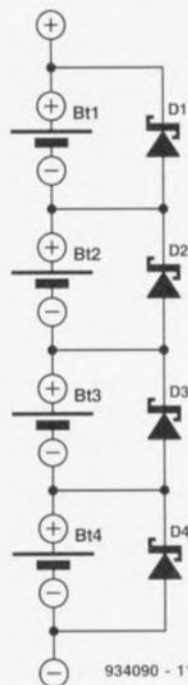
Lors de la décharge d'un accu CdNi (comportant plusieurs cellules prises en série) la cellule à la capacité la plus faible voit la première sa tension tomber à 0 V. Si l'on poursuit alors la décharge, cette cellule subit une charge « inversée » et donc à polarité erronée. La tension aux bornes de l'accu chute donc plus rapidement et la durée d'utilisation de l'accu se réduit elle aussi très sensiblement.

Les fabricants essaient de ralentir les effets négatifs de cette inversion de polarité en dotant les cellules d'une électrode positive plus massive. On notera cependant que « ralentir » signifie tout autre chose qu'« éviter ». On risque donc, à la longue, d'endommager une cellule, surtout si le courant de décharge est supérieur à 1/10 de la capacité nominale de l'accu. La cellule « critique » vieillit plus

rapidement et la capacité effective des autres cellules est réduite par le fameux « effet de mémoire ». Lors de la recharge la tension aux bornes de l'accu atteint déjà sa valeur de fin de recharge sans que la cellule endommagée ne soit en fait complètement rechargée. Ceci est l'une des causes principales de la « mort prématurée » de nombreux accus CdNi au prix relativement élevé.

L'un de nos lecteurs a trouvé une solution à ce problème. Il a doté chacune des cellules de l'accu d'une diode Schottky (faible tension de passage), capable, bien entendu, de traiter le courant de charge requis.

Dans le cas d'une cellule, sujette à une inversion de polarité, la diode en question devient passante et évite de ce fait (grâce à sa tension de passage très faible de 0,3 à



0,4 V) une production de gaz et donc une augmentation de la pression dans la cellule. Du fait que les autres cellules « saines » ne peuvent plus établir une tension inverse, la perte de puissance de l'accu n'est plus si importante. Il n'y a plus de risque non plus à soumettre, de temps à autre, un accu, doté de cette protection, à une « cure de jouvence » pour ne pas dire de « reviviscence » (cycle de décharge/recharge complet).

Même une décharge « totale » de l'accu perd alors son aspect effrayant. À l'inverse de ce qui est le cas avec un accu au plomb, c'est très précisément ce type de décharge complète d'un accu CdNi qui, en raison de l'inversion de polarité d'une, voire de plusieurs cellules qu'elle entraîne, est la cause de leur destruction.

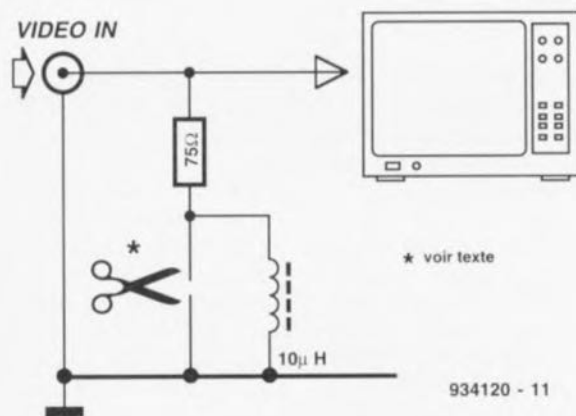
H.J. Junge

REHAUSSEUR DE SIGNAL VIDÉO TRÈS BON MARCHÉ 8

Il s'agit sans doute ici du circuit le plus simple décrit dans ce numéro Hors-Gabarit '93. Sa fonction est d'améliorer la netteté d'une image vidéo visualisée sur un écran de télévision.

Il n'est pas rare que l'on ait l'impression que lors de la reproduction d'un signal vidéo par l'intermédiaire de l'entrée Péritel ou l'entrée vidéo standard d'un téléviseur l'image est très légèrement moins nette que lorsqu'il y entre par l'entrée d'antenne.

Il existe sur le marché un certain nombre d'appareils destinés à



* voir texte

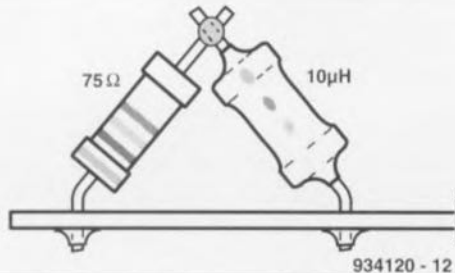
remédier à ce problème, mais leur coût est difficilement justifié par l'amélioration qu'ils permettent. Il existe aussi une solution à une douzaine de francs donnant des résultats forts satisfaisants.

Elle prend la forme d'une self d'une inductance de 8,2 ou 10 μ H prise en série avec la résistance d'entrée de l'entrée Péritel ou vidéo (c'est-à-dire dans le circuit d'entrée du téléviseur; dans la majorité des cas il s'agit d'une résistance de 75 ou de 82 Ω).

De ce fait l'impédance d'entrée augmente aux fréquences éle-

vées, de sorte que celles-ci subissent une atténuation moindre lors de leur transfert via le câble coaxial que celle subie par les fréquences plus faibles.

Ce sont en particulier les signaux à bande passante limitée – tels ceux en provenance de magnétoscopes – que l'on améliore ainsi sensiblement : l'image est plus



nette et les couleurs plus franches. Il peut se faire qu'en présence d'un signal de bonne texture le rehausseur de signal vidéo exagère quelque peu. Cet inconvénient peut être éliminé par la présence d'un inverseur court-circuitant la self lorsque le besoin s'en fait sentir.

J. Bodewes

9

DOUBLEUR DE FRÉQUENCE

L'examen du schéma du doubleur de fréquence pourra se faire sous 2 angles différents. En présence de « grands » signaux (supérieurs à 1 V environ), les transistors T2 et T3 remplissent la fonction de diodes de redressement d'un redresseur à double alternance. Ceci se traduit automatiquement par un doublement de la fréquence de base du signal.

En présence de « petits » signaux le fonctionnement du circuit change du tout au tout. Dans ces conditions, les 2 signaux de phase opposée, dérivés du signal d'entrée par T1 et présents aux émetteurs de T2 et T3 sont additionnés l'un à l'autre.

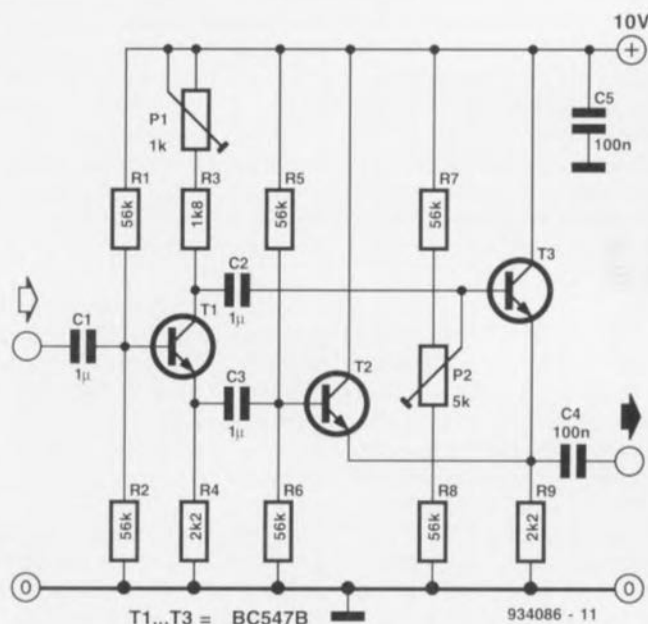
La fréquence fondamentale disparaît de ce fait presque totalement et il ne reste que les harmoniques, nées de la présence de non-linéarités (à commencer par la première harmonique qui constitue donc la nouvelle fondamentale du signal de sortie.) On

notera que l'utilisation de ce montage se traduit par une forte diminution de la puissance du signal. Il ne restera en fait, par exemple, que 6 mV d'un signal d'entrée de 25 mV.

L'ajustable P1 permet, dans le cas d'un signal d'entrée sinusoïdal, d'éliminer la fréquence fondamentale du mieux possible. P2 sert à jouer sur le fonctionnement du transistor T3 de façon à obtenir un signal de sortie de forme sinusoïdale la plus nette possible.

Dans le cas de notre prototype, un signal d'entrée de 1 kHz devenait un signal de sortie (de fréquence double donc) présentant une distorsion de 5,5%. La plage des fréquences d'entrée admissibles s'étend de 80 Hz à bien au-delà de 100 kHz.

S'il devait se faire que T2 et/ou T3 aient une tendance à entrer en oscillation, on pourrait prendre un



petit condensateur céramique (de quelque 56 pF) entre la base et le collecteur du transistor.

La consommation du circuit est de 4 mA environ.

A.B. Tiwana

10

ARBITRE ÉLECTRONIQUE

Voilà un montage qui rendra d'excellents services lorsque l'on s'amuse, en famille ou avec des copains, à des « jeux de développement de l'activité cérébrale ». Le circuit identifie, parmi les 4 possibles, le joueur à avoir le premier trouvé (pense-t-il) la bonne réponse et à avoir, de ce fait, appuyé sur le bouton du boîtier de réponse se trouvant en face de lui. Un résonateur fournit une indication sonore de l'action sur le bouton-poussoir et une LED

indique quel est le joueur à avoir appuyé sur son bouton. L'animateur du jeu peut ensuite appuyer sur le bouton de remise à zéro et le jeu continue.

Le circuit se caractérise par une conception très simple : il ne comporte, comme composants actifs, que 2 circuits intégrés et 1 transistor. Le schéma montre 4 boutons, S1 à S4. Ils sont reliés aux entrées D de 4 bascules bistables intégrées dans IC2. Via une

fonction OU (réalisée à l'aide des portes IC1a, IC1b et IC1d), les 4 touches sont également connectées à l'entrée d'horloge (broche 9) de IC2. Les sorties Q des bascules (broches 3, 6, 11 et 14) commandent les LED D1 à D4.

Après une remise à zéro des bascules par une action sur le bouton S5 (action qui se traduit par un bref passage au niveau bas de l'entrée R (pour Reset, broche 1) les sorties Q présentent

un niveau haut et toutes les LED sont hors-fonction. Après une action sur l'une des touches S1 à S4 on aura déroulement du processus suivant : supposons que S1 a été le premier bouton à avoir été activé.

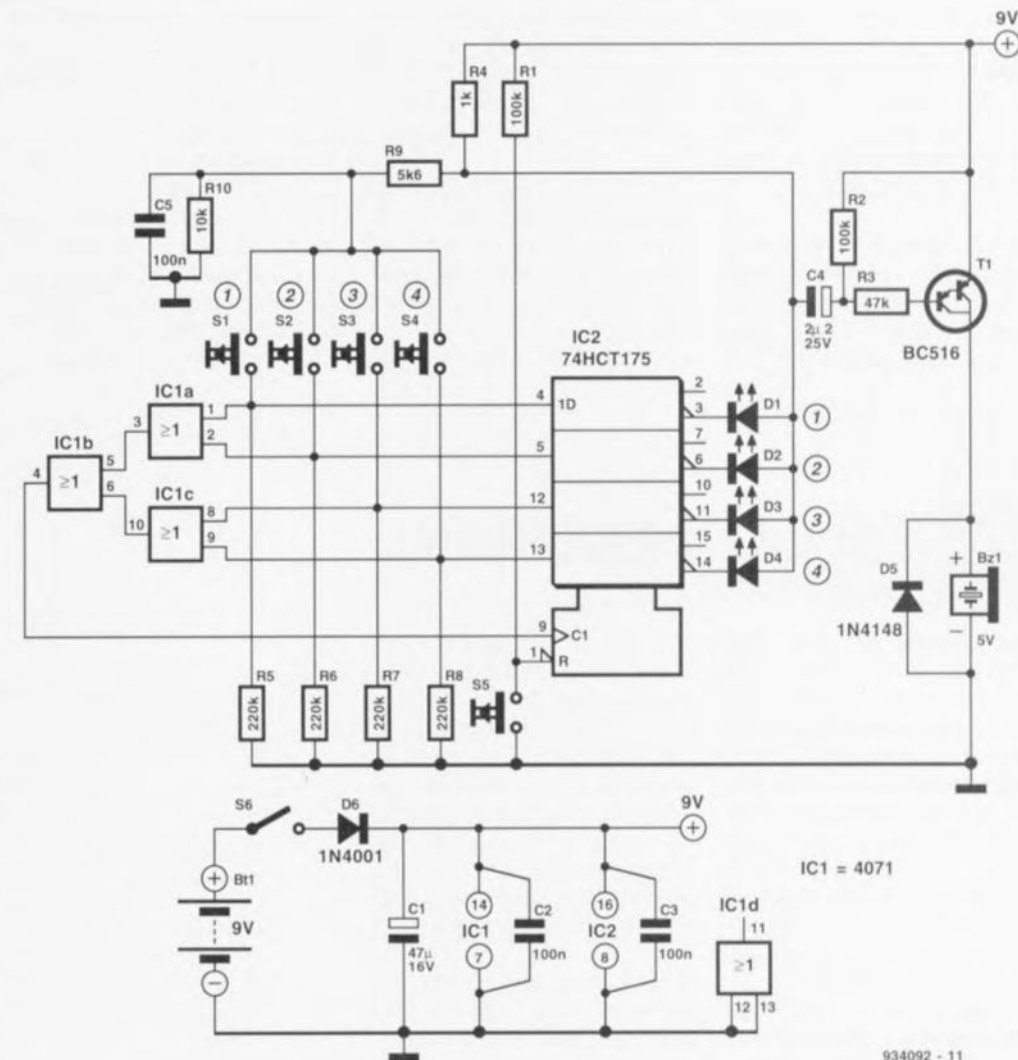
L'entrée D correspondante passe de ce fait au niveau haut. Ce « 1 » logique est transmis aussi, via IC1a et IC1b, à l'entrée d'horloge des autres bascules. Ceci aura comme résultat une « lecture »

des niveaux logiques actuels présents sur les entrées D des bascules et le transfert de ces niveaux vers les sorties. La LED associée au bouton activé s'allume.

Les touches et les LED étant connectées à la tension d'alimentation via une résistance commune de $1\text{ k}\Omega$ (R4), l'illumination de l'une des LED se traduit par une chute à 2 V environ (tension de LED) de la tension en aval de R4. On trouve, en amont des touches, un diviseur de tension dont la fonction est de faire en sorte, qu'après une action sur l'une des touches, la tension aux bornes des touches ne soit plus que 1 V environ.

Si l'on appuie maintenant sur une ou plusieurs autres touches, la tension aux entrées D et l'entrée d'horloge est trop faible pour obtenir une réaction du circuit. Ceci explique comment le circuit est bloqué après une première action sur l'un des boutons. Il faudra ensuite remettre à zéro l'arbitre électronique par une action sur le bouton S5.

Le Darlington T1 commande le résonateur à courant continu Bz1. Via la résistance R3 et le condensateur C4, la base de T1 est connectée aux anodes des LED. Au moment de l'illumination de l'une des LED, C1 transmet ce niveau bas à T1 qui, à son tour, active le résonateur. Après une durée de $0,5\text{ s}$ environ, le condensateur C4 s'est rechargé via les



résistances R2 et R3 et le transistor T1 bloque. La consommation totale du circuit en veille (LED

hors-fonction) est de 5 mA environ. Cette consommation grimpe à une valeur de 50 mA lorsque

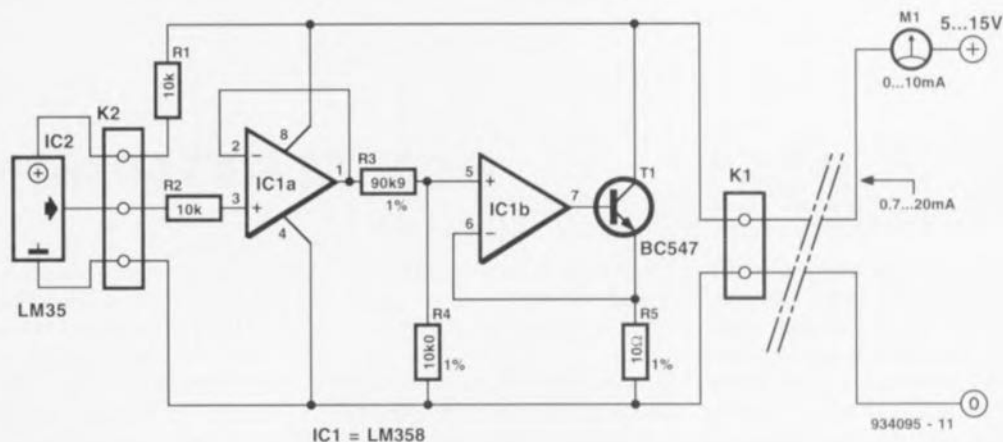
l'une des LED s'allume et que le résonateur se manifeste.

D. Ibrahim

CAPTEUR DE TEMPÉRATURE ACTIF BIFILAIRE

Dès lors qu'il s'agit de mesurer, à une grande distance de l'appareil de mesure, une certaine grandeur, il s'avère souvent nécessaire de doter le capteur proprement dit d'un amplificateur propre. Il est logique dans ces conditions qu'il faille appliquer à l'ensemble capteur/amplificateur une tension d'alimentation ce qui implique de faire appel à un 3^e câble de connexion.

Le capteur de température actif, décrit dans cet article, se contente d'une liaison bifilaire pour le transfert **et** des données de mesure **et** de la tension d'alimentation. Pour ce faire, la tension de mesu-



re, tamponnée par IC1a, est transformée, par la source de courant IC1b, en un courant d'alimentation **drainé en supplément** du courant normal. Autrement dit : l'intensité du courant tiré de l'alimentation nous permet de mesurer la valeur de la tension d'entrée.

Il va sans dire que l'amplificateur opérationnel et (éventuellement) le capteur consomment aussi une partie du courant. Si l'on utilise l'amplificateur opérationnel et le

capteur indiqués dans le schéma, leur consommation se situe à une moyenne de l'ordre de 0,7 mA (0,65 mA à une tension d'alimentation de 5 V, 0,7 mA à 10 V et 0,77 mA à 15 V).

Dans le cas d'une valeur « de débattement pleine échelle » de 10 mA cette valeur représente une erreur de 7% environ, erreur heureusement relativement facile à compenser.

Le circuit a été dimensionné de

façon à ce qu'avec un capteur de température du type LM35 (IC2) le courant varie de 0,7 à 10,7 mA lorsque la température mesurée varie elle de 0 à 100°C.

Un galvanomètre à bobine mobile, pris dans la ligne d'alimentation, permet ainsi d'afficher aisément la valeur de la température mesurée. La valeur du courant drainé par l'amplificateur opérationnel (et le capteur) peut être compensé facilement à l'aide de la petite vis du

réglage du point zéro du galvanomètre.

Notons qu'il peut s'avérer nécessaire de devoir compenser la chute de tension naissant aux bornes du galvanomètre et dans les (longues) lignes de connexion, ce que l'on fera par l'adoption d'une tension d'alimentation légèrement plus élevée.

Il faudra veiller à donner une alimentation adéquate (5 V au minimum) aux circuits intégrés IC1 et IC2.

12 PRIVÉPHONE

Rien ne paraît être plus désagréable que de découvrir, pendant une conversation téléphonique, qu'une 3^e personne est à l'écoute. Si votre installation téléphonique privée (domestique) se compose de plusieurs appareils connectés en parallèle, rien de plus simple pourtant : il suffit de décrocher le combiné de l'un des appareils pour pouvoir suivre la conversation prenant place sur un autre téléphone de l'installation.

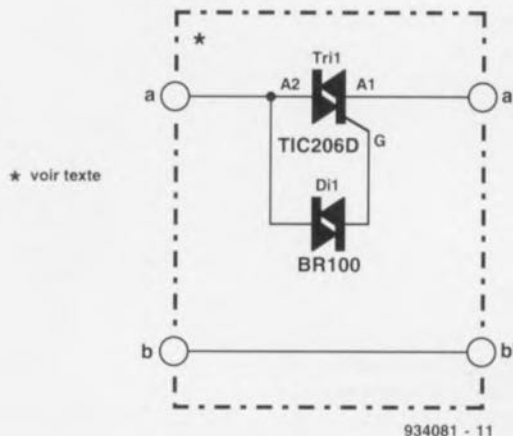
Heureusement qu'il suffit de 2 composants peu coûteux à monter sur chaque appareil pris en parallèle pour mettre fin à cette situation peu satisfaisante (doux euphémisme).

L'examen du schéma montre que cette « protection » consiste en fait en un triac, pris en série dans la ligne **a** (ligne L1) de chaque téléphone et d'un diac connecté entre l'anode et la grille du triac. La tension de seuil du diac est de 25 V environ. Cette valeur est sensiblement plus faible que celle de la tension de ligne de 60 V environ fournie par le central télé-

phonique et sensiblement plus élevée que la tension aux bornes d'un appareil en service (5 à 12 V). Le triac n'est donc passant que si le combiné de tous les appareils de l'installation est « reposé sur la fourche ». Dès que l'on décroche l'un des combinés, la tension aux bornes des appareils descend de 60 à 12 V environ et tous les diacs bloquent.

Si, après avoir décroché l'un des combinés, la tension de ligne change de polarité ce fait n'aura pas de conséquences pour l'état passant du triac. Dans le cas de l'arrivée sur l'installation d'un signal d'appel, tous les triacs deviennent conducteurs et la sonnerie de chaque appareil se fait entendre.

Un autre avantage de ce montage est le fait qu'il supprime, dans le cas où l'on est connecté à un central téléphonique à commande par impulsions, le tintement de la sonnerie sur tous les appareils connectés au système lorsque l'on compose un numéro sur l'un des téléphones.



Vu la compacité du montage il n'est pas sorcier d'intégrer ses composants dans la fiche de connexion de chacun des appareils de l'installation téléphonique.

Une double remarque cependant : primo, le réseau téléphonique européen est loin d'être standardisé. Si de nombreux pays d'Europe travaillent avec du 60 V, la France semble travailler en 48 V continus

avec superposition d'une tension alternative de 80V_{eff} lors de l'appel. Nous ne pouvons donc garantir le fonctionnement de ce petit circuit sur tous les téléphones de France, de Navarre et d'ailleurs.

Secundo, comme seules sont autorisées les adjonctions et autres modifications aux réseaux téléphoniques **privés**...

13

MONTÉE EN TENSION PROGRESSIVE

Ce régulateur de tension ajustable comporte un dispositif qui, une fois la tension d'alimentation appliquée, produit une augmentation progressive (*soft start*) de la tension de sortie jusqu'à ce qu'elle atteigne le niveau défini à l'aide de l'ajustable P1. Si l'on opte pour

une tension de sortie de 15 V, la tension de sortie atteint cette valeur au bout de 5 s environ.

Si l'on a défini, à l'aide de P1, une tension de sortie de 7,5 V, la durée de montée n'est plus que de 2,5 s. Il est donc évident que la durée de

montée est proportionnelle à la valeur finale de tension de sortie. Une modification de la valeur de la résistance R3 et/ou du condensateur C3 permet de faire fonctionner ce circuit avec d'autres durées d'établissement de la tension de sortie (l'attribution d'une valeur plus

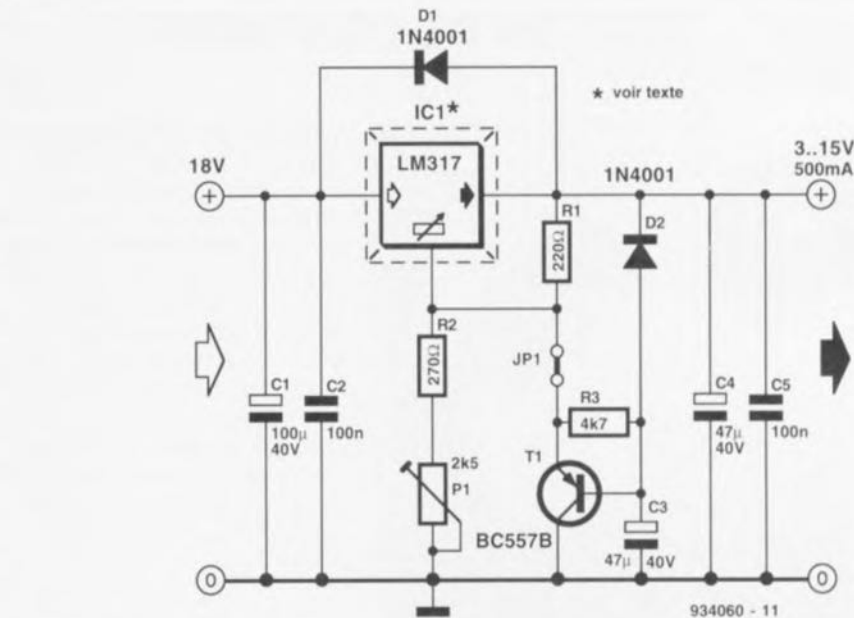
élevée à R3 et/ou C3 se traduit par une durée de montée plus longue).

Si l'on enlève le cavalier de court-circuit **JP1**, la circuiterie responsable de la montée progressive de la tension de sortie est mise hors-fonction. Cette option est très pra-

tique lors du réglage, par l'intermédiaire de P1, de la valeur de la tension de sortie. La diode D2 protège la jonction base-émetteur du transistor T1 contre une tension inverse trop élevée.

En absence de cette diode, le condensateur chargé C3 pourrait, dans le cas d'un court-circuit du régulateur, entraîner une tension base-émetteur dont la valeur serait sensiblement supérieure au maximum admissible, à savoir 5 à 6 V. La diode D1 fait office de protection pour le régulateur dans le cas où la tension d'entrée « dégringole » plus vite que la tension de sortie.

Le courant de repos n'atteint que quelques milliampères, le courant de crête pouvant monter à 1,5 A. Pour éviter que la protection thermique intégrée du LM317 n'entre en fonction, il faudra monter ce



composant sur un radiateur de résistance thermique de 14 K/W

(tel que SK104 de Fischer par exemple) et limiter le courant de

sortie **continu** à une valeur maximale de 500 mA.

REDRESSEUR ACTIF ULTRA-RAPIDE

14

Le petit montage, objet de cet article, pourra servir, entre autres, de petit étage à monter à l'entrée d'un multimètre numérique (type d'appareil ne possédant, en général, qu'une bande passante étroite lorsqu'il s'agit de mesurer des tensions alternatives).

Un redresseur mono-alternance classique constitue le point de départ de cette réalisation. La diode D2 est prise en série sur la sortie de l'amplificateur opérationnel. Du fait que le couplage à réaction — réalisé à l'aide des résistances R1 et R2 — est connecté en aval de la diode D2, les demi-périodes négatives du signal présentes sur l'entrée du circuit apparaîtront, avec la même valeur, sur la cathode de D2.

En présence des demi-périodes positives du signal sur l'entrée, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel sera pratiquement réduite à zéro par la diode D1. Le réseau R3/C1 à la sortie du circuit se charge de l'intégration de la tension à redressement mono-alternance.

La tension continue aux bornes du condensateur correspond de ce fait à la valeur moyenne des demi-

périodes négatives du signal d'entrée. Dans le cas d'un signal d'entrée de forme sinusoïdale pure, cette tension est 1/p fois la valeur de crête du signal d'entrée.

L'amplificateur opérationnel utilisé, un AD844, est du type à réinjection de courant (*current feedback opamp*). La bande passante de cet amplificateur opérationnel dépend du dimensionnement des

résistances prises dans le couplage à réaction. Il faudra, pour obtenir une large bande passante, faire appel à des résistances ayant une impédance aussi faible que possible. Afin d'obtenir une impédance d'entrée acceptable (1 k Ω dans le cas de notre prototype) nous avons utilisé pour R1 et R2 des résistances de 1 k Ω .

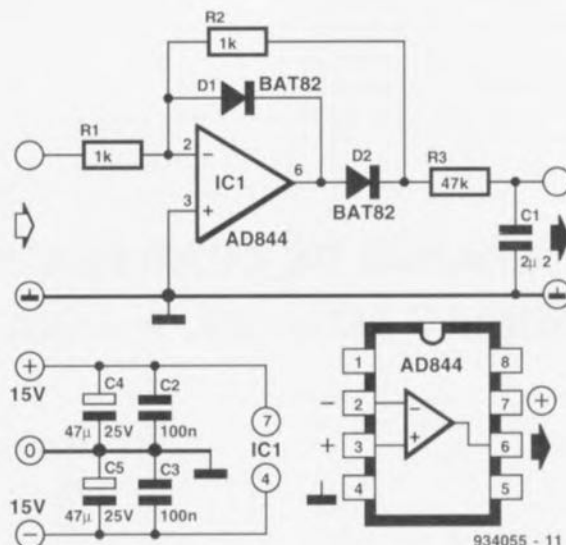
Dans ces conditions la bande pas-

sante de l'amplificateur opérationnel est de 30 MHz (l'utilisation de résistances de 500 Ω permet même d'obtenir une bande passante de 60 MHz !). Outre la bande passante, le taux de montée détermine, lui aussi la précision du redresseur. Le taux de montée minimal du AD844 est de 1 200 V/ μ s (2 000 V/ μ s typique).

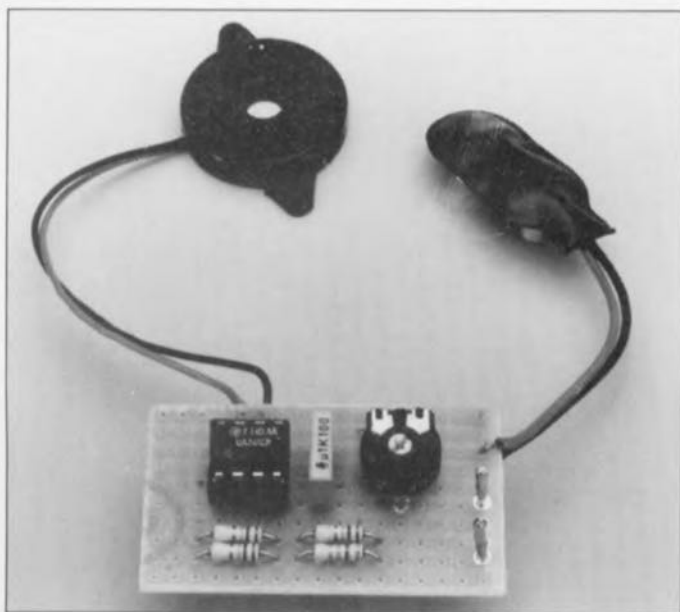
La capacité et la tension de seuil des diodes D1 et D2 jouent aussi un rôle important. Une BAT82, avec sa capacité de 1pF6 et sa chute de tension de 0,5 V sous un courant de diode de 4 mA, constitue ici un choix excellent.

Dans le cas de notre prototype nous avons mesuré des fréquences avec lesquelles la tension de sortie avait diminué de 1% (ce qui correspond à 0,1 dB). En présence d'une tension de sortie de 1 V, le point -1% se trouvait à 1,7 MHz, avec une tension de sortie de 100 mV à 400 kHz et avec 10 mV à 45 kHz.

La consommation du circuit est de 6,5 mA sous une tension d'alimentation symétrique de 15 V environ. La tension d'alimentation du AD844 doit se situer dans une plage comprise entre $\pm 4,5$ V et ± 18 V.



15 TESTEUR DE CONTINUITÉ



Le cœur de ce petit circuit est une « vieille connaissance » de tout électronicien digne de ce nom : le $\mu A741$. Autrefois – eh oui, Elektor existe depuis quelques années déjà – le 741 était le circuit intégré « à tout faire ». De nos jours, il semble que ce petit composant ne soit plus bon à grand-chose pour ne pas dire rien (exception faite de son brochage repris par la quasi-totalité des amplificateurs opérationnels actuels). Pour le montage proposé ici, le 741

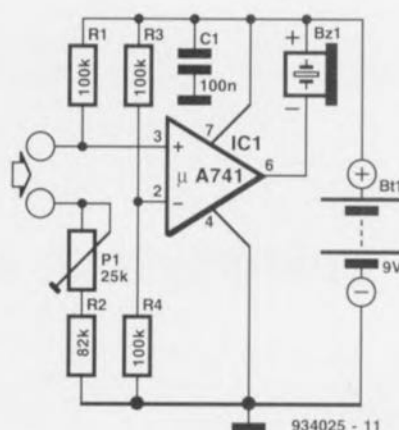
constitue le composant idéal. On utilise l'amplificateur opérationnel comme comparateur ; via sa sortie, celui-ci commande un petit résonateur à courant continu (du type 5 ou 6 V), un « buzzer », comme le dénomment si joliment les anglophones.

On applique, via le diviseur de tension R3/R4, la moitié de la tension d'alimentation à l'entrée inverseuse du 741. Si maintenant la tension appliquée à son entrée

non-inverseuse (+) est inférieure à la tension présente sur l'entrée « - » (ce qui est le cas lorsque la résistance existant entre les 2 entrées, c'est-à-dire les pointes de touche, est suffisamment faible), le résonateur entre en fonction. Les valeurs des résistances R1 et R2 et celle de l'ajustable P1 donnent une sensibilité de 1 k Ω environ. L'étalonnage du circuit à cette valeur est relativement simple : on prend une résistance de 1 k Ω entre les 2 entrées

et l'on joue sur P1 de façon à ce que le résonateur soit sur le point d'entrer en fonction. Si vous trouvez qu'une sensibilité de 1 k Ω est un peu trop faible, il vous suffit de réduire les valeurs de R1, R2 et P1 d'un facteur 10, pour étalonner le circuit ensuite à une sensibilité de 100 Ω .

Dans ces conditions, la consommation du circuit (quelques mA au repos) augmente de 0,5 mA environ.



16 COMMANDE DE CONNEXION PANNEAU SOLAIRE → ACCU

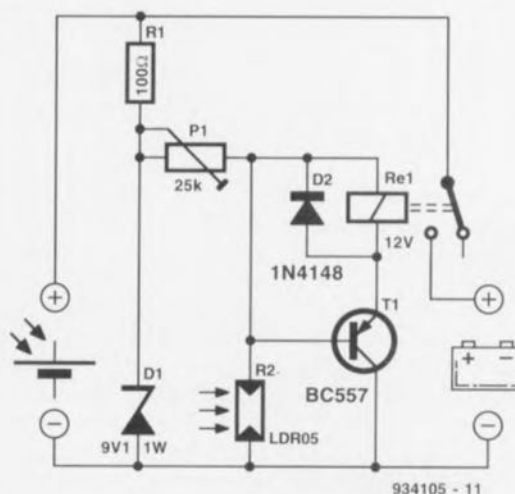
Nous vous proposons ici, à l'intention de ceux d'entre nos lecteurs de plus en plus nombreux à faire appel à l'énergie solaire, une solution simple à un vieux problème qui l'est moins : lorsqu'un accu est rechargé par un panneau solaire et que le soleil disparaît, ce même panneau solaire produit une décharge de l'accu.

Dans bien des cas on fait appel à une diode pour éviter ce phénomène gênant, solution qui présente l'inconvénient elle d'introduire une chute de tension de 0,7 V (ramenée à 0,4 V dans le cas d'une diode Schottky). De très nombreuses applications ne supportent pas une telle perte. Le petit circuit décrit ici remplace la

diode et met le panneau solaire à l'accu par l'intermédiaire des contacts d'un relais.

L'électronique est alimentée directement par le panneau solaire. Tant que la tension produite par ce dernier est trop faible, le relais reste décollé et l'accu n'est pas relié au panneau solaire. Dès que la tension fournie par le dit panneau est suffisamment élevée pour produire l'excitation du relais, et qu'il tombe assez de lumière sur la photorésistance (LDR) R2 pour produire l'entrée en conduction du transistor T1, le relais est activé, permettant la recharge de l'accu.

Vu qu'un relais a la caractéristique de nécessiter moins de cou-



934105 - 11

rant pour rester collé qu'il ne lui en faut pour être activé, il ne décollera pas instantanément dès que la tension fournie par le panneau solaire chute quelque peu (dans le cas d'un accu déchargé par exemple).

Nous avons ajouté la photorésistance, qui, via le transistor T1, provoque le décollement du relais lorsqu'il ne tombe plus suffisamment de lumière sur la LDR, pour éviter qu'un accu pris en circuit et chargé n'active le relais dans le

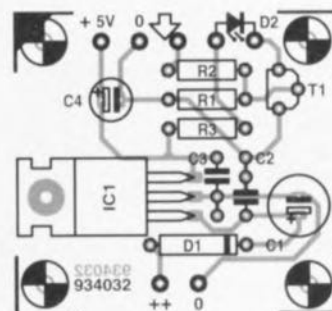
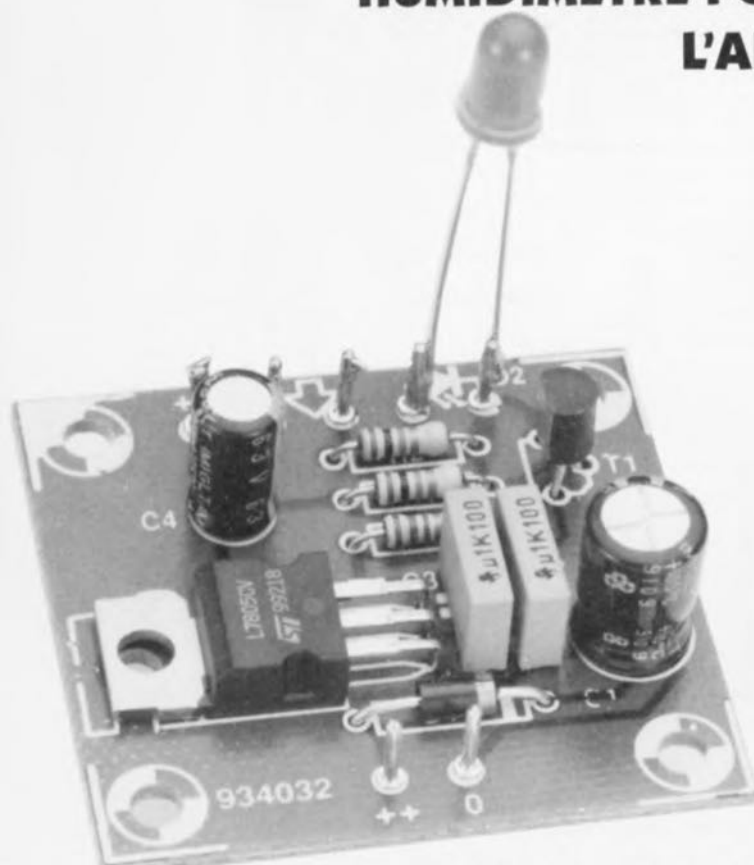
noir. La résistance ajustable P1 permet de définir le seuil d'entrée en action de ce dispositif.

Comme la majeure partie de la puissance consommée par le montage l'est par le relais, il

s'agira d'utiliser un relais miniature à faible consommation propre ayant une bobine de la résistance la plus forte possible (un V23037-A0001-A101 de Siemens par exemple, relais capable de commuter un courant de 10 A).

HUMIDIMÈTRE POUR PLANTES : 17

L'ALIMENTATION



Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 10 k Ω
R3 = 220 Ω

Condensateurs :

C1 = 100 μ F/25 V radial
C2, C3 = 100 nF
C4 = 10 μ F/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4001
D2 = LED rouge 5 mm
T1 = BC547B
IC1 = 7805

Divers :

boîtier de 65 x 50 x 30 mm (tel que Bopla EG406 par exemple)

Le schéma montre le circuit de l'alimentation de l'humidimètre pour plantes décrit ailleurs dans ce numéro. Le capteur nécessitant une alimentation de 5 V constante on peut utiliser un petit module d'alimentation-secteur fournissant une tension comprise

entre 8 et 12 V. Le circuit décrit dans cet article sert au « nettoyage » et à la stabilisation de la tension de sortie du module utilisé. Sachant que la consommation du capteur se limite à 5 mA environ il est possible d'alimenter un bon nombre de circuits moni-

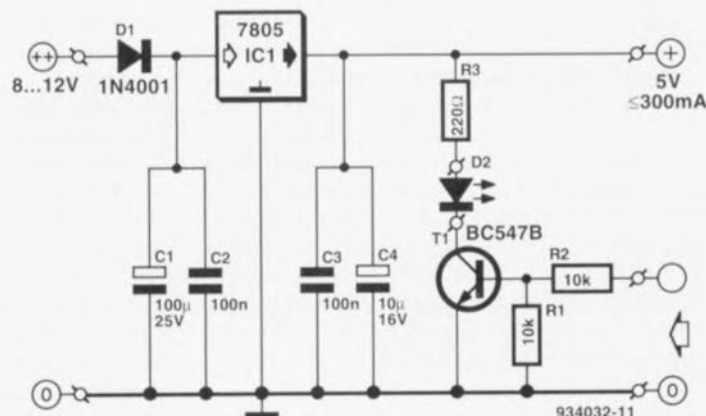
teur à l'aide de l'alimentation décrite ci-dessus et l'on pourra envisager de relier plusieurs capteurs enfichés chacun dans leur propre pot et ajustés pour répondre aux désirs de la plante qu'ils « monitorent » à cette alimentation commune.

L'alimentation de l'humidimètre fait également office de (télé-)indicateur central. La LED D2 s'allume dès que l'un des capteurs connectés détecte un sol « aride ».

Si aucun des capteurs ne détecte de sol trop sec, mais si l'un (ou plusieurs) d'entre eux indique l'équilibre entre « sec » et « humide » (voir HUMIDIMÈTRE POUR PLANTES : LE CAPTEUR) la LED s'allume à une intensité plus faible.

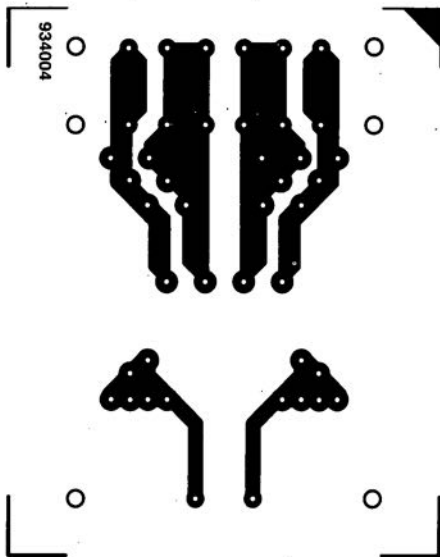
Ceci s'explique par le fait que la tension appliquée à l'entrée de commande de la LED est comprise entre 2 et 3 V.

Il va sans dire qu'il est nécessaire, pour tirer profit de cette option de visualisation centrale, de connecter la sortie de tous les capteurs à l'entrée de commande de LED sur le circuit de l'alimentation (avec sa configuration de porte OU en logique câblée).

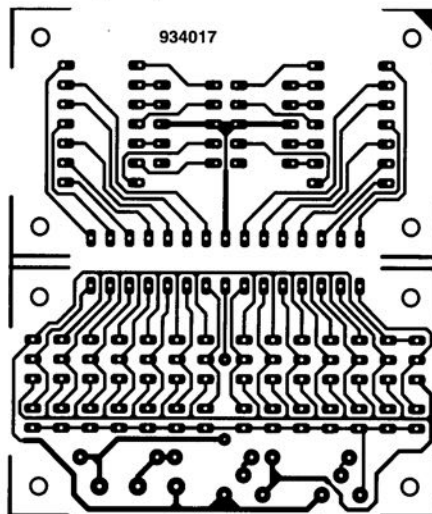


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

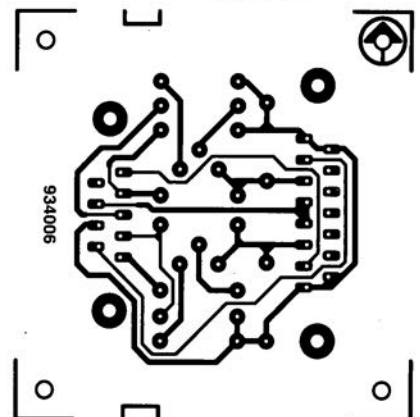
1 circuit imprimé universel pour transformateur



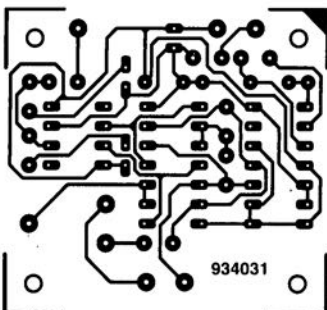
2 tachymètre pour PC



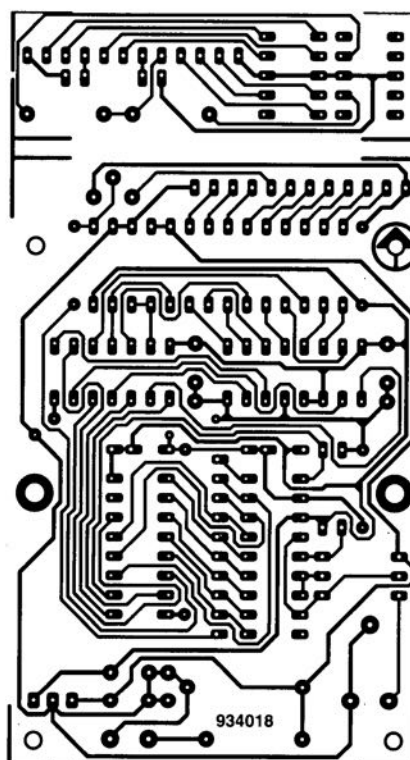
3 convertisseur de manche pour PC



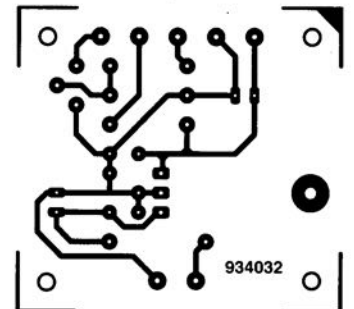
4 humidimètre pour plantes : le capteur



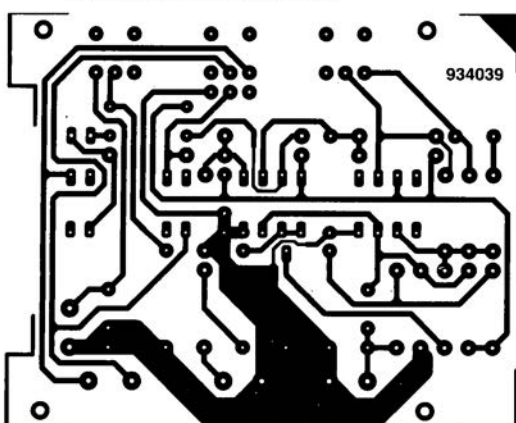
5 voltmètre de bord



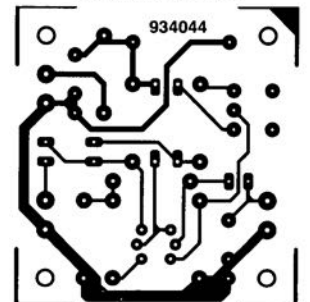
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



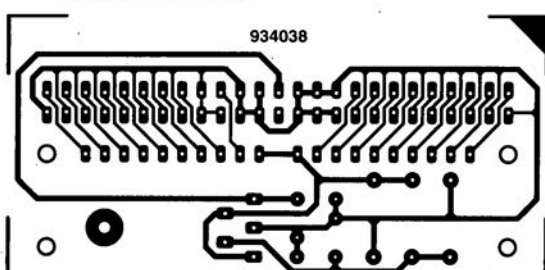
7 enregistrement à commande vocale



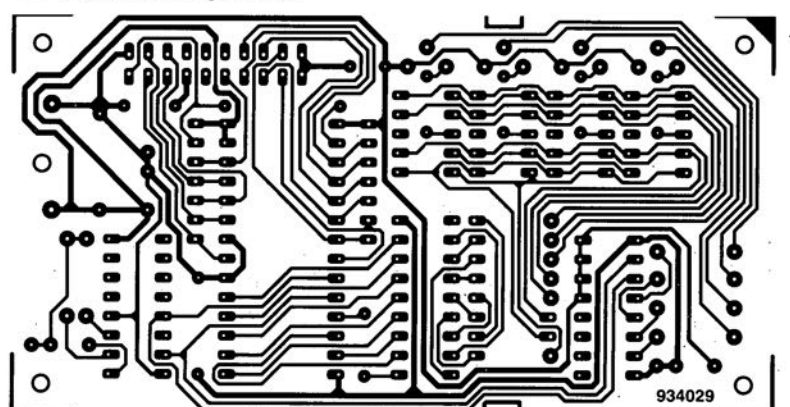
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

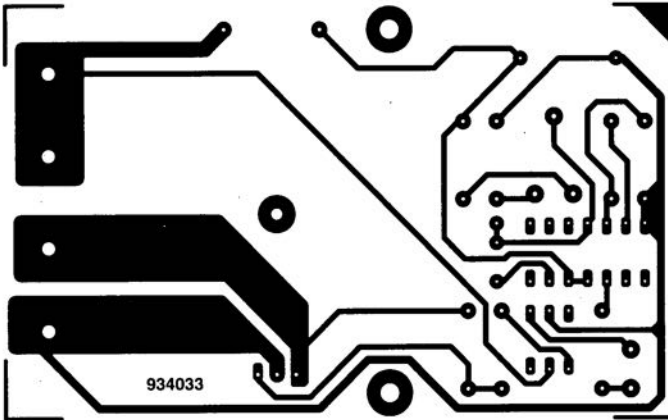


10 décodeur d'affichage universel

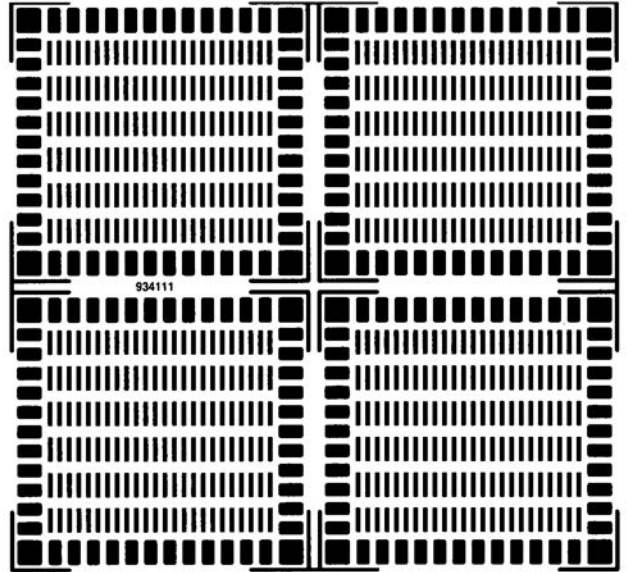


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

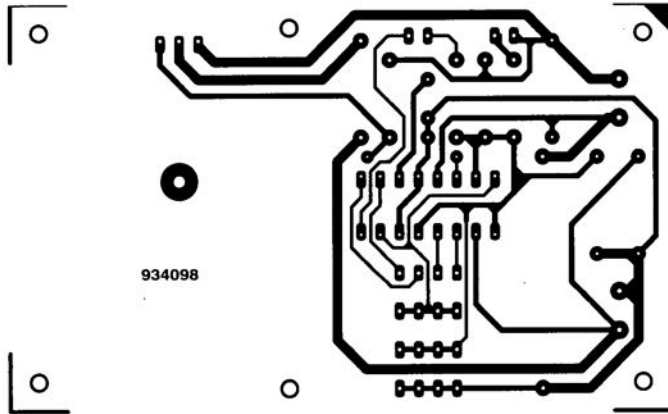
11 « conditionneur » pour accu au plomb



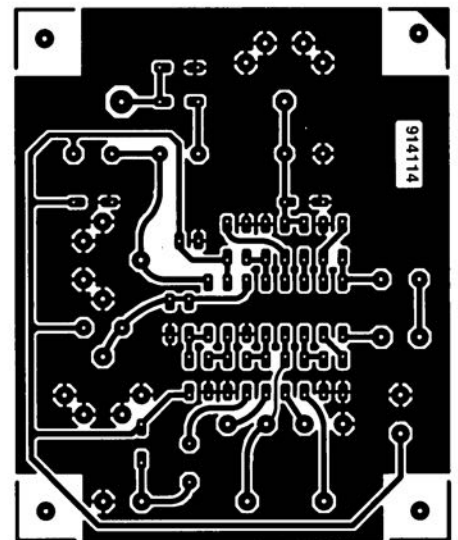
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



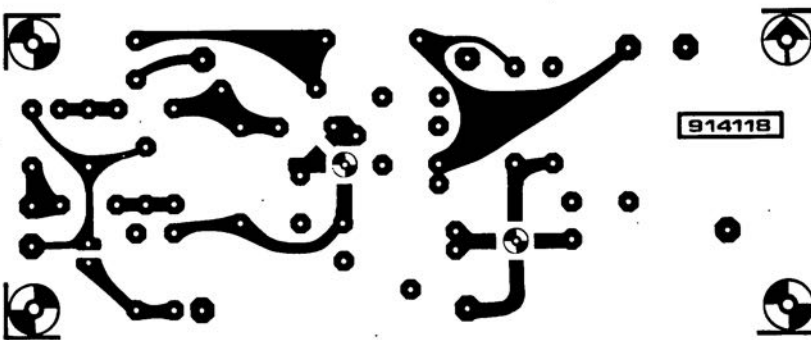
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



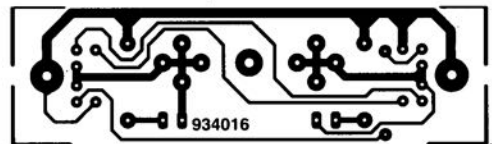
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



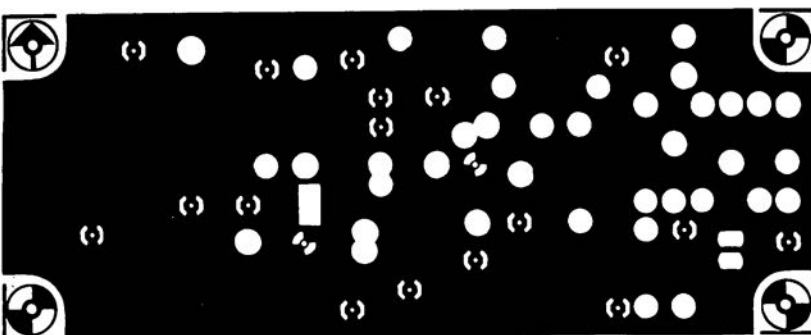
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



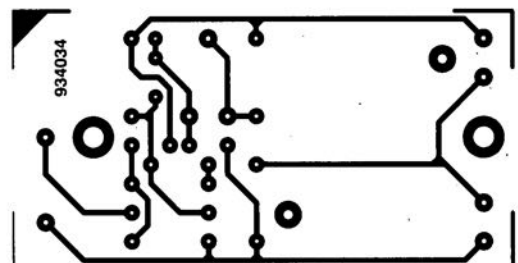
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

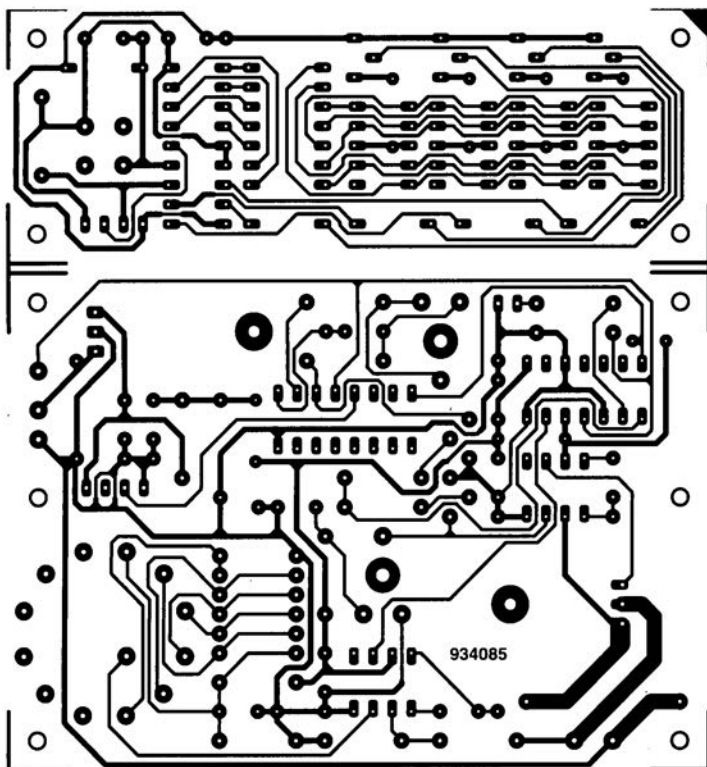


18 testeur de continuité sonore

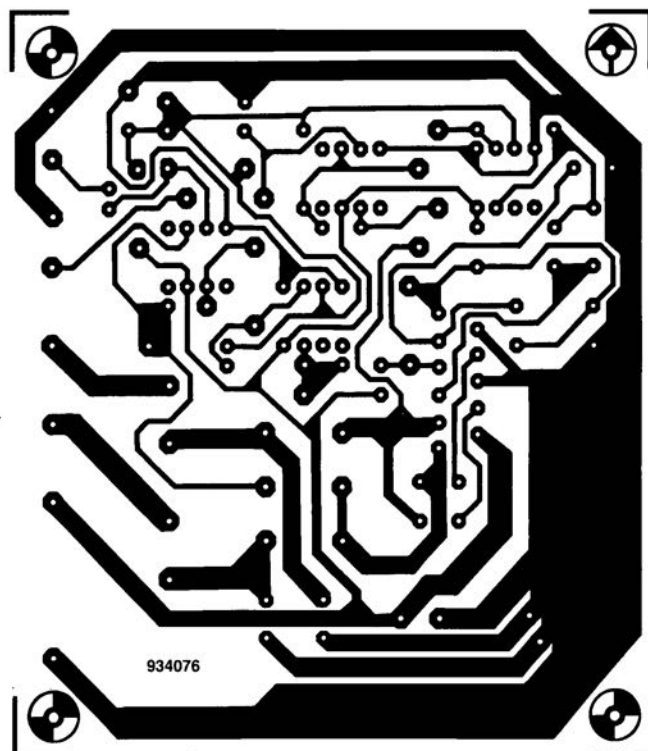


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

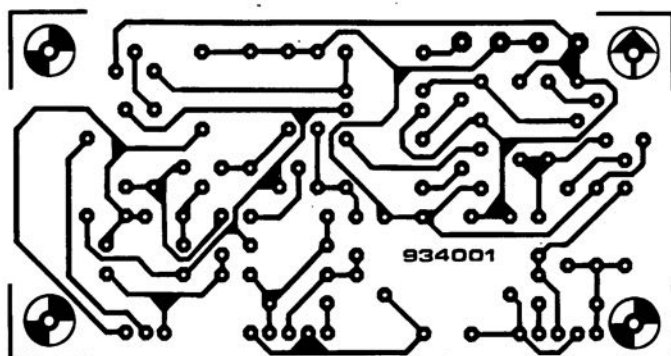
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



RÉGULATEUR SHUNT POUR PANNEAU SOLAIRE

L'inconvénient majeur d'un système de génération d'énergie à base de panneaux solaires et d'accus est le fait qu'en hiver il y a trop peu de soleil et qu'en été il y en a trop. Nous ne sommes pas (encore ?) en mesure de vous proposer une solution au premier de ces problèmes. Le second problème, qui se traduit par un courant de charge d'accu trop élevé, demande tout purement et simplement à être résolu. Si l'on poursuit la charge d'un accu « gonflé à bloc » (chargé à 100% donc), non seulement cela lui fera perdre une bonne quantité d'eau (ce qui ne devrait pas constituer un problème insurmontable) mais encore réduira sensiblement sa durée de vie effective.

Dès lors qu'il s'agit, en électronique, de réguler et de stabiliser une tension, nous faisons appel, en règle générale, à des régulateurs-série : l'élément de régulation étant pris en série sur la charge (le consommateur). L'inconvénient d'un tel système est la création d'une perte constante tout au long de la recharge de l'accu.

Comme l'électronique d'une installation solaire comporte inévitablement une diode Schottky et que la charge connectée aux panneaux solaires, même par ensoleillement faible, peut rester maximale, il est préférable de faire appel à un régulateur-shunt. Si l'on opte pour un régulateur de ce type, on limite les pertes aux périodes où il n'y a pas recharge de l'accu.

Un avantage additionnel de ce système est sa capacité de dissipation, par l'intermédiaire d'une résistance « ordinaire », toute énergie excédentaire. Cette méthode est donc sensiblement moins coûteuse que l'utilisation de semi-conducteurs de puissance montés sur des radiateurs monstrueux (tant du point de vue de leurs « dimensions » que de leur « prix »).

Le principe d'implantation de ce circuit est le suivant : le panneau solaire est relié à l'entrée du circuit proposé ici, l'accu de stockage d'énergie l'étant entre la masse et le point « ++ ». L'accu stocke ainsi le courant que lui fournit, via la diode Schottky D2, le panneau solaire. Dans cer-

taines circonstances décrites plus loin, on a mise en circuit d'une résistance de dissipation, R.

Intéressons-nous au schéma de notre régulateur-shunt. Par l'intermédiaire du transistor FET T1, un BUZ10, nous effectuons une mise en ou hors-fonction totale de la charge externe. La dissipation dans ce FET est donc (théoriquement) nulle (la tension ou le courant à travers le FET étant nuls eux aussi). Il est recommandé néanmoins de doter ce composant d'un petit radiateur de quelque 5 K/W.

Si le transistor FET bloque, le panneau solaire fournit la totalité de son énergie à l'accu. Si la tension de l'accu dépasse une certaine valeur, le FET entre en conduction. Si la résistance a été dimensionnée de façon à pouvoir dissiper toute l'énergie fournie par le panneau solaire, la tension aux bornes du panneau solaire diminue d'une façon telle que l'accu n'est plus rechargé. La diode

Schottky empêche la décharge de l'accu via le shunt. Le panneau solaire supporte très bien une telle charge; il est cependant impératif de toujours faire appel à une résistance : le fait de court-circuiter purement et simplement le panneau solaire n'est pas une bonne solution.

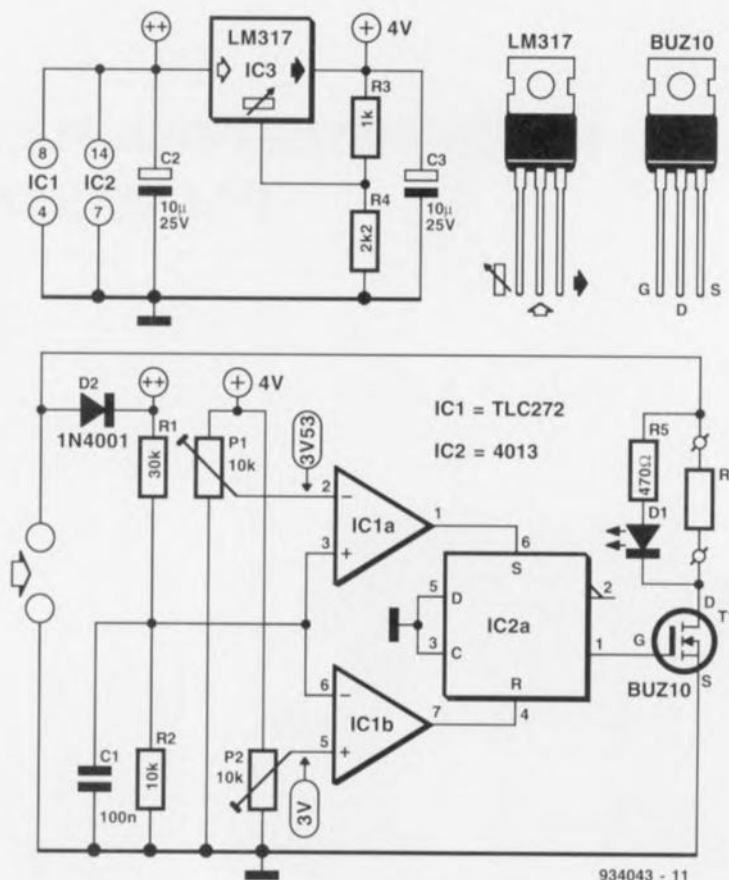
Les ajustables P1 et P2 permettent de définir les niveaux de tension auxquels le shunt entre en action ou est mis hors-fonction. 14,1 V constitue une bonne valeur pour la mise en fonction du shunt, 12 V pour sa mise hors-fonction. Du fait que le diviseur de tension R1/R2 effectue une division de 1:4, il est possible d'effectuer ces réglages à l'aide d'un voltmètre numérique standard, connecté au curseur de P1 et de P2 respectivement (3 V pour le point de commutation de 12 V et 3,53 V pour celui de 14,1 V).

La consommation de l'électronique de réglage est très faible : moins de 4 mA. Le BUZ10 n'a pas

la moindre peine à effectuer des commutations de quelque 20 A.

Il faudra, pour déterminer la valeur de la résistance de shunt « R », s'armer de la loi d'Ohm et connaître les caractéristiques électriques du panneau solaire utilisé, fournies normalement par son fabricant.

En règle générale les fabricants indiquent l'énergie que l'on peut envisager de « tirer » du panneau solaire en donnant une tension et un courant : on aura, par exemple, 14,4 V sous 8 A. Dans ces conditions il vous faudra une résistance de 1,8 Ω /115 W. Il est recommandé, par mesure de sécurité, d'opter ensuite pour une valeur de résistance légèrement inférieure, telle que 1,5 Ω par exemple. En ce qui concerne la puissance de la résistance à utiliser il vaut mieux choisir un exemplaire dont la valeur soit le double de la valeur calculée, précaution qui permet d'éviter un échauffement excessif de cette résistance.



GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX CARRÉS PLURIPHASES 19

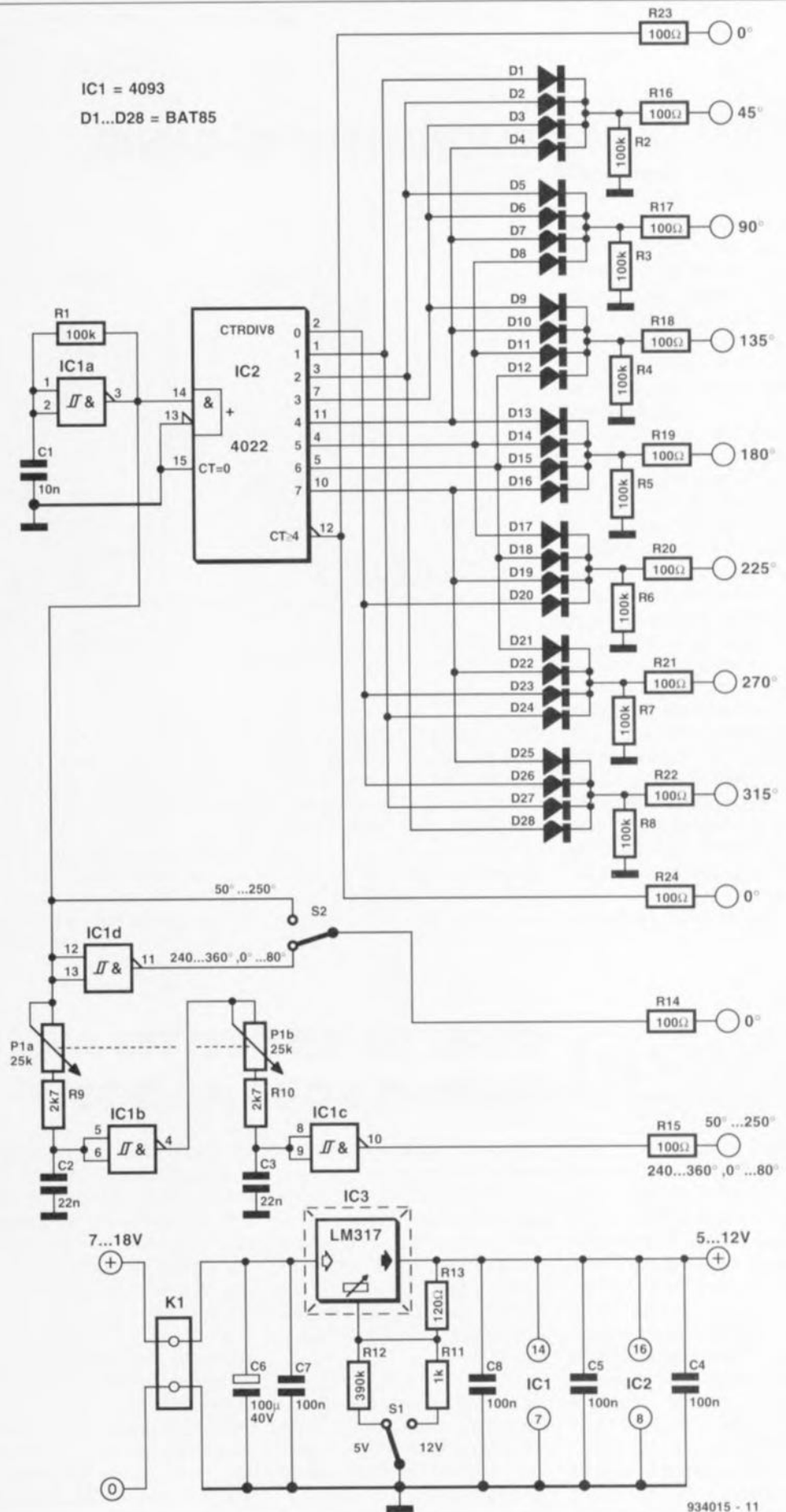
Ce circuit se compose en fait de 2 sous-ensembles. IC1 est le cœur d'un circuit générateur de 2 signaux au déphasage ajustable entre 0 et 360°. IC2 constitue lui le cœur d'un circuit générant pas moins de 8 signaux décalés de 45° l'un par rapport à l'autre. Le générateur de signal rectangulaire proprement dit est en fait IC1a qui fournit une fréquence de sortie de quelque 1 kHz à une tension d'alimentation de 5 V, fréquence qui grimpe à 1,4 kHz environ dans le cas d'une tension d'alimentation de 12 V.

Les réseaux RC constitués par les combinaisons P1a/R9/C2 et P1b/R10/C3 permettent un déphasage compris entre 50 et 250° du signal produit par IC1a. Ce même signal au déphasage de 0° pouvant aussi être inversé par l'intermédiaire de la porte NAND à trigger de Schmitt IC1d associée à l'inverseur S2 – ce qui ressemble fort à un déphasage de 180° – il nous est possible, à l'aide du potentiomètre P1, de balayer également le domaine allant de 240 à 80° (en passant bien entendu par 0°).

Attention à ne pas faire de confusion entre la sortie 0° en aval de R14 et les sorties 0° positionnées après les résistances R23 et R24. Les signaux disponibles à ces 2 dernières sorties ont, de par la présence de IC2, un compte/diviseur octal (par 8), une fréquence 8 fois plus faible.

IC2, notre compte/diviseur par 8, rend chacun de ses contenus par la mise au niveau logique haut de l'une de ses 8 sorties. Si nous nous imaginons chaque cycle de comptage comme étant un cercle de 360°, chaque pas du compte/diviseur correspond à un arc d'angle de 45°. On obtient les 8 signaux de sortie en associant, un pas plus loin dans le cycle de comptage, 4 sorties (après la sortie 7 on poursuit le comptage avec la sortie 0) via une fonction logique OU (réalisée à l'aide de 4 diodes) que l'on relie ensuite à la sortie concernée. On fabrique ainsi un signal carré parfaitement symétrique (rapport cyclique de 50%).

Comme nous l'évoquions plus haut, les fonctions OU sont réalisées en technologie discrète et prennent à chaque fois la forme



d'un quarteron de diodes parmi les diodes D1 à D28.

La génération du signal à déphasage nul (0°) ne nécessite pas de fonction OU, vu qu'il existe déjà sur

l'une des broches de sortie de IC2, à savoir la sortie de retenue ($CT \geq 4$), qui n'est active, c'est-à-dire présente un niveau logique haut, que lorsque le contenu du

compteur est supérieur ou égal à 4.

Nous avons prévu, pour « universaliser » du mieux possible ce circuit, une alimentation à 2 tensions.

Un basculement de l'inverseur S1, il n'en faut pas plus pour passer de 5 à 12 V et inversement. La consommation de courant du circuit est de l'ordre de 25 mA.

Il existe une multiplicité de schémas pour jeux de lumière et autres chenillards, mais rares sont ceux qui ne nécessitent qu'aussi peu de composants pour en produire le fameux effet. Le signal BF (audio) qui entre dans le circuit via un transformateur au rapport de conversion 1:1...1:4, détermine lequel des 2 systèmes d'illumination (lampes ou autres ampoules) L1 ou L2 connectés respectivement aux borniers K1 et K2, sera mis en ou hors-fonction par les thyristors. En l'absence de signal de commande, les 2 thyristors bloquent : le « corps illuminant » connecté au bornier K1 est inactif. Au cours de la demi-période positive de la tension du secteur il arrive, via la résistance R2 et le diac Di1, une tension de commande sur la gâchette du thyristor Th3. Ceci produit l'amorçage de ce thyristor qui produit la mise sous tension du dispositif connecté au bornier K2. Si le signal audio atteint un certain niveau, les thyristors Th1 et Th2 deviennent eux aussi passants, produisant ainsi l'allumage de la lampe L1. Le thyristor

Th2 supprime la tension d'amorçage du thyristor Th3, de sorte que ce thyristor bloque lors du passage par zéro suivant produisant l'extinction de l'ampoule L2.

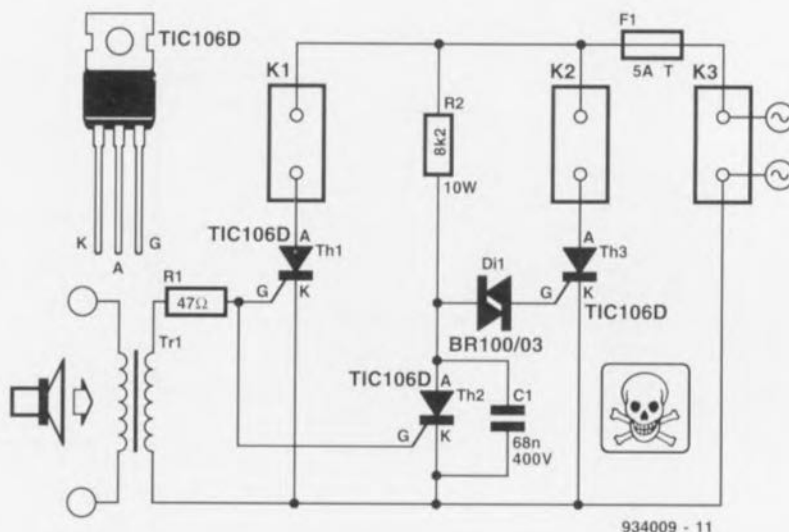
La tension du secteur est appliquée au bornier K3. Il est important d'être bien conscient que

l'ensemble du montage se trouve en contact avec la tension de 230 V du secteur et de prendre les précautions nécessaires et suffisantes, classiques en pareil cas. Il est donc vital de veiller à une réalisation propre; R2 doit être une résistance de puissance (10 W); il faudra, en ce qui concerne le

condensateur C1, veiller à bien respecter sa tension de service minimale.

Le choix du transformateur de transfert est laissé à votre convenance, l'essentiel étant de veiller à ce qu'il assure le niveau d'isolation prévu.

U. Kunz



COPIE DE DISQUETTES AVEC 1 SEUL LECTEUR SOUS MS-DOS™

MS-DOS (*MicroSoft Disk Operating System*) est un logiciel développé pour l'exploitation d'un système à disque, donc en fait un ordinateur. Pour ce faire MS-DOS dispose de toute une gamme de possibilités. L'une de ces possibilités consiste à faire des fichiers de type « **BATCH** » dans lesquels on place différentes instructions qui sont ensuite – lors de l'exécution – traitées comme 1 seule instruction. Le fichier .BAT « **ACOPY** », objet de cet article, effectue une copie de fichiers du lecteur A vers le lecteur A. Une toute petite modification permet

d'utiliser ce fichier avec d'autres lecteurs de disquettes également. Le fichier BATCH comporte quelques instructions peu utilisées et est prédestiné à une utilisation sur des ordinateurs ne comportant qu'un unique lecteur de disquettes, voire 2 lecteurs de disquettes différents (3 $\frac{1}{2}$ " et 5 $\frac{1}{4}$ " par exemple).

Le listing illustre clairement l'approche adoptée. Nous avons supposé que l'ordinateur en question comportait un disque dur ou un disque virtuel en RAM (RAM-DISK). Il est impératif qu'il y ait,

sur le disque dur ou virtuel, l'espace libre suffisant au stockage provisoire de tous les fichiers se trouvant sur la disquette à recopier. Le fichier « **ACOPY** » stocke tous les fichiers à copier dans un sous-répertoire temporaire du disque dur ou virtuel.

La première instruction du fichier BATCH est, comme d'habitude : **ECHO OFF**. Le fichier vérifie ensuite si le sous-répertoire provisoire existe déjà et, si cela est le cas, s'il comporte des fichiers. Dans l'affirmative, l'utilisateur est averti de la situation et le fichier

lui demande de prendre une décision.

La première partie du fichier, de *if* jusqu'à l'étiquette (**LABEL**) :*endif*, se charge de tout ça. L'instruction *if* vérifie, à l'aide des options *not* et *exist*, si le sous-répertoire est bien vide. Si cela est vrai, les instructions suivantes à savoir jusqu'à l'étiquette :*endif* ne sont pas exécutées. Si par hasard le sous-répertoire n'est pas vide, son contenu est visualisé à l'aide de l'instruction *dir* et le fichier envoie, par l'intermédiaire de l'instruction *echo*, un message à l'utilisateur. L'instruction *pause* donne

à l'utilisateur tout le temps nécessaire pour prendre une décision.

Après la prise de la décision de poursuivre, le contenu du sous-répertoire `c:\copy.tmp` est effacé automatiquement. La question « *Are you sure* » est retransmise vers le *nul-device* (elle n'apparaît donc pas à l'écran) et le programme répond automatiquement avec le « *y* » de *yes*. Le *nul-device* est un périphérique fictif qui, du moins pour l'ordinateur, fonctionne de la même façon qu'une imprimante ou un moniteur. Le *nul-device* ne fait pourtant rien du tout et il peut fonctionner parfaitement comme « poubelle » pour n'importe quel processus non voulu (tel que l'affichage sur l'écran d'un message superflu). Pour la réponse automatique « *y* » nous utilisons l'instruction *echo* dont le résultat (*y*) est transmis, sous forme d'entrée de texte et par l'intermédiaire du symbole « *pipe* » (`|`), vers l'instruction *delete* (effacer).

La phase suivante de l'exécution de notre fichier « **ACOPY** » consiste en la création du sous-répertoire provisoire `c:\copy.tmp` qui, si tout se passe comme prévu, n'existe pas encore. Si cependant ce sous-répertoire existe déjà, il est certainement vide (cf. le paragraphe précédent) et nous pouvons l'utiliser sans le moindre problème.

```
if not exist c:\copy.tmp\*. * goto endif
dir c:\copy.tmp /w
echo.
echo directory C:\COPY.TMP already exist
echo press ctrl-C to abort ACOPY
echo press any key to delete C:\COPY.TMP\*. *
echo and continue ACOPY
pause > nul:
echo y | del c:\copy.tmp > nul:
:endif
```

```
ctty nul:
mkdir c:\copy.tmp
ctty con:
echo.
echo Insert SOURCE diskette in drive a:
pause
copy a:%1 c:\copy.tmp

echo.
echo Insert TARGET diskette in drive a:
pause
copy c:\copy.tmp\. a:%2 > nul:
echo y | del c:\copy.tmp > nul:
rmdir c:\copy.tmp
```

Tout est prêt maintenant pour mettre la disquette avec les fichiers à copier dans le lecteur A et pour commencer le processus de recopie. À l'image de ce qui se passe normalement sous MS-DOS, on a la possibilité d'indiquer quels fichiers doivent être copiés. On notera cependant qu'il ne faut pas entrer le caractère désignant le lecteur à disquettes à utiliser (ce caractère est compris dans les instructions du fichier « **ACOPY** ».

Si votre ordinateur dispose de 2 lecteurs de disquettes, il est possible de créer 2 fichiers : « **ACOPY** » et « **BCOPY** ». Il suffit de remplacer alors, dans le fichier « **BCOPY** », les « *a:* » par des « *b:* ».

Si tous les fichiers à copier se trouvent dans le sous-répertoire provisoire on peut remplacer la disquette source par celle sur laquelle il faudra copier les

fichiers. Le fichier « **ACOPY** » continue et termine alors le processus de recopie. Il efface, pour finir, tous les fichiers dans le sous-répertoire provisoire du disque dur ou virtuel.

La seconde instruction *copy* comporte un point au lieu de l'option habituelle *.**. Dans MS-DOS ce point indique le (sous-)répertoire actuel et peut être utilisé en général au lieu de l'option *.**. L'instruction « *del a:.* » aura donc le même effet que « *del a:.** ». Une instruction « *echo* » suivie d'un point se traduit par l'apparition sur l'écran d'une ligne vide. Il existe des versions plus anciennes de MS-DOS dans lesquelles cette instruction fonctionne aussi, bien qu'elle ne soit pas mentionnée dans le manuel.

La syntaxe correcte de l'instruction **ACOPY** :

ACOPY chemin de recherche [chemin de recherche].

On notera que cette instruction ne copie pas les éventuels sous-répertoires présents sur la disquette. Une dernière remarque pour terminer cet article consacré à la nouvelle instruction **ACOPY** : il faudra toujours entrer le nom du chemin de recherche (*path*) à partir du répertoire racine (*root-directory*).

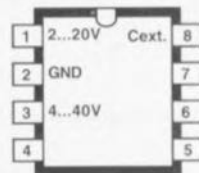
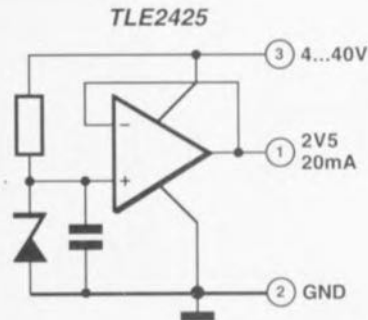
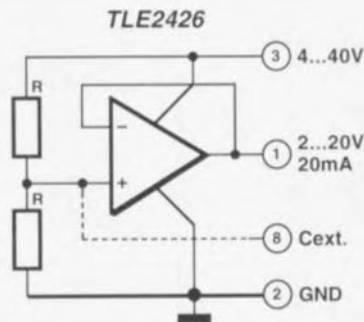
TENSION AUXILIAIRE DE PRÉCISION

22

Dans un grand nombre de circuits à amplificateurs opérationnels on ne dispose que d'une unique tension. Ceci signifie qu'il faudra créer, avec beaucoup d'ingéniosité, une tension auxiliaire (une masse virtuelle) dont le niveau est très souvent égal à la moitié de la tension d'alimentation.

Pour ce faire on utilisait, jusqu'à présent, une solution discrète qui faisait appel à un diviseur de tension à résistances et à un condensateur, le tout éventuellement suivi d'un amplificateur opérationnel. Vous pouvez, dès maintenant, faire appel au TLE2426 de Texas Instruments.

Ce circuit intégré n'est pas seulement de dimensions faibles et d'emploi pratique; de par l'intégration d'un amplificateur opérationnel.



934005-11

nel la tension fournie par ce composant est d'une qualité intrinsèque sensiblement meilleure que celle fournie par un simple diviseur de tension. Ceci est particulièrement sensible en présence de fréquences faibles qui, jusqu'à présent, posaient des problèmes entraînant une croissance de l'impédance du condensateur électrochimique pris en parallèle sur le diviseur de tension.

Le TLE2426 comportant un amplificateur opérationnel (suiveur de

tension), pris en aval du diviseur de tension, l'impédance reste, même aux fréquences basses, étonnamment faible ($0,0075 \Omega$ typique). La consommation à l'état de repos est très faible elle aussi : $170 \mu A$ seulement. Le courant de sortie maximal qu'est capable de fournir le TLE2426 peut atteindre jusqu'à 20 mA .

Le circuit intégré existe en 2 versions de boîtier. Le modèle au boîtier de type « transistor » (TLE2426-LP) est le composant

idéal pour remplacer, sur des circuits imprimés existants, le diviseur de tension (le cas échéant avec le condensateur et l'amplificateur opérationnel). Le composant est disponible également en boîtier DIL à 8 broches (TLE2426-D, -P ou -JG). Ce boîtier a l'avantage de disposer d'une broche supplémentaire (la broche 8) permettant de connecter (à nouveau) un condensateur électrolytique.

La présence de ce condensateur est souvent requise pour éviter

que la tension de sortie du composant ne soit purement et simplement la moitié de la tension d'alimentation avec tous les parasites ou autres crêtes dont on se serait fort bien passé.

Le circuit intégré correspondant, le TLE2425, fournit cependant une tension de sortie fixe de $2,5 \text{ V}$ (la broche 8 de ce circuit n'est pas connectée).

source : Texas Instruments

23 RÉCEPTEUR UHF POUR TÉLÉCOMMANDE

Le récepteur UHF, objet de cet article, va de pair avec l'émetteur UHF pour télécommande, décrit ailleurs dans ce numéro Hors-Gabarit '93.

Le récepteur est du type super-réactif à pré-étage d'entrée actif. Via une embase BNC, K1, le signal d'antenne arrive sur l'inductance d'entrée. L'étage d'entrée peut être accordé par l'intermédiaire du condensateur ajustable C4. Le signal HF arrive ensuite

sur l'entrée d'un étage superréactif centré sur le transistor T2. Bien que l'oscillateur ne soit pas accordé, au sens strict du mot, il verrouille cependant bien sur le signal HF qui lui arrive via le condensateur de couplage C7. Un filtre R/C passe-bas, R6, C11, R7, C12, R8 et C13, procède à l'extraction, du signal de l'oscillateur, de la composante en modulation basse fréquence (BF). Le niveau du signal de sortie du démodulateur étant compris entre 50 mV_{cc}

et 800 mV_{cc} il est nécessaire de procéder à l'amplification de ce signal avant qu'il ne puisse être appliqué à une entrée numérique.

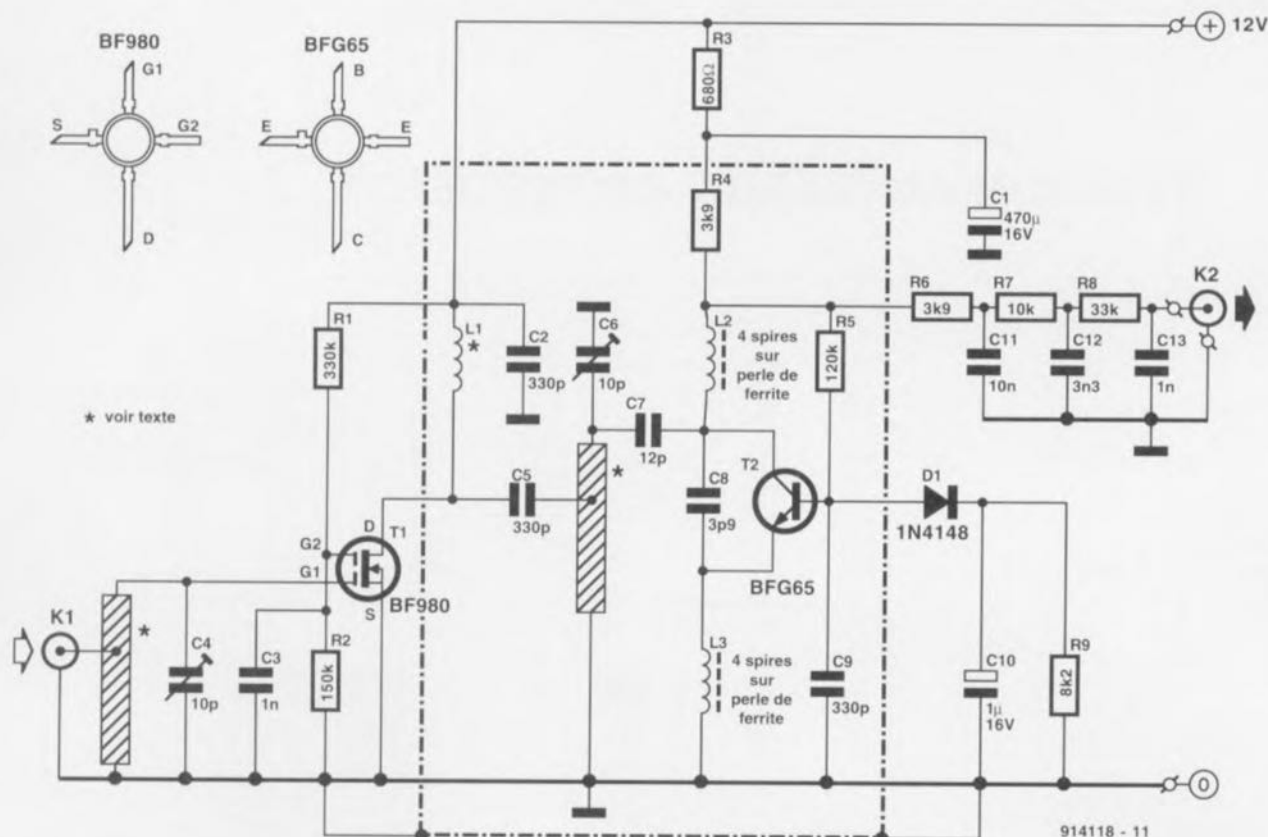
Les inductances utilisées dans ce montage sont de fabrication personnelle. Les selfs d'entrée et de sortie de l'étage d'entrée sont constituées d'un morceau de fil de cuivre argenté de 1 mm de section.

La longueur de ces inductances est représentée très précisément

sur la sérigraphie de l'implantation des composants de la platine conçue pour ce montage. Il faudra les monter de façon à ce qu'elles se trouvent à quelque 3 mm au-dessus du circuit imprimé.

On notera que la broche du stator de C4 est pliée vers le haut et soudée directement à l'inductance d'entrée.

Il en va de même pour le point nodal entre des condensateurs C6 et C7 d'une part et l'extrémité



Liste des composants

Résistances :

R1 = 330 k Ω
 R2 = 150 k Ω
 R3 = 680 Ω
 R4, R6 = 3k Ω 9
 R5 = 120 k Ω
 R7 = 10 k Ω
 R8 = 33 k Ω
 R9 = 8k Ω 2

Condensateurs :

C1 = 470 μ F/16 V radial
 C2, C5, C9 = 330 pF céramique
 C3 = 1 nF céramique trapézoïdal sans broches
 C4, C6 = 10 pF ajustable
 C7 = 12 pF céramique
 C8 = 3pF9 CMS
 C10 = 1 μ F/16 V radial
 C11 = 10 nF
 C12 = 3nF3
 C13 = 1 nF

Semi-conducteurs :

T1 = BF980 ou BF966
 T2 = BFG65
 D1 = 1N4148

Inductances :

(Les détails de construction sont donnés dans le texte)
 2 perles de ferrite de 3 mm
 morceau de fil de cuivre émaillé de 0,6 mm de section
 morceau de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section
 morceau de fil de cuivre argenté de 1 mm de section

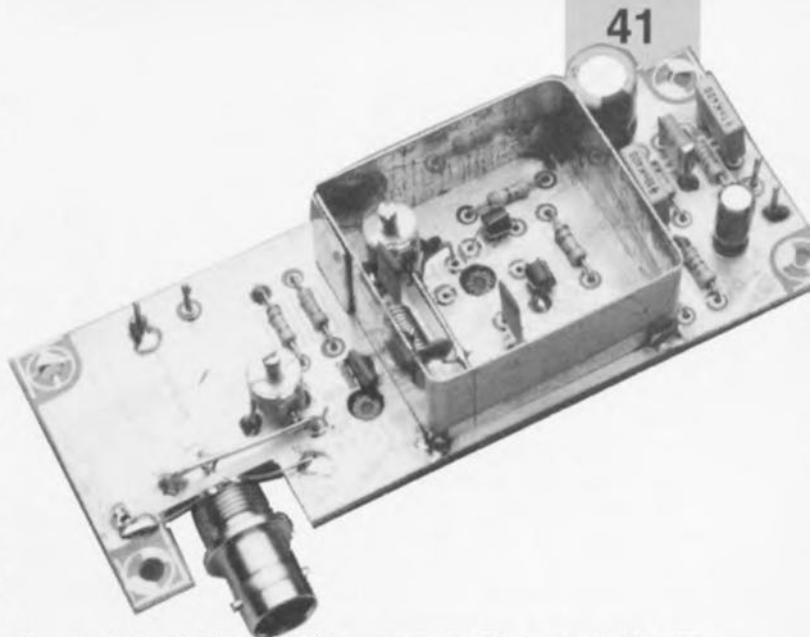
Divers:

K1, K2 = embase BNC

« chaude » de l'inductance de sortie de l'autre, point nodal qui se trouve « en l'air ».

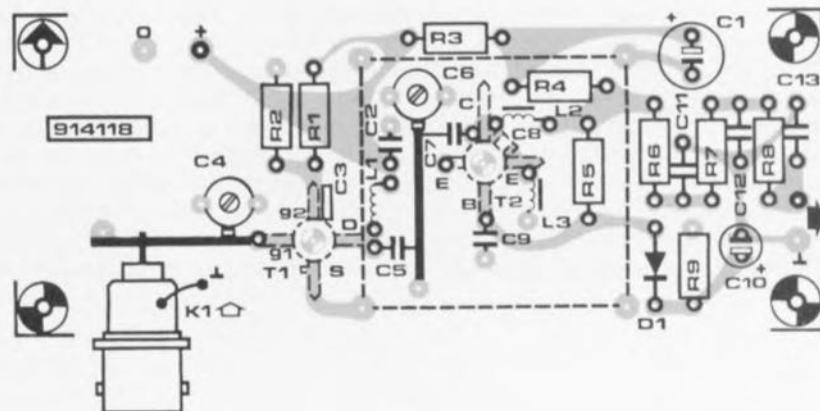
La bobine L1 consiste en 12 spires de fil de cuivre émaillé de 0,6 mm de section. Son diamètre intérieur est de 3 mm. Les selfs de choc L2 et L3 comportent, chacune, 4 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 mm de section effectuées sur une perle de ferrite de 3 mm de longueur.

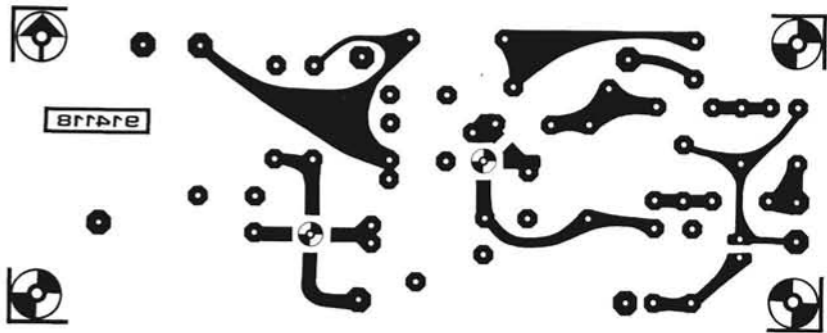
Le condensateur C8 est du type CMS et doit être soudé « côté pistes » de la platine; il en va de même pour les transistors T1 et T2, un BF980 et BFG65 respectivement. Il faudra mettre en place ces transistors de façon à ce que l'on puisse lire ce qui est écrit dessus depuis le « côté composants » du circuit imprimé.

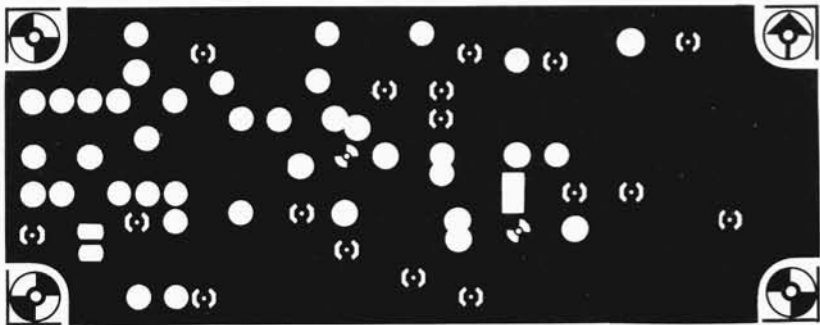


Comme l'indique la ligne pointillée de la sérigraphie de l'implantation des composants, il faudra doter l'étage superréactif du récepteur d'un blindage. Pour ce faire il est

recommandé de construire une petite boîte en tôle de quelque 20 mm de hauteur que l'on soude directement sur le plan de masse cuivré de la platine.







914118 UHF-Fernbedienungs-Empfänger Oberseite

PRÉ-ÉTAGE POUR MESURES SUR LE SECTEUR AVEC OSCILLOSCOPE

24

Il peut, dans certains cas, être intéressant de savoir – ne serait-ce que pour déterminer la consommation ou regarder la forme d'onde – quels tensions et courants sont présents sur les lignes d'alimentation d'un appareil connecté au secteur.

Bien que certaines ampoules modernes (des types PL aux tubes luminescents par exemple) aient une consommation très faible, elles constituent également (et malheureusement) une source de rayonnement parasite important, parce que le courant consommé n'a pas une forme sinusoïdale franche. On fait appel,

pour déterminer la forme d'onde de ce courant, à un oscilloscope. En règle générale le boîtier de cet instrument de mesure est connecté **et** à la ligne de terre du secteur **et** à la masse de la sonde de mesure utilisée.

Lors d'une mesure effectuée sur les lignes du secteur, cette caractéristique peut avoir comme conséquence une situation potentiellement très dangereuse et/ou entraîner un court-circuit (pas moins dangereux lui non plus d'ailleurs !).

Comme il existe donc une connexion entre la ligne de terre

du secteur et la masse il faudra toujours relier la pince de masse de la sonde au zéro. Si, par erreur, on connecte la ligne de phase à la masse de l'oscilloscope, le boîtier de ce dernier est mis immédiatement sous tension (secteur !). Le résultat de cette manoeuvre est soit un fusible grillé soit une activation du disjoncteur. Bien que la situation dangereuse soit éliminée quasi-immédiatement, il faudra noter que le courant de court-circuit, aussi bref soit-il, est susceptible de causer de graves dommages à l'oscilloscope, la sonde utilisée ou le circuit sur lequel on avait l'intention effectuer les mesures.

Si la situation évoquée ci-dessus se passe avec un oscilloscope connecté à une prise secteur sans terre de protection, il n'est plus question de recevoir « d'avertissement » sous la forme d'un fusible grillé ou de l'activation d'un disjoncteur. Dans de telles conditions le plus léger effleurement du boîtier de l'oscilloscope (connecté au secteur) peut constituer un danger (mortel le cas échéant).

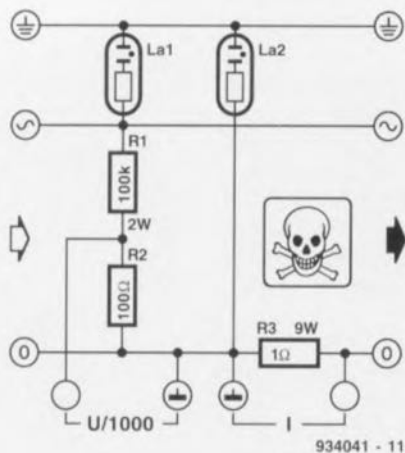
On se retrouve avec des conditions identiques si l'on néglige de connecter la ligne de terre de l'oscilloscope à la ligne de terre du secteur (pour, par exemple, éviter qu'une boucle de masse ne gêne les mesures). La protection

que constitue la présence d'un fusible est sans le moindre effet dans cette situation. En général, on recommande de ne pas effectuer de telles mesures dans de pareilles circonstances.

S'il est impératif d'effectuer des mesures sur le secteur, il faudra utiliser un petit circuit auxiliaire, tel que le montage décrit dans cet article. Nous avons doté une double prise secteur femelle de 2 ampoules néon à résistance-série. Il est recommandé de faire appel ici à 1 ampoule verte et 1 ampoule rouge. Si l'on se trompe lors de la connexion de la ligne de phase, l'ampoule rouge (La2) s'illumine pour indiquer qu'il faudra rebrancher la fiche, après lui avoir fait subir une rotation de 180° bien entendu. Si tout va bien l'ampoule verte s'illumine. Il n'est pas question (pour des raisons d'économie mal placées par exemple) de se limiter uniquement au montage de l'ampoule rouge. Le fait que cette petite ampoule reste éteinte est loin de garantir que la connexion établie est correcte. Il serait possible, n'est-ce pas, que cette petite ampoule soit hors d'état de fonctionner, que la prise secteur se trouve (momentanément) hors-tension, voire encore que la ligne de terre ne soit pas

connectée correctement (il est possible, dans cette dernière situation, que les 2 ampoules s'illuminent faiblement). On notera donc qu'il faudra absolument brancher la fiche de la double prise secteur femelle dotée de ses ampoules sur une prise secteur dotée d'un contact de terre.

Après l'illumination de l'ampoule verte on peut brancher la sonde de l'oscilloscope soit aux bornes « U / 1 000 », soit aux bornes « I ». Les embases « U / 1 000 » présentent la tension secteur divisée par



1 000 et l'impédance élevée de cette connexion au secteur garantit une sécurité bien plus élevée (même si l'on se trompe lors de la connexion de la sonde aux différentes embases de l'oscilloscope !). La connexion « I » permet de mesurer (en V/A) le flux de courant vers l'appareil consommateur (que l'on devrait brancher sur l'autre prise secteur). Il faudra éviter que le courant « consommé » par l'oscilloscope ne traverse la résistance R3. Pour ce faire il suffit de connecter la première prise secteur en amont de R3.

Si l'on veut pousser la sécurité plus loin encore, en vue de mettre l'oscilloscope à l'abri de toute connexion à la terre par exemple, il est possible de supprimer les contacts de terre de la prise sur laquelle on branche l'oscilloscope. Si l'on envisage d'effectuer des mesures sur l'appareil « consommateur », il faudra commencer par identifier avec soin les connexions aux lignes de phase et de neutre pour, le cas échéant, intervertir la polarité de la prise de l'appareil concerné.

Le courant maximal que ce montage soit capable de « traiter » est de 3 A. Une telle consommation se traduit inévitablement par un échauffement important de la résistance R3. Il vaut mieux, dans le cas de la connexion d'une charge pour une durée longue, se limiter à un courant maximal de 1 A. La résistance R1 est obligatoirement du type 1 voire (c'est encore mieux) 2 W. Les résistances « standard » de 1 / 4 W ne supportent pas la tension de crête du secteur. Il est possible pourtant, si tant est que l'on ne dispose pas de résistance de 1 W, de prendre en série 2 résistances de 50 kΩ, ou, de faire appel à 4 résistances de 100 kΩ mises 2 à 2 en série puis en parallèle.

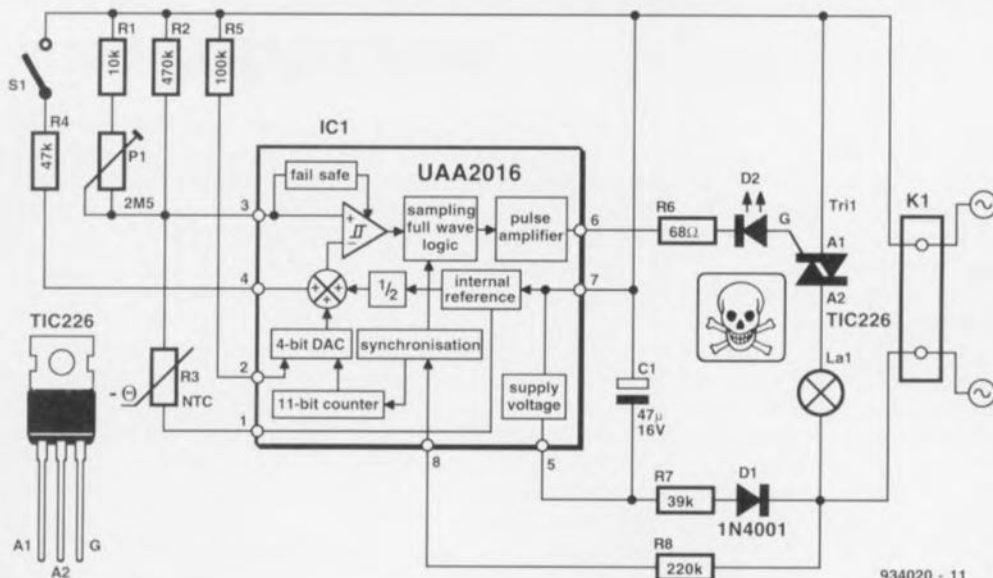
W. Küster

25

THERMOSTAT MONOPUCE

Le circuit intégré UAA2016 de Motorola permet de réaliser une régulation de température proportionnelle très précise alimentée depuis le secteur. Le capteur à utiliser prend la forme d'une résistance NTC (*Negative Temperature Coefficient* c'est-à-dire une à coefficient de température négatif) ayant une valeur de quelque $100\text{ k}\Omega$ à une température ambiante de 25°C ($R_{25} = 100\text{ k}\Omega$).

L'élément chauffant utilisé dans cette application est une ampoule à incandescence qui convient parfaitement pour le chauffage d'une poussinière, voire d'un quelconque autre local de séchage (pour le test de circuits électroniques par exemple). Le triac Tri1 est capable de « commuter » un courant de 3 A au maximum de sorte qu'il faudra le monter sur un radiateur de dimensions adéquates.



934020 - 11

Quelques résistances, connectées aux broches 1 à 4 de IC1, déterminent les caractéristiques principales de la régulation. Outre le capteur, R3, déjà évoqué, les résistances R1 et R2 définissent les limites de la plage de régulation à l'intérieur de laquelle l'utilisateur peut, à l'aide de l'ajustable P1, choisir la température requise. Avec les valeurs indiquées dans

le schéma la régulation couvre une plage de 0 à 70°C. Par la fermeture des contacts de l'interrupteur S1 on abaisse la température de 2°C environ, la valeur de la résistance R4 déterminant en fait l'importance de cette chute de température.

Une valeur de 100 k Ω produit une diminution de 1,5°C environ, une

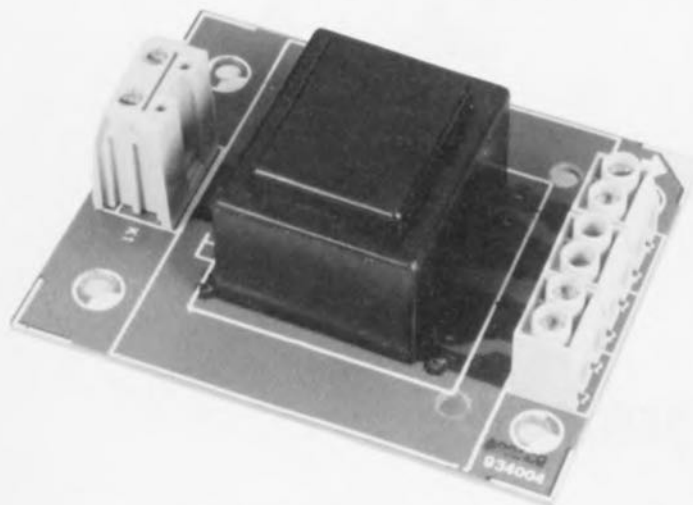
résistance de 10 k Ω faisant descendre la température de quelque 5°C. La résistance R5 définit l'hystérésis de la régulation (150 mV environ).

La correspondance de cette valeur exprimée en degrés centigrades est fonction **et** de la résistance NTC **et** de la température ambiante. Ceci est dû au fait qu'une résis-

tance NTC – est-il bien nécessaire de le répéter – ne possède pas une caractéristique linéaire.

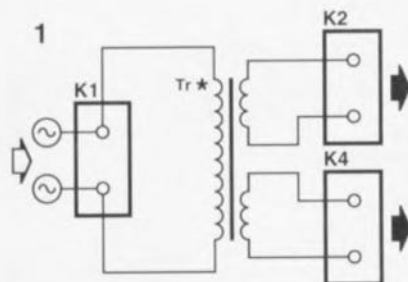
Soulignons qu'il existe une liaison galvanique entre l'ensemble du circuit et le secteur. Il est de ce fait **impératif** de monter l'électronique dans un coffret bien isolé, doté de liaisons, voire de prises secteur, adéquates.

CIRCUIT IMPRIMÉ UNIVERSEL POUR TRANSFORMATEUR 26



Le « schéma » proprement dit de ce montage ne demande vraiment pas que l'on entre dans son détail. Il donne tout simplement les 2 types de connexions que l'on peut faire avec le circuit imprimé

dessiné pour ce montage. Les pistes cuivrées ont été disposées de façon à ce que l'on puisse utiliser 2 types de transformateurs différents : des modèles à enroulement secondaire unique et des



* voir texte

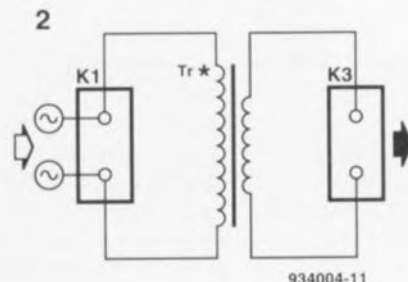


Tableau 1. Transformateurs MONACOR

référence	puissance [VA]	tension [V]	protection anti-court-circuit
VTR-11xx	1,5	1 x 06/09/12/15/18/24	oui
VTR-31xx	3,3		
VTR-41xx	4,5		
VTR-81xx	8,0		
VTR-121xx	12,0	2 x 03/06/09/12/15	non
VTR-12xx	1,5		
VTR-32xx	3,3		
VTR-42xx	4,5		
VTR-82xx	8,0		
VTR-122xx	12,0		

xx = tension secondaire comme indiquée dans la colonne tension [V]

Tableau 2. Transformateurs BLOCK

référence	puissance [VA]	tension [V]	protection anti-court-circuit
VR11xx	1,5	1 x 06/09/12/15/18/24	oui
VR31xx	3,3		
VR4,5/1/xx	4,5		
VR7,5/1/xx	7,5		
VR13/1/xx	13	1 x 06/09/12/15/18/24	non
PT4,5/1/xx	4,5		
PT7,5/1/xx	7,5		
PT13/1/xx	13		
VR12xx	1,5	2 x 06/09/12/15	oui
VR32xx	3,3	2 x 06/09/12/15/18	oui
VR4,5/2/xx	4,5	2 x 06/08/09/12/15/18	non
VR7,5/2/xx	7,5		
VR13/2/xx	13		
PT4,5/2/xx	4,5		
PT7,5/2/xx	7,5		
PT13/2/xx	13		oui

xx = tension secondaire comme indiquée dans la colonne tension [V]

Tableau 3. Transformateurs HAHN

série	puissance [VA]	tension [V]	protection anti-court-circuit
BV 20	0,4	1 x 06/09/12/15/18/24	oui
		2 x 06/09/12	
BV EI	1	1 x 6	oui
	1,2	1 x 06/09/12/15/18/24 1 x 06/09/12/15/18	oui
	1,5		
	1,8		
	2,4		
	2,8		
	1,7	2 x 12	oui

versions à enroulement secondaire double. En ce qui concerne la tension et la puissance des transformateurs encartables, vous avez le choix dans une gamme très impressionnante. Les dimensions de la platine ont été adaptées de façon à pouvoir s'accommoder du plus grand et du plus petit des transformateurs mentionnés dans les 3 tableaux. En cas d'utilisation du plus petit de ces transformateurs, le circuit imprimé pourra sembler surdimensionné. Rien ne vous empêche cependant de raccourcir la platine en supprimant la partie comportant la sérigraphie des connecteurs K2 à K4. Il suffit ensuite de souder les borniers à la position correspondant à celle qu'ils avaient sur la partie de circuit imprimé que l'on vient d'« amputer ».

Si l'on utilise un transformateur non doté d'une protection contre les court-circuits, il est requis de prendre un fusible dans la ligne de l'enroulement du secteur. On

pourrait, dans ces conditions, envisager de faire appel à une entrée secteur du type CEE à porte-fusible intégré.

Les 3 tableaux de la page précédente donnent les références d'un nombre de transformateurs, fréquemment utilisés dans les montages d'Elektor. Les exemplaires les plus petits viennent de la série BV20 de Hahn : leurs dimensions ne sont que de 22 x 23 x 15 mm.

La société Block fournit des transformateurs 8 V, conçus spécialement pour les alimentations comportant un régulateur de tension 5 V. On notera que la protection thermique des transformateurs de la série PT de Block ne se rétablit qu'après la suppression de la surcharge, après un refroidissement du transformateur et après coupure de la tension secteur. Il n'est donc pas étonnant que ce type de transformateur refuse obstinément à rentrer en fonction immédiatement après qu'il se soit posé une situation « problématique ».

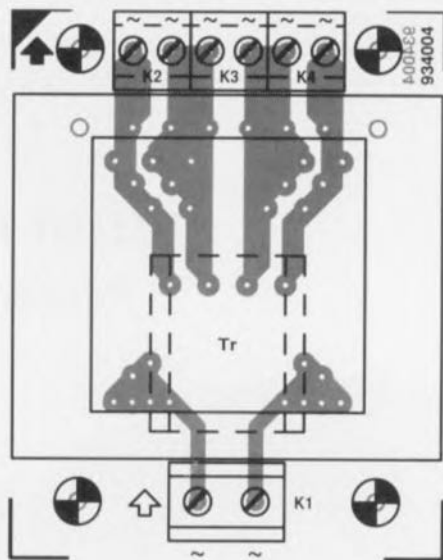
Liste des composants

Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm

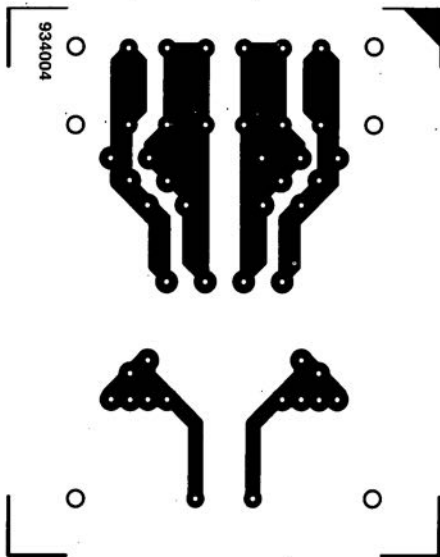
K2 à K4 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm

Tr1 = transformateur secteur à 1 ou 2 enroulement(s) secondaire(s)

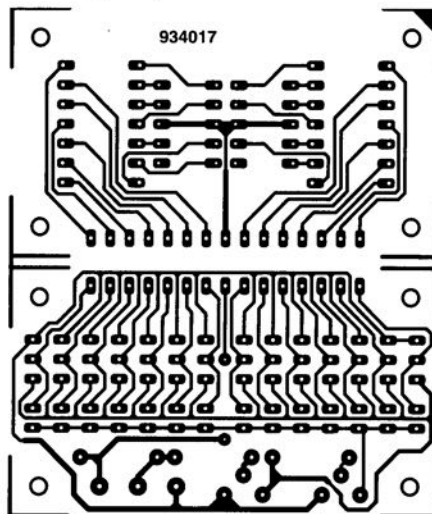


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

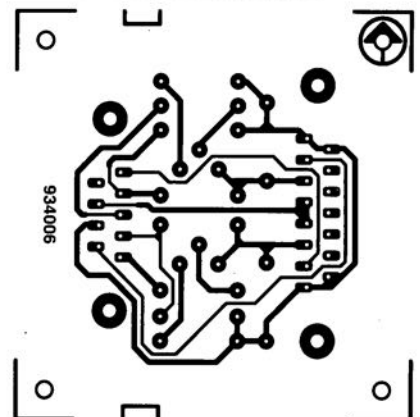
1 circuit imprimé universel pour transformateur



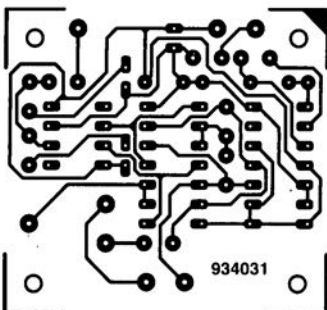
2 tachymètre pour PC



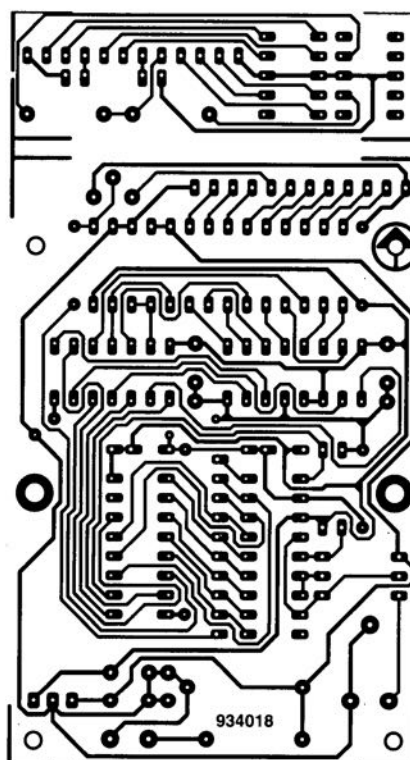
3 convertisseur de manche pour PC



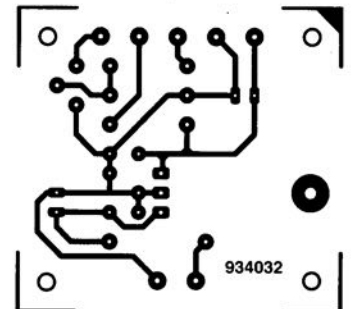
4 humidimètre pour plantes : le capteur



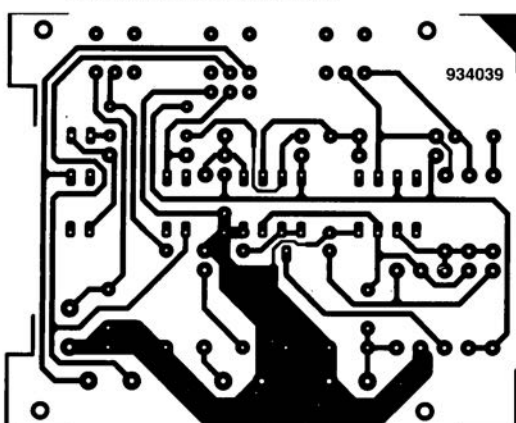
5 voltmètre de bord



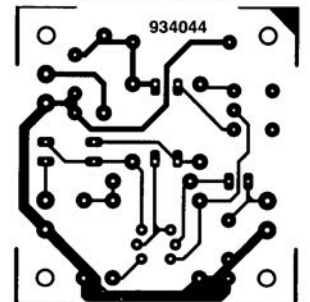
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



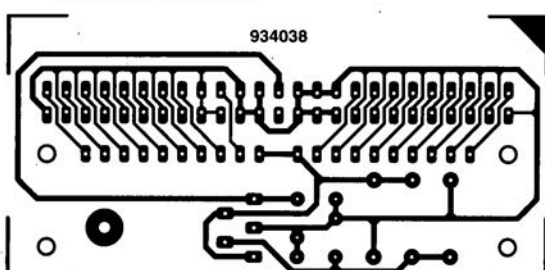
7 enregistrement à commande vocale



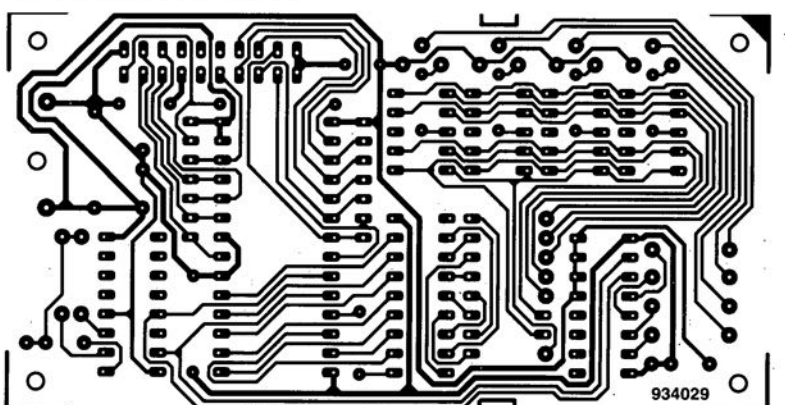
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

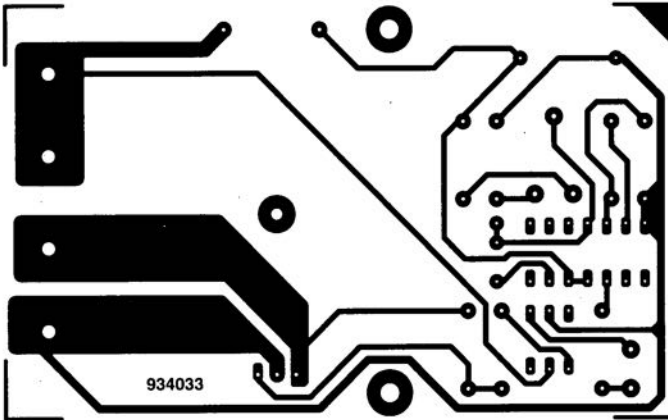


10 décodeur d'affichage universel

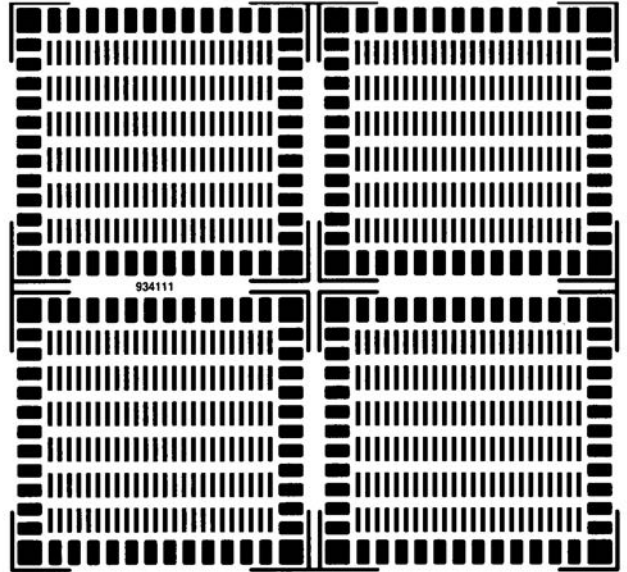


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

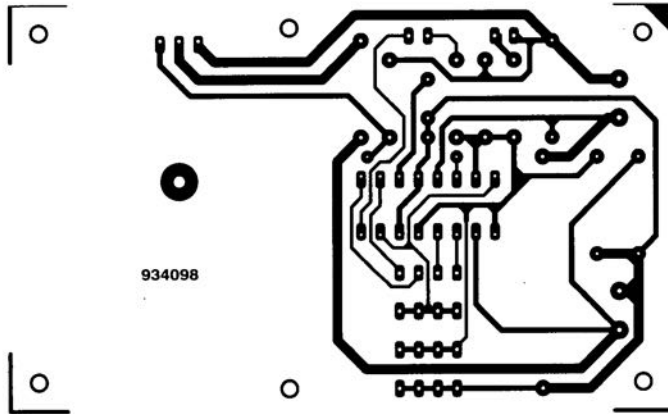
11 « conditionneur » pour accu au plomb



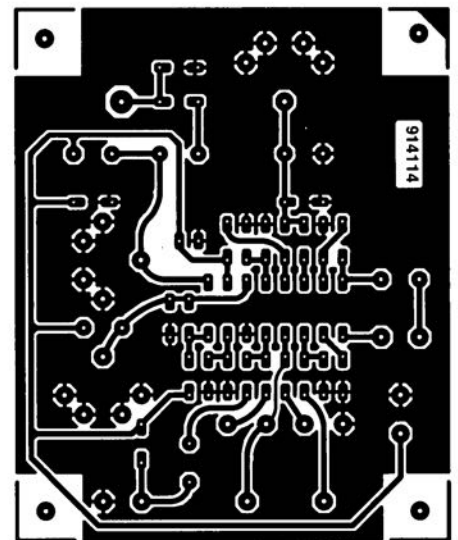
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



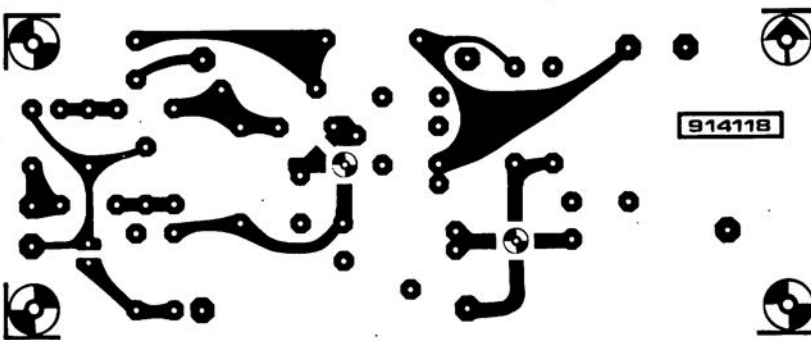
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



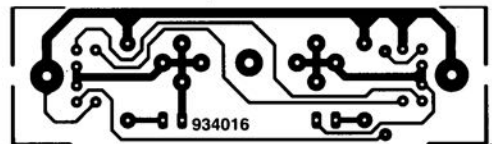
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



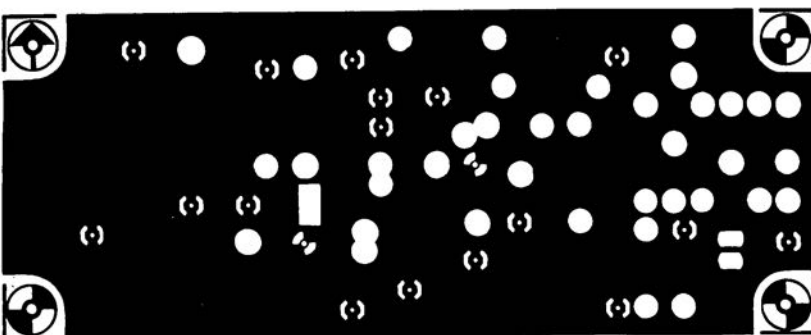
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



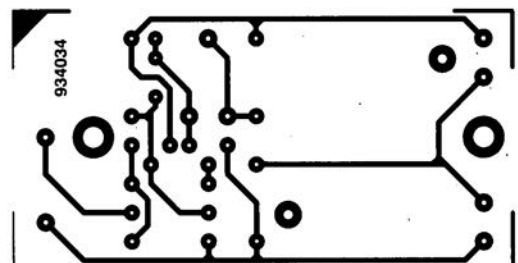
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

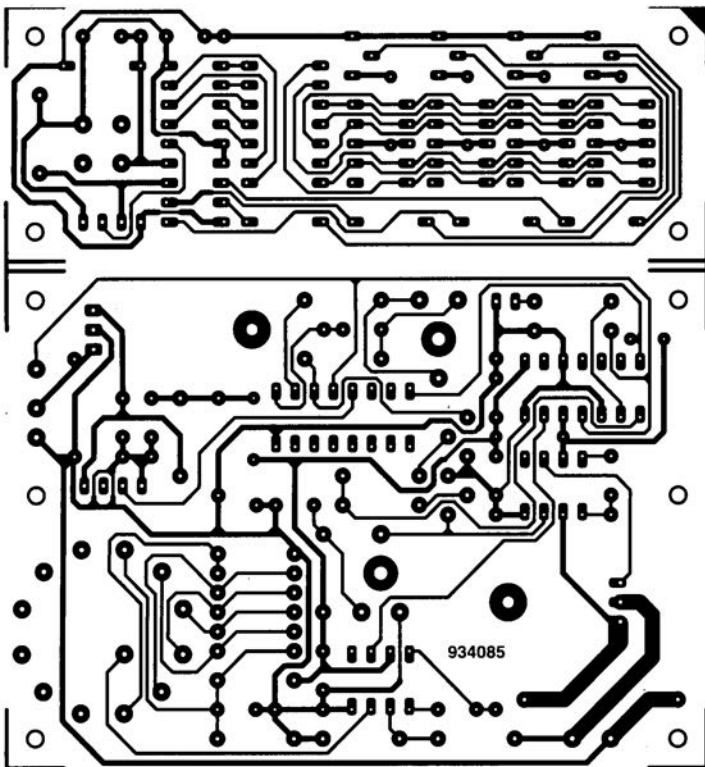


18 testeur de continuité sonore

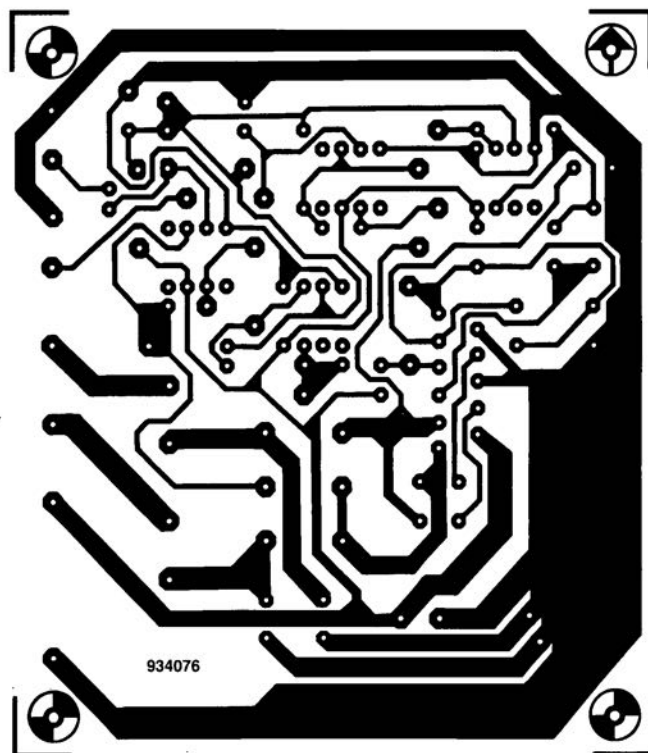


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

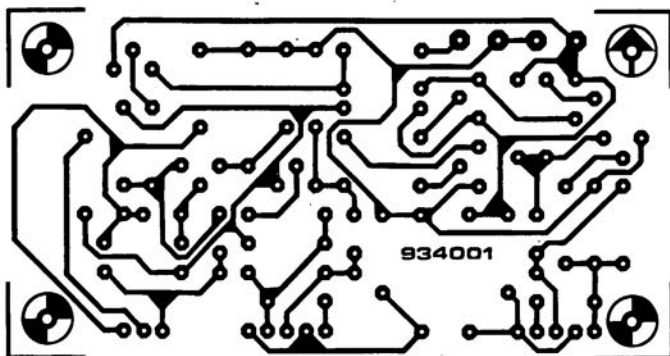
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique

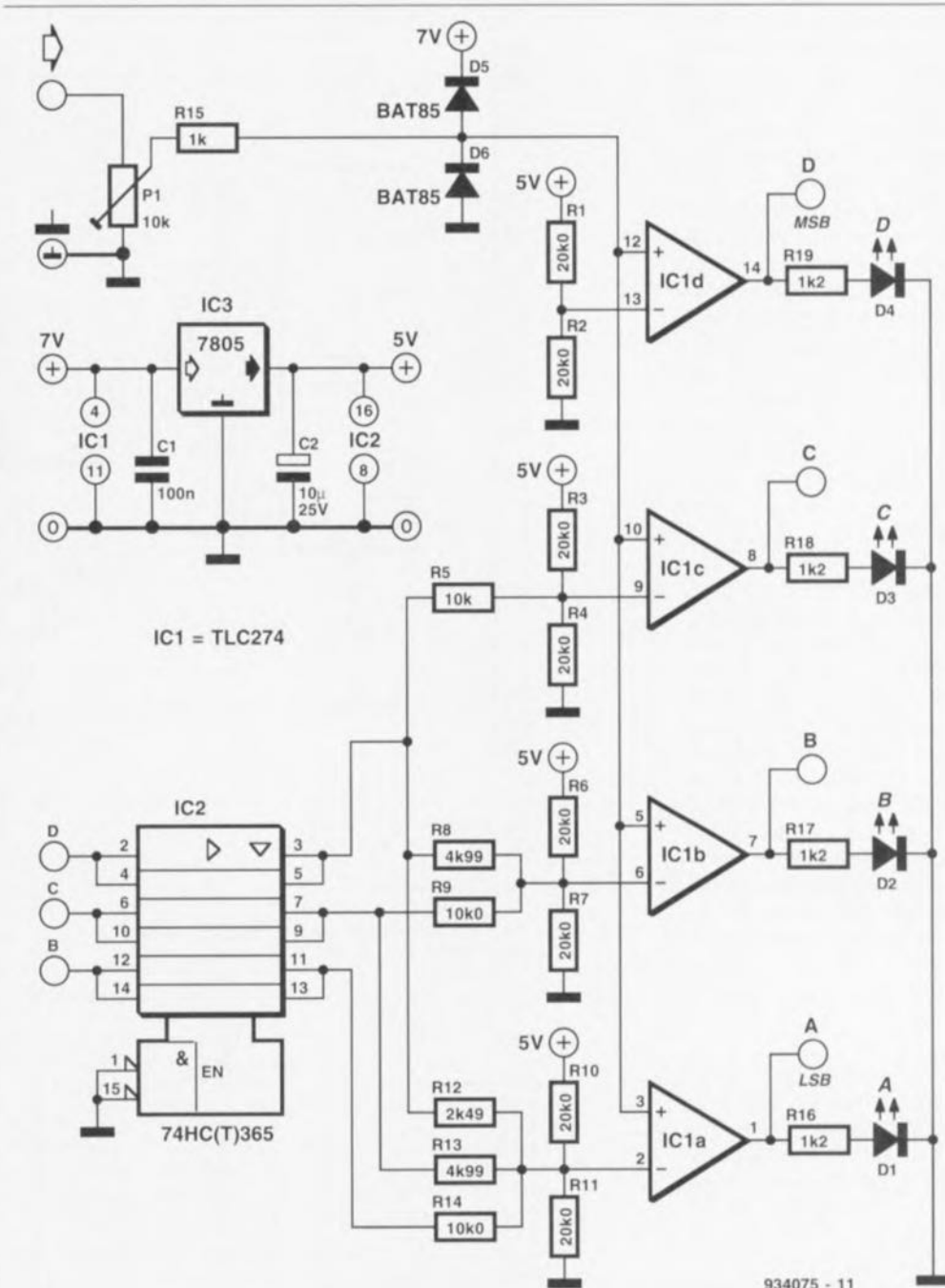


CONVERTISSEUR A/N À 4 BITS COMPACT 28

Bien que la réalisation d'un convertisseur A/N en technologie discrète soit de moins en moins évidente, vu qu'il existe de bons convertisseurs intégrés qui plus est sont de prix abordable. Il n'en est pas moins vrai que réaliser soi-même, une fois dans sa vie, un convertisseur à l'aide de composants discrets présente un caractère éminemment éducatif ou pour ceux d'entre vous qui auraient quitté les bancs de l'école, instructif. Nous vous proposons ici un convertisseur A/N discret d'une largeur de 4 bits aisément réalisable à l'aide de composants bon marché. Le cœur de ce circuit est un quarteron de comparateurs, IC1a à IC1d, dont les sorties constituent en même temps les sorties du convertisseur. Le gros problème que pose ce circuit est la génération de la bonne tension de référence fonction du comparateur concerné. En fait il nous faut pour chacun des bits un mini-convertisseur N/A pour fournir la tension de référence nécessaire.

Dans la pratique il apparaît que cela est relativement facile à réaliser. Le comparateur du bit de poids fort (MSB = *Most Significant Bit*) peut se satisfaire de la demi-tension d'alimentation comme tension de référence, niveau de tension produit par l'intermédiaire du diviseur de tension constitué par les résistances R1 et R2. Pour chacun des bits suivants, les bits précédents sont inclus dans le niveau de la tension de référence. Il nous faut pour ce faire quelques résistances supplémentaires. Pour le bit B cela signifie que l'on intègre aussi les bits C et D, dans le cas du bit A il faut également tenir compte des bits B, C et D. La conversion du niveau de ces bits en une tension de référence est possible grâce à IC2 et aux résistances R1 à R14.

La base de notre tension de référence est une tension d'alimentation de 5 V bien précise fournie par le régulateur intégré IC3. Les niveaux de tension présentés par les sorties de tampons sont, dans le cas idéal, de 5 V (« 1 » logique) ou de 0 V (« 0 » logique). Il faut, pour garantir une très bonne linéarité, que les résistances du diviseur de tension aient la valeur précise requise. Nous avons ici fait appel à des résistances de



tolérance de 1%. Plus la résolution (plus le nombre de bits est grand) du convertisseur A/N doit être élevée, plus la tolérance des résistances doit être faible. Lors du choix des résistances nous avons également tenu compte du fait que le niveau de la tension de sortie des tampons intégrés dans IC2 dérive de plus en plus de la valeur idéale lorsque le courant qu'elles doivent fournir augmente. Il faut donc opter pour des valeurs de résistances relativement élevées. Pour limiter du mieux possible les conséquences du comportement non idéal des sorties

nous avons à chaque fois pris 2 portes non-inverseuses en parallèle de manière à augmenter la sortance (*fan-out*). Avec les valeurs de composants choisies, il s'avéra que la chute de tension dans le cas du tampon de sortie MSB -le tampon fournissant le courant le plus important- était de 6 mV. Comparé à la valeur du bit de poids faible (LSB = *Least Significant Bit*), 312,5 mV, cela représente un niveau négligeable.

La vitesse de conversion dépend uniquement des temps de propagation des comparateurs et tam-

pons utilisés. Le TLC274 mis en oeuvre ici mérite le qualificatif d'utilisable, pour de meilleurs résultats il faudra faire appel à de vrais comparateurs. La résistance ajustable P1 sert à régler la sensibilité d'entrée du circuit. Les diodes D5 et D6 protègent les entrées des amplificateurs opérationnels contre des tensions d'entrée trop élevées.

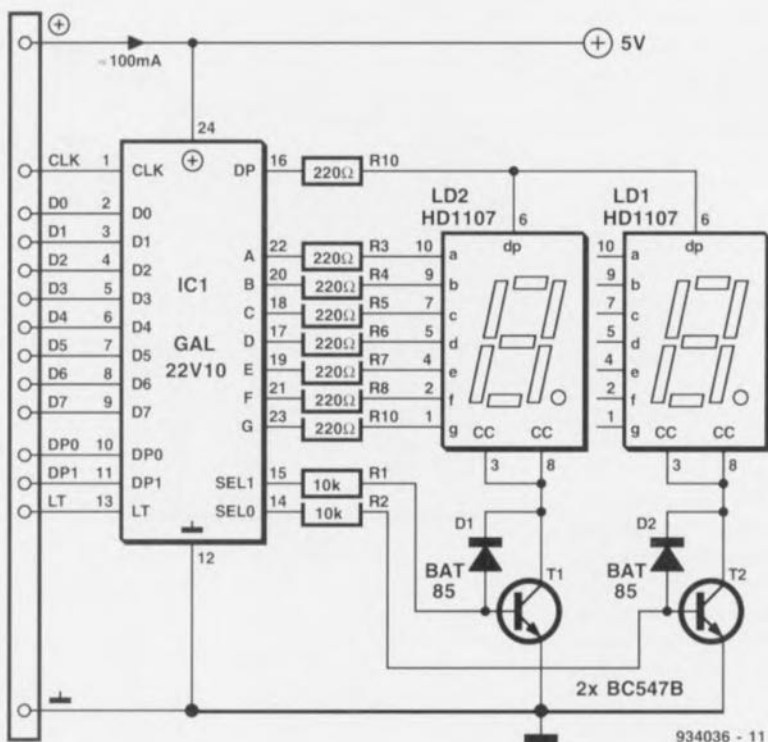
La consommation de courant, toutes LED éteintes est de 7 mA environ; elle passe à quelque 20 mA lorsque toutes les LED sont allumées.

GAL DE DÉCODAGE D'AFFICHAGE OCTET → HEXADÉCIMAL

Nous avons conçu ce décodeur d'affichage octet → hexadécimal (*byte-to-hex*) pour la simple et bonne raison qu'il n'existe plus de décodeurs quart → hexadécimal (*nibble-to-hex*). Il n'est pas difficile, en principe, de décoder un quartet, mais il est plus pratique, efficace et facile (quant au nombre de composants nécessaires) d'effectuer un décodage octet → HEX. Nous faisons appel, dans ce montage, à une GAL du type 22V10. Vu l'application envisagée, ce type de GAL comporte un nombre suffisant d'entrées et de sorties et elle peut être programmée à l'aide du programmeur de GAL (+ extension) décrit en référence [1] de la bibliographie.

C'est pour cette raison que nous fournissons avec cet article un listing avec les données de programmation. Le listing, écrit dans un format compréhensible pour le logiciel de National Semiconductor, peut être converti en fichier JEDDIC à l'aide de l'option **EQN2JED**. Lors de cette conversion le programme génère un message d'avertissement signalant l'utilisation dans les instructions de définition d'un terme-OR (OU). Ne vous en formalisez pas. C'est une fausse alerte puisque nous définissons un total de 8 termes-OR.

Le seul inconvénient de ce circuit est le fait qu'il requiert l'application d'un signal d'horloge externe. Très souvent on aura pourtant la possibilité de dériver un signal convenable du circuit dans lequel on veut intégrer le décodeur. Un signal d'horloge d'une fréquence comprise entre 100 Hz et 100 kHz convient à ce montage. Le signal d'horloge se charge, outre de la synchronisation des bascules bistables prises en aval de la GAL, aussi du multiplexage des 2 afficheurs. Les diodes Schottky assurent une commutation rapide – en particulier un passage très rapide de l'état conducteur à l'état bloquant – des transistors T1 et T2, ce qui garantit que ces 2 transistors ne conduisent que successivement c'est-à-dire sans le moindre recoupement. Ceci évite l'apparition, à des fréquences d'horloge supérieures à 1 kHz, de segments « fantômes ». La ligne « LT » (**Lamp Test**, broche 13 de



Hex Decoder / 7-Segment LED Driver
GAL file for OPAL Junior

CHIP hex_7seg gal22v10

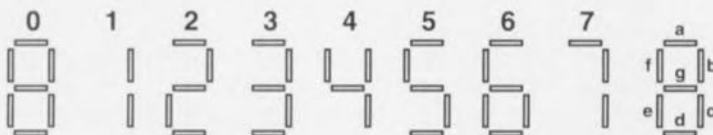
```
clk d0 d1 d2 d3 d4 d5 d6 d7 dp0 dp1 gnd
lt sel0 sel1 dp d c e b f a g vcc
```

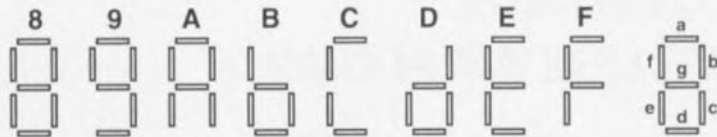
;define product terms for each value and each display

```
@define zero "/d7*/d6*/d5*/d4*/lt*sel0+/d3*/d2*/d1*/d0*/lt*sel1"
@define one "/d7*/d6*/d5* d4*/lt*sel0+/d3*/d2*/d1* d0*/lt*sel1"
@define two "/d7*/d6* d5*/d4*/lt*sel0+/d3*/d2* d1*/d0*/lt*sel1"
@define three "/d7*/d6* d5* d4*/lt*sel0+/d3*/d2* d1* d0*/lt*sel1"
@define four "/d7* d6*/d5*/d4*/lt*sel0+/d3* d2*/d1*/d0*/lt*sel1"
@define five "/d7* d6*/d5* d4*/lt*sel0+/d3* d2*/d1* d0*/lt*sel1"
@define six "/d7* d6* d5*/d4*/lt*sel0+/d3* d2* d1*/d0*/lt*sel1"
@define seven "/d7* d6* d5* d4*/lt*sel0+/d3* d2* d1* d0*/lt*sel1"
@define eight " d7*/d6*/d5*/d4*/lt*sel0+ d3*/d2*/d1*/d0*/lt*sel1"
@define nine " d7*/d6*/d5* d4*/lt*sel0+ d3*/d2*/d1* d0*/lt*sel1"
@define ten " d7*/d6* d5*/d4*/lt*sel0+ d3*/d2* d1*/d0*/lt*sel1"
@define eleven " d7*/d6* d5* d4*/lt*sel0+ d3*/d2* d1* d0*/lt*sel1"
@define twelve " d7* d6*/d5*/d4*/lt*sel0+ d3* d2*/d1*/d0*/lt*sel1"
@define thirteen " d7* d6*/d5* d4*/lt*sel0+ d3* d2*/d1* d0*/lt*sel1"
@define fourteen " d7* d6* d5*/d4*/lt*sel0+ d3* d2* d1*/d0*/lt*sel1"
@define fifteen " d7* d6* d5* d4*/lt*sel0+ d3* d2* d1* d0*/lt*sel1"
```

;define combined productterms to minimize the total number of terms

```
@define or14or15 " d7* d6* d5*/lt*sel0+ d3* d2* d1*/lt*sel1"
@define or10or15 " d7* d5* d4*/lt*sel0+ d3* d1* d0*/lt*sel1"
@define or12or14 " d7* d6*/d4*/lt*sel0+ d3* d2*/d0*/lt*sel1"
@define or2or3 " d7*/d6* d5*/lt*sel0+/d3*/d2* d1*/lt*sel1"
@define or4or5 " d7* d6*/d5*/lt*sel0+/d3* d2*/d1*/lt*sel1"
@define or7or15 " d6* d5* d4*/lt*sel0+ d2* d1* d0*/lt*sel1"
@define or1or9 " d6*/d5* d4*/lt*sel0+/d2*/d1* d0*/lt*sel1"
```





EQUATIONS

```
;To minimize product terms the segment selection is done by using
;the one's that are off, and several options, like 'one+nine', are combined
;into one product term, resulting in one term 'orlor9'.
;All outputs are registered and the multiplex frequency is determined by
;the supplied clock frequency
```

```
/a:= one   + four   + eleven  + thirteen
/b:= five  + six   + or1lor15 + or12or14
/c:= two   + twelve + or14or15
/d:= four  + one   + ten     + or7or15
/e:= orlor9 + three + or4or5  + seven
/f:= one   + or2or3 + seven   + thirteen
/g:= zero  + one   + seven   + twelve
```

```
sel0 := sell
sell := /sell
```

```
dp:= dp0*sel1 + dp1*sel0
```

la GAL) est une entrée de test « ampoules ». L'application d'un niveau haut à cette ligne se traduit par l'illumination de tous les segments des afficheurs. La présence d'un niveau haut sur la ligne « DP0 » ou « DP1 » entraîne l'illumination du point décimal de l'afficheur LD1 ou LD2 respectivement.

Le décodeur décrit dans cet article peut également servir de « gabarit de concept » lorsque vous aurez à concevoir votre propre décodeur qui, pour l'une ou l'autre application, nécessitera une conversion différente. Nous vous laissons le plaisir d'expérimenter...

Bibliographie :

[1] extension pour le programmeur de GAL(r), Elektor n°180, juin 1993, page... et suivantes

PENDULE RAPIDE POUR PARTIE D'ÉCHECS « BLITZ »

30

Pendant une partie d'échecs rapide, dite « blitz », la durée de réflexion se limite, en général, à 5 à 10 s par trait (mouvement aux échecs). Si l'un des joueurs n'arrive pas à déplacer l'une de ses pièces dans cette limite, il a perdu le match ou, au mieux, son tour de jouer (en fonction bien entendu de ce qu'il a été convenu au préalable).

Le montage proposé ici est en fait un arbitre d'échecs rapide, à l'impartialité totale, indiquant infailliblement quel joueur doit poser sa pièce et quel joueur a dépassé (éventuellement) sa durée de réflexion. On peut également utiliser ce montage pour jouer aux dames, au rummy-cube, au stratège, au mastermind et autres trivial pursuits.

Le fonctionnement du circuit est relativement simple. Si le joueur A appuie sur le bouton S2, la LED D3 s'illumine pour indiquer que c'est le tour au joueur B. Celui-ci peut rendre le tour au joueur A par une action sur le bouton S1, action suivie par l'illumination de la LED D2. Si l'un des joueurs n'arrive pas, dans la limite de temps impartie, à pousser sur son bouton, le circuit produit, via le résonateur Bz1, un signal d'alarme sonore.

Un 556, la version double de

l'archi-connu 555, constitue le cœur de l'électronique de notre pendule rapide pour jeux d'échecs. L'une de ses moitiés, IC1b, fonctionne comme bascule bistable, mémorisant lequel des interrupteurs a été le dernier à être activé et indiquant, par l'inter-

médiaire de 2 LED, à qui c'est le tour de jouer. L'autre moitié du 556, IC1a, fait office de bascule monostable.

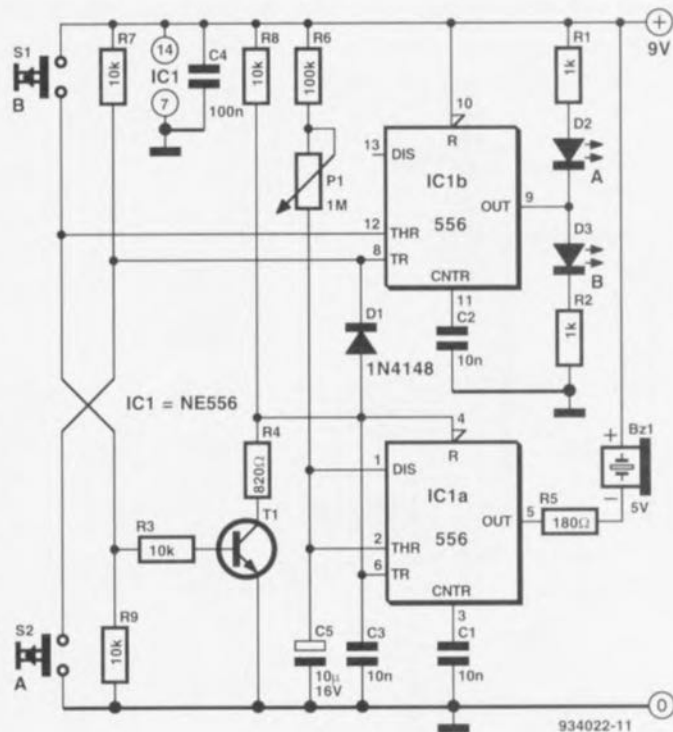
À condition que les joueurs appuient à temps sur leur bouton (redéclenchant la bascule), cette

bascule monostable est maintenue à l'état déclenché (résonateur hors-fonction).

Nous faisons appel, pour pouvoir forcer au niveau bas l'entrée de déclenchement à l'aide du bouton S1, au transistor T1. Dans le cas du bouton S2, c'est la diode D1 qui se charge de cette opération. A chaque redéclenchement de IC1a, le condensateur C5 se décharge via la broche de décharge (DIS) de IC1a.

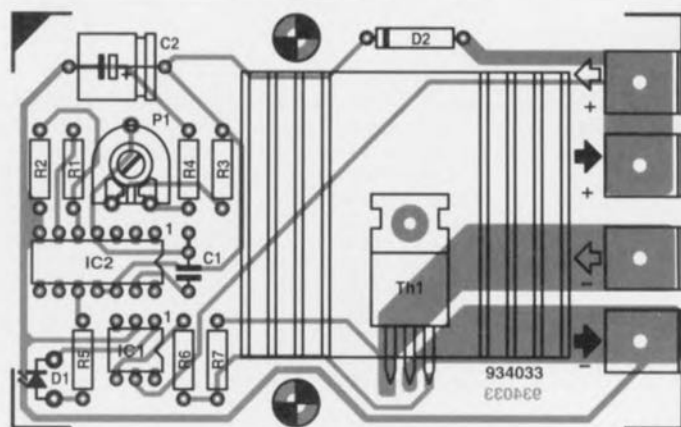
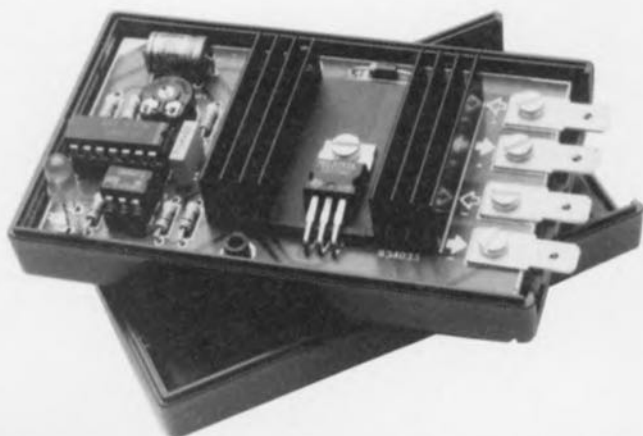
À ce moment la durée de recharge, définie à l'aide de l'ajustable P1, recommence à zéro. Si le joueur en question n'appuie pas à temps sur son bouton, le niveau de la tension aux bornes du condensateur C5 devient si élevé que l'on aura remise à zéro de IC1a. Dans ces conditions la sortie de IC1a prend un niveau bas et le résonateur est mis en fonction. L'un des joueurs se voit alors confronté à un (big) problème ...

La consommation totale normale du circuit (c'est-à-dire en cas d'illumination de D2 ou de D3) est de 20 mA environ. Dans le cas de la génération d'un signal sonore (résonateur actif) la consommation grimpe à quelque 40 mA.



C.R. Suthikshn Kumar

31 « CONDITIONNEUR » POUR BATTERIE AU PLOMB



Liste des composants

Résistances :

R1 = 4k Ω
R2, R4 = 2k Ω
R3, R7 = 10 k Ω
R5, R6 = 1 k Ω
P1 = 1 k Ω ajustable

Condensateurs :

C1 = 1 nF
C2 = 100 μ F/25 V

Semi-conducteurs :

D1 = LED rouge 3 mm
D2 = 1N4001
Th1 = TIC106
IC1 = CNY17-1
IC2 = CA723

Divers :

1 radiateur pour Th1 (tel que SH59 de Fischer par exemple)
4 cosses de masse mâles, type « automobile » avec orifice de 3 mm
1 boîtier de 95 x 60 x 24 mm environ

Pour être certain qu'une batterie (accu au plomb, peu importe qu'il soit à bouchons ou du type « sans entretien ») soit toujours « gonflée » (chargée à 100%), il est recommandé de la connecter en permanence à une tension constante.

Les chargeurs qui surveillent l'état d'une batterie et qui commencent le processus de recharge à l'instant où celle-ci est (pratiquement) « vide » ne garantissent pas que la batterie en question soit, à tout moment, au summum de sa capacité. On risque donc de se retrouver avec une batterie « à plat » à l'instant précis où on en a le plus besoin.

Le « conditionneur » décrit dans les paragraphes à venir surveille en permanence la tension de la

batterie à laquelle il est branché pour la recharger brièvement si nécessaire. Un tel système se caractérise – comme n'importe quel système de (re)charge de batteries – par certains avantages et (presque autant) d'inconvénients. La batterie est toujours « chargée », mais elle devient légèrement « paresseuse » : la recharge se fait de plus en plus difficilement. Cet effet disparaît pourtant après un nombre de décharges et recharges normales.

Si l'on opte pour une tension de batterie qui ne soit pas trop importante (inférieure à 13,8 V), on aura une batterie « gonflée » en permanence et à la durée de vie très longue. Il faudra éviter de connecter une batterie au plomb à une

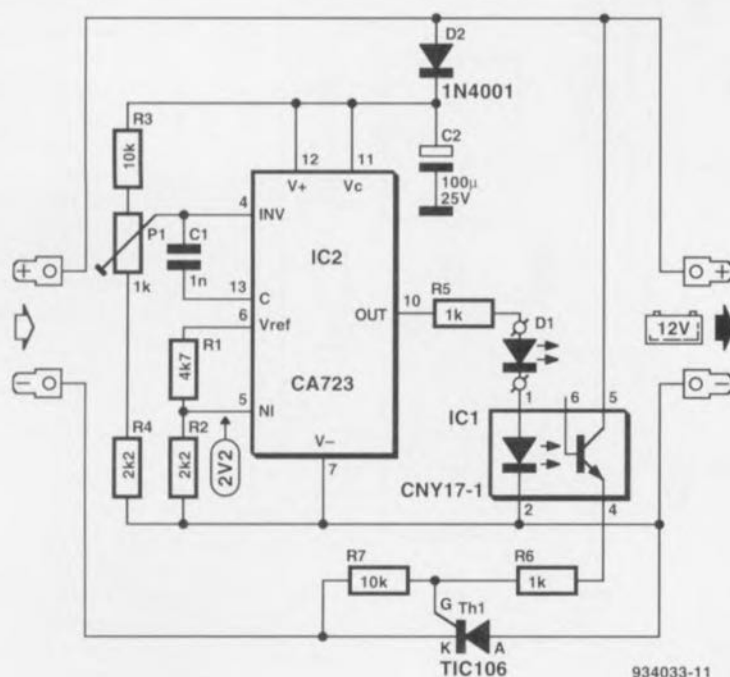
source de tension trop élevée (de 14,4 V par exemple). Ceci n'a pas de sens puisqu'elle reste « pleine » à une tension de 13,8 V déjà.

La seule raison valable pour connecter (provisoirement) une batterie à une tension plus élevée

est le fait qu'une batterie fortement déchargée se recharge, dans ces conditions, plus rapidement.

Il faudra utiliser le « conditionneur » avec un chargeur de batterie vendu dans le commerce. Un tel appareil, relativement peu onéreux, répond (ou devrait répondre) à toutes les exigences de sécurité. Pour recharger une batterie partiellement déchargée, on la branche directement au chargeur. Sachant qu'un chargeur de batteries fournit en général une tension relativement élevée, il est recommandé, une fois la batterie rechargée, de la déconnecter le plus vite possible du chargeur. Il est temps maintenant de prendre notre « conditionneur » entre le chargeur et la batterie.

L'ajustable P1 permet de définir à quel niveau de tension on veut voir le processus de recharge s'arrêter. On tourne P1 dans le sens anti-horaire et l'on connecte un voltmètre aux bornes de la batterie. La LED D1 est éteinte. On tourne ensuite P1 dans le sens horaire jusqu'à ce que la LED s'allume. Dans ces conditions on a recharge de la batterie. Dès que la tension aux bornes de la batte-



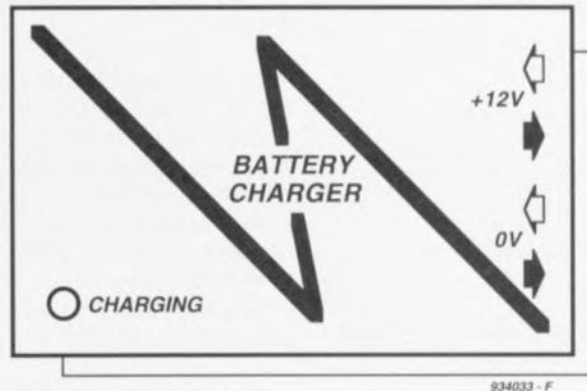
rie a atteint le niveau requis il faudra tourner P1 dans le sens anti-horaire jusqu'au point où la LED s'éteint. L'extinction de la LED se fait très progressivement et il est recommandé d'effectuer ce réglage dans des conditions de lumière ambiante faible.

Intéressons-nous maintenant au fonctionnement du circuit. Via la diode D2 le 723 tire sa tension d'alimentation de la batterie connectée (consommation de 10 mA environ). Les résistances R1 et R2 servent à la réduction à quelque 2,2 V de la tension de référence interne. Le 723 compare cette tension de référence à la tension de batterie présente, après division, sur le curseur de l'ajustable P1. Si cette dernière tension est inférieure à la tension de référence, la sortie de IC2 (broche 10) passe au niveau haut. La LED D1 ainsi que la LED comprise dans l'opto-coupleur IC1 s'illuminent et le photo-transistor dans IC1 devient passant. On a de ce fait un flux de courant à tra-

vers le photo-transistor qui « amorce » le thyristor Th1. Ce dernier applique la tension du chargeur à la batterie et l'on a donc un flux de courant dont l'intensité dépend des caractéristiques du chargeur utilisé. Comme le chargeur fournit une tension redressée mais non filtrée, le thyristor se désamorce à chaque passage par zéro de la tension. Tant que la tension de batterie n'a pas atteint le niveau requis, le thyristor est « réamorcé » aussitôt.

Lors du processus de recharge on peut laisser le « conditionneur » entre le chargeur et la batterie. Le seul inconvénient est que la recharge se fait moins vite puisqu'il se produit une chute de tension de 1 V environ aux bornes du thyristor. La recharge prendra donc quelques minutes supplémentaires.

Si le courant à travers le thyristor dépasse 1 A il est requis de doter ce composant d'un radiateur. Il faudra veiller à ce que le courant maximal ne dépasse jamais 5 A.

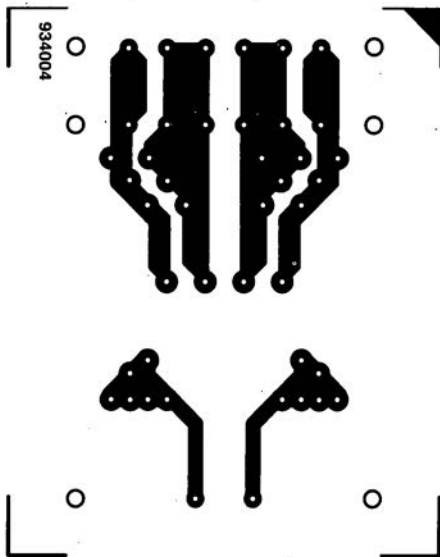


Nous avons conçu, pour ce montage, un petit circuit imprimé dont la plus majeure partie est occupée par le radiateur pour Th1. La mise en place des quelques composants nécessaires ne devrait pas poser de problème. Pour les connexions externes il faudra utiliser (comme l'illustre le schéma d'ailleurs) des cosses de masse que

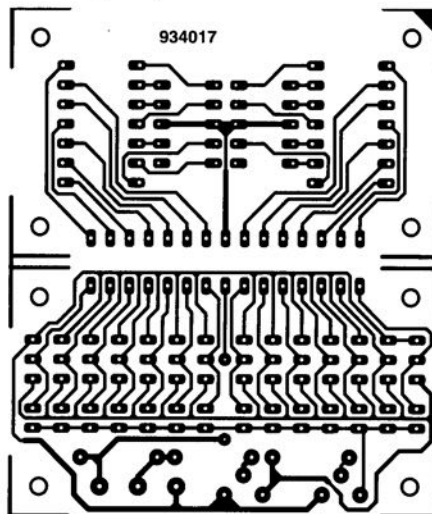
l'on fixe d'abord à l'aide de vis de 3 mm et ensuite avec une bonne quantité de soudure. L'ensemble peut être monté dans un petit boîtier dont on découpe l'une des faces latérales (accès aux cosses de connexion). Une jolie petite face avant (voir l'exemple) donnera une finition professionnelle à ce montage fort pratique et confortable.

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

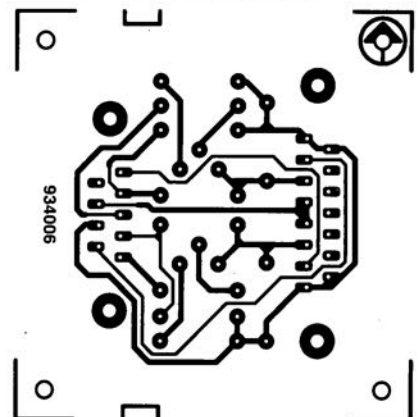
1 circuit imprimé universel pour transformateur



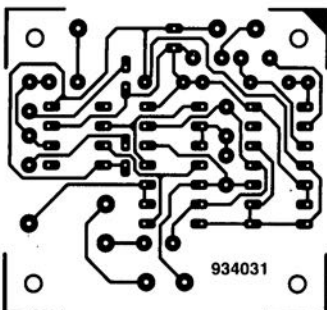
2 tachymètre pour PC



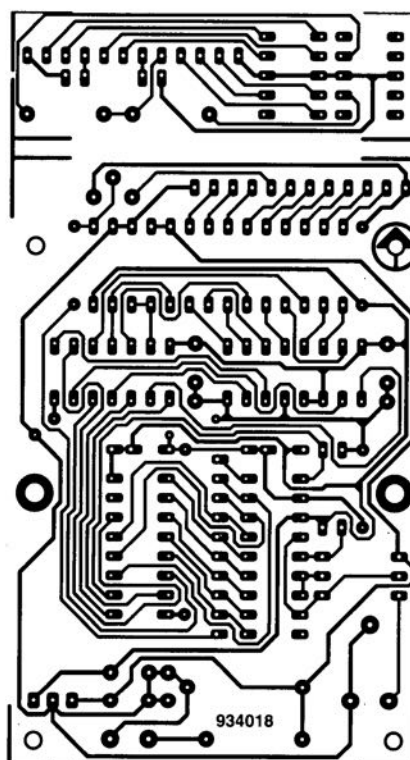
3 convertisseur de manche pour PC



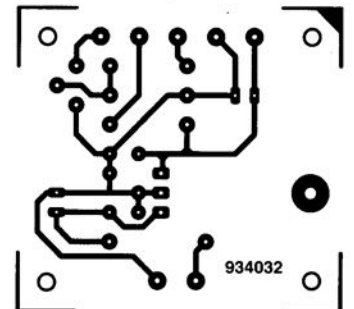
4 humidimètre pour plantes : le capteur



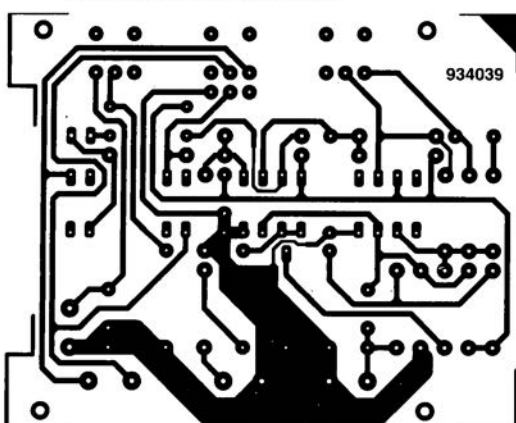
5 voltmètre de bord



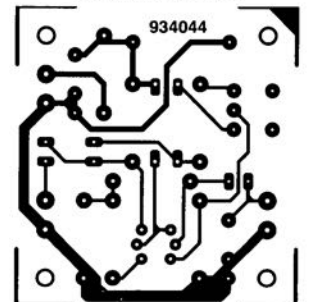
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



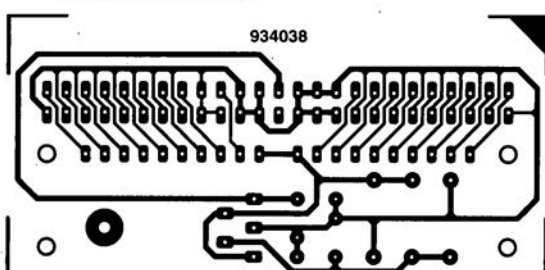
7 enregistrement à commande vocale



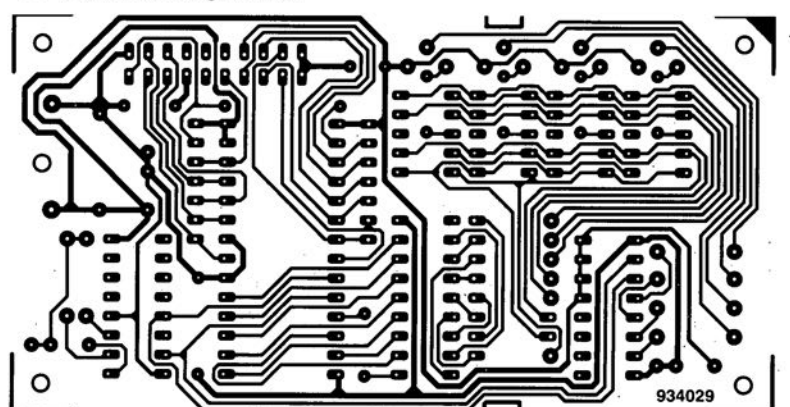
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

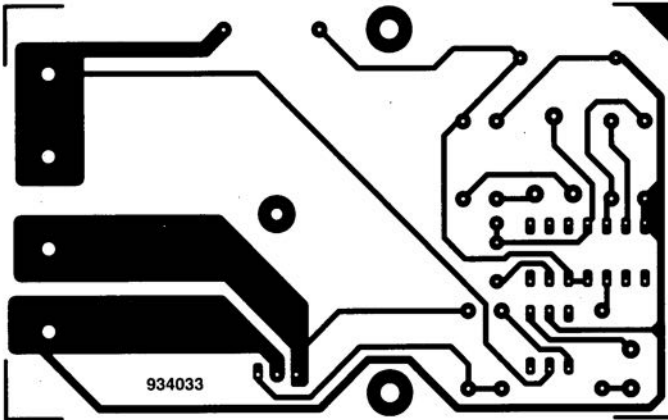


10 décodeur d'affichage universel

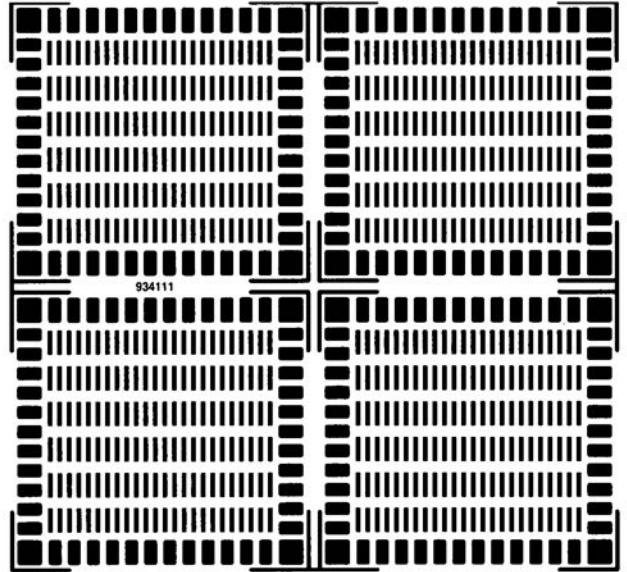


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

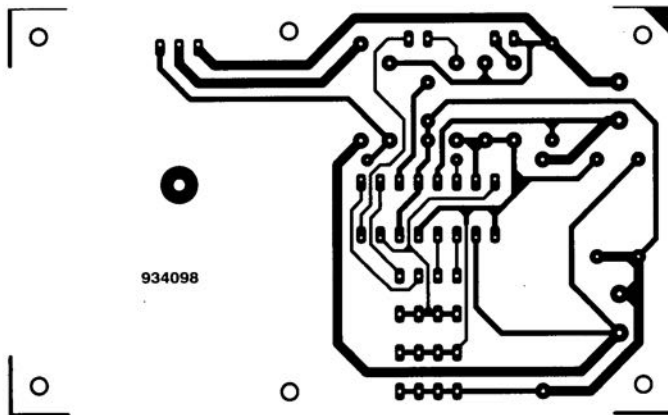
11 « conditionneur » pour accu au plomb



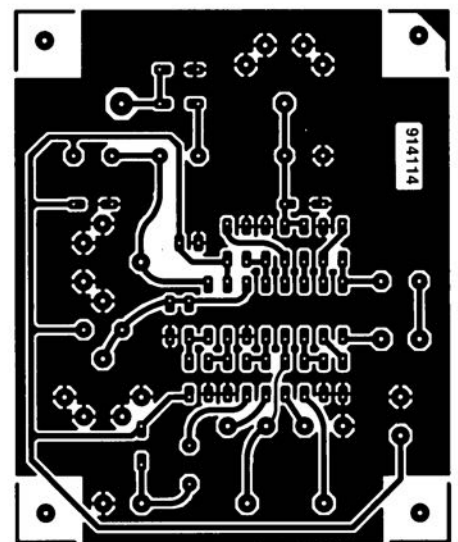
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



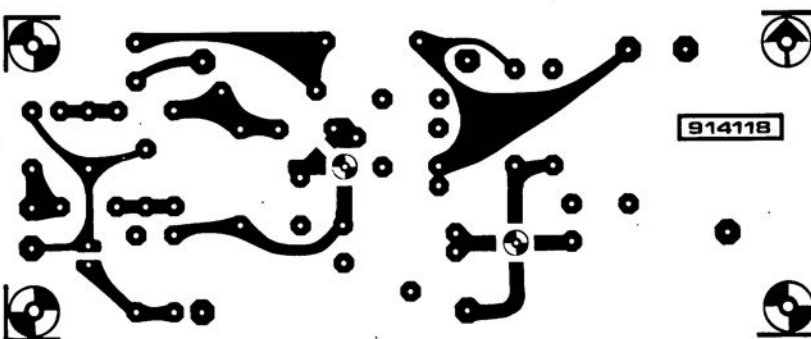
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



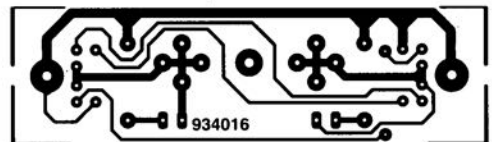
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



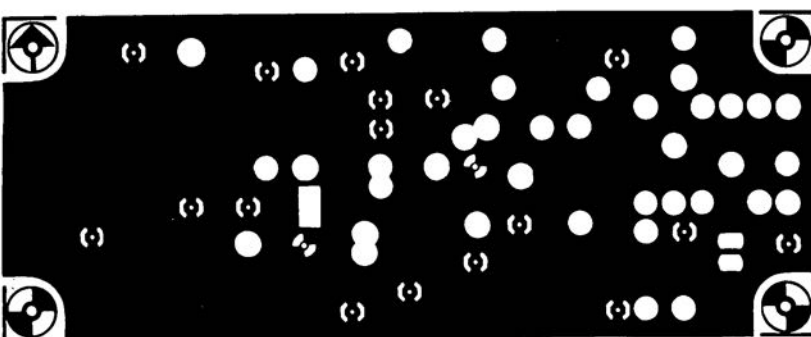
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



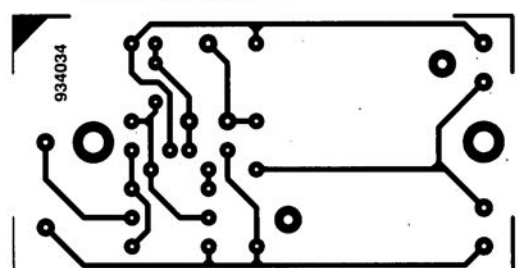
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

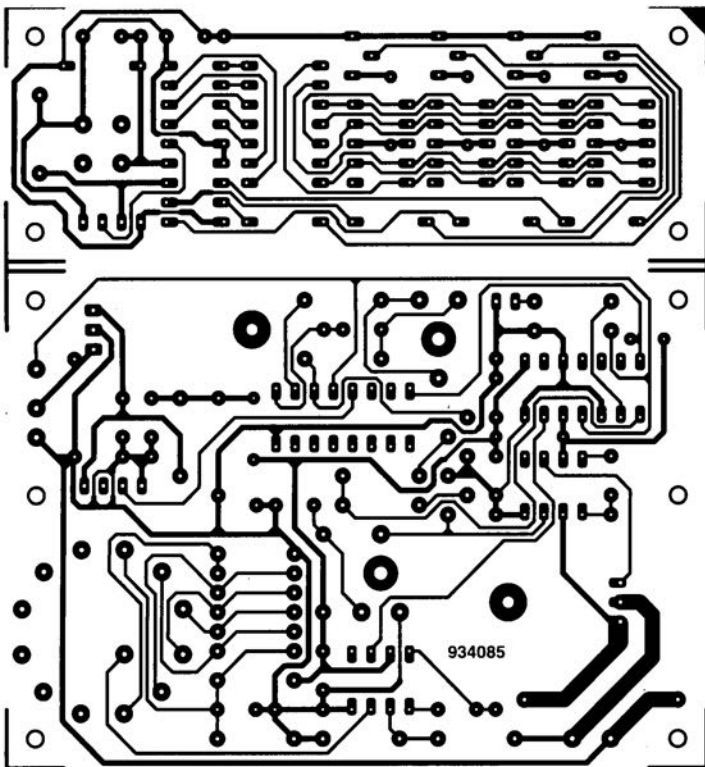


18 testeur de continuité sonore

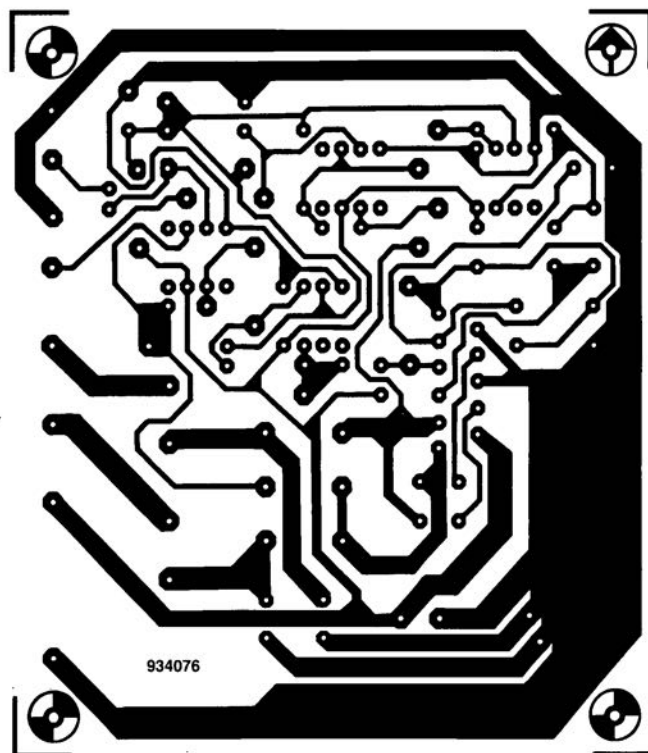


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

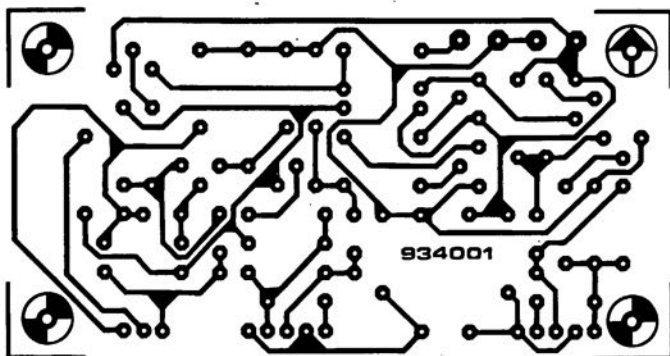
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique

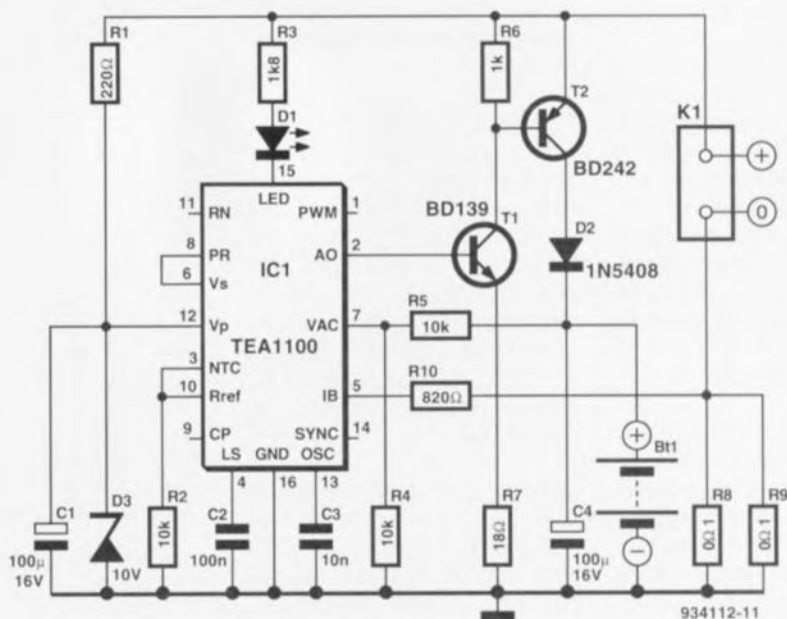


RÉGULATEUR DE CHARGE 12 V À TEA1100 32

Un circuit intégré tout neuf de chez Philips, le TEA1100, utilise le principe de crête δ (*Delta Peak*), c'est-à-dire de l'atteinte du sommet de la courbe différentielle de charge, pour procéder à une charge rapide et efficace des accus CdNi ou NiMH (hybride Nickel-Métal, de technologie beaucoup plus récente).

Le principe est basé sur la constatation que la tension aux bornes de la cellule, référée à l'état de charge, présente un maximum évident à la fin de la charge, en particulier aux courants de charge importants. Tout ce que l'on demande à un chargeur travaillant selon le principe de crête δ de faire est de détecter le changement de la tension de cellule et de le traiter. La chute de la tension appliquée à l'entrée VAC du circuit à une valeur inférieure de 1% à la valeur maximale prévue produit l'interruption du processus de charge.

D'après la fiche de caractéristiques du circuit intégré la tension VAC doit se situer dans une plage comprise entre 0,385 et



3,85 V. Un diviseur de tension constitué par les résistances R4 et R5 fait en sorte que la tension de l'accu ou de la série d'accus ne puisse pas sortir de ce domaine.

Le courant de charge est fonction des paramètres suivants :

- la résistance de shunt, R_{shunt} , représentée par la mise en paral-

- de la résistance de mesure, R_{sense} , R10 et
- de la résistance de référence, R_{ref} , R12.

La formule correspondante s'énonce :

Timeout

$$TO = 2^{26} \cdot 0,93 \cdot R_{ref} \cdot C_{osc}$$

Courant de charge

$$I_{charge} = \frac{R_{sense} \cdot 1,25}{R_{shunt} \cdot R_{ref}}$$

$$0,385 < VAC < 3,85$$

VAC_{MAX}

$$R4 / (R4 + R5) \cdot n \cdot 1,8 < 3,85$$

$$R4 / (R4 + R5) < 2,14 / n$$

VAC_{MIN}

$$R4 / (R4 + R5) \cdot n \cdot 1,1 > 0,385$$

$$R4 / (R4 + R5) > 0,35 / n$$

Timeout représente une bouée de sauvetage pour le circuit intégré. Si, pour une raison ou une autre – cellule défectueuse, mauvaise connexion – il s'avérait impossible

de détecter un maximum, le TEA1100 interrompt, après un certain temps, le processus de charge.

Notez que R2 exerce une influence **tant** sur Timeout **que** sur le courant de charge. Il faudra, de ce fait, lors du choix du courant de charge et de la constante de temps prendre comme grandeur fixe la résistance de référence et considérer le condensateur C3, qui détermine la fréquence de l'oscillateur interne, comme variable.

Une fois que l'accu (ou les accus) rechargé, le TEA1100 passe en mode d'entretien de charge. Dans ce mode, un courant d'intensité 2 fois moindre est chargé, pendant 1/10 du temps du maintien de la charge des cellules (on a donc circulation d'un courant moyen de 1/20 du courant de charge nominal. On peut, par la

prise d'une résistance additionnelle à la broche 11 (RN), définir un courant d'entretien de charge différent, dont la valeur répond à la formule suivante :

$$I_{trickle} = \frac{1}{10} \cdot \frac{R_{sense} \cdot 1,25}{R_{shunt} \cdot R_N}$$

Le choix d'une résistance de valeur supérieure à quelque 20 k Ω se traduit par une diminution, par rapport au courant nominal relevé en l'absence d'une telle résistance à la broche 11, du courant d'entretien de charge, celui d'une résistance de valeur faible par son augmentation.

La mesure du courant se fait sous la forme d'une mesure de la chute de tension aux bornes du shunt, son application à I(a série d')accu(s) se faisant elle, sous les ordres de la broche 2 (A0) via les transistors T1 et T2. Le condensa-

teur C2 a pour fonction de garantir la stabilité du circuit de charge.

En l'absence de cellule entre les bornes du connecteur K1 ou en mode d'entretien de charge, on aura clignotement de la LED D1, sachant qu'elle restera fixe dans le cas d'une charge de type δV .

La tension d'alimentation appliquée à la broche 12 (Vp) doit être comprise entre 5,65 et 11,5 V. Le courant de repos atteint, sorties hors-circuit, un bon 4 mA.

Outre ce mode de fonctionnement de base, le TEA1100 met à la disposition de l'utilisateur un certain nombre d'autres fonctions bien documentées dans la fiche de caractéristiques (en anglais).

Source :

Fiche de caractéristiques
TEA1100, TEA1100T (Philips)

Ce circuit de 3 fois rien permet une visualisation aisée de la température d'un local donné à l'aide de 3 LED. Le capteur de température est ici un LM335 de National Semiconductor, circuit bipode qu'il n'est sans doute plus nécessaire de vous présenter.

Comme vous le savez certainement, ce capteur génère une tension de sortie de $10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ (10 mV par degré centigrade). La tension qu'il fournit est donc comparée à l'aide de 2 comparateurs, IC1a et IC1b, à 2 tensions de référence. L'ajustage de l'une de ces tensions fait appel à la résistance ajustable P1, celui de la seconde se fait par l'intermédiaire de P2.

Les sorties des 2 comparateurs servent à la commande des LED D2, D3 et D5. Si la tension produite par le capteur D1 est inférieure à chacune des tensions de référence les sorties des amplificateurs IC1a et IC1b sont toutes 2 au niveau bas.

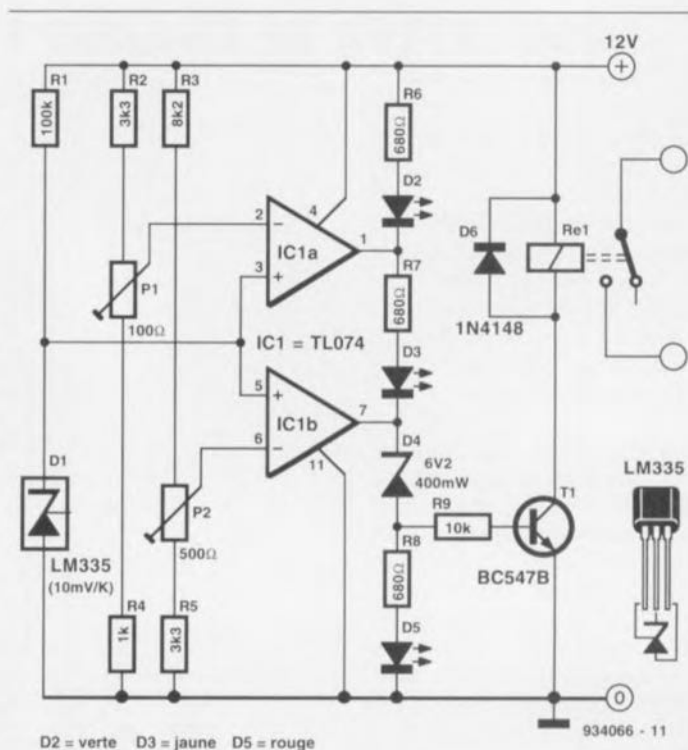
On aura dans ce cas illumination de la LED D2. En cas d'augmentation de la température ambiante la tension continue présente à la sortie de D1 augmente proportionnellement. Si le niveau de la ten-

sion qu'elle produit se situe à l'intérieur du domaine défini par les 2 tensions de référence la sortie de IC1a est haute alors que celle de IC1b est basse. On a alors illumination de la LED jaune D3, qui signale que l'on se trouve dans le domaine de température critique.

Pour des températures ambiantes encore plus élevées on aura de plus basculement au niveau haut de la sortie de IC1b, changement qui se traduit par l'illumination de la LED rouge D5; les 2 autres LED sont alors éteintes. On aura en outre activation du relais Re1 via le transistor T1, pour la mise en fonction d'une charge extérieure, alarme, ventilateur, ou tout autre dispositif utile.

La diode zener D4 est destinée à éviter l'entrée en conduction du transistor T1 lors de l'illumination de la LED D3; en effet à cet instant crucial, celui de l'illumination de D3, la tension de sortie de IC1b augmente quelque peu vu le courant que doit supporter le dit circuit.

Le reste de l'électronique n'appelle pas de commentaire particulier. Le réglage du niveau de tempé-



ture auquel doit se produire l'illumination des différentes LED se fait par l'intermédiaire des résistances ajustables P1 et P2. Il ne faudra pas oublier cependant que ce circuit est prévu pour le suivi de températures « normales » qui devraient, en pratique se situer

dans une plage comprise entre 50 et 100°C .

Le circuit consomme de l'ordre de 20 mA ; lors de l'activation du relais cette consommation passe à 50 mA environ.

M. Stehouwer

voltmètre de bord

Elektor Hors-Gabarit '93, n°181/182, page 72 et suivantes...

La liste des composants comporte une petite erreur. Comme le dit le schéma, le réseau de résistances SIL R19 est bien à base de résistances de **1k Ω** et non pas comme le dit à tort la liste des composants, de 10 k Ω .

fréquencemètre 1,2 GHz & générateur de signaux carrés

Elektor n°171, septembre 1992, page 32 et suivantes...

Il semblerait que Philips ne fabrique plus le module d'affichage LCD du type LTN211F10 utilisé dans ce montage. Il existe plusieurs modules LCD pouvant le remplacer sans problème, le **LM016L** de Hitachi en particulier.

émetteur FM de mesure stéréo

Elektor n°183, septembre 1993, page 30 et suivantes...

La sérigraphie de l'implantation des composants donnée en figure 6 page

35 comporte une erreur en ce qui concerne les transistors FET T1 et T2. Les sigles identifiant les différentes broches sont elles correctes, l'erreur se situant au niveau de leur longueur; comme l'indique le brochage représenté en figure 4, la broche la plus longue est bien celle du drain. Les dénominations restent donc elles correctes.

suivi de température avec alarme

Elektor Hors-Gabarit '93, n°181/182, page 50 et suivante...

Le schéma comporte une petite erreur de valeur. La résistance R1 doit être de **10k Ω** et non pas de 100 k Ω .

interface I²C encartable pour PC

Elektor n°163, janvier 1992, page 23 et suivantes...

Il semblerait que Philips ne fabrique plus le PCD8584 utilisé dans ce montage. Il n'y a pas raison de panique vu que le type appelé à le remplacer, le **PCF8584** est compatible broche à broche avec le

précédent; il présente en outre un mode 4 fils « grandes distances » sensiblement amélioré.

digitaliseur vidéo 24 bits

Elektor n°179, mai 1993, page 53 et suivantes...

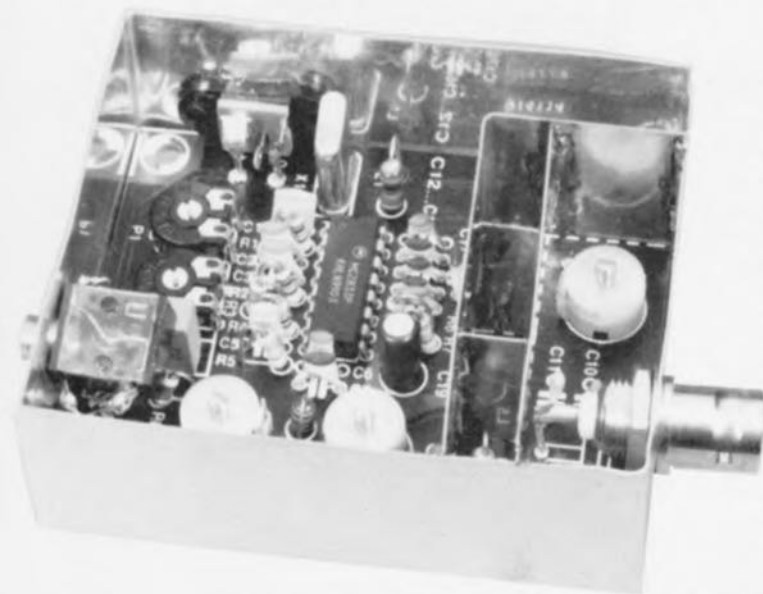
La liste des composants indique un type de relais encartable erroné: il faut lire **V23100-V4005-A101** et non pas **V23100-A4005-A101**.

DiAV, Digital Audio Visual

Elektor n°171, septembre 1992, page 60 et suivantes...

Une précision concernant le dessin de la figure 12. La fiche DIN6/240 que comporte ce schéma de câblage est vu **de devant**, et non pas comme on pourrait le penser si l'on se réfère à la figure 11, du côté des soudures. Attention donc lors du câblage, car si l'on se trompe à ce niveau on applique le 24 V = en provenance du projecteur au fondu-enchaîné DiAV avec les conséquences désastreuses que l'on peut imaginer pour celui-ci.

ÉMETTEUR FM BANDE ÉTROITE FAIBLE PUISSANCE 34



tion d'un émetteur FM VHF bande étroite mono-circuit, adapté pour travailler dans la bande des 27MHz. La puissance de sortie de l'émetteur est de l'ordre de +10dBm (10mW), ce qui, vu le rendement relativement faible de l'antenne utilisée, résultera en une puissance typique efficace de rayonnement de moins de 1mW. Le rayon d'action de cet émetteur est donc limité à quelques dizaines de mètres.

(tel qu'un récepteur CB 27MHz classique) si l'on veut avoir un niveau audio suffisant.

Le quartz, X1, oscille en mode fondamental (9MHz dans le cas présent), calibré pour une résonance parallèle avec une charge de 32pF. La fréquence de sortie effective est obtenue par multiplication de fréquence (3x dans le cas présent) à l'intérieur du MC2833.

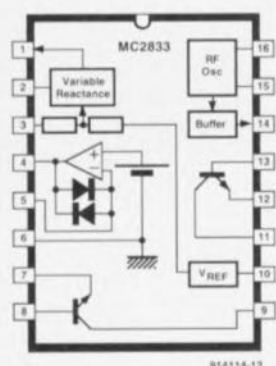
Le MC2833 intègre un amplificateur pour micro, un VCO, (*Voltage Controlled Oscillator* = oscillateur commandé en tension) et 2 transistors additionnels utilisés pour la multiplication de fréquence ou l'amplification HF, en fonction de la puissance de sortie requise de l'émetteur. La résistance ajustable P1 sert à régler le gain du microphone, l'ajustable P2 servant lui à ajuster l'excursion.

La réalisation de l'émetteur se fait en respectant les impératifs classiques de la HF: limiter au strict minimum la longueur des connexions des différents composants, placer le blindage à l'endroit prévu et ne pas utiliser de support pour IC1.

Le réglage de l'émetteur ne nécessite pas d'appareillage de mesure complexe, on peut même se passer d'oscilloscope. On commence par mettre les 3 condensateurs

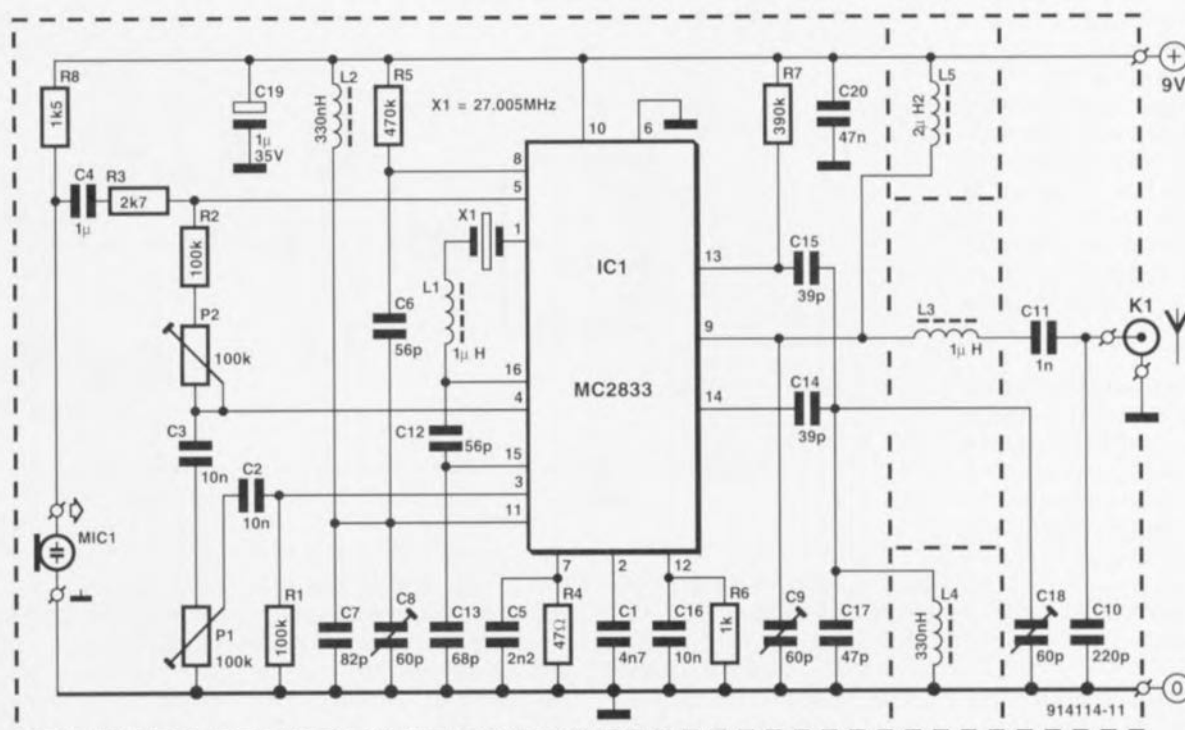
Rappelez-vous, l'émetteur ne produit que de la FMBE, ce signal présentant une excursion typique maximale de 5kHz. Ceci implique qu'il faudra, côté récepteur, disposer d'un récepteur bande étroite

*Dans l'Hexagone, cet émetteur n'est pas homologuable comme micro sans fil.



Il s'agit ici d'un émetteur FM bande étroite (FMBE) pour la bande des 27MHz*, à un circuit intégré, alimenté par pile et piloté par quartz, pouvant remplir une fonction de microphone sans fil. Il est assez surprenant qu'il ait été possible de respecter un tel cahier des charges avec un circuit imprimé de dimensions aussi compactes.

Ce montage est en fait une application du circuit intégré MC2833 de Motorola, permettant la réalisa-



ajustables C8, C9 et C18 dans la position qui se traduit par la puissance de sortie maximale appliquée à une charge fictive (dummy load) de 50Ω . Si l'on dispose d'un oscilloscope on pourra procéder différemment: on connecte une antenne et l'oscilloscope à la sortie de l'émetteur et l'on recherche pour les condensateurs ajustables la position donnant la puissance HF de sortie maximale.

On se met ensuite à l'écoute du signal de l'émetteur à l'aide d'un récepteur CB 27MHz et l'on ajuste la position des 2 résistances ajustables jusqu'à avoir trouvé la meilleure modulation possible. Attention à ne pas définir un gain trop élevé pour le micro sous peine de risquer de l'écrêtage du signal.

Si l'on envisageait d'utiliser l'émetteur comme micro sans fil l'antenne pourrait prendre la forme d'un morceau de conducteur flexible d'une longueur approximative de 1m. La consommation de courant de l'émetteur est de l'ordre de 7mA, de sorte

qu'il faudra garder un oeil sur la capacité de la pile utilisée.

J. Barendrecht

Liste des composants

Résistances:

R1, R2 = $100k\Omega$
 R3 = $2k\Omega$
 R4 = 47Ω
 R5 = $470k\Omega$
 R6 = $1k\Omega$
 R7 = $390k\Omega$
 R8 = $1k\Omega$
 P1, P2 = ajustable $100k\Omega$ horizontal

Condensateurs:

Tous les condensateurs fixes sont, sauf indication contraire, du type céramique

C1 = $4nF$
 C2, C3, C16 = $10nF$
 C4 = $1\mu F$ MKT
 C5 = $2nF$
 C6, C12 = $56pF$
 C7 = $82pF$
 C8, C9, C18 = ajustable $60pF$
 C10 = $220pF$
 C11 = $1nF$

C13 = $68pF$
 C14, C15 = $39pF$
 C17 = $47pF$
 C19 = $1\mu F/35V$ tantale
 C20 = $47nF$

Bobines:

L1, L3 = $1\mu H$
 L2, L4 = $330nH$

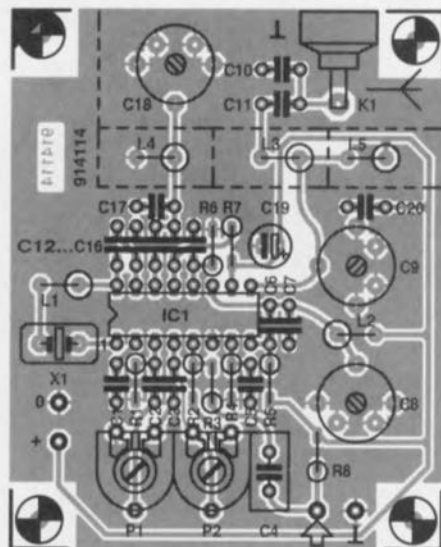
L5 = $2\mu H$

Semi-conducteurs:

IC1 = MC2833P (Motorola)

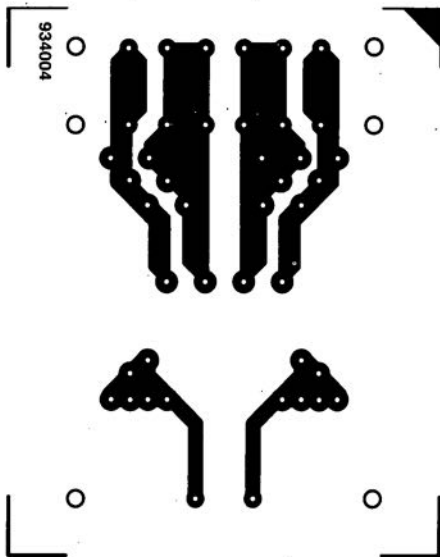
Divers:

X1 = quartz 27,005MHz
 MIC1 = micro à électret
 K1 = embase BNC

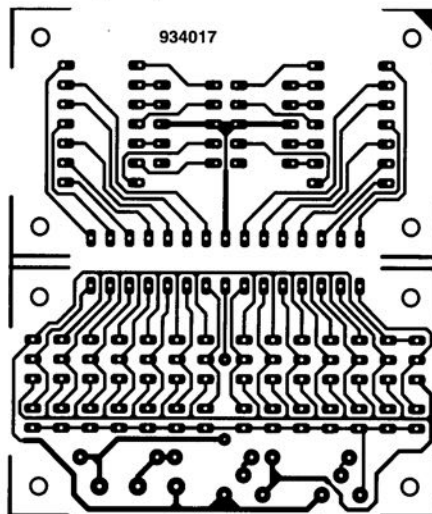


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

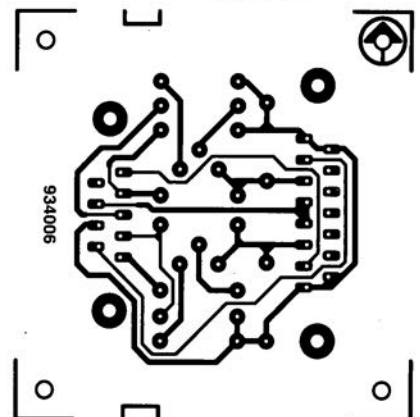
1 circuit imprimé universel pour transformateur



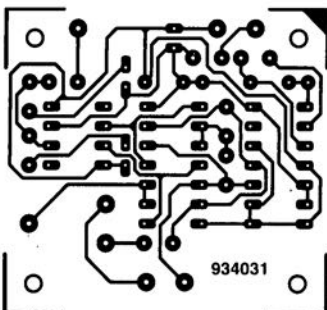
2 tachymètre pour PC



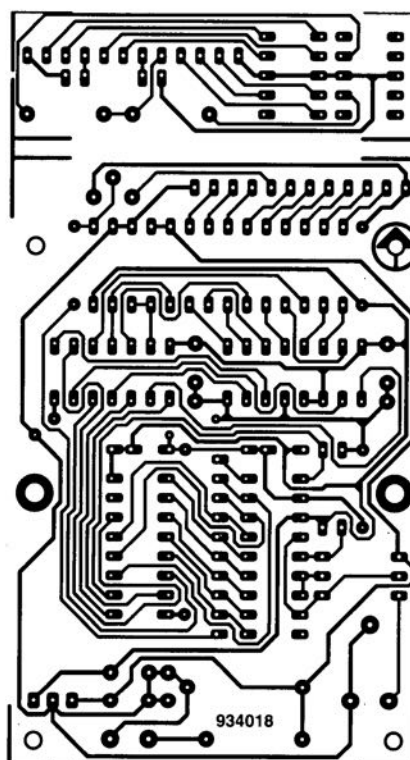
3 convertisseur de manche pour PC



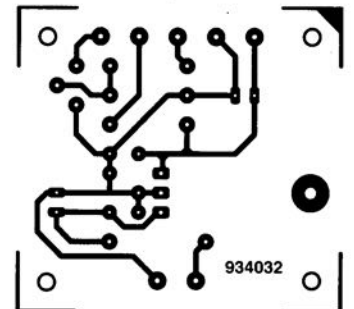
4 humidimètre pour plantes :
le capteur



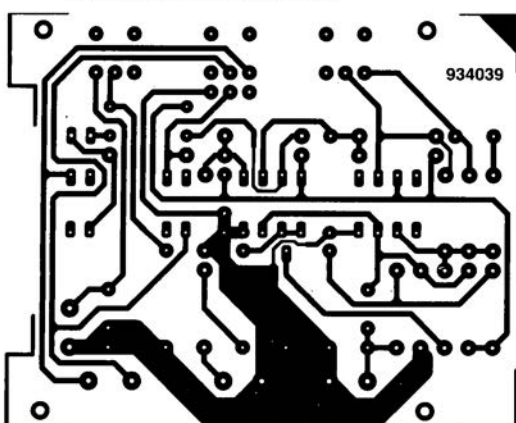
5 voltmètre de bord



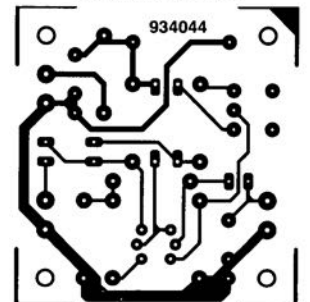
6 humidimètre pour plantes :
l'alimentation



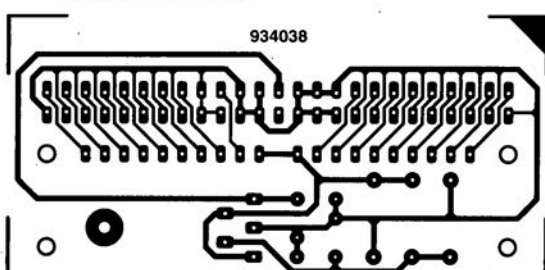
7 enregistrement à commande vocale



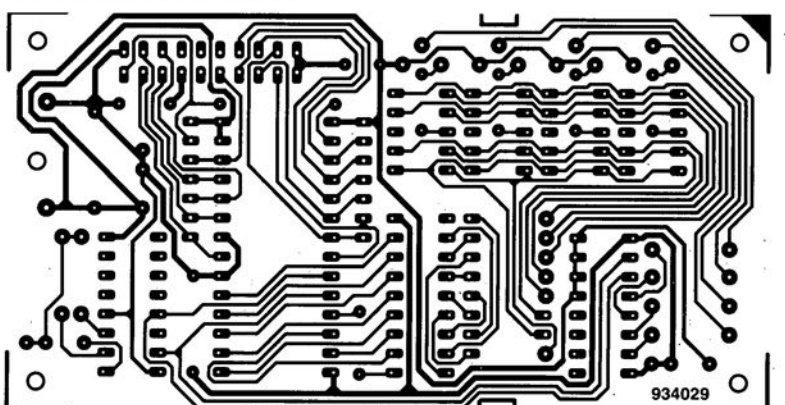
8 préamplificateur à très faible
bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

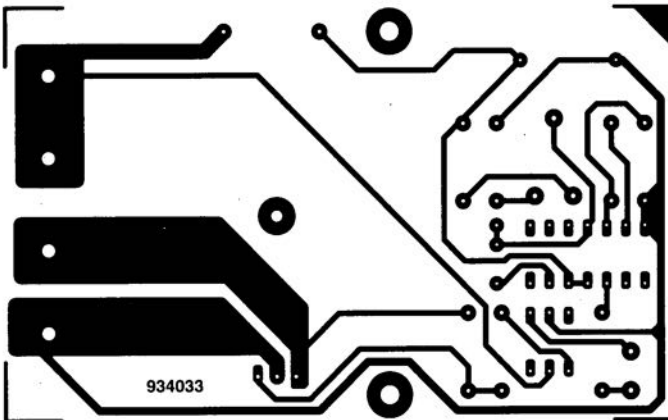


10 décodeur d'affichage universel

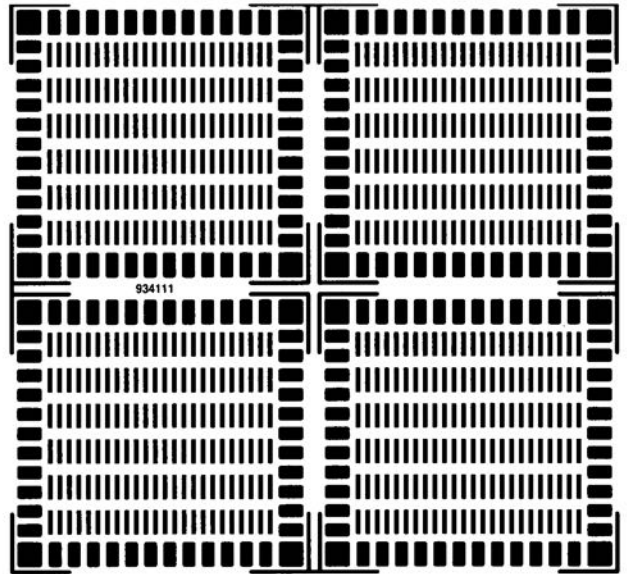


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

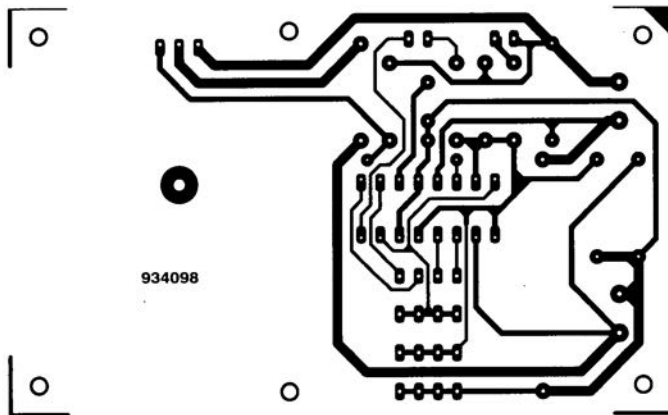
11 « conditionneur » pour accu au plomb



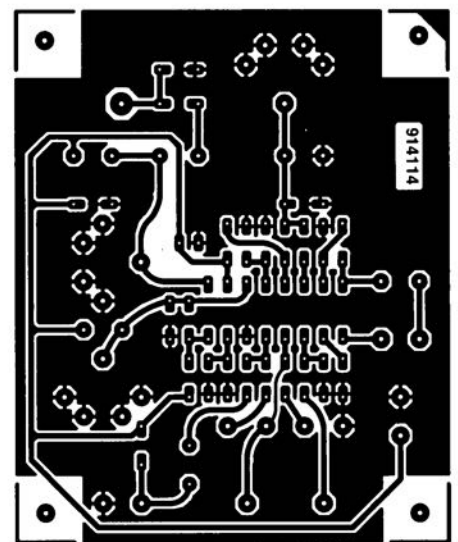
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



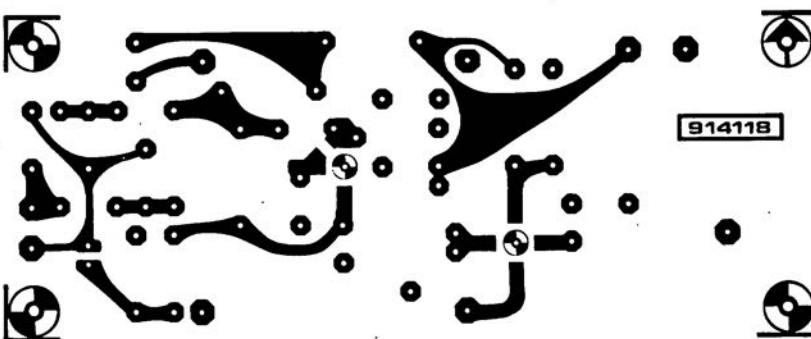
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



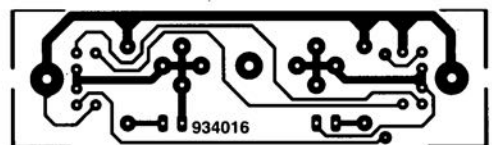
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



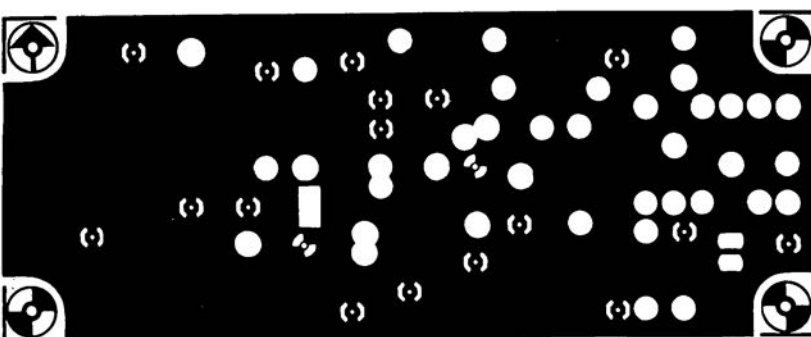
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



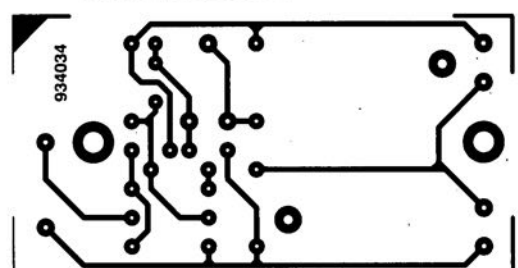
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

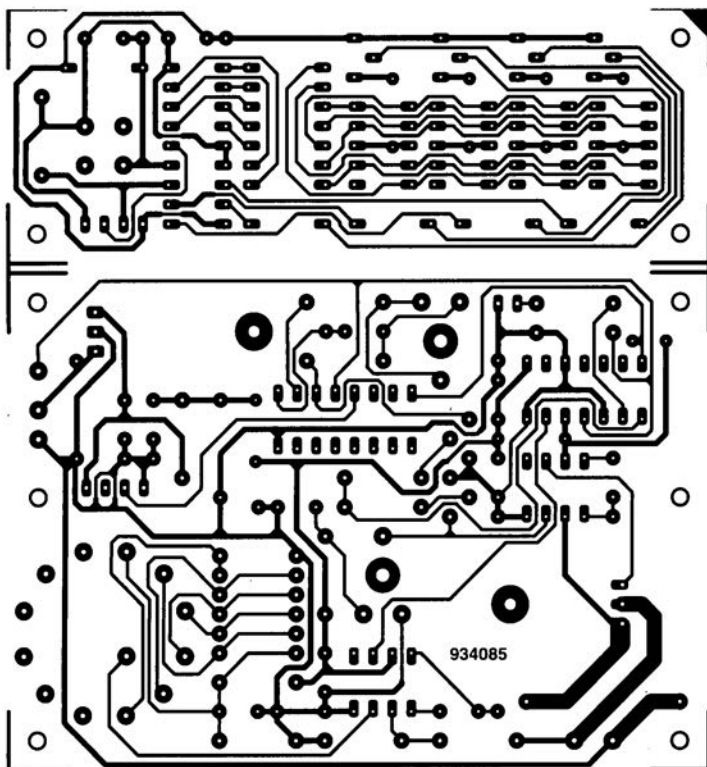


18 testeur de continuité sonore

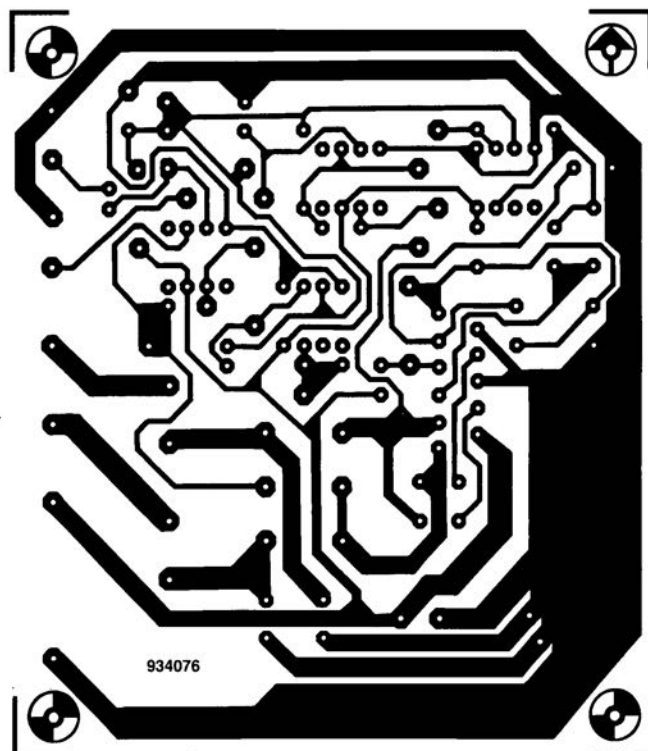


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

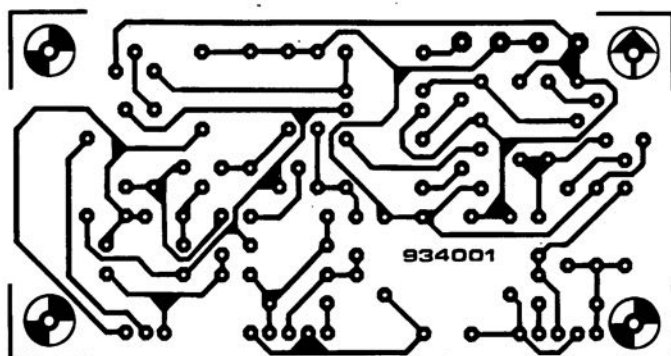
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



Le convertisseur CC/CC décrit ici se caractérise par un concept relativement simple. Une conséquence directe de cette « simplicité » est un rendement de 60 à 70% au maximum. Pour faciliter au maximum la réalisation de ce convertisseur nous avons fait en sorte qu'il ne comporte pas de réglage. Le niveau de la tension de sortie dépend de ce fait, dans une certaine mesure, pas trop cependant, de la taille de la charge connectée en sortie.

Théoriquement, le niveau de sortie est égal au double de la tension d'entrée. Les pertes se produisant dans l'électronique abaissent le niveau réel au pourcentage mentionné plus haut. La quasi-totalité des pertes est due aux 4 jonctions semi-conductrices : 2 dans les transistors et 2 dans les diodes de redressement.

Comme la chute de tension à ces points connaît une valeur constante de 0,6 V environ, les pertes sont proportionnellement plus grandes dans le cas d'une tension d'entrée

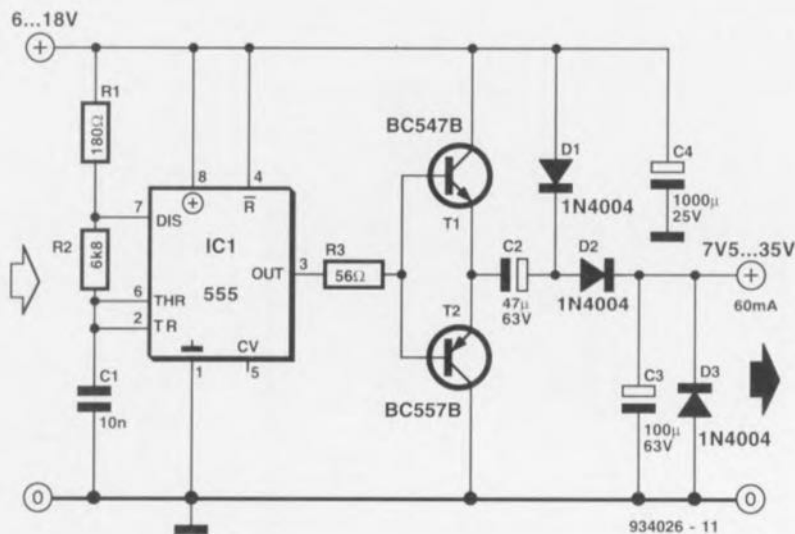
de 6 V qu'en cas d'utilisation d'une tension d'entrée de 18 V.

Un générateur de signaux rectangulaires, réalisé à l'aide de l'archiconnu 555, fournit une fréquence de quelque 10 kHz. Selon le niveau de sortie de IC1, le transistor T1 ou T2 devient conducteur.

Pendant une demi-période on a donc chargé le condensateur C2, lors de la demi-période suivante l'énergie stockée dans C2 est transférée dans le condensateur C3. On dispose de ce fait, à la sortie du circuit, d'une tension égale au double de la tension d'entrée diminuée des pertes

mentionnées plus haut.

Le circuit ne comporte aucune section « critique » et l'on peut donc utiliser n'importe quel type de 555, qu'il soit bipolaire ou réalisé en technologie CMOS. Il est également possible de remplacer les transistors par des types LF sensiblement moins chers. Bien



que le schéma comporte des diodes du type 1N4004, il n'y a pas le moindre risque à faire appel ici à des 1N4001. Bien que la fréquence de commutation se situe à

10 kHz environ, cette fréquence ne pose pas le moindre problème aux diodes prévues, utilisées, en général, à des fréquences sensiblement moins élevées. On notera

ici que les tensions et les courants dans notre montage sont relativement faibles.

La consommation totale du circuit

est de quelque 5 mA pour le 555, intensité à laquelle il faudra ajouter le double du courant de sortie.

A.B. Tiwana

BOUTON DE SONNETTE ÉLECTRONIQUE 36

Si vous êtes las de votre bouton de sonnette mécanique, démodé et trop souvent objet sur lequel s'acharnent les vandales, en voici, pour vous dépanner, une version électronique : le bouton de sonnette à effleurement.

Le contact sensible que nous utilisons dans ce montage prend la forme d'une embase cinch, pratiquement indestructible et présentant, entre ses contacts, une résistance d'isolation élevée. L'entrée inverseuse du 741 (ou d'un TLC271, le choix n'est pas critique) est connectée, via le diviseur de tension R4/R5, à la moitié de la tension d'alimentation. La résistance R3 relie l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel à la masse. Si l'on touche alors au contact – avec une résistance inférieure à 10 M Ω : un léger effleurement suffit déjà – la sortie de l'amplificateur opérationnel passe au niveau haut et le relais Re1 (en version 9 ou 12 V) est excité. Les contacts de ce relais ferment la boucle de

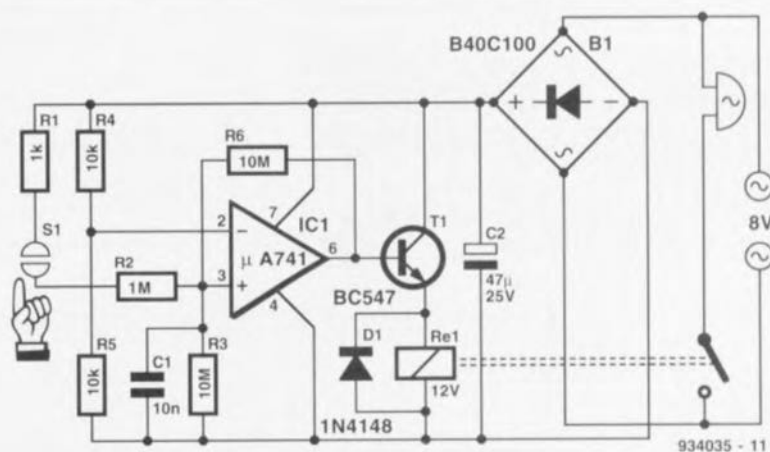
courant dans laquelle est prise la sonnette existante. La résistance R2 et le condensateur C1 évitent une activation importune de la sonnette.

Nous faisons appel, pour l'alimentation du circuit, à un pont de redressement (B1) connecté au transformateur de sonnette existant.

tant ou à un second transformateur de sonnette. Pour des raisons de sécurité il ne faudra en aucun cas utiliser un autre type de transformateur. La consommation du circuit est relativement modeste : 5 mA avec un μ A741, voire 0,5 mA avec un TLC271. Tout au long de l'excitation du relais, la consommation augmente de

30 mA environ. Un transformateur de sonnette étant, en règle générale, capable de fournir un courant maximal de 1 A, il ne devrait pas y avoir le moindre problème pour effectuer l'alimentation du circuit à partir du transformateur de sonnette existant.

J. Bosman

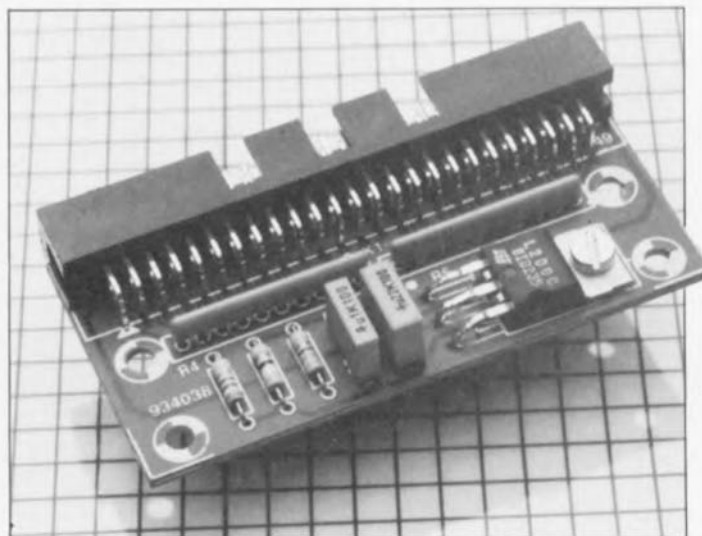


TÊTE DE BORNE SCSI ACTIVE 37

Le bus SCSI (*Small Computer Systems Interface*) est une interface parallèle bidirectionnelle très rapide, utilisée en général pour la connexion de périphériques « intelligents » à l'unité centrale (CPU). Ce bus constitue le standard *de facto* de l'environnement des ordinateurs Apple dans lequel il sert à l'interconnexion d'appareils tels que les lecteurs de CD-ROM, les scanners, les lecteurs de disquettes internes et autres disques durs. Le bus SCSI s'est fait sa place au soleil le monde des ordinateurs hautes performances et commence à bien percer dans celui des ordinateurs du type IBM-PC & compatibles.

L'application-type dans cet environnement est la connexion de disques durs de capacité importante. Un disque dur SCSI se caractérise par une identification de type par logiciel et requiert un circuit de commande de disque dur approprié et son logiciel correspondant.

Un réseau SCSI devrait ne comporter qu'une seule tête (« terminal ») de ligne de bus. En règle générale, un tel « appareil » est fourni avec le PC ou le périphérique SCSI et comporte uniquement un certain nombre de résistances, prises entre la ligne TERMPWR (+5 V), les lignes de



transfert (de signal) et la terre (les circuits de commande SCSI sont des types à collecteur ouvert). La résistance de tête, « vue » sur chaque ligne de signal, est déterminante pour obtenir la vitesse maximale de transfert de données sur le réseau.

Le circuit proposé dans ces paragraphes est en fait une tête de ligne active, remplaçant les résistances de 220 Ω et de 330 Ω ,

requis pour chaque ligne de signal, par une circuiterie de tête passive. Cette approche réduit sensiblement la dissipation continue de l'énergie du système.

Le régulateur de tension L200, pris en série sur des résistances de 120 Ω , correspond exactement à l'impédance de la ligne de transfert et élimine toute réflexion. Dans cette application le L200 fournit une tension fixe de

quelque 2,75 V aux bornes de la résistance R1.

La tête de borne SCSI active peut remplacer l'unique circuit de « terminal » passif dont est équipé tout réseau SCSI. La réalisation pratique du circuit ne devrait pas poser de problème, surtout si l'on

fait appel au dessin de circuit imprimé fourni dans nos pages SERVICE. Il n'est pas nécessaire de doter le régulateur de tension d'un radiateur. On peut le fixer directement sur la platine.

T. Scherer

Liste des composants

Résistances :

R1 = 330 Ω

R2 = 820 Ω

R3 = 39 Ω

R4, R5 = réseau résistif 9 x 120 Ω

Condensateurs :

C1 = 220 nF

C2 = 100 nF

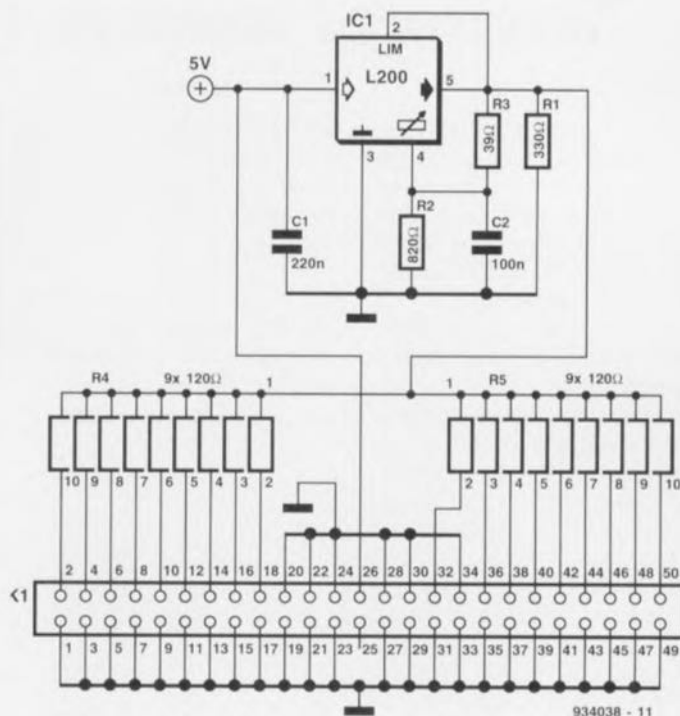
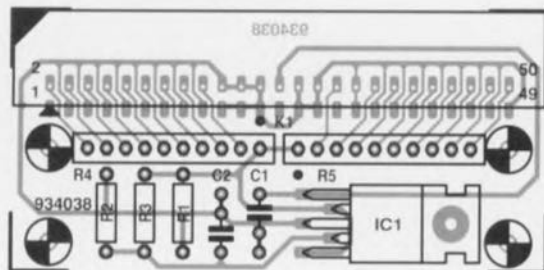
Semi-conducteurs :

IC1 = L200

Divers :

K1 = connecteur HE10 mâle encartable,
2 x 25 contacts soudés

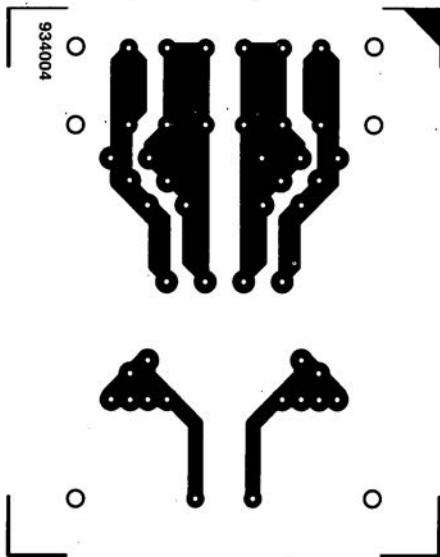
1 connecteur IDC à 50 broches



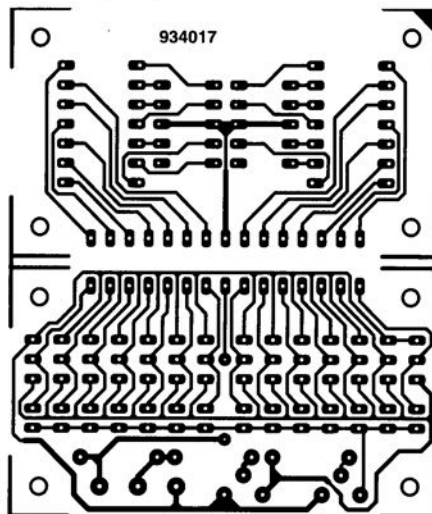
934038 - 11

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

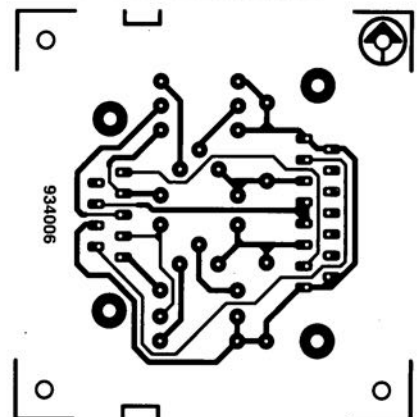
1 circuit imprimé universel pour transformateur



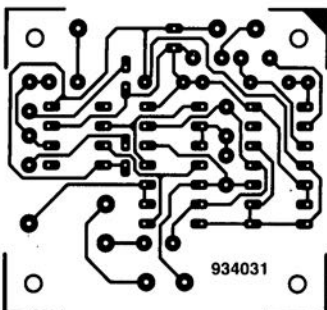
2 tachymètre pour PC



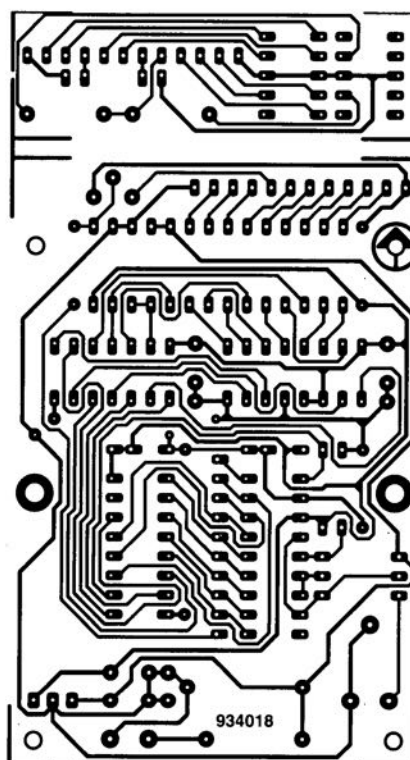
3 convertisseur de manche pour PC



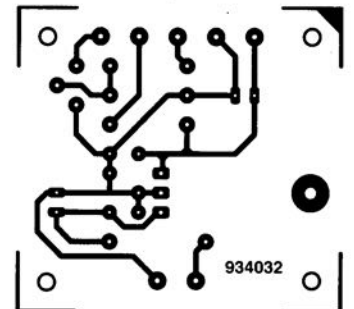
4 humidimètre pour plantes : le capteur



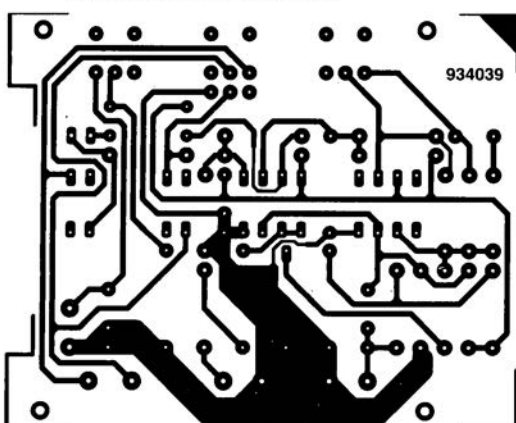
5 voltmètre de bord



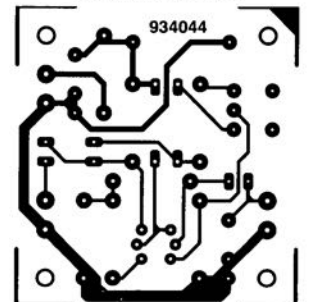
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



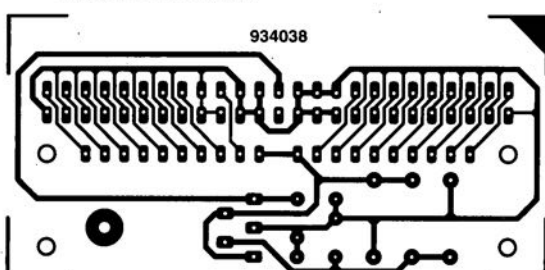
7 enregistrement à commande vocale



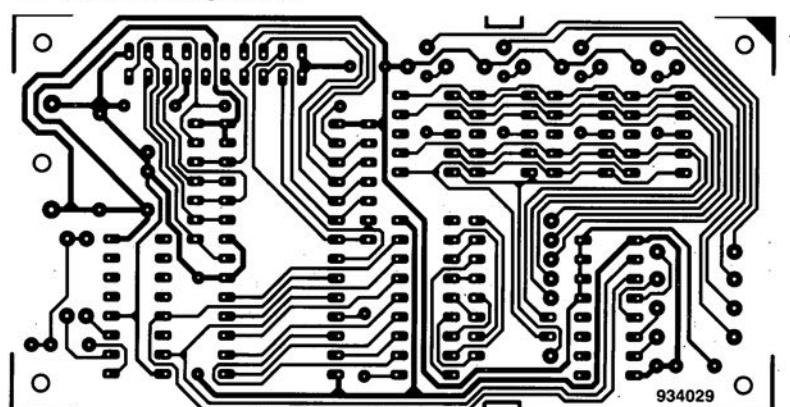
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

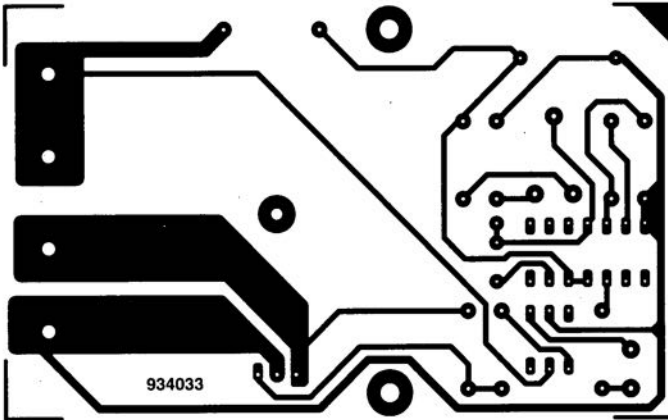


10 décodeur d'affichage universel

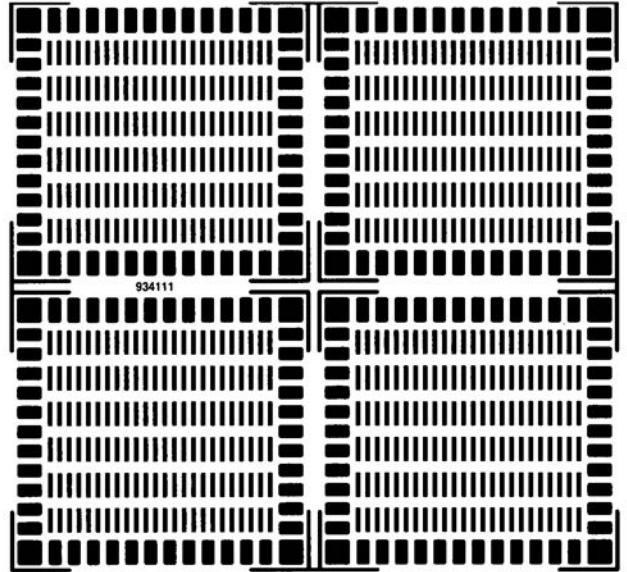


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

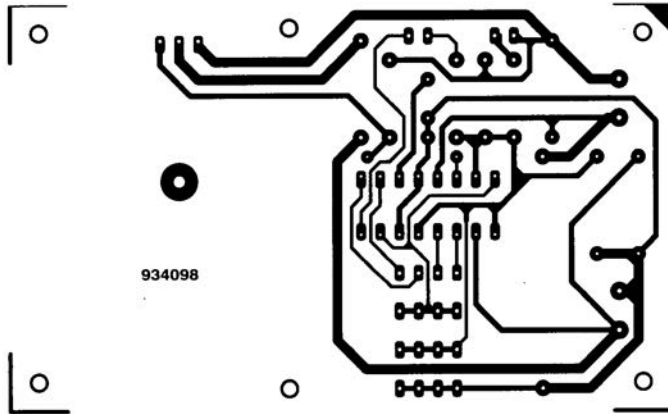
11 « conditionneur » pour accu au plomb



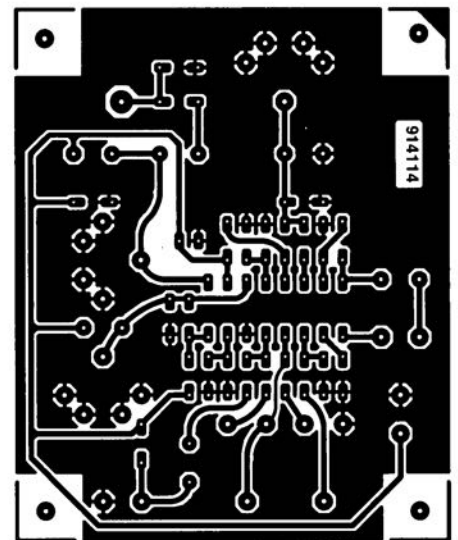
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



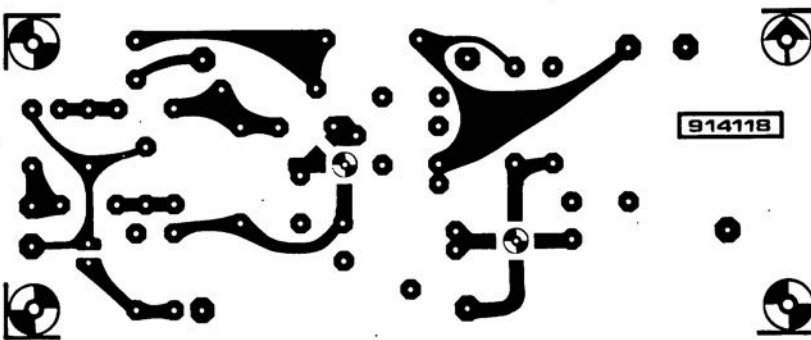
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



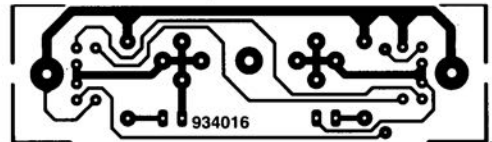
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



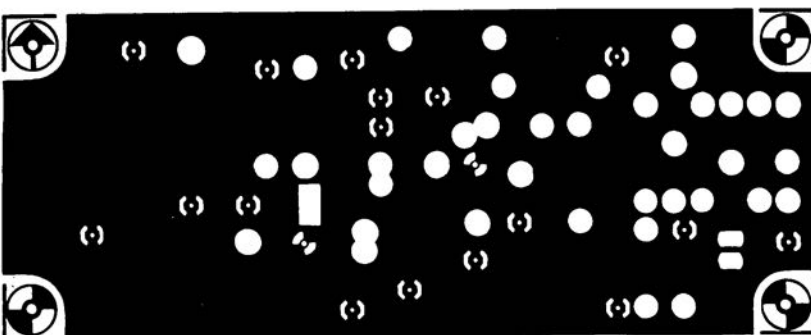
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



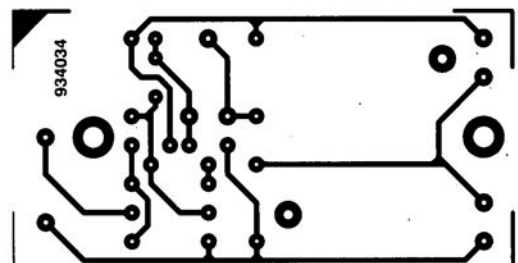
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

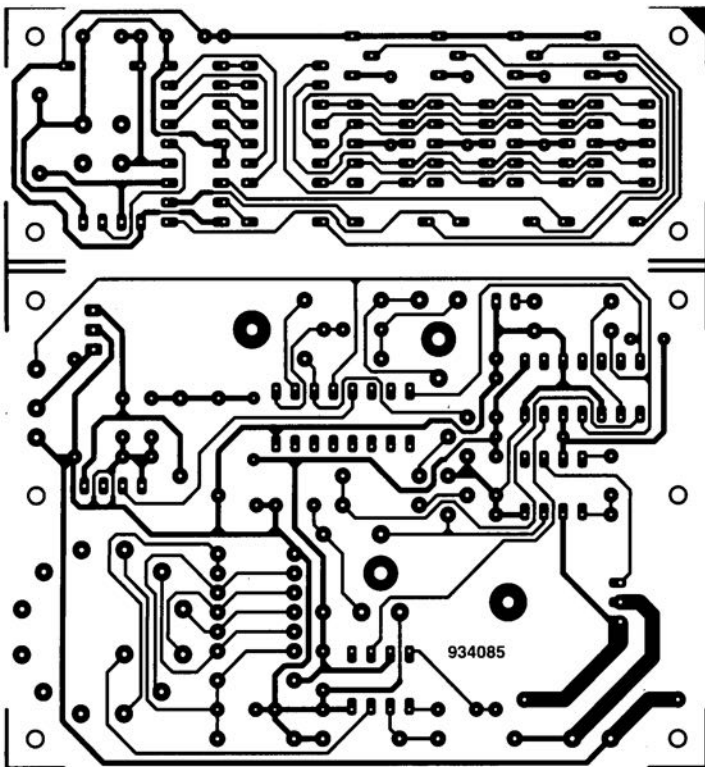


18 testeur de continuité sonore

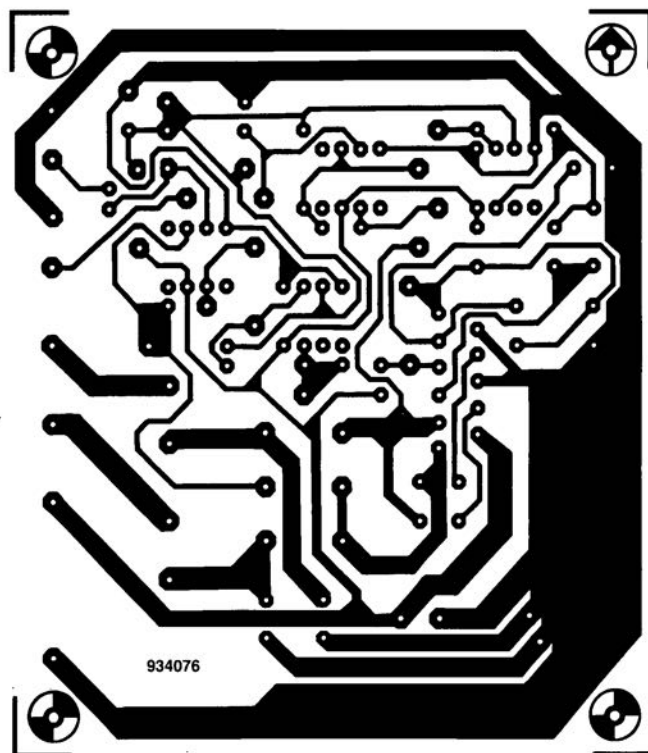


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

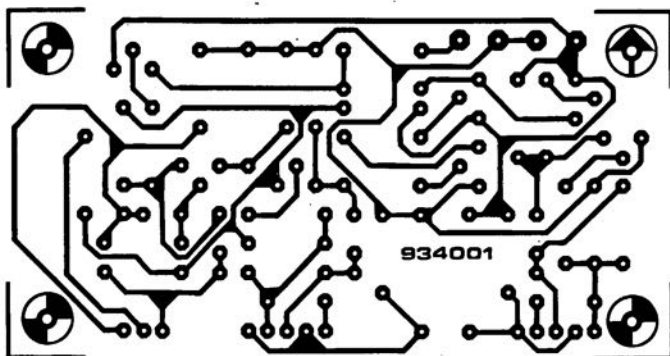
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



38

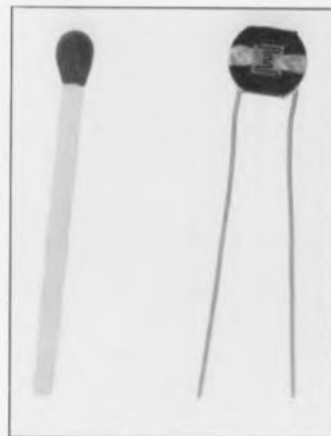
INTERRUPTEUR CRÉPUSCULAIRE RUSTIQUE

Dans cet article nous pensons vous proposer l'interrupteur crépusculaire le plus simple jamais décrit dans Elektor.

Le circuit ne comporte que des composants discrets standard. Plus la lumière captée par la photorésistance (dite LDR = *Light*

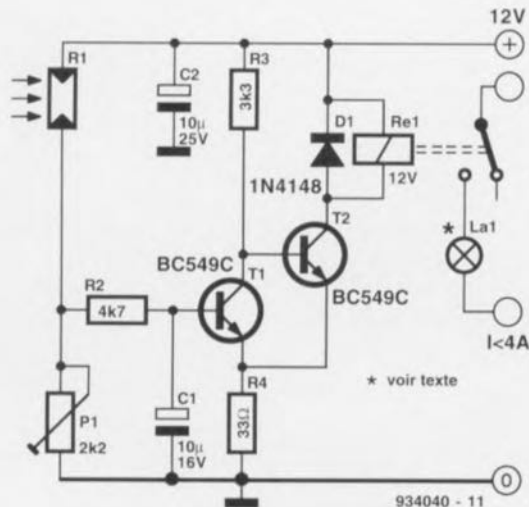
Dependent Resistor) diminue, plus l'impédance de cette résistance devient importante. Ceci se traduit, à un certain moment, par le blocage du transistor T1. Via la résistance R3, le transistor T2 devient alors conducteur et excite le relais Re1. On a, simultanément, présence aux bornes de la résistance R4 d'une tension de 1 V environ qui introduit une certaine hystérésis dans le circuit de l'interrupteur crépusculaire.

Le condensateur C1 évite que le circuit ne réagisse à des variations brusques mais brèves de la lumière ambiante. Le circuit ne réagit donc pas à un éclairage produit par les phares d'une voiture passant dans la rue. Le type de transistors à utiliser dans ce montage n'est pas critique, dès lors qu'ils garantissent un gain de courant suffisamment élevé. Il est recommandé (en raison du gain



requis) de faire appel ici à des variantes de type C.

Nous utilisons ici – pour la première fois – un nouveau type de LDR de chez Piher. Cette LDR présente une double avantage : elle ne comporte plus de cadmium (caractéristique favorable pour notre environnement) et possède



* voir texte

934040 - 11

des dimensions très compactes. La photo accompagnant cet article vous montre cette LDR placée à côté d'une allumette. Son intégration dans un tout petit boîtier, telle qu'un morceau de tube de 5 ou 6 mm de section, ne pose de ce fait aucun problème.

Dans des conditions « crépusculaires » l'impédance de la LDR doit être de quelque 10 k Ω ; exposée à la lumière du jour sa résistance n'est plus que de quelques centaines d'ohm. Si vous envisagez de faire appel à un autre type

de LDR, il suffit, pour adapter le circuit aux caractéristiques de cette résistance, de remplacer l'ajustable P1 par un exemplaire ayant une autre valeur. Il est recommandé, lors des expérimentations et réglages nécessaires, de déconnecter le condensateur C1. En l'absence de C1, le circuit réagit très rapidement aux variations de l'éclairage de R1.

On peut faire appel, pour Re1, à n'importe quel relais 12 V capable de « commuter » la charge connectée. On notera cependant

que le courant d'excitation maximal que peut fournir ce circuit est de 50 mA environ. La quasi-totalité des relais encartables répond à ces exigences.

Il est recommandé, lors de la réalisation de ce montage, de respecter un espacement de 3 mm au minimum entre tous les points ou pistes cuivrées véhiculant la tension du secteur.

Bien qu'un relais 12 V encartable puisse, en règle générale, « traiter » des courants de jusqu'à 8 A, il faudra limiter la charge connec-

tée aux contacts du relais à 4 A. Au moment de leur mise en fonction (la fermeture des contacts du relais), la quasi-totalité des ampoules (et plus spécialement les ampoules halogène) demande un courant initial très important. Ce n'est qu'en limitant le courant de charge nominal à 4 A environ que l'on obtient une bonne durée de vie des contacts du relais.

La consommation du circuit est de 5 mA environ, valeur à laquelle il faudra ajouter le courant d'excitation du relais utilisé.

SONDE DE TEST MULTI-FONCTION 39

Bien que le circuit de cette sonde de test ne comporte que 2 circuits intégrés, il n'en met pas moins 3 fonctions de test à la disposition de son utilisateur. Le commutateur S1 sert à la sélection de l'une de ces options. Le cœur du circuit est un générateur d'horloge fournissant un signal d'une fréquence de 3 Hz réalisé à l'aide des portes IC1a à IC1c, de la résistance R1 et du condensateur C1.

Si le commutateur S1 se trouve en position « A », l'étage tampon centré sur le transistor T1 applique une tension rectangulaire « tamponnée » d'une fréquence de 3 Hz à la pointe de touche. De par la présence de l'étage tampon, le circuit est capable de fournir, via la résistance de limitation R7 (47 Ω), un courant de signal de 100 mA au maximum. Dans la pratique ceci signifie que l'on peut « injecter » ce signal dans n'importe quel circuit numérique, « outrepassant » toutes les sorties logiques.

Il ne reste donc que les vrais court-circuits, à être capables de faire disparaître le signal de test. Cette option permet de ce fait de « tracer » rapidement un court-circuit dans un circuit numérique. Ce processus de recherche, qui se traduit par une mise en court-circuit de toutes les sorties du circuit sous test, constitue, en fait, un « remède de cheval ».

En règle générale, les fabricants de semi-conducteurs recommandent de limiter une telle mise en court-circuit à 1 sortie par circuit intégré seulement, en évitant donc de pro-

céder à une mise en court-circuit simultanée de toutes les sorties.

En position « B » on peut utiliser la sonde pour la détection de niveaux. Au repos, si donc la pointe de touche se trouve en l'air, le signal d'oscillateur (de haute impédance grâce à R2) est présent sur l'entrée de IC1d et la LED D1 clignote de ce fait à une fréquence de 3 Hz. L'application sur la sonde d'un niveau logique se traduit par l'élimination du signal 3 Hz. En présence d'un niveau logique bas sur la pointe de touche la LED s'éteint, en présence d'un niveau logique haut elle

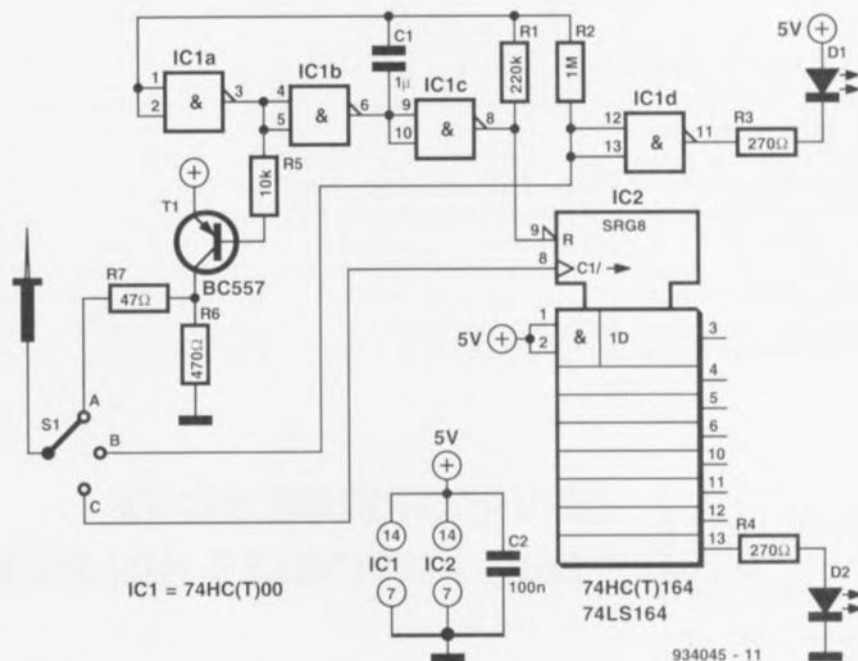
reste illuminée en permanence.

Les seuils de commutation du 74HC00 utilisé se trouvent à 1/3 et 2/3 environ de la tension d'alimentation. Ces valeurs sont idéales pour des circuits de la série CMOS-4000 et de la famille HC. Bien que ces valeurs ne soient pas les meilleures dans le cas des circuits intégrés TTL, LS et HCT, on pourrait fort bien utiliser la sonde avec ce genre de semi-conducteur.

Si l'on envisage de tester fréquemment des circuits TTL, LS ou HCT il est recommandé de remplacer IC1 par un 74HCT00. La fréquence de mesure maximale

de la sonde de test est de l'ordre de 30 à 40 MHz.

La mise en position « C » du commutateur S1 active la 3^e option de mesure de la sonde de test multifonction. Le signal d'entrée (appliqué à la pointe de touche n'est-ce pas) arrive maintenant sur l'entrée d'horloge de IC2, un registre à décalage du type LS164. Après 8 impulsions d'horloge sur la pointe de touche, le niveau haut, présent en permanence sur les entrées A et B du registre à décalage, sera arrivé sur la sortie Q_H (broche 13) et la LED D2 s'illuminera. Comme le signal de 3 Hz effectue continuellement une remise à



IC1 = 74HC(T)00

934045 - 11

zéro du circuit intégré, la LED clignote tant qu'il y a présence d'un signal d'horloge sur la pointe de touche. À condition que la fréquence d'horloge du signal

d'entrée soit supérieure à 25 Hz au minimum, cette approche permet de se faire une bonne idée du signal d'horloge présent dans le circuit sous test.

La consommation de la sonde de test est relativement modeste : quelque 10 mA en cas de clignotement des LED. Il est recommandé, pour garantir le bon fonctionnement

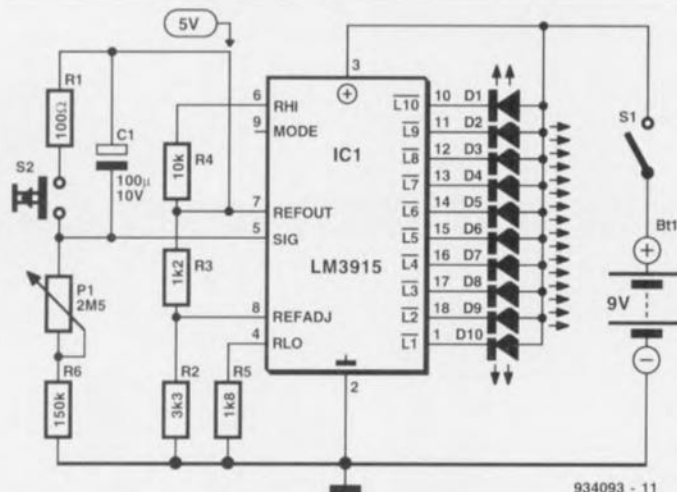
du circuit, de faire appel à une alimentation capable de fournir un courant de 100 mA au minimum.

S. Mitra

40 TEMPORISATEUR À LED

Le cœur de ce petit montage est un circuit de National Semiconductor, un circuit de commande d'afficheur 7 segments à LED, fameux s'il en est, le LM3915, qui est caractérisé par une échelle logarithmique. On pourra trouver étrange d'utiliser une échelle logarithmique pour la réalisation d'un temporisateur, mais dans le cas présent cela ne l'est pas. Cela tient au fait que nous utilisons un simple réseau RC pour la mesure du temps.

La tension aux bornes de la tension de ce réseau (P1 + R6) présente, lors de la charge du condensateur C1, en effet, une évolution de forme exponentielle [$U = U_{ref} \cdot e^{(-t/RC)}$]. Si nous appliquons cette tension à IC1, qui en extrait le logarithme, nous avons une visualisation linéaire du temps sur l'affichage. Les valeurs attribuées au potentiomètre P1 et à la



résistance R6 sont telles que notre mini-temporisateur peut rendre des durées allant de 1 à 15 minutes. La remise à zéro du temporisateur – ce qui revient à effectuer la décharge du condensateur C1 – se fait par action sur le bouton-pous-

soir S2. La résistance R1 limite la valeur de crête du courant de décharge à une intensité acceptable par les contacts de S2. La résistance R5 sert à la compensation du courant de fuite du condensateur; en l'absence de cette pré-

caution on risquerait de voir la LED D10 rester allumée. Si on laisse la broche 9 de ce circuit intégré en l'air on fait travailler IC1 en mode point (*dot mode*). La durée écoulée est alors rendue par l'illumination d'une unique LED.

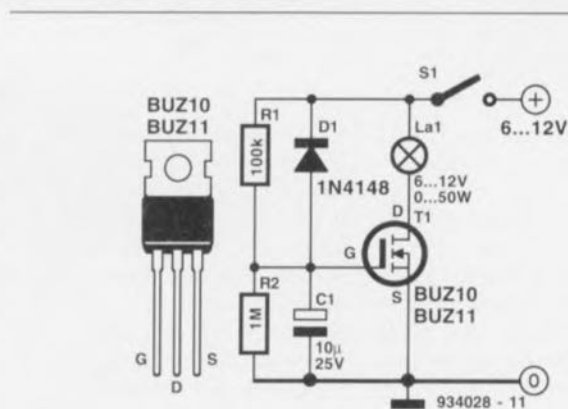
Après la remise à zéro on aura tout d'abord l'illumination de la LED D1, suivie successivement de celle des LED suivantes. La consommation de courant totale du circuit est de l'ordre de 20 mA, de sorte que l'on peut envisager une alimentation par pile.

Si l'on met la broche 9 de IC1 à V+ (broche 3) on passe en mode bargraphe (*bar mode*); dans ce mode on aura, après une remise à zéro, illumination de toutes les LED et on les verra s'éteindre l'une après l'autre. Ce mode n'est bien entendu pas à recommander en cas d'alimentation par pile.

41 INTERRUPTEUR DOUX POUR AMPOULES HALOGÈNES

Comme, d'une part, elles « brillent » de façon très agréable et que, de l'autre, elles ont un rendement élevé, les ampoules halogènes jouissent d'une popularité sans cesse croissante. Tout n'est pourtant pas rose dans le monde de ces ampoules ! L'achat d'une ampoule halogène est une dépense relativement coûteuse. Une ampoule halogène pour bicyclette (6 V/2,4 W) coûte quelque 15 francs, les ampoules 12 V de 20 ou 50 W sont encore sensiblement plus chères.

L'expérience vous aura sans doute appris que c'est au moment de sa mise en fonction qu'une telle ampoule rend bien souvent l'âme. Le courant qui traverse le filament (encore froid !! à ce moment) peut



atteindre une valeur dix fois supérieure au courant nominal (notons en passant qu'un courant dix fois plus important entraîne une puissance cent fois supérieure elle !).

Si tant est qu'il s'agisse d'un système alimenté en tension continue et dans ce cas-là uniquement, il suffit d'un circuit passif très simple pour remédier à cette situation. Il

est également possible d'utiliser ce montage dans un système à tension alternative : il faudra prendre un pont de redressement en amont de l'électronique décrite dans les paragraphes à suivre. On notera cependant que, pour une tension de 6 ou de 12 V, l'adjonction au circuit d'un pont de redressement se traduit inévitablement par des pertes relativement importantes.

L'idée de base, mise en œuvre dans ce montage, est qu'un transistor FET de puissance laisse passer un courant dont l'intensité dépend du niveau de la tension appliquée à sa grille. Si l'on augmente donc progressivement la tension de grille, le courant à travers le FET augmentera de la

même façon, à savoir progressivement. La tension de grille est définie par le condensateur C1, chargé tout doucement via la résistance R1.

« Tout doucement » veut dire ici en quelques dizaines de millisecondes, durée qui suffit amplement pour permettre un échauffement « progressif » du filament de l'ampoule.

La plupart de nos lecteurs sait sans doute qu'un FET de type BUZ10 ou BUZ11 a besoin d'une tension de grille de 6 V au minimum pour passer à l'état conducteur. La tension de grille maximale est de quelque 15 V. Le circuit convient de ce fait également pour des ampoules alimentées en 12 V.

Si la tension d'alimentation des ampoules est 6 V il faudra attribuer à la résistance R1 une valeur de 100 k Ω environ, dans le cas d'une tension de 12 V il faudra faire appel à une résistance de 470 k Ω . Il n'y a pas le moindre

problème si vous envisagez d'expérimenter un peu avec la valeur de la résistance R1 ou celle du condensateur C1.

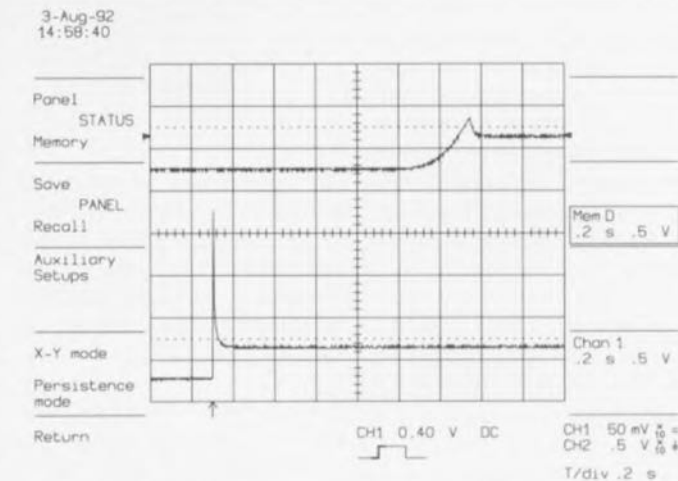
La recopie d'écran d'oscilloscope montre nettement l'effet pratique du montage. La courbe inférieure montre le courant traversant l'ampoule en absence du circuit

de limitation. La crête atteint une valeur qui est 4,5 fois la valeur nominale du courant qui traverse normalement le filament. La courbe supérieure montre qu'avec notre petit circuit de limitation, la crête de courant n'atteint plus une valeur aussi extrême.

Il est possible de faire appel dans

ce circuit à n'importe quel transistor MOSFET de caractéristiques convenables. Le BUZ10 supporte un courant maximale de quelque 20 A et convient donc parfaitement pour une ampoule de 12 V/20 W. Du fait que les courants d'intensité très importante ne circulent que très brièvement, on pourra, dans la pratique, même envisager d'attaquer, avec ce transistor, une ampoule de 12 V/50 W. Un BUZ11 supporte même un courant de 30 A environ.

Les pertes introduites par ce circuit sont relativement faibles. Un BUZ10 a, à l'état passant, une résistance de 0,08 Ω , valeur qui résulte, en présence d'un courant de 1,67 A en une perte de 0,23 W seulement. À condition d'avoir disposé ce transistor « librement », cette dissipation se traduit en fait par une augmentation de sa température de 17°C seulement. Cela veut dire qu'en général il est superflu de doter le FET d'un radiateur.

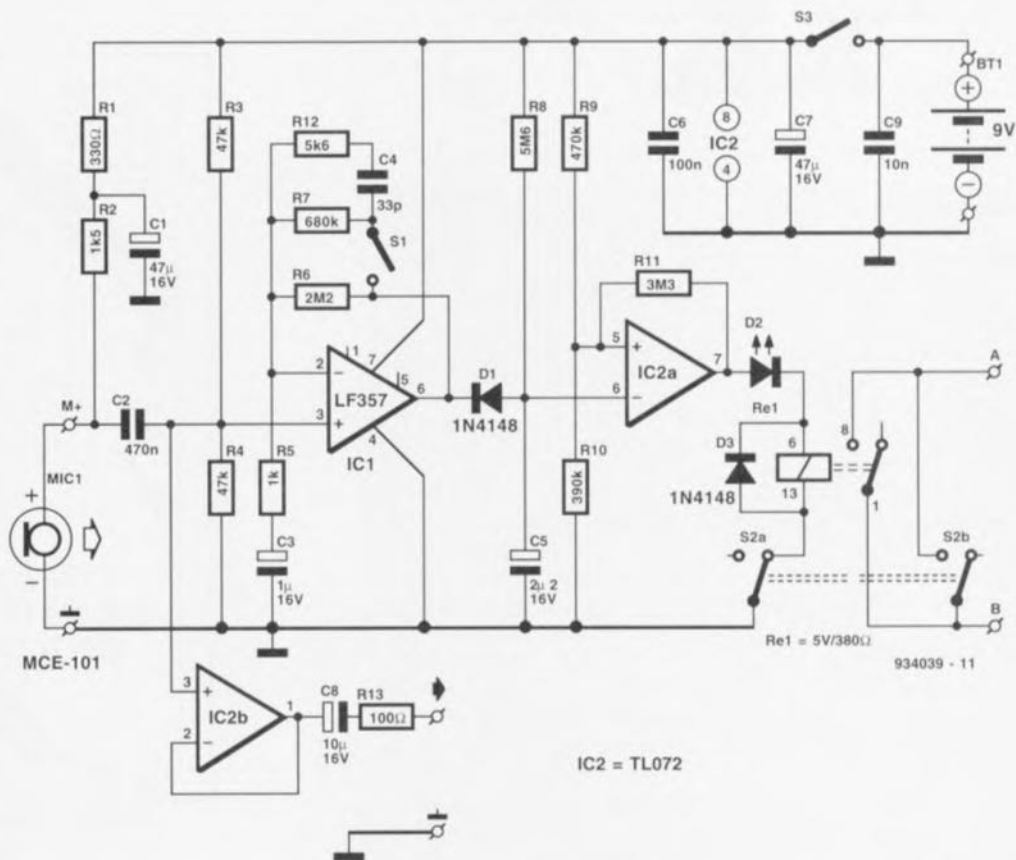


ENREGISTREMENT À COMMANDE VOCALE 42

L'enregistrement à commande vocale (VOR = **V**oice **O**perated **R**ecording en bon « français ») est un gadget que l'on trouve sur la quasi-totalité des petits magnétophones de type « mémo ».

La fonction de l'option VOR consiste à démarrer l'enregistrement dès qu'il y a détection d'un signal vocal. L'utilisateur n'a plus besoin d'activer la touche d'enregistrement (*record*). Nous pourrions dire que le P.D.G. super-énergique, le détective privé tentant de résoudre un meurtre en se parlant à lui-même au volant de sa voiture de sport sont quelques-uns des utilisateurs typiques de ce genre de magnétophones miniatures.

Le circuit que nous vous proposons dans cet article permet d'équiper n'importe quel lecteur de cassettes audio de l'option d'enregistrement à commande vocale, à condition cependant, parce qu'il y a bien évidemment toujours une condition, que l'appareil soit doté d'une entrée pour télécommande. Il est également possible de faire appel à ce circuit soit pour la mise en fonc-



tion automatique (*Voice Operated Recording*) d'un émetteur, soit comme détecteur de bruits sensible dans un système d'alarme.

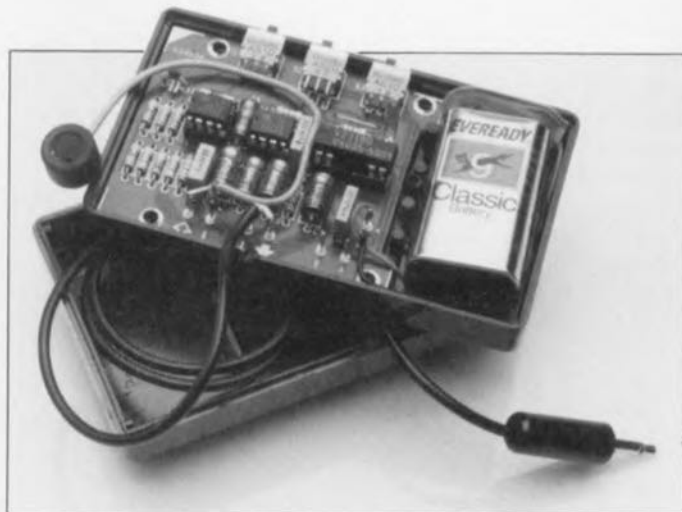
En fonction de la position de l'interrupteur S1, le signal de sortie du microphone électret (5 mV environ) subit un gain de 520 ou 2 200, introduit par l'amplificateur opérationnel IC1. Le LF357 (IC1) fait également office d'un filtre actif doté d'une bande passante (vocale) allant de 160 Hz à 9 kHz environ. Les composants D1, C5 et R8 transforment le signal audio amplifié en une tension continue, appliquée à l'entrée inverseuse du comparateur IC2a.

Si le son capté par le microphone est suffisamment fort, la tension présente sur l'entrée inverseuse devient inférieure à celle présente sur l'entrée non-inverseuse et le

comparateur bascule. Le niveau haut sur la broche 7 de IC2a résultant de ce changement excite le relais Re1 qui, logiquement, ferme ses contacts. Si dans ces conditions les contacts du relais sont reliés à l'entrée de télécommande d'un magnétophone, celui-ci démarre l'enregistrement. Ce processus est visualisé par l'illumination de la LED D2.

L'interrupteur S3 fait office d'interrupteur marche/arrêt, reliant ou coupant la tension d'alimentation du circuit et donc du microphone. Le commutateur S2 sert à la mise hors fonction de la commande vocale automatique et l'interrupteur S3 sert à choisir la sensibilité désirée.

Le produit gain-bande passante du LF357 étant de 20 MHz environ, l'amplificateur opérationnel



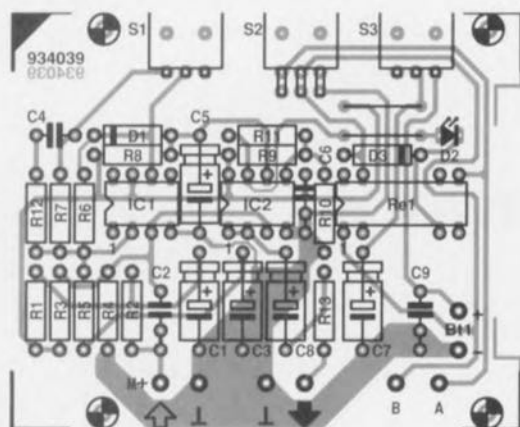
aura une bande passante de 9 kHz environ si le gain a été défini à 2 200. La fermeture des contacts de S1 se traduit par une réduction du gain à 520, situation qui donnerait une bande passante effective de 38,5 kHz.

18 mA environ. Dans le cas contraire (relais à l'état de repos) cette consommation est de quelque 9 mA. La tension minimale requise pour assurer le bon fonctionnement du circuit est de 6,8 V environ.

Comme cette valeur est, des signaux vocaux, ni pratique, ni même désirable, le condensateur C4 est pris dans la boucle de réaction, réduisant, même à ce gain faible, la bande passante à 9 kHz. La résistance R12, définissant un gain minimal de 5, évite l'entrée en oscillation de l'amplificateur opérationnel.

Il s'agit ici d'une électronique très sensible et il est recommandé, pour éviter toute erreur de fonctionnement due à des signaux HF forts, de faire appel au dessin de circuit imprimé conçu pour ce montage.

Les dimensions de la platine permettent de monter l'ensemble dans un petit boîtier à compartiment pour pile 9 V. Le dessin d'une face avant vous permettra



En cas d'excitation du relais Re1, la consommation du circuit est de

Liste des composants

Résistances:

R1 = 330 Ω
R2 = 1 kΩ
R3, R4 = 47 kΩ
R5 = 1 kΩ
R6 = 2 MΩ
R7 = 680 kΩ
R8 = 5 MΩ
R9 = 470 kΩ
R10 = 390 kΩ
R11 = 3 MΩ
R12 = 5 kΩ
R13 = 100 Ω

Condensateurs:

C1, C7 = 47 μF/16 V
C2 = 470 nF
C3 = 1 μF/16 V
C4 = 33 pF
C5 = 2 μF/16 V
C6 = 100 nF
C8 = 10 μF/16 V

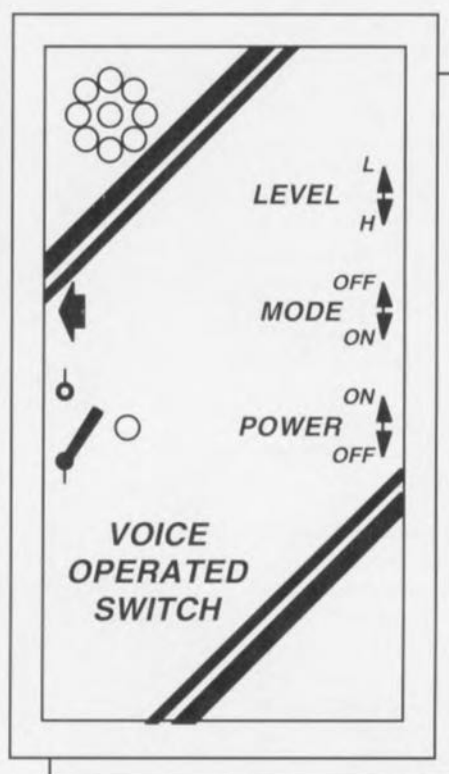
C9 = 10 nF

Semi-conducteurs:

D1, D3 = 1N4148
D2 = LED rouge 3 mm
IC1 = LF357
IC2 = TL072

Divers:

S1, S3 = interrupteur simple à glissière encartable, contacts coudés (tel que, par exemple, AS1D-5M de Fujisoko)
S2 = commutateur à glissière encartable, 1 circuit, 2 positions, contacts coudés (tel que, par exemple, AS2D-5M de Fujisoko)
X1 = microphone électret tel que, par exemple, Monacor MCE-101
Re1 = relais 5 V/380 Ω encartable (tel que Siemens V23100-V4005-A001)
1 boîtier à compartiment pour pile 9 V, 61 x 97 x 26 mm, tel que, par exemple, PacTec type HM-kit



934039-F

de donner une finition professionnelle à ce montage fort intéressant. On notera que toutes les entrées et les sorties du circuit sont placées sur l'un des côtés de la platine.

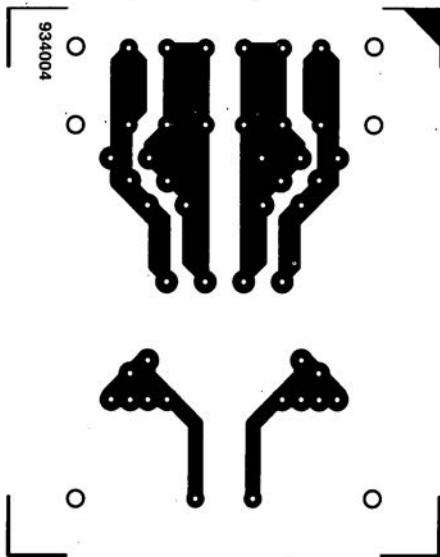
Cette disposition évite tout risque de distorsion introduite par des signaux en mode commun de provenance de câbles « croisant » l'électronique sur le circuit imprimé. Toutes les broches des com-

posants à relier à la masse sont soudées sur une large piste cuivrée qui présente ainsi une impédance très faible. Le condensateur C5 constitue pourtant une exception à cette

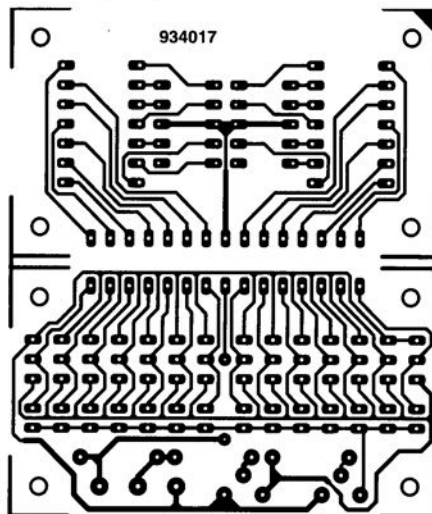
technique de montage : pour éviter que les courants de décharge ne nuisent au signal du microphone il est inadmissible de les faire passer par le plan de masse.

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

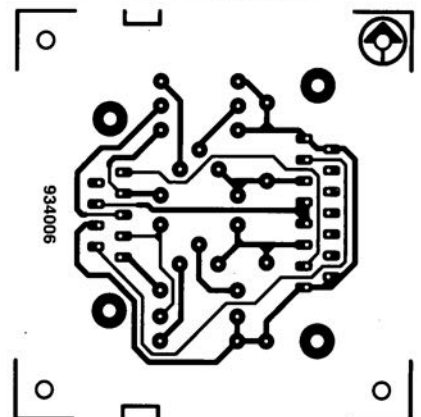
1 circuit imprimé universel pour transformateur



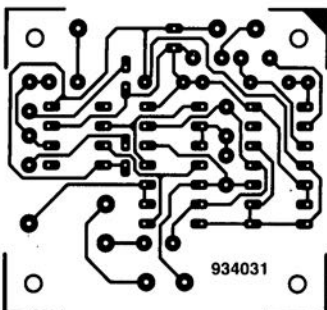
2 tachymètre pour PC



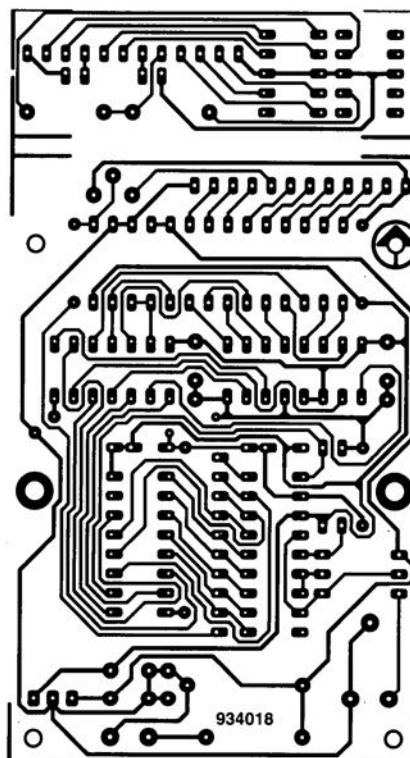
3 convertisseur de manche pour PC



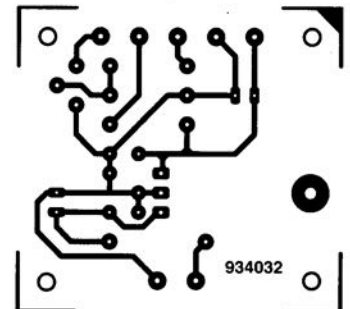
4 humidimètre pour plantes :
le capteur



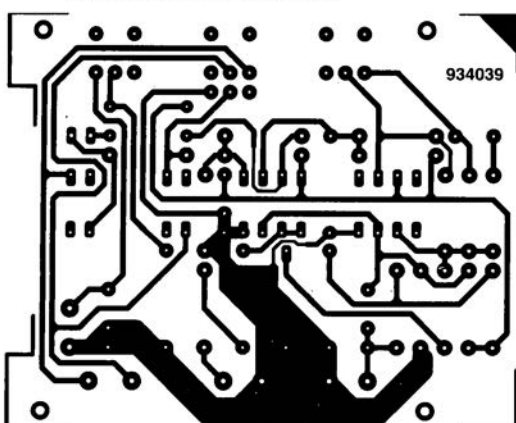
5 voltmètre de bord



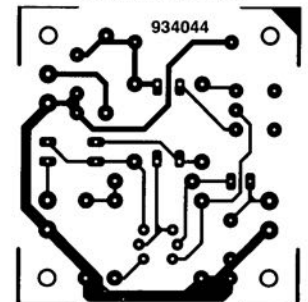
6 humidimètre pour plantes :
l'alimentation



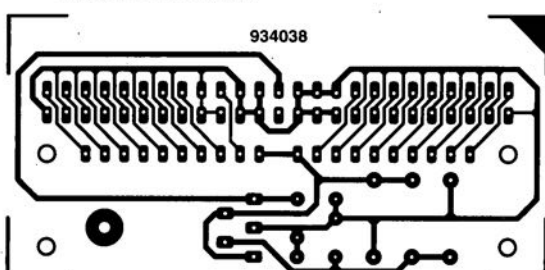
7 enregistrement à commande vocale



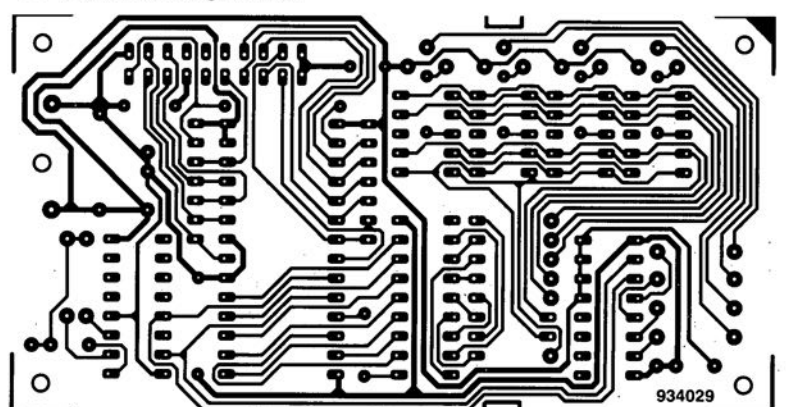
8 préamplificateur à très faible
bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

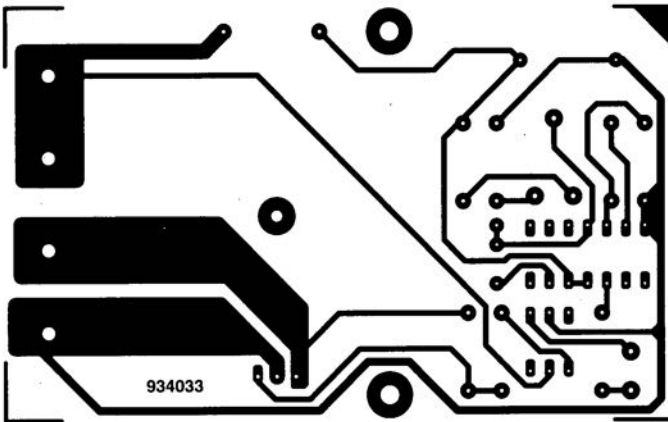


10 décodeur d'affichage universel

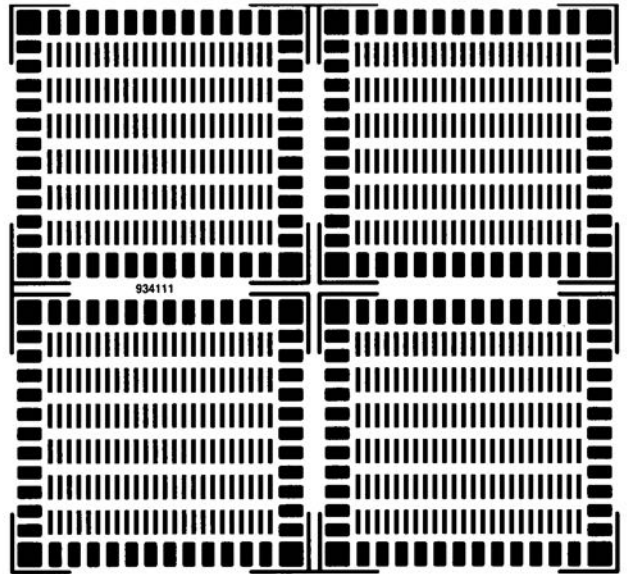


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

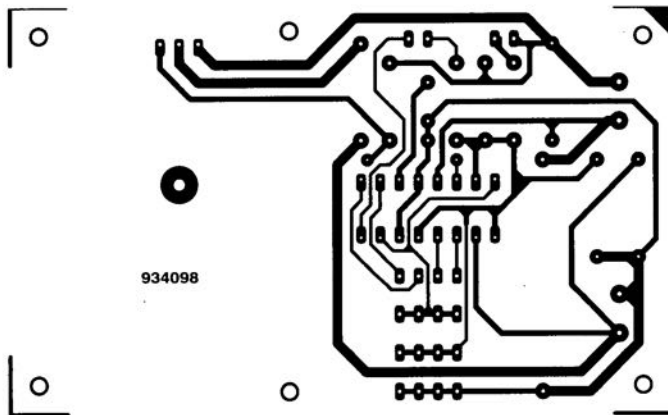
11 « conditionneur » pour accu au plomb



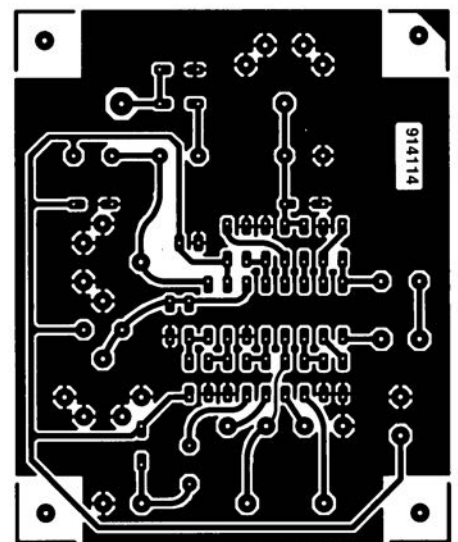
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



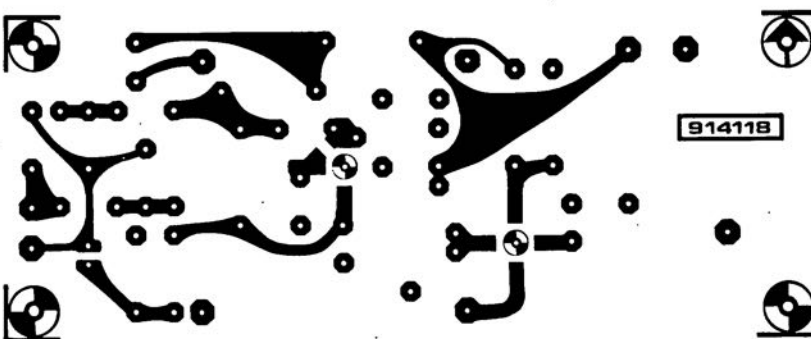
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



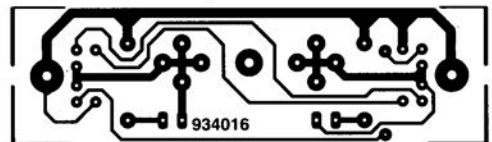
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



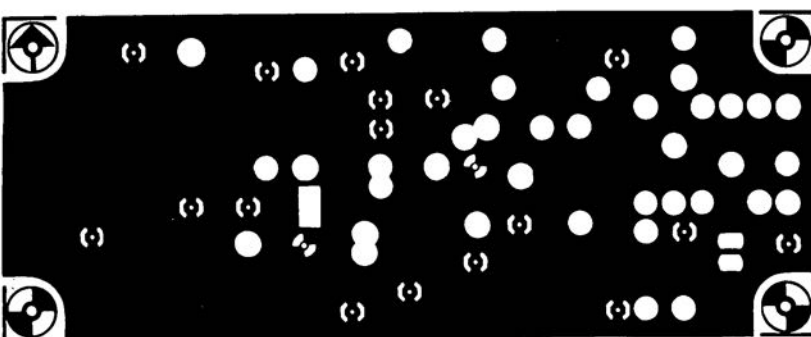
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



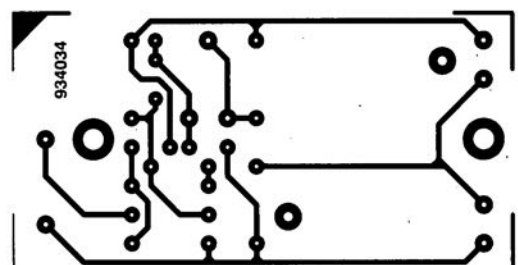
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

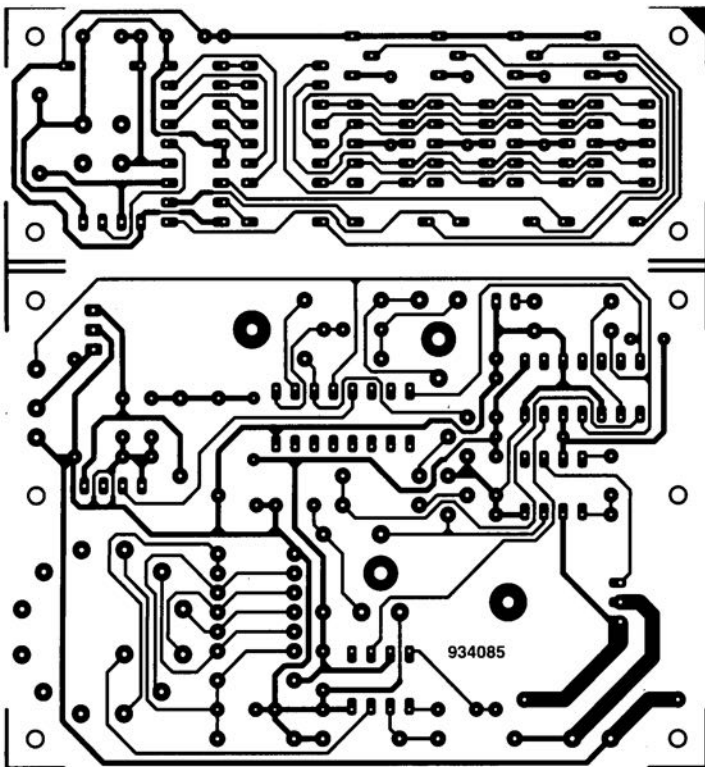


18 testeur de continuité sonore

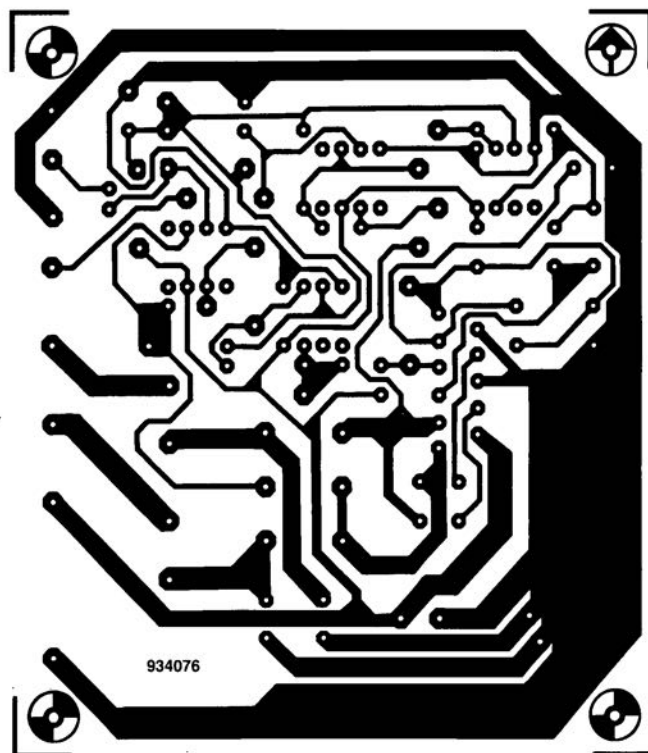


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

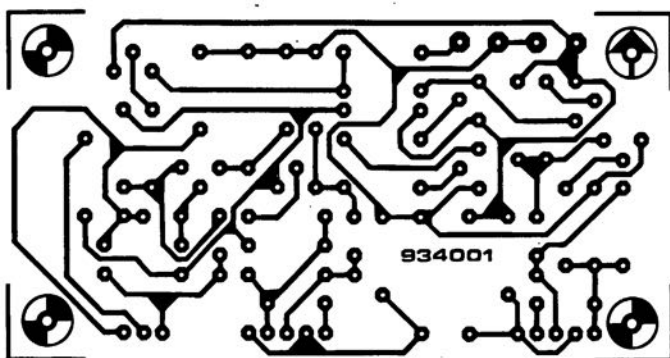
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts

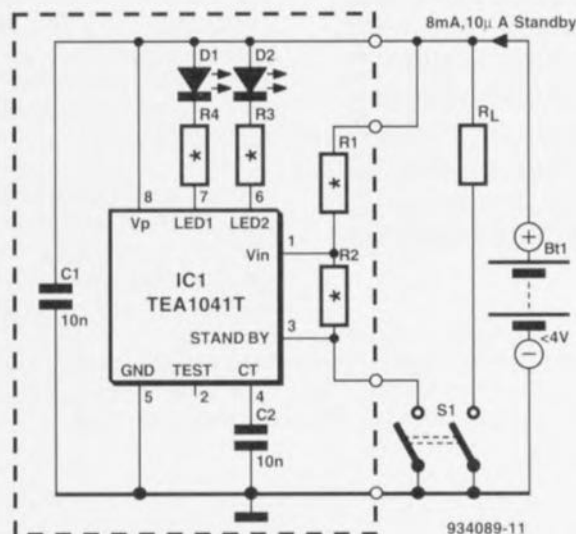


21 testeur de transistors acoustique



MONITEUR POUR ACCUS ET PILES À TEA1041T

43



Le TEA1041T, un circuit intégré de Philips, a été conçu pour la surveillance de la tension fournie par des sets d'accus ou de piles. Des logiques internes de déclenchement et de suivi chronologique évitent une réaction erronée de l'électronique montée en aval à des effondrements très brefs de la tension d'alimentation en cas de crêtes de charge.

Une LED, voire 2, visualise le passage en-deçà d'un seuil de tension définissable par l'utilisateur. Le circuit est utilisable avec des accus ou des piles ayant une tension nominale comprise entre 1,8 et 4 V. Un circuit différent permet la surveillance de tensions nominales plus élevées.

La figure 1 vous propose le schéma complet d'un montage à 2 LED basé sur le TEA1041T. Le diviseur de tension constitué par les résistances R1 et R2 définit le seuil de tension en-deçà duquel les LED invitent au remplacement de la (ou des) pile(s) ou de l'accu.

La valeur attribuée à chacun des dits composants sera telle que la tension nominale se traduise par la présence d'une tension de 1,25 V très exactement à la broche 1 (V_{in}). On prendra pour R2 une résistance de valeur comprise entre 1 et 100 k Ω et l'on calculera la valeur de R1 à l'aide de la formule ci-après :

$$R1 = R2 \cdot ((U_{sor}/1,25 V) - 1),$$

formule dans laquelle U_{sor} représente le seuil de commutation requis. Les résistances R3 et R4 prennent une valeur comprise entre 100 et 220 Ω en fonction de la tension de la pile ou de l'accu concerné.

L'activation du TEA1041T se fait lors d'une mise à la masse de la broche de veille (Stand-by, broche 3). En cas de chute de la tension présente en broche 1 en-deçà de 1,25 V on a démarrage d'un compteur numérique pendant une durée de l'ordre de 2 s. Si la tension à la broche 1 reste en-

deçà du seuil de tension, le circuit intégré déclenche une alarme, se traduisant par l'illumination de la LED D1, et ce même si la tension nominale a retrouvé le niveau requis. Si l'on déconnecte maintenant, par action sur le double inverseur S1, la charge du circuit de surveillance on verra les 2 LED clignoter pendant quelque 4 s. Le TEA1041T repasse ensuite en mode de veille, ne consommant alors que 10 μ A environ, constituant ainsi une charge négligeable pour la pile.

Le schéma de la figure 2 montre comment intégrer ce circuit dans un appareil existant. On peut se passer de la LED D2, la broche 3 du circuit intégré est mise définitivement à la masse.

est relié à la pile. Le comportement du circuit est le même que celui décrit plus haut, à ceci près qu'il n'y a pas de clignotement après une remise à zéro.

Si l'on doit travailler avec des tensions nominales plus importantes on connectera le TEA1041T de la façon représentée en pointillés sur le schéma de la figure 2.

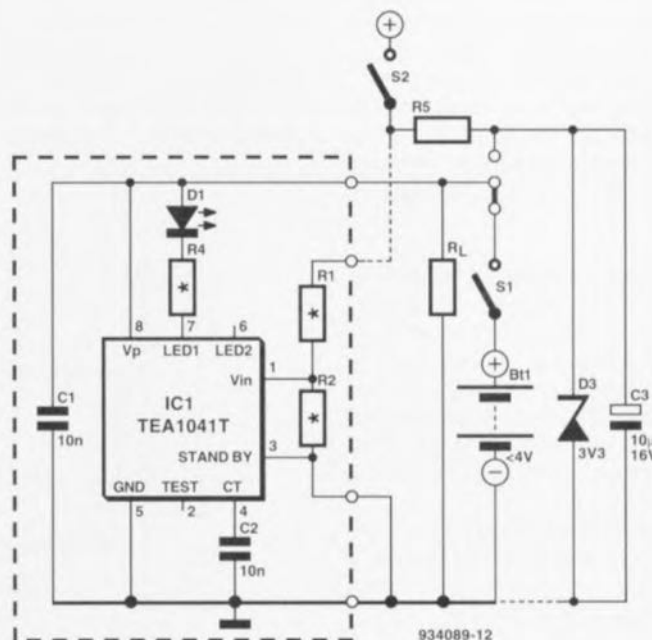
La tension fournie par la pile est abaissée à 3,3 V par la diode zener avant de servir à l'alimentation du circuit intégré. Le diviseur de tension sera connecté à la totalité de la tension de la pile; il faudra bien évidemment interrompre la ligne servant à appliquer cette tension au circuit intégré.

G. Kleine

Tant que la charge – le circuit alimenté par la pile et consommant le courant qu'elle fournit – se trouve, l'interrupteur S1 étant fermé, en circuit, le circuit de surveillance

Bibliographie :

Philips, fiche de caractéristiques du TEA1041T- Battery Low-Level Indicator



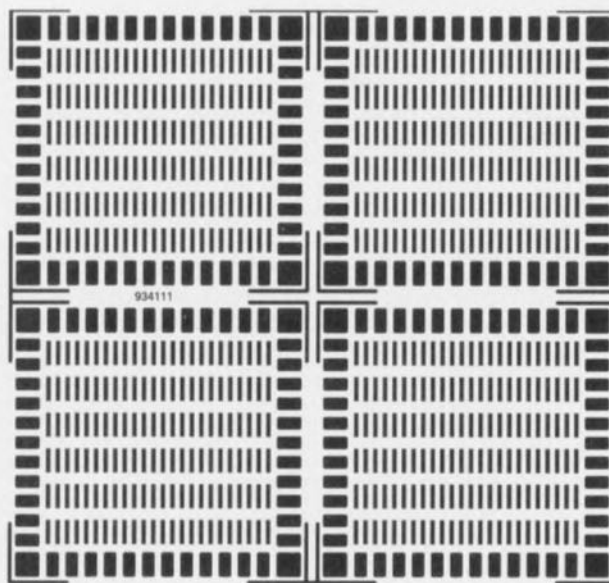
44

PLATINE D'EXPÉRIMENTATION POUR RÉALISATIONS À CMS

Les composants destinés au Montage en Surface (CMS) ont l'inconvénient, comme les résistances, les diodes et les condensateurs, de ne pas disposer de connexions ou, dans le cas des transistors et des circuits intégrés, de broches si courtes qu'il faut pratiquement une loupe pour les voir. Il n'est donc pas possible d'utiliser une platine d'expérimentation à pastilles ou à bande de type « Veroboard » pour la mise au point de ses réalisations personnelles.

Et comme de plus en plus de circuits intégrés lancés sur le marché n'existent plus qu'en version CMS vous aurez vite fait de sentir où le bât blesse. Cette situation cornélienne nous a poussé à vous proposer une platine d'expérimentation pour la réalisation de montages à base de CMS.

Le dessin de cette platine est subdivisé en 4 surfaces identiques, isolées les unes par rap-



port aux autres. Les séries d'îlots de faibles dimensions devraient permettre la mise en place de la grande majorité des composants

CMS. Une bordure d'îlots de cuivre de dimensions plus importantes a pour fonction de faciliter l'interconnexion entre cette platine

d'expérimentation pour réalisations CMS et le reste du montage. Vu la taille de ces derniers îlots, il n'est pas difficile d'y souder un morceau de fil de câblage souple de faible section.

On pourrait imaginer de mettre dos à dos 2 de ces platines pour réaliser un circuit imprimé pseudo-double face. Les 4 rectangles débarrassés de cuivre qui rayonnent à partir du centre de la platine pourront alors être percés d'orifices traversés par les conducteurs nécessaires pour effectuer l'interconnexion entre les 2 côtés de la platine.

Le travail sur une platine aux îlots aussi fins demande bien évidemment, outre une poigne ferme et une bonne dose de patience, de disposer d'un fer à souder à pointe très fine.

Vous verrez qu'après y avoir pris goût, vous ne voudrez plus rien d'autre que des CMS...

45

TEMPORISATEUR POUR ÉCLAIRAGE INTÉRIEUR DE VOITURE

De nos jours, un plafonnier qui s'allume automatiquement dès que l'on ouvre une portière fait partie des accessoires standard de toute voiture (digne de ce nom). Ce gadget pratique a pourtant un petit inconvénient : si l'on oublie de bien fermer l'une des portières de sa voiture, l'éclairage intérieur reste allumé et l'accu se décharge lentement.

Pour peu que l'on ait la malchance que la voiture (au plafonnier – encore que cet éclairage ne se trouve pas toujours dans le plafond du véhicule – allumé) reste quelques jours dans le garage, il est probable que l'on se retrouve confronté à une batterie « à plat ».

L'un de nos lecteurs a trouvé une solution, relativement simple à mettre en oeuvre, supprimant cette petite imperfection de nos automobiles modernes.

Le petit montage se charge de toute opération de mise en et

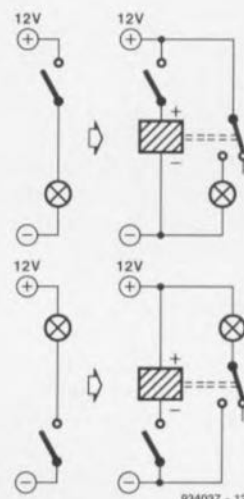
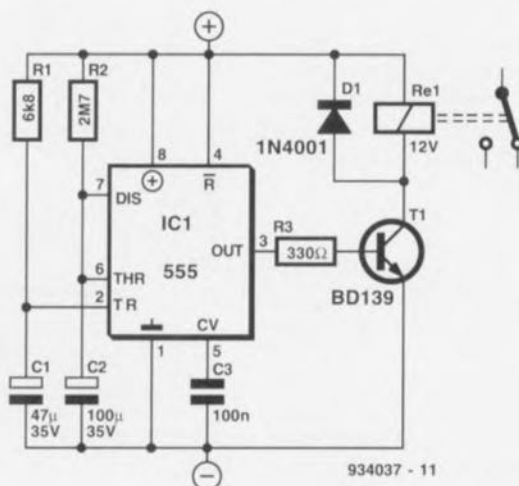
hors-fonction de l'éclairage intérieur de la voiture. L'électronique, centrée sur un 555, un 7555 ou un 555C, se comporte comme un multivibrateur monostable qui, en cas d'application d'une tension de 12 V, active l'éclairage pendant 4 minutes environ. Il est possible

d'adapter à vos besoins personnels cette durée d'activation. Il suffit, pour cela, de modifier la valeur de la résistance R2 et du condensateur C2.

Le réseau R1/C1 assure l'activation du circuit intégré dès l'application d'une tension. Via le tran-

sistor T1 la sortie de IC1 attaque le relais Re1.

Il faudra utiliser ici un relais ayant comme caractéristiques une tension de bobine de 12 V et un courant d'excitation inférieur à 220 mA. Dès que le temporisateur éteint



l'éclairage intérieur la consommation du circuit descend à une valeur de 6 mA avec un 555 ou de 0,5 mA si l'on utilise un 555C.

Il faudra commencer, avant de procéder à la mise en place du circuit dans la voiture, par voir quel est le type de fonctionnement des interrupteurs de portière. On

notera que le qualificatif « interrupteur » est plutôt optimiste. Il s'agit en règle générale d'une petite lame métallique activée par une broche prise dans le jambage de la portière. Si cet interrupteur est pris dans la ligne +12 V il faudra connecter le circuit selon la variante **a**. Si par contre l'interrupteur est pris dans la ligne de

masse on connectera le circuit selon la variante **b**.

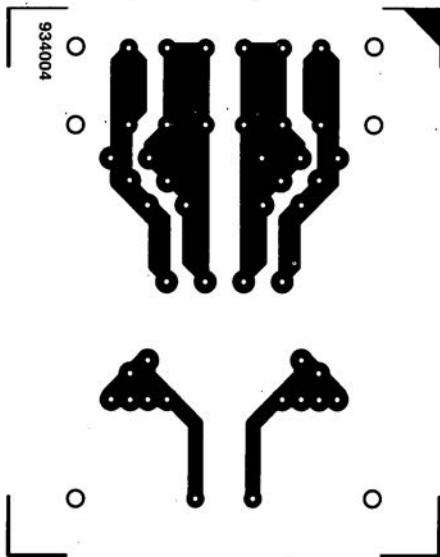
Pour garantir que le montage fonctionne avec les 2 portières avant de la voiture il faudra connecter le circuit à l'endroit où les câbles des 2 portières se rejoignent. Si l'on envisage de connecter également les autres portières

de votre voiture, si tant est que ces portières arrières aient une influence quelconque sur la mise en fonction de l'éclairage intérieur, il suffit de rallonger (le cas échéant) les câbles venant de ces interrupteurs pour les connecter au circuit du temporisateur.

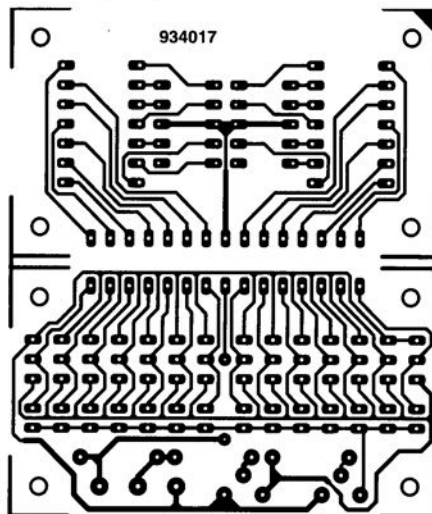
B. Klein

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

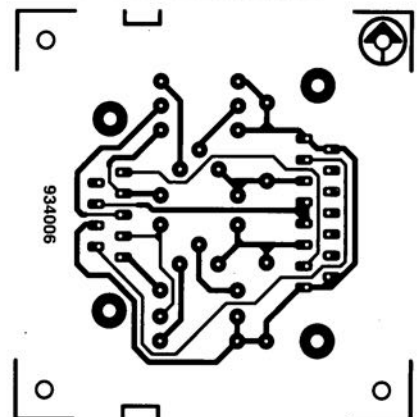
1 circuit imprimé universel pour transformateur



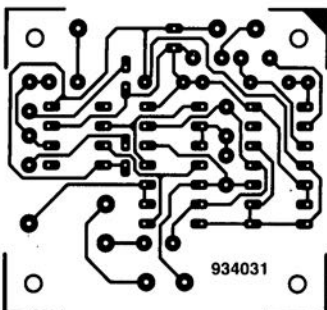
2 tachymètre pour PC



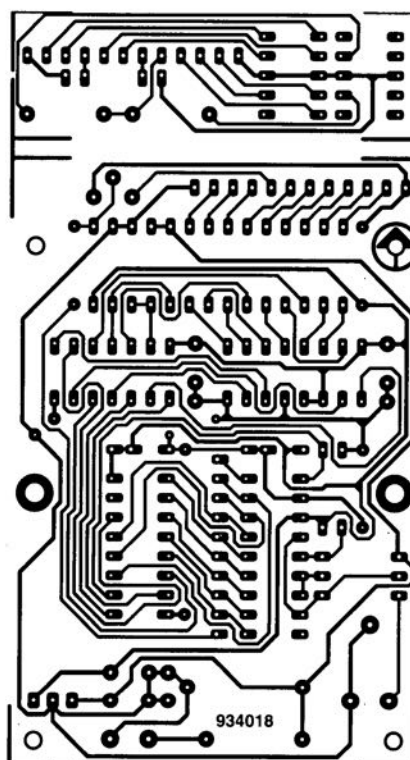
3 convertisseur de manche pour PC



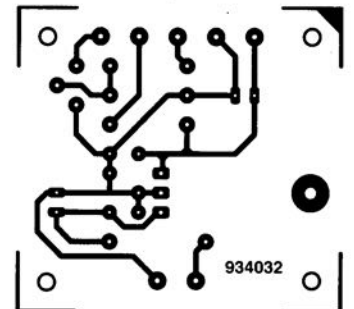
4 humidimètre pour plantes : le capteur



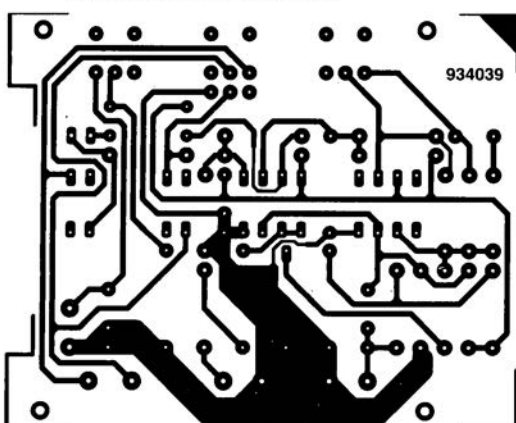
5 voltmètre de bord



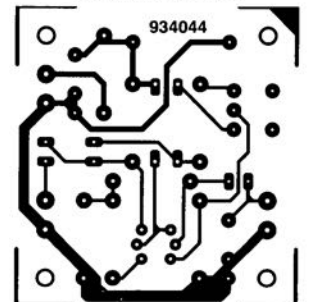
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



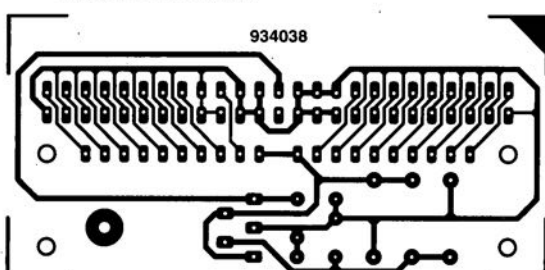
7 enregistrement à commande vocale



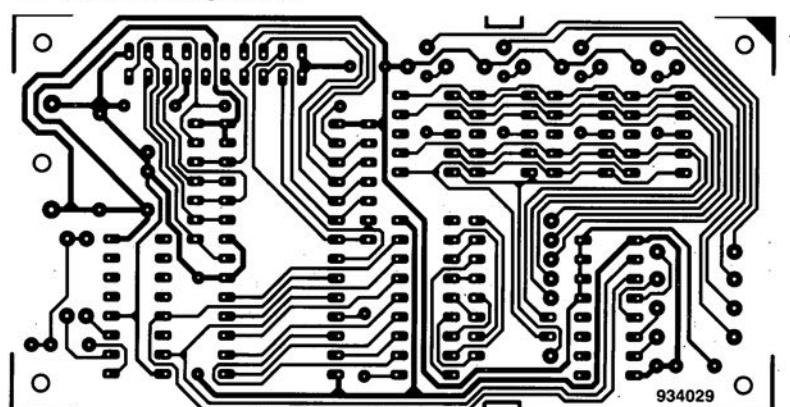
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

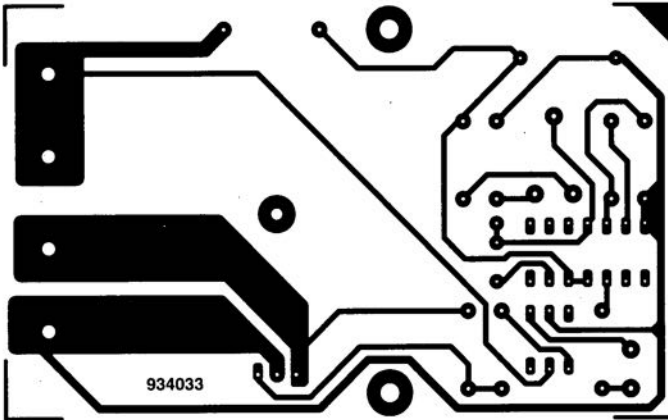


10 décodeur d'affichage universel

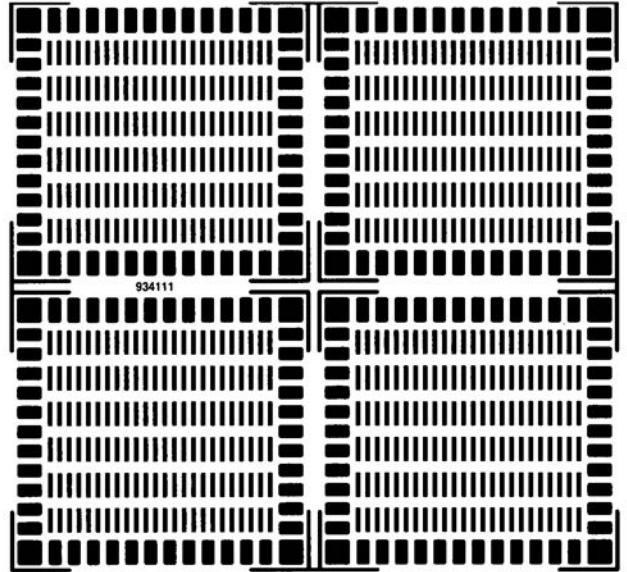


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

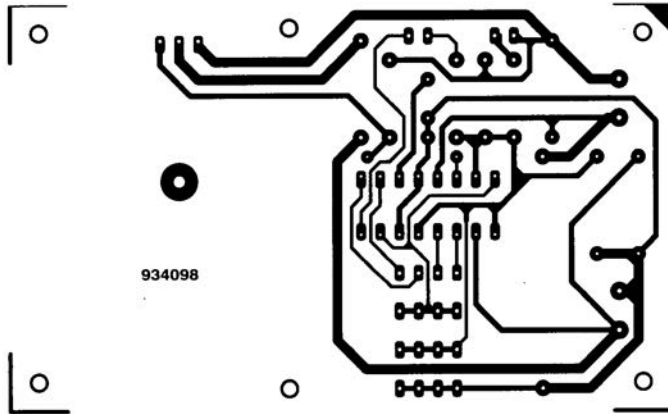
11 « conditionneur » pour accu au plomb



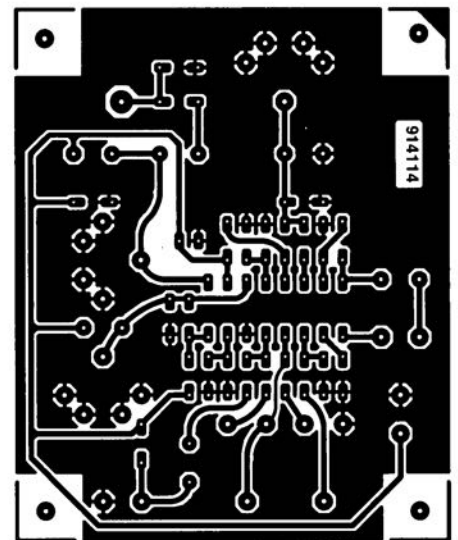
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



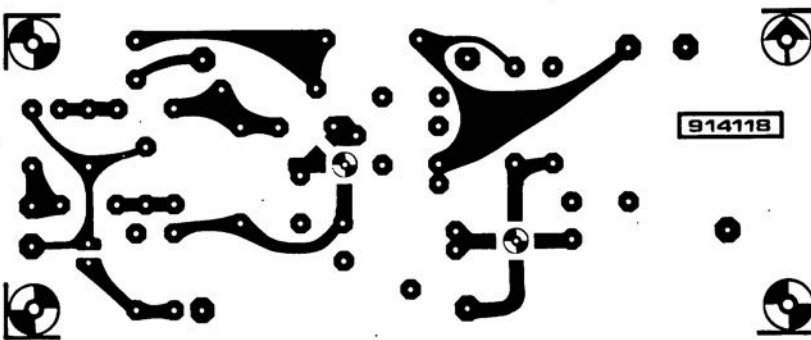
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



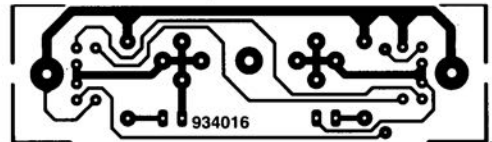
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



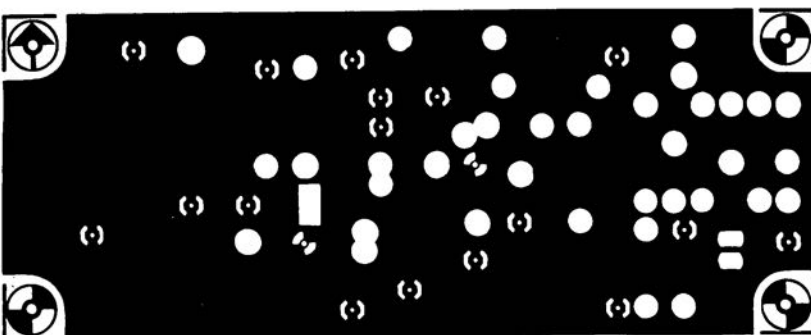
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



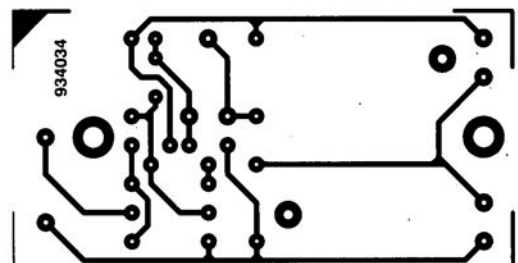
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

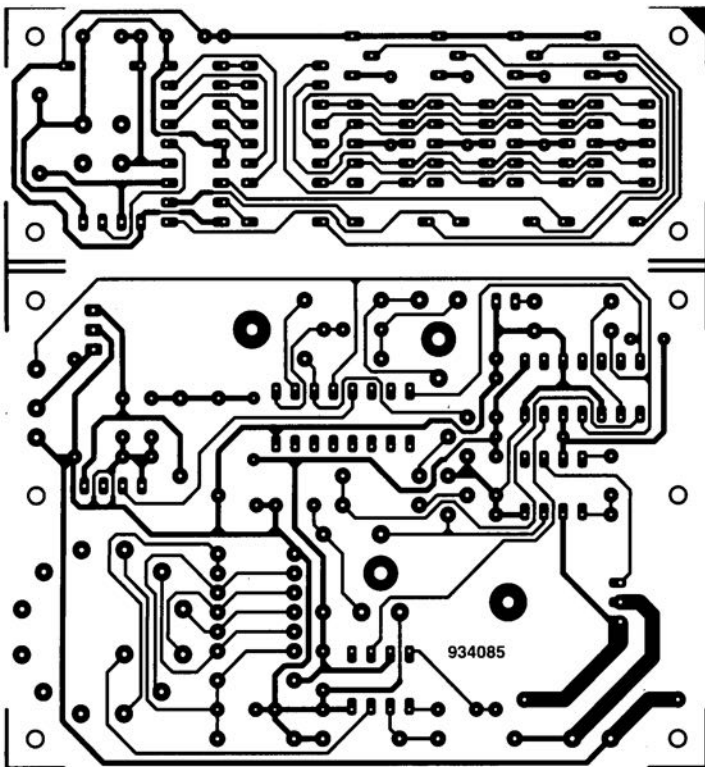


18 testeur de continuité sonore

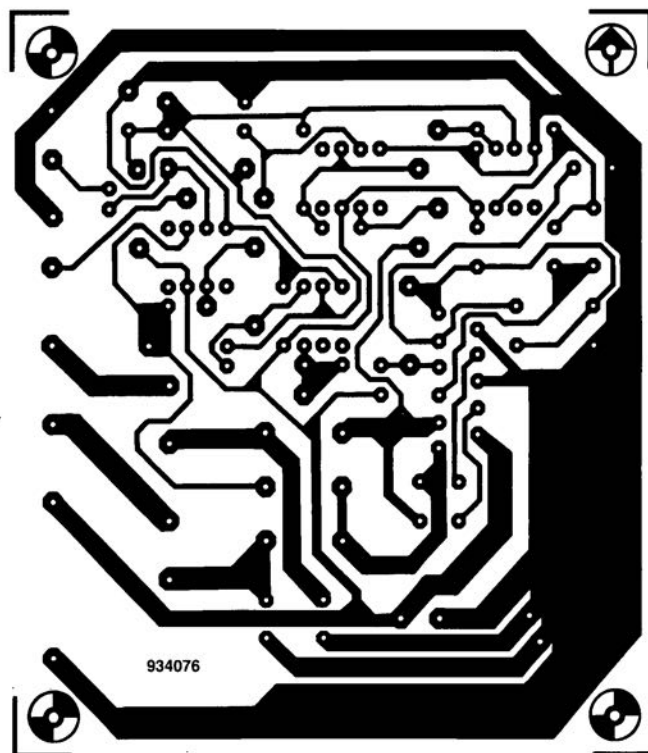


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

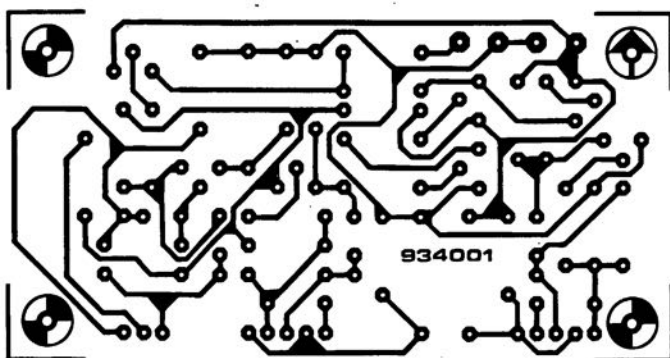
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



ALIMENTATION SYMÉTRIQUE RÉGLABLE 46

Il n'y a aucun impératif à ce qu'une alimentation symétrique soit un circuit complexe. Comme le prouve le schéma proposé ici, il est fort bien possible de s'en sortir à l'aide de 2 amplificateurs opérationnels tout ce qu'il y a de plus courant. Il ne faut cependant pas oublier qu'une telle alimentation ne peut fournir qu'un nombre de milliampères relativement faible.

La moitié supérieure du schéma fournit, comme on peut s'y attendre, la tension positive. Une diode zener de 3,3 V sert de référence. Cette diode est reliée à l'entrée non inverseuse (+) de l'amplificateur opérationnel IC1.

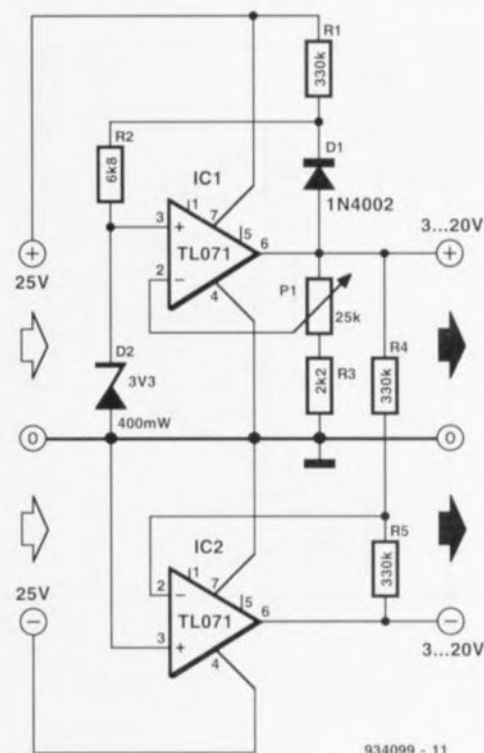
De manière à garantir un bon fonctionnement du circuit, celui-ci commence par être alimenté via la résistance R1, puis lorsque le niveau de tension de sortie a atteint une valeur suffisante, via la diode D1. On réinjecte, par l'intermédiaire du potentiomètre P1, une partie de la tension de sortie vers

l'entrée inverseuse de IC1. Plus le niveau de réinjection diminue, plus la tension de sortie augmente. Sachant que la tension d'alimentation maximale du TL071 est de 36 V, la tension de sortie peut atteindre jusqu'à de l'ordre de 30 V. Il n'est bien évidemment pas interdit, bien au contraire, d'opter pour une tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel plus faible, ce qui se traduira bien entendu par une tension de sortie moindre.

La moitié inférieure du schéma est l'image en miroir de la moitié supérieure, et fournit la tension de sortie négative. Ce second amplificateur opérationnel, IC2, nécessite une seconde tension d'alimentation (négative cette fois).

La prise dans les lignes de sortie d'une paire de condensateurs électrolytiques (10 μ F) améliorera la stabilité des tensions de sortie.

A. B. Tiwana



DÉTECTEUR DE VARIATIONS VIDÉO 47

L'idée sur laquelle repose le montage proposé ici est la détection d'un changement dans l'information vidéo et son utilisation pour, par exemple, démarrer un processus d'enregistrement à l'aide d'un magnétoscope.

Ce principe est particulièrement intéressant pour ceux d'entre nos lecteurs qui adorent regarder les informations diffusées par les canaux satellites SNG (*Satellite News Gathering*). Le même principe

peut être utilisé avec des systèmes de surveillance en circuit fermé faisant appel à des téléviseurs.

Le principe de fonctionnement du circuit repose sur la constatation du fait que, dans le cas des émissions SNG ou de surveillance, l'image ne subit pas, pendant une durée relativement longue, de modification. Le début d'une émission d'informations va de pair avec un changement du niveau de luminosité moyen de l'image,

variation décelable par une électronique adéquate.

Dans ce montage nous faisons appel à un comparateur à fenêtre pour la détection de ce changement de niveau de luminosité. Pour garantir l'indépendance du circuit face à un éventuel décalage en courant continu que pourrait présenter le signal vidéo, le condensateur C1 bloque toute composante en courant continu à l'entrée du circuit. IC1a écrête le signal vidéo et IC1b fait office de

tampon à l'égard de la tension présente aux bornes du condensateur C2.

La tension de sortie de cet amplificateur opérationnel est appliquée ensuite, via les potentiomètres P1 et P2, au comparateur à fenêtre réalisé à l'aide de IC1c et IC1d. La tension présente sur le diviseur R1/R2 est, en moyenne, toujours égale à la moitié de la tension d'alimentation. Ceci explique pourquoi nous utilisons la moitié

de la tension d'alimentation (R8/R9) comme référence pour le comparateur à fenêtre. La tension présente sur le curseur de P1 est de ce fait définie à une valeur légèrement supérieure à $1/2U_b$ et celle sur le curseur de P2 à une valeur légèrement inférieure à $1/2U_b$. La largeur de la fenêtre ainsi définie, détermine la marge d'erreur et la vitesse de réaction du détecteur. Les tensions présentes sur les curseurs des potentiomètres sont transmises, avec une constante de temps très importante introduite par les réseaux RC concernés (R6/C3 et R7/C4, constante RC supérieure à

10 s), au circuit du comparateur. Plus on limite la largeur de la fenêtre (P1 et P2) plus le comparateur « basculera » rapidement.

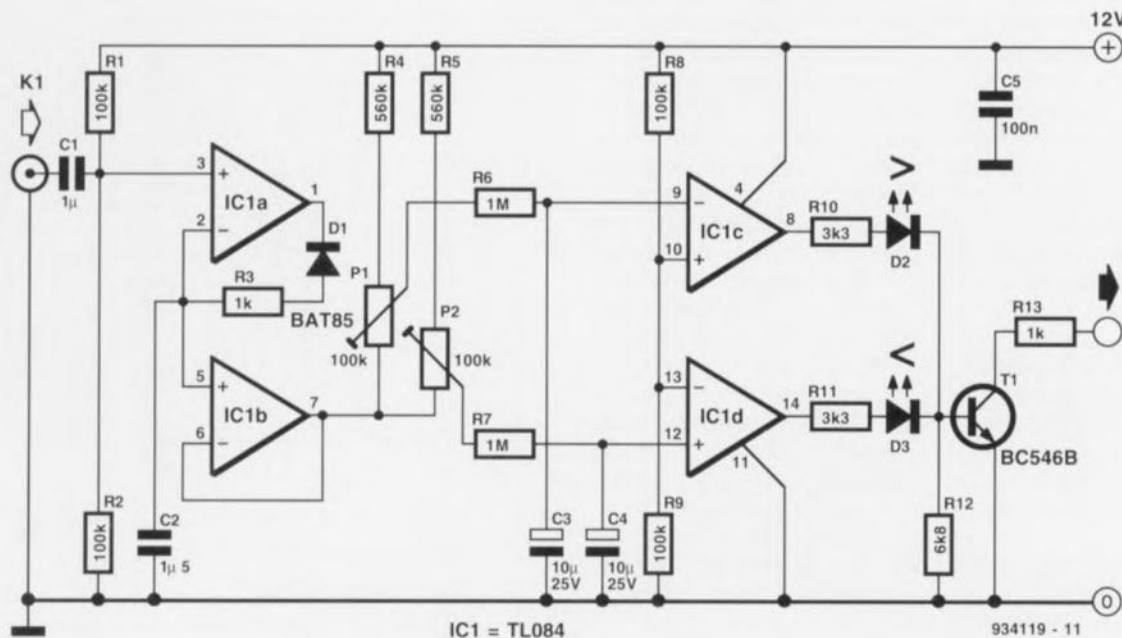
Une augmentation du signal d'entrée se traduit par une diminution de la tension aux bornes du condensateur C2. Les niveaux de tension sur les curseurs de P1 et P2 seront de ce fait aussi moins élevés. Si la tension sur la broche 9 de IC1c devient inférieure à la moitié de la tension d'alimentation, sa sortie bascule et présente un niveau haut. La LED D2 s'allume pour indiquer l'augmentation de la tension d'entrée

et la sortie à collecteur ouvert de T1 permet de fournir une impulsion de déclenchement ou de démarrage (65 V au maximum) à un appareil connecté. R13 fait office ici de résistance de limitation de courant.

Dans le cas d'une diminution du signal d'entrée on assiste pratiquement à un processus identique. Dans ces conditions la sortie de IC1d bascule, la LED D3 s'allume et le transistor devient conducteur.

Le signal de sortie du détecteur peut servir pour la transmission

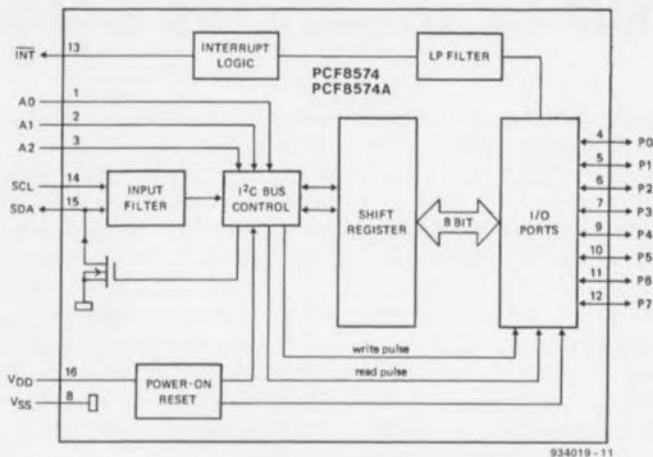
du code d'enregistrement à un magnétoscope par exemple. On notera cependant que le détecteur ne réagit qu'à des variations dans son signal d'entrée. Le transistor T1 ne devient donc conducteur que si l'image passe d'une mire (ou autre image immobile) à une autre image. Si l'on envisage de ce fait de commander un magnétoscope à l'aide du détecteur, il faudra le programmer de façon à ce qu'il enregistre pendant une certaine durée (30 minutes par exemple) pour s'arrêter ensuite. La consommation de l'ensemble du circuit ne dépasse pas de l'ordre de 12 mA.



48 ASTUCE POUR LE BUS I²C

Le bus I²C de notre ordinateur devient de plus en plus chargé. Il semble que le circuit intégré d'E/S à 8 bits, le PCF8574, soit fréquemment utilisé.

Il est vrai que ce composant figure sur les listes des composants d'un bon nombre de montages I²C d'Elektor, tel que le module d'E/S A/N-N/A, la carte à opto-coupleurs et/ou relais et l'afficheur à cristaux liquides. Sachant que, très souvent, il est question de connecter plusieurs « modules à 8574 » sur le bus I²C il est possible d'attribuer, par l'intermédiaire des entrées A0 à A2, une adresse distincte à chacun des circuits intégrés.



Ainsi, comme on ne dispose que de 8 adresses, on pourrait penser que c'est aussi le nombre maximal de cartes que l'on puisse connecter au bus. Cependant, comme il existe 2 variantes du PCF8574, possédant chacun sa propre adresse de base, nous pouvons connecter jusqu'à 16 exemplaires de ce circuit intégré sur le bus I²C.

Le PCF8574 « standard » possède, vous le savez sans doute depuis que nous le répétons, l'adresse de base 40_{HEX}. Sa variante, le PCF8574A a comme adresse de base l'adresse 70_{HEX}. Hormis leur adresse de base, ces 2 variantes sont com-

plètement identiques et – est-il nécessaire de le préciser – compatibles broche-à-broche.

Il est donc parfaitement imaginable de remplacer, sur l'une ou l'autre carte, le PCF8574 « standard » par son homologue à



l'adresse 70_{HEX}.

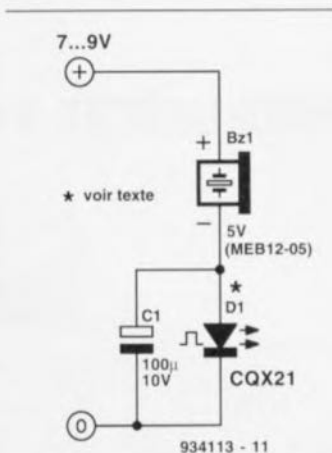
Si l'on utilise donc 8 exemplaires « standard » et 8 exemplaires à suffixe « A », il n'existe plus le moindre problème s'opposant à la connexion de 16 cartes I²C sur 1 seul bus.

DISPOSITIF DE VISUALISATION D'ALARME RUSTIQUE

49

La technique de signalisation d'alarme la plus utilisée est sans aucun doute un dispositif lumineux clignotant, ampoule en tout genre, LED de tout acabit, etc. L'inconvénient de cette approche est l'électronique relativement importante nécessaire à la réalisation de cette fonction. Ce type de dispositif de signalisation peut, dans certaines conditions d'éclairage, lorsqu'il est éclairé par le soleil par exemple, être difficile à voir. C'est alors qu'un dispositif de signalisation sonore pourrait s'avérer intéressant.

La caractéristique la plus marquante de ce « circuit » est sa



simplicité. En effet, 3 composants seulement, il n'en faut pas plus

pour fournir et une indication visuelle et une indication sonore. Le cœur de ce montage est une LED clignotante, composant qui intègre l'électronique nécessaire et suffisante à la génération périodique d'un signal lumineux -quelle périphrase pour décrire un simple clignotement !!!

Lors de son illumination, la LED consomme un courant sensiblement plus important, caractéristique évidente que nous mettons à profit ici. Pendant les durées d'extinction de la LED il ne circule pratiquement aucun courant et le potentiel appliqué aux bornes du résonateur Bz1 est négligeable. Dès que la LED s'illumine le réso-

nateur se voit aussi appliquer une tension, générant du même coup un signal sonore.

Le condensateur pris en parallèle sur la LED fait office de tampon, assurant un découplage de la tension aux bornes de la LED clignotante.

La consommation de courant totale est de l'ordre de 10 mA. Maintenant, dès que l'on applique une tension continue comprise entre 7 et 9 V au circuit on verra la LED se mettre à clignoter et le résonateur produire par intermittence un bip sonore.

A-t-on jamais imaginé un indicateur d'alarme plus simple ?

OSCILLATEUR TRIANGULAIRE PARFAIT

50

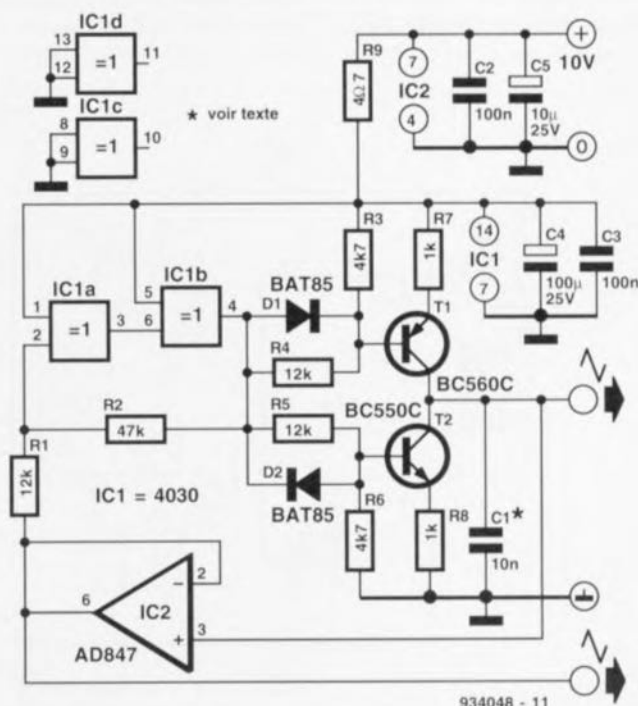
Les modulation en largeur d'impulsion (PWM = **P**ulse **W**idth **M**odulation) exigent une tension triangulaire parfaite. Il faut que le dit signal soit exactement symétrique et présente un flanc d'une raideur verticale. Toute dérive par rapport à la forme idéale se traduit par une distorsion dont on se serait bien passé. Le concept de ce circuit est basé sur le principe d'un oscillateur carré-triangulaire. Un trigger de Schmitt convertit un signal triangulaire en une tension rectangulaire idéale qui, à son tour, par l'intermédiaire d'une source de courant, charge et décharge un condensateur sans discontinuer.

On fait appel à une source de courant constant positive (centrée sur le transistor T1) pour la charge, la décharge se faisant par l'intermédiaire d'une source de courant constant négative, basée elle sur T2.

Le trigger de Schmitt prend la forme de 2 portes OU EXclusif (EXOR) du type 4030 montées en inverseurs. Les 2 autres portes ne sont pas utilisées et restent à disposition pour une utilisation potentielle telle qu'un modulateur de durée d'impulsion.

Les résistances R1 et R2 permettent d'ajuster l'hystérésis du convertisseur. IC1b constitue la sortie du trigger de Schmitt. Cette sortie attaque, alternativement, le transistor T1 ou T2. Si la sortie de IC1b est au niveau bas, c'est T1 qui devient passant; si elle se trouve au niveau logique haut ce sera le cas du transistor T2.

Les résistances R3 et R4 ont pour tâche de faire en sorte que la tension sur la base de T1 et de ce fait aussi celle présente aux bornes de la résistance d'émetteur R7, reste constante lorsque la sortie de IC1b est au niveau bas.



On assure ainsi la charge du condensateur C1 via le transistor T1 à un courant constant. La diode D1 accentue la vitesse de commutation du transistor de sorte qu'il bloque rapidement. Le transistor T2 est piloté selon le même principe, à la différence près qu'il devient conducteur lorsque la sortie de IC1b est haute.

Lors du choix de la valeur des composants il faudra tenir compte du fait que l'amplitude de la tension triangulaire ne doit pas dépasser la tension de base des

transistors T1 et T2. Il nous semble bon de prévoir une marge de 1 V aux 2 extrémités de la plage d'excursion. On a, dans le cas d'une tension d'alimentation de 10 V une tension triangulaire de l'ordre de $2,5 V_{cc}$.

L'amplificateur opérationnel IC2, un AD847 (Analog Devices) est très rapide (vitesse de montée de $200 V/\mu s$) faisant office de tampon entre la sortie et l'entrée du trigger de Schmitt. Le choix d'un amplificateur de cette qualité fait qu'il n'a

que peu d'influence (néfaste) sur la qualité de la forme du signal triangulaire. On pourra, si nécessaire, procéder à une correction de la symétrie du triangle par la prise en série avec R3 ou R6 d'une petite résistance ajustable (de $1 k\Omega$ par exemple). Il faudra dans ce cas-là diminuer la valeur de la résistance correspondante, R3 ou R6, de la moitié de la valeur de la résistance ajustable.

Ce montage convient pour des fréquences allant jusqu'à de l'ordre de 300 kHz. On pourra

jouer quelque peu sur la fréquence par modification de la valeur du condensateur au polystyrène C1. Avec les valeurs du schéma la fréquence se situe aux alentours de 38 kHz, fréquence qui est celle du **modulateur de durée d'impulsion** décrit dans un autre article de ce numéro Hors-Gabarit.

La consommation de courant est de 8 mA pour l'ensemble du montage, intensité dont l'AD847 consomme lui-même un peu plus de 60% (5 mA).

HUMIDIMÈTRE POUR PLANTES: LE CAPTEUR

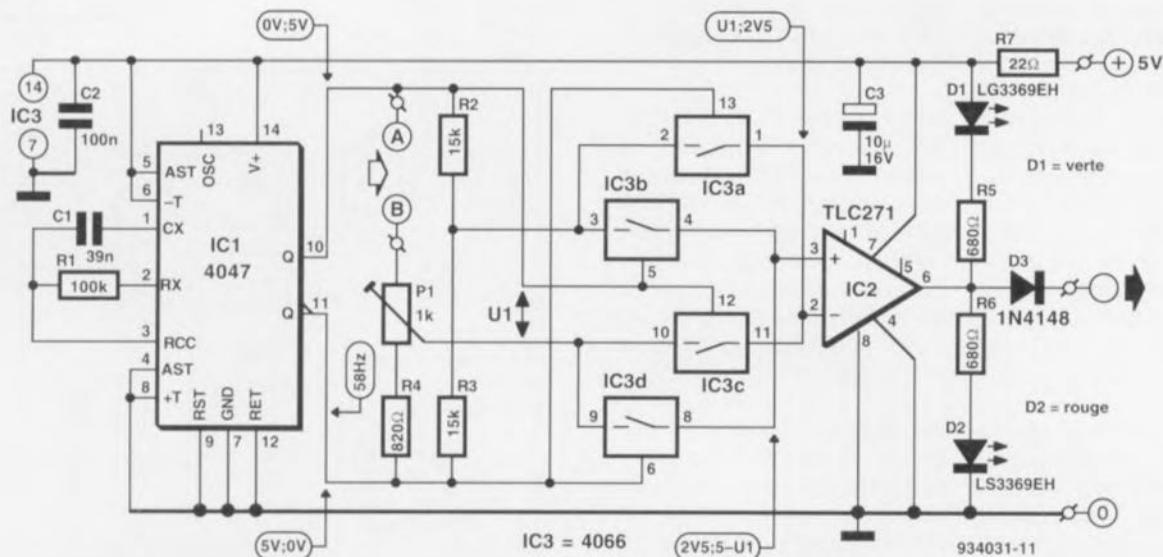
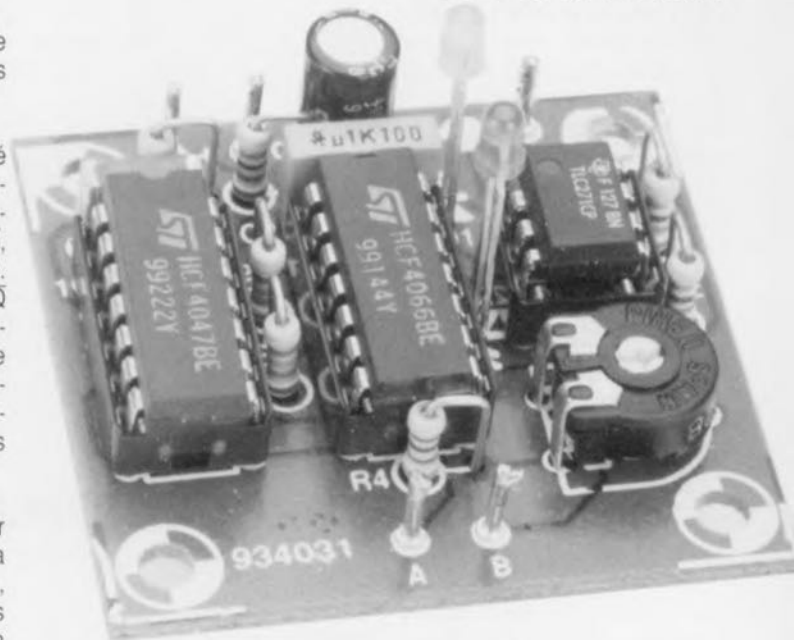
L'humidimètre pour plantes, un moniteur de l'humidité de terreau et autres milieux nutritifs pour vos plantes, montage décrit en 2 parties dans ce numéro Hors-Gabarit, est sans doute l'une des réalisations les plus intéressantes pour tous nos lecteurs phyllophiles – textuellement amateurs de feuilles; il est plus particulièrement destiné à ceux d'entre nos lecteurs qui oublient d'arroser, de temps à autre, leurs plantes d'appartement. À partir de demain, plus aucune de vos plantes ne mourra pour avoir été exposée, trop longtemps, à un régime « atacamaïen » (il n'a pas plu de 400 à 1971 dans le désert d'Atacama).

L'humidimètre pour plantes se compose d'une bonne poignée de composants peu coûteux et fournit,

néanmoins, une indication fiable quant à l'humidité du terreau dans lequel se trouvent vos plantes.

Dans ce montage, le circuit intégré IC1, un 4047, fait office d'oscillateur, fournissant 2 signaux de commutation complémentaires, Q et $\bar{Q}$, à une fréquence de 58 Hz environ. Théoriquement les signaux Q et $\bar{Q}$ ne sont jamais actifs simultanément et ils constituent donc une source de courant alternatif parfaite, évitant tout phénomène d'électrolyse des électrodes connectées aux points A et B du circuit.

La tension présente sur le curseur de l'ajustable P1 dépend de la résistance des électrodes (R_{A-B}), et donc de l'humidité du sol dans lequel elles sont enfichées. En comparant cette tension à une ten-



sion de référence, IC2 est capable de déterminer si l'humidité du terreau est devenue inférieure à une valeur donnée et donc s'il faut penser à arroser les plantes.

Le circuit dérive sa tension de référence du courant d'électrode symétrique, c'est-à-dire du point nodal entre R2 et R3. Ce point présente une tension constante de 2,5 V par rapport à la masse.

En dépit de l'existence du courant d'électrode, qui est en fait une grandeur alternative, le fonctionnement du comparateur est relativement simple. Il nous est impossible pourtant de faire appel ici à un simple comparateur de tensions continues.

Si $Q = 0 \text{ V}$ et $\bar{Q} = +5 \text{ V}$, le curseur de P1 présente une tension de U1 par rapport à la masse. Dans le cas d'un courant d'électrode inverse ($Q = +5 \text{ V}$ et $\bar{Q} = 0 \text{ V}$) le curseur se trouve à $5 \text{ V} - U1$. Si maintenant, dans la première situation ($Q = 0 \text{ V}$ et $\bar{Q} = +5 \text{ V}$) la tension au curseur est supérieure à la tension de référence, il est logique que, dans le cas contraire ($Q = +5 \text{ V}$ et $\bar{Q} = 0 \text{ V}$) la tension au curseur soit inférieure à la tension de référence.

Pour garantir l'activation de la sortie du comparateur dans les 2 cas, les signaux d'entrée sont convertis par les sorties Q et $\bar{Q}$ de IC1. Ceci est fait à l'aide des 4 interrupteurs électroniques intégrés dans IC3.

La LED rouge, D2, s'allume si le terreau est trop sec. Dans cette situation la tension U1 est supérieure à 2,5 V. En fonction de la position du curseur de P1 ceci correspond à une résistance de terreau (inter-électrode) comprise entre 0 et $1 \text{ k}\Omega 82$.

Plus on tourne le curseur de P1 vers les connexions des électrodes, plus la résistance de terreau nécessaire à l'extinction de la LED verte et à l'illumination de la LED rouge (sol trop sec donc) devient importante. Il est intéressant de noter que la capacité du terreau peut entraîner l'illumination simultanée des LED, indiquant ainsi un équilibre entre « sec » et « humide ».

Il est recommandé, pour la fabrication des électrodes, de faire appel à des barres de graphite (les électrodes d'une pile charbon-zinc par exemple). Il s'agit d'une solution peu coûteuse qui, simultanément, évite tout risque de corrosion. On implantera les électrodes dans le terreau en respectant un espacement de quelque 4 cm entre elles. Le positionnement exact du curseur de P1 dépend (c'est logique, il est en effet difficile de comparer une phalénopsis à un syndapsis) de la variété de la plante que l'on envisage de « monitorer » et devra être déterminé expérimentalement. On obtient, en règle générale, de bons résultats en mettant P1 en position médiane.

Liste des composants

Résistances:

R1 = 100 k Ω
R2, R3 = 15 k Ω
R4 = 820 Ω
R5, R6 = 680 Ω
R7 = 22 Ω
P1 = 1 k Ω ajustable

Condensateurs:

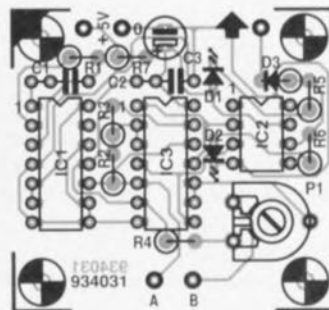
C1 = 39 nF
C2 = 100 nF
C3 = 10 μF /16 V radial

Semi-conducteurs:

D1 = LED verte 3 mm à faible courant
(telle que LG3369EH de Siemens)
D2 = LED rouge 3 mm à faible courant
(telle que LS3369EH de Siemens)
D1 = 1N4148
IC1 = 4047
IC2 = TLC271
IC3 = 4066

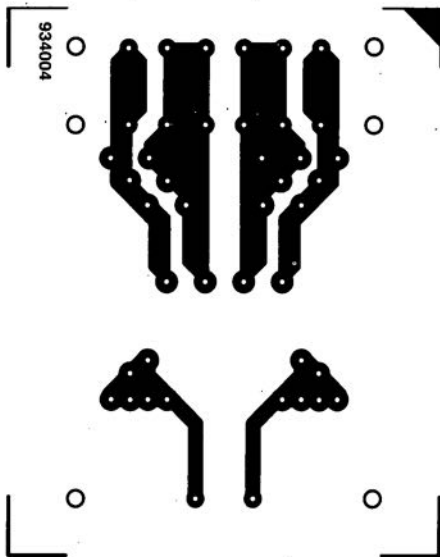
Divers:

boîtier de 65 x 50 x 30 mm (tel que Bopla EG406 par exemple)

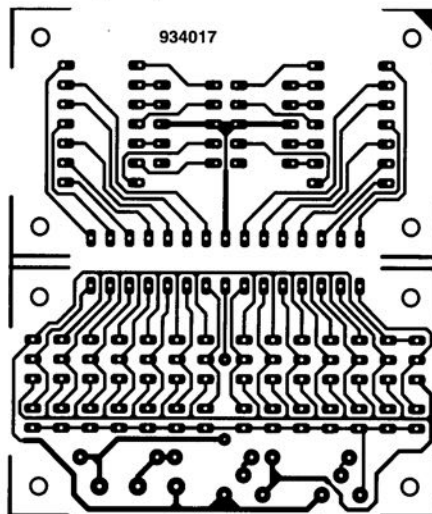


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

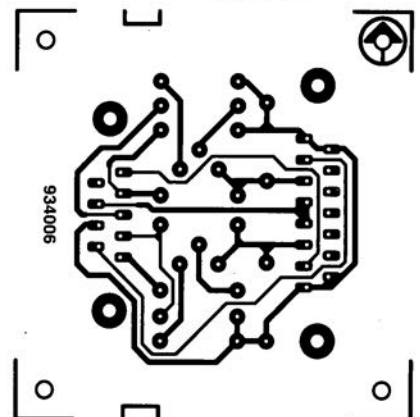
1 circuit imprimé universel pour transformateur



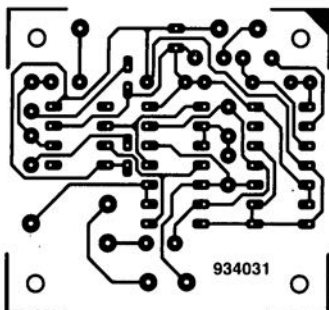
2 tachymètre pour PC



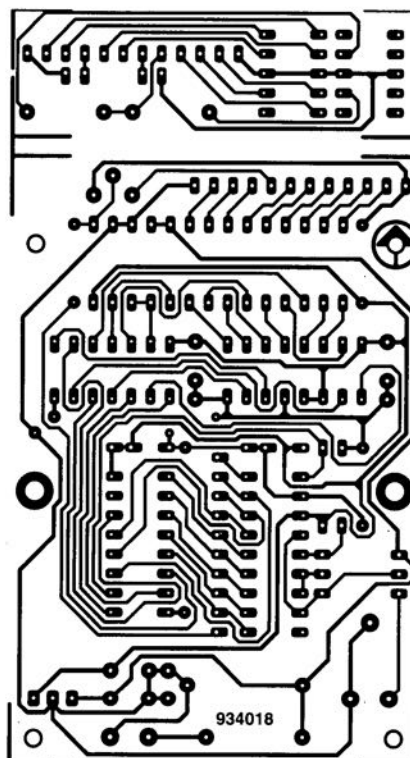
3 convertisseur de manche pour PC



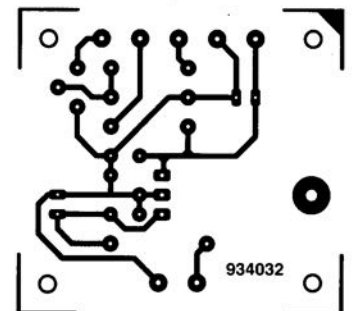
4 humidimètre pour plantes : le capteur



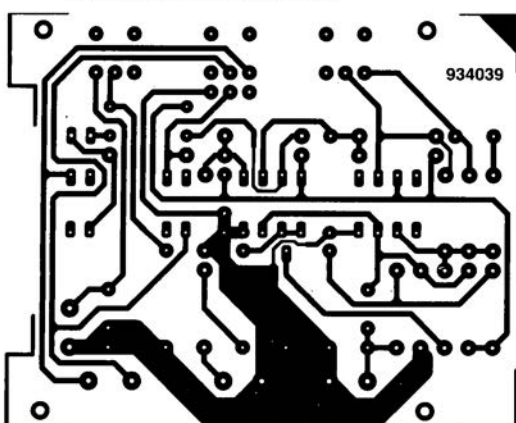
5 voltmètre de bord



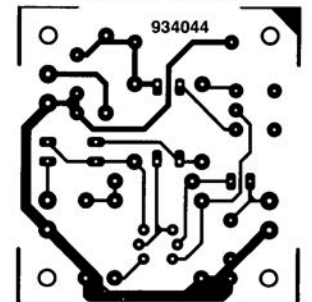
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



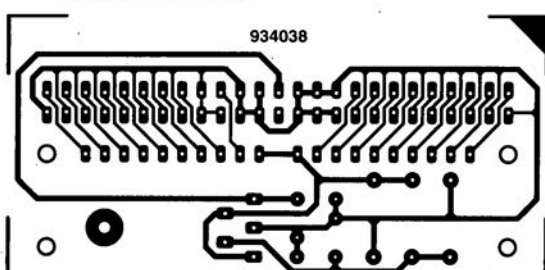
7 enregistrement à commande vocale



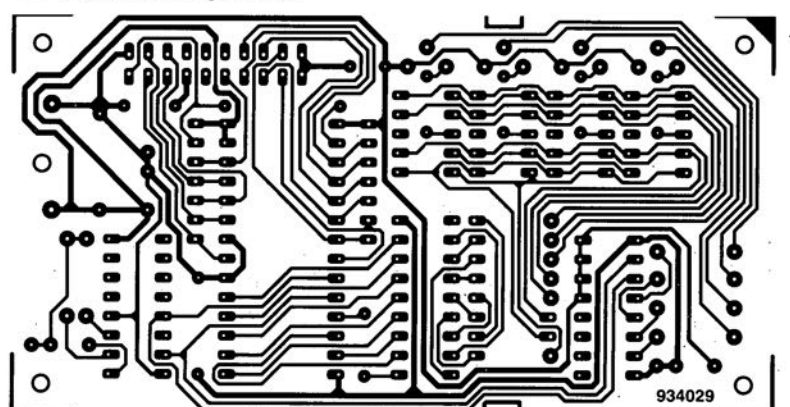
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

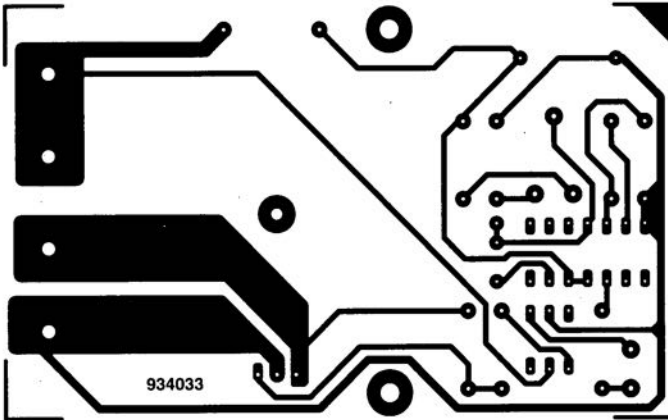


10 décodeur d'affichage universel

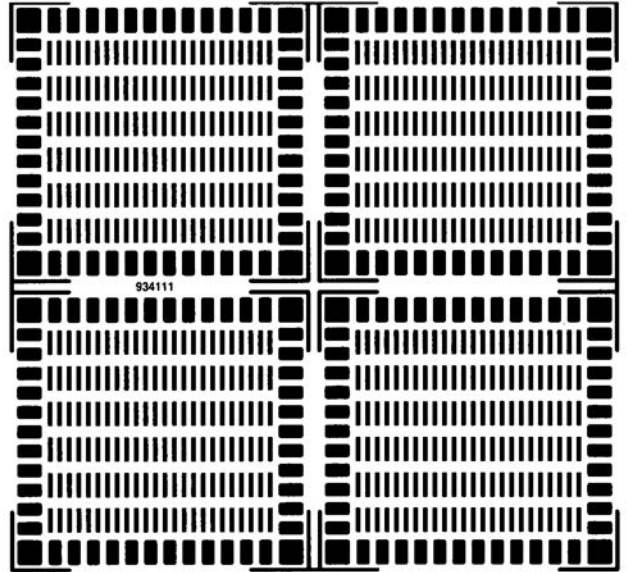


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

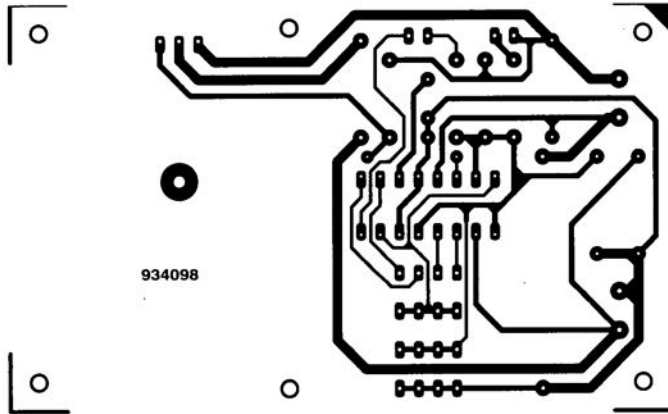
11 « conditionneur » pour accu au plomb



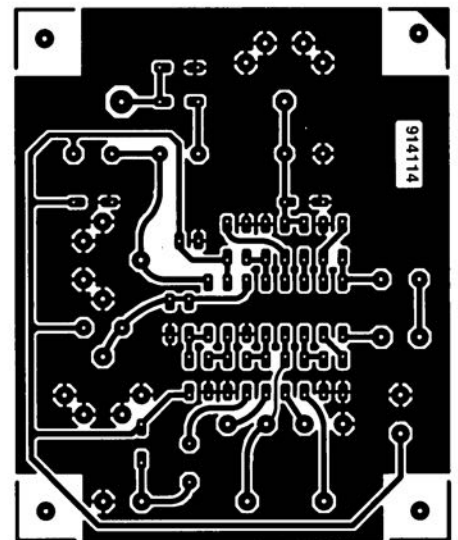
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



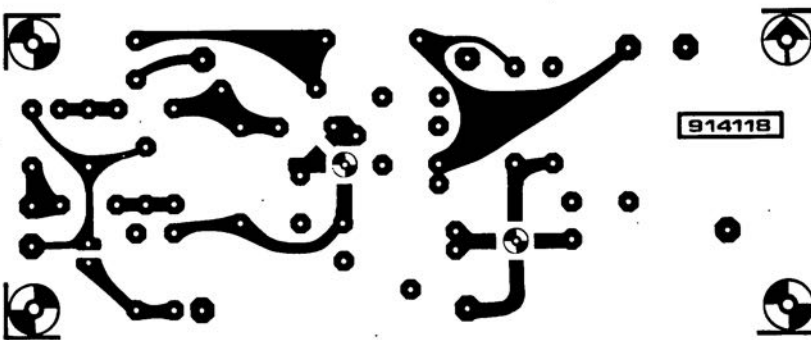
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



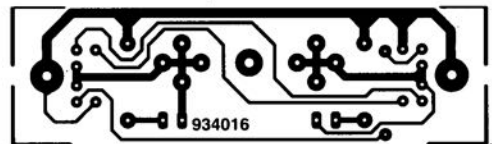
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



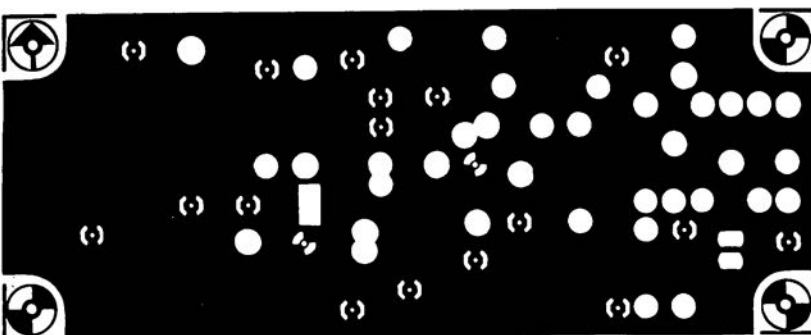
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



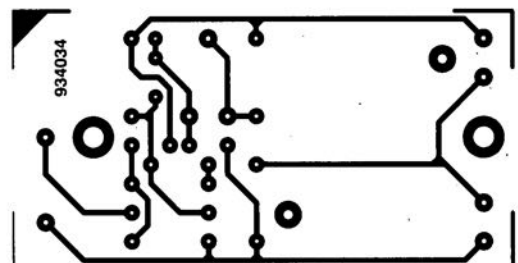
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

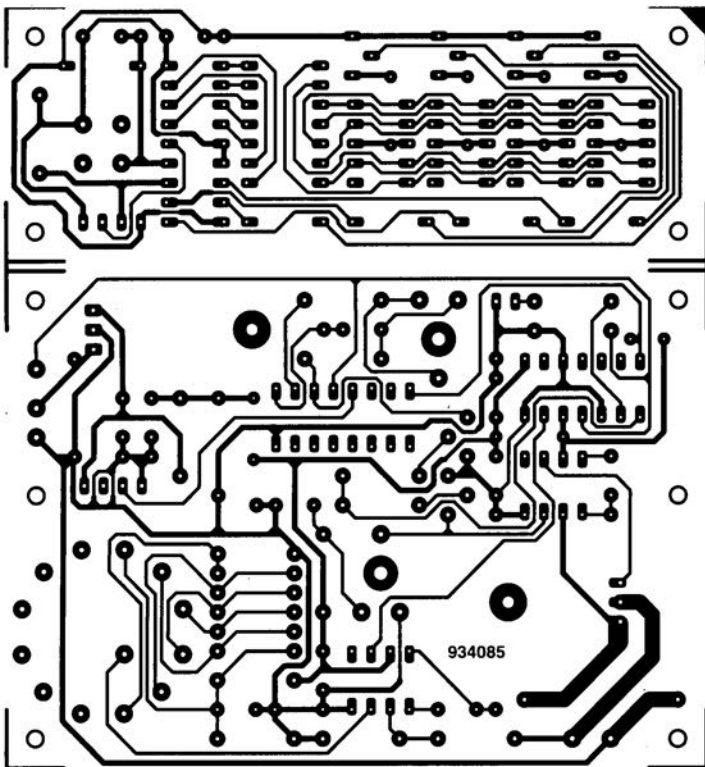


18 testeur de continuité sonore

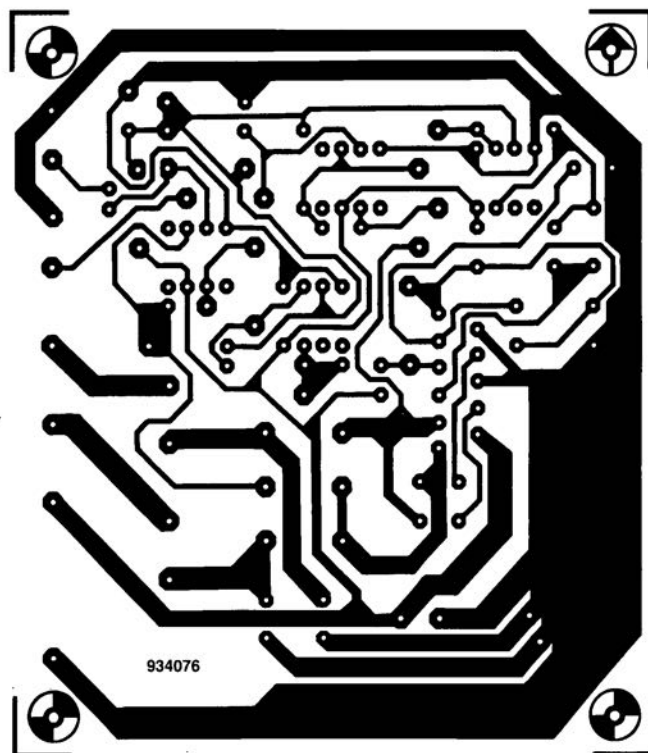


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

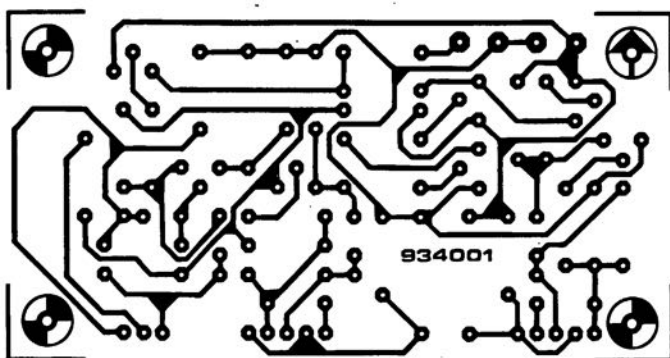
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



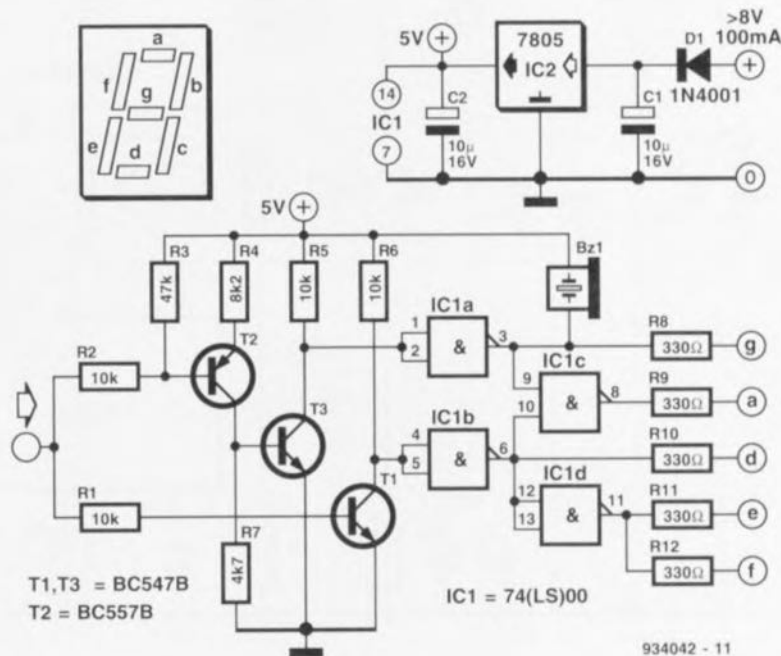
21 testeur de transistors acoustique



TESTEUR DE NIVEAU LOGIQUE 52

Ce testeur de niveau logique indique, par l'intermédiaire d'un afficheur 7 segments à LED, si son entrée présente un niveau logique haut -affichage du caractère « H » (*High*)- ou un niveau bas -affichage du caractère « L » (*Low*). La présence d'un niveau non défini (se trouvant donc entre « haut » et « bas ») se traduit par l'affichage du caractère « n » (*none*).

En présence d'un niveau bas sur l'entrée du circuit, le transistor T1 bloque et les transistors T2 et T3 sont passants. La sortie de IC1a se trouve de ce fait au niveau haut, celle de IC1b au niveau bas. Ceci résulte en l'illumination du segment **d** de l'afficheur. Avec les segments **e** et **f** qui sont illuminés en permanence, on aura donc affichage du caractère « L ». Notons en passant que l'afficheur utilisé est impérativement du type à cathode commune.



Si l'on applique maintenant un niveau haut à l'entrée du circuit, T1 est conducteur et T2 et T3 bloquent. Dans ces conditions la sortie de IC1a est au niveau bas, celle de IC1b au niveau haut. Outre les segments **e** et **f** on a maintenant également illumination des segments **b**, **c** et **g**, ce qui se traduit par l'affichage du caractère « H ».

Les résistances R1, R2 et R3 font de sorte que la présence sur l'entrée du circuit d'un niveau non défini, voire l'absence totale de niveau (entrée « en l'air ») même, se traduise par la mise à l'état passant de tous les transistors. Dans ces conditions on a un

niveau haut sur les sorties de IC1a et IC1b. L'illumination des segments **a**, **b** et **c** de pair avec celle des segments **e** et **f** donne alors une sorte de grand « n » minuscule, traduisant la présence d'un niveau non défini.

Le schéma montre qu'il est possible de doter le circuit d'un résonateur 5 V, qui produirait un signal sonore en présence d'un niveau haut à l'entrée du circuit. On notera qu'il faudra utiliser ici un résonateur actif (à oscillateur intégré donc).

IC2 se charge de fournir une tension d'alimentation stabilisée au reste du circuit. La tension appli-

quée à l'entrée du régulateur de tension doit être de quelque 8 V au minimum.

Le choix des composants utilisés n'est pas critique. N'importe quel afficheur à cathode commune convient. Pour IC1 on peut utiliser un 7400 standard ou de type LS (il est même possible de faire appel à la version 7401 à collecteur ouvert). Il ne faudra cependant pas faire appel, dans ce montage, à des types HC ou HCT plus modernes qui ne sont pas capables de fournir un courant de sortie suffisamment élevé.

Les seuils de commutation du testeur se situent à 1 et 3 V environ.

Bien que ces valeurs ne correspondent pas tout à fait aux normes, le circuit fonctionne très bien dans la pratique. Une légère augmentation de la valeur de la résistance R4 permet même de définir un seuil de commutation supérieur à 3 V.

L'impédance d'entrée du circuit est de 5 k Ω . Le testeur n'exerce donc pas d'influence sur l'appareil sur lequel sont faits les tests.

La consommation, qui dépend surtout des caractéristiques de l'afficheur utilisé, se situe aux environs de 60 mA.

I.M. Nagarajan

Ce temporisateur longues durées au cœur duquel règne un XR2240, circuit intégré d'Exar, pourra rendre d'éminents services comme temporisateur d'exposition dans un laboratoire de développement photographique ou d'insolation de platines. On pourra également s'en servir comme automate d'extinction pour téléviseur ou chaîne audio, de surveillant de

temps de recharge et des centaines d'autres applications potentielles auxquelles seule votre imagination peut donner le jour.

La programmation de la durée à décompter fait appel à une paire de commutateurs BCD (roues codeuses) grâce auxquelles il est possible de définir des durées allant de 15 mn à 24,75 h, par pas

de un 1/4 h. La définition de la durée de période se fait par l'intermédiaire des composants R1, C5 et C6. La durée de période répond à la formule suivante :

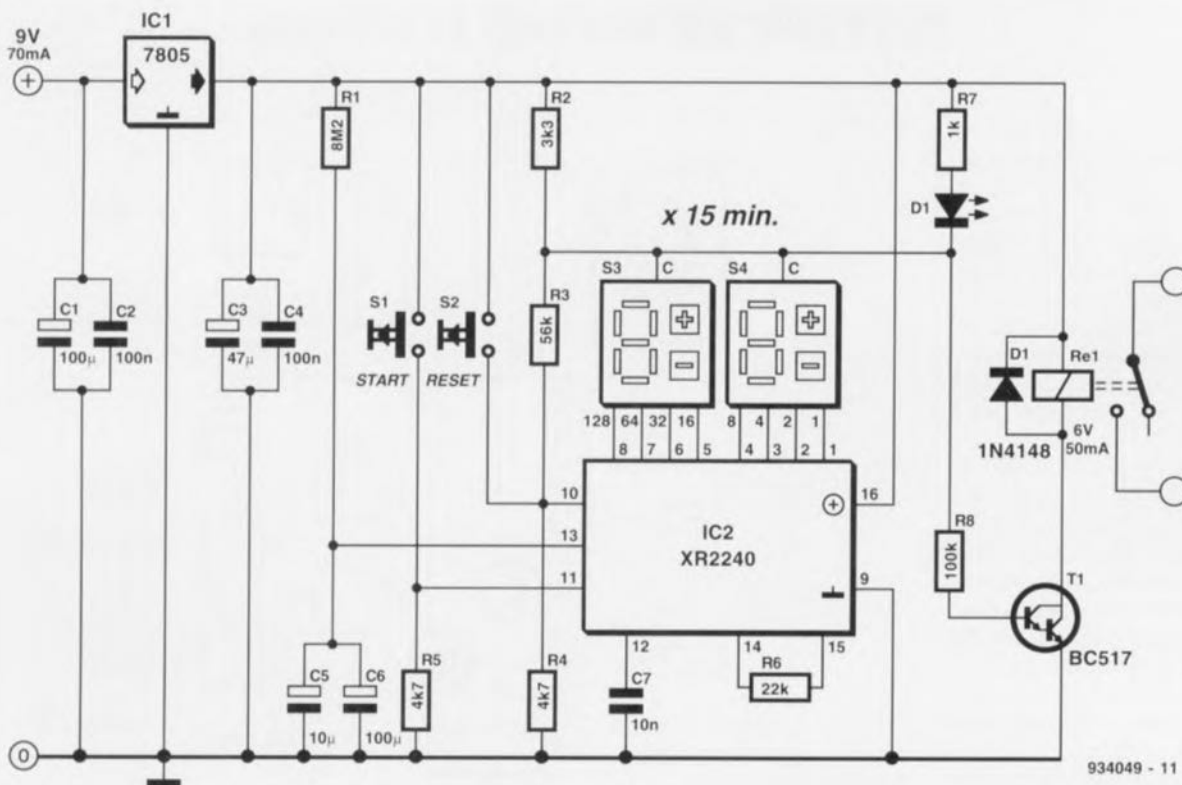
$$T = R1 \cdot (C5 + C6).$$

Ceci explique qu'avec les valeurs adoptées dans le schéma nous ayons une durée de base de :

$$T = 8M\Omega \cdot 110 \mu F \\ = 902 \text{ s} = 15 \text{ mn } 2 \text{ s},$$

valeur que nous avons arrondie à 15 mn. Les commutateurs BCD permettent de choisir une temporisation pouvant aller jusqu'à 255 durées de période.

Supposons que nous voulions une temporisation de 10 h 30 mn, soit 10,5 h. Il nous faudra donc choisir



934049 - 11

mettre les commutateurs BCD en position :

$$10,5 \times 4 = 42.$$

La commande des fonctions de temporisation se fait par l'intermédiaire d'une bascule bistable interne et des touches S1 (START) et S2 (RESET). Si l'on veut avoir

une durée de base parfaitement définie il est impératif de mesurer précisément la valeur des condensateurs C5 et C6. La LED s'illumine lorsque le temporisateur est actif. À l'intérieur de cet intervalle de temporisation la tension au point nodal de la diode D1 et des résistances R2, R3 et R8 est telle-

ment faible que T1 ne peut devenir conducteur. Une fois la durée choisie écoulée, la broche 10 de IC2 passe au niveau haut, de sorte que l'on trouve au point nodal le potentiel de la tension d'alimentation.

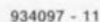
La LED D1 s'éteint, T1 devient passant entraînant l'activation du relais.

L'électronique du temporisateur reçoit d'un régulateur intégré, IC1, sa tension d'alimentation, tension filtrée et lissée par les condensateurs C1 à C4 de manière à éviter des déclenchements intempestifs du temporisateur.

G. Geißler

54

On n'aura illumination de l'une des LED indiquant la direction du vent qu'après que l'un des contacts-



5 V. La consommation de courant ne dépasse pas 10 mA, vu que le type de LED utilisé ici est une LED à faible consommation de courant de chez Siemens.

SERRURE CODÉE 55

À REMISE À ZÉRO AUTOMATIQUE

Le montage de cette serrure codée comporte un petit clavier à 10 touches permettant d'entrer un code à 4 chiffres. L'entrée du code correct peut servir à l'excitation d'une serrure électromagnétique produisant l'ouverture d'une porte. Après une courte temporisation le circuit se remet automatiquement à zéro.

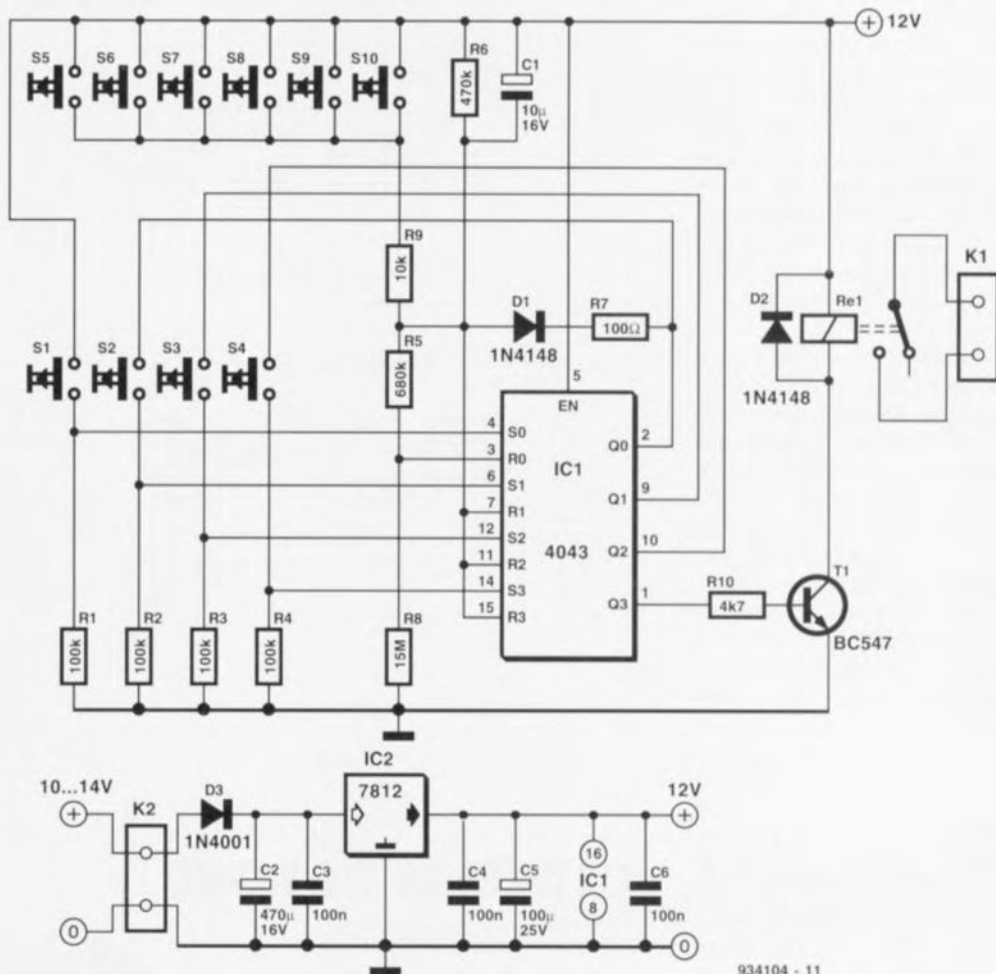
Nous utilisons, pour la réalisation de ce montage fort pratique, un clavier dont toutes les connexions de touches sont disponibles (et accessibles). Il ne s'agit donc pas d'un clavier à matrice de touches ! Les touches S1 à S4 du schéma sont celles servant à constituer le code requis. Les autres touches sont identifiées par les numéros S5 à S10.

Chacune des touches de code est reliée à l'entrée de l'une des bascules bistables à positionnement/remise à zéro intégrées dans IC1. Les différentes interconnexions sont établies de façon à ce qu'une action sur la touche S1 produise l'application d'un niveau haut (« 1 » logique) à l'entrée de positionnement (broche 4) de la première bascule. La sortie Q correspondante (broche 2) présente de ce fait elle aussi un niveau haut. Ce n'est que dans ces conditions qu'une action sur la touche S2 se traduit par un niveau haut sur la sortie Q (broche 9) de la seconde bascule. Il va sans dire que ce processus se répète pour les touches S3 et S4.

Ceci signifie que l'on n'aura de niveau haut sur la sortie Q (broche 1) de la dernière bascule bistable, qu'après l'activation, dans le bon ordre, des touches S1 à S4. Si l'on appuie, lors de l'entrée du code, sur l'une des autres touches, les bascules reliées aux touches S2 à S4 sont immédiatement remises à zéro.

Cette condition rend donc extrêmement difficile – pour, par exemple, un malfaiteur ou tout autre gentleman-cambrioleur – de déterminer, expérimentalement, le code correct.

L'entrée du code correct entraîne le passage à l'état conducteur du transistor T1 qui, à son tour, excite le relais de commande de la serrure électromagnétique.



934104 - 11

Le circuit comporte de plus une limitation de durée. Dans la situation de départ, au repos donc, la sortie Q de la première bascule bistable est au niveau bas. Via les résistances R1 et R5 et la diode D1, l'entrée de remise à zéro de cette bascule est donc forcée à zéro. Les bornes du condensateur C1 se trouvent de ce fait quasiment au niveau de la tension d'alimentation. Après une action sur S1, la broche 2 passe au niveau haut.

De par la présence de la diode D1, le condensateur électrolytique peut se décharger lentement via les résistances R5 et R8. Au bout de 7 secondes environ la tension aux entrées de remise à zéro des 4 bascules bistables est devenue si élevée que ces bascules la considèrent comme un « 1 » logique. Si, à ce moment, le relais est excité, il est relâché aussitôt. Si par contre on n'avait pas encore terminé l'entrée du code, il faudra recommencer à nouveau !

Il est possible d'utiliser un clavier comportant un nombre plus ou moins grand de touches. Il est recommandé cependant – pour éviter que les choses ne deviennent trop simples pour un éventuel malfaiteur – de faire appel à un minimum de 6 touches. Si l'on envisage de construire un clavier avec plus de 10 touches il faudra connecter les touches excédentaires en parallèle sur les touches S5 à S10.

On peut augmenter la durée disponible avant entrée en fonction de la limitation chronologique en augmentant tout simplement la capacité du condensateur C1. Il est également possible de faire appel à un code à 8 chiffres. Pour ce faire il faudra prendre en série sur IC1 un second circuit intégré du type 4043.

Dans ces conditions on relie la sortie Q3 (broche 1) du premier 4043 à la 5^e touche de code. La

connexion des touches de code S6 à S8 se fait alors à l'exemple des touches S1 à S4 de IC1. Le circuit se caractérise par un seul petit inconvénient. Une action **simultanée** des touches S1 à S4 a elle aussi pour résultat l'activation de la serrure électromagnétique.

Cette « option » pourrait inciter un malfaiteur à appuyer simultanément sur un certain nombre de touches. Dès l'instant où l'une de ces touches est une touche de remise à zéro, cette technique de « sioux futé » frappera à côté de la plaque. Heureusement d'ailleurs. Il vous faudra donc faire en sorte de choisir une disposition des touches de code évitant, sur le clavier, leur juxtaposition.

La consommation du circuit est, au repos, de 10 mA. Il faudra utiliser un relais du type 12 V ayant un courant d'excitation inférieur à 100 mA.

E. Bosman

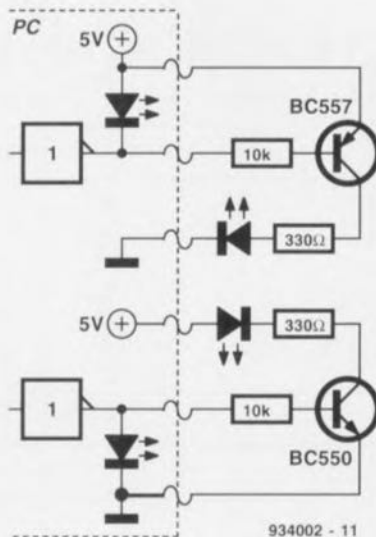
56

RALLONGE POUR LED DE LECTEUR DE DISQUES

Les PC dont l'électronique et les lecteurs de disquettes et autres disques durs se trouvent dans un joli coffret du type « tour » (tower) sont souvent disposés sous le bureau, derrière ou à côté de ce dernier. Il est souvent difficile, de par cette disposition, de voir les LED des lecteurs de disquettes et des disques durs. Tant que tout fonctionne bien on ne s'intéresse jamais à ces LED d'indication.

Si au contraire on se trouve confronté à des problèmes il est nécessaire de pouvoir « lire » ces LED de visualisation. Nous vous proposons donc un circuit d'extension de dimensions extrêmement compactes permettant de connecter une, voire plusieurs, LED additionnelles que l'on pourrait implanter dans un joli boîtier placé, par exemple, à côté du moniteur. Il suffit en fait de très peu d'électronique pour relayer l'information

fournie par une LED et pour la visualiser ailleurs.



Le circuit total nécessaire ne comporte rien de plus qu'un unique transistor, 2 résistances et, bien évidemment, une LED. Le transistor et les résistances peuvent être mis dans le coffret du PC.

Le schéma illustrant cet article montre 2 variantes du circuit : l'une basée sur un transistor PNP, l'autre sur un exemplaire NPN. La variante à utiliser dépend des caractéristiques de votre lecteur de disquettes ou de celles de vos disques durs. Il est archisimple de monter l'électronique sur un petit morceau de platine d'expérimentation doté d'un connecteur sub-D que l'on installe dans face arrière du PC. Un morceau de câble suffit ensuite pour connecter l'électronique aux LED supplémentaires à placer à un endroit en permettant une lecture facile et confortable.

57

VOLTMÈTRE DE BORD

Ce montage qui ne manquera pas d'intéresser de nombreux possesseurs d'automobiles utilise 2 afficheurs à 7 segments à LED pour visualiser la tension de la batterie de bord du véhicule. Outre cette simple fonction d'affichage, le circuit en remplit aussi une autre, comportant des indicateurs signalant une tension trop faible ou trop élevée. La plage d'affichage du circuit s'étend de 9 à 18 V.

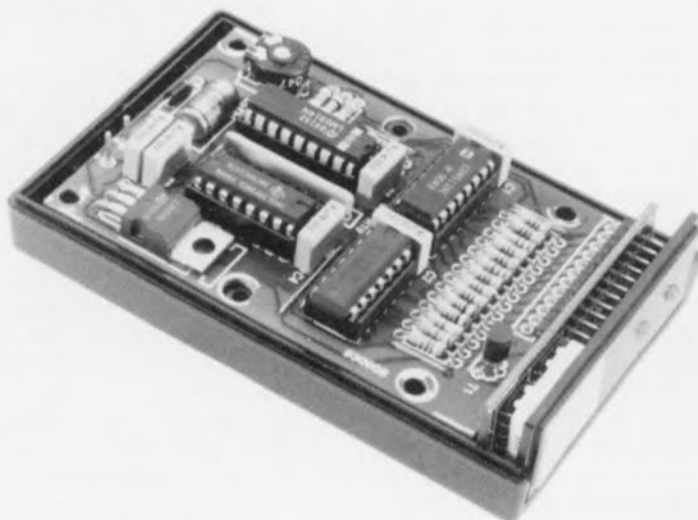
La tension de bord commence par subir une atténuation d'un facteur 7,83, introduite par les résistances R17 et R20. Ceci signifie, qu'en règle générale, la tension appliquée à l'entrée SIG de IC3 est comprise entre 1,14 et 2,29 V (pour des tensions de batterie allant de 9 à 18 V).

Le LM3914 (IC3) possède une tension de référence interne qui maintient, entre ses broches 7 et 8, une différence de tension de 1,25 V. Chacune des résistances du réseau en échelle R19 voit donc à ses broches une tension de 0,125 V. La différence de tension pour chaque pas entre 9 V et

18 V est de $(2,29 - 1,14) / 9$, soit 0,1278 V. Cette valeur est assez proche de la tension de référence de 0,125 V pour obtenir la résolution requise dans cette application. Dans ce montage, le LM3914 est utilisé en mode « point ».

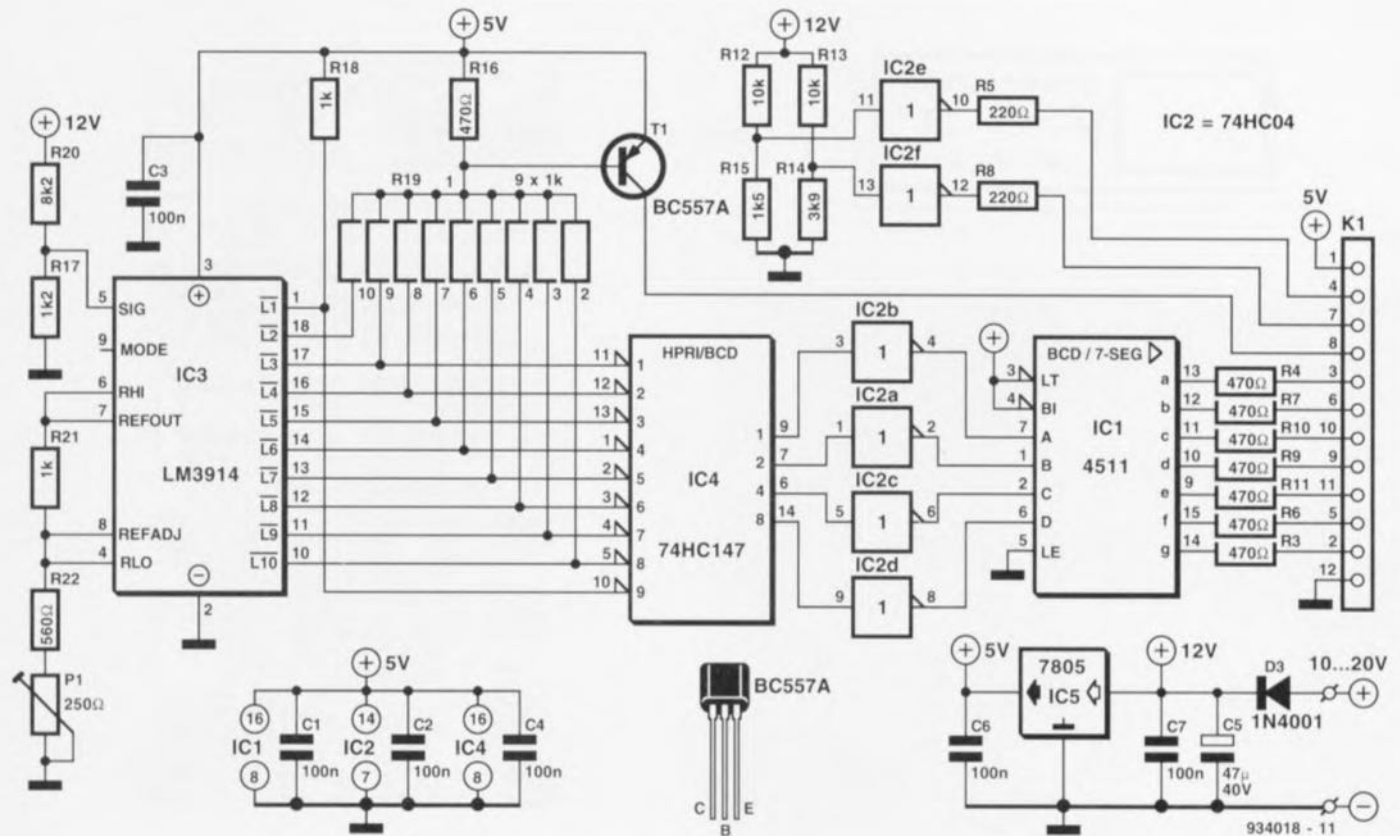
Les sorties à collecteur ouvert du LM3914, L1 à L10, sont connectées chacune à une résistance de forçage de 1 kΩ, 9 d'entre elles étant intégrées dans le réseau résistif R19. La présence de ces résistances se traduit également par l'apparition d'un « 1 » sur l'afficheur de poids fort (LD1) pour toute tension d'entrée supérieure à 9 V. La base du transistor T1 ne restera au niveau haut – empêchant tout affichage sur LD1 – que si la tension d'entrée est de 9 V.

Une tension d'entrée supérieure à 9 V se traduit par la présence d'un niveau bas sur la base de T1 et, par conséquent, l'illumination des segments b et c de LD1, qui représentent ainsi un « 1 ». Comme l'encodeur de priorité IC4



transmet systématiquement un « 0 » tant qu'aucune de ses entrées ne se trouve au niveau bas, la sortie L2 du LM3914 n'est pas connectée. Associé à l'affichage du « 1 » sur l'afficheur de poids fort LD1, ceci se traduit par la visualisation du chiffre « 10 ». Les inverseurs IC2a à IC2d garantissent l'application des niveaux d'entrée corrects aux entrées de IC1, un circuit de commande d'afficheur du type 4511.

Les inverseurs IC2e et IC2f font office, d'une part de circuits de contrôle de tension trop faible (< 8,7 V) et trop élevée (> 18,7 V), et de circuits de commande pour les LED D1 et D2, chargées de visualiser la situation d'erreur de l'autre. Les seuils de commutation réels dépendent du circuit intégré utilisé. Il peut être nécessaire d'expérimenter quelque peu avec les valeurs des résistances R15 (tension trop élevée) et R14 (ten-



sion trop faible). La LED indiquant une tension trop faible doit s'allumer en présence d'une tension d'entrée comprise entre 5 V et 8,5 V. Il n'est pas possible de visualiser la présence d'une tension inférieure à 5 V pour la simple et bonne raison qu'avec une tension inférieure à 5 V on ne verra plus l'illumination de la LED. La LED indiquant une tension trop élevée doit s'allumer à une tension supérieure à 19 V.

Si tant est que l'on dispose d'un voltmètre numérique précis et d'une alimentation réglable, l'étalonnage du circuit ne posera pas de problème. Si l'on ne dispose pas de ces appareils il faudra se contenter de mettre l'ajustable P1 en position médiane, réglage qui s'avérera, en règle générale, suffisamment précis.

Les perfectionnistes entre nos lecteurs peuvent connecter au circuit une alimentation, réglée de façon à fournir une tension de sortie de 12 V. Il faudra jouer ensuite sur l'ajustable P1 jusqu'à ce que notre voltmètre de bord affiche le chiffre « 12 ». Ce chiffre ne devrait pas changer pour des tensions d'entrée comprises entre 11,5 et 12,5 V.

Si cela n'est pas le cas il faudra, à nouveau, ajuster la position du cur-

seur de P1. On continue par un abaissement à 8 V de la tension d'entrée. La LED D1 (« <9V ») devrait, maintenant, s'allumer et l'on devrait voir apparaître le chiffre « 0 » à l'affichage.

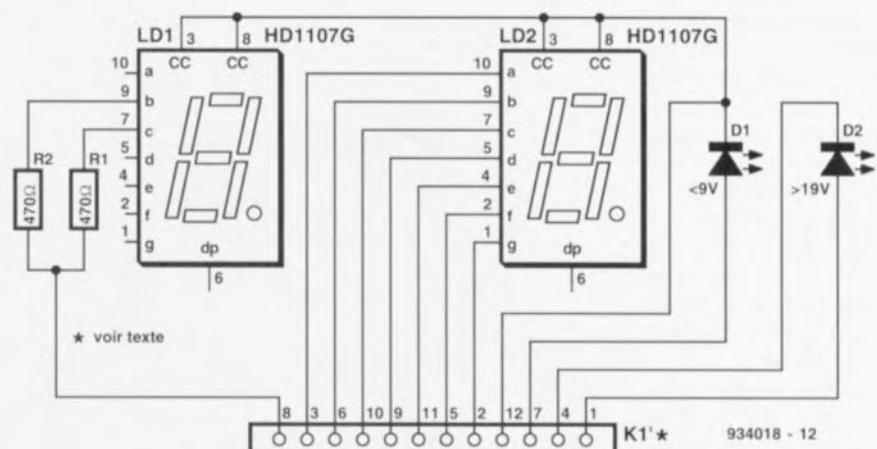
En augmentant progressivement le niveau de la tension d'entrée il faudra avoir, à 8,5 V environ, affichage du chiffre « 9 ». Le niveau exact de la tension entraînant ce changement n'est pas très important. On continue le processus d'étalonnage par l'application d'une tension de 17 V au circuit, qui, bien entendu, doit afficher le chiffre

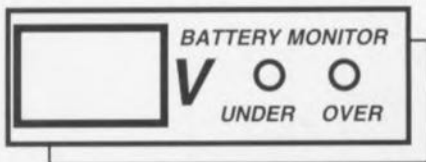
« 17 ». Une augmentation progressive de cette tension jusqu'à une valeur de 18 V devrait se traduire par l'affichage du chiffre « 18 » à un point donné situé entre 17,2 V et 17,8 V. Si cela n'est pas le cas, c'est que la valeur de la résistance R21 présente une tolérance trop importante, entraînant une valeur de pas incorrecte pour le réseau à échelle.

Le remède est très simple : il faudra remplacer la résistance R21 (ainsi que R17 et R20 si nécessaire) par des exemplaires ayant une tolérance de 1%.

La consommation du circuit est relativement importante ce qui se traduit par un échauffement non négligeable du régulateur de tension IC5. Il est donc requis de monter ce composant sur un petit radiateur.

Le circuit imprimé pour ce montage comporte 2 sections distinctes – celle de l'affichage et celle de l'électronique de surveillance – qu'il faudra séparer l'une de l'autre avant de commencer la mise en place des composants. La connexion entre ces 2 parties est assurée par un connecteur SIL à 12 contacts mâles, K1, sur le cir-





934018 - F

Liste des composants

Résistances :

R1 à R4, R6, R7, R9 à R11, R16 = 470 Ω R5, R8 = 220 Ω R12, R13 = 10 k Ω R14 = 3 k Ω 9R15 = 1 k Ω 5R17 = 1 k Ω 2R18, R21 = 1 k Ω R19 = réseau résistif 9 x 10 k Ω R20 = 8 k Ω 2R22 = 560 Ω P1 = ajustable 250 Ω

Semi-conducteurs :

D1 = LED jaune 3 mm

D2 = LED rouge 3 mm

D3 = 1N4001

T1 = BC557A

IC1 = 4511

IC2 = 74HC04

IC3 = LM3914

IC4 = 74HC147

IC5 = 7805

LD1, LD2 = HD1107G, afficheur
7 segments à LED (Siemens)

Condensateurs :

C1 à C4, C6, C7 = 100 nF

C5 = 47 μ F/40 V

Divers :

K1 = connecteur SIL à 12 contacts
mâles soudésK1' = connecteur SIL à 12 contacts
femelleséventuellement boîtier 61 x 97 x 23 mm
(tel que, par exemple, le HM-Kit-
6600-902 de Pactec)

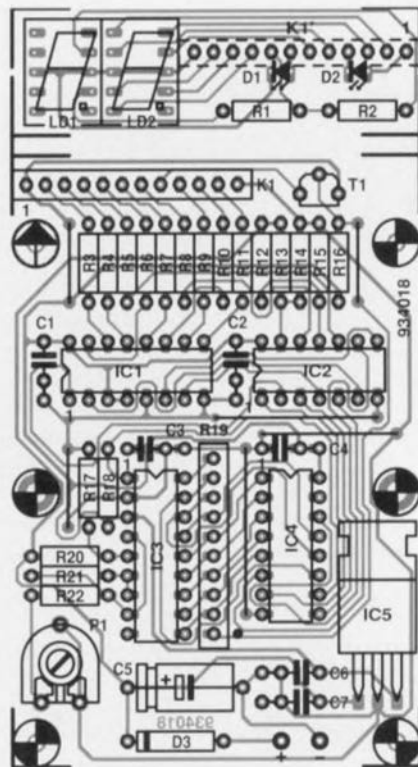
cuit principal et un connecteur SIL à 12 contacts femelles, K1', sur la platine des afficheurs. L'unité d'affichage peut être montée, après avoir surmonté les afficheurs

d'une plaquette de plastique transparent, à un endroit convenable dans le tableau de bord. Il est également possible (et plus facile peut-être) de monter l'ensemble

dans un petit boîtier, doté d'une face avant comme l'illustre la photo illustrant cet article. Le montage de cet instrument de contrôle sur ou sous le tableau de bord est ensuite

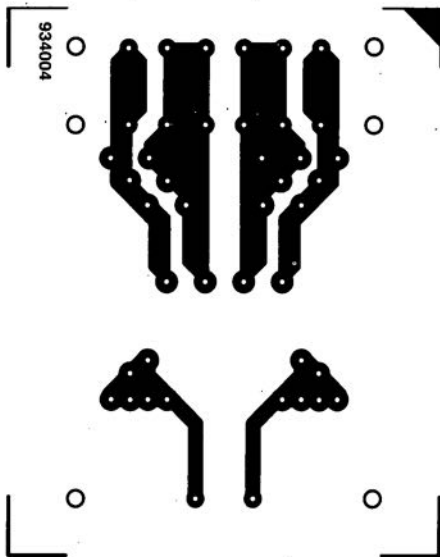
une affaire de 3 minutes pour les mécaniciens auto émérites que sont nombre de lecteurs de ce magazine.

K.M. Reddy

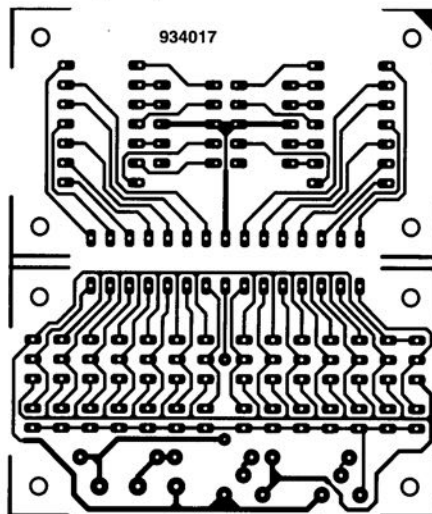


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

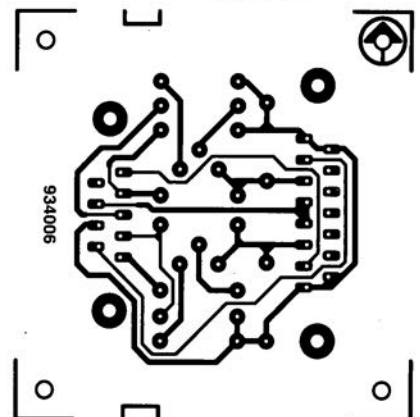
1 circuit imprimé universel pour transformateur



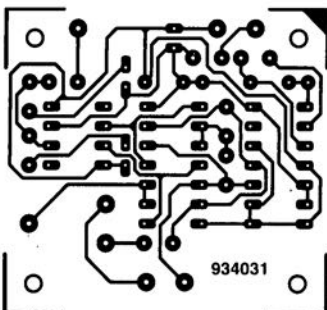
2 tachymètre pour PC



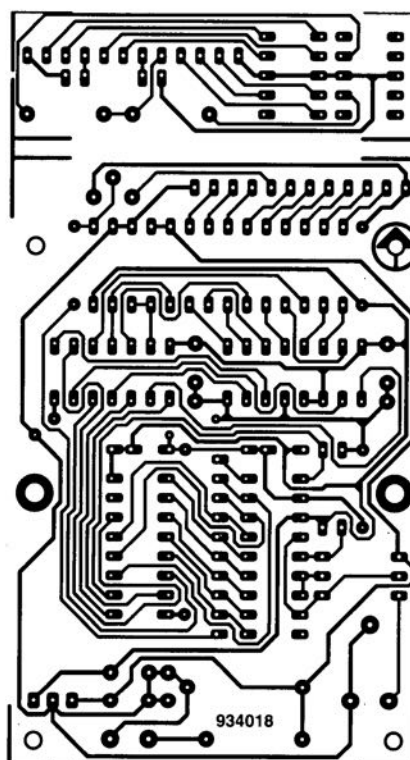
3 convertisseur de manche pour PC



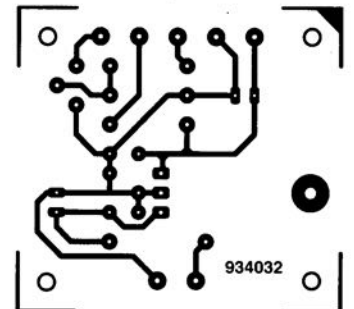
4 humidimètre pour plantes : le capteur



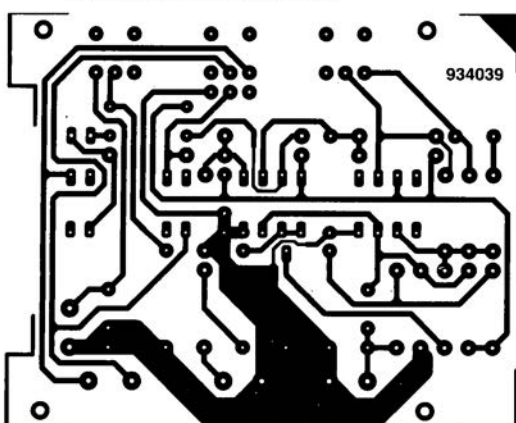
5 voltmètre de bord



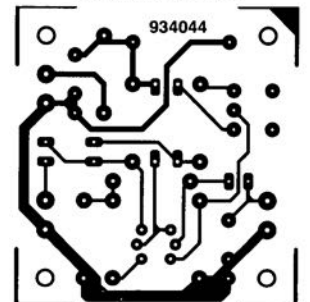
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



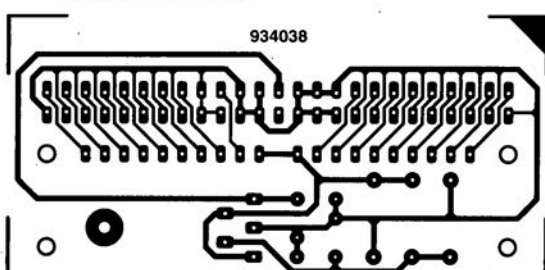
7 enregistrement à commande vocale



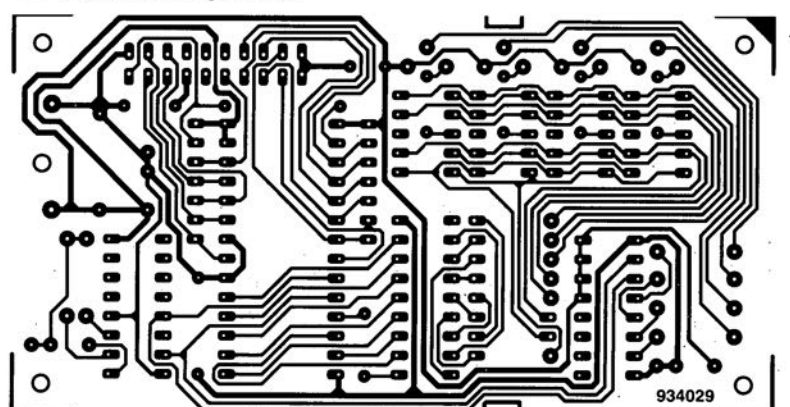
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

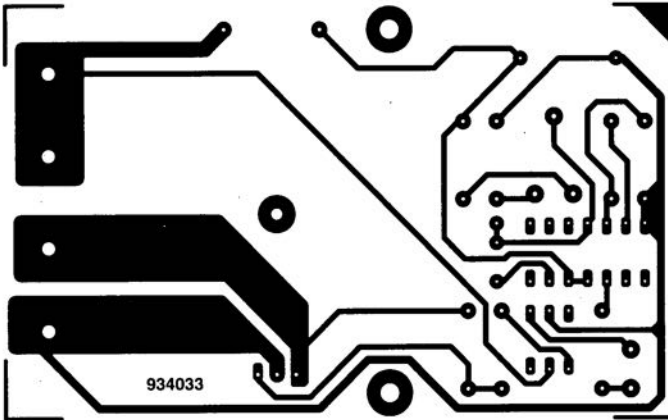


10 décodeur d'affichage universel

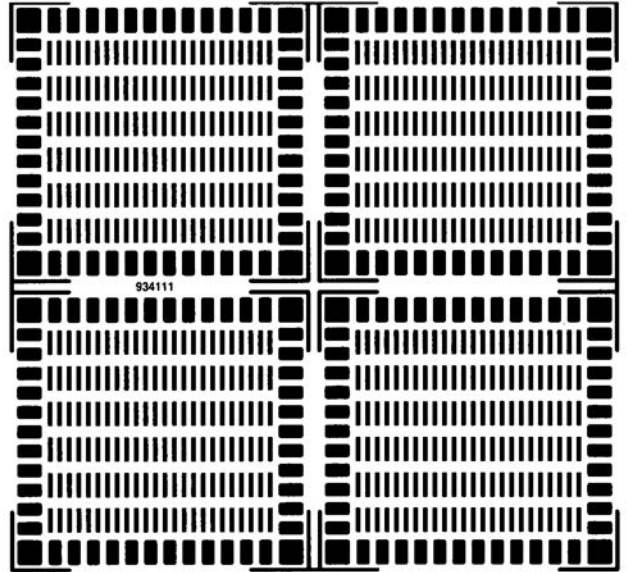


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

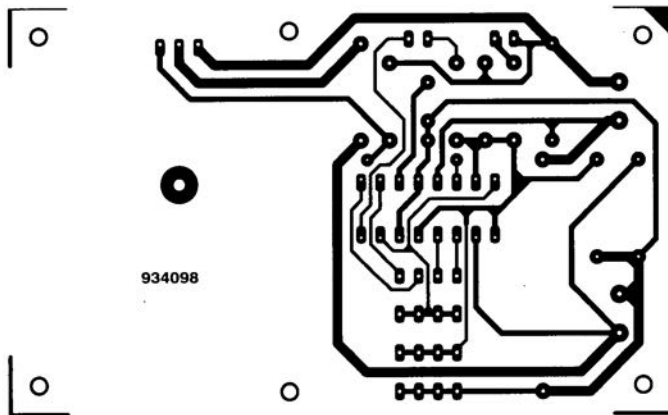
11 « conditionneur » pour accu au plomb



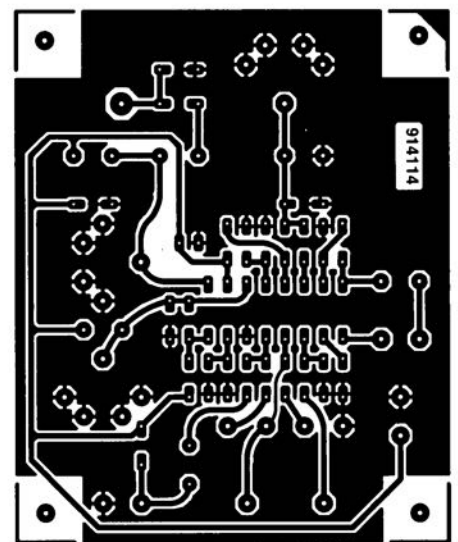
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



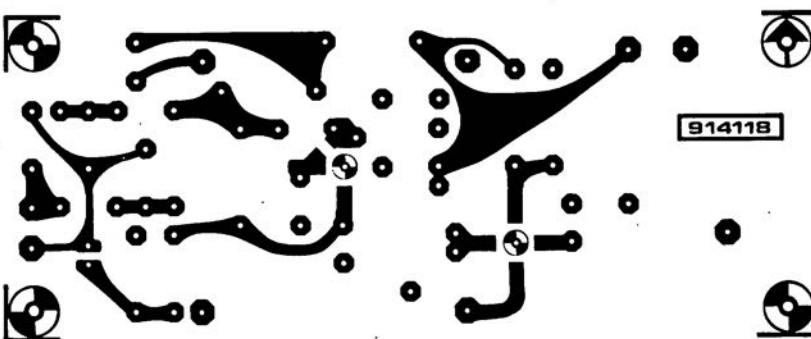
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



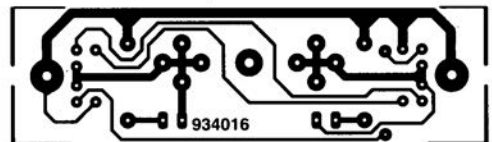
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



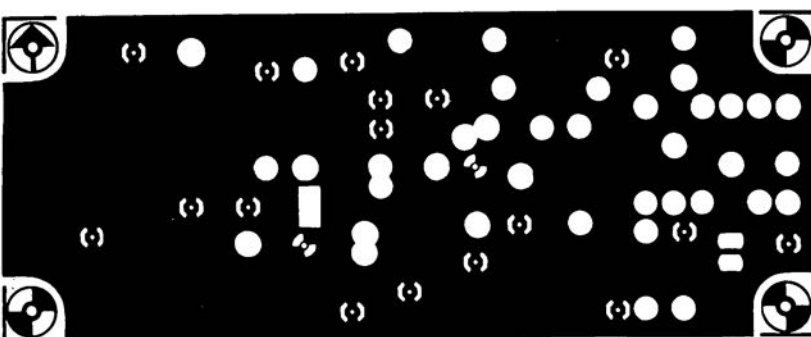
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



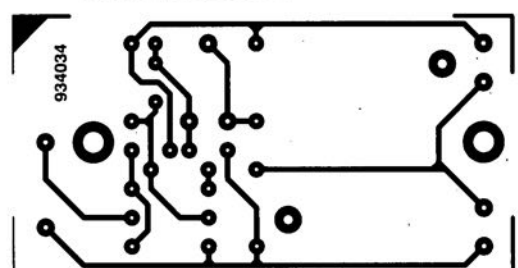
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

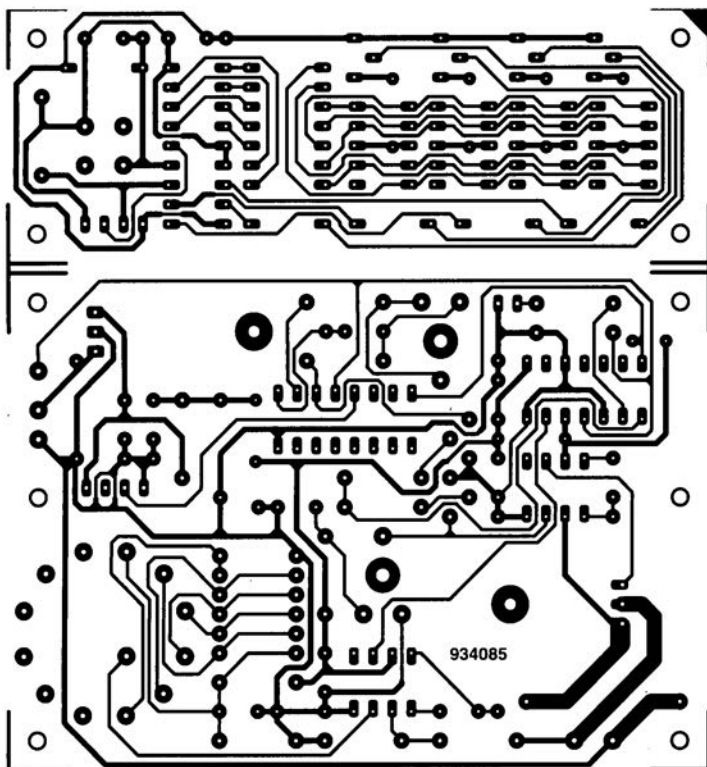


18 testeur de continuité sonore

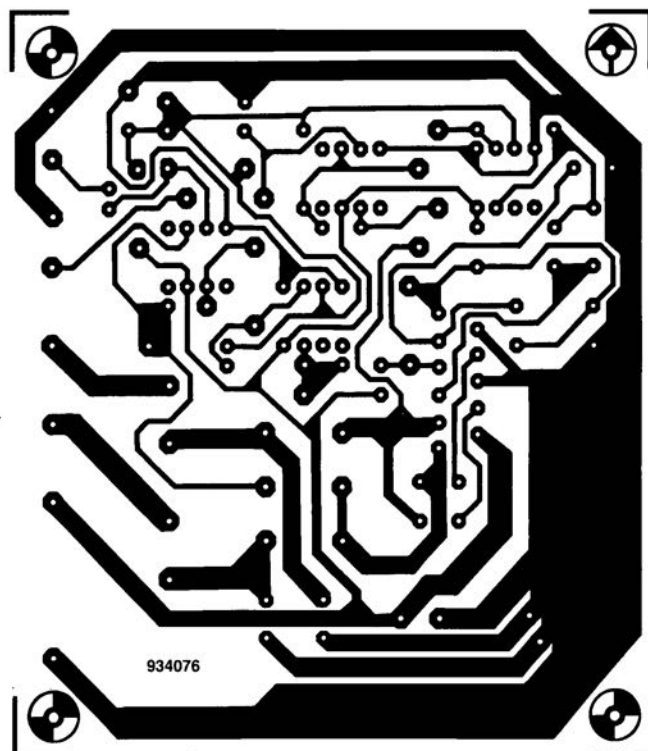


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

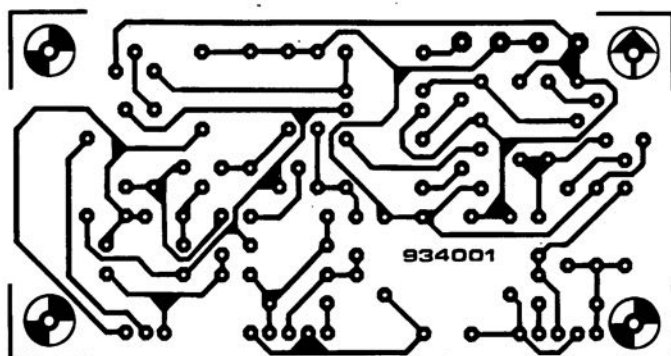
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



voltmètre de bord

Elektor Hors-Gabarit '93, n°181/182, page 72 et suivantes...

La liste des composants comporte une petite erreur. Comme le dit le schéma, le réseau de résistances SIL R19 est bien à base de résistances de **1k Ω** et non pas comme le dit à tort la liste des composants, de 10 k Ω .

fréquencemètre 1,2 GHz & générateur de signaux carrés

Elektor n°171, septembre 1992, page 32 et suivantes...

Il semblerait que Philips ne fabrique plus le module d'affichage LCD du type LTN211F10 utilisé dans ce montage. Il existe plusieurs modules LCD pouvant le remplacer sans problème, le **LM016L** de Hitachi en particulier.

émetteur FM de mesure stéréo

Elektor n°183, septembre 1993, page 30 et suivantes...

La sérigraphie de l'implantation des composants donnée en figure 6 page

35 comporte une erreur en ce qui concerne les transistors FET T1 et T2. Les sigles identifiant les différentes broches sont elles correctes, l'erreur se situant au niveau de leur longueur; comme l'indique le brochage représenté en figure 4, la broche la plus longue est bien celle du drain. Les dénominations restent donc elles correctes.

suivi de température avec alarme

Elektor Hors-Gabarit '93, n°181/182, page 50 et suivante...

Le schéma comporte une petite erreur de valeur. La résistance R1 doit être de **10k Ω** et non pas de 100 k Ω .

interface I²C encartable pour PC

Elektor n°163, janvier 1992, page 23 et suivantes...

Il semblerait que Philips ne fabrique plus le PCD8584 utilisé dans ce montage. Il n'y a pas raison de panique vu que le type appelé à le remplacer, le **PCF8584** est compatible broche à broche avec le

précédent; il présente en outre un mode 4 fils « grandes distances » sensiblement amélioré.

digitaliseur vidéo 24 bits

Elektor n°179, mai 1993, page 53 et suivantes...

La liste des composants indique un type de relais encartable erroné: il faut lire **V23100-V4005-A101** et non pas **V23100-A4005-A101**.

DiAV, Digital Audio Visual

Elektor n°171, septembre 1992, page 60 et suivantes...

Une précision concernant le dessin de la figure 12. La fiche DIN6/240 que comporte ce schéma de câblage est vu **de devant**, et non pas comme on pourrait le penser si l'on se réfère à la figure 11, du côté des soudures. Attention donc lors du câblage, car si l'on se trompe à ce niveau on applique le 24 V = en provenance du projecteur au fondu-enchaîné DiAV avec les conséquences désastreuses que l'on peut imaginer pour celui-ci.

La gradation de l'ampoule halogène d'un projecteur de diapositives, utilisée dans la quasi-totalité des circuits de fondu-enchaîné, fait appel, en règle générale, à un triac, pris en série avec l'ampoule. Comme il se produit, aux bornes du triac, une chute de tension de 1,5 V environ, l'intensité maximale que peut fournir l'ampoule est donc quelque peu limitée. Si on la compare à la valeur de la tension nominale de l'ampoule, à savoir 24 V, une chute de tension de 1,5 V représente une grandeur que l'on ne peut pas négliger. Il faudra donc, pour compenser cette perte de luminosité, alimenter le projecteur avec une tension (secteur) rehaussée de 6% environ.

Attention : vu que la tension secteur actuelle est proche de 230 V, ceci ne s'applique pas aux projecteurs un peu plus « anciens », dimensionnés eux à l'origine pour

une tension secteur de 220 V (on a dans ce cas-là une augmentation de fait de 4,5% déjà).

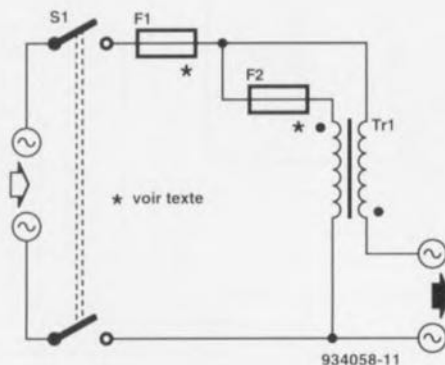
Le projecteur n'aura pas le moindre problème pour « digérer » cette tension surélevée. N'importe quel appareil électrique doit être

conçu avec une certaine marge lui permettant de supporter des variations de la tension du secteur. Pour le transformateur et le ventilateur cette tension plus élevée ne constitue jamais de problème sérieux. Si le projecteur comporte de l'électronique, il est fort pro-

bable qu'elle soit dotée de 1, voire plusieurs, régulateurs de tension.

Mais comment faire pour obtenir une tension secteur rehaussée ? La solution la plus simple est en fait de prendre, dans l'une des lignes véhiculant la tension du secteur vers l'électronique du projecteur, en série dans la dite ligne l'enroulement secondaire d'un transformateur secteur classique. Si tant est que l'on ait connecté correctement (en ce qui concerne la « phase ») les enroulements primaire et secondaire de ce transformateur additionnel, la tension fournie par son enroulement secondaire s'additionne à la tension du secteur !

Intéressons-nous maintenant au dimensionnement du transformateur à utiliser. Le courant que doit fournir le transformateur dépend



en fait du nombre de projecteurs utilisés et de la puissance qu'ils dissipent. Prenons donc, à titre d'exemple, une installation de fondu-enchaîné comportant 4 projecteurs de 250 W (avec une puissance dissipée totale de l'ordre de 300 W par projecteur). La totalité de la puissance dissipée (dans le cas d'un fonctionnement « normal ») est donc de 1 200 W. Avec la tension secteur standard on a donc un courant légèrement supérieur à 5 A. Sachant que dans un système de fondu-enchaîné il est très rare que tous les projecteurs soient illuminés simultanément à 100% de leur luminosité, un transformateur capable de fournir au secondaire un courant de 6 A devrait être suffisant.

Il ne nous reste donc qu'à calculer le niveau de la tension « supplémentaire » que doit fournir le transformateur. Cette tension est en fait le résultat du rapport entre la tension d'ampoule nominale (24 V) et la chute de tension aux bornes du triac (1,5 V) :

$$U_{\text{extra}} = 1,5 / 24 \times 230 = 14,3 \text{ V.}$$

Une tension de 14 V aux bornes de l'enroulement secondaire du transformateur fournit donc une compensation suffisante pour la perte causée par le triac.

Il faudra utiliser pour le fusible F1 un exemplaire à action temporisée dont la valeur est égale à 1,25 fois le courant total dissipé par tous les projecteurs connectés (dans le

cas de notre exemple : $1,25 \times 1\,200 / 230 = 6,52 \text{ A}$, soit, arrondi, 6,3 A).

Pour calculer ensuite la valeur du fusible F2 on peut faire appel à la formule suivante :

$$I_{\text{fusible}} = 1,25 \times U_{\text{sec}} \times I_{\text{sec}} / 230.$$

Dans notre système à fondu-enchaîné on utilisera donc (après avoir arrondi à la valeur standard la plus proche) un fusible de 500 mA à action temporisée.

Pour éviter toute situation dangereuse, il est requis, lors de la mise en boîtier du « circuit », de réaliser un câblage très soigné. Il faudra utiliser de préférence des

embases secteur CEE. Si les projecteurs sont dotés de prises avec ligne de terre, il est impératif d'établir également la connexion de terre de toutes les embases secteur utilisées.

Après la réalisation du câblage on peut vérifier le bon fonctionnement de l'amplificateur de puissance en mesurant tout simplement la tension à sa sortie. Si cette tension est effectivement plus élevée que la tension secteur c'est que tout fonctionne correctement.

Dans le cas contraire (tension de sortie **inférieure** à la tension secteur) il suffit d'invertir les câbles de l'enroulement du primaire **ou** du secondaire.

ENREGISTREUR VOCAL À SEMI-CONDUCTEURS 59

ISD (*Information Storage Devices*), un fabricant de semi-conducteurs spéciaux, vient de lancer sur le marché une tripléte de circuits intégrés permettant l'enregistrement et la reproduction de sons en tous genres. Il s'agit des ISD1012, ISD1016 et ISD1020. Les 2 derniers chiffres de ces dénominations donnent tout simplement la durée d'enregistrement et partant de reproduction disponible, exprimée en secondes. La différence de durée vient de la fréquence d'échantillonnage qui atteint, pour la durée la plus courte, 10,6 kHz. Les circuits intégrés comportent une mémoire analogique non volatile capable de conserver intactes les données enregistrées pendant un minimum de 10 ans, même en l'absence de tension d'alimentation. La puce du circuit intégré comporte en outre un amplificateur pour micro et un amplificateur de sortie.

Le schéma illustre la technique de connexion la plus simple d'un circuit d'enregistrement vocal à semi-conducteurs (*solid-state*) : un microphone à électret, un haut-parleur miniature et 3 interrupteurs faisant office d'organes de commande.

Le premier, S1, sert à définir le mode de fonctionnement, enregistrement (S1 fermé) ou reproduction (S1 ouvert). L'instant de début d'opération est défini par la

fermeture de l'interrupteur S3. Lors d'une opération d'enregistrement S3 doit rester fermé. En pratique il s'avère que la solution la meilleure consiste à prendre, pour S3, un bouton-poussoir.

L'interrupteur S2 permet de faire passer le circuit en mode de faible consommation (*Power-down*). Si S2 est donc ouvert, une grande partie des sous-ensembles constituant IC1 est mise en veille, d'où une diminution sensible de la consommation de courant. Cette option sert également de dispositif

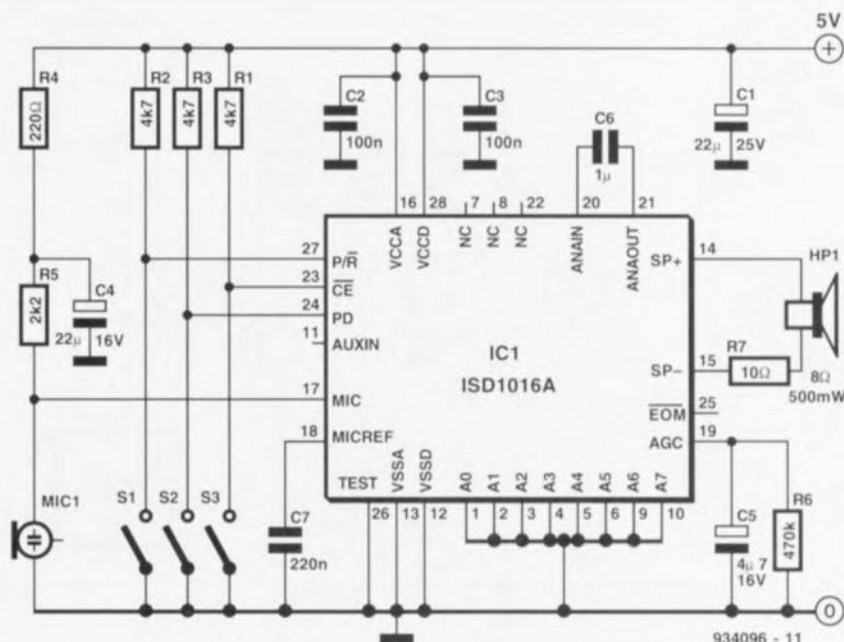
de remise à zéro dans le cas d'un dépassement de mémoire lors de l'enregistrement (durée trop longue). Le circuit intégré signale cette situation, lors de l'enregistrement, par la mise au niveau logique bas de la sortie EOM (*End Of Message*).

Dans cette version dépouillé du schéma de principe de ce circuit intégré nous ne mettons pas à profit les fonctions plus complexes qui demandent également un processus de commande plus exigeant. Il est possible, par

exemple, de prendre plusieurs de ces circuits en cascade pour le stockage et la reproduction de messages de durée supérieure à la durée nominale disponible par circuit. On peut ainsi mémoriser jusqu'à 160 messages différents.

La bande passante des 3 types de circuits est proche de celle du téléphone (ISD1012 : 4,5 kHz, ISD1016 : 3,4 kHz, ISD1020 : 2,7 kHz).

La consommation de courant est, en mode de reproduction, de l'ordre de 25 mA.



934096 - 11

60 CAPACIMÈTRE POUR ACCUS CdNi

L'instrument de test présenté ici donne à son utilisateur une indication fiable de la capacité d'un set d'accus au cadmium-nickel (CdNi) pouvant comporter de 1 à 6 accus montés en série (dès l'instant où il y en a plus de 2 bien entendu). Ce testeur convient tout particulièrement au suivi du processus de vieillissement d'accus CdNi et à l'identification d'accus défectueux, qui constituent toujours une source d'ennuis dans le cas d'appareils alimentés par accus.

Avant de pouvoir procéder à la mesure de la capacité d'un accus

CdNi il faudra commencer par effectuer une charge totale à l'aide de votre chargeur d'accus habituel. Ceci fait, on connecte l'accu au capacimètre décrit ici, appareil qui draine un courant de décharge constant. Une fois l'accu branché et le circuit remis à zéro, on a démarrage d'un compteur dont l'arrêt est provoqué par la détection, par le capacimètre, de l'atteinte par l'accu du niveau de décharge défini comme tel.

Le compteur compte au rythme d'une fréquence d'horloge fournie par l'oscillateur et le nombre de « tics » pris en compte correspond

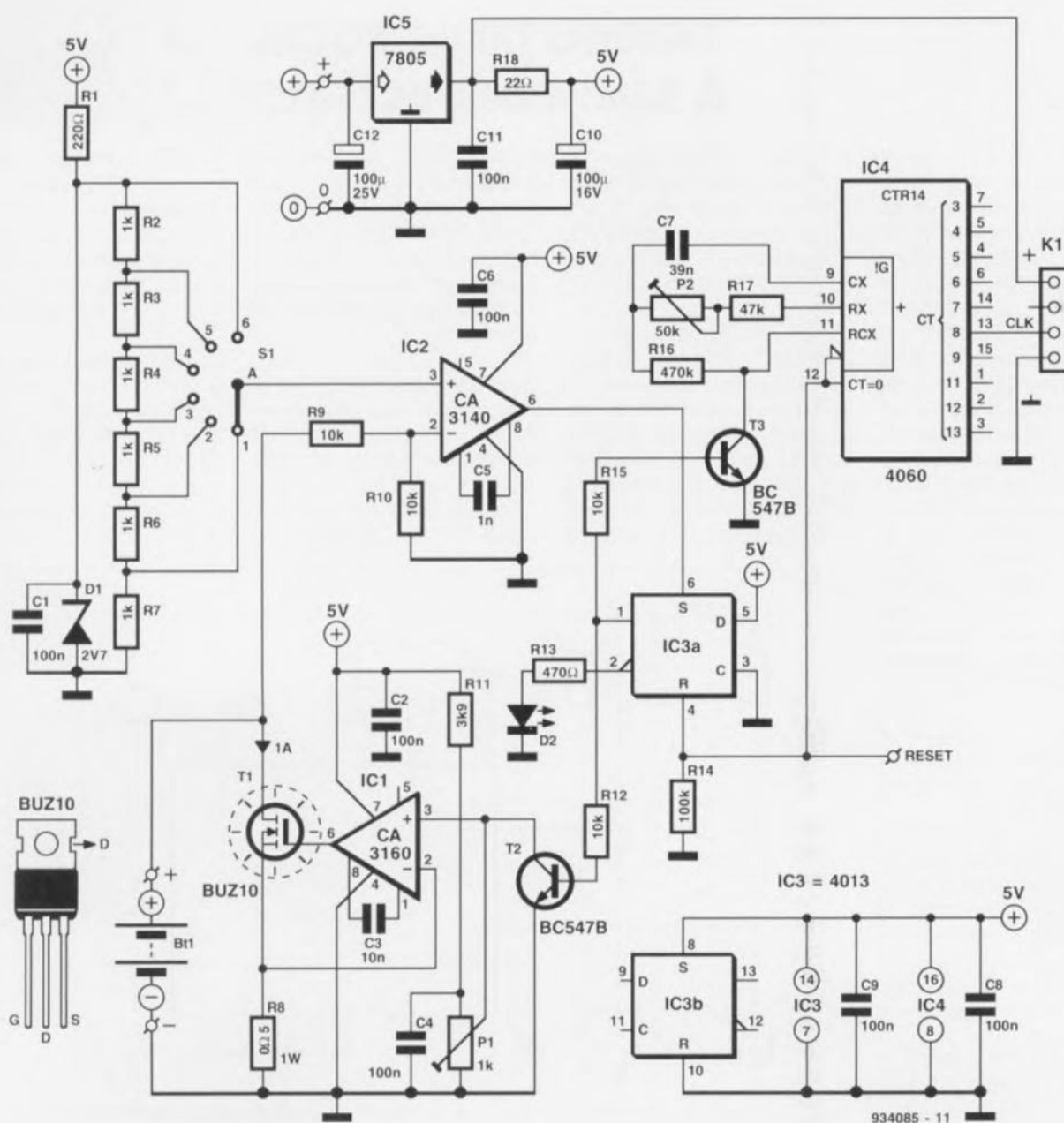
à la capacité de l'accu exprimée en mAh (milliampère/heure).

Cette méthode de décharge suppose que l'on connaisse le niveau de tension correspondant, pour chaque type d'accu concerné, à l'état « déchargé » et que le dit niveau serve de seuil de commutation pour le capacimètre.

La décharge de l'accu se fait par l'intermédiaire d'un circuit de drainage de courant constant prenant ici la forme du transistor T1 associé au circuit intégré IC1. Nous avons fait appel, pour cette fonction de régulateur de puissance, à un FET-

MOS (*Field Effect Transistor* = transistor à effet de champ de technologie MOS) du type BUZ10 en raison de sa très faible résistance drain-source ($R_{D-S(on)}$).

La mesure du courant de décharge se fait à l'aide de la résistance R8; ce courant est maintenu à une intensité de 1 A à l'aide du comparateur IC1. L'ajustage du courant de décharge se fait par l'intermédiaire de la résistance ajustable P1. Le transistor T2 permet la commande marche/arrêt, sous le contrôle de la bascule bistable IC3a, du drain de courant. Cette partie du circuit est



hors-fonction lorsque ce bistable est positionné (set).

Le lancement du cycle de décharge se fait par mise au niveau logique bas de l'entrée de remise à zéro (Reset) de IC3a. La commande de l'entrée de positionnement est l'affaire d'un comparateur IC2, qui compare la tension de l'accu à la tension présente sur le contact du commutateur rotatif S1. Ce rotacteur sert à la sélection du nombre d'accus connectés au système. Il est possible de connecter entre 1 et 6 accus au capacimètre. Le contact de S1 fournit une tension nominale de 0,5 V par accu.

La tension de l'accu subit une division par 2 introduite par le diviseur de tension R9-R10 avant d'être appliquée à l'entrée inverseuse (-) de IC2. Lorsque la tension d'accu chute en-dessous de 1 V (par accu bien sûr) la tension à l'entrée inverseuse de IC2 passe elle aussi en-dessous de la référence définie par S1, en conséquence de quoi le comparateur bascule. Sa sortie monte à +5 V, positionne le bistable et interrompt le drain de courant de l'accu. On a en outre, via le transistor T3, arrêt de l'oscillateur/compteur IC4, de sorte que les impulsions de comptage disparaissent du connecteur K1. Bien qu'à ce point du processus T1 soit bloqué, la décharge des accus se poursuit à un taux de quelque 50 mA. Ceci signifie qu'il faudra les déconnecter aussi rapidement que possible après le test. Les impulsions fournies par IC4 peuvent être appliquées à tout compteur capable de traiter un signal d'entrée numérique présentant une excursion de 5 V. Le prototype de notre capacimètre a été connecté au module de comptage à 4 chiffres décrit dans l'article cité en référence [1].

Outre les lignes d'alimentation et la ligne d'horloge on relie également directement la ligne de remise à zéro. Cela permet une remise à zéro de l'ensemble du circuit – c'est-à-dire du capacimètre et du dispositif d'affichage – par une simple action sur un unique bouton-poussoir.

On donne à l'ajustable P2 une position telle qu'un accu neuf produise l'affichage d'une valeur de capacité correspondant à la capacité nominale, exprimée en mA/h, de l'accu en question, soit par exemple « 1200 » pour un accu de 1,2 Ah.

Liste des composants du capacimètre

Résistances :

R1 = 220 Ω
R2 à R7 = 1 kΩ
R8 = 0,15/1 W
R9, R10, R12, R15 = 10 kΩ
R11 = 3 kΩ
R13 = 470 Ω
R14 = 100 kΩ
R16 = 470 kΩ
R17 = 47 kΩ
R18 = 22 Ω
P1 = 1 kΩ ajustable
P2 = 50 kΩ ajustable

Condensateurs :

C1, C2, C4, C6, C8, C9, C11 = 100 nF
C3 = 10 nF
C5 = 1 nF

C7 = 39 nF

C10 = 100 μF/16 V

C12 = 100 μF/25 V

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener 2V7/500 mW
D2 = LED 3 mm
T1 = BUZ10 + radiateur ICK35/SA
T2, T3 = BC547B
IC1 = CA3160
IC2 = CA3140
IC3 = 4013
IC4 = 4060
IC5 = 7805

Divers :

K1 = embase autosécable femelle à 4 contacts (SIL)
S1 = commutateur rotatif 1 circuit/12 positions

Liste des composants de l'affichage

Résistances :

R1 à R4, R12 = 1 kΩ
R5 à R11 = 56 Ω
R13 = 10 kΩ

Condensateurs :

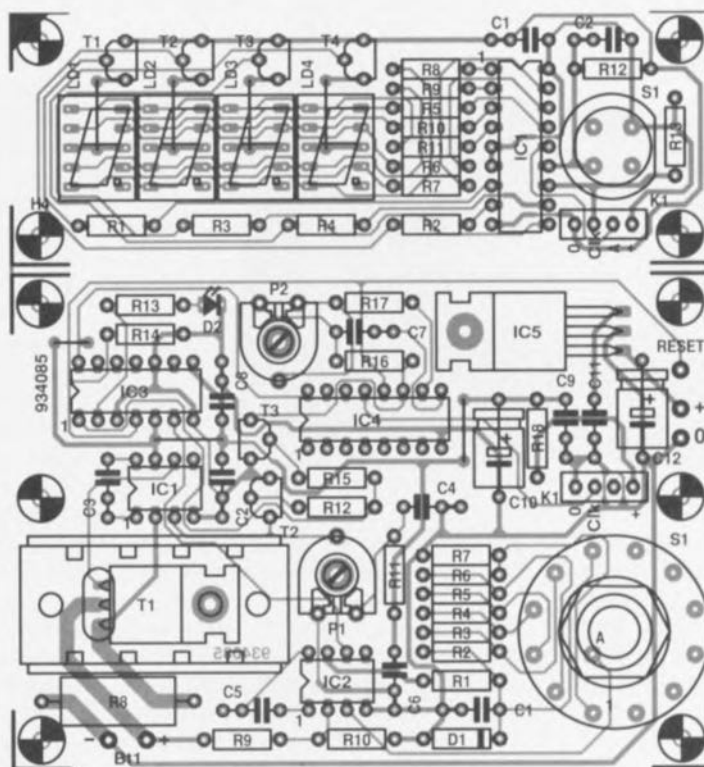
C1, C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

T1 à T4 = BC547B
IC1 = 74C926

Divers :

LD1 à LD4 = afficheur HD1107
K1 = embase autosécable mâle à 4 contacts (SIL)
S1 = bouton-poussoir encartable



Vu qu'une capacité d'accu de 1 Ah doit produire 1 000 impulsions par heure, la fréquence d'horloge de l'oscillateur répond à la formule suivante et sera donc de :

$$(1\,000/3\,600) \cdot 2^9 = 142,2 \text{ Hz,}$$

fréquence que l'on pourra mesurer à la broche 9 de IC4. Si vous n'avez pas de fréquencemètre à votre disposition vous pourrez jouer sur la position de P2 jusqu'à ce vous ayez un affichage de 100 impulsions au bout de 6 minutes.

Le dessin de circuit imprimé proposé ici vous permet de réaliser et le capacimètre et le module d'affichage à 4 chiffres d'un coup. Nous avons repris la liste des composants de l'affichage pour vous éviter de devoir revenir un an en arrière et aller la chercher dans le numéro donné en référence [1].

L'affichage est monté en sandwich sur la platine du capacimètre à l'aide de 4 entretoises. Cette approche permet une soudure de

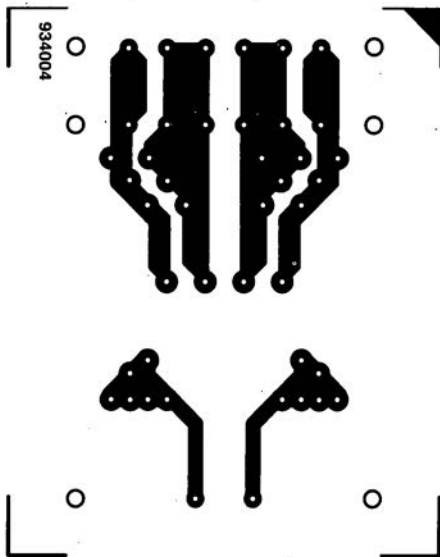
l'embase SIL mâle autosécable côté pistes de la platine de l'affichage de sorte que l'on pourra l'enficher dans l'embase femelle correspondante présente sur la platine du capacimètre. Il vous faudra relier les 2 points de la remise à zéro à l'aide d'un petit morceau de fil de câblage souple.

Bibliographie

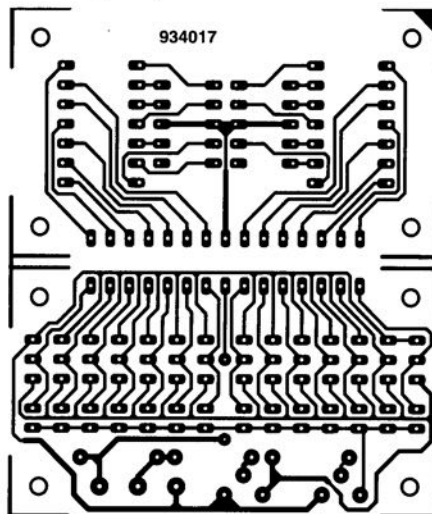
[1] module de comptage numérique à 4 chiffres, *Elektor* n° 169/170, juillet août 1992, page 31 et suivante.

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

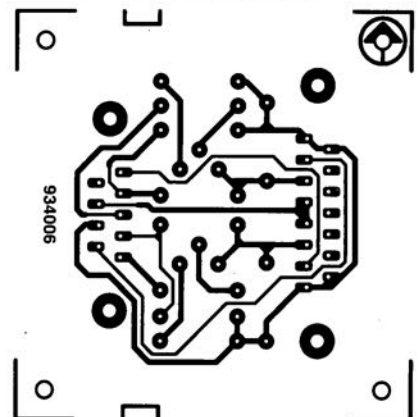
1 circuit imprimé universel pour transformateur



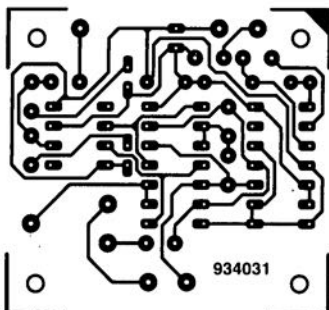
2 tachymètre pour PC



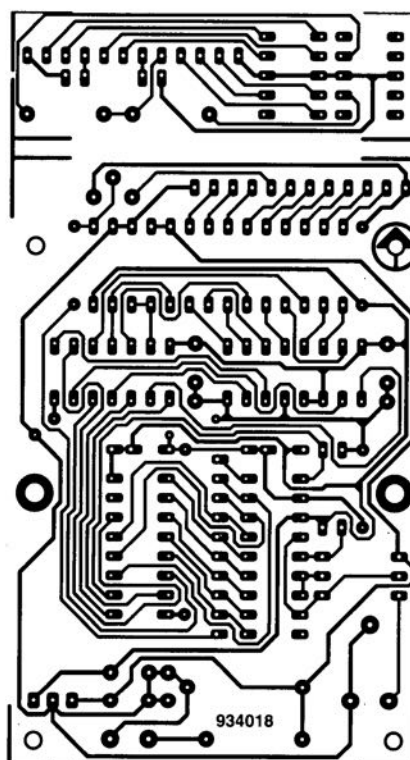
3 convertisseur de manche pour PC



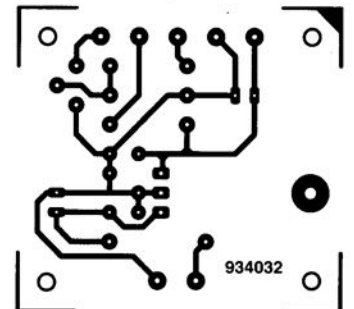
4 humidimètre pour plantes :
le capteur



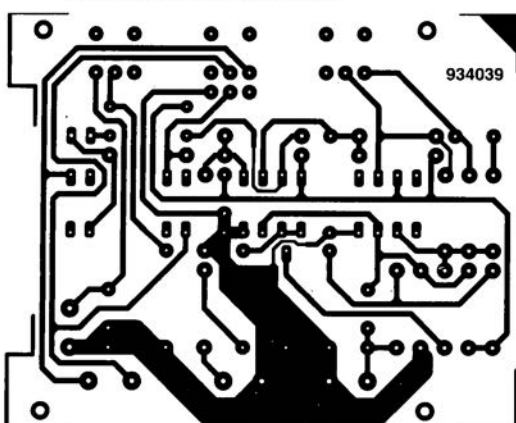
5 voltmètre de bord



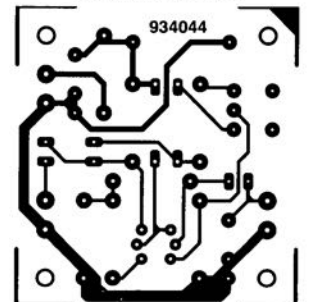
6 humidimètre pour plantes :
l'alimentation



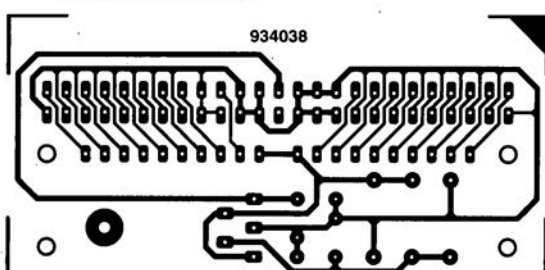
7 enregistrement à commande vocale



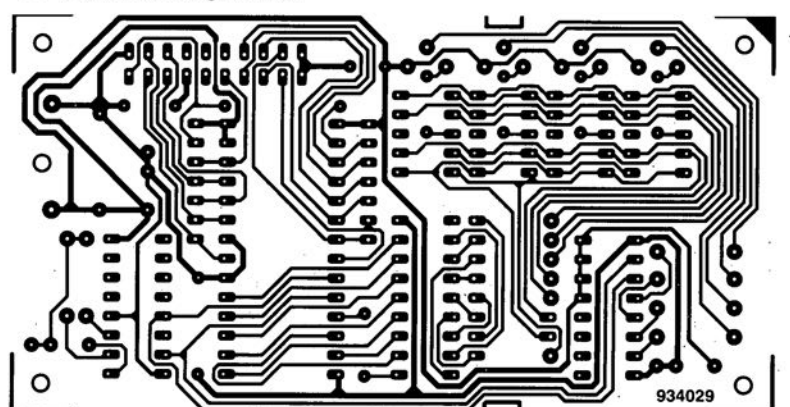
8 préamplificateur à très faible
bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

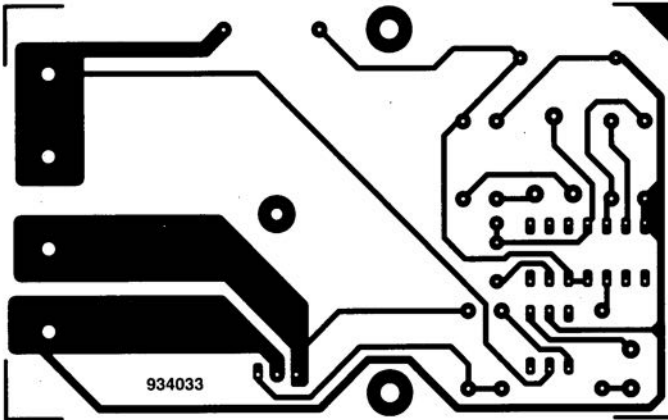


10 décodeur d'affichage universel

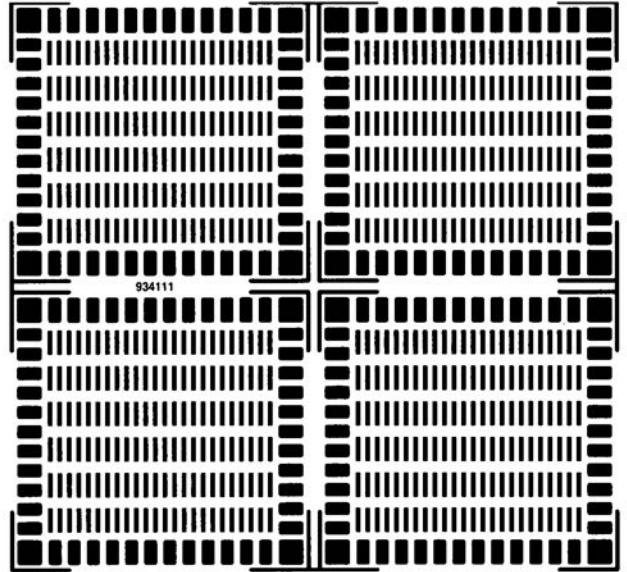


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

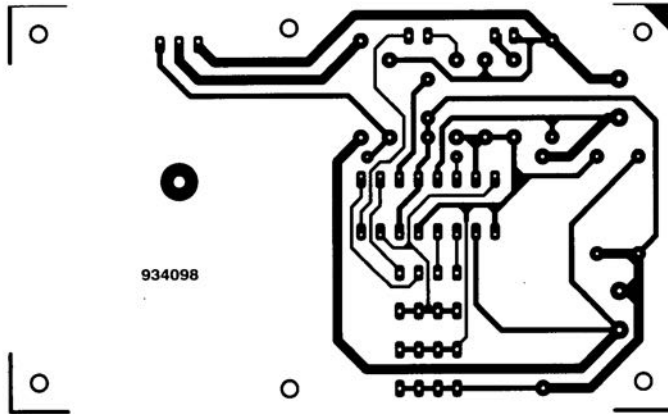
11 « conditionneur » pour accu au plomb



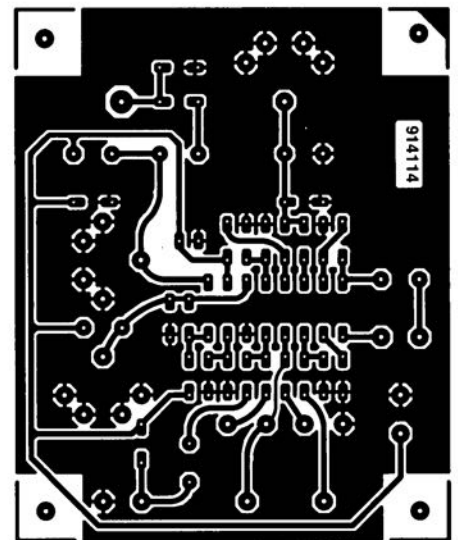
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



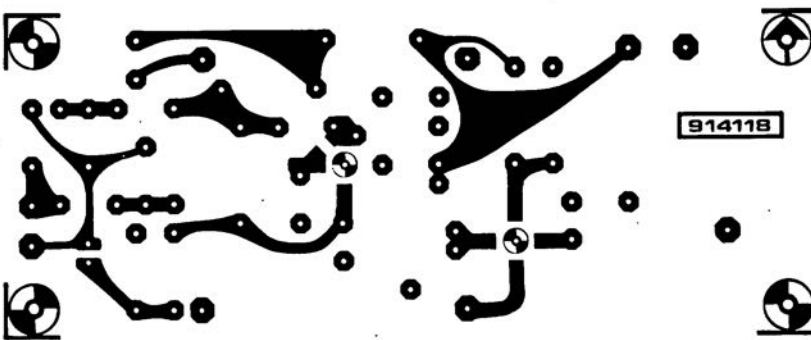
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



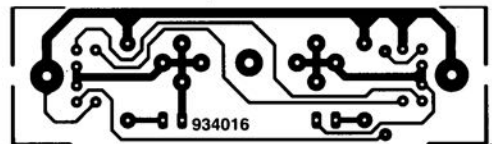
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



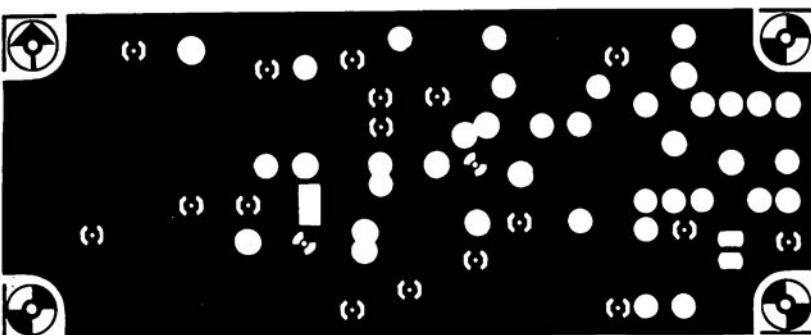
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



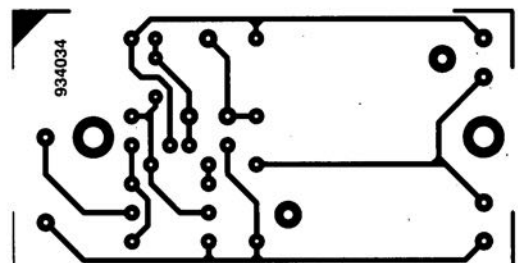
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

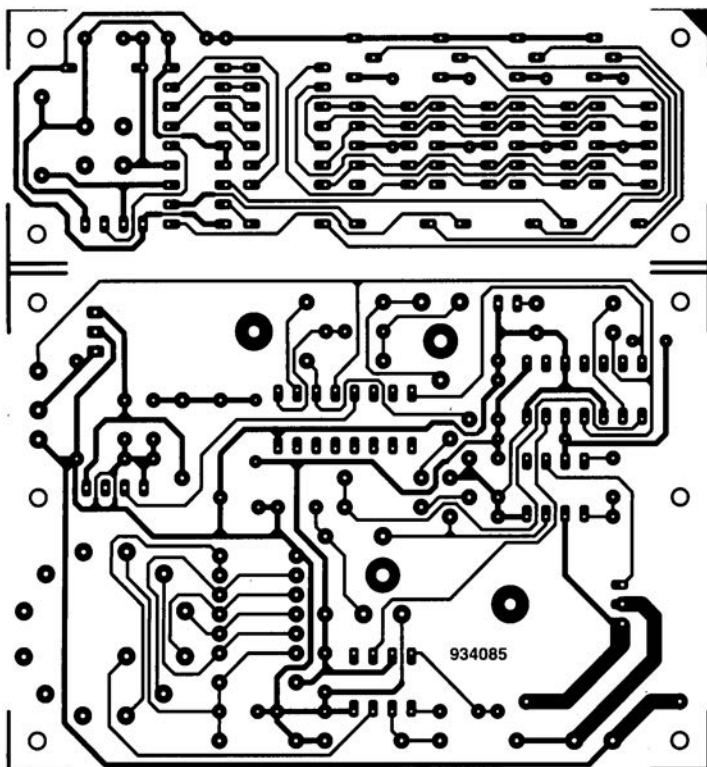


18 testeur de continuité sonore

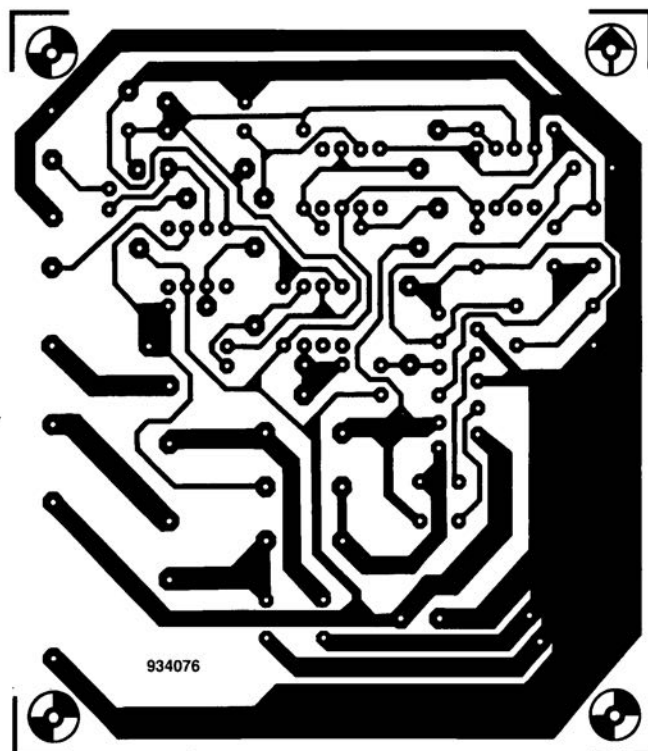


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

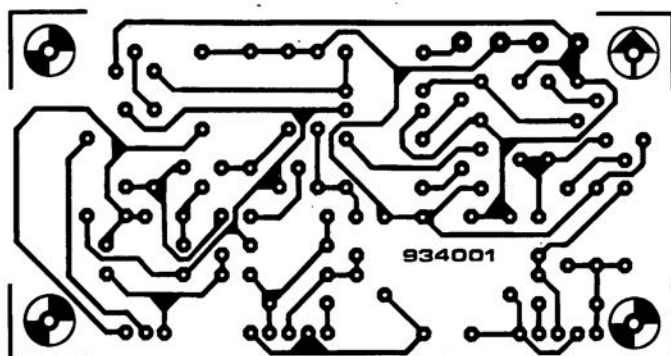
19 capacimètre pour accus CdNi

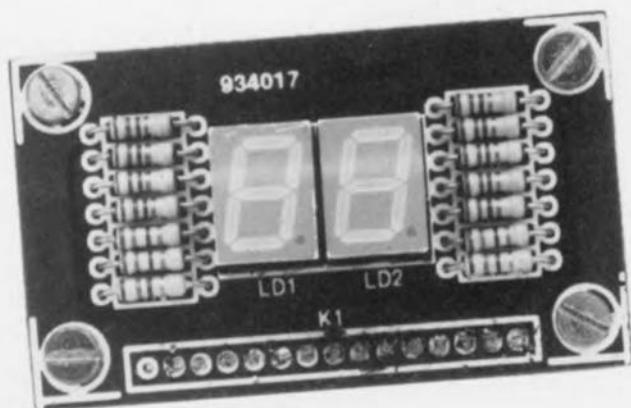


20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique





Pour une raison ou pour une autre, allez donc savoir pourquoi, la fréquence d'horloge à laquelle fonctionne le processeur central d'un ordinateur semble être la caractéristique la plus importante d'une telle machine.

Ceci explique pourquoi un grand nombre d'utilisateurs de PC ont la mauvaise habitude de n'apprécier un ordinateur qu'en fonction des indications visualisées par le petit affichage à 2 chiffres dont est dotée, de nos jours, la quasi-totalité des IBM-PC & compatibles.

Pour ces « connaisseurs » du monde de la micro-informatique une machine caractérisée par l'affichage d'une valeur inférieure à « 33 » (= 33 MHz), pire encore, une machine sans visualisation de « vitesse » n'entre même pas en ligne de compte pour être prise en considération. Si votre machine n'est pas suffisamment rapide, vous êtes sûr de tomber en disgrâce.

Voici donc un circuit relativement simple destiné à « tranquilliser » tous ceux qui souffrent de « PC-tachyphobie ». Le montage décrit dans ces paragraphes sert à faire croire à l'existence d'une fréquence d'horloge sensiblement plus élevée que celle que le système connaît en réalité.

L'utilisation de ce circuit vous permettra par exemple de doter un « vieux » PC-AT tournant à un maigre 12 MHz d'une fréquence d'horloge « de notre temps » de 66 MHz, voire même de 99 MHz le jour où Intel mettra ses 486DX3 sur le marché !! Après tout, vous êtes seul à connaître la vraie fré-

quence d'horloge à laquelle bat le cœur de votre ordinateur.

Trêve de plaisanteries ! Il est temps de regarder d'un peu plus près l'électronique constituant ce montage. Les résistances R1 à R14 limitent le courant traversant les segments des afficheurs à LED LD1 et LD2. On peut modifier leur valeur – dans certaines limites bien entendu – pour jouer sur la luminosité des afficheurs. La commande

de l'indication de vitesse « turbo » se fait par l'intermédiaire du transistor T2. L'application d'une tension de +5 V sur la base de T2 se traduit par le blocage du transistor T1. La situation inverse – T2 bloque et T1 conduit – sera de vigueur si le commutateur « turbo » se trouve en position « normale ».

Il existe malheureusement des différences d'un PC à l'autre en ce qui concerne les niveaux logiques utilisés pour la commutation entre les vitesses « normale » et « turbo ». En général cette commutation (mise en mode « turbo ») se fait à l'aide d'un interrupteur simple réalisant une mise à la masse.

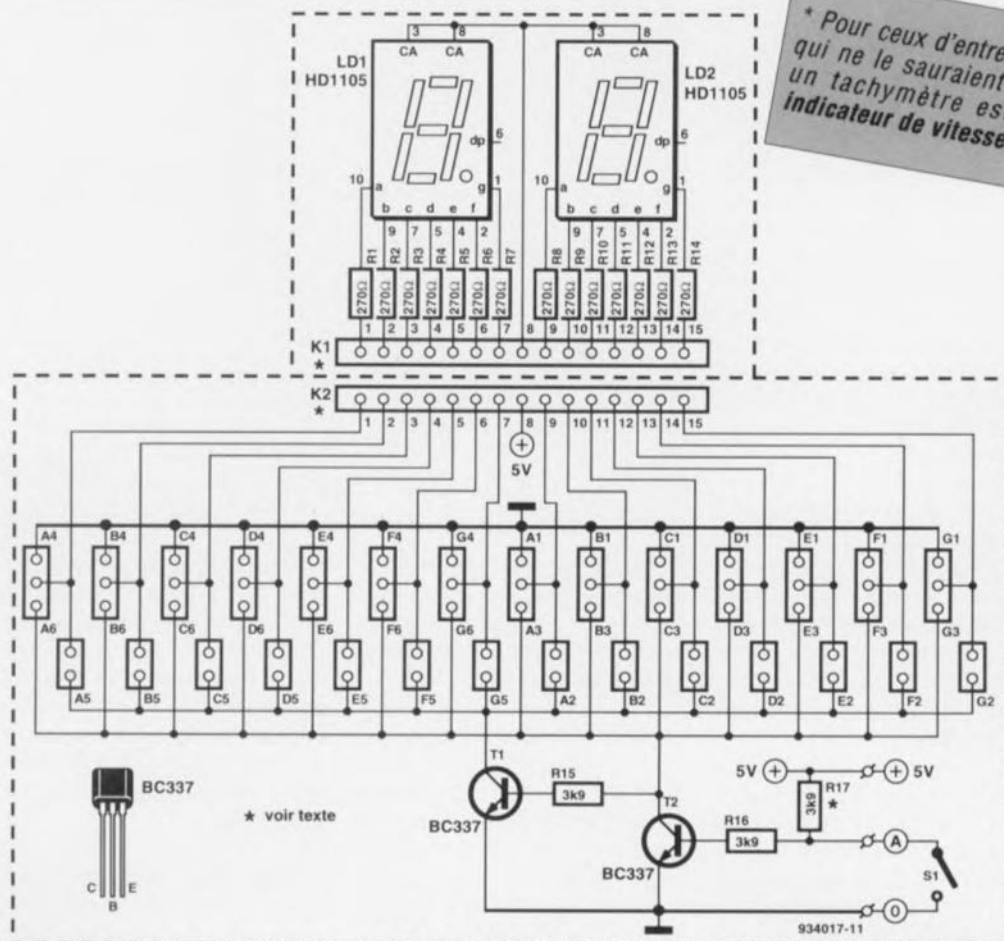
Le tableau donné ci-après part de cette situation; il reste valide dans le cas où le commutateur « turbo » établit, en position « normale », une liaison au +5 V. Notons qu'il faudra, dans ce dernier cas, supprimer la résistance R17. Si, à l'inverse, le passage à la vitesse « turbo » se fait par une mise au +5 V du commutateur en question, il s'avère

nécessaire d'adapter le tableau et de supprimer la résistance R17. Ces mêmes modifications sont également requises – exception faite de la suppression de R17 – lorsque la sélection de la vitesse « normale » se fait par la mise à la masse du commutateur. Les modifications à apporter au tableau sont :

- dans la 4^e colonne (« affichage normal ») il faut remplacer toutes les connexions X3 par X2 et
- dans la 5^e colonne (« affichage turbo ») il faut remplacer toutes les connexions X5 par X6

(« X » représentant ici les différentes lettres A à G).

La réalisation pratique de ce montage ne devrait pas poser de problème particulier (pour vous faciliter la réalisation personnelle d'un circuit imprimé vous trouverez, dans les pages SERVICE, une représentation du dessin des pistes cuivrées).



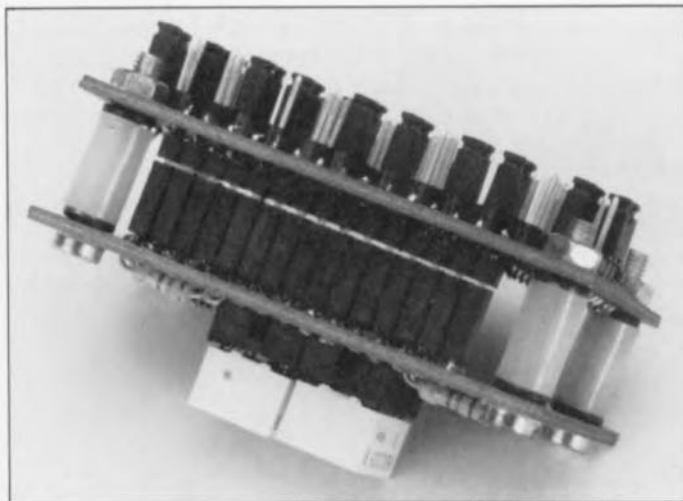
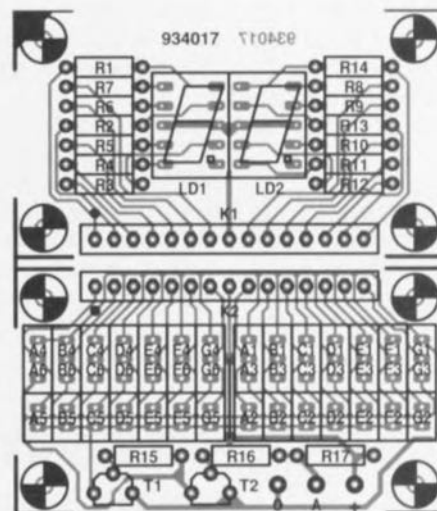


Tableau des connexions à réaliser avec les cavaliers de codage.

Vitesse		Connexions permanentes	Affichage	
Normale	Turbo		Normal	Turbo
8	12	A1;B1;D1;E1;G1	C3;F3	B5;C5
8	16	A1;C1;D1;E1;F1;G1	B3	B5;C5
8	25	A1;C1;D1;F1;G1	B3;E3	A5;B5;D5;E5;G5
8	33	A1;B1;C1;D1;G1	E3;F3	A5;B5;C5;D5;G5
8	66	A1;C1;D1;E1;F1;G1	B3	A5;C5;D5;E5;F5;G5
8	99	A1;B1;C1;D1;F1;G1	E3	A5;B5;C5;D5;F5;G5

La platine se subdivise en 2 parties : l'une pour la réalisation de la section destinée aux cavaliers de codage, l'autre l'étant à la mise en place des afficheurs et

des résistances R1 à R14. Les 2 sections du montage sont interconnectées à l'aide de 2 connecteurs SIL à 15 contacts (1 connecteur mâle et 1 connecteur



Liste des composants

Résistances :

R1 à R14 = 270 Ω
R15 à R17 = 3K Ω 29

Semi-conducteurs :

T1, T2 = BC337
LD1, LD2 = HD11050, afficheur
7 segments à LED

Divers :

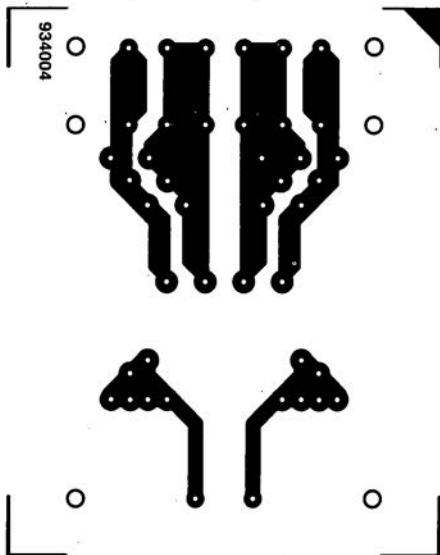
14 cavaliers de codage à 2 contacts
14 cavaliers de codage à 3 contacts
K1 = connecteur SIL femelle à 15 contacts
K2 = connecteur SIL mâle à 15 contacts
S1 = commutateur simple (commutateur « turbo » déjà présent dans le PC)

teur femelle bien entendu). Finalement il ne faudra en aucun cas oublier de mettre en place l'unique pont de câblage (entre les cavaliers de codage). L'absence

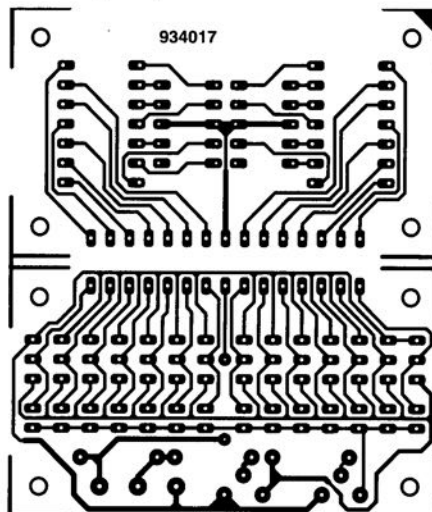
de cette liaison se traduirait par la présence de 2 afficheurs qui s'obstineraient, pour toujours, à s'illuminer (il s'agit en effet de la ligne d'alimentation des afficheurs).

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

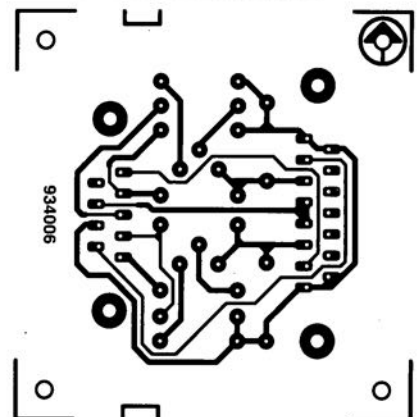
1 circuit imprimé universel pour transformateur



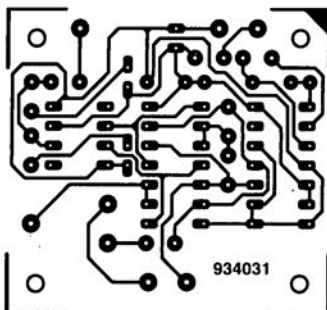
2 tachymètre pour PC



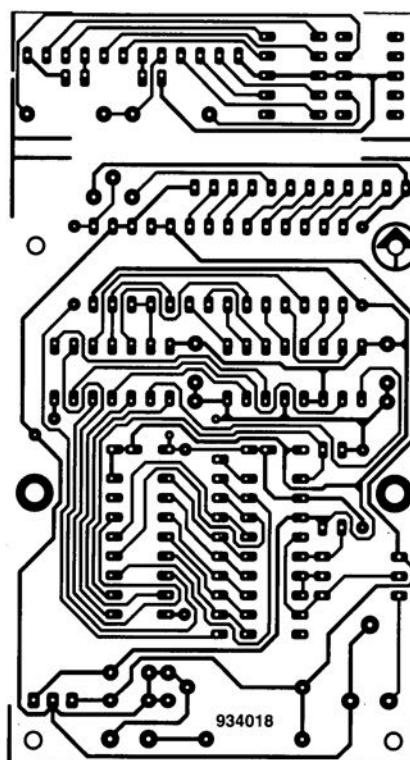
3 convertisseur de manche pour PC



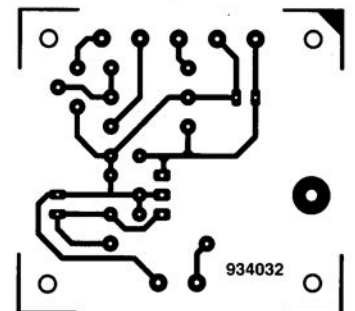
4 humidimètre pour plantes :
le capteur



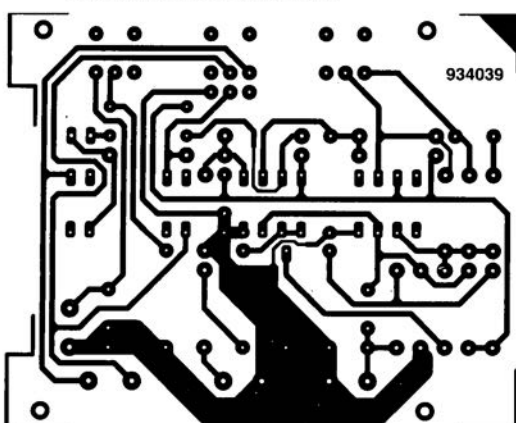
5 voltmètre de bord



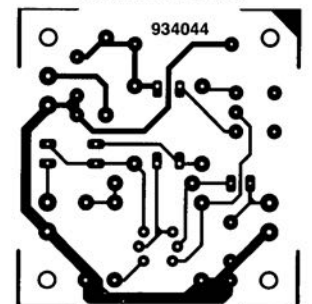
6 humidimètre pour plantes :
l'alimentation



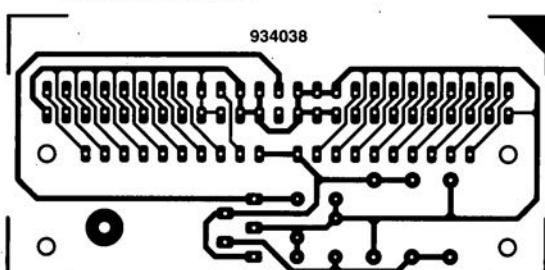
7 enregistrement à commande vocale



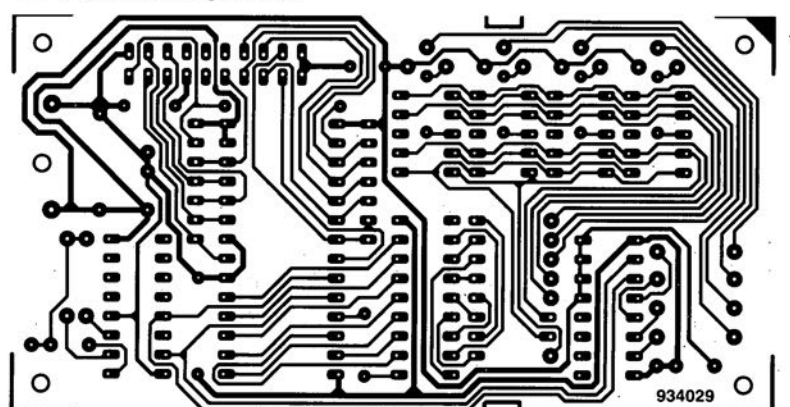
8 préamplificateur à très faible
bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

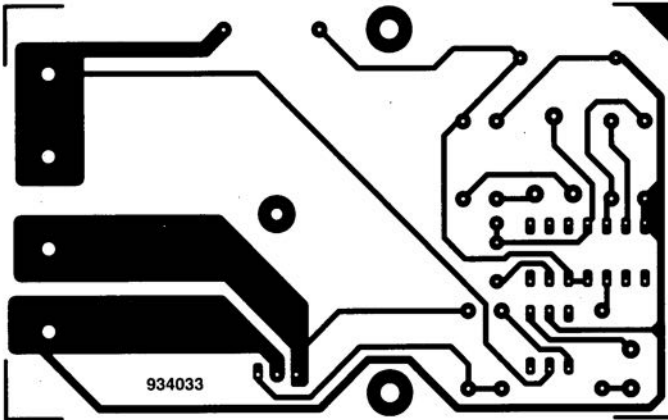


10 décodeur d'affichage universel

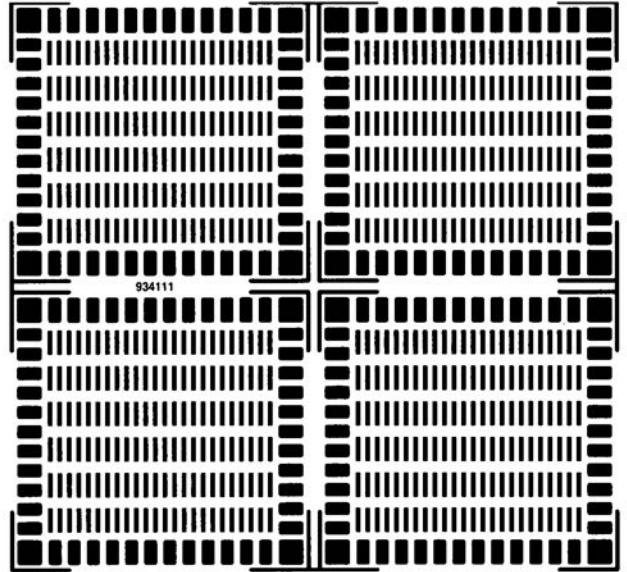


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

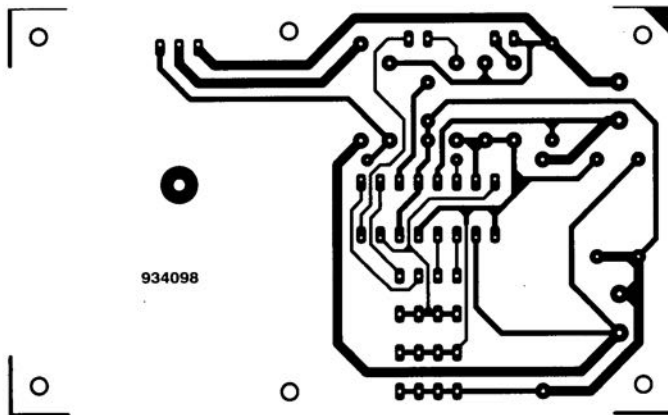
11 « conditionneur » pour accu au plomb



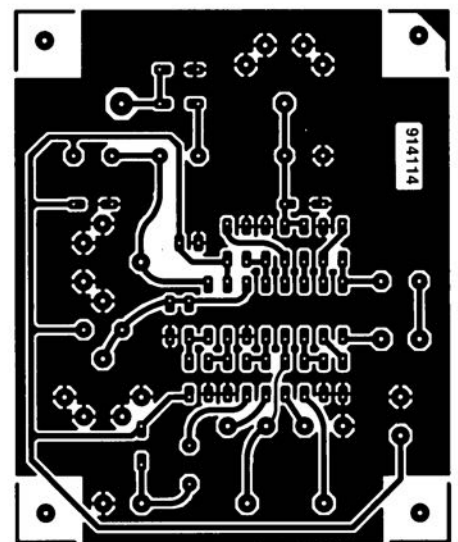
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



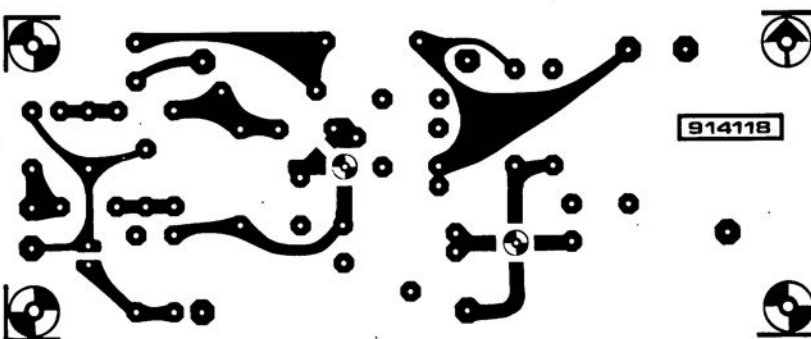
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



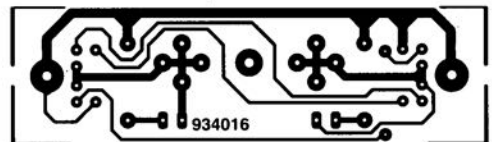
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



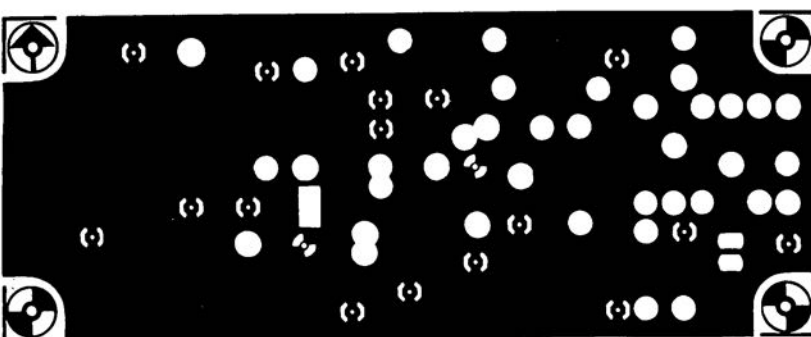
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



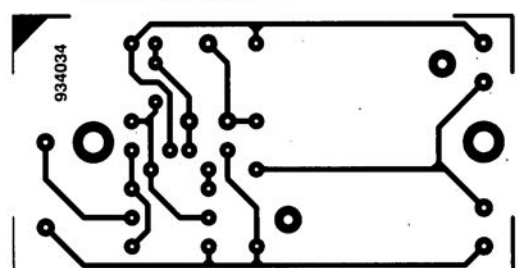
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

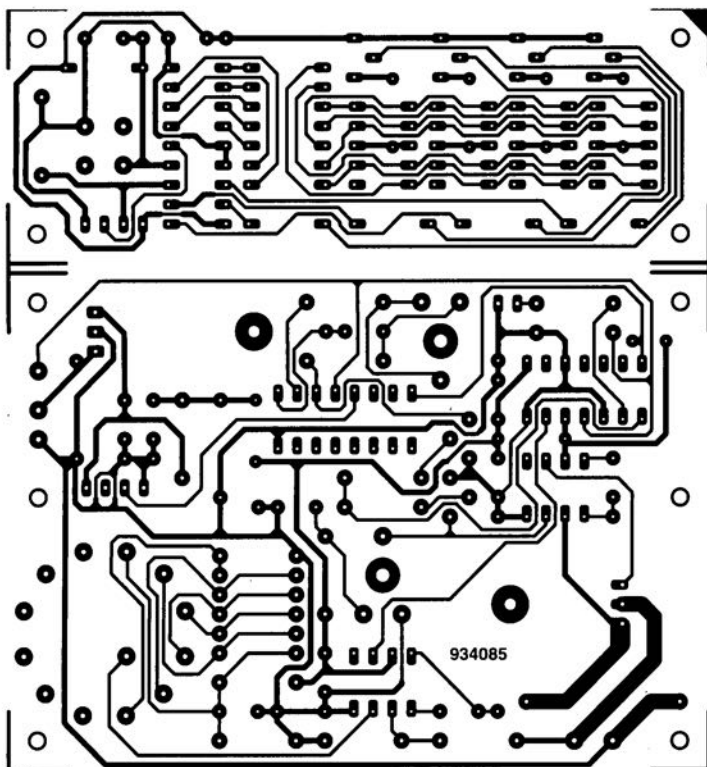


18 testeur de continuité sonore

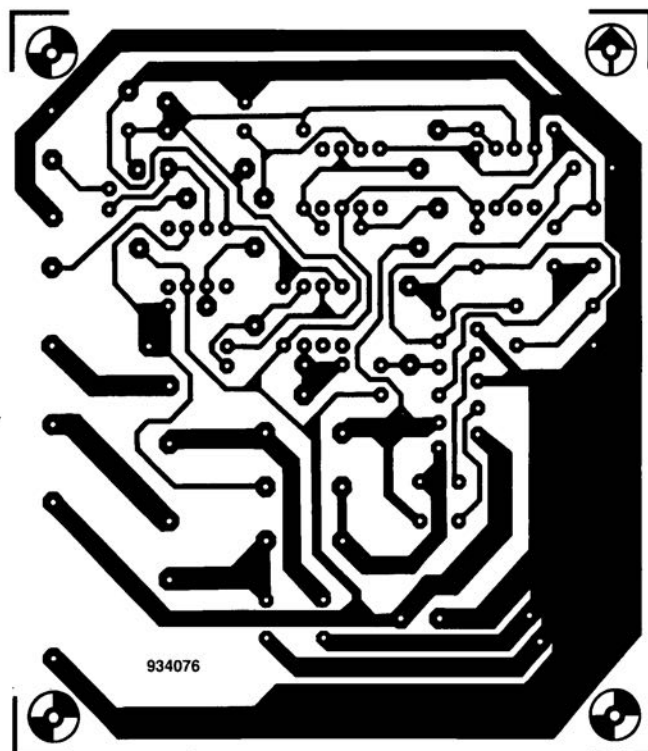


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

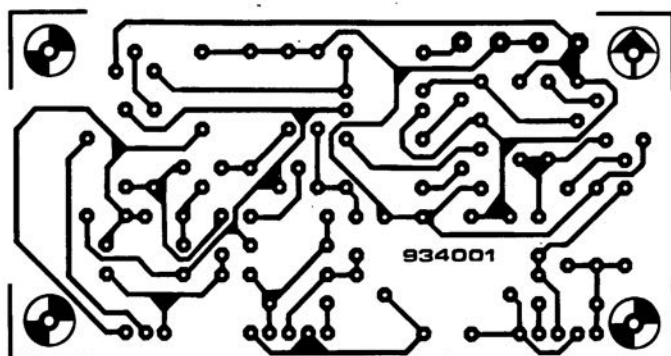
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



En substitution des 4 diodes classiques, le cas échéant associées à 1 unique diode zener, l'alimentation, décrite dans cet article, fait appel, pour le redressement et la stabilisation de la tension, à 2 diodes zener et à 2 diodes standard seulement.

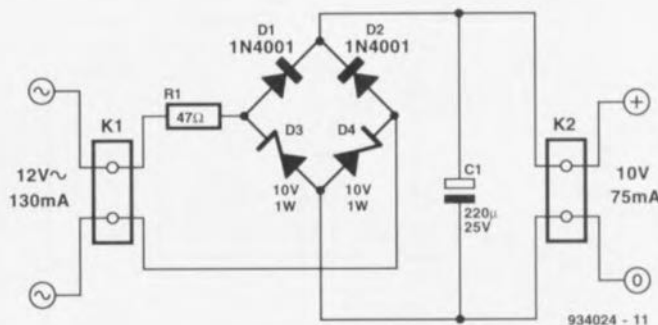
Pour faciliter la description du fonctionnement de ce circuit nous allons supposer que la tension au point nodal des diodes D1 et D3 est positive par rapport à celle présente au point nodal D2/D4 et supérieure de + 0,6 V à la tension zener. La diode zener D3 limite de ce fait la tension à une valeur de 10 V.

Le courant fourni à travers D1 au condensateur électrolytique et à la charge connectée, retourne vers le transformateur (la tension aux bornes de C1 a de ce fait la valeur de la tension zener + 0,6 V).

La tension présente aux bornes de D3 (ne pas ajouter ici les 0,6 V supplémentaires) est transmise, via D1, au condensateur C1 qui (théoriquement) peut être chargé à une

Si la tension d'entrée du pont zener présente une polarité inverse, il se passe exactement la même chose, à une petite différence près. C'est maintenant la

La résistance R1 définit le courant de zener. On notera cependant que les diodes zener ne limitent la tension que pendant la moitié du temps. Le courant moyen à travers les diodes zener est de ce fait égal à la moitié du courant de crête seulement. Ce même principe s'applique à la puissance. Avec la valeur indiquée dans le schéma, R1 définit le courant de zener moyen à une valeur de 90 mA environ de sorte que les diodes zener dissipent quelque 0,45 W, la puissance de crête étant elle pourtant de près de 1 W. Il est de ce fait impossible de réduire la valeur de R1.



valeur inférieure de 0,6 V à celle de la tension zener (dans la pratique cette valeur est, hors-charge, légèrement plus importante).

diode zener D4 qui limite la tension à 10 V, et ce sont en fait les diodes D2 et D3 qui, à leur tour sont passantes.

Puisque le courant à travers les diodes zener n'est pas constant (tension alternative à l'entrée !), le courant maximal de sortie du circuit est légèrement inférieur à 2 fois le courant zener moyen.

Dans la configuration du schéma le courant maximal de sortie est de 75 mA environ. Avec ce courant, la tension de sortie a chuté à quelque 9,4 V. Hors-charge, cette tension présente une valeur de 10,4 V environ.

À l'image d'un circuit à zener classique, le montage proposé ici présente l'inconvénient de voir, en cas de destruction de l'une des diodes

zener, la tension de sortie hors-charge grimper à la valeur de crête de la tension d'entrée (quelque 18 V dans le cas de notre circuit !).

On notera également que le circuit ne limite que la valeur supérieure de la tension de sortie. Dès que la tension d'entrée descend à une valeur incapable de garantir le bon fonctionnement des diodes zener, la tension de sortie ne dépend plus

que de la charge du condensateur électrolytique. Sachant que toute charge connectée au circuit produit une chute de la charge de ce condensateur, la tension de sortie baissera elle aussi.

Ce circuit est, de par ses caractéristiques, destiné à l'alimentation de montages qui, soit, ne souffrent pas d'éventuelles ondulations, soit, se caractérisent par une consommation très modeste.

La connexion, à notre circuit doté de son condensateur électrolytique de 220 μ F, d'une charge de 75 mA se traduit déjà par une ondulation de 7 V environ !

Pour réduire cette ondulation de la tension de sortie, il faudra utiliser soit un condensateur de capacité plus importante soit réduire le courant (à une valeur inférieure à 1 mA par exemple).

Le montage faisant l'objet de cet article du numéro Hors-Gabarit '93 est capable, quasiment, de doubler la valeur d'une tension continue. L'une des applications typiques de ce circuit est de ce fait l'augmentation de la tension fournie par une installation solaire en vue de l'utiliser pour l'alimentation d'un chargeur d'accus fonctionnant à une tension nominale plus importante. Le montage se caractérise en outre par un courant de crête de quelque 3 A (le tableau montre les valeurs obtenues avec un courant de 2 A). En

absence de charge ((à vide donc) la tension de sortie dépasse les valeurs indiquées de 1 à 1,5 V.

Intéressons-nous au fonctionnement du circuit dans le cas d'une tension d'entrée de 12 V et d'une tension de sortie de 22 V. L'ensemble du circuit intégré IC1a, de la résistance R2 et du condensateur C5 constitue un oscillateur générant un signal rectangulaire. En aval de IC1d ce même signal est disponible égale-

ment sous forme inversée. La résistance R3 et le condensateur C6 introduisant un retard dans ce signal rectangulaire ceci explique la présence, à la sortie de la porte NON-ET à trigger de Schmitt, d'un signal rectangulaire avec un rapport cyclique supérieur à 0,5 (la partie négative étant plus courte que la partie positive). Le même processus a lieu dans la partie du circuit centrée sur IC1c, R5 et C7. En aval de IC1c, on aura même une triple inversion et un tamponnage du signal, effectués respecti-

vement par les inverseurs à trigger de Schmitt IC3f et IC3a et la prise en parallèle de IC3b à IC3e; ce signal attaque ensuite le FET de puissance, T3.

L'autre branche est pratiquement identique : ici, le signal rectangulaire commande le transistor de faible puissance T1. Si ce transistor devenait passant, on aurait, en l'absence de la diode D1, une tension de 2 V au point nodal des résistances R6 et R7. Du fait que la tension d'alimentation de

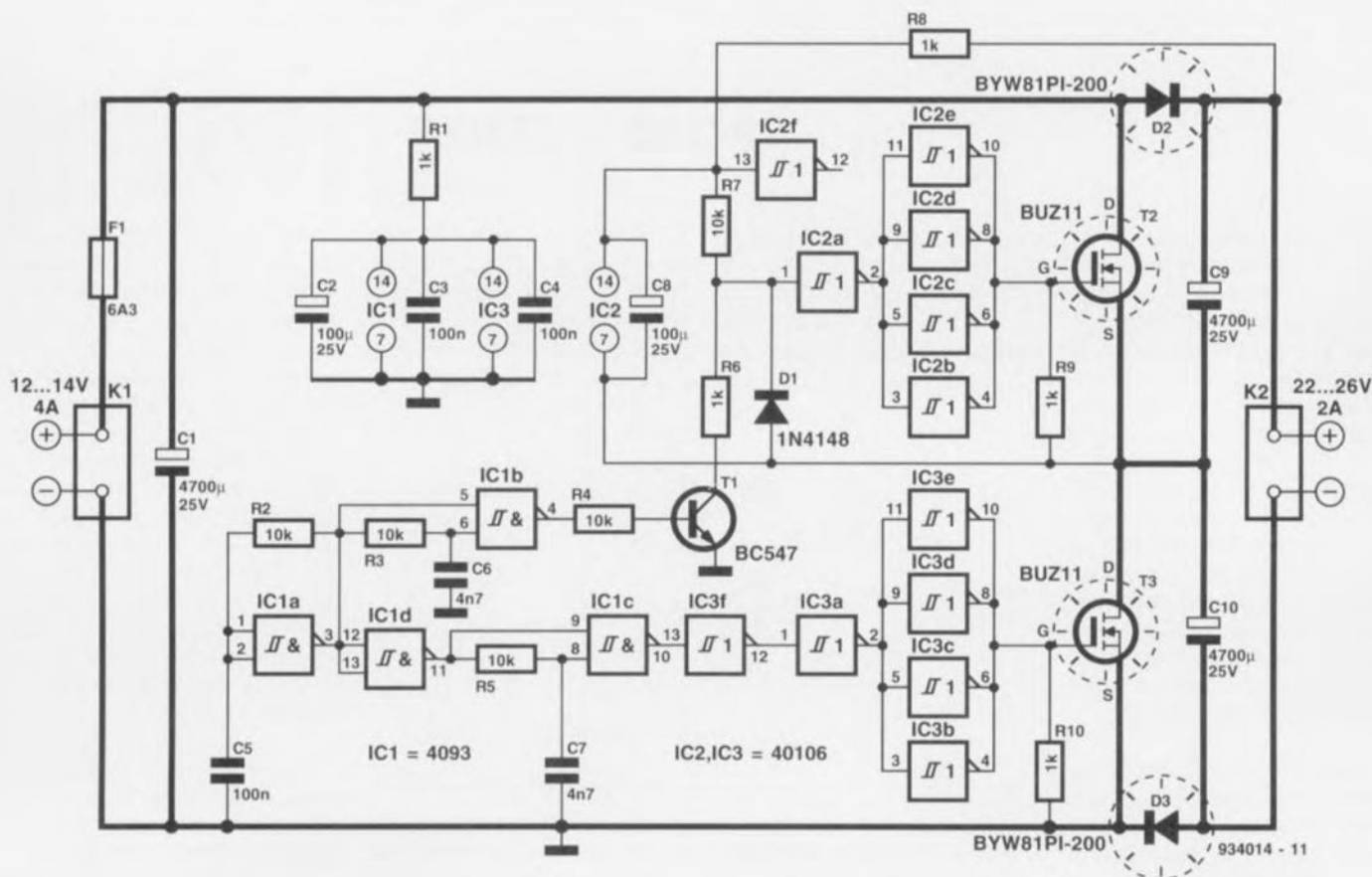


Tableau des tensions d'entrée et de sortie si $I_{\text{sortie}} = 2 \text{ A}$.

$U_{\text{entrée}}$	U_{sortie}
10 V	18 V
12 V	22 V
14 V	26,4 V
15 V	28,3 V
16 V	30 V

l'inverseur IC2a (comme pour les 4 inverseurs suivants) est dérivée, à l'image d'ailleurs de la tension de collecteur de T1, de la tension de sortie double et que la tension négative à appliquer à cet inverseur correspond donc à la tension d'alimentation positive, ce composant demande de ce fait des

signaux d'entrée d'un niveau compris entre 11 V et 22 V. La diode D1 évite ainsi que la tension à l'entrée de IC2a ne devienne jamais inférieure à 10,5 V.

Les transistors T2 et T3 sont alternativement conducteurs. Si T2 est conducteur, le condensateur C10 peut, via le FET et la diode D3, se charger au niveau de la tension d'entrée. Si T2 bloque et T3 est conducteur la même chose se passe avec le condensateur C9.

Sachant que, pendant ce temps-là, la diode D3 évite une décharge, C10 maintient sa charge. Comme les 2 condensateurs C9 et C10 sont pris en série, on a donc, à la sortie, une tension dont la valeur

est le double de celle de la tension d'entrée. En raison de la totale inversion des 2 signaux, en aval des réseaux de retard, il naît une sorte de « durée morte » qui évite que les transistors T2 et T3 ne soient conducteurs simultanément.

Le condensateur électrolytique C1 sert de tampon pour la tension d'alimentation et garantit donc, malgré la consommation variable du circuit, une charge relativement constante. Il est recommandé de bien refroidir les diodes D2 et D3 ainsi que les transistors T2 et T3. On peut, pour ce faire, monter ces composants, après avoir, bien entendu, doté chacun d'entre eux de son ensemble d'isolation, sur un radiateur commun. Il faudra

limiter au strict minimum la longueur des connexions représentées en gras et utiliser pour leur réalisation du câble de section importante (voire renforcer les pistes cuivrées de la platine).

Ces lignes véhiculent des courants pouvant aller jusqu'à 6 A ! Il faudra également utiliser, des câbles de section convenable pour ceux d'entre eux qui relient le circuit aux panneaux solaires et aux charges (consommateurs de courant). Dans la pratique, une réalisation bien pensée de ce montage pourra, sans aucun doute, se traduire par un rendement de quelque 94% (sous 22,2 V/1,8 A).

MINUTEUR DE CUISINE 64

Une fois n'est pas coutume. Nous vous proposons cette fois un minuteur de cuisine faisant appel à des composants tout ce qu'il y a de plus standard et partant d'économiques.

L'élément responsable de la « chronométrie » est un condensateur, C1, que charge une source de courant basée sur le transistor T1. Ce condensateur voit de ce fait la tension à ses bornes croître linéairement. Si l'on procède à une comparaison de la dite tension avec un niveau de tension réglable, il en résulte, avec une fiabilité acceptable, une certaine durée. Avec la valeur attribuée aux différents composants la longueur de la dite durée bat une plage allant de 1 à 10 mn. Intéressant en cuisine, n'est-ce pas ?

La comparaison entre les 2 niveaux de tension est l'affaire de IC1a et IC1b, 2 comparateurs dotés d'une sortie dite à collecteur ouvert. Si nous faisons, momentanément, abstraction de IC1a, le transistor de sortie du comparateur IC1b restera bloqué tant que la tension de référence définie par l'utilisateur est supérieure à la tension présente aux bornes de C1.

Dès que cette dernière tension dépasse le niveau de tension défini, le transistor de sortie de IC1b devient conducteur, entraînant le blocage de T2.

Dans la pratique cela signifie que

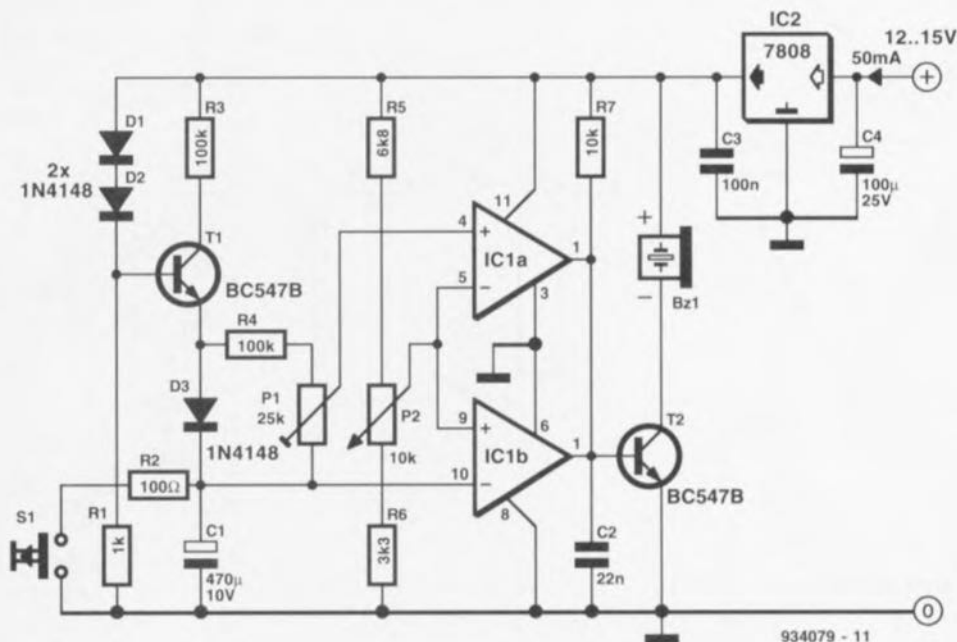
le résonateur Bz1 produit son signal sonore jusqu'au dépassement de la valeur de tension choisie, solution que l'on ne peut pas qualifier d'idéale, dans le cas de la cuisson d'oeufs durs en particulier. Qui d'entre vous supportera 10 mn de bips incessants ?

Le but de la manœuvre est de faire en sorte que le résonateur signale brièvement l'écoulement de la durée définie, raison pour laquelle nous faisons appel à l'amplificateur opérationnel IC1a.

Ce comparateur compare la tension définie à une tension légèrement supérieure à celle présente aux bornes de C1, différence de tension (*offset*) qui est introduit par la diode D3 associée aux résistances R4 et P1. Dans ces conditions, ce second comparateur, IC1a, réagit à l'inverse du premier, IC1b. Le transistor de sortie de ce comparateur est passant lorsque la tension aux bornes de C1 additionnée de celle présente au curseur de P1 est inférieure au niveau défini; le dit tran-

sistor bloque dès dépassement de ce niveau de tension. Ce comparateur met le résonateur en fonction pour une durée indéterminée juste avant que la durée définie ne soit écoulée.

L'astuce de ce circuit de minuteur est la combinaison de 2 fonctions de commutation. L'une des entrées met le résonateur en fonction à la fin d'une durée déterminée, l'autre le bâillonne après écoulement d'une durée à peine plus longue. Tout est relatif. En effet le point de



repère chronologique dépend de l'endroit où l'on se place.

Ces 2 fonctions combinées se traduisent par la génération d'un signal sonore pendant la courte durée de recoupement entre les

2 actions. P1 permet d'ajuster la longueur de la dite durée pendant laquelle résonne le signal acoustique. Le graphique de la **figure 2** illustre – graphiquement comment pourrait-il en être autrement ? – l'ensemble de ces phénomènes.

On ajuste à l'aide du potentiomètre P2 la longueur de la durée devant s'écouler avant l'activation du résonateur, la durée d'activation effective étant elle ajustée par action, comme indiqué quelques lignes plus haut, sur la résistance

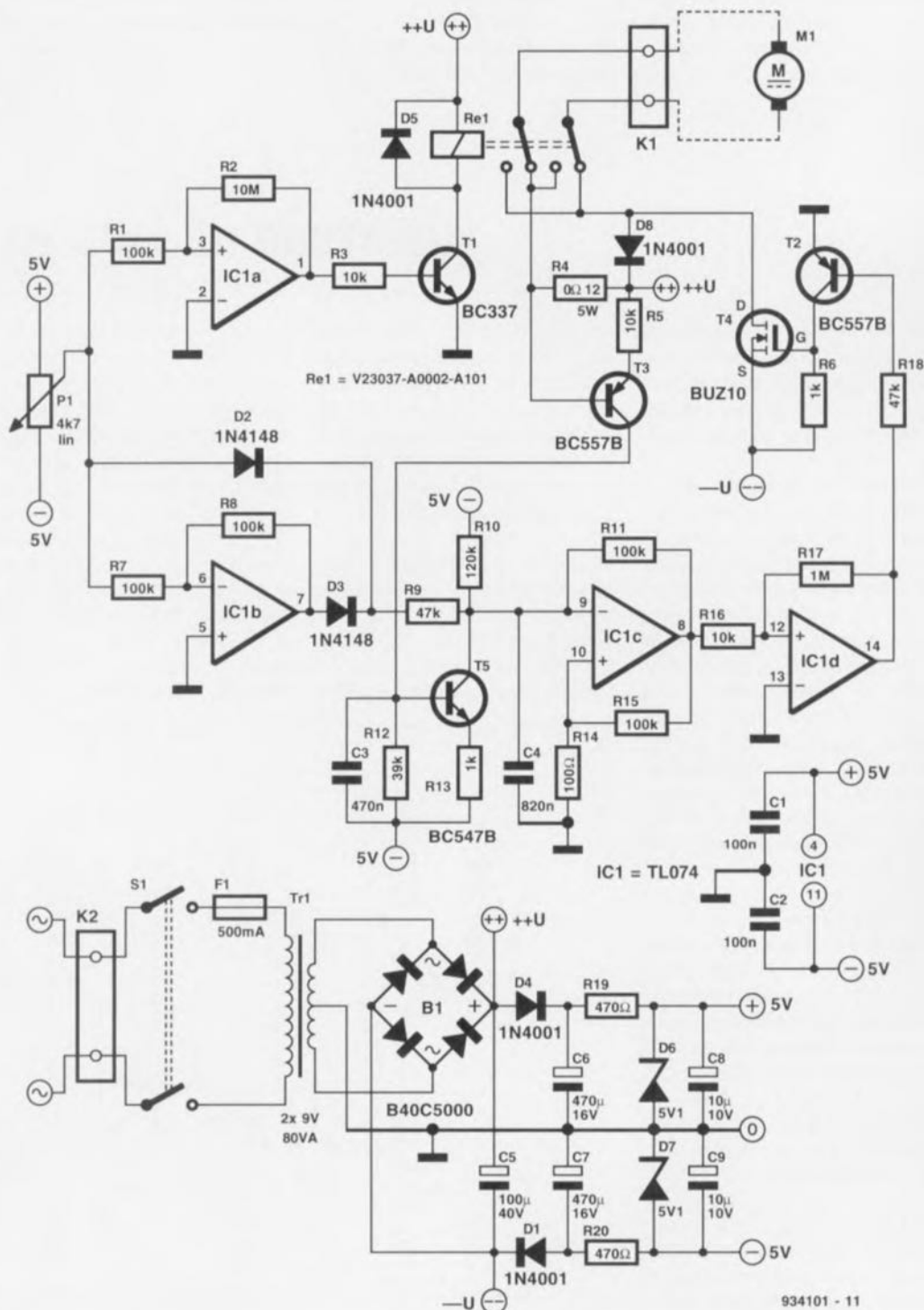
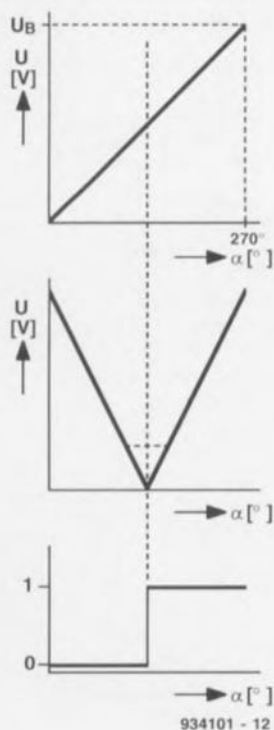
ajustable P1. Le démarrage du minuteur se fait par pression sur le bouton-poussoir S1.

L'alimentation du montage pourra se faire à l'aide d'un petit adaptateur secteur.

65 VARIATEUR BI-DIRECTIONNEL POUR MINI-PERCEUSE

Le circuit de commande décrit dans cet article ne possède qu'un seul organe de réglage : et pourtant, son unique potentiomètre permet **et** de faire varier le régime de rotation de la mini-perceuse **et** de la faire tourner dans le sens horaire ou anti-horaire. Si le potentiomètre se trouve en position médiane la perceuse est... à l'arrêt.

Commençons nos explications avec l'électronique de l'alimentation. Un gros transformateur d'une puissance de 80 VA fournit, au secondaire, une tension ayant, après redressement, une valeur de 12 V. 2 combinaisons résistance/diode zener (R19/D6 et R20/D7) dérivent de cette tension de 12 V une tension symétrique de ± 5 V. Les condensateurs C6 et C7 se chargent d'un lissage additionnel de cette tension symétrique de ± 5 V. Les diodes D4 et D5 évitent que l'énergie stockée dans les



condensateurs C6 et C7 ne soit « consommée » par le moteur.

Le potentiomètre P1 fait office de dispositif de commande central. Le comparateur IC1a sert à déterminer le sens de rotation de la perceuse. Cet amplificateur opérationnel « regarde » si le potentiomètre a été tourné vers la gauche ou vers la droite. En fonction de la position du curseur de P1, le transistor T1 excite, ou non, le relais Re1 et le moteur de la perceuse tourne respectivement dans le sens anti-horaire ou horaire.

Le circuit de variateur de vitesse fonctionne selon le principe de la modulation de largeur d'impulsion. La tension continue de régulation, définie à l'aide du potentiomètre P1, est transmise, via la diode D2, à la combinaison IC1b/D3. Cette combinaison fonctionne comme circuit de redressement. Peu importe que la tension dérivée du curseur de P1 soit positive ou négative, elle apparaît invariablement, au point nodal des diodes D2 et D3, comme une tension positive (diminuée des 0,6 V de la jonction de la diode). L'électro-

nique de modulation est centrée sur IC1c. Cet amplificateur opérationnel fonctionne comme générateur rectangulaire assurant un processus de charge et de décharge cyclique, via la résistance R11, du condensateur C4. La position du curseur de P1 définit, par l'intermédiaire de la résistance R9 associée à la résistance R10, le niveau de la tension continue à ajouter à C4 et partant le rapport cyclique (impulsion/pause) de la tension rectangulaire présente à la sortie de IC1. L'inverseur IC1d se charge d'un « peaufinage » des

flancs du signal de sortie qui, via le transistor T1, commande le FET de puissance T4.

La résistance R4, prise en série sur le moteur de la perceuse, mesure l'intensité moyenne du courant traversant le moteur. Si la tension aux bornes de R4 monte à une valeur légèrement supérieure à 0,6 V (valeur correspondant à un courant de quelque 5 A), le transistor T3 devient conducteur et le transistor T5 commence à réduire progressivement la largeur d'impulsion.

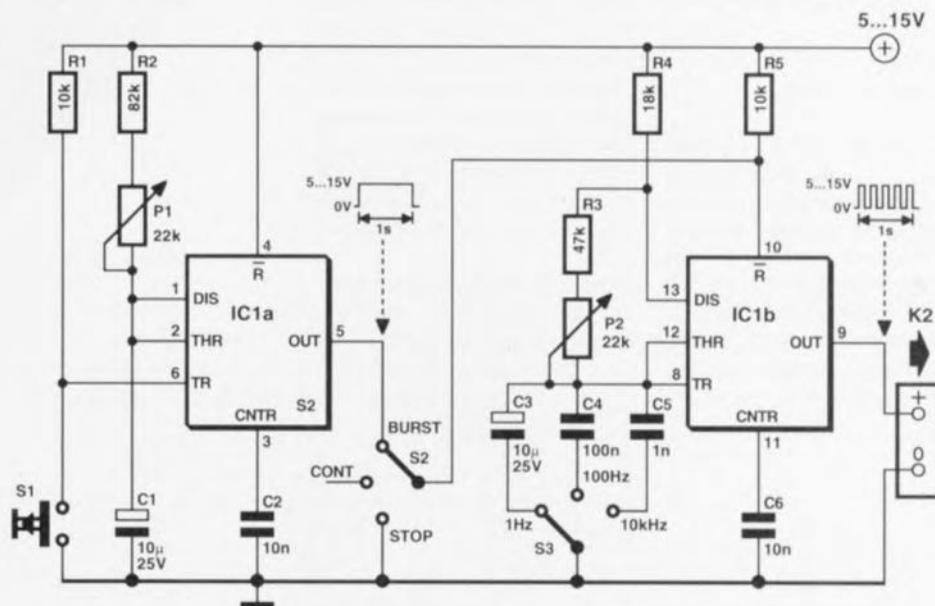
SONDE DE TEST NUMÉRIQUE UNIVERSELLE 66

La sonde de test numérique universelle, décrite dans cet article, sert tout à la fois à la génération de signaux rectangulaires de test et à leur détection. Le circuit peut, au choix de l'utilisateur, fournir ces signaux soit continûment, soit pendant une durée réglable.

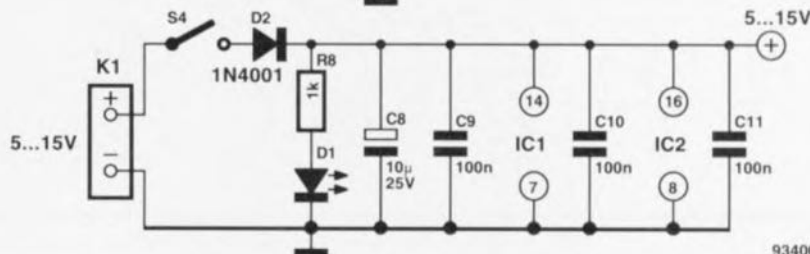
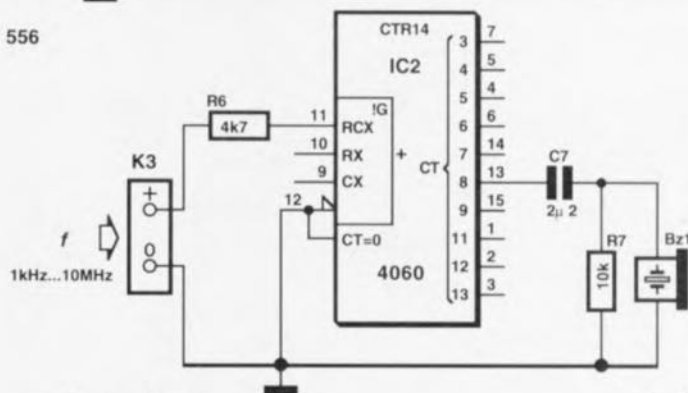
La section de détection du circuit se caractérise par un concept relativement simple. Le signal d'entrée doit être appliqué au connecteur K3.

Avant d'arriver au résonateur Bz1, le signal subit une division par 1 024, effectuée par IC2, un compteur binaire à 14 étages du type 4060. Ce facteur de division permet au résonateur de rendre audible tout signal de fréquence comprise entre 1 kHz et 10 MHz, vu que le signal présente alors une nouvelle fréquence comprise entre 1 Hz à 10 kHz. (L'« audibilité » du signal dépend bien entendu de sa fréquence et du résultat de votre audiogramme, tout le monde n'entend plus 20 Hz !!!).

La partie supérieure du circuit est centrée sur un double temporisateur du type 556 et comporte, en outre, un multivibrateur monostable (IC1a) et un oscillateur à fréquence réglable (IC1b). Le potentiomètre P1 permet de régler la durée d'impulsion du multivibrateur monostable à une valeur de 1 s au maximum. On démarre ce multivibrateur par une action sur le bouton-poussoir S1. Avec le commutateur rotatif S2 on peut choisir un signal continu ou un signal de durée limitée (*burst*). La 3^e position du com-



IC1 = 556



mutateur met purement et simplement la sortie hors-fonction (*stop*).

L'oscillateur se caractérise par 3 plages de fréquences (1 Hz, 100 Hz et 10 kHz) sélectables à l'aide du commutateur S3. Après

avoir sélectionné la plage de fréquences requise, il faudra jouer sur le potentiomètre P2 pour définir la fréquence exacte. Le connecteur K2 présente ensuite le signal de test requis.

Bien que l'on puisse, pour l'alimentation du circuit, utiliser, sans

le moindre problème, une pile, la sonde peut également être alimentée à l'aide d'une source de tension externe, fournissant entre 5 et 15 V. La LED D1 visualise la présence de la tension d'alimentation

et S4 fait office d'interrupteur de mise en et hors-fonction.

La consommation de la sonde numérique universelle ne dépasse pas quelque 50 mA.

A.B. Tiwana

67 AMPLIFICATEUR PWM STÉRÉO 3 WATTS

La caractéristique la plus remarquable du petit amplificateur stéréo décrit ici est l'utilisation, comme étage de puissance stéréo, d'un circuit de commande de moteur pas à pas en pont (*stepper motor bridge driver*). L'examen du schéma nous montre que nous sommes en présence, pour chacune des voies, d'un amplificateur/convertisseur à MLI (modulation en largeur d'impulsion = PWM, *Pulse Width Modulation*) à 3 étages.

Les signaux audio d'entrée gauche (L = *Left*) et droite (R = *Right*) commencent par subir une conversion en signaux triangulaires effectuée par les amplificateurs opérationnels IC1 et IC2 câblés en intégrateurs, la ligne de réinjection de la sortie de l'étage de puissance passant par les résistances R7 et R11. Les ampli-

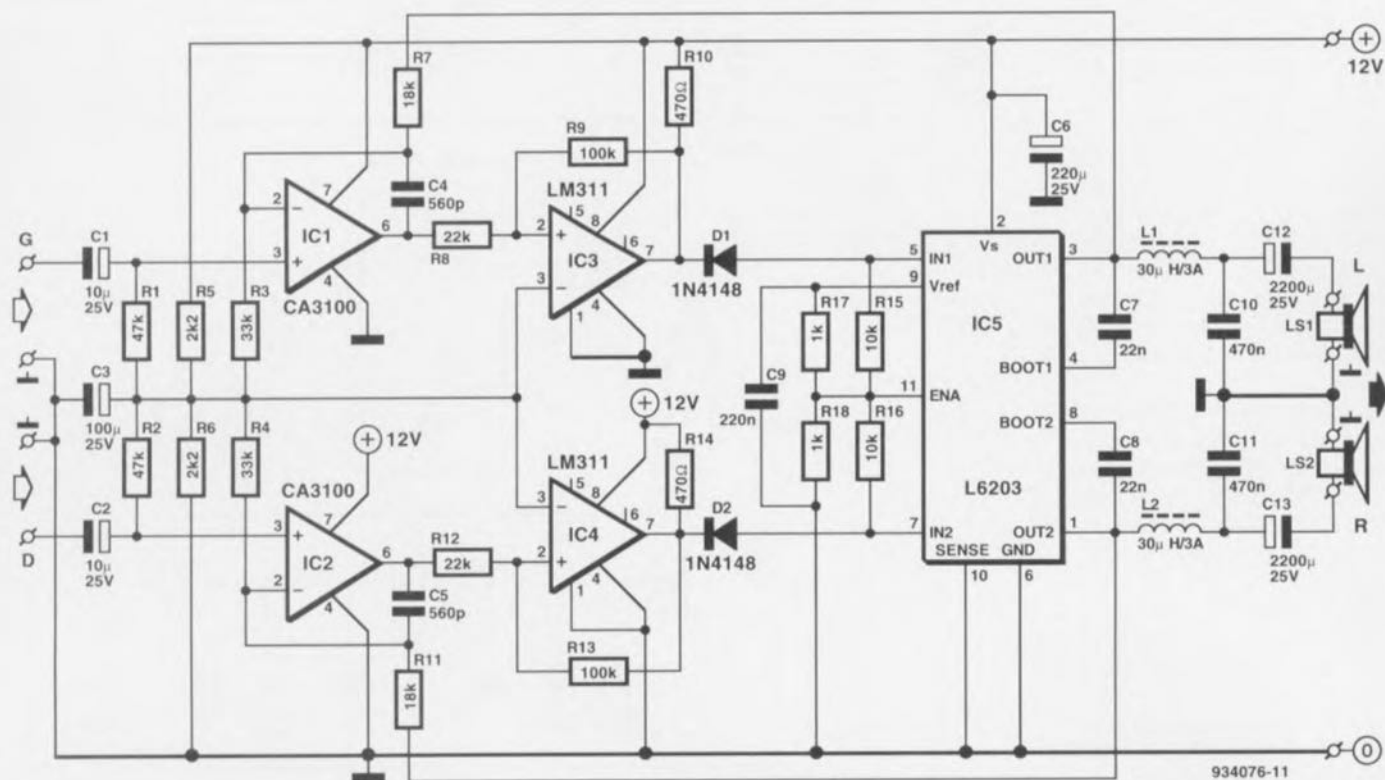
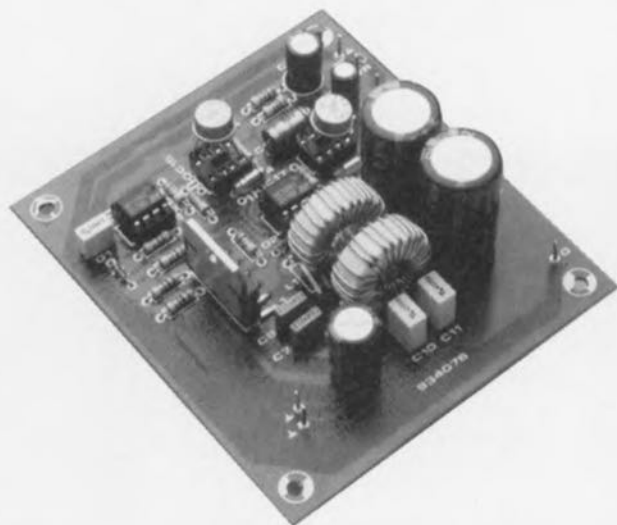
ficateurs opérationnels IC3 et IC4 convertissent ensuite ces ondes triangulaires en signaux rectangulaires à largeur d'impulsion variable qui attaquent les entrées numériques de l'amplificateur de puissance en pont, IC5.

Le L6203 de SGS-THOMSON Microelectronics est en réalité un circuit de commande en pont conçu pour les applications faisant appel à des moteurs pas à pas. Les transistors de sortie de technologie DMOS ont une résistance $R_{D-S(on)}$ de 0,23 seulement, ce qui se traduit par une dissipation peu élevée et partant un rendement important.

Chaque canal (demi-pont) du circuit est commandé par une entrée logique distincte, alors que l'on dispose d'une entrée de validation (*Enable*, broche 11) pour la com-

mutation marche/arrêt des 2 voies. Dans la présente application les 2 canaux sont validés par une tension de 5,1 V dérivée de la sortie

de tension de référence du circuit intégré. Bien que le L6203 comporte un circuit en pont, les haut-parleurs sont branchés en terminaison



934076-11

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 47 k Ω
 R3, R4 = 33 k Ω
 R5, R6 = 2 k Ω
 R7, R11 = 18 k Ω
 R8, R12 = 22 k Ω
 R9, R13 = 100 k Ω
 R10, R14 = 470 Ω
 R15, R16 = 10 k Ω
 R17, R18 = 1 k Ω

Condensateurs :

C1 = 10 μ F/25 V
 C2 = 10 μ F/25 V radial
 C3 = 100 μ F/25 V radial

C4, C5 = 560 pF polystyrène
 C6 = 220 μ F/25 V radial
 C7, C8 = 22 nF
 C9 = 220 nF
 C10, C11 = 470 nF
 C12, C13 = 2 200 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4148
 IC1, IC2 = CA3100 (Harris
 Semiconductor)
 IC3, IC4 = LM311N
 IC5 = L6203 (SGS-THOMSON
 Microelectronics)

Selfs :

L1, L2 = torique 30 μ H/3

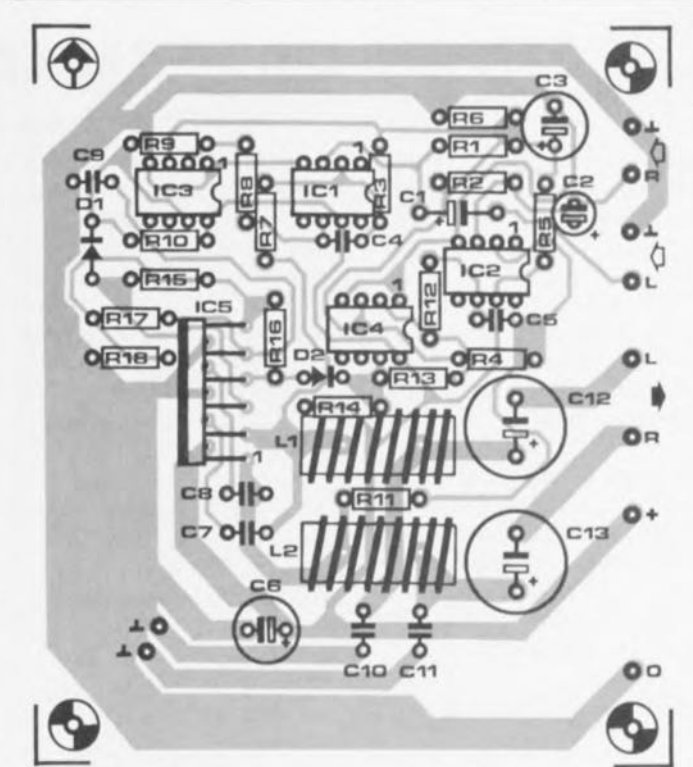
unique de manière à obtenir une disposition stéréophonique.

Les résultats obtenus lors des tests de l'un des prototypes de l'amplificateur ne sont pas spectaculaires, mais valent cependant la peine d'être mentionnés.

À une tension d'alimentation de 12 V et avec un signal d'entrée présentant une fréquence de 1 kHz nous disposons d'une puissance maximale de 2 W dans une charge de 4 Ω . Le niveau d'entrée

nominal nécessaire à l'obtention de cette puissance était de 2 V_{eff}. Nous avons mesuré un facteur d'atténuation de 20, la distorsion étant alors de 1,5%.

Ces chiffres croissent quelque peu lorsque l'on fait passer la tension d'alimentation à 14,4 V. La puissance de sortie maximale atteint alors de l'ordre de 2,8 W, le niveau demandé au signal d'entrée étant alors de 2,25 V_{eff}. À pleine modulation l'amplificateur connaît un rendement de quelque 73%, avec



un produit d'intermodulation d'horloge MLI situé à -40 dB.

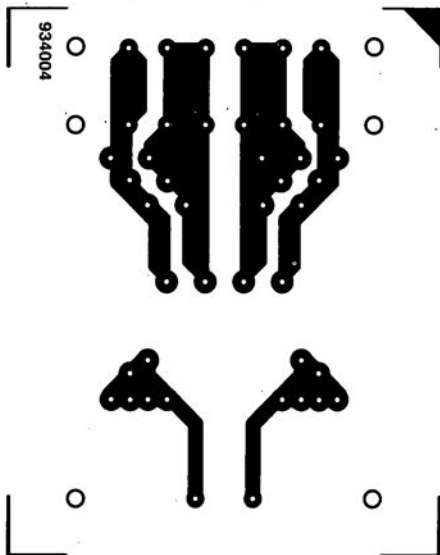
À des niveaux de signaux d'entrée moins importants la distorsion de

l'amplificateur baissera pour se maintenir à 0,3% environ, le niveau de bruit chutant lui jusqu'à -80 dB.

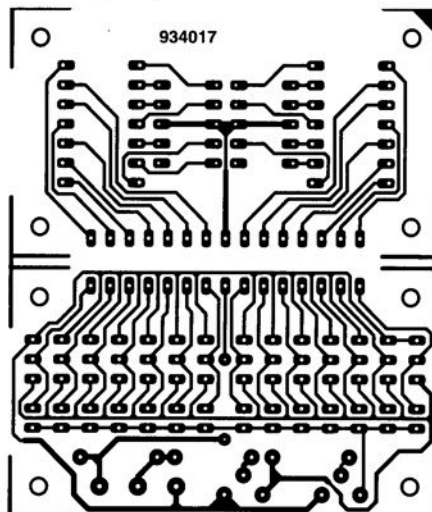
(Application SGS-Thomson)

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

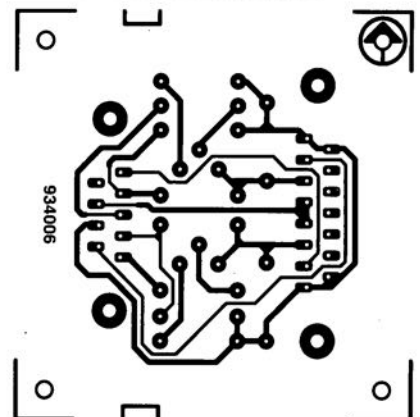
1 circuit imprimé universel pour transformateur



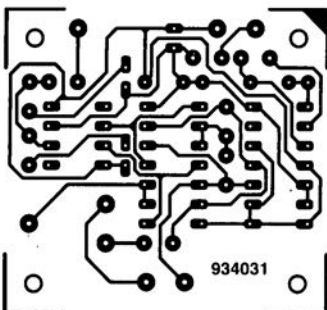
2 tachymètre pour PC



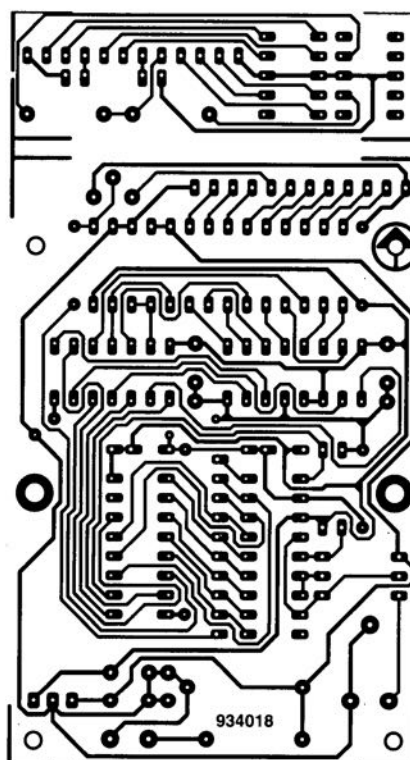
3 convertisseur de manche pour PC



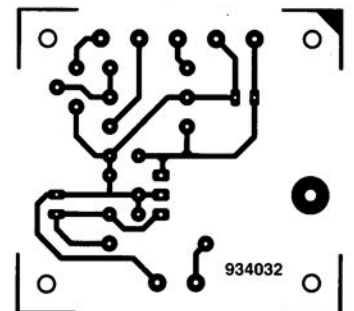
4 humidimètre pour plantes : le capteur



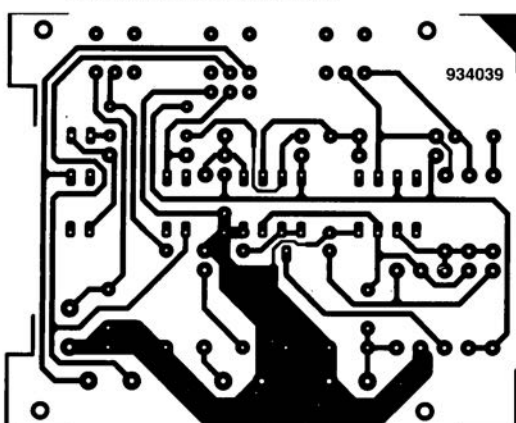
5 voltmètre de bord



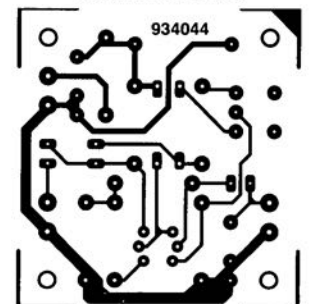
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



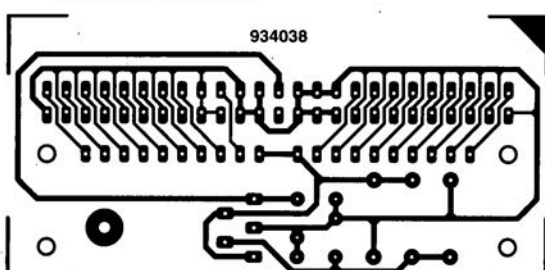
7 enregistrement à commande vocale



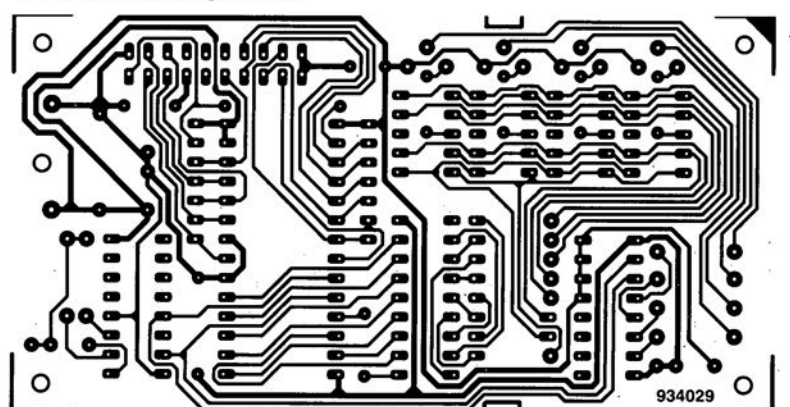
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

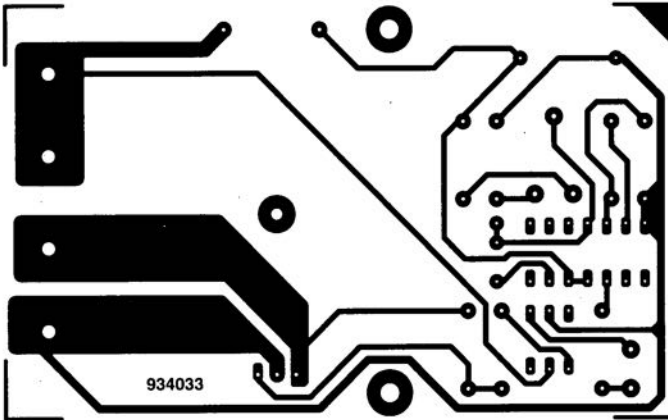


10 décodeur d'affichage universel

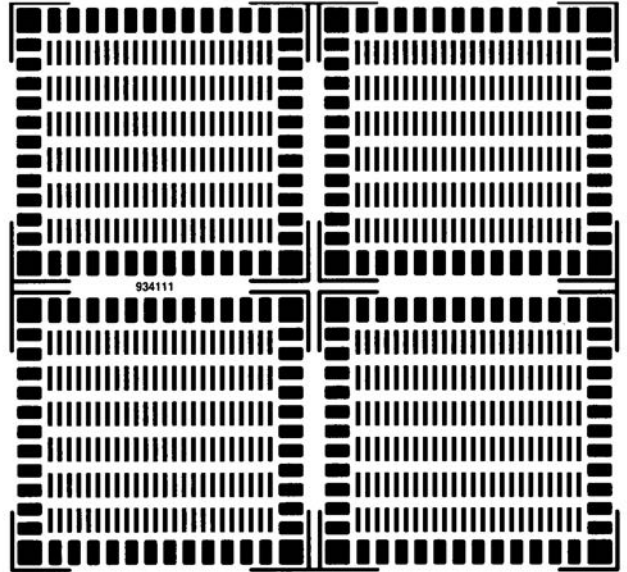


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

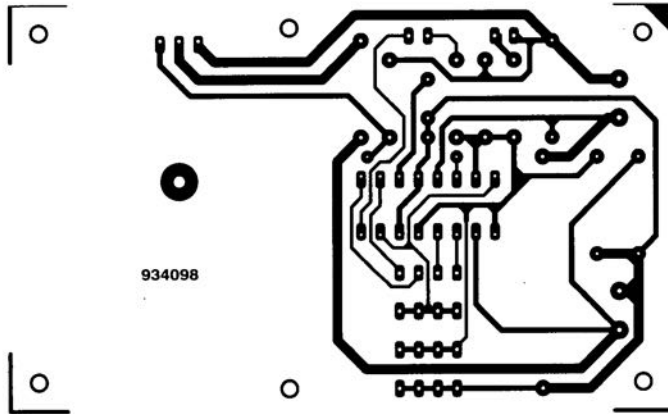
11 « conditionneur » pour accu au plomb



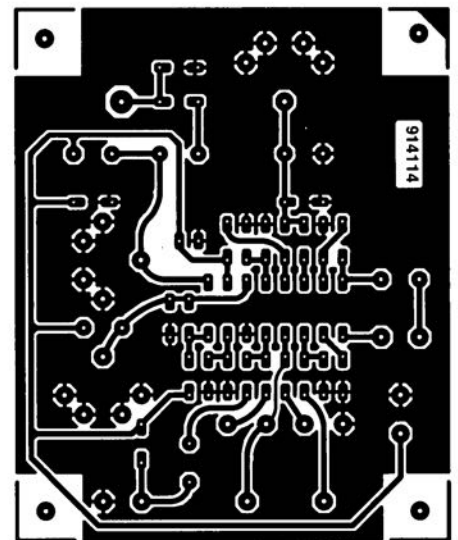
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



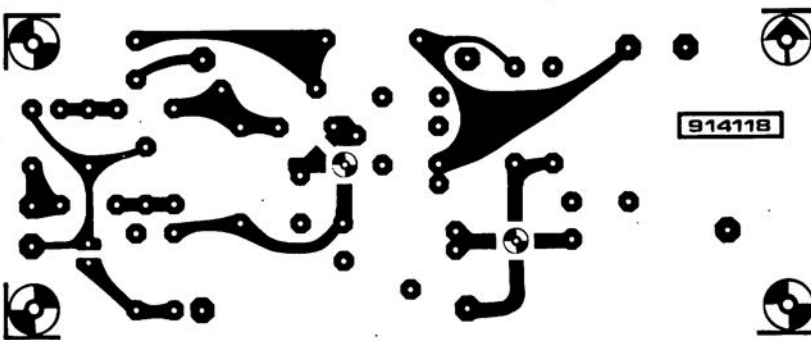
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



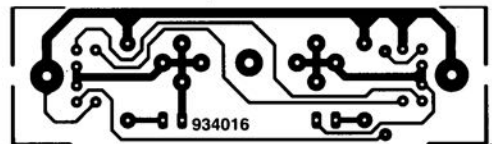
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



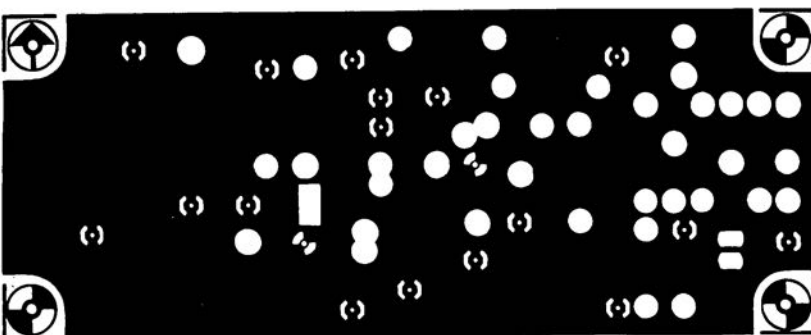
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



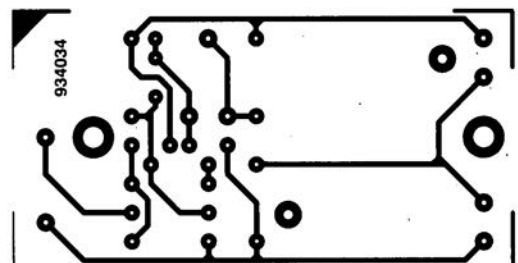
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

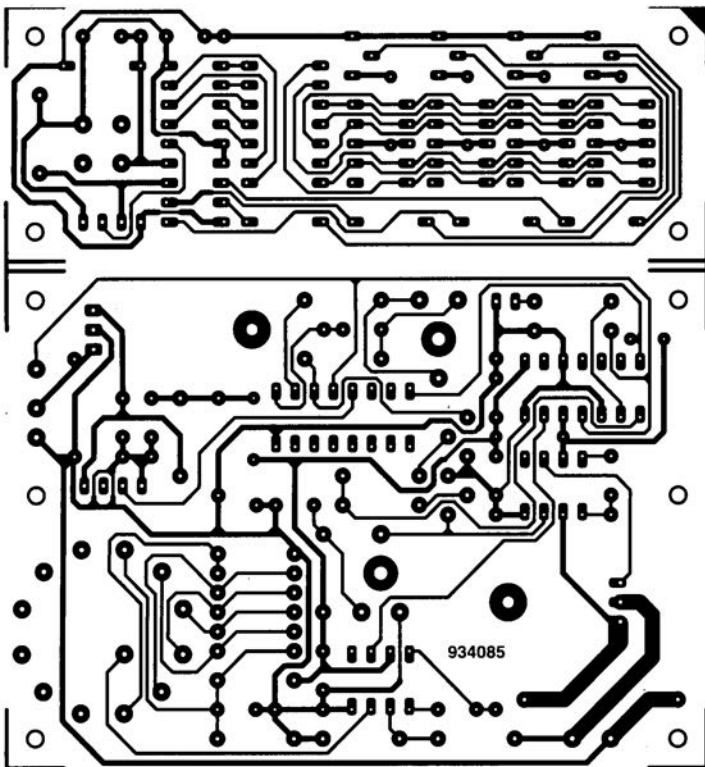


18 testeur de continuité sonore

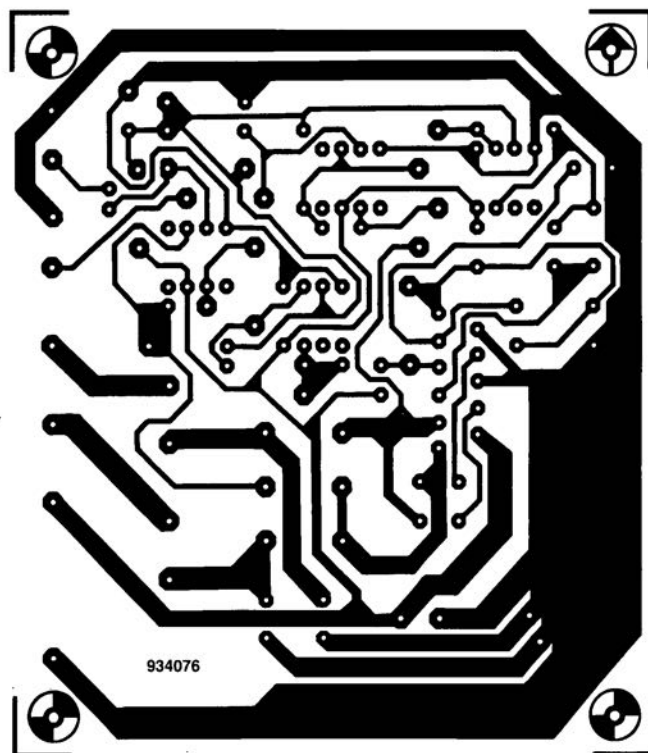


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

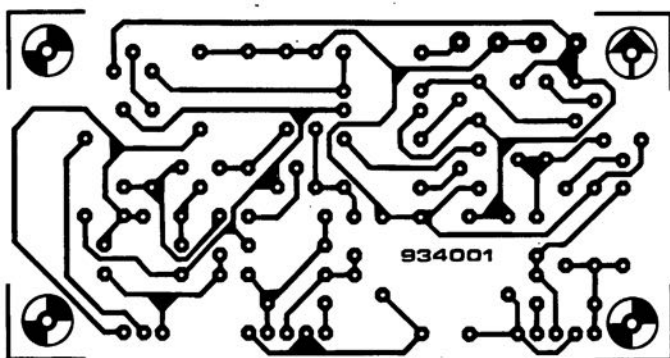
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



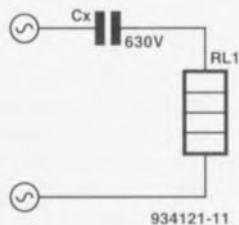
Plus nous faisons de notre mieux pour économiser de l'énergie, plus le prix de l'unité d'énergie qu'il nous faut payer au fournisseur augmente. Ce mécanisme économique n'incite donc pas à limiter la quantité d'énergie consommée. Si l'on n'y réfléchissait pas un peu, on pourrait même avoir l'impression d'être puni parce que l'on se sent responsable de son environnement et que l'on est conscient de la précarité de nos réserves d'énergie.

On remarquera donc, qu'à long terme, économiser de l'énergie à fin de limitation des coûts est une base de départ totalement erronée ! L'unique raison valable, pouvant d'ailleurs justifier toutes les économies d'énergie possibles, est la conservation de notre environnement. Vous avouerez cependant, que cette dernière considération est loin de suffire à nous convaincre des aspects négatifs de l'utilisation de l'appareil électro-

ménager le plus récent (dans bien des cas inutile et, pire encore, gros consommateur d'énergie). Ayant constaté que nous sommes, esclaves d'un monde – créé par nous-mêmes d'ailleurs – dans lequel tout tourne autour l'argent, plus sensibles aux factures du moment qu'aux comptes à moyen et long terme écologiques que nous (ou, plus probablement, nos descendants) auront à rendre plus tard, l'équipe d'Elektor a conçu ce réducteur de factures d'électricité, véritable économiseur de frais d'énergie pour se faire mettre en boîte.

Tous ceux d'entre nos lecteurs, habitués des règles arithmétiques de base utilisées pour déterminer le montant d'énergie « drainé » d'une prise secteur par exemple, savent pertinemment que l'on ne paie en fait que la puissance **réelle** consommée. Le facteur $\cos\phi$, élément connu s'il en est, que l'on retrouve souvent mentionné sur la plaquette d'identifica-

tion d'un appareil électrique, fournit quelques bribes de réponse à la question de savoir quelle partie de la puissance dissipée totale on



se verra, ultérieurement, facturer. Si ce facteur est 1 (valeur maximale), la facture de l'EDF sera salée. Un facteur $\cos\phi$ de 0 est, qui en douterait, sensiblement plus favorable. Cette valeur se produit si le courant fourni par le secteur est déphasé de 90° très exactement par rapport à la tension secteur. Il n'est pas sorcier de s'approcher, pour l'un ou l'autre appareil, de cette valeur idéale.

Il suffit en fait de la mise en série sur la charge consommant le courant d'une capacité de caractéristiques adéquates. Chaque électronicien, digne de ce nom, sait qu'un condensateur introduit un déphasage de 90° du courant par rapport à la tension. C'est cette caractéristique des condensateurs que nous exploitons dans ce montage. Quelques expérimentations avec différentes valeurs de capacité résultent rapidement en une économie d'énergie – ou plutôt économie d'argent ! La vitesse à laquelle tourne votre compteur de kWh vous renseigne sur le fait si le choix de la capacité mise en oeuvre est bon. Il va sans dire qu'il faudra faire appel à des condensateurs ayant une tension de service minimum de 300 V pour la tension alternative de 230 V (voire des exemplaires pour tension continue de 630 V). Attention, la tension du secteur est, vous le savez, potentiellement dangereuse.

Bo. Nnebliague

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

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

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

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

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

69 LED « PILES ÉPUISÉES »

De nombreux appareils alimentés par pile(s) possèdent une indication de niveau de la tension d'alimentation du système qui prend souvent la forme physique d'une LED de visualisation. Si les piles sont pratiquement épuisées, cette LED clignote pour indiquer qu'il est temps de mettre de nouvelles piles dans l'appareil.

Le circuit décrit dans cet article sert à doter n'importe quel appareil à alimentation par piles de ce dispositif ô combien pratique. La tension (U_{LED}) aux bornes de la LED D1 dépend du type de LED utilisée et est de l'ordre de 2 V.

La tension de la LED est appliquée à l'entrée d'un amplificateur différentiel discret réalisé à l'aide des transistors T1 et T2. Si la tension présente sur la base de T1 est inférieure à la tension de la LED, T1 devient conducteur et le condensateur C1 se charge via la résistance R1. Ce condensateur produit ensuite le blocage du transistor T3 qui, à son tour, rend passant le transistor T4. Le transistor T4 étant conducteur, la LED D1 s'éteint.

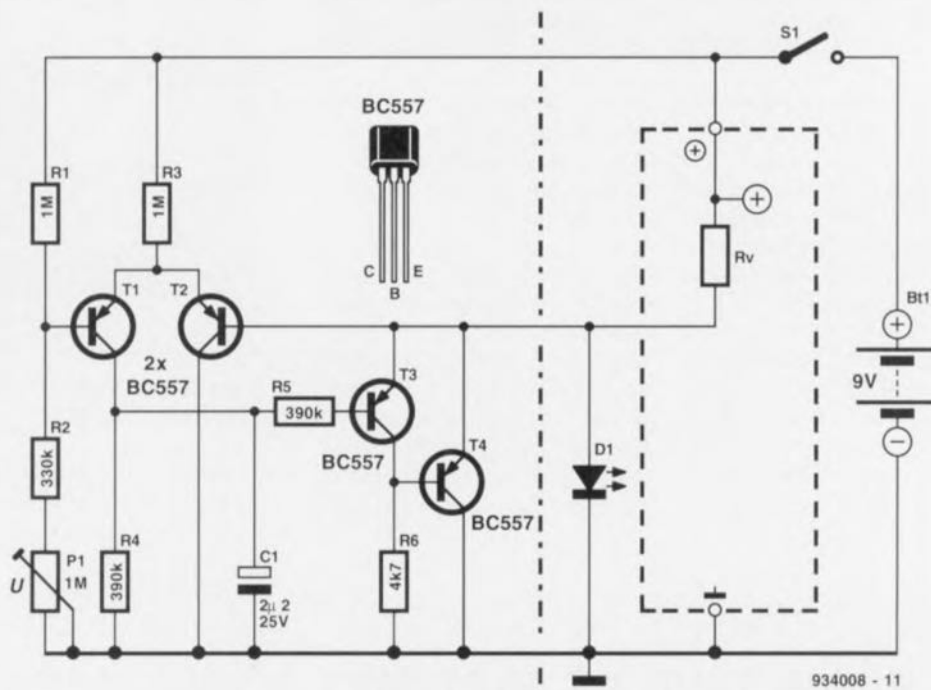
La LED reste éteinte jusqu'au moment où le condensateur C1 aura perdu sa charge. Si la ten-

sion d'alimentation est toujours trop basse, le cycle recommence et la LED clignote donc. Si par contre la tension d'alimentation est suffisamment élevée, seuls les transistors T2 et T3 sont conducteurs, T4 bloque et la LED D1 restera « allumée » continûment. Le potentiomètre P1 sert à définir

le niveau de tension à laquelle la LED doit se mettre à clignoter. La fréquence du clignotement dépend de la tension d'alimentation et de la capacité du condensateur C1. Il vous suffira, si la fréquence du clignotement ne vous convient pas, d'adapter la capacité de C1. La valeur de la résistan-

ce R_v définit l'intensité du courant traversant la LED et donc sa luminosité. En pratique, la résistance R_v et la LED D1 sont déjà, très souvent, présentes sur l'appareil que l'on veut doter de ce petit circuit accessoire.

F. Rimatzki



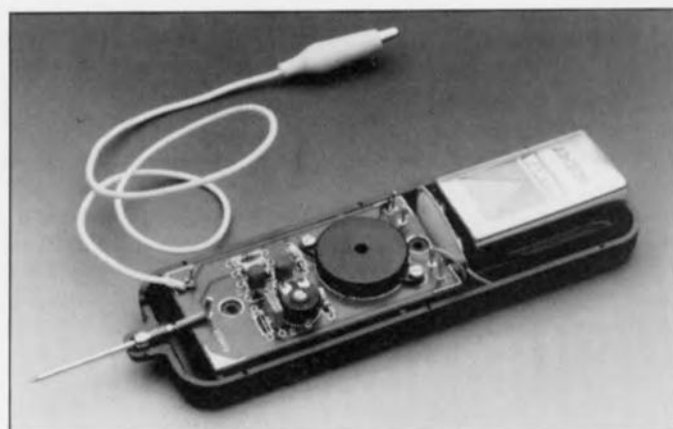
70 TESTEUR DE CONTINUITÉ SONORE

Quel que soit le dernier cri dans le domaine des multimètres numériques, aucun laboratoire d'électronique n'est complet s'il lui manque un testeur de continuité, instrument précieux permettant de vérifier rapidement, et ce de façon fiable, différentes connexions, composants et autres pistes de circuits imprimés.

Le petit instrument, objet de cette description, est un testeur de continuité sonore; la fréquence du signal qu'il génère, et donc sa hauteur, est fonction de la résistance mesurée. Les dimensions très réduites de cet instrument, sa simplicité d'emploi et le fait qu'il fournisse une indication audible

vous permettent de vous concentrer totalement aux connexions à vérifier. Il n'est pas nécessaire de regarder une LED ou autre affichage pour savoir si l'une ou l'autre connexion est bonne. Vous avez donc maintenant la possibilité de déterminer la qualité de l'une ou l'autre connexion tout simplement... en l'« écoutant » !

Le schéma montre un oscillateur réalisé à l'aide de 2 transistors. La fréquence du signal de sortie de cet oscillateur dépend de la résistance mesurée entre les 2 entrées, A et B. L'élément de réinjection de l'oscillateur prend la forme du condensateur C1. La diode D1 et la diode de la jonction base/émet-



teur du transistor T1 garantissent une commutation « douce » de la charge de C1, sans constituer de diviseur de tension avec la résis-

tance de base R1. La résistance du collecteur de T1 prend la forme de la diode D2 qui garantit un gain stable et ceci en

dépit d'une tension de pile en diminution. La distorsion due à cette approche est sans la moindre conséquence : le signal de sortie n'étant, de toute façon, pas purement sinusoïdal.

Les transistors « tirent » la quasi-totalité de leur courant d'alimentation à travers le résonateur piézo passif et « génèrent » ainsi un son audible.

La combinaison d'un transistor NPN avec l'un des ses homologues PNP fait qu'en absence de

connexion entre les points A et B il n'y ait pas la moindre consommation de courant. Un interrupteur marche/arrêt est de ce fait parfaitement inutile.

La consommation totale du circuit se limite, en fonction de la position du curseur de l'ajustable P1, à une valeur très modeste comprise entre 3 et 5 mA.

On remarquera que la fréquence du signal sonore diminue lorsque la résistance entre les points A et B

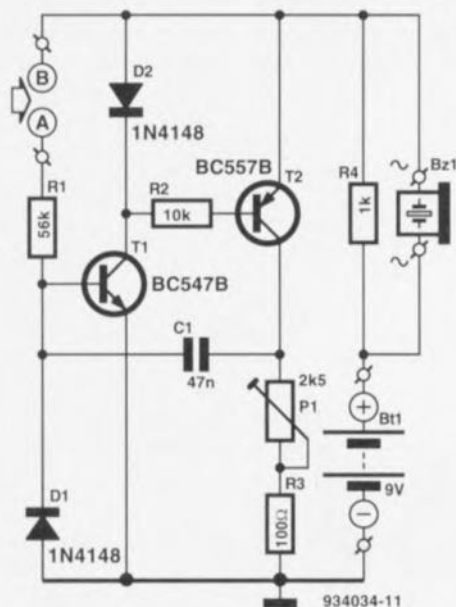
augmente. La différence de potentiel entre les entrées du circuit étant de 8 V environ et le courant maximal se limitant à quelque 50 μ A, il est quasiment exclu d'endommager un composant quelconque avec cet instrument de test.

Il faudra régler l'ajustable P1 de façon à obtenir un son « agréable » lorsque les points A et B sont court-circuités. On connecte ensuite une résistance de 22 k Ω entre ces 2 points. Cette action doit se traduire par une chute importante

de la fréquence du signal sonore. Il est recommandé de monter l'ensemble dans un petit boîtier à compartiment pour pile 9 V. Le point A peut être relié à une pointe de touche que l'on fixe dans l'une des faces latérales du boîtier.

Pour terminer la réalisation de cet instrument de test simple mais pratique, on connecte l'entrée B à un morceau de fil de câblage souple, doté d'une petite pince crocodile.

F. Hueber



Liste des composants

Résistances :

- R1 = 56 k Ω
- R2 = 10 k Ω
- R3 = 100 Ω
- R4 = 1 k Ω
- P1 = 2k Ω 5 ajustable

Condensateurs :

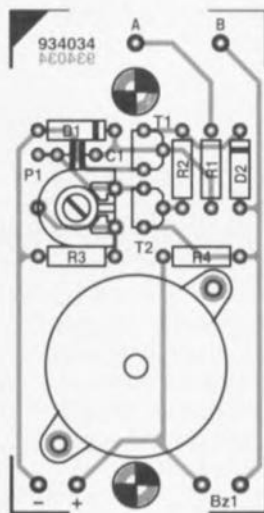
- C1 = 47 nF

Semi-conducteurs :

- D1, D2 = 1N4148
- T1 = BC547B
- T2 = BC557B

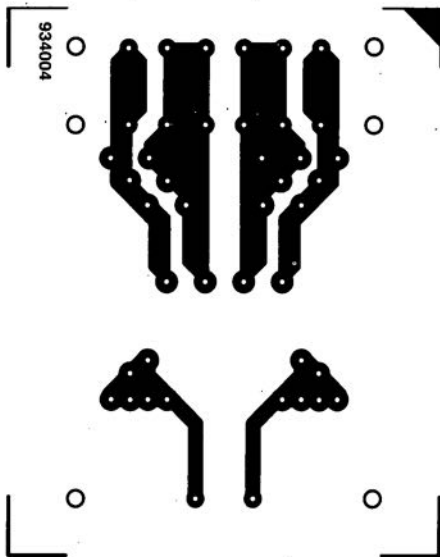
Divers :

- Bz1 = résonateur piézo-céramique passif
- Bt1 = pile 9 V avec son clip de connexion
- 1 boîtier du type « sonde » (tel que, par exemple, Conrad 52.68.66-66)

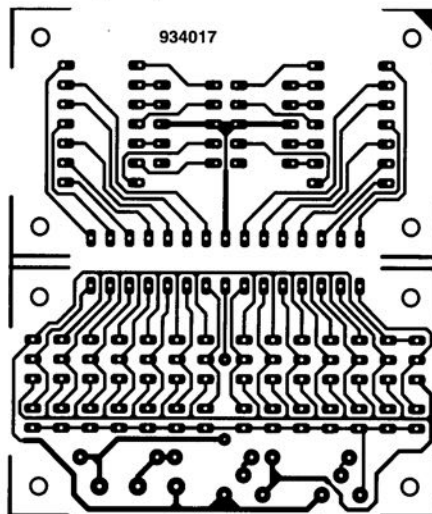


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

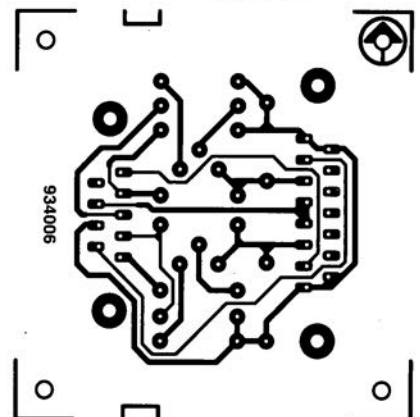
1 circuit imprimé universel pour transformateur



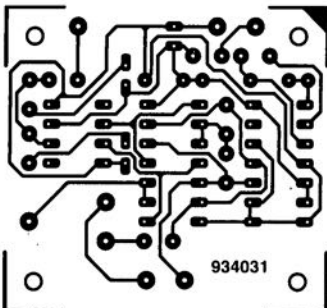
2 tachymètre pour PC



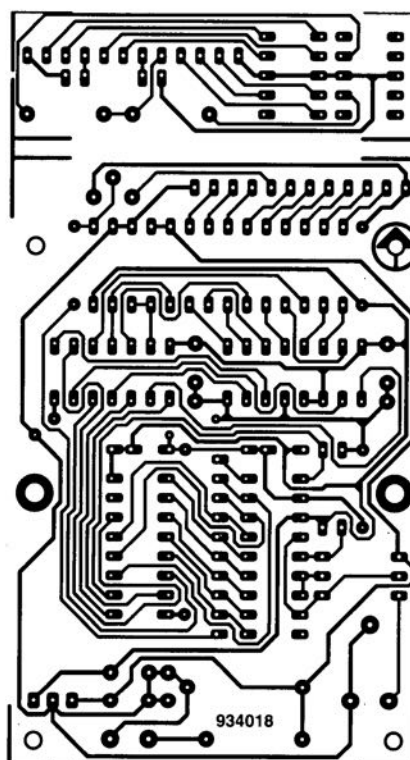
3 convertisseur de manche pour PC



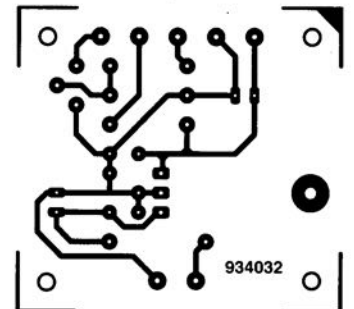
4 humidimètre pour plantes : le capteur



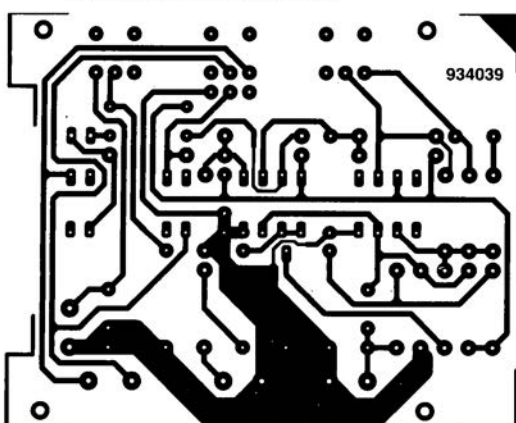
5 voltmètre de bord



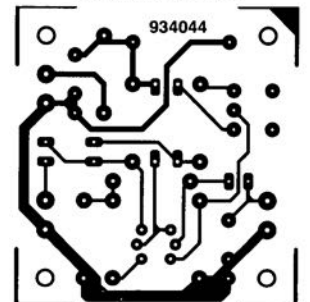
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



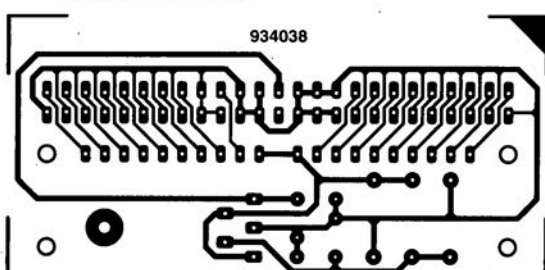
7 enregistrement à commande vocale



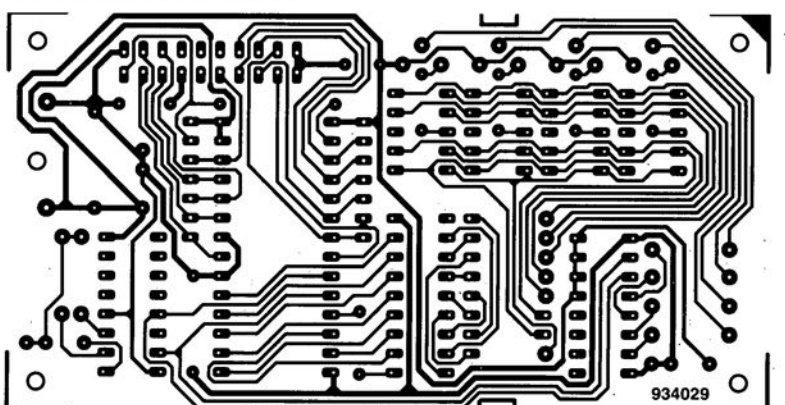
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

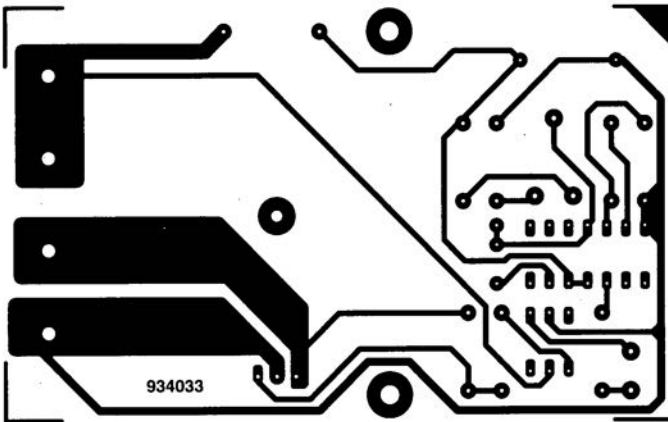


10 décodeur d'affichage universel

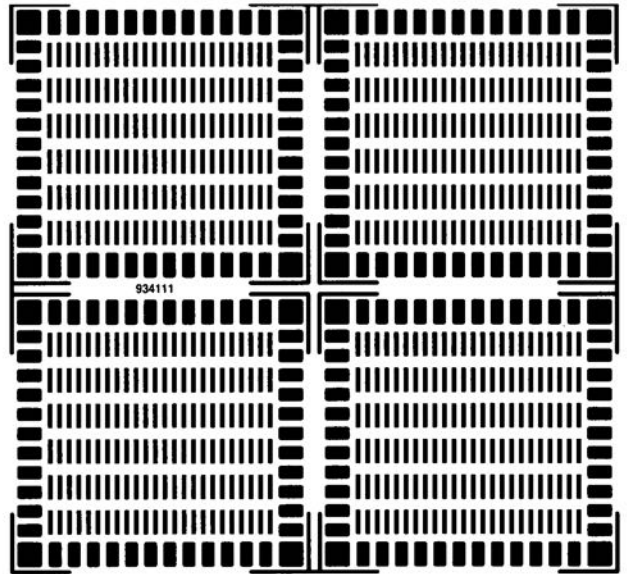


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

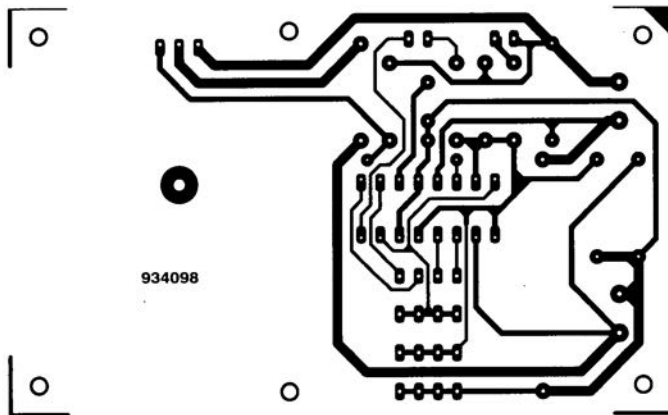
11 « conditionneur » pour accu au plomb



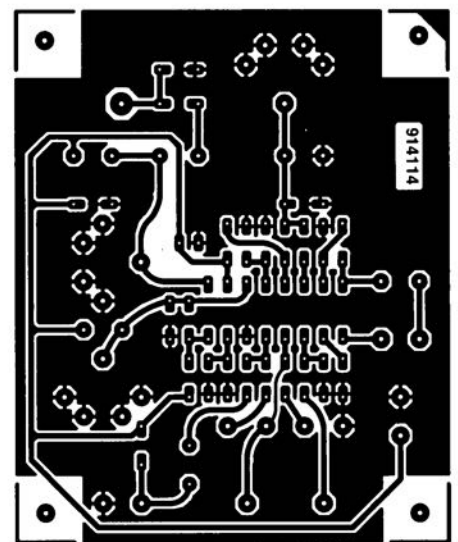
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



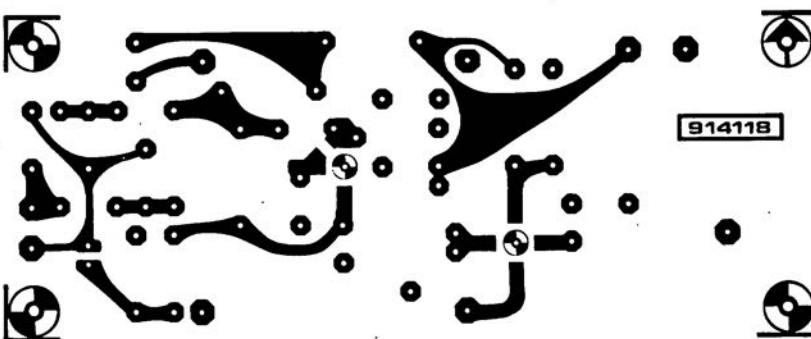
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



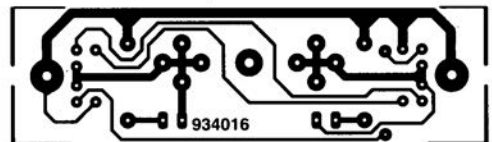
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



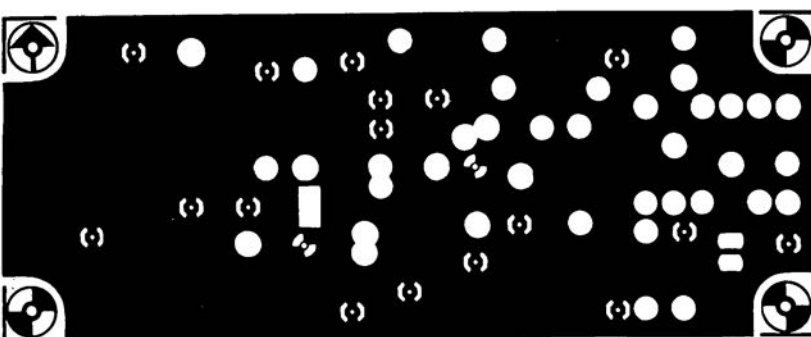
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



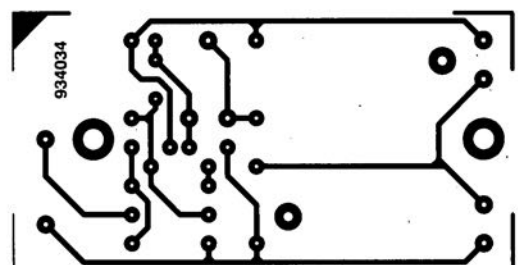
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

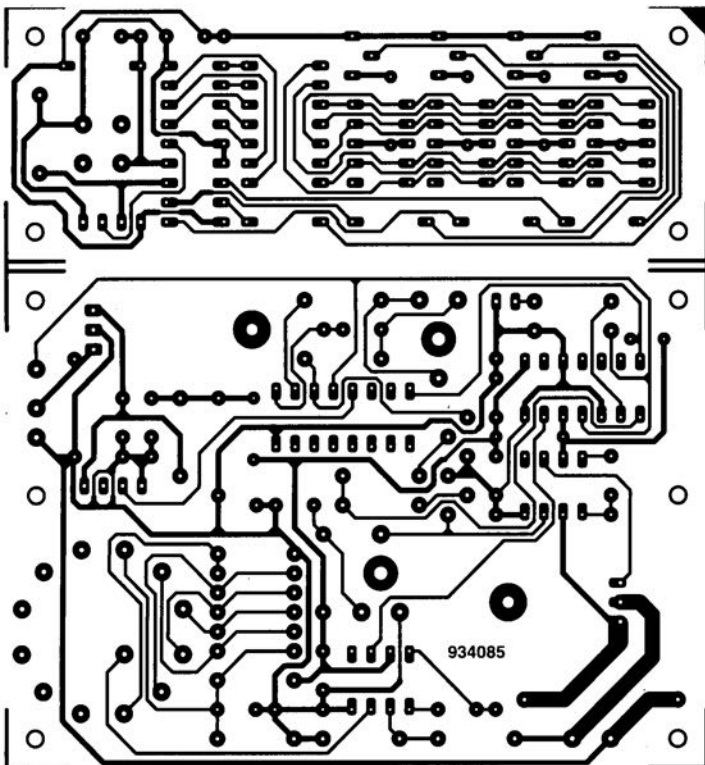


18 testeur de continuité sonore

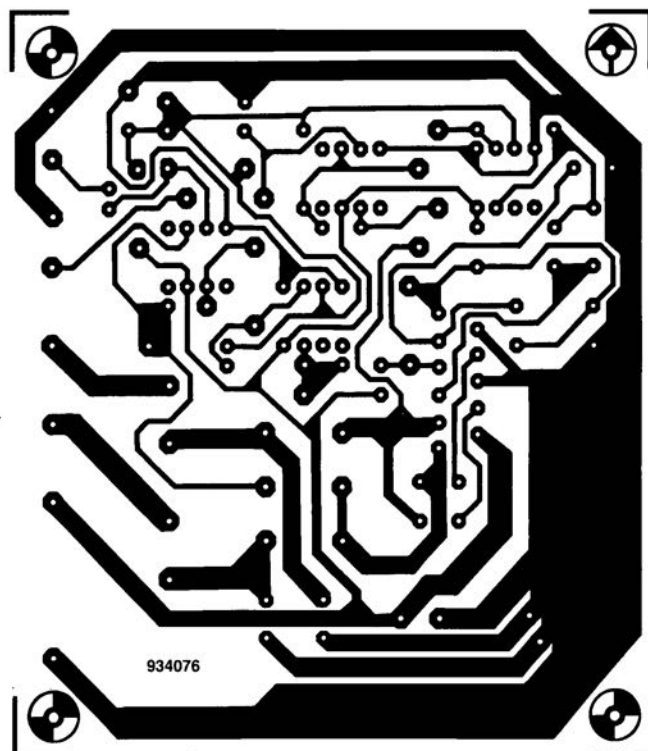


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

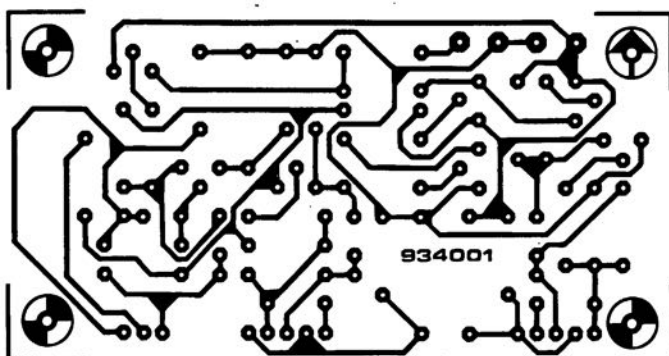
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



ÉMETTEUR IR RUSTIQUE 71

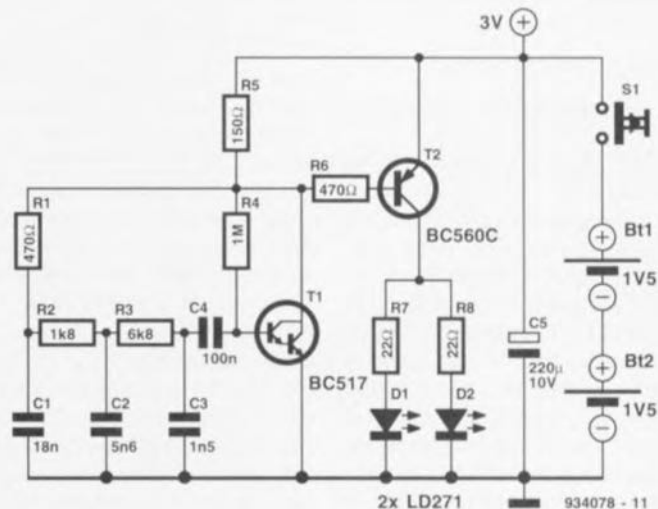
Le montage miniature décrit ici est destiné à être utilisé avec un automate de commutation à commande par rayonnement infrarouge (IR). L'émetteur se contente, pour son alimentation, d'une paire de piles de 1,5 V ou d'une pile au lithium de 3 V.

Nous avons fait appel, en vue de garder à cette réalisation la compacité requise sans perdre pour autant la stabilité en fréquence nécessaire, à un oscillateur à un transistor, T1.

Cet oscillateur à décalage de phase (*phase-shift oscillator*) possède une stabilité en fréquence suffisante pour l'application envisagée. Si nous avons utilisé pour T1 un darlington (BC517) c'est pour garantir un gain suffisant de ce transistor à la faible tension d'alimentation prévue, à savoir 3 V.

Le réseau de décalage de phase constitué par les résistances R1 à R3 et les condensateurs C1 à C3 comporte en fait 3 réseaux RC interconnectés présentant (pratiquement la même constante de temps). Nous avons, de manière à éviter des interférences entre les différents réseaux RC, choisi pour les résistances concernées, des valeurs croissantes selon un facteur 3,8 d'une résistance à la suivante.

Il faut, en raison de cette interinfluence, augmenter le gain de l'étage à transistor au-delà de la valeur théorique de 8 fois. La valeur de R5 est un compromis acceptable. Il est impératif d'avoir une valeur faible pour éviter d'influencer le réseau de déphasage (l'impédance de sortie de T1 entraîne une modification de la fréquence d'oscillation).



Il ne faut pas non plus que R5 ne prenne une valeur trop faible sous peine de se retrouver confronté à

une augmentation trop forte de la consommation de courant et à une diminution trop importante du gain.

De même, c'est pour réduire le plus possible l'influence de l'impédance base-émetteur du tampon monté en aval (T2), on a opté pour une commande de ce transistor, via sa propre résistance, R6, depuis T1. La présence de T2 se justifie par la nécessité de pouvoir disposer d'un courant suffisant à travers les LED. De par le niveau faible de la tension d'alimentation il n'est pas possible d'envisager une mise en série de ces 2 LED IR, raison pour laquelle elles sont commandées chacune depuis T2 à travers leur résistance de limitation de courant, R7 et R8 respectivement.

La mise en et hors-fonction de fait

tout simplement par application ou coupure, par l'intermédiaire du bouton-poussoir S1, de la tension d'alimentation. L'inconvénient de cette approche est que l'on a circulation de courant tant que dure la pression sur S1. Une brève pression sur S1 est suffisante pour mettre le récepteur correspondant (cf l'article **automate de commutation à commande par IR**, ailleurs dans ce numéro).

La consommation de courant du circuit dépend de la taille de la tension d'alimentation et de la durée de la pression sur S1. Le tableau joint donne la correspondance entre la consommation de

courant et la fréquence et ce à plusieurs tension d'alimentation comprises entre 2 et 3,2 V. Nous y avons en outre indiqué la fréquence d'oscillation correspondante. La portée de cet émetteur dépassait, avec des piles neuves, les 13 mètres.

Ajoutons une remarque pour la réduction de la consommation d'énergie. Si l'on prend en série avec S1 un réseau RC constitué de la mise en parallèle d'un condensateur de 1 000 μ F/6V3 et d'une résistance de 10 k Ω , chaque action sur S1 se traduira par la génération d'une brève impulsion de courant. Si l'on

Tableau 1. Consommation de courant et fréquence à diverses tensions d'alimentation.

$U_{\text{alimentation}}$ [V]	f [kHz]	$I_{\text{crête}}$ par LED [mA]	$I_{\text{alimentation}}$ [mA]
2	29,3	24	27
2,5	30		
3	30,3		
3,2	30,4	64	63

maintient la pression sur S1, le courant aura rapidement chuté à une valeur de l'ordre de 300 μ A.

72 CONVERTISSEUR Θ°/I

Le XTR103 de Burr Brown est un convertisseur température/courant doté d'un circuit de linéarisation intégré calculé pour les capteurs de température du type PT100, une vieille connaissance. L'aspect intéressant est ici que le courant de mesure est mis à la disposition de l'utilisateur par l'intermédiaire des lignes d'alimentation – procédé courant dans l'industrie au demeurant. La valeur attribuée aux résistances R2 à R4 est telle que le courant de mesure, I_o , croît de 4 à 20 mA lorsque l'on fait subir à la PT100 une augmentation de température de 0 à 200°C.

La valeur de la résistance d'un capteur PT100 se déduit de la formule suivante :

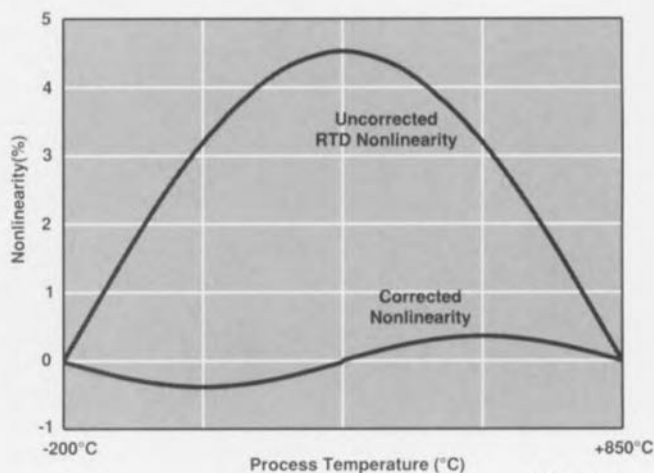
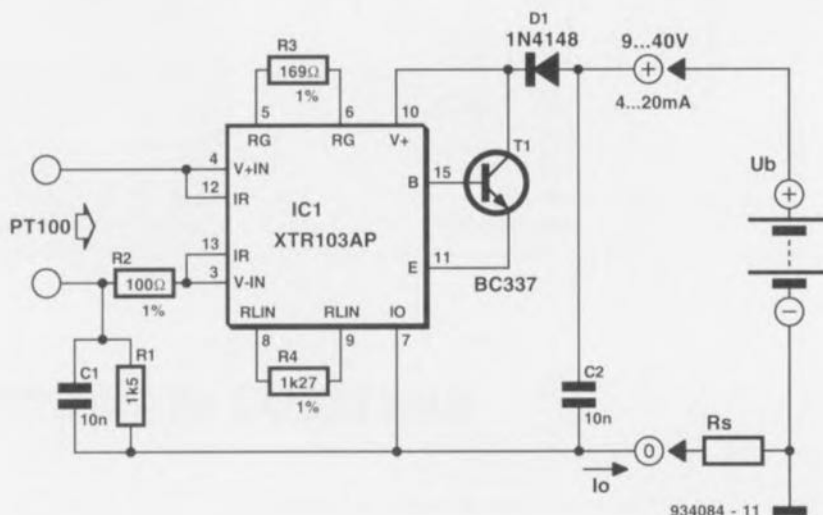
$$R_{\text{pt100}} = 100 \cdot (1 + 3,90802 \cdot 10^{-3} \cdot T - 0,580195 \cdot 10^{-6} \cdot T^2) \quad [\Omega]$$

À 200°C, R_{pt100} prend une valeur de 175,8 Ω .

L'application de cette valeur de résistance, sous la forme d'un potentiomètre, à l'entrée PT100 du montage permet une vérification extrêmement simple du courant de mesure maximal (± 20 mA). Nous avons procédé de la même manière pour la mesure du courant à d'autres valeurs de résistance (lire température de la PT100, et vous en proposons les résultats dans le **tableau 1**.

La tension d'alimentation (U_b) minimale nécessaire au convertisseur pour fonctionner correcte-

ment est, selon sa fiche de caractéristiques, de 9 V. Nous ne pouvons cependant que recommander une tension d'alimentation légèrement plus élevée, vu que le circuit d'alimentation présente toujours une certaine résistance. La résistance R_s que l'on retrouve dans la partie inférieure droite du schéma représente de ce fait la résistance des lignes d'alimentation, celle de la résistance de précision éventuellement utilisée pour la conversion du courant en une tension et la résistance interne d'un éventuel ampèremètre. Notre prototype nous a permis de constater qu'il fallait éviter, dans le cas d'une tension d'alimentation de 15 V, que cette résistance R_s ne dépasse 400 Ω .



Comme nous le signalions plus haut, la valeur des résistances R2

Tableau 1. Valeurs de la résistance R_{pt100} et du courant de sortie à différentes températures.

Θ [°C]	R_{pt100} [Ω]	I_o [mA]
200	175,8	19,36
100	138,5	11,57
50	119,4	7,69
0	100,0	3,80
à $U_b = 15\text{ V}$		

à R4 convient à la mesure de températures comprises entre 0 et 200°C.

Si vous êtes intéressés par des plages de température différentes il vous faudra consulter les informations fournies par le **tableau 2** qui indique les valeurs à donner aux dites résistances.

Notons que ce fabricant propose un logiciel permettant de calculer toutes les valeurs et courbes imaginables concernant ce produit et bien d'autres. Vous savez à qui vous adresser...

Tableau 2. Valeurs des résistances R2 à R4 en fonction de la plage de températures requise.

Domaine ΔT [°C]					
T_{MIN} [°C]	200	400	600	800	1 000
-200	19/184 838	19/392 1 083	19/637 1 152	19/927 1 159	19/1 280 1 140
0	100/167 1 258	100/358 1 201	100/581 1 145	100/844 1 089	
200	176/158 1 110	176/334 1 058	176/539 1 003		
400	247/146 971	247/311 921			
600	314/136 841				

R2/R3
R4

INDICATEUR DE COURT-CIRCUIT POUR RÉGULATEUR INTÉGRÉ 73

Les régulateurs de tension modernes disposent d'une protection contre la mise en court-circuit de leur sortie. La visualisation de cette condition d'erreur potentielle ne demande que peu d'électronique additionnelle.

Il est facile, dans le cas de régulateurs intégrés à tension de sortie fixe (78XX), de visualiser l'existence d'une condition de court-circuit : il suffit, pour ce faire, de prendre une LED dotée de sa résistance-talon entre la sortie du régulateur et la masse. Cette LED ne s'illumine que si tout est normal, c'est-à-dire présence d'une tension à l'entrée et absence de court-circuit. Si l'on a affaire à un régulateur à tension de sortie variable tel que le LM317, l'intensité lumineuse de la LED varie en fonction de la tension de sortie, ce dispositif de visualisation perdant ainsi une bonne partie de son intérêt aux tensions de sortie faibles.

Si l'on veut garder à la LED d'indication une luminosité constante il faut faire en sorte que le courant qui la traverse reste lui aussi constant, quelle que soit la tension de sortie. Il faut dans ce cas-là que le courant ne soit pas limité par une résistance-talon mais par l'intermédiaire d'une source de courant.

Le schéma montre comment réaliser une telle source de courant à l'aide d'un unique composant additionnel, T1, dans le cas d'un régulateur à tension de sortie ajustable du type LM317.

Le concept de la source de courant met à profit l'existence d'une tension de référence disponible aux bornes de la résistance R1. Cette tension de 1,25 V est définie par le LM317 lui-même et sert en principe, de concert avec R1, R2 et la résistance ajustable P1, à la régulation de la tension de sortie.

Comme le montre le schéma, nous utilisons ici cette tension de référence pour, en outre, garder à la tension aux bornes de R3 une valeur constante répondant à la formule suivante :

$$U_{R3} = 1,25 - U_{eb} \\ = +1,25 - 0,65 = 0,6 \text{ [V]}.$$

Dans ces conditions le courant à

travers la LED D3 prend une intensité de :

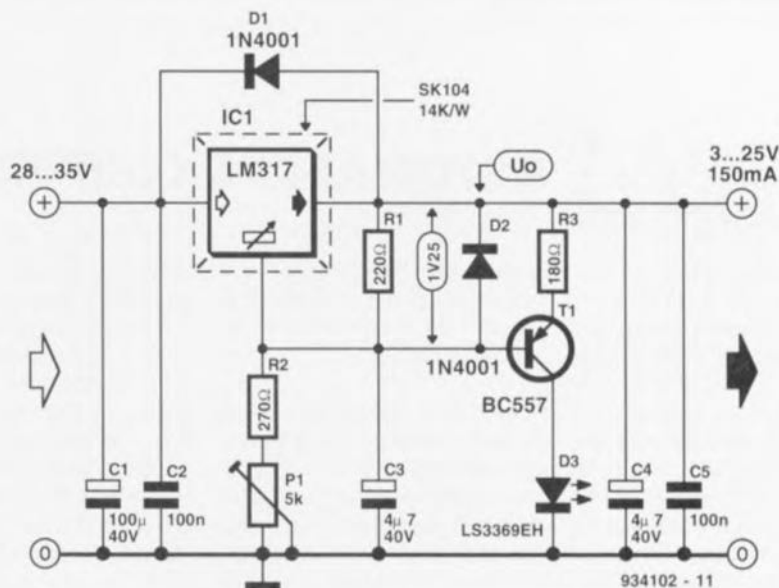
$$0,6 \text{ V} / 180 \Omega = 3,3 \text{ mA}.$$

Ce courant suffit amplement à permettre à la LED à haut rendement utilisée ici, une LS3369EH de Siemens de s'illuminer brillamment.

Nous avons déterminé expérimentalement que le courant à travers la LED reste constant jusqu'à une tension de sortie minimale de 2,65 V. Cela signifie que la LED garde une luminosité constante à toute tension comprise entre 3 et 25 V, obtenue par action sur l'ajustable P1. Vu que le courant

de base de T1 n'est que de 15 μ A, le fait de le drainer de la tension de référence n'a pas la moindre influence sur le fonctionnement du régulateur.

Il n'y a pas de risque de voir le transistor chauffer trop sachant que même si la tension collecteur-émetteur atteint 25 V, il n'a pas même 100 mW à dissiper – la puissance maximale admissible est de 500 mW, valeur qui implique la présence d'un radiateur. Il n'est pas question d'atteindre la valeur maximale de la tension collecteur-émetteur admissible, à savoir 45 V; il ne faudra cependant pas perdre de vue cette valeur maximale si l'on



envisage d'utiliser ce dispositif de visualisation pour des tensions de sortie plus élevées.

Outre les classiques condensateurs d'entrée et de sortie on constate ici la présence « extraordinaire » du condensateur C3. Cet électrochimique améliore très sensiblement le ronflement résiduel, le faisant passer de 65 à 80 dB.

La présence de C3 explique également celle de la diode D2 : cette diode de 1 A protège IC1 contre un courant de décharge trop important et le transistor T1 à l'encontre de tensions base-émetteur inverses trop élevées au cas où la sortie du régulateur serait mise en court-circuit ($U_{be(max)} = 5 \text{ V}$). La diode D1 protège le régulateur

contre des courants de décharge en provenance des capacités de sortie (C4 plus un éventuel condensateur-tampon présent dans le circuit à alimenter). En l'absence de cette diode on aurait, en cas de mise en court-circuit du régulateur ou commutation vers une tension moindre (enroulement de transformateur différent),

décharge des condensateurs de sortie à travers ce dernier.

La consommation de courant au repos est de l'ordre de 10 mA, la courant de crête pouvant atteindre lui jusqu'à 1,5 A. À la tension d'entrée maximale, 35 V et à la tension de sortie minimale, à savoir 3 V, le circuit peut fournir un courant continu de 150 mA.

BOOSTER POUR SIGNAUX IR 76

Cet amplificateur (booster) pour signaux infrarouges (IR) permet la capture et la remise en forme des signaux émis par une télécommande infrarouge, de sorte qu'après ce traitement on dispose d'un signal numérique presque parfait. Ce signal est ensuite transmis, via un câble coaxial de 50 Ω d'impédance, à un étage d'émission qui le reconvertit en un signal IR.

Il est possible ainsi de commander à l'aide d'une télécommande IR des appareils se trouvant dans une autre pièce que celle dans laquelle on se trouve lors de la commande. Que diriez-vous de pouvoir commander votre magnétoscope depuis la chambre à coucher ?

Bien que le schéma attribue à la diode IR la dénomination BPW34, il n'en est pas moins vrai que nous avons obtenu des résultats fort acceptables avec une « vieille » (dans le sens affectueux de connaissance de longue date) BP104. Il s'est avéré possible, avec cette BP104, de ponter des distances allant jusqu'à 10 mètres. Cette réalisation connaît un impératif : celui de respecter le dessin du circuit imprimé proposé par le fabricant du circuit intégré utilisé ici, le SL486 de Plessey. Nous avons appris à nos dépens que l'utilisation d'un petit

morceau de platine d'expérimentation à pastilles donnait de très piètres résultats.

La consommation de courant du récepteur dépend très fortement du code numérique utilisé par la télécommande ; elle varie entre 30 et 100 mA. Il faudra veiller en outre à ce que le câblage entre l'alimentation et les transistors T1 et T2 soit aussi court que pos-

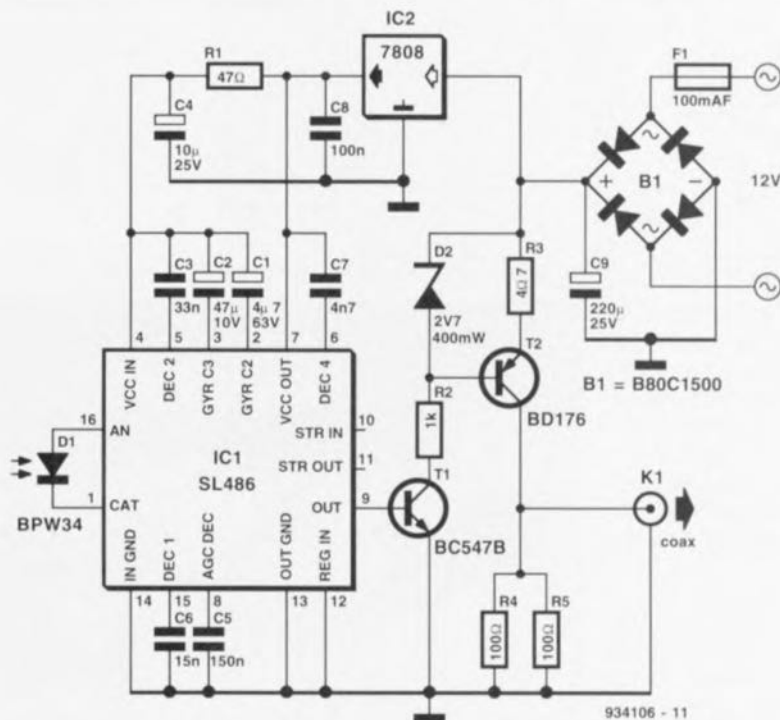
sible. La portée de l'émetteur IR dépend beaucoup des conditions régnant dans la pièce où il est utilisé ; des portées de 10 mètres ne devraient pas, en « habitat standard », poser de problème.

La fréquence du signal à émettre pourra se situer entre 5 et 200 kHz, ceci en raison de l'existence d'un dispositif de réduction

de ronflement efficace.

Il faudra veiller, pour terminer, à disposer l'émetteur et le récepteur à une distance telle l'un de l'autre qu'il n'y ait pas de risque de réinjection optique de signal. Si tant est que ces 2 dispositifs soient placés dans 2 pièces différentes cela ne posera bien évidemment pas de problème.

S. Schmid

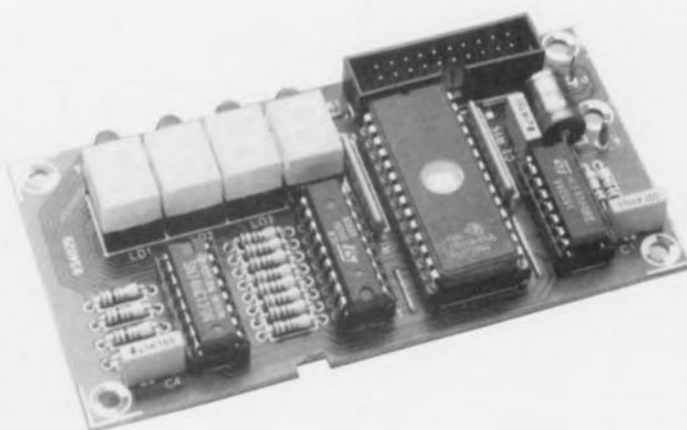


934106 - 11

77 DÉCODEUR D'AFFICHAGE UNIVERSEL

La conception d'un circuit à afficheurs 7 segments à LED pour une application spécifique peut être une tâche pénible et de longue haleine. C'est, dans bien des cas, la réalisation du décodeur adéquat, pris entre le circuit de l'application et les afficheurs proprement dits, qui prend le plus de temps et demande le plus d'efforts.

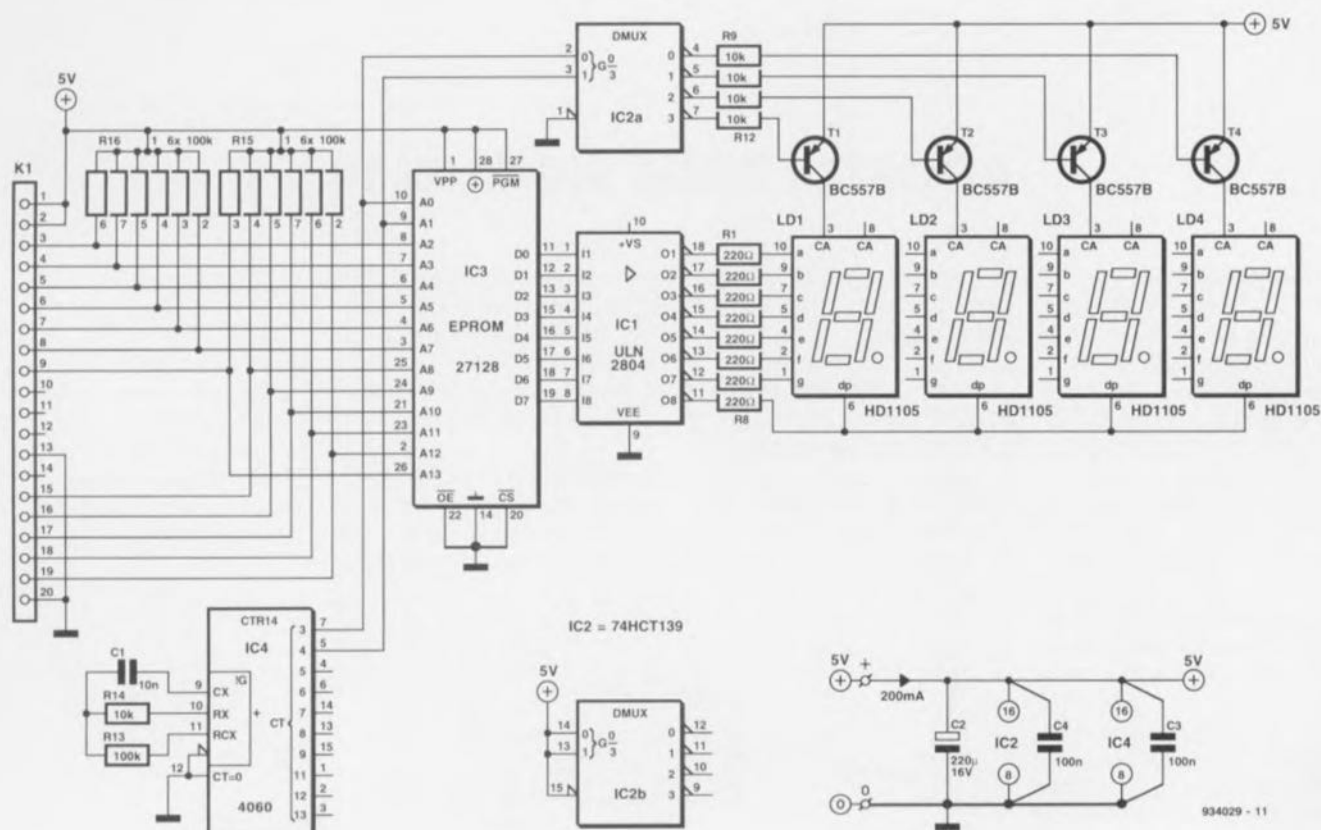
L'avantage principal du montage décrit ici est le fait que la même électronique peut servir à la réalisation d'un certain nombre de dispositifs de décodage pour affi-



cheurs 7 segments à LED. On notera qu'il s'agit ici d'afficheurs à anode commune. Les 4 chiffres (ou afficheurs si l'on veut) ont besoin de 4 octets dans l'EPROM.

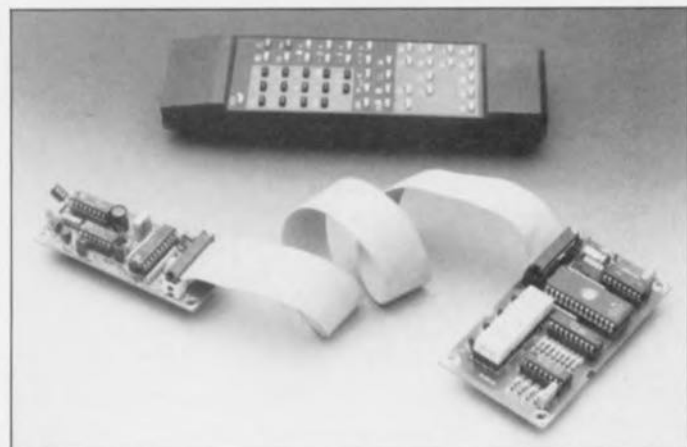
Si ces octets sont stockés à 4 adresses consécutives, il est possible de les lire par l'application aux lignes d'adresses de poids faible, A0 et A1, des codes binaires 00₂ à 11₂.

Les afficheurs étant « multiplexés » il nous est possible, par la commande des lignes A0 et A1,



cheur. Cela tient au fait que notre montage utilise une EPROM – composant qu'une grande majorité de nos lecteurs est en mesure de programmer ou de faire programmer; il en résulte des possibilités d'utilisation pour de multiples applications d'un affichage que l'on pourra manger à toutes les sauces.

Le circuit convertit un code d'entrée à 12 bits en un certain nombre de signaux nécessaires à la commande d'un affichage à 4 chiffres, réalisé à l'aide de 4 affi-



d'extraire les codes de l'EPROM pour obtenir la visualisation correspondante à l'affichage. Les autres bits d'adresses de l'EPROM restent de ce fait libres pour l'application du code à convertir.

Nous avons, à titre d'exemple, programmé une EPROM de façon à ce qu'elle effectue une traduction de code pour un récepteur de télécommande RC5 à infra-rouge. Le récepteur RC5 (cf. la bibliographie en fin d'article) peut être connecté directement (à l'aide d'un morceau de câble plat) au

Liste des composants

Résistances :

R1 à R8 = 220 Ω R9 à R12, R14 = 10 k Ω R13 = 100 k Ω R15, R16 = réseau résistif, 6 x 100 k Ω

Condensateurs :

C1 = 10 nF

C2 = 220 μ F/16 V

C3, C4 = 100 nF

Semi-conducteurs :

T1 à T4 = BC557B

IC1 = ULN2804

IC2 = 74HCT139

IC3 = EPROM 27128 (programmée)

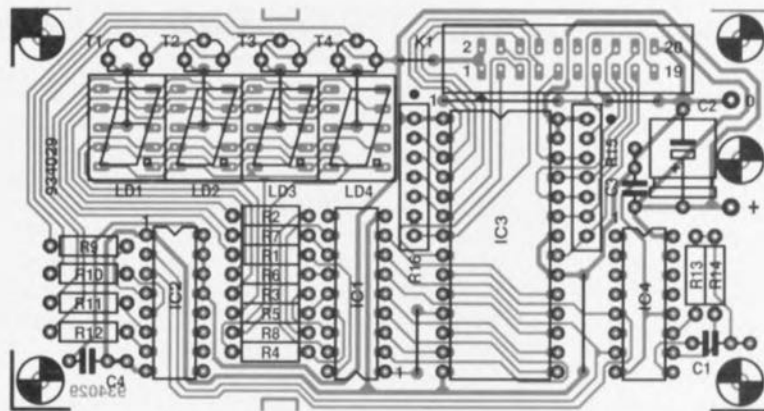
IC4 = 4060

LD1 à LD4 = afficheur 7 segments à LED, anode commune, tel que, par exemple, Siemens HD11050

Divers :

K1 = connecteur HE-10 encartable à 2 x 10 contacts mâles

1 boîtier tel que, par exemple, Heddic 222



```

program IR_display_decoder;

uses dos, crt;

var
  count : word;
  i, j, k, l, m : integer;
  g : file of byte;
  displayandtoggle : array[0..9] of byte;

const
  {The display array contains the databyte for each display value}
  display : array[0..9] of byte = ($3f, $06, $5b, $4f, $66, $6d, $7d, $7f, $6f);

begin
  assign (g, 'displat.dat'); {Open the desired filename}
  rewrite (g);
  for i:=0 to 9 do displayandtoggle[i]:=display[i]+$80; {Include toggle bit}

  {Calculate readout}
  for m:=1 downto 0 do {Toggle LED on and off addresses}

    {Maximum count is 31 63}
    {i and j define the received IR address}
    for i:=3 downto 0 do
      for j:=9 downto 0 do
        begin
          if (i=3) and (j=9) then j:=1;
          for k:=6 downto 0 do {k and i define the received IR key code}
            for l:=9 downto 0 do
              {calculate the four display bytes including the toggle bit}
              begin
                if (k=6) and (l=9) then l:=3;
                if m=1 then write (g, displayandtoggle[i])
                else write (g, display[i]);
                write (g, display[k]);
                write (g, displayandtoggle[j]);
                write (g, display[l]);
              end;
            end;
          end;
        end;
      end;
    end;
  close(g); {Close the destination file}
end.

```

connecteur d'entrée, K1, du décodeur. Un code RC5 consiste de 5 bits d'adresse et un code touche à 6 bits. Dans notre exemple nous utilisons les 2 chiffres de poids fort pour visualiser l'adresse et les 2 autres pour le code touche.

Les 6 bits de données, les 5 bits d'adresse et le bit de basculement (*toggle bit*) sont connectés aux lignes d'adresse de l'EPROM. Le bit de basculement sert à la commande du point décimal du chiffre le plus à droite. La seule fonction de ce point décimal est de visualiser une action sur l'une des touches de la télécommande.

Le contenu de l'EPROM est généré à l'aide du petit programme (écrit en Pascal) donné en figure 1.

Notez, si vous procédez à l'analyse de ce programme, que les sorties du récepteur IR sont actives au niveau bas.

Ceci signifie qu'il faudra compter à reculons – de 31 à 0 pour les adresses et de 63 à 0 pour les adresses – plutôt que dans l'ordre ascendant (0 à 31 et 0 à 63 respectivement).

La conception de ce montage permet donc, par une simple adaptation du contenu de l'EPROM, de traiter un nombre relativement

grand de variantes de décodage. L'EPROM nécessaire pour la visualisation des codes RC5 est disponible auprès des adresses habituelles.

Bibliographie :

• télécommande IR pour mono-carte à 8032/8052, Elektor n°179, mai 1993

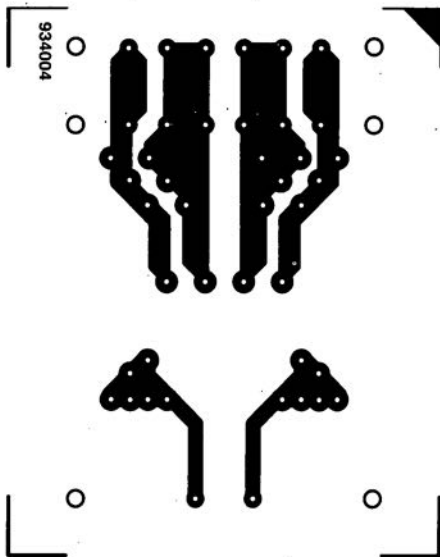


3615 + ELEKTOR

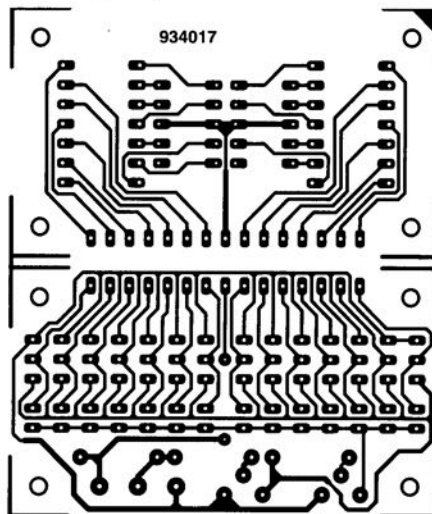
La rédaction regrette bien vivement de ne pas être en mesure de répondre directement à toutes les questions techniques, demandes de renseignements en vue de réalisation de projets de fin d'études et autres suppliques légitimes, mais fait de son mieux pour aider ceux d'entre vous qui posent leur question sur le Minitel. Ne nous en voulez pas trop...

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

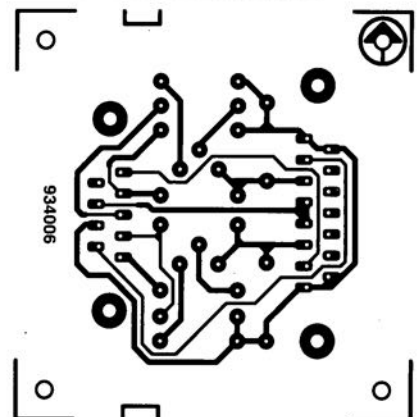
1 circuit imprimé universel pour transformateur



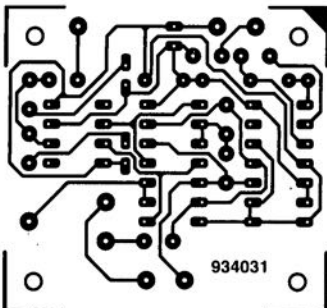
2 tachymètre pour PC



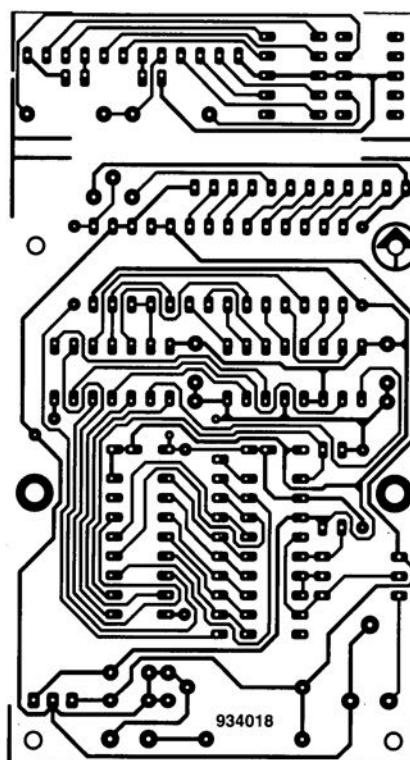
3 convertisseur de manche pour PC



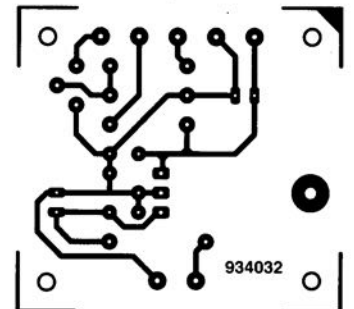
4 humidimètre pour plantes : le capteur



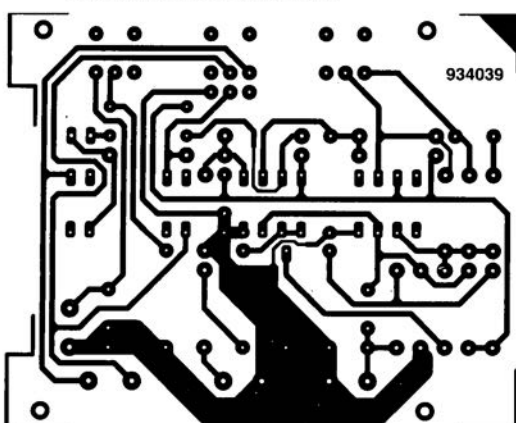
5 voltmètre de bord



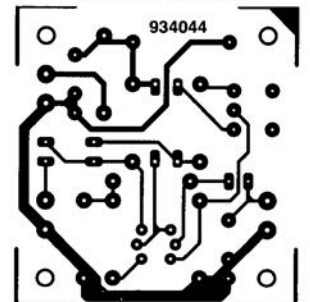
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



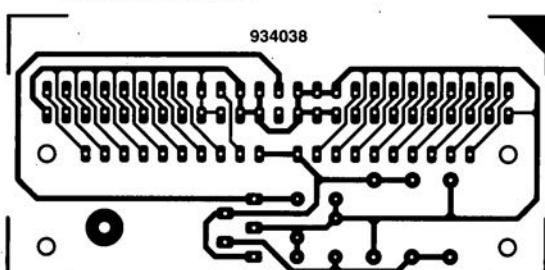
7 enregistrement à commande vocale



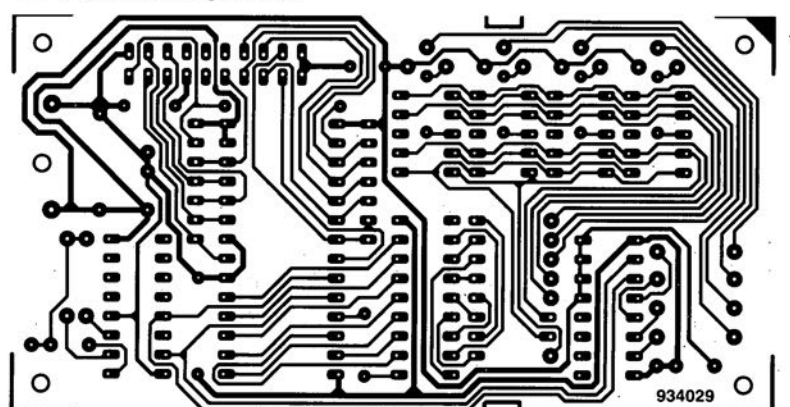
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

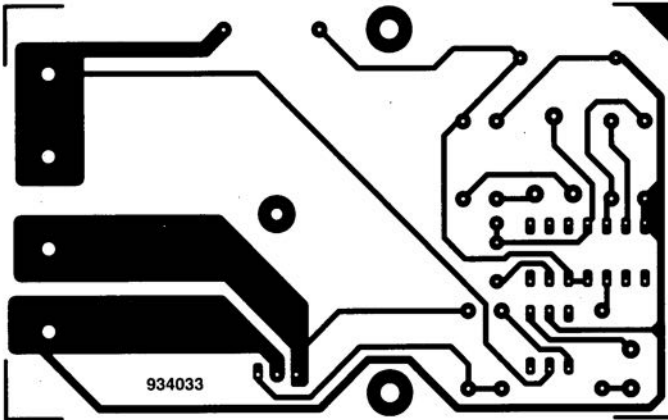


10 décodeur d'affichage universel

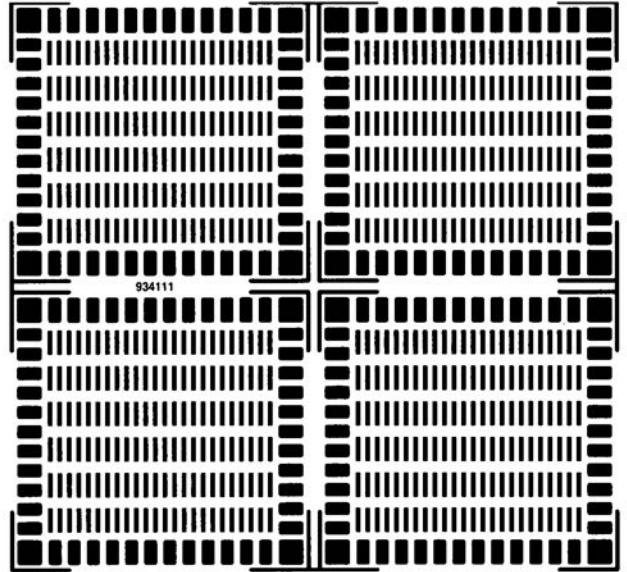


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

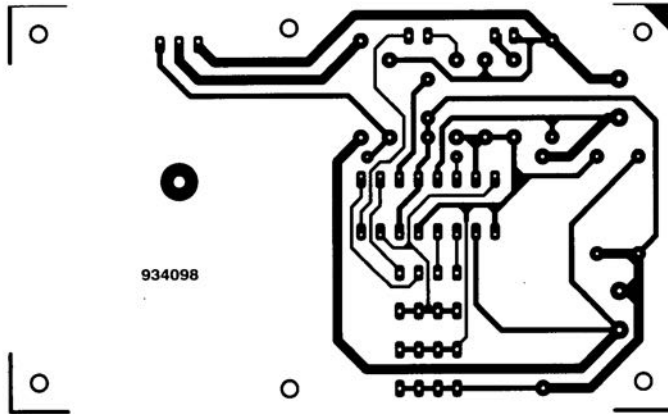
11 « conditionneur » pour accu au plomb



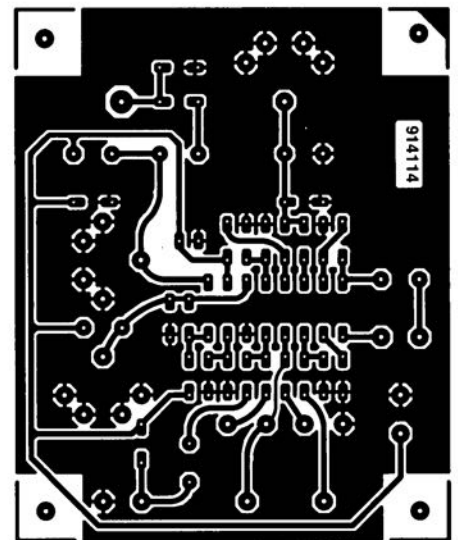
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



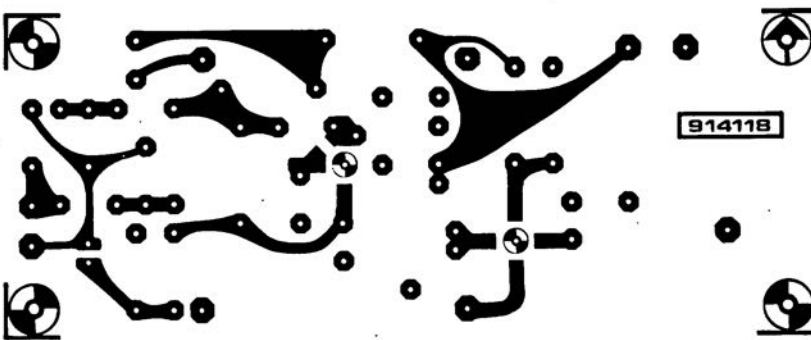
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



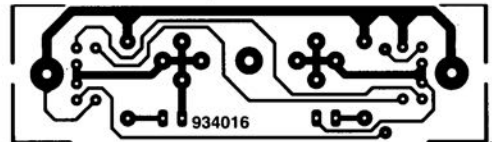
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



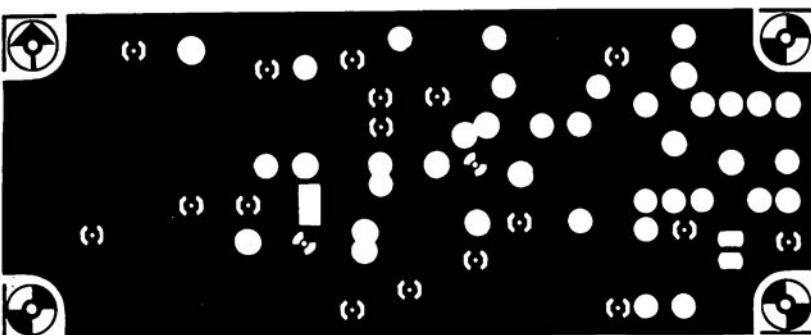
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



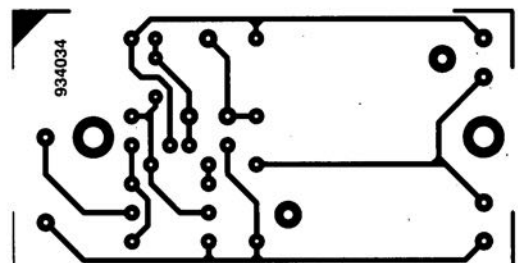
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

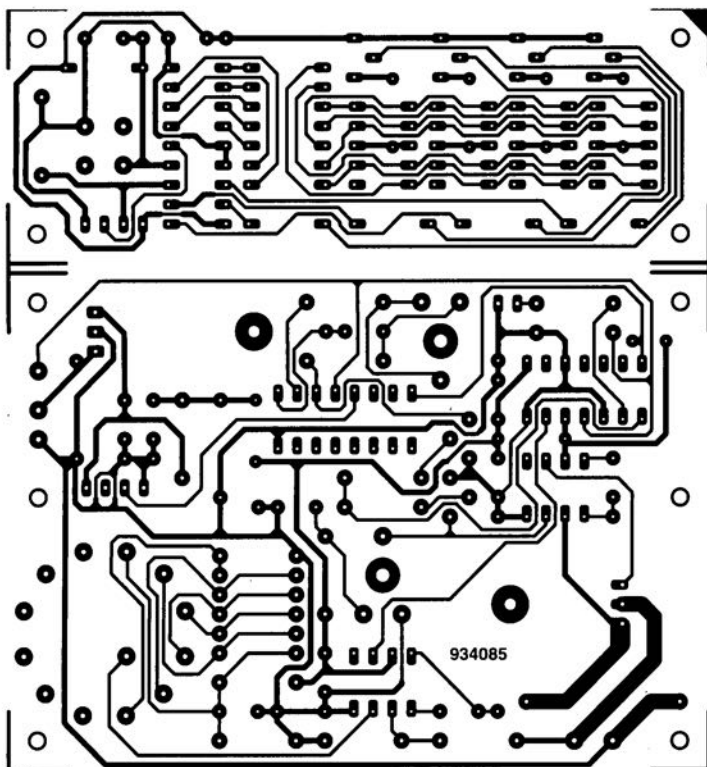


18 testeur de continuité sonore

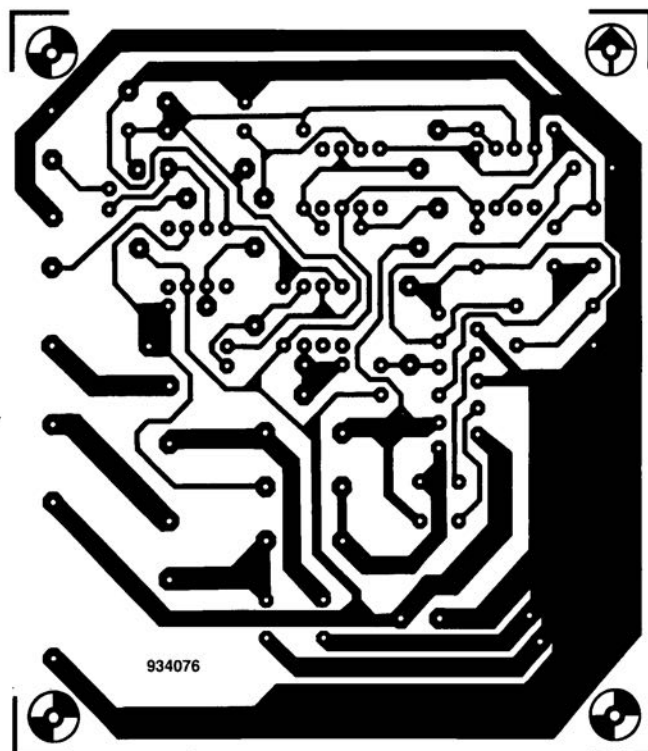


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

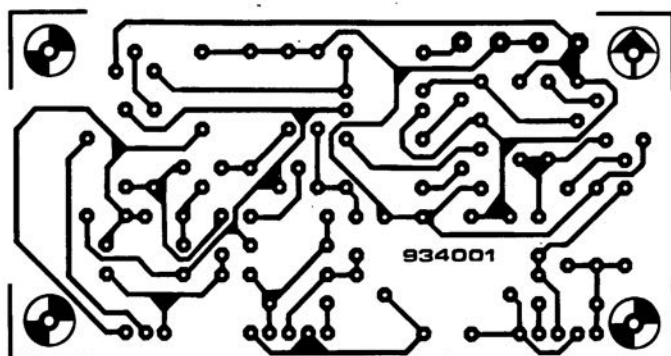
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



78 AUTOMATISME DE COMMUTATION À PILOTAGE PAR INFRAROUGE

Le petit (???) circuit pratique proposé ici permet, par exemple, la mise en et hors-fonction, à distance, d'appareils audio ou d'instruments de mesure. L'infrarouge paraît le technique de choix pour une telle application. Un certain nombre de fabricants proposent aujourd'hui des composants intégrés (modules) comportant la LED de réception associée à l'étage d'amplification et le démodulateur. Le (ou faudrait-il dire la) SFH505A de Siemens est l'un de ces composants complexes. Il comporte de plus un filtre passe-bande destiné à limiter le plus possible le risque d'intrusion de parasites en tous genres.

Nous avons conçu un **émetteur IR** (cf. ailleurs dans ce numéro) travaillant à la même fréquence que le dit filtre passe-bande, à savoir 30 kHz, émetteur que l'on pourra utiliser pour la commande de cet

automatisme de commutation par IR. L'association de ces 2 systèmes garantit la portée la meilleure.

La sortie du SFH505H connaît une durée d'impulsion maximale.

L'émetteur évoqué quelques lignes plus haut met optimalement à profit cette caractéristique de durée d'impulsion de manière à obtenir la portée la plus grande possible.

La plupart des télécommandes du commerce font appel, pour le transfert de données par modulation, à une durée d'impulsion plus courte que celle que le SFH505H est en mesure de traiter. Il est facile de faire la différence en s'aidant d'un intégrateur (R2/C2) et un trigger de Schmitt. Le trigger de Schmitt en question prend la forme de l'entrée de déclenchement d'un multivibrateur monostable (IC2a). La constante RC est tout juste

assez courte pour faire en sorte que, à la longueur d'impulsion maximale de IC1, la tension aux bornes de C2 reste tout juste en-deçà du seuil de déclenchement du 4538 – le SFH505H possède une sortie active au niveau bas, ce qui explique que celle-ci soit reliée à l'entrée de déclenchement inverseuse de IC2a).

Les télécommandes de Sony ou Philips par exemple n'ont pas d'effet sur cette télécommande. Le multivibrateur monostable est redéclenchable de sorte qu'un éventuel rebond côté émetteur est sans influence sur l'état requis pour le circuit.

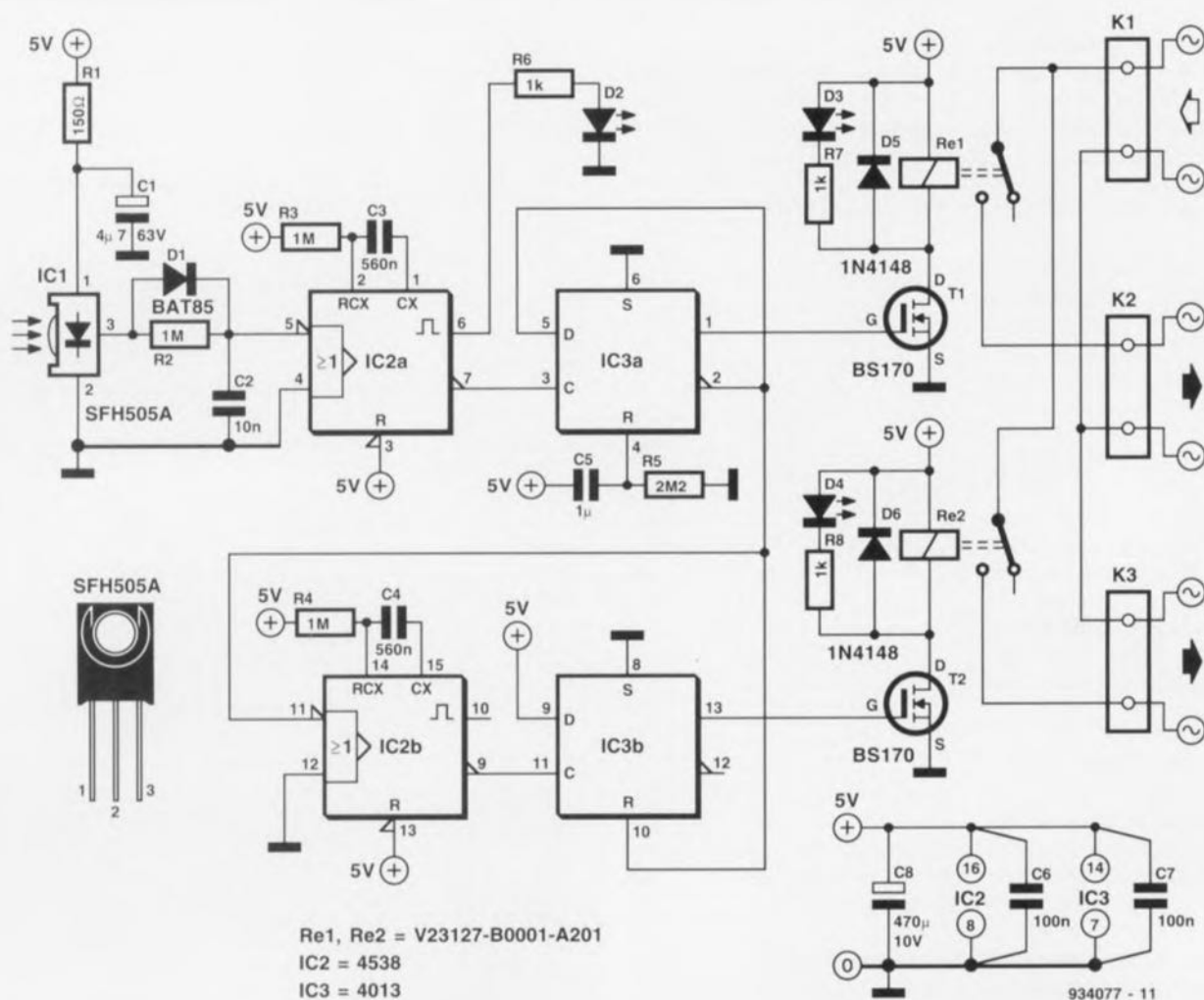
Nous avons défini la pseudo-période de IC1a à légèrement plus d'une demie seconde. Nous évitons ainsi que le circuit ne se mette à effectuer des commutations rapides. En cas d'arrivée de

plusieurs impulsions différentes ou d'impulsions répétitives à l'entrée de déclenchement cela se traduit par un allongement de l'impulsion de sortie et l'on n'a qu'un basculement de l'état du circuit.

La sortie $\bar{Q}$ de IC2a fournit un signal d'horloge à une bascule bistable D, IC3a, montée en diviseur par 2, processus ayant lieu sur le flanc arrière de l'impulsion. On peut ainsi, par émissions successives, mettre le circuit en et hors-fonction.

La LED D2 signale la réception, par IC2a, d'une impulsion de déclenchement. Cette LED visualise aussi éloquemment tout problème induit par d'autres télécommandes, – se traduisant pour des commutations intempestives du circuit.

La sortie de IC3a attaque, par l'intermédiaire du FET T1, un



relais, pour la mise en et hors-fonction. Le type de relais mentionné dans le schéma permet l'activation de 2 000 VA (8 A).

L'activation de IC3a produit en outre le déclenchement du monostable IC2b qui à son tour, via IC3b et T2, active un second relais. Ce

second relais est activé un peu plus d'une demie seconde après que IC3b soit lui-même activé.

Il est possible de cette façon de réaliser une mise en fonction différenciée (en 2 étapes) de plusieurs appareils. Les LED D3 et D4 visualisent l'activation de fait

des relais (la LED correspondante s'illuminant alors).

On peut envisager l'utilisation de ce circuit pour réaliser une limitation du courant de mise en fonction par l'activation d'un premier relais appliquant la tension du secteur via une résistance de limitation, résistance que le second relais

ponte lors de sa propre activation.

La consommation de courant du circuit sans relais (et partant sans LED d'illuminée) est de 0,6 mA environ.

L'activation des relais et l'illumination des LED D2 et D3 fait passer ce courant à quelque 125 mA.

AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL AJUSTABLE 79

Il n'est pas évident, dans le cas du circuit d'amplificateur différentiel classique à contre-réaction vers l'entrée inverseuse de l'amplificateur et à diviseur de tension à son entrée non-inverseuse, d'arriver à disposer d'un gain ajustable. Le réseau de contre-réaction et le diviseur de tension doivent en effet être le « miroir » l'un de l'autre si l'on veut avoir un bon taux de réjection en mode commun (CMRR = *Common Mode Rejection Ratio* = taux de réjection en mode commun = TRMC). En fait, il faut prévoir 2 résistances ajustables et, de plus, faire en sorte qu'elles soient à tout moment de la même valeur. Le circuit proposé ici n'a pas autant d'exigences quasi-mythiques. Il est possible avec lui de définir le gain à l'aide d'un potentiomètre sans que cela n'ait d'influence sur le TRMC. Après quelques calculs on peut déduire

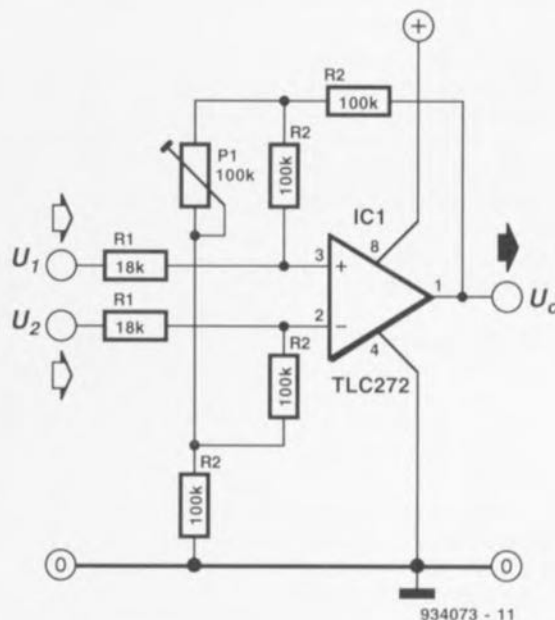
le transfert suivant pour le circuit :

$$U_o = 2 \cdot R_2/R_1 \cdot (1 + R_2/P_1) \cdot (U_2 - U_1).$$

La formule montre que l'ajustable de transfert de signal P1 n'a d'influence que sur le signal différentiel ($U_2 - U_1$). Plus fort encore, le signal en mode commun ($U_2 + U_1$) n'apparaît pas même dans cette formule.

Cela vient du fait d'une part que P1 n'a pas d'effet sur lui et de l'autre que les résistances de même dénomination sur le schéma possèdent une valeur identique. En théorie, cette approche garantit une réjection totale du signal de mode commun.

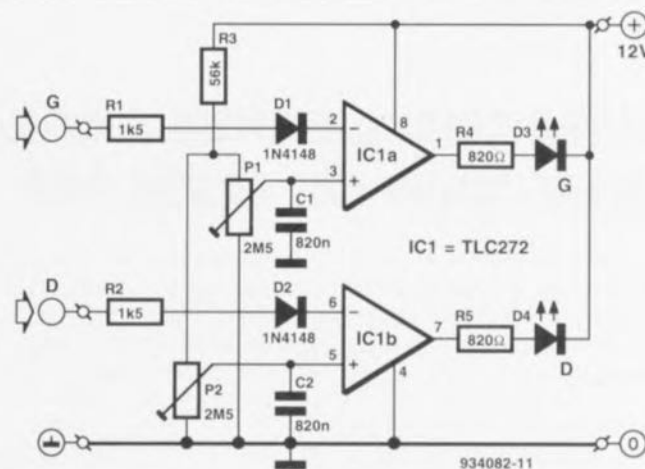
Dans la pratique ce sera la tolérance des composants utilisés qui déterminera la taille réelle du TRMC (il faut une formule notablement plus complexe pour pouvoir espérer le calculer alors).



INDICATEUR DE NIVEAU DE CRÊTE 80

Un double amplificateur opérationnel entouré de quelques composants passifs il n'en faut pas plus pour réaliser un détecteur de crête rustique à utiliser avec des applications audio. Cet indicateur signale, pour chacune des voies, le dépassement, par le signal, d'une valeur donnée définie à l'aide d'une résistance ajustable.

Les amplificateurs IC1a et IC1b sont montés ici en comparateurs. Les ajustables P1 et P2 permettent d'appliquer à chacune des entrées non-inverseuses une tension de référence comprise entre 0 et 11 V.



La résistance R3 interdit le choix d'une tension de référence trop élevée au point de sortir du domaine de mode commun des amplificateurs opérationnels.

Après un redressement mono-alternance des signaux audio gauche et droite effectué à l'aide d'une résistance et d'une diode, R1/D1 et R2/D2 respectivement, ceux-ci sont appliqués aux entrées inverseuses des amplificateurs opérationnels.

Les entrées à FET de ces derniers leur donnent une impédance d'entrée très élevée de sorte que

la chute de tension introduite par les diodes reste relativement limitée (de 0,2 à 0,3 V). La résistance prise en amont de chacune des diodes a pour unique fonction de limiter le courant d'entrée en cas de surmodulation importante (au-delà du domaine de mode commun).

Si la valeur de crête de la tension d'entrée dépasse la tension de référence (diminuée de la tension aux bornes de la diode), la sortie de l'amplificateur opérationnel concerné bascule, produisant l'illumination de la LED correspondante. Le circuit fonctionne sans problè-

me avec des signaux allant jusqu'à 20 kHz (la dérive ne dépasse pas 0,25 dB).

La consommation de courant est, tant que les LED sont éteintes, faible, puisqu'elle atteint alors 0,25 mA, passant à de l'ordre de 24 mA lorsque celles-ci sont allu-

mées. L'utilisation de LED à haut rendement permet de faire chuter le courant de LED à 2 ou 3 mA – faire passer à 3k Ω la valeur des résistances R4 et R5 – permet de réduire très notablement la consommation de courant.

Amrit Bit Tiwana

Sur les routes européennes on voit apparaître de plus en plus des motos de type américain, importées directement des États-Unis ou du Canada. L'utilisation de ces motos n'a rien d'extraordinaire à un seul inconvénient très spécifique près : dès la rotation de la clé de contact, les codes s'allument ! Ceci n'a rien d'anormal, étant conforme à la législation américaine et canadienne.

Il serait préférable pourtant que les codes s'allument à l'instant où la moto se met à rouler. Ceci évite que lors du démarrage du moteur - processus qui demande une intensité de courant relativement élevée - la batterie se voit confrontée à une charge additionnelle de plus : les codes allumés. L'électronique simple du montage décrit dans cet article permet de modifier l'allumage automatique d'une moto « américaine » de façon à ce que l'allumage des codes n'ait lieu que lorsque l'on commence à rouler.

Le cœur du circuit est un optocoupleur qui détecte si l'ampoule *Neutral* (La1 = boîte de vitesse en position neutre) sur le tableau de bord est allumée. Tant que cette ampoule est allumée, la boîte de

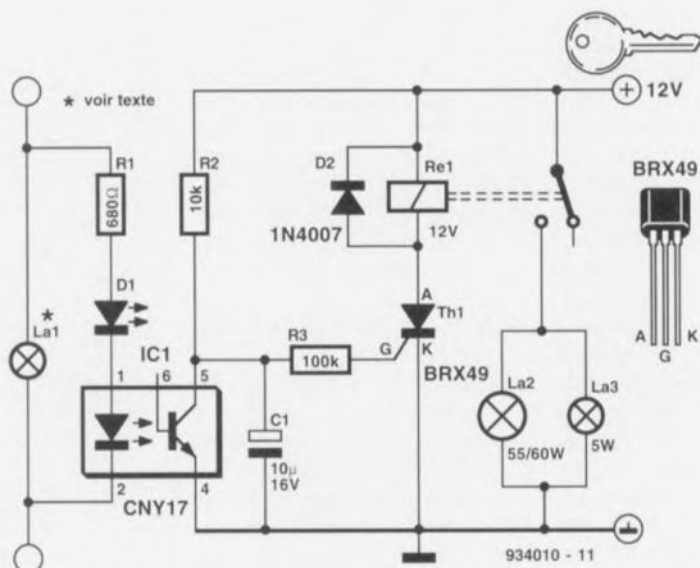
vitesse se trouve au point mort et ce qui signifie que la moto ne roulera pas.

Lors du démarrage du moteur (boîte à vitesse au point mort) l'ampoule La1 est allumée. Par conséquent, la LED D1 s'allume aussi et le photo-transistor intégré dans IC1 devient conducteur. La grille du thyristor est reliée de ce

fait à la masse et le relais Re1 n'est pas encore excité. De ce fait, le filament de code et le feu arrière de la moto (La2 et La3 respectivement) ne sont pas encore allumés. Si l'on met maintenant la première vitesse, l'ampoule La1 s'éteint et le photo-transistor dans IC1 bloque. La grille du thyristor reçoit, via les résistances R2 et R3, un courant de grille et le relais Re1 est excité.

Les codes de la moto s'allument et le motocycliste roule en toute sécurité. Tant que la tension de bord est présente, le thyristor restera conducteur. Si le motard s'arrête (devant un feu rouge par exemple) et s'il met la boîte de vitesse au point mort, les codes resteront quand même allumés.

M. Weber



On retrouve les filtres en double T dans de très nombreux circuits. Un tel filtre permet, théoriquement, la réalisation d'un filtre coupe-bande idéal. Le réseau en double T est, dans le cas présent, mis en œuvre d'une façon telle qu'il est possible soit de lui faire adopter les caractéristiques d'une

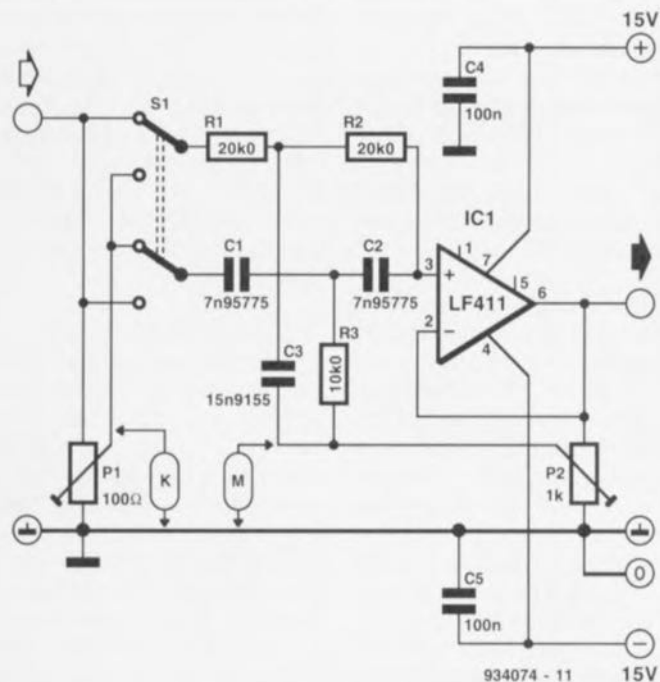
association de filtre coupe-bande et de filtre passe-haut soit de lui faire prendre celles d'une combinaison de filtre coupe-bande et de filtre passe-bas.

Les 2 graphiques illustrant cet article montrent bien de quoi il retourne. Le premier des gra-

phiques donne le comportement correspondant à l'association filtre passe-bas + filtre coupe-bande; dans ce cas-là le double inverseur S1 se trouve dans la position illustrée par le schéma.

Si l'on bascule S1 dans la position inverse, on a les caractéristiques

d'une combinaison de filtre passe-bas + filtre coupe-bande. La variable K des graphiques dépend de la position de l'ajustable P1. De même, la variable M dépend elle de celle de l'ajustable P2, sachant que c'est de cette dernière résistance ajustable que dépend le facteur Q.



L'inconvénient de cette approche est qu'elle a un effet sur la valeur maximale de l'atténuation. Pour $M=0,75$, l'atténuation maximale atteint, d'après les calculs, encore 50 dB. Avec les valeurs du schéma, la fréquence à laquelle est obtenue l'atténuation maximale est de 1 kHz environ. Il est relativement facile de calculer les autres fréquences.

Avec S1 mis dans la position du schéma, la fréquence de coupure atteint:

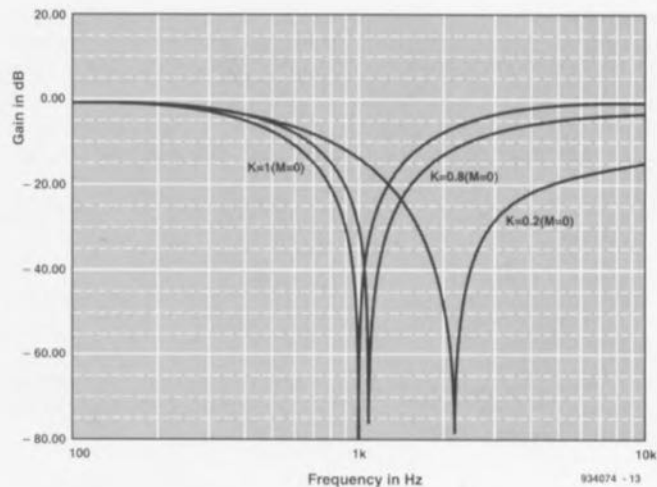
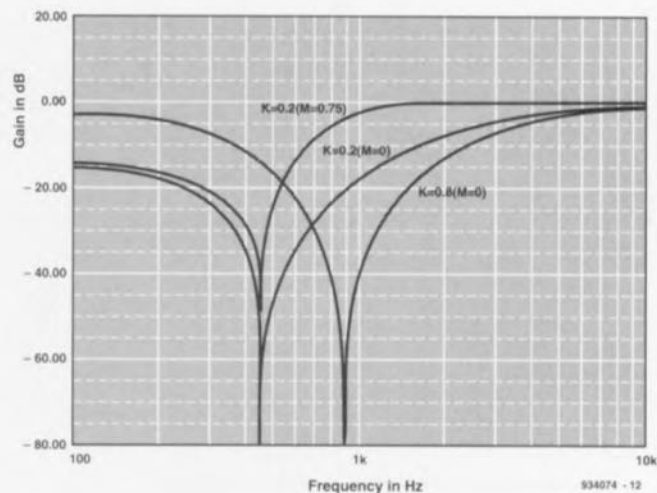
$$f_{\text{coup}} = 1 / (2\pi RC\sqrt{k}) \quad [\text{Hz}].$$

Dans l'autre position de S1 on a :

$$f_{\text{coup}} = \sqrt{k} / (2\pi RC) \quad [\text{Hz}].$$

Quel que soit le cas de figure, il faut que $0 \leq k \leq 1$; C est exprimé en F (farad), et R en Ω . IC1 pourra être d'un autre type que celui proposé ici. Le choix vous est laissé. Le LF411 du schéma consomme un courant de l'ordre de 2 mA.

A. v.d.Veene



SILENCIEUX À COMMANDE OPTIQUE 83

Il existe de nombreux de récepteurs O.C. (ondes courtes) « bon marché » non dotés de silencieux (le *squelch* des anglophones), suppresseur de bruit en l'absence de signal en réception, c'est-à-dire en particulier entre les stations. Ces appareils quelque peu rustiques sont souvent dotés d'une LED qui indique par son illumination la réception d'un signal suffisamment puissant.

L'illumination de cette LED peut être détectée par une photorésistance, composant voyant sa valeur varier en fonction de l'intensité de la lumière qui la frappe (dit LDR = **Light Dependent Resistor** en anglais). Il n'est pas très sorcier de construire un petit

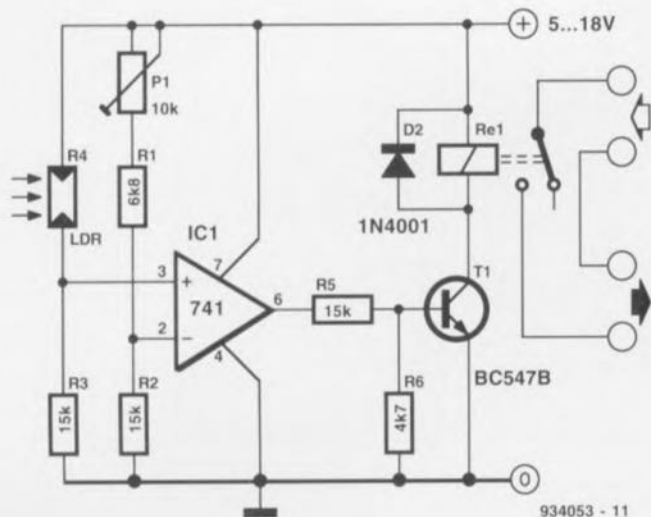
montage qui, selon l'état de la LED, mette le haut-parleur du récepteur en, voire hors-fonction. Si l'on fait appel, pour cette mise en ou hors-fonction, à la sortie pour casque d'écoute du récepteur, il n'est même pas nécessaire d'opérer à l'intérieur de l'appareil. On peut y connecter un haut-parleur externe de 8 Ω mis lui-même en fonction, via les contacts d'un relais, par le circuit de silencieux. En règle générale, le branchement d'un haut-parleur à l'embase du casque d'écoute se traduit par la mise hors-fonction du haut-parleur interne du récepteur.

Un amplificateur opérationnel du type 741, utilisé ici comme comparateur, constitue le coeur de



notre montage. L'ajustable P1 et les résistances R1 et R2 génèrent, à son entrée inverseuse, la tension de référence qui, au repos (la LDR n'est pas frappée par de

la lumière et présente dans ces conditions une résistance élevée), doit être supérieure à la tension présente sur l'entrée non-inverseuse. Si la LDR capte de la



934053 - 11

lumière émise par la LED, la valeur de sa résistance diminue, la tension sur l'entrée non-inverseuse devient alors supérieure à celle présente à l'entrée inverseuse, le comparateur « bascule », le transistor devient passant et le relais est excité. Les contacts du

relais se ferment mettant de ce fait le haut-parleur externe additionnel en fonction. (Le haut-parleur interne reste muet tant que l'on n'aura pas sorti le jack de l'embase pour casque d'écoute).

Il faudra veiller, lors du montage

de la LDR, qu'elle ne capte pas (ou le moins possible) de lumière ambiante. Pour notre prototype (voir photo) nous avons monté la LDR sur une sorte de pince qui vient se positionner sur la LED du récepteur. Cette technique évite que la lumière ambiante, venant des côtés latéraux, ne puisse atteindre la LDR.

Pour le réglage du silencieux il suffit de jouer sur l'ajustable P1 de façon à ce que le relais ne soit pas excité si la LED du récepteur est éteinte. Dès que l'on a une illumination de cette LED il faudra que les contacts du relais se ferment. Si par malheur on n'arrive pas à obtenir ce réglage (le circuit ne réagit pas ou le relais reste excité) la LDR utilisée est probablement à la base de vos ennuis. Le dimensionnement des résistances R1 et R2 et celui de l'ajustable P1 a été fait pour la LDR 07 archi-connue, qui, illuminée par une LED, a une résistance de quelque 6 k Ω . Si l'on a utilisé une LDR différente, il faudra commencer par mesurer

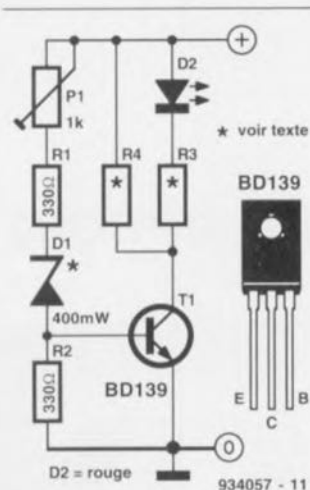
sa résistance (à l'aide d'un multimètre), lorsqu'elle est illuminée par une LED. On utilise ensuite pour R1 une résistance de cette même valeur et pour l'ajustable P1 une résistance ajustable de valeur double. On choisira, pour R2 et R3, une résistance de valeur correspondant, à peu de choses près, à la somme des valeurs de R1 et P1.

On pourra alimenter le silencieux à l'aide d'un petit module d'alimentation secteur. Il est cependant beaucoup plus simple (et élégant) de faire appel au module alimentant le récepteur. La valeur de la tension d'alimentation n'est pas très importante, à condition cependant d'avoir choisi un relais dont la tension de service corresponde à la tension d'alimentation du circuit. La consommation du silencieux à commande optique se limite à quelque 5 mA auxquels il faut cependant ajouter le courant d'excitation du relais.

A. Klausen

Lorsque l'on procède à la recharge rapide d'un accu – qui comporte un certain nombre de cellules mises en série – le fabricant conseille en règle générale d'effectuer, toutes les 5 (re)charges, un « nivellement » de façon à disposer de cellules aux caractéristiques aussi semblables que possible.

Il suffit, pour ce faire, de charger l'accu, pendant 14 heures, à un courant d'intensité égale au dixième de la capacité nominale de l'accu (0,1C). Il est requis, pour obtenir l'effet de « nivellement », que cet accu soit totalement déchargé avant de débiter le processus de recharge. Il faudra éviter pourtant de pousser trop loin la décharge des différentes cellules constituant l'accu. Si par exemple l'une des cellules est déjà vide alors que les autres ne le sont pas encore, la polarité de cette cellule est inversée (situation qu'il faut éviter à tout prix). La règle approximative est donc de décharger un set de cellules (un accu donc) jusqu'à ce que la tension par cellule soit de 1 V en moyenne.



Le montage décrit dans cet article convient à la décharge d'accus de type CdNi et Ni hybride. Le circuit se caractérise par une simplicité exemplaire et un prix de revient que l'on peut qualifier de modeste. Il faudra cependant adapter les valeurs de certains composants en fonction du nombre de cellules à décharger (simultanément bien entendu).

Tant que la LED D2 est illuminée, on a déchargé de l'accu via la

Tableau des valeurs des composants pour une mise en série de 3 à 10 cellules.			
Nombre de cellules	D1 [V]	R3 [Ω]	R4 [Ω]
3	1,2 (2 diodes)	150	6,8 (5W)
4	2,4 (3 diodes)	270	10 (5W)
5	3,3	330	12 (5W)
6	3,9	470	15 (5W)
7	4,7	560	15 (10W)
8	5,6	680	18 (10W)
9	6,8	680	22 (10W)
10	8,2	820	22 (10W)

résistance R4 et le transistor T1. Lorsque la tension de l'accu tombe en-dessous d'une certaine valeur – prédéfinie au préalable à l'aide de l'ajustable P1 – le transistor T1 se voit privé de courant de base. La LED s'éteint et on pourra déconnecter l'accu du circuit pour le connecter ensuite au chargeur utilisé.

On pourra faire appel, pour tester le bon fonctionnement du circuit, à

une alimentation réglable dotée d'une limitation de courant. On connecte le déchargeur directement à cette alimentation. Dans cette disposition de test on pourra éventuellement supprimer la résistance R4.

On règle ensuite la valeur de la tension de sortie de l'alimentation au niveau auquel devrait se produire le blocage du transistor du déchargeur. Il ne vous reste maintenant qu'à jouer sur l'ajustable

P1 jusqu'à ce que la LED s'allume très faiblement. Vous avez ainsi défini le niveau de la tension résiduelle de l'accu, tension à laquelle le processus de décharge s'arrête.

Comme le gain du circuit n'est pas très élevé (le circuit ne comporte

qu'un seul transistor) il existe un certain domaine dans lequel la LED s'éteint progressivement et dans lequel l'intensité du courant de décharge diminue aussi progressivement. Cet effet n'a heureusement pas d'effet néfaste sur le bon fonctionnement du déchargeur.

Si la plage de réglage du circuit

n'est pas suffisamment large, il faudra faire appel à une diode zener (D1) de valeur plus ou moins élevée. Les valeurs pour R4, données dans le tableau, ont été calculées pour un courant de décharge de 0,5 A environ. On notera que ces valeurs ne sont pas critiques. En remplacement

de la valeur calculée de $6\Omega 8$ – difficile à trouver dans le commerce – on pourra également prendre une résistance de $4\Omega 7$ ou 10Ω .

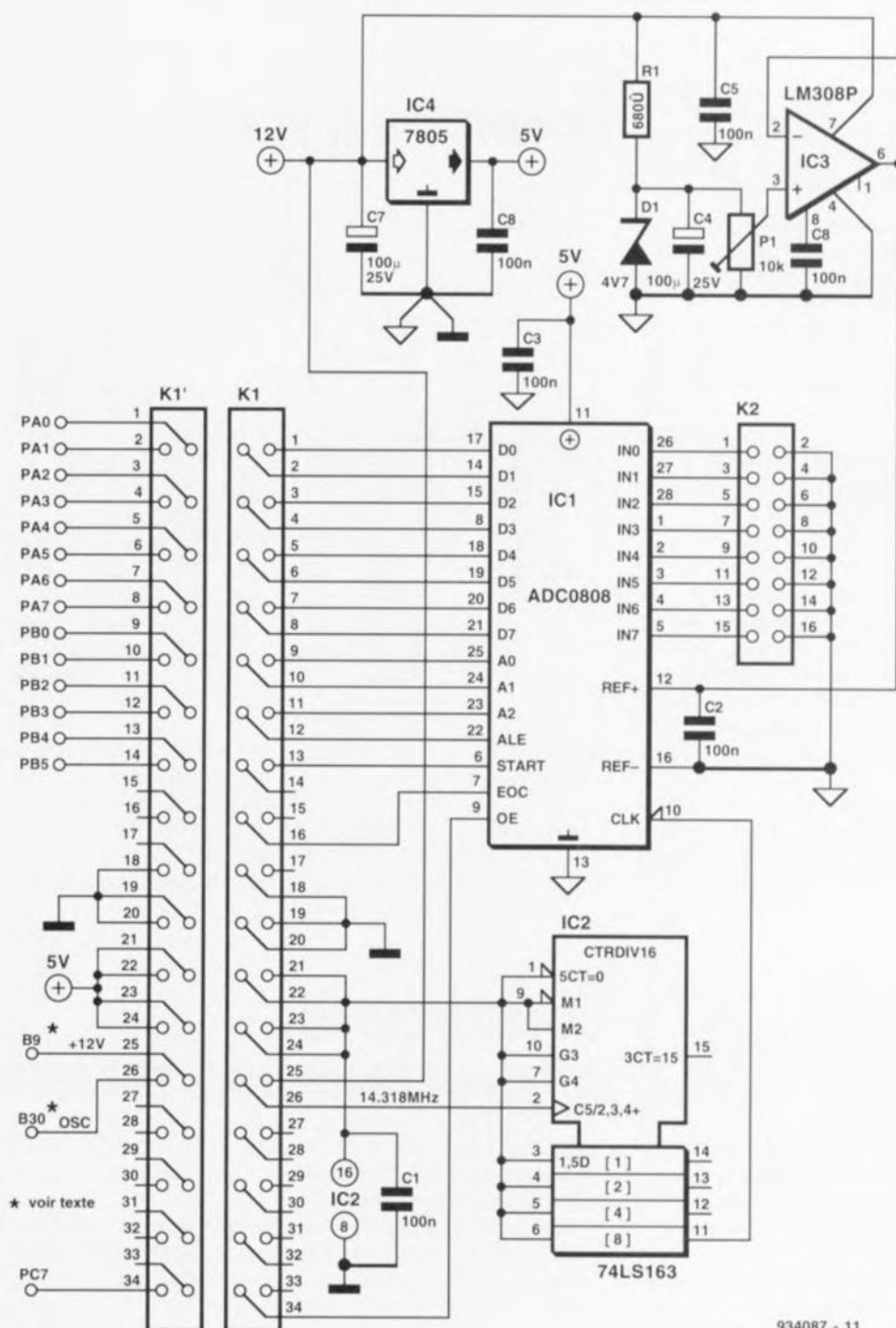
Le courant de décharge n'est pas régulé, mais vu que le circuit surveille la tension des cellules, cela n'est pas nécessaire.

85

N'importe quel circuit d'E/S, disposant d'un nombre suffisant d'entrées et de sorties, peut servir à la commande du convertisseur. On pourra réaliser le circuit soit sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles pour le connecter ensuite, via le connecteur K1, à la carte d'E/S, soit sur la partie d'expérimentation, réservée à cet effet sur la mini-carte d'E/S pour IBM-PC.

Le listing du petit programme, écrit en BASIC, permet de se faire une bonne idée de la commande du convertisseur.

Il reste pourtant un petit problème à résoudre : la sortie EOC (**End Of Conversion**), qui adopte un niveau haut à la fin d'une conversion, a besoin, pour passer au niveau bas, d'un minimum de 0 cycles d'horloge et d'un maximum de 8 cycles d'horloge **plus** 2 μ s après le flanc montant de l'impul-




```

10 CLS
20 CTRLWRD = &H99:      'Port A is input, B is output, C is input
30 BASEADDR = &H300:    'base address of 8255
40 PORTA = BASEADDR
50 PORTB = BASEADDR + 1
60 PORTC = BASEADDR + 2
70 CTRLADDR = BASEADDR + 3
80 CHANNEL = 0
90 '
100 OUT CTRLADDR, CTRLWRD: 'initialize 8255
110 '
120 OUT PORTB, CHANNEL:   'set input channel address
130 OUT PORTB, (CHANNEL OR &H8): 'B3 HIGH enable address latch
140 OUT PORTB, (CHANNEL AND &HF7): 'B3 LOW
150 '
160 OUT PORTB, (CHANNEL OR &H10): 'B4 HIGH start conversion
170 OUT PORTB, (CHANNEL AND &HEF): 'B4 LOW
180 '
190 EOC = 0:              'wait for End Of Conversion
200 WHILE EOC<> &H80 : EOC = INP(PORTC) AND &H80: WEND

210 '
220 OUT PORTB, (CHANNEL OR &H27): 'B5 HIGH enable ADC outputs
230 LOCATE 1,1:PRINT "Channel ";CHANNEL;" : ";INP (PORTA);" "
240 OUT PORTB, (CHANNEL AND &HDF): 'B5 LOW disable ADC outputs
250 '
260 PRINT : PRINT "Press N for next channel or S to stop"
270 A$=INKEY$
280 IF (A$="N" OR A$="n") THEN GOTO 310
290 IF (A$="S" OR A$="s") THEN END
300 GOTO 150
310 '
320 CHANNEL = CHANNEL + 1
330 IF CHANNEL = 8 THEN CHANNEL = 0
340 GOTO 110

```

934087 - 12

sion de démarrage (début de conversion). Il faudra attendre de ce fait que la sortie EOC passe au niveau bas, avant de regarder, dans la ligne 200 du programme,

si cette sortie présente un niveau haut. Nous admettons cependant que le déroulement du programme est si « lent » qu'il n'est pas nécessaire d'attendre que la

sortie EOC passe au niveau bas. Si tant est cependant que l'on envisage de faire travailler le convertisseur avec un programme compilé ou avec des routines

écrites en « langage machine » il est impératif d'effectuer une vérification de l'état de la sortie EOC.

S. Mitra

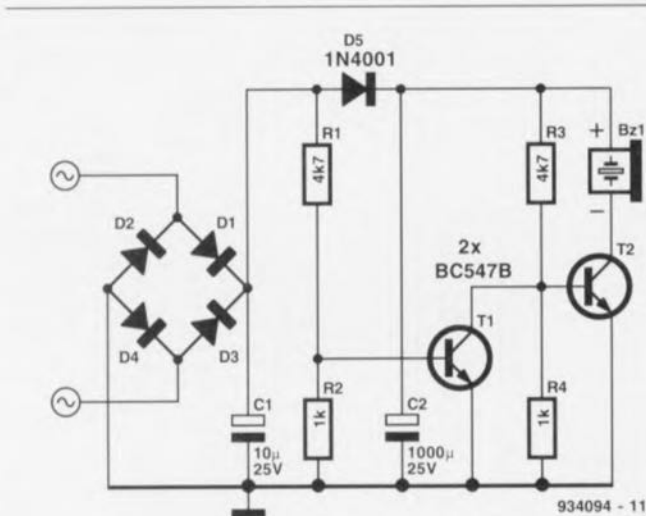
86 SONNETTE À ÉCHO

Bien souvent il s'avère impossible de brancher une deuxième sonnette de porte en parallèle sur la sonnette existante.

Ceci s'explique par le fait que dans la plupart des cas le transformateur de sonnette est déjà chargé à 100% de ses capacités. La seule approche possible dans ces conditions consiste à une prise en parallèle d'un résonateur sur la dite sonnette.

Le son strident produit par ce genre de composant ne va malheureusement pas de pair avec le beau timbre du gong existant (situation qui ne fait que s'aggraver si la personne à la porte a une « relation insistante » avec le bouton de sonnette).

Une petite poignée de composants standard – à trouver dans n'importe quel labo d'électronique professionnel ou amateur – per-



met de donner une solution élégante à ce problème.

Le circuit du schéma active brièvement un résonateur à la fin de l'action sur le bouton de la sonnet-

te. L'énergie, nécessaire à l'alimentation du résonateur est stockée, lors de l'activation du bouton de la sonnette, dans le condensateur C2. Le transformateur de sonnette ne voit donc qu'une très

faible charge supplémentaire, connectée pendant un court moment seulement. Lors de l'activation de la sonnette existante (bouton enfoncé) le transistor T1 assure que T2 bloque. Après le relâchement du bouton, T1 bloque et T2 devient conducteur. Tant que les réserves d'énergie dans C2 sont suffisamment élevées, le résonateur continue de se manifester. La durée de l'activation du résonateur peut être modifiée en adaptant la valeur de C2 (plus la capacité de C2 est grande, plus la durée d'activation du résonateur sera longue).

Vu que toute énergie nécessaire au fonctionnement du résonateur provient de C2, il n'est pas possible de remplacer ce résonateur par une sonnette ou un autre gong – ces appareils se caractérisant par une consommation trop importante.

87 COMMUTATEUR À COMMANDE PAR FRÉQUENCE

Tout électronicien digne de ce nom connaît sans doute l'existence de commutateurs réagissant à certains niveaux (de tension). Le montage que nous vous proposons dans cet article est en fait un commutateur commandé, avec une précision relativement grande, par une fréquence appliquée à

son entrée. L'utilisation d'un circuit intégré du type 4046 rend le montage relativement simple. En règle générale on s'attend, dans le cas d'un circuit de cette famille, à trouver de l'électronique logique. Et pourtant, le 4046 pourtant est une PLL (*Phase Locked Loop* = boucle à verrouillage de

phase) dont la structure interne est quasi-totalement numérique.

Intéressons-nous, dans le paragraphe à suivre, au fonctionnement du montage.

Les 2 fréquences à comparer entrent via les broches 3 et 14 respectivement. Il faut que ces

fréquences soient des signaux rectangulaires et présentent une amplitude égale à la tension d'alimentation (3 à 15 V). Du fait que le circuit intégré à PLL ne réagit qu'aux flancs montants, le rapport cyclique des signaux d'entrée est sans importance. Si la valeur de la fréquence f1 est supérieure à

celle de la fréquence f_2 , la broche 13 passe au niveau haut. Dans le cas contraire ($f_1 < f_2$) cette broche présente un niveau bas. Au cas où les 2 fréquences sont identiques, on a présence sur la broche 13 d'un signal rectangulaire dont le rapport cyclique est stable et dépend du déphasage qui existe entre les 2 signaux d'entrée. Ceci explique pourquoi le circuit peut servir de boucle à verrouillage de phase. La résistance R_1 et le condensateur C_1 transforment ce signal rectangulaire en une tension continue moyennée qui, via le suiveur de source (*source follower*), commande le transistor de commutation T_1 , ce qui se traduit par l'excitation du relais.

Théoriquement la précision du circuit est infiniment grande. Dans la

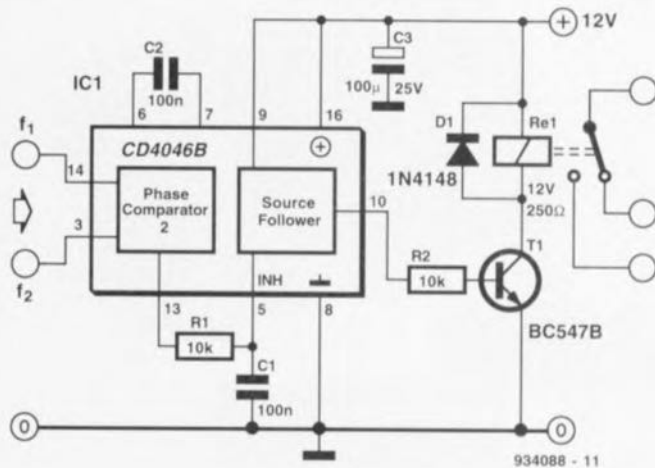
pratique il faudra cependant s'attendre à une précision de quelque 0,1%. La constante RC du réseau R_1/C_1 doit avoir une durée au moins 10 fois supérieure aux fréquences appliquées à l'entrée. Une valeur plus élevée se traduit par une durée de réaction sensiblement plus longue. Si les fréquences sont quasiment identiques, il peut arriver, dans le pire des cas, que l'on ait une inertie de réaction (retard avant l'activation du circuit donc) égale à la durée d'une période de la fréquence **différentielle** (de différence entre les 2 signaux).

Le circuit fonctionne avec une tension d'alimentation comprise entre 3 et 15 V. Il va sans dire qu'il faudra utiliser un relais dont la tension de bobine a la même valeur que la tension d'alimentation. Le transis-

tor T_1 est en mesure de commuter un courant de 100 mA au maximum. La consommation du circuit est très faible : inférieure à 0,5 mA,

si l'on ne tient pas compte du courant d'excitation du relais.

M. Nagaraj



COMMUTATEUR DE TENSION ALTERNATIVE À FAIBLE PERTE POUR LAMPES HALOGÈNES

88

Le relais, qui se caractérise par une certaine inertie, une dissipation de puissance, l'usure de ses contacts ou des dimensions non négligeables, ne peut pas être considéré comme le composant idéal lorsqu'il s'agit de commuter une tension alternative.

Il n'est pas possible non plus de réaliser un circuit à découpage de phase avec un relais. Si l'on fait appel, pour la réalisation d'un commutateur de tension alternative, à un circuit électronique avec un triac, on se voit souvent confronté à des problèmes de chute de la tension directe. On ne dispose pas non plus de la possibilité de faire bloquer le triac à tout moment – et ce même à l'intérieur d'une période. 2 transistors SIPMOS, pris en tête-bêche (anti-série), constituent une bonne alternative de remplacement d'un triac.

On peut même se passer, avec une petite astuce – l'utilisation des diodes inverses internes des SIPMOS – de la génération d'une tension de commutation, isolée galvaniquement de la tension alternative à commuter.

À l'état de repos, opto-coupleur bloqué donc, le condensateur C1 se charge, pendant la demi-période négative (A positif et B négatif),

via la diode D3 et l'une des 2 diodes inverses. En présence d'une charge connectée à la sortie, le condensateur est chargé également lors de la demi-période positive : selon le sens de courant soit à travers D4 et la diode inverse de T2 (charge prise entre A2 et B2) soit celle de T1 (charge prise entre A1 et B1).

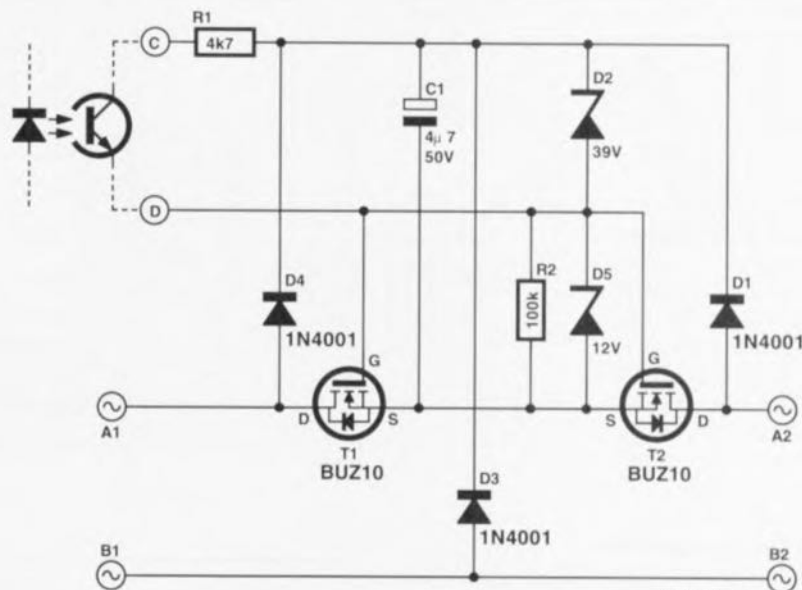
La mise en fonction du circuit se fait par l'application, via l'optocoupleur et la résistance R1, de la

tension aux bornes du condensateur aux grilles des transistors T1 et T2. La diode zener D5 évite que la tension de grille ne devienne trop élevée. À l'état actif, le condensateur se charge à travers la diode D3 et l'un des SIPMOS, pendant chaque demi-période négative.

La diode zener D2, associée aux diodes D4 et D1, élimine les crêtes de courant, qui naissent à la suite à une mise hors-fonction d'induc-

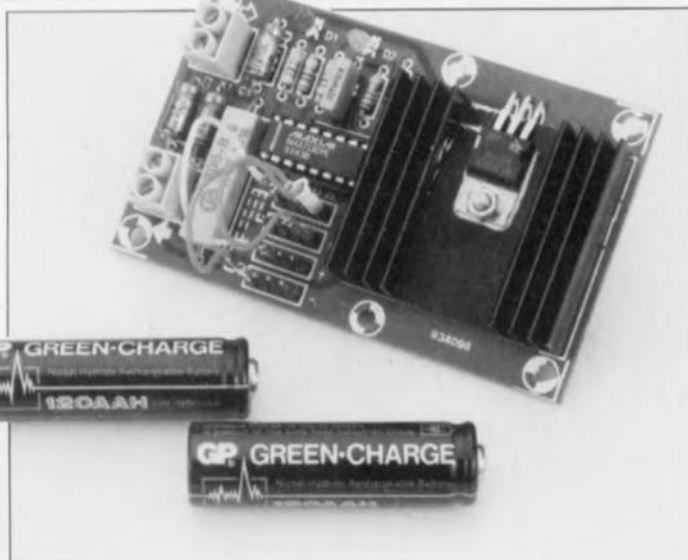
tances. La tension alternative maximale à commuter est de 45 V. Les SIPMOS sont en mesure de commuter un courant pouvant aller jusqu'à 3 A sans nécessiter de dispositif de refroidissement (radiateur). On pourra, en fonction des exigences spécifiques de l'application envisagée (courant plus important ou commutation fréquente d'inductances élevées), doter les transistors d'un petit radiateur.

B.C. Zschocke



934083 - 11

89 CHARGEUR RAPIDE POUR ACCUS HYBRIDES AU NICKEL MÉTAL



Le MAX712 de Maxim Integrated Products est un circuit intégré de technologie avancée conçu pour permettre un chargement rapide, totalement automatique, de jusqu'à 16 accus NiMH (**Nickel Metal Hybride** = hybride nickel métal). Le MAX713, compatible broche à broche remplit une fonction identique pour les accus CdNi (cadmium-nickel).

La différence majeure entre ces 2 circuits intégrés est que le MAX712 interrompt le processus de chargement lorsque $\Delta V/\Delta t = 0$ (détection d'une pente de tension nulle), c'est-à-dire avant que le MAX713 ne le fasse. En pratique, on peut utiliser ces 2 circuits pour la charge rapide d'accus NiMH à des taux de (re)charge compris entre 0,5 et 4C, où C représente la capacité nominale de l'accu exprimée en Ah (ampère/heure). Pour des taux de charge plus courts que 0,5C il faudra utiliser le MAX712 pour les accus NiMH et le MAX713 pour les accus CdNi.

Le MAX712/713 effectue une charge rapide des accus NiMH ou CdNi par pompage d'un courant constant dans l'accu. Ils connaissent 2 niveaux de courant de sortie : élevé (charge rapide) et faible (charge d'entretien). Une fois que le système a détecté une (re)charge complète, il réduit le courant au niveau du courant d'entretien (*trickle charge*).

Le MAX712/713 suit l'évolution de 3 paramètres pour déterminer quand l'accu a atteint sa pleine charge : la pente de variation de

la tension, la température de l'accu et le temps de charge. Le chargeur décrit ici est alimenté à l'aide d'un adaptateur secteur fournissant une tension continue de 9 V et un courant d'1 ampère au minimum. De telles caractéristiques permettent la charge d'accus NiMH « mignon » (*pen-light*) à un courant de 0,5C, les accus CdNi l'étant à un taux de 1C. La tension de charge maximale est limitée à 1,65 V par accu. Le processus de charge rapide est arrêté lors de l'atteinte de

Tableau 1																
Nombre de cellules	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
Connexion PGM0	V+	V+	V+	V+	ouvert	ouvert	ouvert	ouvert	REF	REF	REF	REF	BATT-	BATT-	BATT-	BATT-
Connexion PGM1	V+	ouvert	REF	BATT-	V+	ouvert	REF	BATT-	V+	ouvert	REF	BATT-	V+	ouvert	REF	BATT-

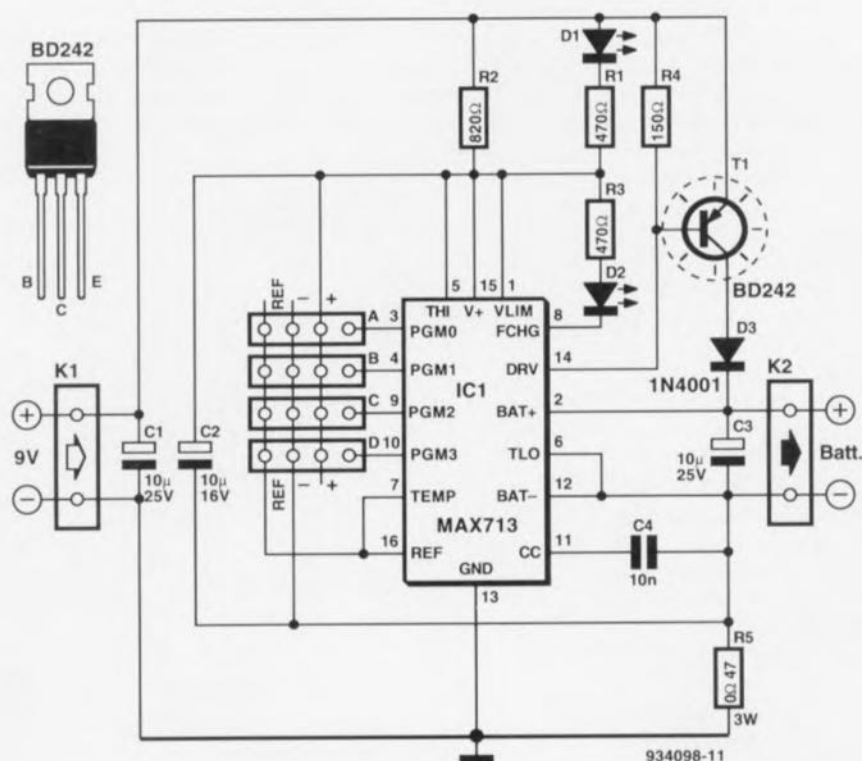
Tableau 2.				
Durée de charge [mn]	Intervalle d'échantillonnage A/D (t_A) [s]	Connexion PGM2	Connexion PGM3	Courant d'entretien
22	21	REF	V+	1/64
33	21	BATT-	V+	
45	42	REF	ouvert	1/32
66	42	BATT-	ouvert	
90	84	REF	REF	1/16
132	84	BATT-	REF	
180	168	REF	BATT-	1/8
264	186	BATT-	BATT-	

l'une de ces 2 limites : le temps de charge préprogrammé est écoulé ou la tension de l'accu chute (méthode $\Delta V \Delta t$).

La valeur à donner à la résistance R5 répond à la formule suivante :

$$R5 = 0,25/I_{RAPI}$$

formule dans laquelle I_{RAPI} représente le courant de charge requis. Un exemple : pour recharger un accu NiMH de 1,2 Ah à un taux de 0,5C (2 heures) il nous faut un courant de charge de $1,2 \times 0,5 = 0,6$ A. Ceci signifie que R5 prend une valeur de $0,25/0,6 \approx 0,42 \Omega$. On utilisera une résistance de cette



Liste des composants :

T1 = BD242C

Résistances :

R1, R3 = 470 Ω R2 = 820 Ω R4 = 150 Ω R5 = 0 Ω 47 Ω /3 W

Semi-conducteurs :

D1 = LED rouge

D2 = LED vert

D3 = 1N4001

IC1 = MAX713 ou MAX712 (Maxim)

Condensateurs :

C1, C3 = 10 μ F/25 VC2 = 10 μ F/16 V

C4 = 10 nF

Divers :

K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts
au pas de 5 mm

petit boîtier modèle HM 6600-902

(PacTec)

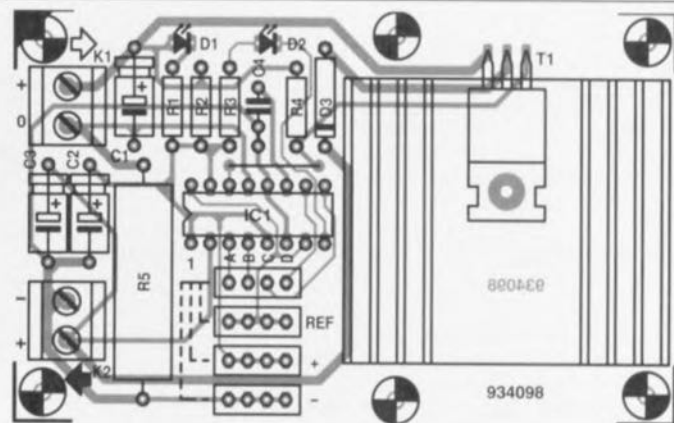
radiateur type SK59 pour T1

valeur pour R5 dans le cas d'une charge d'un accu CdNi de 500 mA à un taux de 1C (1 heure). En pratique, la résistance de 0 Ω 47 implantée sur le schéma à la position de R5 convient aux 2 types d'applications, vu qu'il n'est pas nécessaire de définir très précisément le courant de charge, le MAX712/713 suivant individuellement chaque cellule.

Le MAX712/713 intègre un temporisateur que l'on peut programmer pour des durées de charge très

diverses. Le taux de charge théorique de 1C (1 heure) est approché de très près par la mise sur « 66 minutes ». De même, le taux de 0,5C correspond à 132 mn. Une fois la durée de charge rapide programmée écoulee, la LED D2 s'éteint automatiquement et le MAX712/713 passe de lui-même en mode charge d'entretien.

La taille du courant de charge d'entretien dépend du temps de charge qui aura été programmé (cf. **tableau 2**). On peut recommander, en règle générale, de



faire subir une charge d'entretien de 14 heures à ses accus tous les 4 à 5 cycles de charge rapide.

La réalisation de ce montage n'appelle pas de commentaire particulier de par l'existence d'un circuit imprimé spécialement dessiné à son intention.

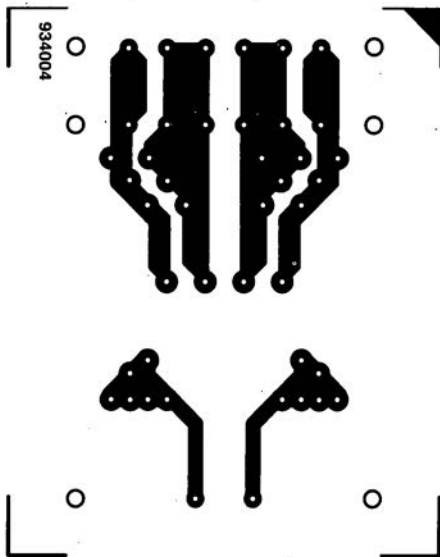
Le nombre de cellules et la durée de charge sont définis par l'implantation de cavaliers de

court-circuit dans la matrice de contacts présente au centre du circuit imprimé en respectant le positionnement indiqué par les **tableaux 1 et 2**.

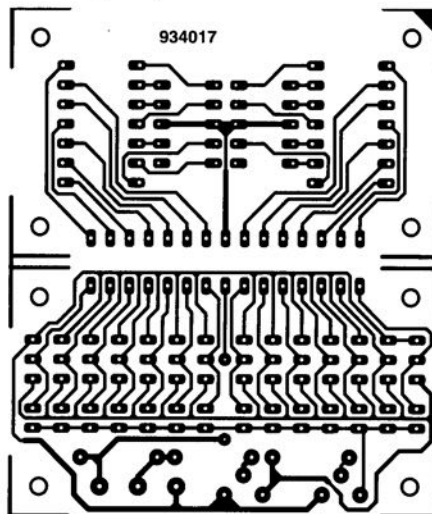
Le transistor de puissance T1 prend place sur un radiateur disposé sur la droite de la platine. La résistance de puissance R5 sera montée à quelques millimètres de la platine de manière à en permettre un meilleur refroidissement par convection naturelle.

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

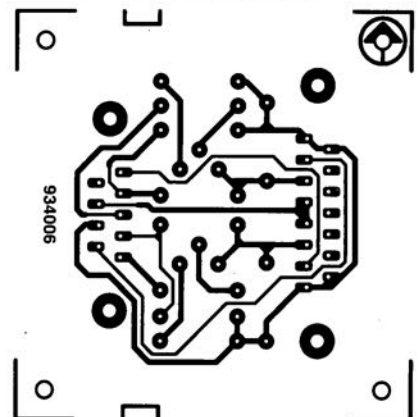
1 circuit imprimé universel pour transformateur



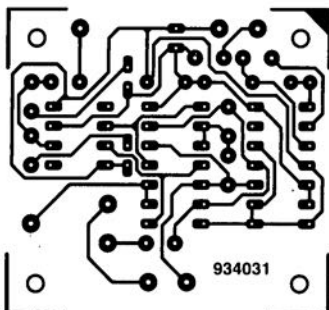
2 tachymètre pour PC



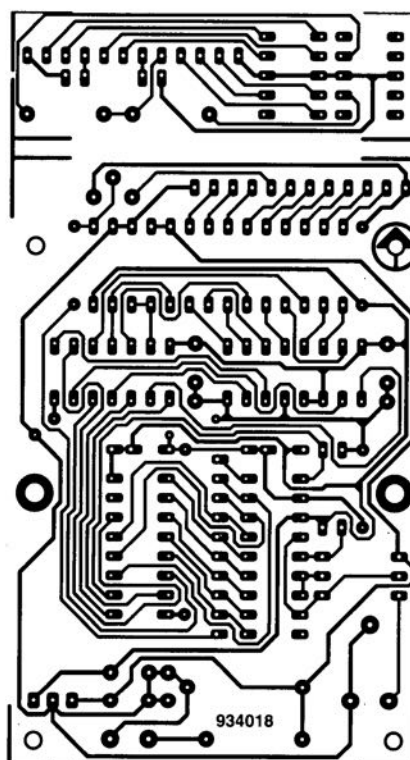
3 convertisseur de manche pour PC



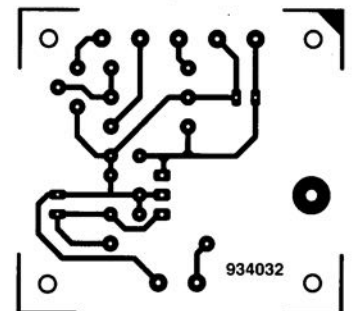
4 humidimètre pour plantes :
le capteur



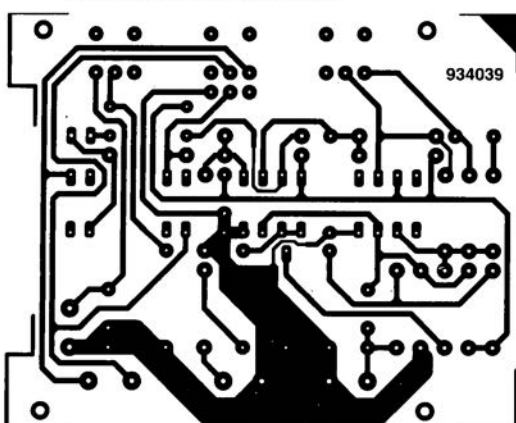
5 voltmètre de bord



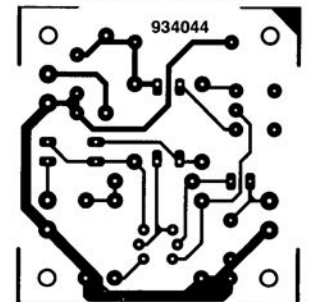
6 humidimètre pour plantes :
l'alimentation



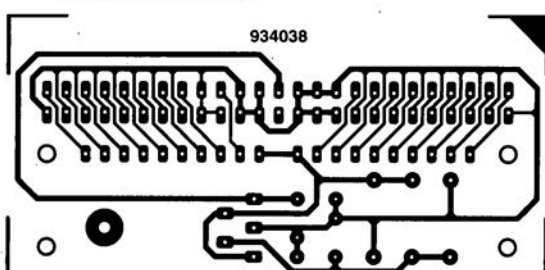
7 enregistrement à commande vocale



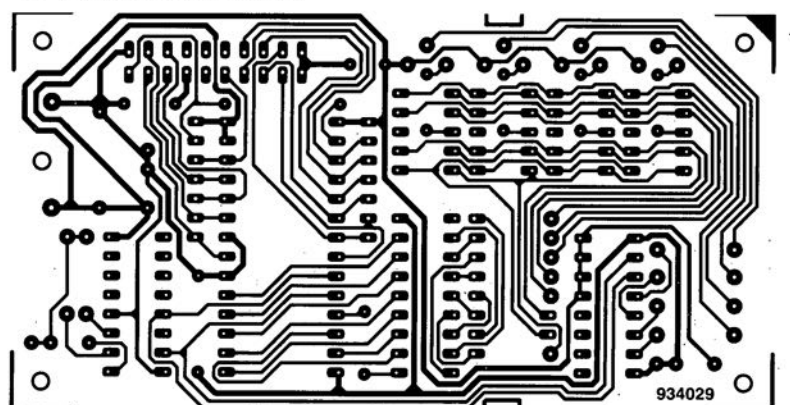
8 préamplificateur à très faible
bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

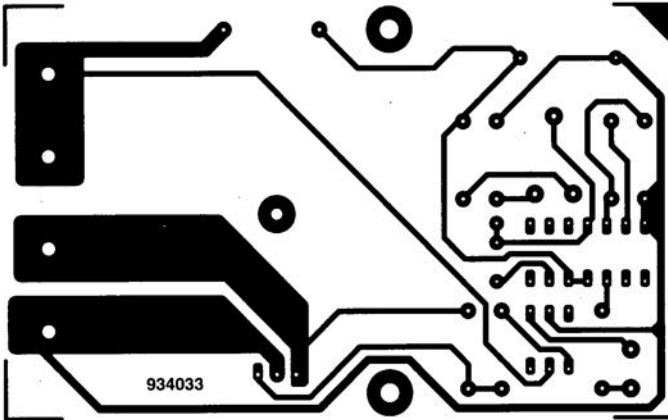


10 décodeur d'affichage universel

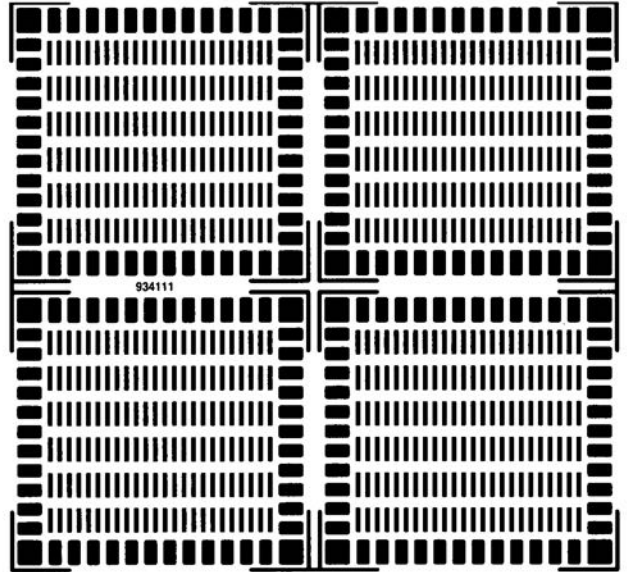


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

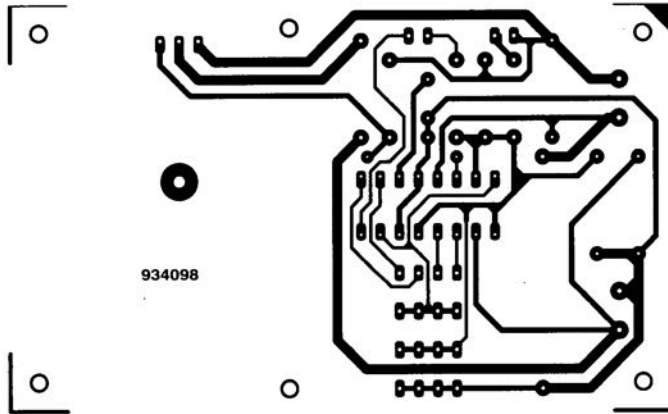
11 « conditionneur » pour accu au plomb



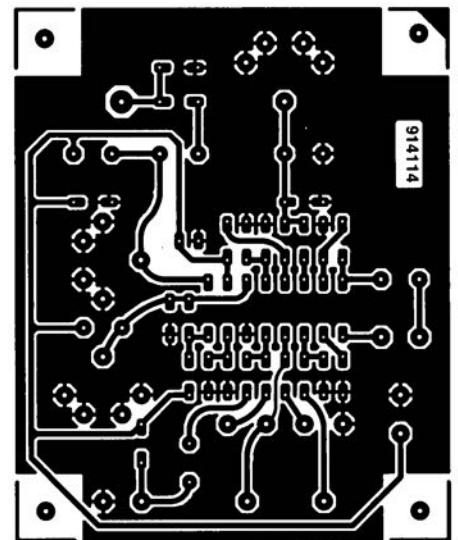
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



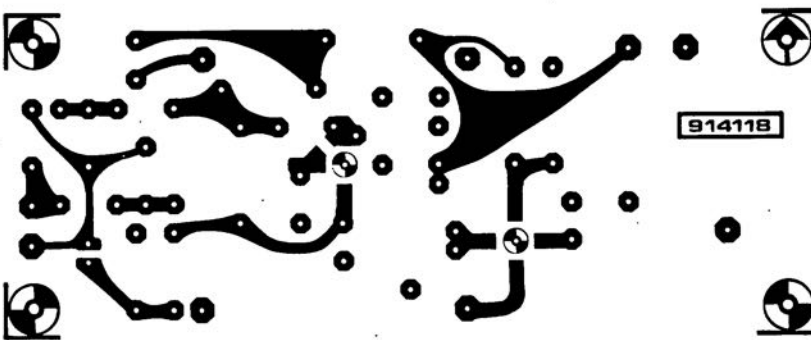
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



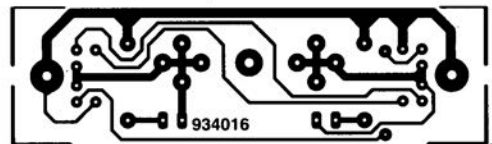
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



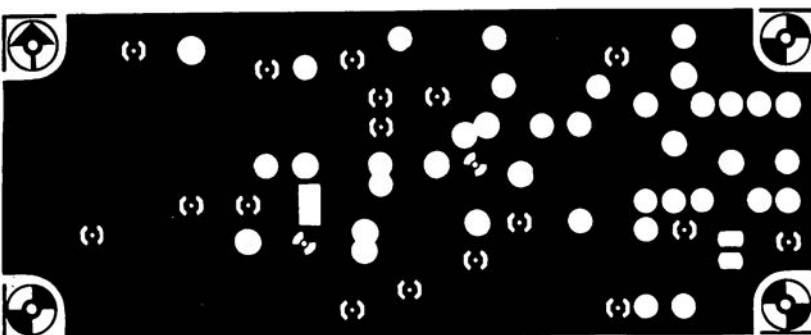
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



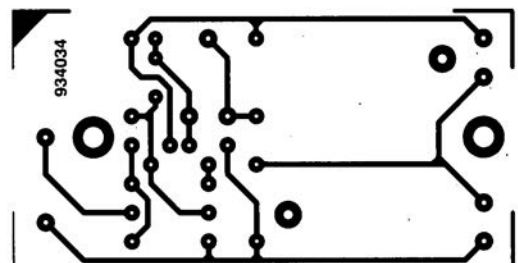
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

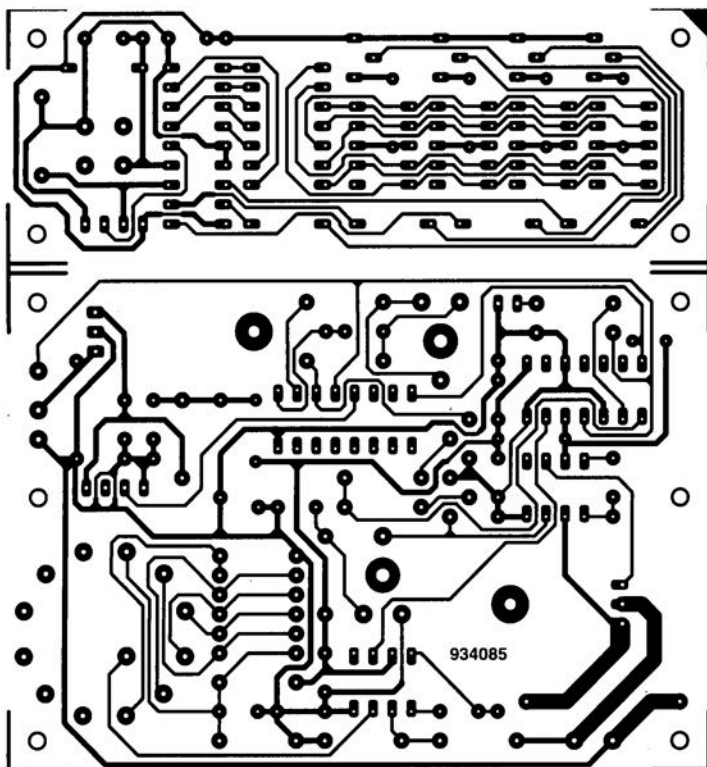


18 testeur de continuité sonore

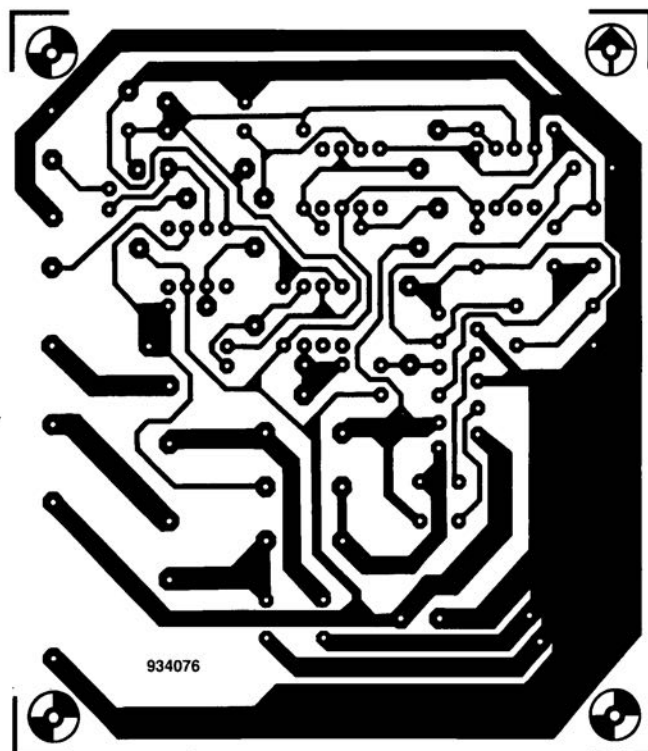


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

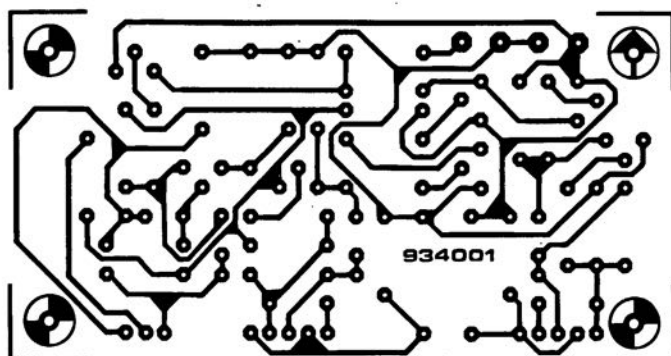
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



PROMCOPY 90

Il est décrit, dans un autre article de ce numéro Hors-Gabarit '93, comment s'y prendre pour relier une EEPROM du type PCF8582 ou X2404 à l'interface I²C encartable pour PC. L'une des applications intéressantes est le programme de copie d'EEPROM décrit ci-après. Notons au passage que le souhait de pouvoir copier des EEPROM I²C nous vient du secteur des dépanneurs TV et radio, vu que de très nombreux téléviseurs et utilisateurs stockent en EEPROM I²C les présélections de base et utilisateurs.

Le programme de copie PromCopy utilise, entre autres, l'Unité Pascal PCF8582 (cf. ailleurs dans ce numéro, l'article consacré à l'EEPROM pour bus I²C). Il vous

faut bien évidemment également disposer de la dite interface I²C encartable pour PC, le *device-driver* I2CDRIV2 et le *driver*/unité d'interface Pascal I2C2.PAS (ESS 1823).

Après avoir saisi le programme et l'avoir compilé, on lance le programme PromCopy depuis l'invite (*prompt*) DOS. PromCopy lit depuis la ligne d'instruction l'adresse de l'EEPROM I²C. À supposer que l'adresse I²C soit A0_{HEX}, on aura lancement du programme lors de l'entrée de l'instruction DOS PromCopy A0. Il vous faudra, bien entendu, avant de lancer le programme, avoir implanté l'EEPROM originale dans le « support » et que la tension d'alimentation de 5 V soit présente.

PromCopy commence par lire la totalité du contenu de l'EEPROM visualisant à l'écran les adresses de mémoire et leur contenu. Une fois toutes les adresses lues, on coupe la tension d'alimentation et l'on remplace l'EEPROM originale par celle (vierge) que l'on veut utiliser pour la copie. On applique à nouveau la tension d'alimentation de 5 V et, par une action sur une touche quelconque du clavier du PC, on lance la programmation, dans la nouvelle EEPROM, des données copiées de l'EEPROM originale.

PromCopy relit chaque octet programmé et vérifie qu'il correspond à la donnée d'origine. Si tel n'était pas le cas, il y a erreur de programmation, situation signalée

par l'apparition à l'écran d'un message d'erreur.

PromCopy peut être utilisé **et** avec la PCF8582 **et** avec la X2404. Vu cependant que la X2404 possède 2 pages de données, il faudra procéder à une copie individuelle de chaque page (il faudra donc procéder à un double remplacement des EEPROM).

Exemple : les instructions PromCopy A0 et PromCopy A2 ont pour résultat la recopie de la première page (adresse A0_{HEX}) suivie de celle de la seconde (adresse A2_{HEX}). Rien ne vous interdit, bien au contraire, de modifier le logiciel proposé ici pour pouvoir copier une X2404 en une seule opération...

a

```
program PromCopy;  
(*****)
```

```
{ Copy program for PCF8582 (256 * 8 bits I2C EEPROM).}
```

```
{ Requirements:
```

```
MS-DOS ≥ 3.3
```

```
I2CDRIV2.SYS added to CONFIG.SYS
```

b

```
Elektor I2C PC hardware interface  
PCF8582 (compatible) I2C EEPROM  
Special unit: PCF8582.TPU
```

```
Source..... PromCopy.PAS
```

```
Executable..... PromCopy.EXE
```

```
Language..... Turbo Pascal 5.5
```

```
Version..... 1.0
```

c

```

Date..... 26-03-1993
Written by..... P. J. Rutgers.
Copyright..... Elektor Electronics / Elektuur (c) 1993
Order information.... ESS182x (diskette 5¼ inch 360 K: I2CDRIV2 & I2C2)
}

{ Compiler directives.      } ($R-,S-,I-,F-,O-,A-,V+,B-,N-,E+,D-,L-)

{-----}uses
{ Used units.              } crt,PCF8582;
{-----}var
{ Number of EEPROM errors. } Err:integer;
{ Address of data location in } Addr:byte;
{ EEPROM.                  }
{ Contents of EEPROM.      } Data:array[0..255] of byte;
{ Data read back.          } DataFromProm:byte;
{ Cursor position control.  } x,y:integer;
{-----}

{
  -IntHex-
  Convert a 2 digit hexadecimal string S into an integer.
}
function IntHex(S:string):integer;
{-----}var
{ Digit counter.          } i:byte;
{ Sum (integer).           } w:integer;
{-----}begin (* IntHex *)
{ Convert both hex digits. } for i:=1 to 2 do
{                           } begin
{                           }   case s[i] of
{                           }     '0'..'9':w:=w*16+(Ord(s[i])-48);
{                           }     'A'..'F':w:=w*16+(Ord(s[i])-55);
{                           }     'a'..'f':w:=w*16+(Ord(s[i])-87);
{                           }   end;
{                           } end;
{ Return integer value.    } IntHex:=w;
{-----}end; (* IntHex *)

{
  -ReadProm-
  Read EEPROM contents and store it into data array.
}
procedure ReadProm;
{-----}begin (* ReadProm *)
{ Initialize cursor position. } x:=1;
{                             } y:=1;
{                             } gotoxy(x,y);
{ Read all EEPROM addresses and } for Addr:=0 to 255 do
{ store result into data array. }   begin
{                             }     ReadByteProm(Addr,Data[Addr]);
{                             }     writeln('Reading address: ',Addr);
{                             }     gotoxy(x,y);
{                             }   end;
{-----}end; (* ReadProm *)

{
  -ListProm-
  Print EEPROM contents to screen.
}
procedure ListProm;
{-----}
{
  -HexByte-
  Convert byte X into a hexadecimal string.
}

```

d

```

function HexByte(X:byte):string;
{-----}const
{ Look up table.          } Hex:string='0123456789ABCDEF';
{                             } var
{ Low and high order nibble. } t0,t1:byte;
{-----}begin (* HexByte *)
{ Isolate low order nibble.  } t0:=x shr 4;
{ Isolate high order nibble. } t1:=x and $0F;
{ Return hexadecimal string.  } HexByte:=Hex[t0+1]+Hex[t1+1];
{-----}end; (* HexByte *)
{-----}begin (* ListProm *)
{                             } clrscr;
{                             } write('-- EEPROM listing. Format
{                             }   "address:data" (hex!) --');

{ Initialize cursor position. } x:=1;
{                             } y:=2;
{                             } gotoxy(x,y);
{ Print EEPROM contents.     } for Addr:=0 to 255 do
{                             }   begin
{                             }     write(HexByte(Addr):2,',',HexByte
{                             }       (Data[Addr]):2);
{                             }     y:=y+1;
{ Next column?              }     if y=22
{                             }     then
{                             }       begin
{                             }         y:=2;
{                             }         x:=x+6;
{                             }       end;
{                             }     gotoxy(x,y);
{                             }   end;
{-----}end; (* ListProm *)

{
  -StoreAndVerifyProm-
  Store data array into (blank) EEPROM.
}
procedure StoreAndVerifyProm(var Errors:integer);
{-----}var
{                             } Dummy:char;
{-----}begin (* StoreAndVerifyProm *)
{ Initialize cursor position. } x:=1;
{                             } y:=23;
{                             } gotoxy(x,y);
{ Screen messages.          } write('Turn power off, Change
{                             }   EEPROM's, turn power on. ');
{                             } write(' <hit any key to continue>');
{                             } repeat until keypressed;
{                             } Dummy:=readkey;

{ Initialize cursor position. } x:=1;
{                             } y:=23;
{                             } gotoxy(x,y);
{ Clear number of copy errors. } Errors:=0;
{ Copy data array into EEPROM. } for Addr:=0 to 255 do
{                             }   begin
{                             }     WriteByteProm(Addr,Data[Addr]);
{                             }     ReadByteProm(Addr,DataFromProm);
{ Error check.              }     write('Copy address: ',Addr:3,',
{                             }       Data (in,out): ('
{                             }         Data[Addr]:3,',',
{                             }         DataFromProm:3,',').');
{                             }     write('
{                             }       ');
{                             }     if Data[Addr]<>DataFromProm
{                             }     then
{                             }       begin
{ Count copy errors.        }         Errors:=Errors+1;
{                             }         write('!! DATA ERROR !!');
{                             }         sound(500);
{                             }         delay(20);
{                             }         nosound;

```

e

```

{                               }      delay(200);
{                               }      end;
{ Set cursor position.         }      gotoxy(x,y);
{                               }      end;
{-----}end; (* StoreAndVerifyProm *)

{
    -PromCopy
}
{-----}begin (* PromCopy *)
{                               } clrscr;

```

f

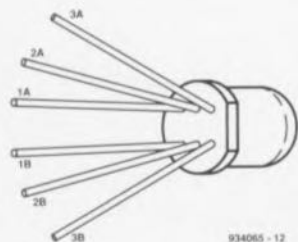
```

{ Read hex I2C address of EE-   } PromAddr:=IntHex(ParamStr(1));
{ PROM from command line.      }
{                               }
{                               } ReadProm;
{                               } ListProm;
{                               } StoreAndVerifyProm(Err);
{ Initialize cursor position.   } x:=1;
{                               } y:=24;
{                               } gotoxy(x,y);
{                               } write('*** Copy finished *** (number
{                               } of errors: ',Err,').');
{-----}end. (* PromCopy *)

```


91

92



934065 - 12

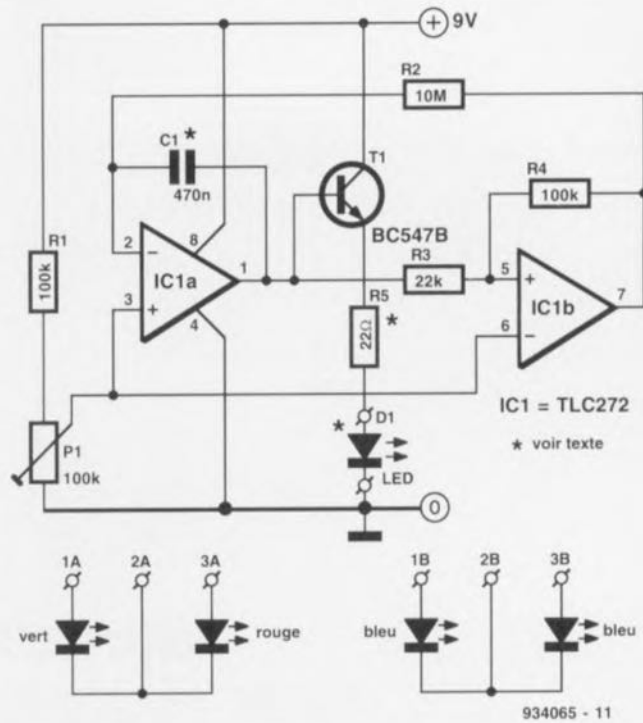
et 220 nF. Les LED bleues sont attaquées par le même oscillateur et dotées chacune de sa résistance de limitation de courant.

La résistance ajustable P1 permet de décaler le niveau de tension continue du triangle. On commencera par mettre le curseur à la masse. On joue ensuite, doucement, sur P1 jusqu'à voir la LED commencer à s'illuminer. La position optimale de P1 est atteinte lorsque l'on a un rapport cyclique

de 2:1 c'est-à-dire que la LED est illuminée 2/3 du temps et éteinte le reste (1/3). Nous avons opté pour une valeur de résistance de limitation relativement faible en raison de la sensibilité encore quelque peu limitée des LED de couleur bleue. Évitez de tourner P1 trop loin. Veillez à ce que le courant à travers les LED de couleur verte et rouge reste inférieur à 30 mA, les LED de couleur bleue pouvant supporter jusqu'à 40 mA.

La consommation de courant de l'ensemble du circuit est de 70 mA environ.

Avant de vous lancer dans la réalisation de l'électronique de commande il est judicieux de vérifier que vous pouvez mettre la main sur ce composant récemment mis sur le marché. Il a été baptisé LED-RGB (pour *Red Green Blue* bien évidemment) ou LED tricolore. De marque Everlight il possède le numéro 339-1 VRKGBBW.



934065 - 11

T3 est, dans ce cas-là, de 110 mV seulement. Pour obtenir des courants admissibles avant activation du fusible plus importants il suffit de prendre d'autres IRF9530 en parallèle sur T3.

Il n'est pas nécessaire de prévoir de radiateur pour T3 – et d'éventuels comparses – vu que la puissance dissipée n'est que de

40 mW. Une simple action sur le bouton-poussoir S1 suffit pour réarmer le fusible après qu'il ait été déclenché. La LED à utiliser pour T3 doit être du type à haut rendement vu que l'on ne dispose que d'un courant de 6 mA, courant insuffisant pour une LED « normale ».

Le temps de réponse de notre fusible électronique est celui d'un

fusible ultra-rapide.

Le réglage du montage est empirique : on fait passer le courant de consigne prévu par T3 et l'on joue l'ajustable P1 jusqu'à ce que le fusible entre en fonction.

Ce fusible électronique est prévu pour travailler avec des courants inférieurs ou égaux à 300 mA. Il est possible, avec d'autres FET-

MOS à canal p – on peut pratiquement utiliser n'importe lequel d'entre eux – de travailler à des courants plus importants. Il est noter cependant que plus la résistance de fonctionnement (R_{on}) de ce FETMOS est faible plus l'imprécision de fonctionnement de ce circuit augmente.

J. Schäper

GÉNÉRATEUR DE SIGNAL I²C 94

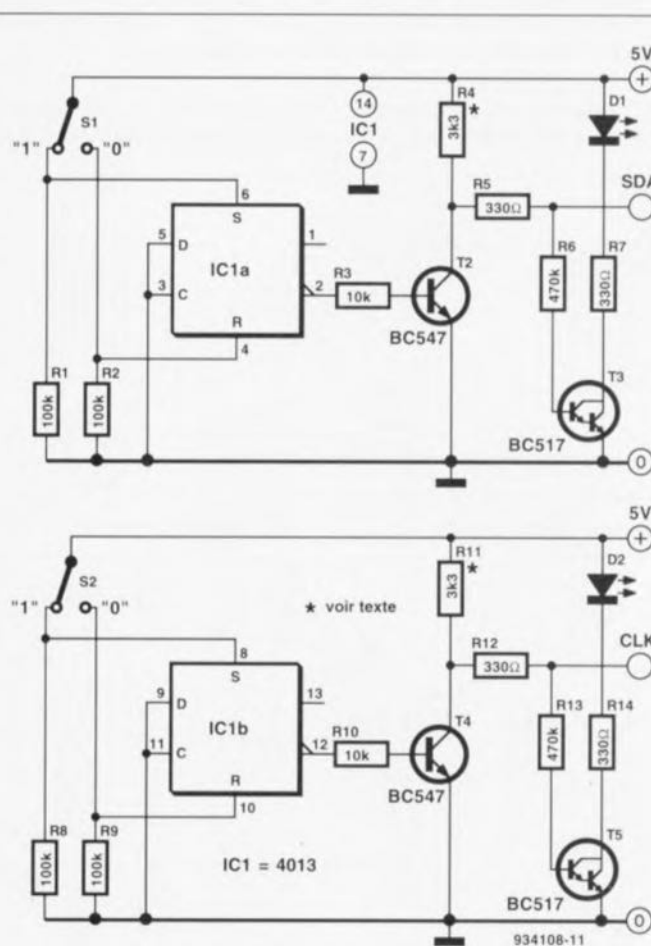
Il arrive, trop souvent, lors d'expériences avec des montages pour le bus I²C que l'on soit confronté à des problèmes de « plantage » sans qu'il soit bien clair quelle en est la raison. Rares êtes-vous (et même sommes-nous) à disposer chez soi d'un analyseur logique, l'un des seuls instruments qui permette réellement de suivre ce qui se passe sur un bus... Dans certains cas, le circuit proposé ici pourra constituer un outil tombant à pic, apportant une solution à vos problèmes.

Il ne s'agit en fait de rien de plus que d'une sortie I²C à commande manuelle. Une paire d'inverseurs, S1 et S2, permettent de définir manuellement le niveau (« 0 » ou « 1 ») des lignes d'horloge (CLK = *CLOCK*) et de donnée (SDA = *Serial DATA*). Une paire de LED visualise ensuite le **vrai** niveau présent sur le bus.

Attention : mettons les choses au point : si l'autre participant au bus I²C a intégré un intervalle de retard (bien souvent de 1 ms) ce circuit ne présente que fort peu d'intérêt.

Même si vous avec les réactions de Jesse James, cow-boy réputé pour sa rapidité à dégainer son revolver, il vous sera en effet impossible de réagir aussi rapidement. L'autre parti communicant via le bus I²C détectera dans ces conditions un bus ne présentant pas de réaction et cessera alors d'effectuer ses routines I²C.

Nous avons fait de notre mieux pour concevoir un montage aussi simple que possible. Il se compose de 2 moitiés identiques, l'une pour la ligne de donnée (SDA) l'autre pour la ligne d'horloge (SCL ou CLK). On fabrique, à l'aide d'un inverseur (S1 ou S2) et d'une bascule bistable (IC1a et



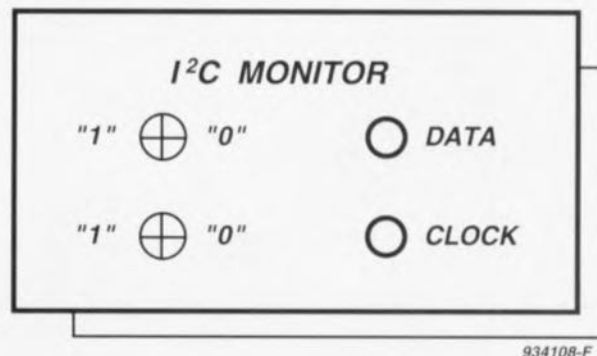
IC1b respectivement) un « 1 » ou un « 0 ». Il est impératif de prévoir une bascule bistable (*flipflop*) à cet endroit de façon à éliminer les rebonds de l'inverseur. Si l'on ne prenait pas cette précaution on aurait inévitablement génération d'un certain nombre de rebonds qui seront interprétés comme autant d'impulsions.

La position de l'inverseur concerné permet de savoir si l'on essaie de placer un « 1 » ou un « 0 » sur le bus. Comme mentionné plus haut, le niveau **réel** (lement) présent sur le bus est visualisé par les LED D1 et D2. Il n'est pas nécessairement le même que celui que nous avons défini à l'aide des inverseurs, sachant que le bus possède une structure à collecteur ouvert.

Ceci explique que les sorties des bascules ne soient pas reliées directement au bus mais qu'elles le soient via des transistors T2 et T4. Les résistances de forçage au niveau logique haut (*pull-up*) R4 et R11 ne sont à implanter que si le bus I²C ne possède pas déjà de résistances remplissant la dite fonction, vu qu'il en suffit d'une paire par bus.

On pourra également utiliser ce montage comme moniteur de bus I²C rudimentaire. Si l'on met les 2 inverseurs en position « 1 » ce montage est neutre par rapport au bus de sorte que ses LED visualisent l'activité sur le bus. Il faut bien entendu qu'il se passe un certain nombre d'opération sous peine, vu la brièveté des signaux concernés, de ne rien voir du tout.

La consommation de courant de l'ensemble du montage dépend en grande partie de celle des LED et est de ce fait de l'ordre de 20 mA.



95 PRÉAMPLIFICATEUR DISCRET DE CLASSE A

Lorsqu'il s'agit de concevoir l'un ou l'autre préamplificateur, il arrive souvent que l'on penche pour une solution à base de modules tout faits alors que l'on préfère, pour l'amplificateur de puissance, pour une approche discrète. Raison suffisante pour que nous vous proposons ici un préamplificateur réalisé en technologie discrète.

Le concept de ce préamplificateur est tiré de notre « The Discret », réalisation décrite voici quelques années déjà. Bien que nous l'ayons sensiblement dépouillé ici et là, cette simplification n'a pratiquement pas d'effet sur la qualité finale du montage. Le circuit est symétrique, mais les gains en

courant très différents des MAT02 et MAT03 posent quelques problèmes à la résolution délicate. Ceci explique la présence à l'entrée d'une correction de prépolarisation prenant la forme de l'électronique centrée sur le transistor T12. L'existence d'une source de tension de référence, D2, a permis de réduire cette correction à sa plus simple expression.

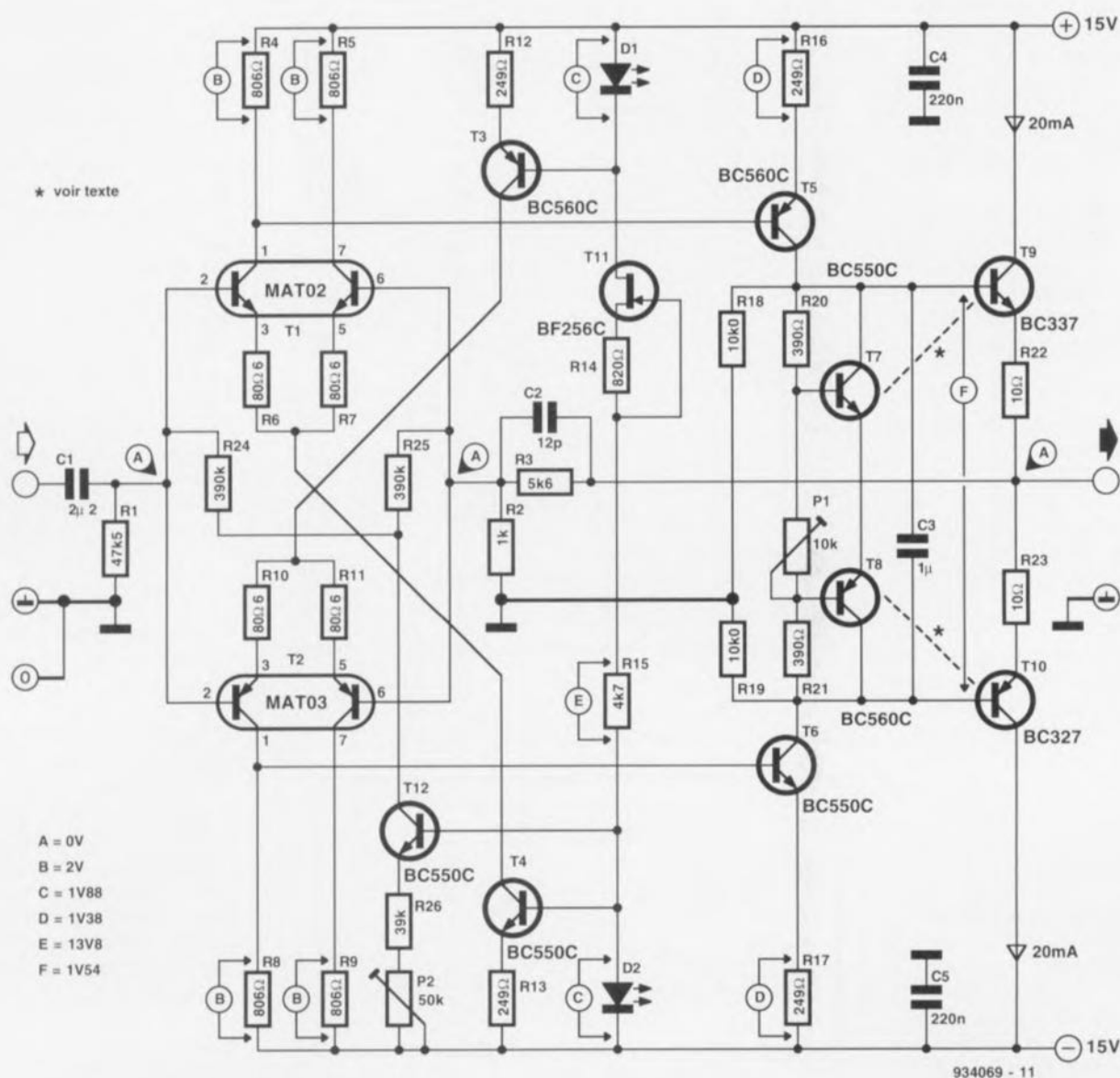
La résistance ajustable P2 permet d'ajuster, la tension de sortie à 0 V très exactement. Le corollaire de la présence de cette correction active est la nécessité de l'implantation d'un condensateur de couplage. Avec les valeurs attribuées ici aux composants le point de

coupe se situe à 1,5 Hz ce qui, en pratique, ne devrait pas poser de problème.

Le reste du montage n'est en fait rien de plus qu'un étage d'amplification parfaitement symétrique. On trouve à l'entrée 2 étages différentiels constitués respectivement des transistors T1a/T1b et T2a/T2b. Ces étages attaquent un circuit push-pull constitué des transistors T5 et T6. Les résistances R18 et R19 limitent le gain en tension du circuit de sorte que ce dernier reste stable même en l'absence de charge.

L'étage de sortie est un émetteur-suiveur standard faisant appel aux

transistors T9 et T10. Il a été prévu, en vue de garantir la constance du courant de repos à travers l'émetteur-suiveur, une source de référence à 2 transistors, T7 et T8. On a ainsi une compensation individuelle des transistors de l'émetteur-suiveur. Pour l'obtention du meilleur résultat possible il faudra placer les transistors T7/T9 et T8/T10 deux à deux « dos à dos » (leur surface plane l'une contre l'autre). On enduira les surfaces concernées d'un rien de pâte thermoconductrice avant de les fixer définitivement les transistors l'un à l'autre à l'aide d'une pince métallique ou d'un morceau de fil de câblage entortillé.



On règle, par action sur l'ajustable P1, le courant de repos des transistors T9 et T10 à 20 mA. La valeur de ce courant est à déduire de la chute de tension mesurée aux bornes des résistances R22 et R23.

Le condensateur C2 a pour fonction d'améliorer la réponse aux signaux rectangulaires et éviter les dépassements (*overshoot*).

Ceci a pour conséquence de ramener la bande passante efficace à 2,4 MHz environ, valeur plus que suffisante pour les applications audio.

Tous les transistors travaillent en classe A de manière à obtenir le résultat optimal. La conséquence de ce choix est un courant de repos relativement important, de l'ordre de 40 mA.

Voici quelques résultats de mesures effectuées sur ce préamplificateur :

($U_b = \pm 15$ V, 1 V_{eff} en sortie, charge de 1 k Ω)

sensibilité d'entrée : 150 mV

taux de montée (*slew rate*) : > 200 V/ μ s

rapport signal/bruit : > 100 dB (non pondéré)

DHT (20 Hz à 20 kHz) : < 0,00025%

(DHT = Distorsion Harmonique Totale)

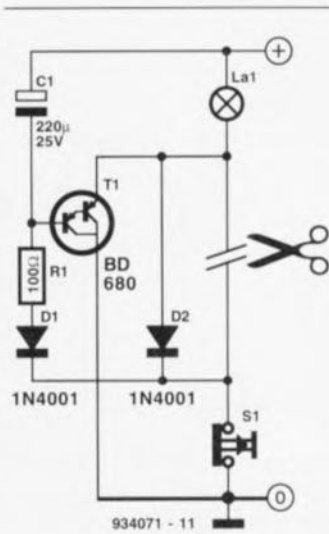
Si l'on veut obtenir la contre-réaction la meilleure il faut que les masses de l'entrée et de la sortie,

les résistances R1, R2, R18 et R19, ainsi que le zéro de l'alimentation constitue un point en étoile.

TPV ULTRA-SIMPLE 96

Commençons par « éclairer votre lanterne » quant à la signification de l'abréviation TPV. TPV est l'abréviation de **Temporisateur de Plafonnier de Voiture**. Il nous a semblé, qu'en cette période de vacances, nous ne pouvions pas vous faire l'affront de vous forcer à lire un titre aussi long pour un circuit aussi simple.

Le temporisateur de plafonnier pour voiture fait en sorte que la lumière de l'éclairage intérieur, car de plus en plus de voiture disposent d'éclairages un peu partout dans le compartiment passagers et non plus uniquement au plafond, reste allumée de l'ordre de 5 s après fermeture des portières.



Ceci permet de trouver facilement le trou de la serrure pour y mettre la clé de contact sans que l'on ne soit obligé de maintenir la portière ouverte, voire de l'ouvrir une nouvelle fois (pratique en hiver par temps de blizzard).

Certaines voitures haut de gamme possèdent un éclairage spécial à proximité voire dans la serrure proprement dite.

Lors de l'ouverture de l'une des portières concernées on a fermeture de l'un des contacts de portière, représenté ici par le bouton-poussoir à contact repos (bien évidemment ouvert lorsque la portière est fermée). Il peut alors, via S1 et D2,

circuler un courant à travers l'ampoule du « plafonnier » (La1).

Entre temps, le condensateur C1 se charge rapidement via R1, D1 et S1. La fermeture de la portière produit l'ouverture du contact S1. À cet instant c'est T1 qui entre en fonction, étant forcé à entrer en conduction par la présence d'un niveau bas au pôle négatif de C1.

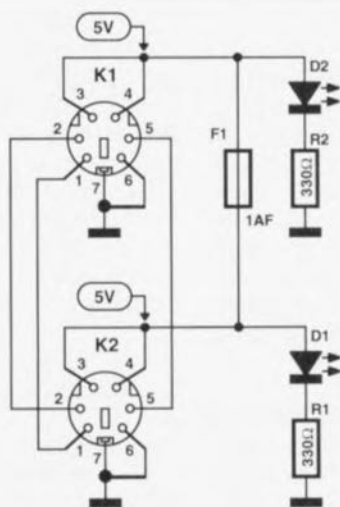
Après une certaine temporisation – fonction de la capacité de C1 et du courant de base de T1 – la tension de base de ce transistor a atteint une valeur telle qu'elle entraîne le blocage du transistor, en conséquence de quoi l'ampoule s'éteint.

CARTE À FUSIBLE POUR BUS I²C 97

Toutes les cartes I²C que nous avons décrites jusqu'à présent dans Elektor (cf. les références en fin d'article) dérivent leur tension d'alimentation de 5 V via l'embase DIN miniature de la carte d'extension I²C, implantée dans le PC.

On risque donc toujours, à la suite d'une erreur sur l'une des (multiples) cartes I²C connectées au système, de court-circuiter l'alimentation 5V de l'ordinateur.

Si l'on sait que les modules d'alimentation à découpage de la quasi-totalité des PC sont capables de fournir un courant très important à la ligne +5V (quelque 20A ne constituant certainement pas une intensité inusuelle!), un tel



934016 - 11

court-circuit peut causer, outre un joli spectacle pyrotechnique, d'autres dégâts bien plus embêtants et coûteux.

Le tout petit circuit décrit ici, intercale tout simplement un fusible de 1 A dans la ligne d'alimentation de 5 V reliant la carte I²C dans l'ordinateur à la première carte I²C d'extension, vous met à l'abri d'inconvénients de ce genre.

Rien ne vous empêche, pour plus de sécurité encore, de prendre une petite carte à fusible de ce type dans chaque ligne reliant 2 cartes I²C.

Les 2 LED sur la carte à fusible visualisent la présence de la tension +5 V, respectivement en aval

et en amont du fusible. On notera que ces LED occasionnent une consommation additionnelle de quelque 20 mA.

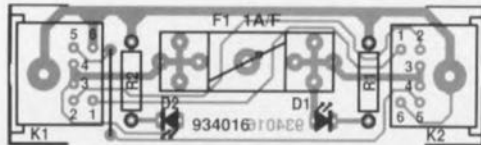
Le circuit imprimé, disponible auprès des adresses habituelles, permet, vu leur très faibles dimensions, de réaliser 5 exemplaires de la carte à fusible I²C.

Bibliographie:

[1] Interface I²C pour PC, *Elektor* n°163, janvier 1992;

[2] Convertisseur A/N-N/A et E/S pour I²C, *Elektor* n°164, février 1992;

[3] Module à afficheurs 7 segments à



LED, *Elektor* n°165, mars 1992;

[4] Carte à relais et/ou opto-coupleurs pour I²C, *Elektor* n°177, mars 1993.

Liste des composants

Résistances :

R1,R2 = 330 Ω

Semi-conducteurs :

D1,D2 = LED 3 mm rouge

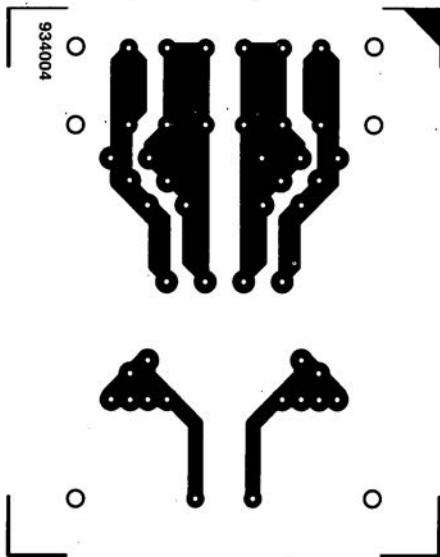
Divers :

K1,K2 = embase DIN miniature encartable, 6 contacts

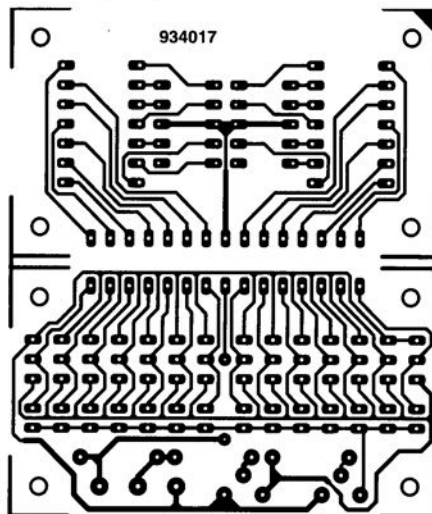
F1 = porte-fusible avec fusible 1 A (rapide)

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

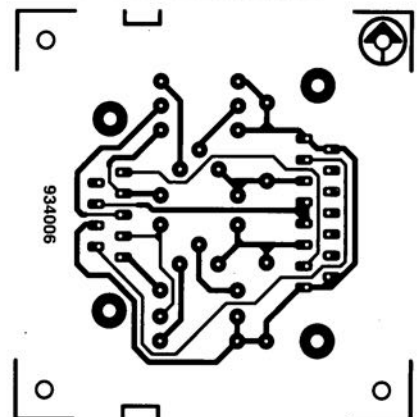
1 circuit imprimé universel pour transformateur



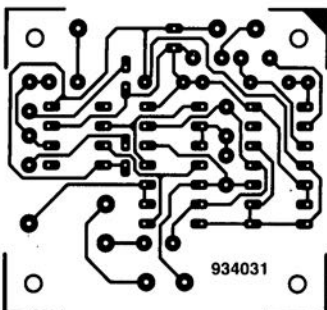
2 tachymètre pour PC



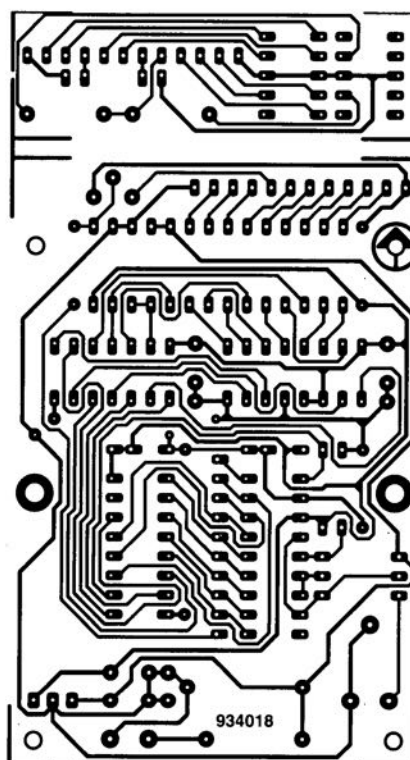
3 convertisseur de manche pour PC



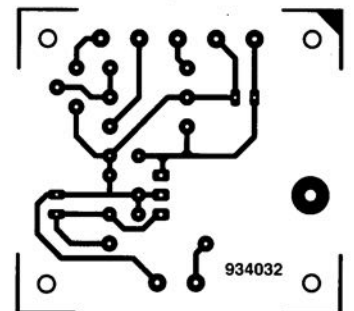
4 humidimètre pour plantes : le capteur



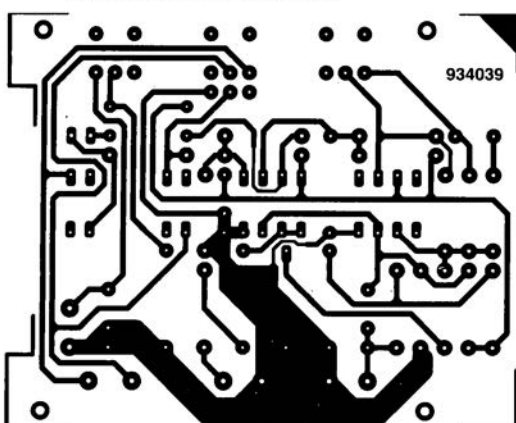
5 voltmètre de bord



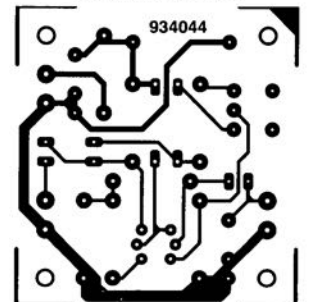
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



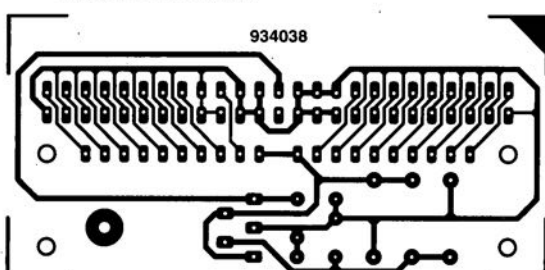
7 enregistrement à commande vocale



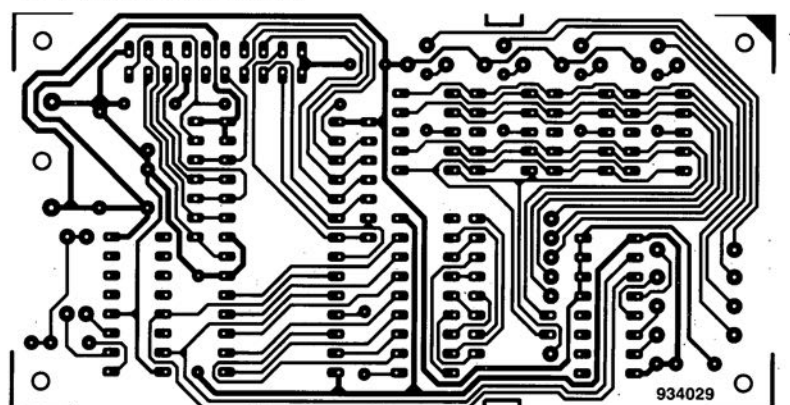
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

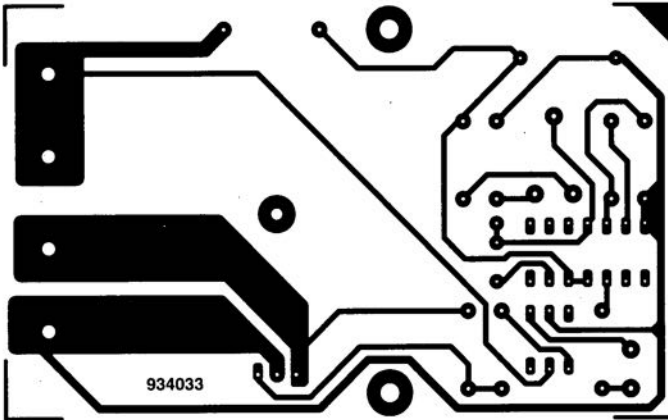


10 décodeur d'affichage universel

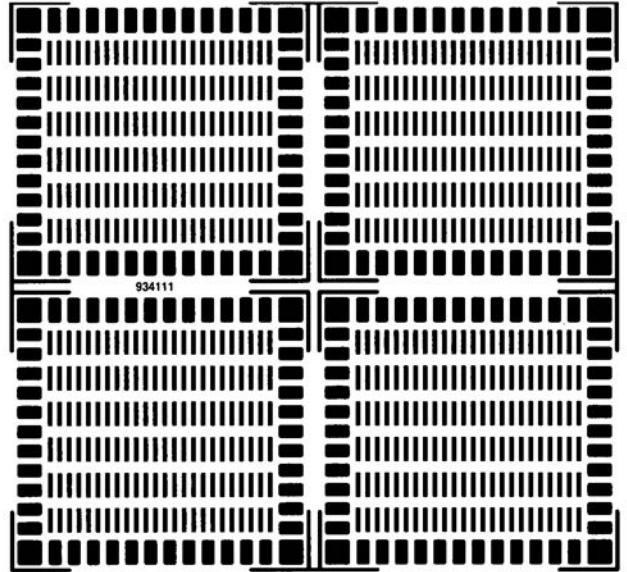


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

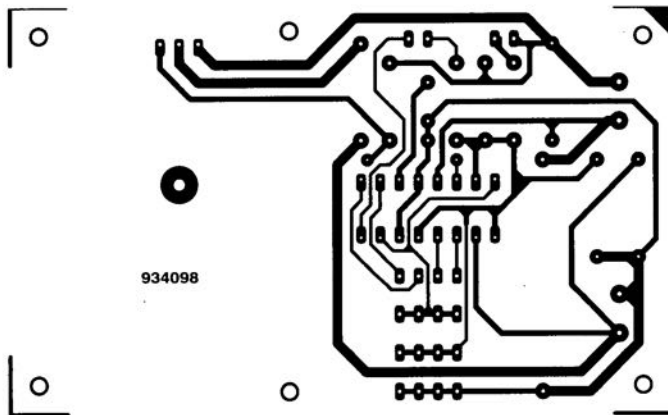
11 « conditionneur » pour accu au plomb



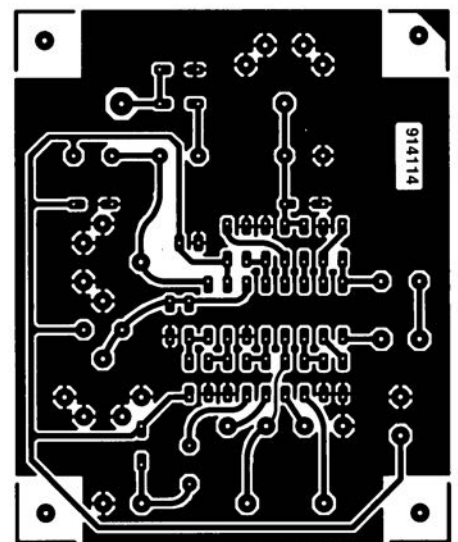
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



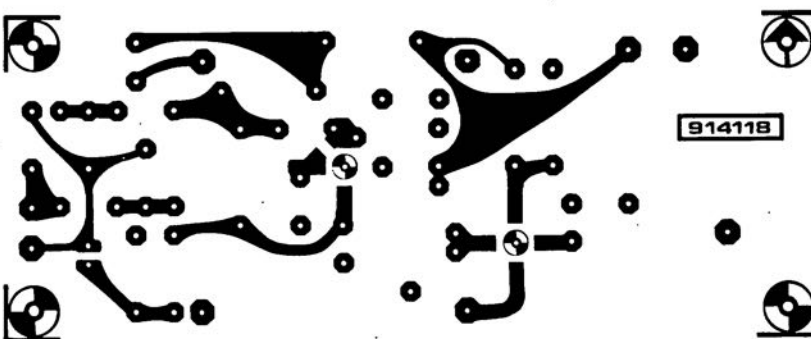
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



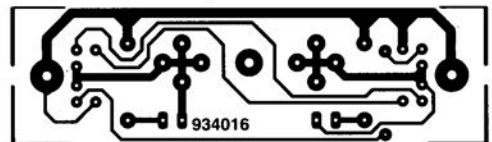
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



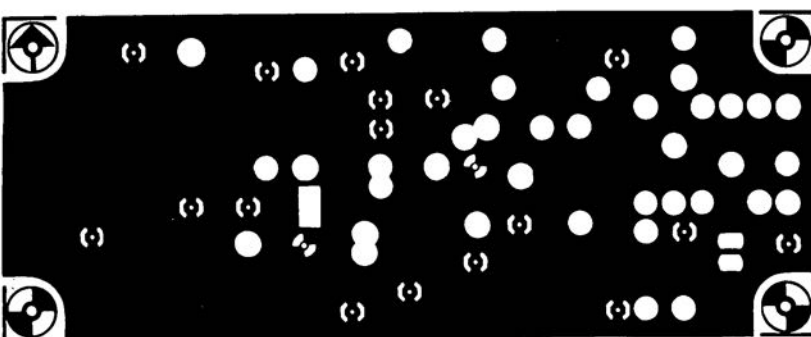
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



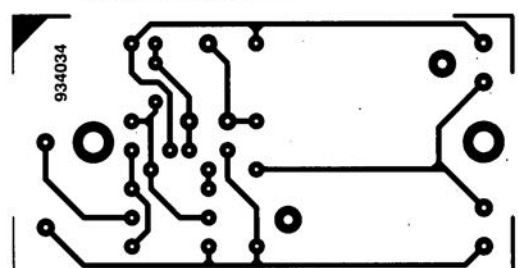
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

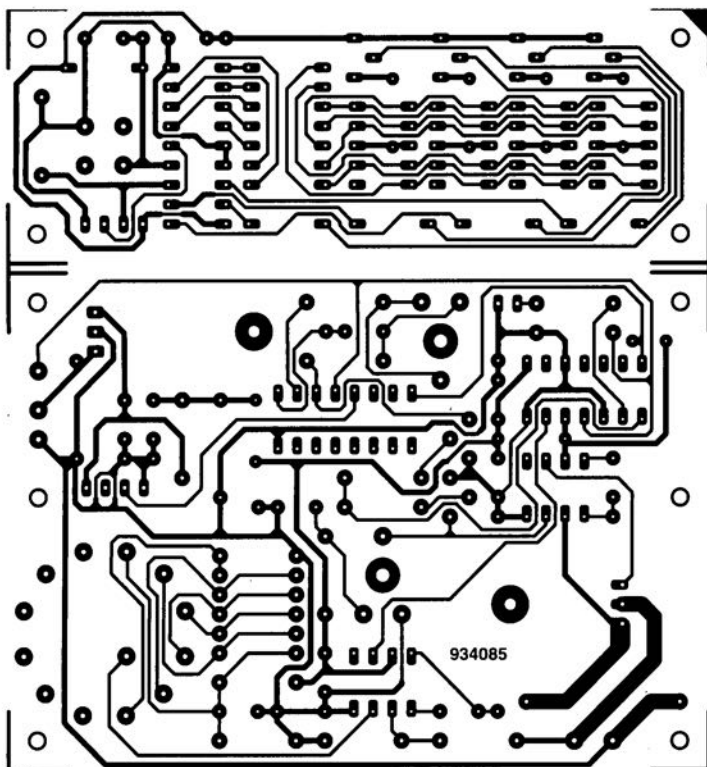


18 testeur de continuité sonore

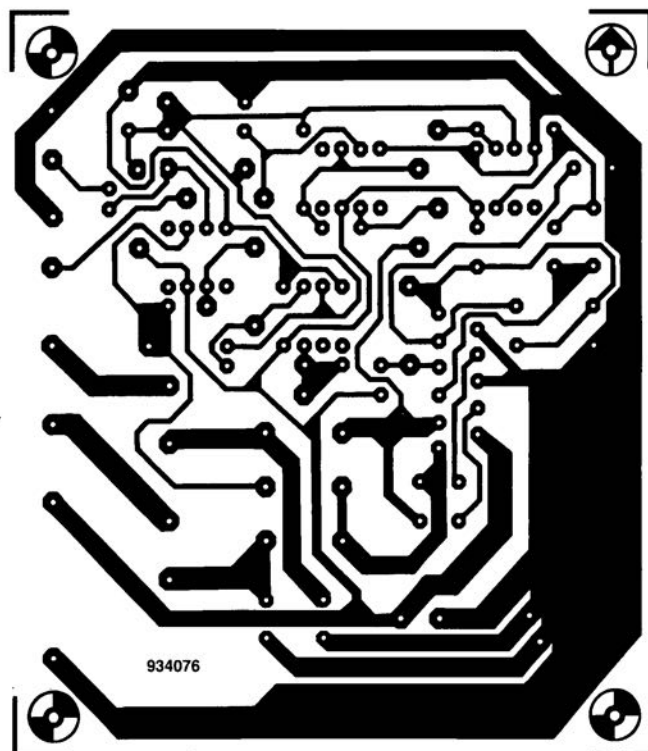


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

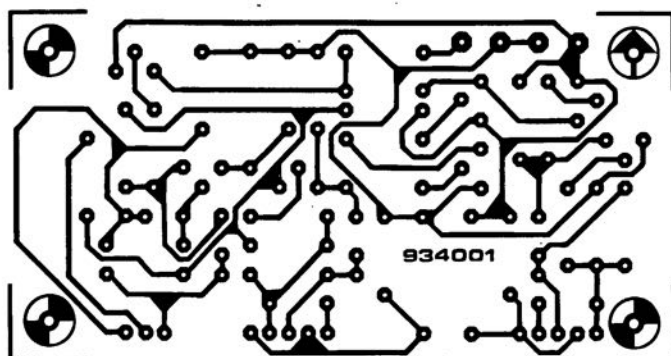
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



Ce circuit permet la génération d'une tension d'alimentation supplémentaire à partir d'une tension d'alimentation existante. Comme il a été prévu une isolation galvanique entre la tension d'entrée et la tension de sortie, toutes les possibilités sont envisageables. On peut donc, augmenter, diminuer la tension d'alimentation disponible voire même la transformer en une tension négative. L'isolation galvanique est réalisée à l'aide d'un petit transformateur à noyau torique de fabrication-maison.

Nous avons utilisé ce tore (type G2-3FT12) dans plusieurs de nos réalisations et pensons qu'il ne devrait pas être difficile à trouver. Le primaire comporte 30 spires de fil de cuivre émaillé d'une section comprise de 0,3 mm. Le nombre de spires de l'enroulement du secondaire (N) dépend de la tension de sortie requise et répond à la formule suivante :

$$N = 30 \cdot U_{\text{sort}} / U_{\text{ent}}$$

On ajoute entre 10 et 20% au nombre obtenu, de, manière à compenser les pertes. Il vaut mieux avoir une tension de sortie un peu trop forte que l'inverse vu qu'il est possible, par action sur la résistance ajustable P1, de l'abaisser quelque peu.

Comme mentionné plus haut, les 2 enroulements font appel à du fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de section. Il faudra veiller à ce que les 2 séries de spires soient bien réparties sur l'ensemble du tore sous peine de se retrouver avec un facteur de couplage entre les 2 enroulements trop faible.

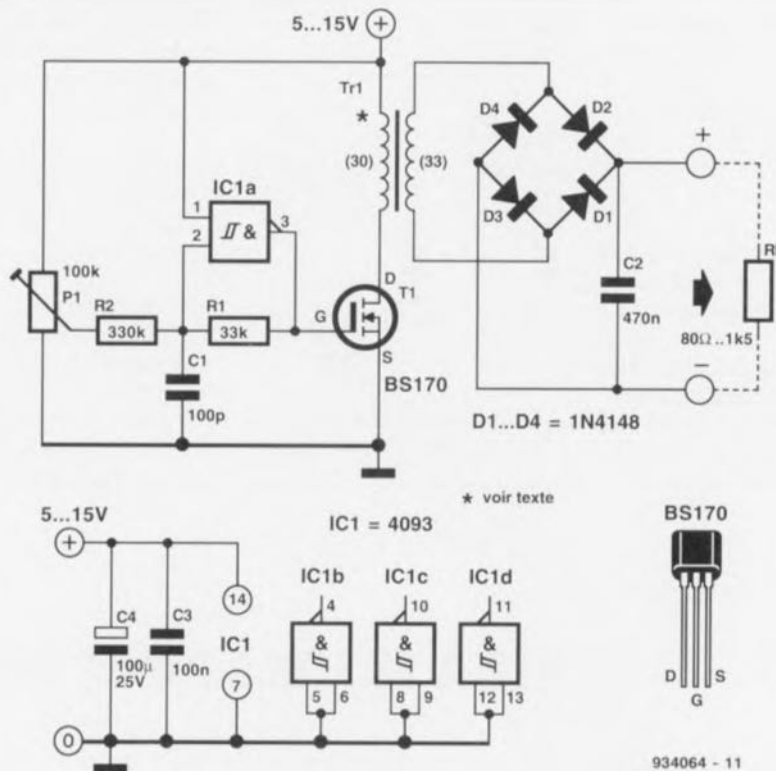
Le transformateur est attaqué par une porte NON-ET (NAND) à trigger de Schmitt CMOS dont on a fait, à l'aide de R1 et C1 un générateur de signal rectangulaire. le transistor FETMOS T1 fait office d'étage de sortie. On envoie, via P1 et R2 un courant de charge additionnel grâce auquel il est possible d'influencer le rapport cyclique du signal rectangulaire.

Ce signal possède une fréquence de l'ordre de 220 kHz et son rapport cyclique doit être inférieur à 50%. De ce fait la résistance ajustable P1 doit se trouver dans la première moitié de sa plage de réglage.

Lors de l'entrée en conduction de T1 on a transfert d'une certaine énergie dans le secondaire du transformateur Tr1, mais on a aussi au même moment stockage d'une certaine énergie dans le champ magnétique. Dès que T1 bloque, cette énergie stockée est transmise à l'enroulement secondaire. Il s'agit maintenant de réduire le rapport cyclique de l'oscillateur suffisamment (par P1) pour que toute l'énergie stockée dans le noyau torique ait eu le temps d'être transférée avant que le FET (*Field Effect Transistor* = transistor à effet de champ) ne redevienne passant.

On courtait le risque sinon de voir le champ magnétique résiduel – dans lequel est stockée l'énergie – ne cesser d'augmenter pour, finalement, entraîner la saturation du noyau – ce qui se traduit par une chute du rendement. De plus cela aurait pour effet, en raison de la diminution de la self-induction de l'enroulement du primaire, de produire une augmentation explosive du courant à travers T1 qui ne tardera pas à rendre l'âme.

On aura également un courant trop important à travers T1 lorsque la charge reliée au secondaire est elle aussi importante. On



934064 - 11

peut supposer, pour calculer la charge maximale admissible, la circulation, dans l'enroulement primaire, d'un courant moyen de 150 mA (le courant de crête peut être un certain nombre de fois plus important !). On peut déterminer, à partir du rapport de conversion introduit par le transformateur, quel courant le secondaire peut fournir à la charge. Avec le rapport de conversion est de 1:1 (le secondaire comportant 10% de spires supplémentaires pour les raisons mentionnées plus haut) du schéma, la charge maximale est de l'ordre de 80 Ω .

Ce n'est pas uniquement l'application d'une charge trop élevée qui pose des problèmes au convertisseur de tension, il n'apprécie pas non plus de devoir travailler hors-charge. Dans ce cas-là en effet l'énergie stockée dans le champ magné-

tique ne peut, lors du blocage de T1, que « déménager » vers le condensateur C2 où se fait le stockage de la dite énergie. La charge de C2 – et partant la tension à ses bornes – augmente (le rapport de conversion entre en jeu lui aussi). Cette surtension peut avoir des effets désastreux en cas de connexion d'un circuit électronique à la sortie.

On peut admettre, en principe, que – comme dans le cas de la charge maximale, la résistance de 1k Ω 25 donnée dans le schéma augmente ou diminue proportionnellement au rapport de conversion du transformateur.

Nous avons fait appel, pour les diodes du pont de redressement, à des 1N4148, sachant qu'elles sont suffisamment rapides pour redresser un signal d'une fréquence de 220 kHz (les 1N400X ne

conviennent pas pour une telle fréquence). Les diodes en question peuvent supporter un courant maximal permanent de 200 mA (400 mA en continu).

Le rendement du convertisseur atteint, à une alimentation de 15 V, de l'ordre de 65% typique. Dans le cas d'une charge faible (1k Ω 25 par exemple), cette valeur tombe à $\approx$ 50%, ce qui n'est pas très grave vu la puissance concernée. Le rendement chute également quelque peu aux tensions d'alimentation plus faibles.

La tension d'alimentation maximale admissible est de 15 V vu que ni la tension d'alimentation de IC1 ni la tension grille-source (U_{GS}) de T1 ne doivent dépasser cette valeur. À cette tension de 15 V et une charge de 80 Ω , la consommation de courant est de 165 mA environ. Notre prototype a fonctionné à

notre pleine satisfaction avec le curseur de P1 tourné en butée vers le plus (on peut envisager, si nécessaire, de diminuer quelque peu la valeur de R2). On pourra, le cas échéant, augmenter légèrement le rapport cyclique du signal rectangulaire en modifiant la position de P1. Il faudra, lors de ce réglage, bien garder à l'œil le courant à travers le FET, avec un oscilloscope de préférence.

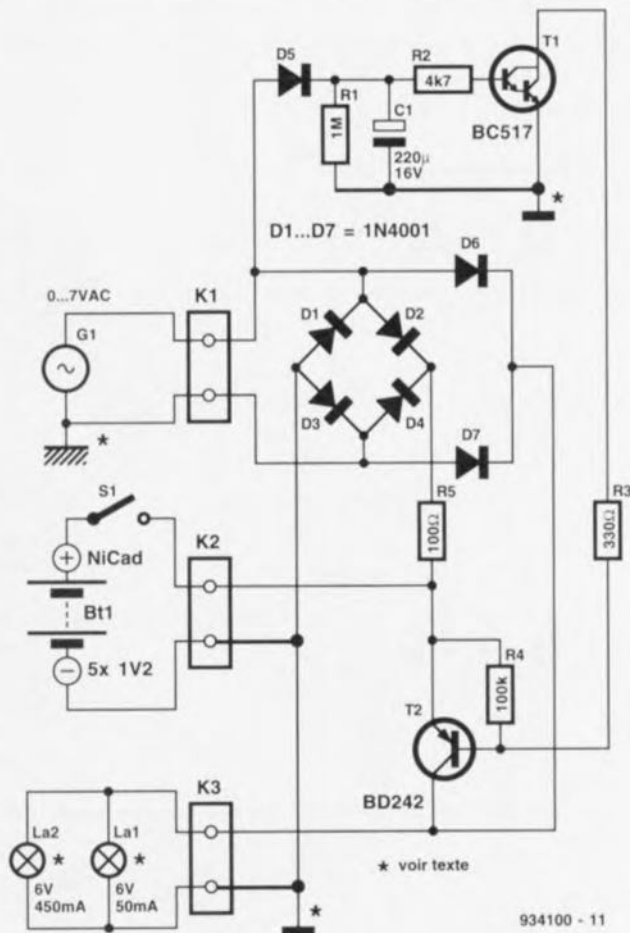
Si le courant augmente brutalement plus que ne le justifierait la rotation de P1, c'est que le noyau torique commence à saturer; il faudra donc revenir légèrement en arrière avec P1. Il ne faudra pas oublier cependant que si l'on a donné à P1 une position trop critique on court le risque de saturation du noyau dans le cas de la connexion au convertisseur d'une charge plus faible que celle ayant servi aux essais.

ÉCLAIRAGE DE BICYCLETTE À POST-« COMBUSTION »

99

Le circuit proposé ici sert à faire en sorte que l'éclairage de votre bicyclette continue, un certain temps, de fonctionner après que vous soyez arrêté et que la dynamo a cessé de produire de l'énergie. Ce circuit présente cependant un petit inconvénient : il faut faire en sorte que, soit la dynamo, soit les ampoules ne soi(en)t pas reliée(s) au châssis de la bicyclette mais alimentée(s) par un conducteur de masse séparé. Cela tient au fait que nous utilisons un pont de redressement pour procéder à un redressement double alternance de la tension fournie par la dynamo. Il faut pour cela que la tension alternative soit flottante par rapport à la tension continue et inversement bien entendu.

Le circuit comporte en fait 2 ponts de redressement ayant une de leur moitié en commun. Les diodes D1 à D4 constituent le pont de redressement via lequel (par R5) se fait la recharge de l'accu CdNi pendant le déplacement de la bicyclette. Les diodes D1, D3, D6 et D7 constituent le second pont de redressement via lequel – si tant est que la tension fournie par la dynamo soit encore suffisante – l'éclairage de la bicyclette reçoit directement son alimentation.



Pendant que la bicyclette se déplace et que la tête de la dynamo tourne, le condensateur C1 se charge via la diode D5. Ceci produit la mise en conduction du transistor T1. Une fois que T1 est passant, T2 peut également se mettre à conduire lorsque la tension de la dynamo devient trop faible, alimentant de ce fait l'éclairage par l'énergie fournie par l'accu CdNi.

En cas d'arrêt de la bicyclette, la recharge du condensateur C1 cesse. Dans ces conditions, le transistor T1 cesse, au bout d'une bonne trentaine de secondes, d'être passant, entraînant dans son blocage le transistor T2. L'éclairage de la bicyclette s'éteint doucement.

En soi, l'interrupteur S1 pourrait paraître superflu, s'il n'y avait pas le risque de voir le circuit permettre la circulation d'un certain courant de fuite qui vide progressivement l'accu. L'ouverture de S1 à la fin de la promenade évite ce problème.

Vous pouvez, s'il vous semble que la durée de post-« combustion » de l'éclairage est insuffisante, augmenter sa durée en donnant au condensateur C1 une valeur plus importante.

100 CORRECTION DE GRAVES ACTIVE

Les enceintes actives ne datent pas d'hier. Elles constituent cependant la seule solution d'obtention d'une bonne reproduction des graves avec des enceintes peu coûteuse voire extrêmement petites. Le circuit décrit ici ne fait pas appel à des grosses enceintes au poids monstrueux pour obtenir un bon rendu des graves, mais à une contre-réaction acoustique. Un microphone placé à proximité immédiate du cône du haut-parleur de graves enregistre infailliblement les mouvements du haut-parleur à partir des signaux acoustiques que produit ce dernier (il est important ici de tenir compte du débattement maximal du cône). Le signal capté par le microphone est utilisé par l'amplificateur pour la contre-réaction et permet une comparaison entre le signal d'entrée de l'amplificateur avec le signal acoustique produit par le haut-parleur.

Dans la pratique, cette technique ne fonctionne correctement que pour des signaux de fréquence faible, c'est-à-dire ceux produits par le haut-parleur de grave (*woofer*). De nombreux essais ont prouvé qu'un micro positionné à 1 cm du cône permet une contre-réaction fiable de signaux de fréquence inférieure ou égale à 500 Hz.

Dans le montage qui nous intéresse ici nous sommes limités, pour éliminer tout risque, aux signaux de fréquence inférieure ou égale à 300 Hz, fréquence au-delà de laquelle l'effet correcteur diminue rapidement. Il reste important cependant de procéder à une correction du comportement de phase du haut-parleur pour les signaux supérieurs à la dite fréquence. Il est préférable, si le point de convergence du filtre d'aiguillage du haut-parleur se trouve à 300 Hz, d'opter, pour le système de contre-réaction, pour un point de coupure situé à une fréquence légèrement moindre. La position de ce point de coupure est définie par la valeur des composants du réseau RC R6/C8.

Le gain en tension de IC2 est de 20 dB pour la plage de service normale, s'abaissant ensuite progressivement jusqu'à 0 dB pour les fréquences supérieures à 300 Hz. IC2b est chargé de la correction

jusqu'au point où la paire R6/C8 se met à limiter le gain. Cet amplificateur opérationnel sert de tampon pour le signal capté par le micro. La résistance ajustable P1 sert à régler le niveau de signal correct vu qu'il est fonction de la puissance de l'amplificateur de sortie et du rendement du microphone. Si l'on règle la compensation introduite par P1 à un niveau trop important, on aura entrée en effet de la correction au-delà du point de coupure. Si l'on règle P1 à un niveau trop faible (on n'a alors pratiquement pas de compensation) le niveau du signal de fréquence comprise entre 20 et 300 Hz augmentera selon une caractéristique du 1er ordre normale.

Le choix du micro est, aux puissances élevées en particulier, une affaire d'expériences. Le type de micro mentionné dans le schéma semble s'acquitter très honorablement de sa fonction avec des systèmes de puissance plus modeste au rendement relativement faible.

Si l'on utilise ce circuit dans d'autres conditions, il faudra s'assurer que la définition de la tension d'alimentation est correcte; on devrait disposer aux bornes du micro d'une tension de l'ordre de la moitié de la tension d'alimentation.

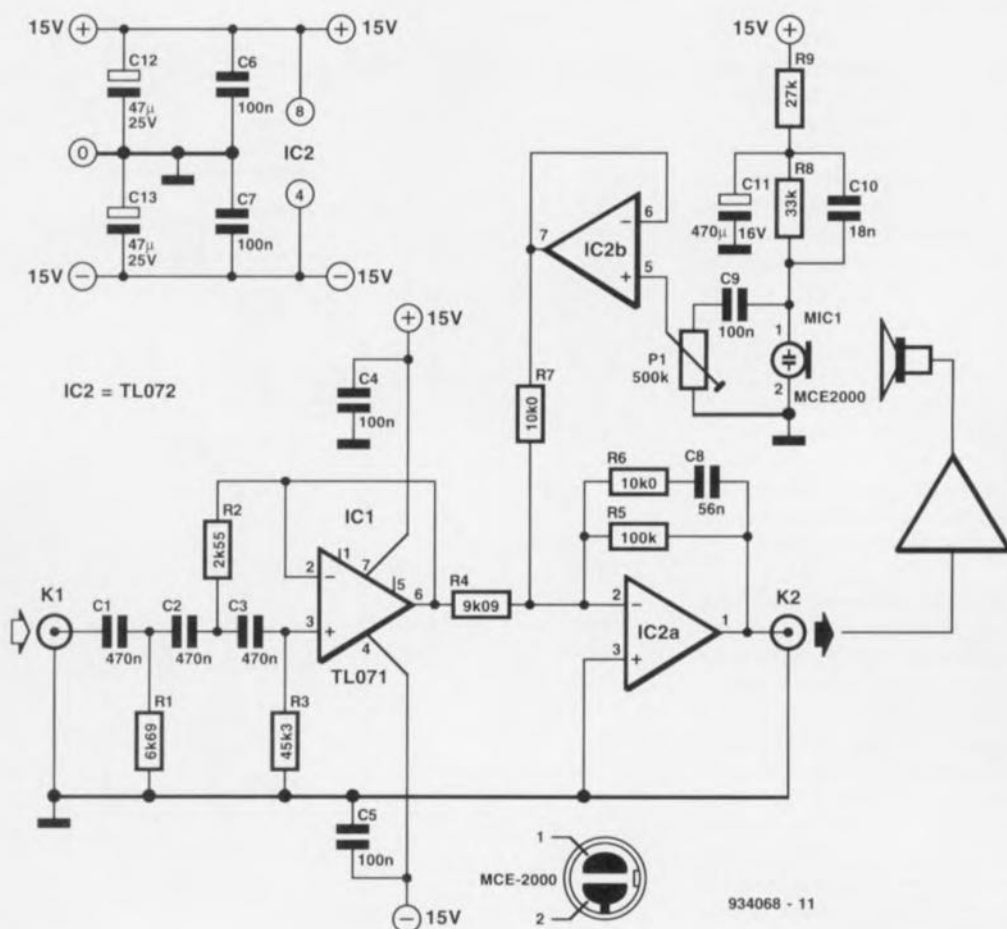
Les résistances R8 et R9 permettent d'ajuster le niveau de cette tension. Il faut veiller en outre à ce que le point de coupure de la paire C9/P1 soit sensiblement inférieur à 20 Hz, l'absence de signal sur P1 signifie en effet augmentation du gain final. Le positionnement du point jusqu'auquel on a une compensation du signal du micro est fonction du point de coupure défini par les résistances R8 et P1 prises en parallèle associées au condensateur C10. La constante RC introduite par ces composants doit être identique à celle de R6/C8.

Ce circuit n'a pas de problème pour amplifier jusqu'à 20 dB les fré-

quences allant jusqu'à 20 Hz. Vu que la grande majorité des haut-parleurs ne descendent pas aussi bas, nous avons prévu en limite inférieure de domaine un filtre Butterworth du 3^{ème} ordre ayant un point de coupure de 37 Hz. Il suffit d'attribuer une valeur différente aux condensateurs C1 à C3 pour déplacer ce point de coupure. On évite ainsi l'application au haut-parleur de signaux qu'il est incapable de reproduire.

Le domaine d'application de ce montage est celui des enceintes actives. Il ne faudra pas oublier de déphaser le haut-parleur de 180° pour éviter tout risque réaction. On pourra, dans le cas de systèmes existants, ajouter un étage tampon inverseur en amont de l'embase K2.

La consommation de courant de l'ensemble du montage est de l'ordre de 6 mA, le microphone (MCE2000) ne consommant lui-même que 0,25 mA.



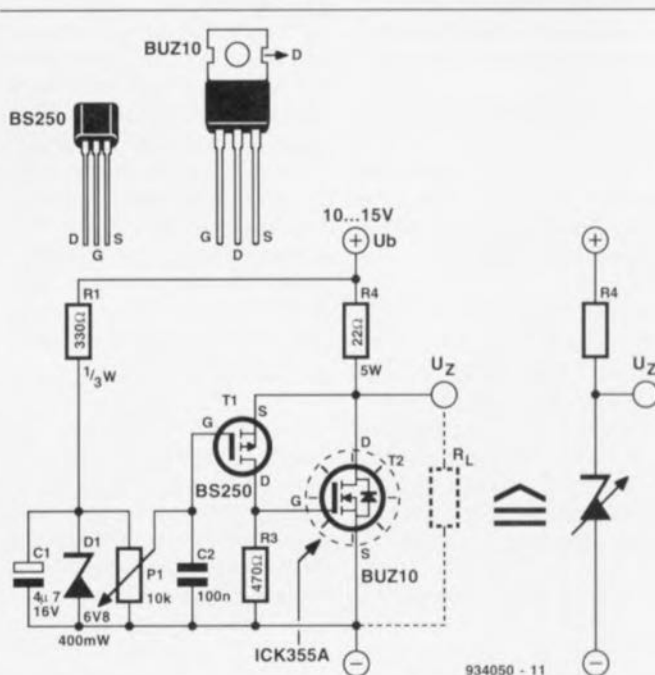
934068 - 11

DIODE ZENER RAPIDE DE FORTE PUISSANCE

101

Le circuit décrit dans cet article a été conçu pour un régulateur de tension rapide, ayant à fournir des courants de charge importants. Le cœur de l'électronique est un transistor SIPMOS, capable de « digérer » des courants importants et de dissiper des puissances élevées. Il suffit en fait d'une petite poignée de composants standard pour transformer le transistor SIPMOS en diode zener. Le prix de revient de ce montage se situe de ce fait bien en-deçà de celui d'une diode zener classique de caractéristiques comparables.

À partir d'une source de tension dont la valeur doit être supérieure de 2 V à la tension de sortie requise, la mise en parallèle du condensateur C1, de la diode D1 et de l'ajustable P1, produit une tension stabilisée comprise entre 0 et 6,8 V. Cette tension fait passer à l'état conducteur le transistor T1, un BS250, qui, à son tour,



rend passant le transistor SIPMOS T2, un BUZ10. Si la valeur de U_Z diminue, T1 « se ferme »

quelque peu et la tension présente sur la grille de T2 chute, elle aussi. Le transistor SIPMOS aug-

mente de ce fait sa résistance de passage et la tension de sortie croît. La vitesse de régulation du circuit dépend en majeure partie de la résistance R4.

Si l'on respecte le dimensionnement du schéma et à une tension d'alimentation U_b de 15 V, la diode zener artificielle fournit une tension de sortie comprise entre 3,9 et 9,6 V. Dans notre laboratoire nous avons pu régler une tension de 6 V (courant à travers le SIPMOS de 409 mA) qui, chargée avec quelque 15 Ω (la résistance de charge minimale), descendait à une valeur de 5,94 V. Dans ces conditions le courant de drain était de 13 mA.

Le comportement dynamique du circuit est excellent : la durée de régulation après application d'un signal rectangulaire d'entrée ayant une fréquence de 10 kHz, ne dépassait pas 1 μs !

B.C. Zschocke

ÉMETTEUR AUDIO À INFRAROUGE

102

Il n'est pas exceptionnel que l'un d'entre nous ait envie de suivre une émission à la télévision sans pour autant déranger les autres membres de la famille. L'utilisation d'un casque d'écoute semble être, dans ce cas-là, la solution idéale. Il est loin d'être exclu pourtant que l'on se trouve à 3 ou 4 mètres du poste de télévision. Il faudra donc disposer d'un casque d'écoute doté d'un câble de longueur importante. Il serait de ce fait préférable et sensiblement plus confortable de disposer d'un casque d'écoute sans fil.

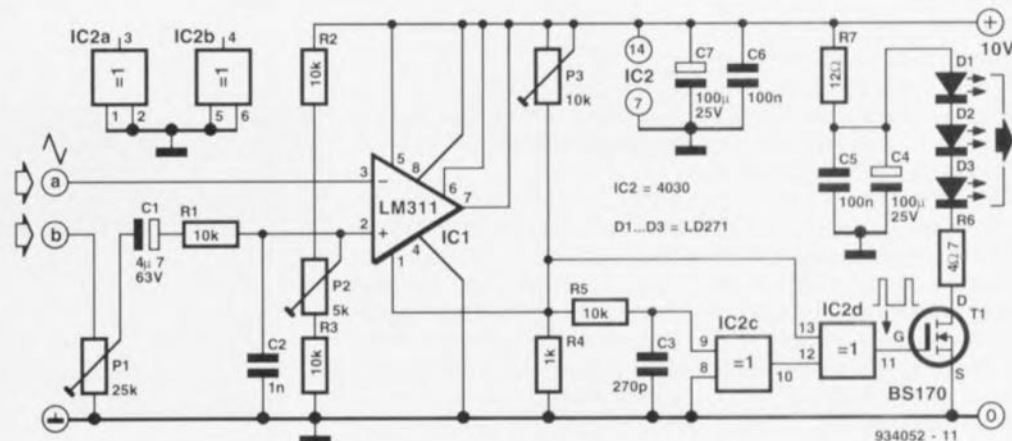
L'émetteur audio à infrarouge, montage auquel nous allons nous intéresser dans les paragraphes à suivre, constitue la moitié d'une réalisation permettant d'écouter le son de la télévision sans avoir à faire appel à une liaison « filaire ». Avec le récepteur, décrit ailleurs dans ce numéro d'Elektor, on pourra « ponter » une distance de 5 m environ. On notera que cette distance dépend aussi du niveau de la

lumière ambiante. On peut envisager de faire travailler ce système à des distances encore plus grandes.

Il faudra, dans ces conditions, faire appel à un courant de LED sensiblement plus élevé, voire encore à un nombre de LED IR plus impor-

tant. Si l'on opte pour cette dernière approche il suffit de prendre en parallèle plusieurs séries de 3 LED IR. Il va sans dire que cette option demande de remplacer le transistor T1 par un transistor de type différent, capable de « commuter » un courant plus important.

Le BS170 utilisé dans notre prototype est capable, en mode permanent, de supporter un courant de quelque 500 mA. Cette valeur varie aussi d'un fabricant de ce transistor à l'autre; ainsi, les BS170 de ITT par exemple ne supportent qu'un courant de 300 mA !



Le principe de fonctionnement de l'émetteur est relativement simple. Nous avons opté pour une technique de modulation de durée d'impulsion. Le signal de modulation de durée d'impulsion est généré selon la méthode classique : un comparateur compare le signal BF à un signal HF triangulaire pur. La description du générateur triangulaire utilisé est à retrouver ailleurs dans les pages de ce numéro Hors-Gabarit 1993.

Il est possible, bien entendu, de faire appel à un générateur triangulaire existant, à condition que le décalage du triangle soit égal à la moitié de la tension d'alimentation (5 V donc) et que son amplitude soit de $2,5 V_{CC}$.

Il est nécessaire, pour obtenir une portée aussi grande que possible, de faire appel à un courant à travers les LED IR aussi important que possible. Tout le monde sait

pourtant qu'il n'est pas question d'exposer une LED à un flux continu de courant d'intensité trop élevée. Afin de pouvoir augmenter au maximum le courant de crête il est donc nécessaire de limiter au strict minimum la durée des impulsions.

Dans le cas d'un signal à modulation de durée d'impulsion pure, tel celui fourni par IC1, la durée des impulsions est variable et souvent relativement longue par rapport à la pause entre les impulsions.

Comme la transmission de l'information se fait uniquement par les flancs du signal à modulation de durée d'impulsion, nous les transformons de ce fait en impulsions de courte durée. Pour chaque flanc, peu importe s'il s'agit d'un flanc montant ou descendant, on a transmission d'une brève impulsion.

La porte OU EXclusif (EXOR),

IC2d, génère les impulsions en comparant le signal à modulation de durée d'impulsion d'origine au même signal, retardé légèrement par R5, C3 et IC2c. Le résultat de cette technique est une impulsion très courte pour chaque variation de niveau. La constante RC du réseau R5/C3 détermine la longueur de l'impulsion. Le signal de sortie de IC2d commande le transistor T1. En présence d'une tension d'alimentation de 10 V, la résistance R6 limite à 400 mA_c le courant traversant les LED IR D1 à D3. Dans ces conditions la consommation moyenne du circuit est de 90 mA environ.

Les 2 portes EXOR (IC2a et IC2b) inutilisées peuvent rendre d'excellents services pour la réalisation du générateur triangulaire décrit, nous l'avons mentionné déjà, dans l'un des autres articles de ce numéro d'Elektor.

Pour le réglage des ajustables P2 et P3 il est recommandé de faire appel à un oscilloscope. Ces 2 ajustables servent à l'élimination des différences existant entre une impulsion générée par un flanc montant et une autre générée par un flanc descendant du signal à modulation de durée d'impulsion. Il faudra régler P3 de façon à ce que, en absence d'un signal d'entrée, toutes les impulsions du signal de sortie aient la même durée. On joue ensuite sur P2 (toujours en absence d'un signal d'entrée) pour obtenir des impulsions et des pauses de même longueur. La sortie de IC1 présente alors un signal rectangulaire symétrique.

Récepteur en fonction et en présence d'un signal d'entrée maximal, on joue sur l'ajustable P1 pour obtenir une modulation et un transfert sans distorsion.

Lors de la conception de nouveaux montages il n'est pas nécessaire de devoir, à chaque fois, réinventer la roue. Aussi arrive-t-il que bien souvent l'on fasse appel, pour une réalisation électronique inédite, non seulement à des composants standard mais encore à des sous-ensembles entiers, à la fiabilité et au fonctionnement éprouvés. Il n'y a rien de mal à cela n'est-ce pas ?

L'un de ces petits circuits archiconnus est le doubleur de tension dont nous vous proposons ici une variante. La raison de l'intérêt que nous portons à ce doubleur de tension est que la plupart des montages numériques disposent déjà d'un signal d'horloge (CLK) (tamponné) voire d'une porte à trigger de Schmitt inutilisée. Vu qu'il n'est pas nécessaire dans ce cas-là de faire appel à un circuit intégré additionnel cette solution est notablement meilleur marché que s'il faut ajouter un doubleur de tension intégré distinct. Il suffit, si tant est que l'on dispose d'un signal CLK tamponné, de 4 composants discrets, C4, C5, D1 et D2, pour générer, à partir de la tension d'alimentation de 5 V, une tension de 10 V. S'il faut en outre réaliser un oscillateur à l'aide d'une porte

inutilisée il faut en rajouter une paire supplémentaire : R1 et C3.

Il est toujours pratique, naturellement, de disposer, tout comme dans le cas d'un composant standard, des paramètres les plus importants concernant un tel sous-ensemble. Nous vous proposons, au cas où vous envisageriez d'utiliser ce doubleur de tension dans l'un de vos montages, un **tableau** permettant de voir d'un coup d'oeil d'un seul si ce circuit est utilisable. N'oubliez pas

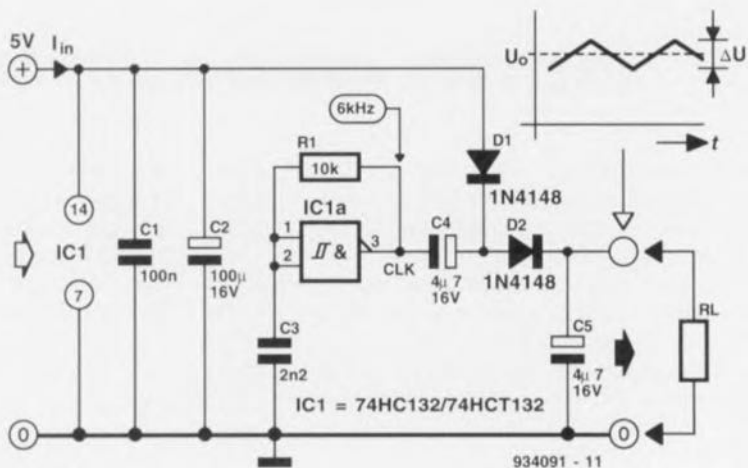


Tableau 1. Correspondance entre la valeur de la charge en sortie R_L , de la tension de sortie U_{sor} , de la tension de ronflement résiduel U_r , du courant d'entrée I_{ent} et du rendement (η)

R_L	U_{sor}	U_r	I_{ent}	η
[Ω]	[V]	[mV _{cc}]	[mA]	[%]
—	9,4	0	2,4	—
2k Ω 2	8,0	15	20,0	29
780 Ω	7,0	40	28,3	45
460 Ω	6,0	80	37,6	41

cependant qu'en raison de certaines dérives des caractéristiques de la sortie fournissant le

signal d'horloge, les valeurs indiquées peuvent être quelque peu différentes.

CONVERTISSEUR DE MANCHE POUR PC 104

Bien qu'ils soient nombreux, ceux qui pensent que les jeux pour micro-ordinateur sont un mal aux effets de drogue ne présentant pas le moindre aspect éducatif, nous pensons pour notre part que ce genre de passe-temps **occasionnel** peut être, de temps à autre, très distrayant. Le petit circuit décrit dans cet article vous permettra de connecter un manche numérique (doté d'interrupteurs miniatures) aux entrées analogiques d'une carte d'interface pour jeux (*Game Control Adapter*) dont sont équipés de très nombreux ordinateurs du type IBM-PC/AT et compatibles depuis l'arrivée sur le marché des cartes d'E/S combinées (*Combined I/O Card*) à port de jeux.

Une interface pour manche de commande (*joystick*) standard consiste, en général, de 2 entrées connectées aux 2 potentiomètres présents dans l'électronique du manche. Normalement, la résistance constituée par chacun des potentiomètres sert à la recharge d'un condensateur. Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint un certain niveau on a un changement de niveau d'une bascule bistable. Cela signifie donc que la durée de charge est une fonction de la position du curseur du potentiomètre connecté. L'état de sortie des 4 bascules bistables et les 4 entrées numériques constituent un patron de bits disponible à l'adresse 201_{HEX}. Un compteur logiciel transmet alors au système le temps nécessaire avant que n'ait lieu un changement de niveau d'un bit du bistable.

Une telle interface fonctionne fort bien dans un système fermé, que l'on ne modifie plus. La progression énorme faite ces temps derniers par la vitesse à laquelle fonctionnent les processeurs de nos ordinateurs est malheureusement la source de grands problèmes de compatibilité en ce qui concerne l'utilisation d'entrées de manche analogiques. La cause de ce problème est relativement simple : la routine de lecture de la position du manche donne des résultats très différents sur des ordinateurs travaillant à des fréquences aussi différentes que 8 et 66 MHz. La gêne occasionnée par ces différentes fréquences peut, dans certains

cas, être compensé à l'aide d'un interrupteur (quel qu'il soit) permettant de faire varier la durée. Dans ces conditions le programme peut lire (... approximativement) la valeur requise.

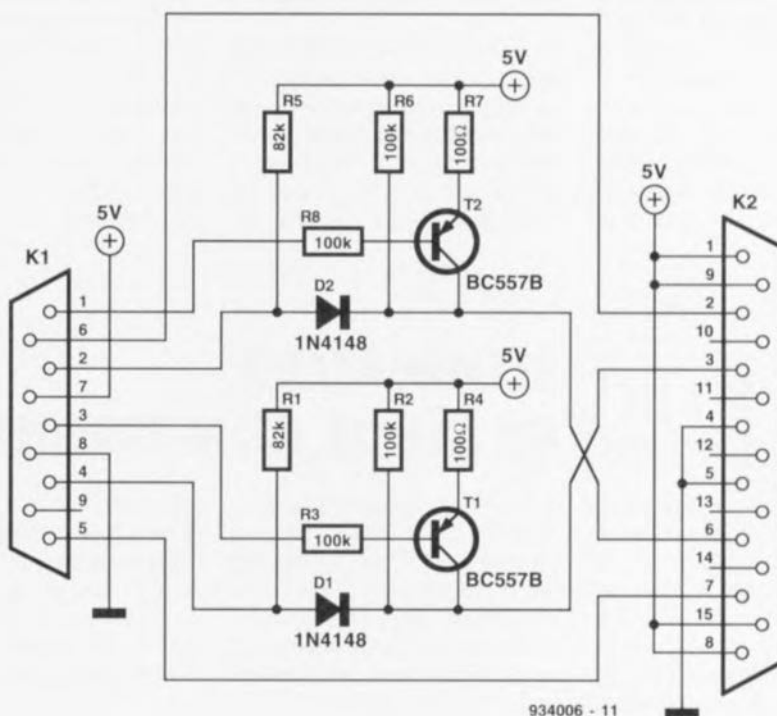
La grande majorité des manches analogiques comporte une possibilité de réglage de la position du neutre (centrale). Il est malheureusement possible d'activer cette option importunement (au cours d'un combat aérien passionnant sur F16 Fighting Falcon dans Falcon 3.0 par exemple), le programme (le jeu) ne réagit plus correctement aux commandes données par le manche et il vous sera impossible de vous surpasser pour obtenir le score maximal. On note-

ra que de nombreux programmes se caractérisent par une marge importante autour du neutre, de sorte qu'un faible dérapage restera sans conséquence grave. Ce genre de logiciel ne fonctionne cependant pas selon le principe décrit plus haut. Au lieu de lire la position du manche pour la transformer en une valeur proportionnelle, un tel programme « lit » uniquement un sens de déplacement « droite », « gauche », « bas », « haut » et pas la moindre valeur proportionnelle. Le montage décrit dans cet article fait appel à ces conditions d'évaluation relativement rudimentaires.

Si l'on n'utilise pas les possibilités offertes par la « conversion » pro-

portionnelle d'un mouvement, à quoi bon donc les potentiomètres. On pourra les remplacer tout simplement par des interrupteurs, tout en utilisant toujours l'entrée analogique du PC. Heureusement, ce genre de manche existe dans le commerce sous le nom de « manche numérique ».

Après ces explications, il est temps maintenant de regarder le schéma de notre interface. Si le manche se trouve dans sa position centrale (« position neutre » au repos quoi) aucun des 4 interrupteurs n'est fermé. Cela veut dire que l'ordinateur « voit » la résistance constituée par $R2/(R1 + D1)$. La valeur de $R1$ a été calculée de façon à ce que l'interface CGA sente une



934006 - 11

Liste des composants

Résistances :

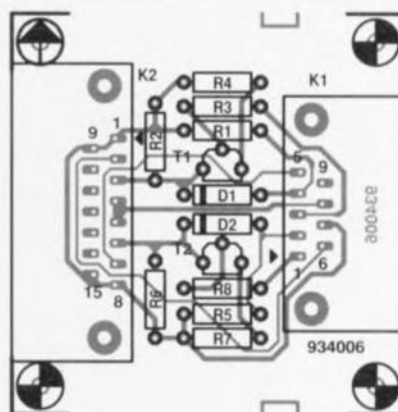
R1, R5 = 82 kΩ
R2, R3, R6, R8 = 100 kΩ
R4, R7 = 100 Ω

Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4148
T1, T2 = BC557B

Divers :

K1 = connecteur encartable sub-D mâle, 9 contacts coudés
K2 = connecteur encartable sub-D mâle, 15 contacts coudés



résistance de manche de quelque 50 k Ω et ceci en dépit de la présence de la diode. Si l'on bouge le manche vers la droite, la broche 4 du connecteur K4 est forcée au niveau de la masse, la diode D1 bloque et l'ordinateur ne « voit » que R2 (100 k Ω). Un mouvement vers la gauche résulte en un niveau bas sur la broche 3 de K1. Ce fait se traduit par la commande du transistor T1 via R3 et l'ordinateur « voit » une résistance de manche de 100 Ω environ. Il est

clair maintenant que les signaux d'entrée du manche sont traduits en valeurs de résistance de 100 Ω , 50 k Ω et 100 k Ω (mouvement vers la gauche, repos et mouvement vers la droite respectivement).

Le même principe s'applique à la section centrée sur le transistor T2 qui traite les mouvements verticaux, vers le haut ou le bas donc. L'ordinateur « lit » l'état du bouton « feu » directement via la broche 6 de K1 (reliée directement à la broche 2 de

K2 donc). Si votre manche est doté d'un second bouton de tir, celui sera évalué par l'intermédiaire de la broche 5 de K1.

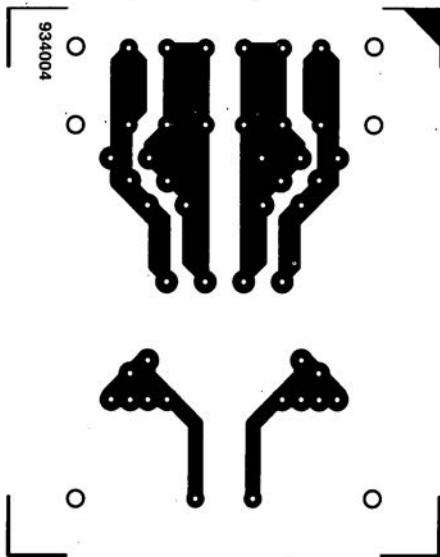
On notera également la présence sur les broches 8 et 15 de K2 (côté ordinateur donc) de la tension d'alimentation de +5 V. Cette tension est destinée à l'utilisation d'un manche inductif, voire d'un manche doté de boutons de tir du type « *auto-fire* » (à répétition automatique).

Il nous reste à signaler, en guise de conclusion à cet article, que la résistance R1 (R5) peut être remplacée par la mise en série d'une résistance fixe de 68 k Ω et d'un ajustable de 50 k Ω . Cette option vous permettra d'ajuster la position centrale du manche et donc de vous amuser avec des jeux un peu « démodés » qui ne possèdent pas de routine d'initialisation moderne.

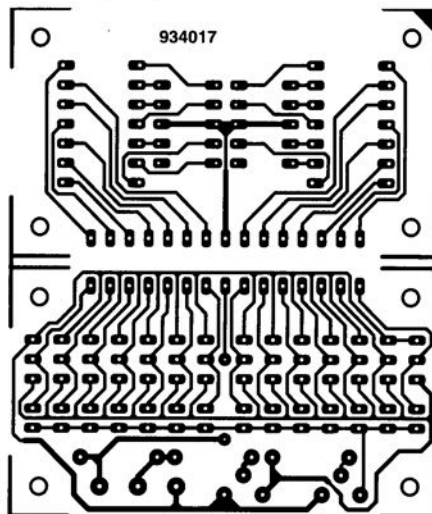
R. Zandbergen

CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

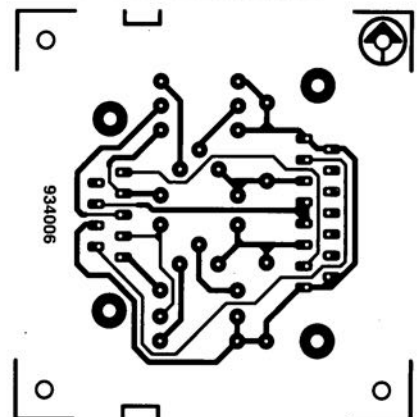
1 circuit imprimé universel pour transformateur



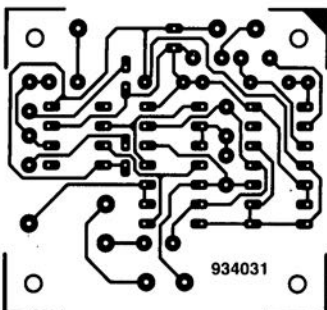
2 tachymètre pour PC



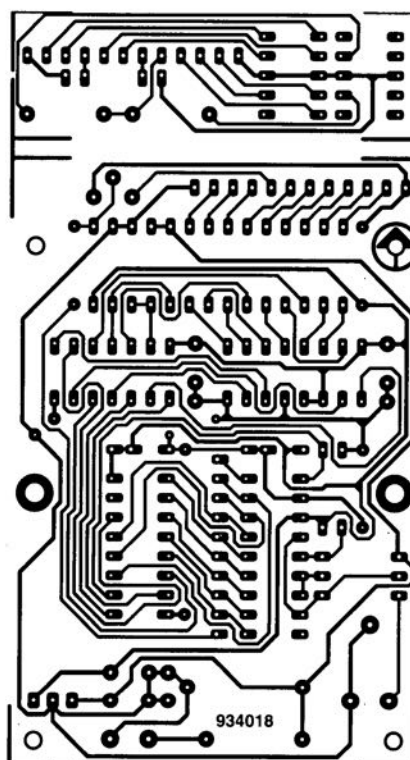
3 convertisseur de manche pour PC



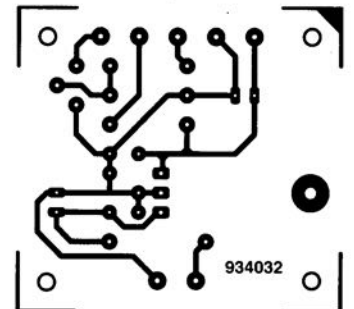
4 humidimètre pour plantes : le capteur



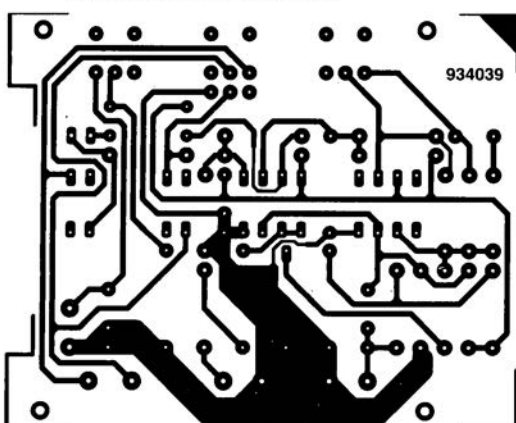
5 voltmètre de bord



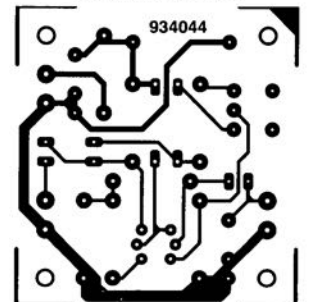
6 humidimètre pour plantes : l'alimentation



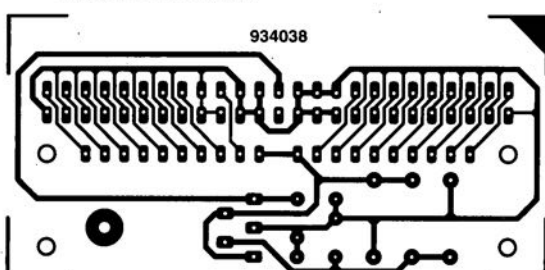
7 enregistrement à commande vocale



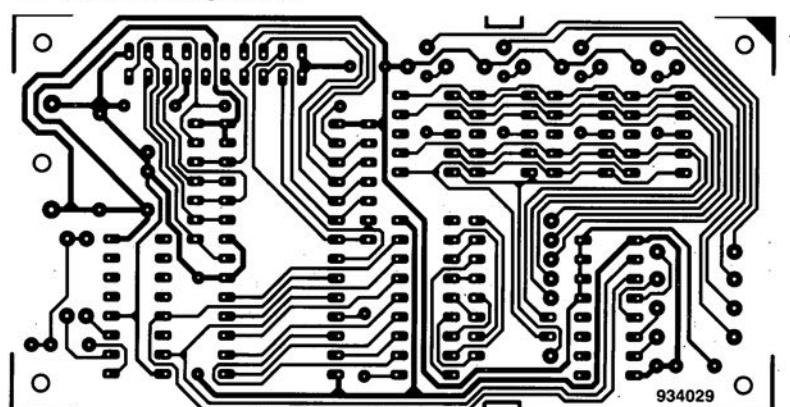
8 préamplificateur à très faible bruit pour microphone



9 tête de borne SCSI active

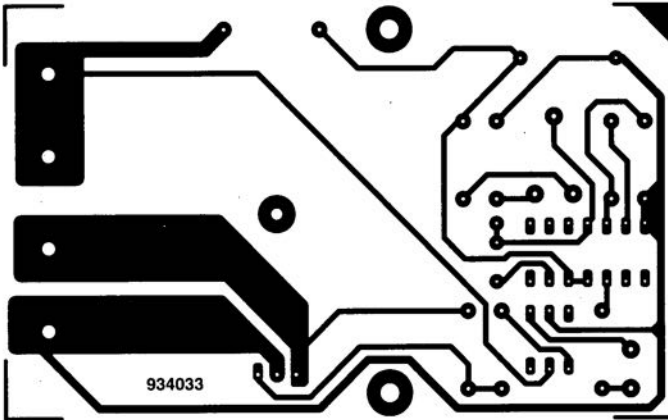


10 décodeur d'affichage universel

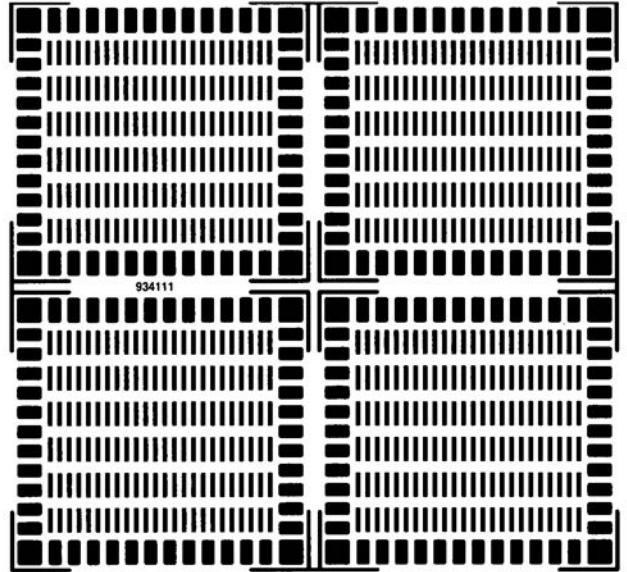


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

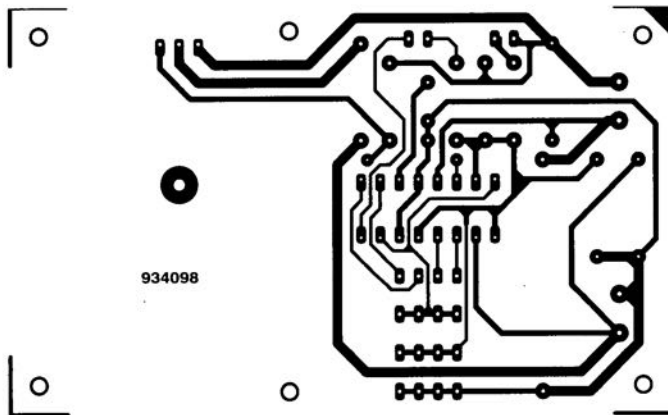
11 « conditionneur » pour accu au plomb



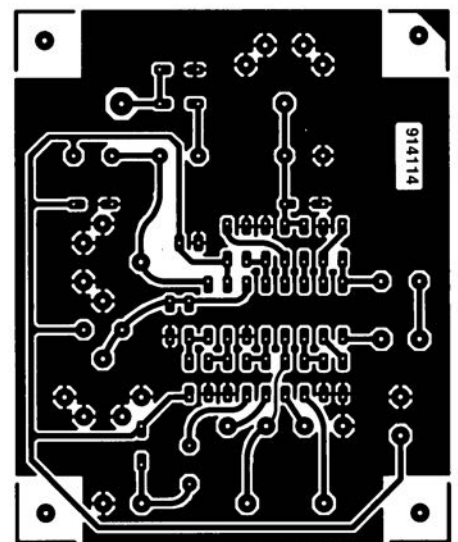
12 platine d'expérimentation pour réalisations à CMS



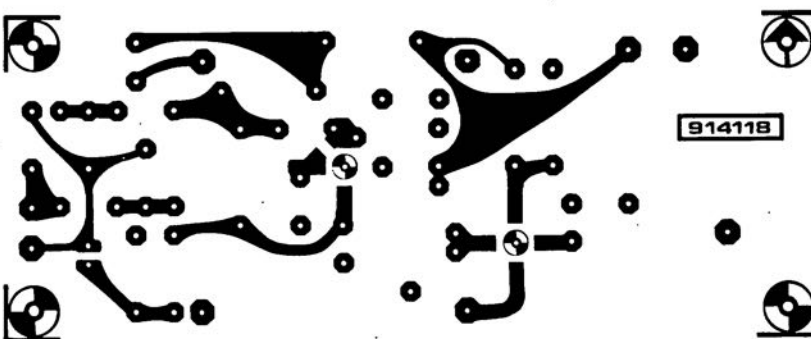
13 chargeur rapide pour accus hybrides au nickel métal



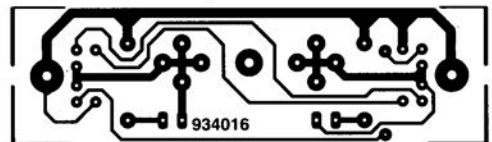
14 Emetteur FM bande étroite faible puissance



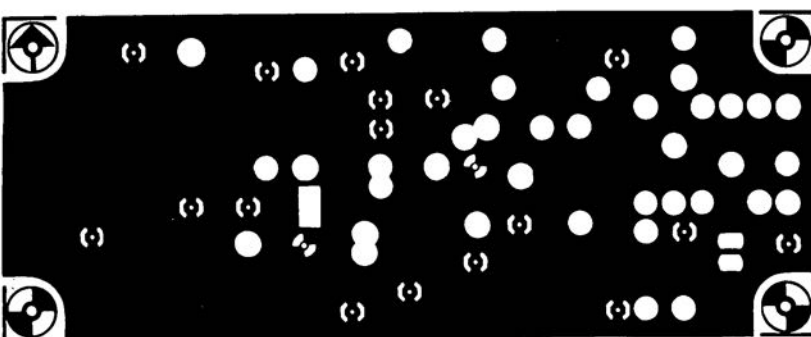
15 décodeur d'affichage universel : côté pistes



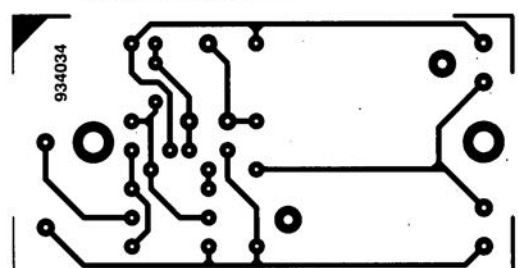
16 carte à fusible pour bus I²C



17 décodeur d'affichage universel : côté composants

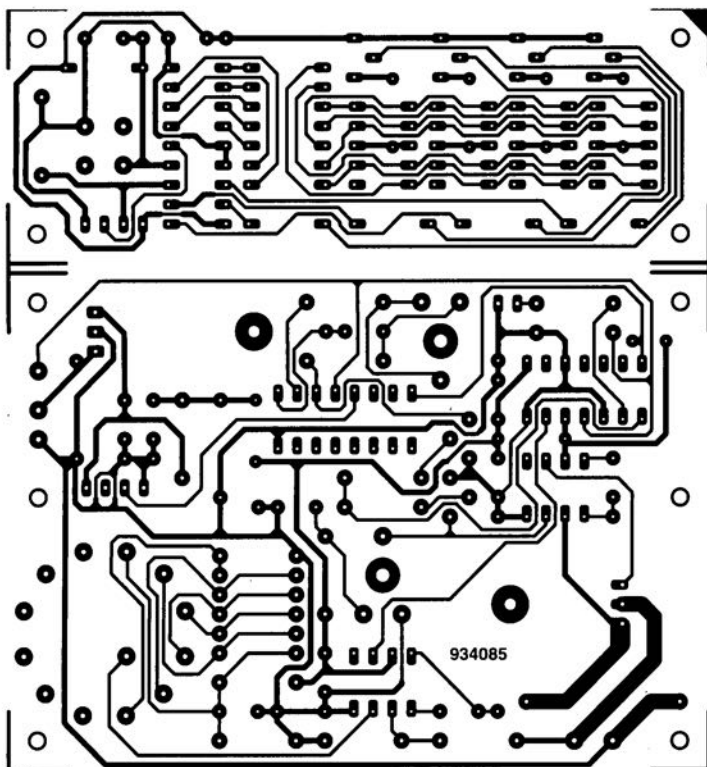


18 testeur de continuité sonore

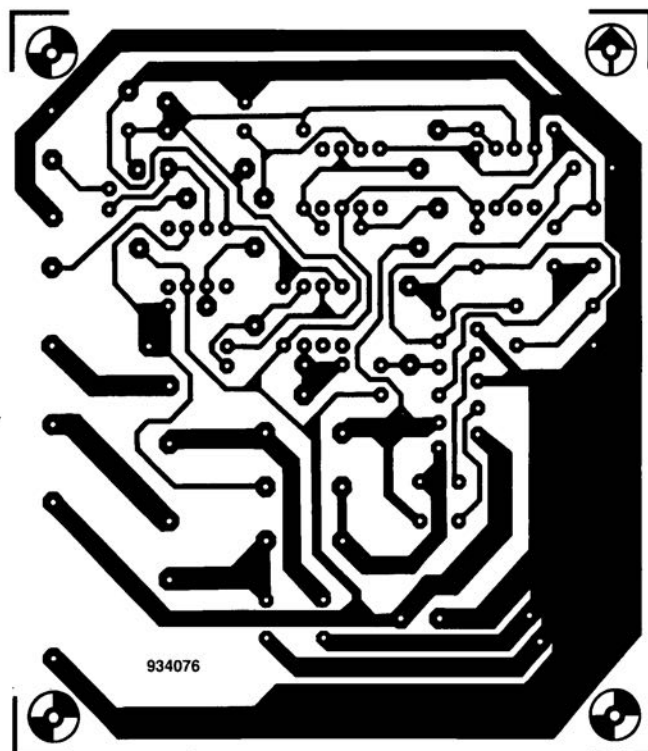


CIRCUITS IMPRIMÉS en libre service

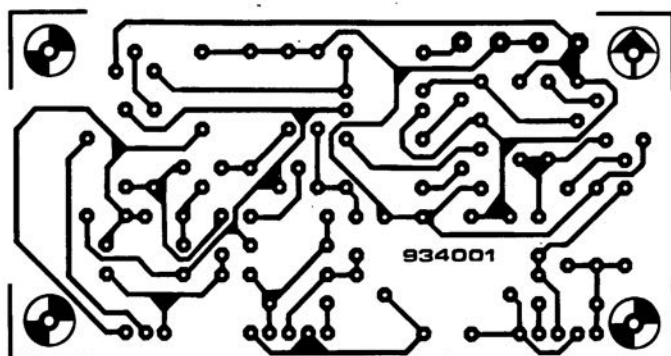
19 capacimètre pour accus CdNi



20 amplificateur PWM stéréo 3 watts



21 testeur de transistors acoustique



105 ÉLIMINATEUR DE ZÉROS NON-SIGNIFICATIFS

Il arrive souvent que la présence de zéros inutiles placés devant une valeur visualisée sur un affichage à cristaux liquides par exemple, énerve. Dans la pratique, l'affichage d'un « 1 » parle plus que celle d'un « 001 ». Il est aisé, dans le cas de systèmes utilisant l'ICL 7106, de résoudre ce petit problème : il suffit en effet de

quelques composants courants. Dans le cas du ICL 7106, tant l'arrière-plan (BP = *backplane*) que les segments sont pilotés par un signal de forme rectangulaire. En cas d'activation d'un segment les signaux de commande présentent un déphasage de 180°; si le segment est inactif, l'affichage reste noir sachant que les signaux

présentent la même phase. Il est de ce fait relativement facile d'éliminer des zéros non-significatifs : on recherche les zéros à éliminer et l'on inverse le signal de commande du segment concerné. Évident mon cher Watson...

Un affichage à 3 chiffres 1/2 possédant 3 chiffres complets numérotés

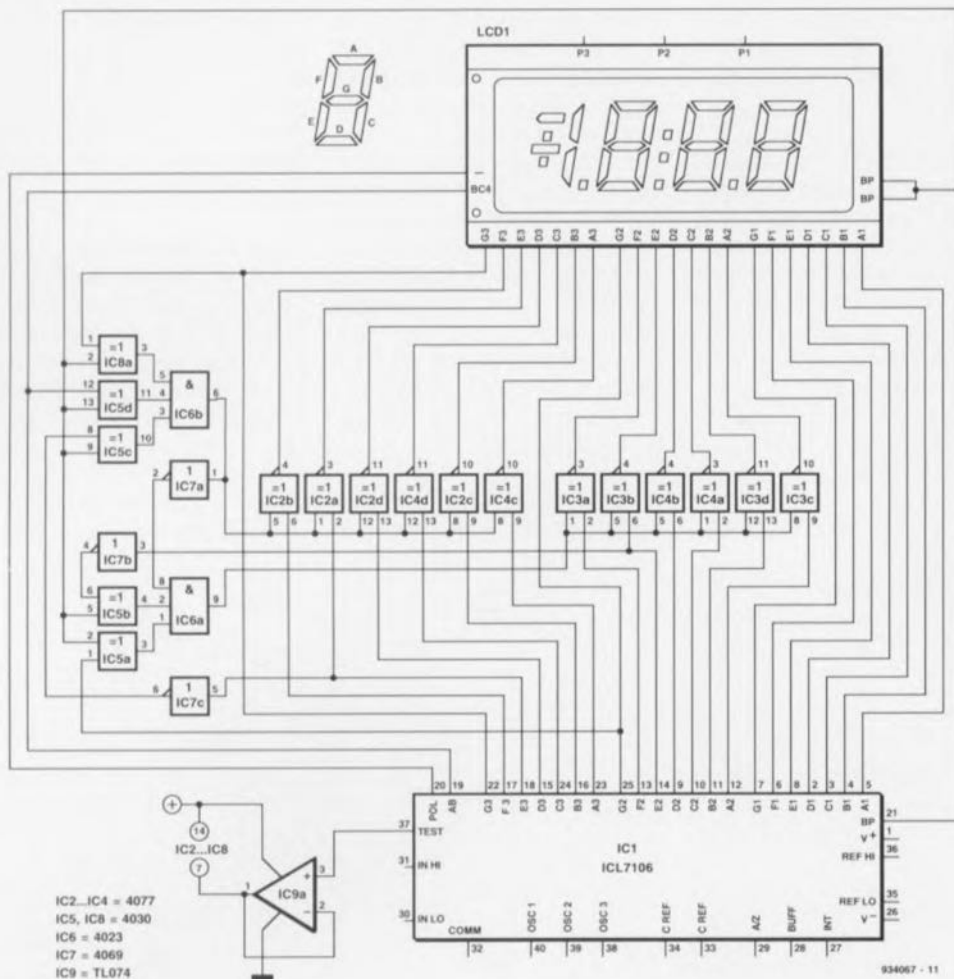
1, 2 et 3. Le quatrième, notre fameux 1/2 chiffre, est commandé par la sortie AB de l'ICL 7106; le seul chiffre qu'il puisse représenter est un « 1 ».

Il est relativement aisé de savoir si le chiffre numéro 3 est un zéro non-significatif : il suffit en effet de voir si le chiffre 4 est inutilisé (la sortie AB n'est pas active) et que dans le cas du chiffre numéro 3 le segment G est éteint alors que le segment E est allumé nous pouvons tranquillement en déduire que le dit chiffre visualise un zéro non-significatif.

On peut ainsi à l'aide d'une porte NI EXclusif (EXNOR) procéder à une inversion du signal de commande des segments du chiffre 3, ce qui se traduit par l'extinction de ce chiffre.

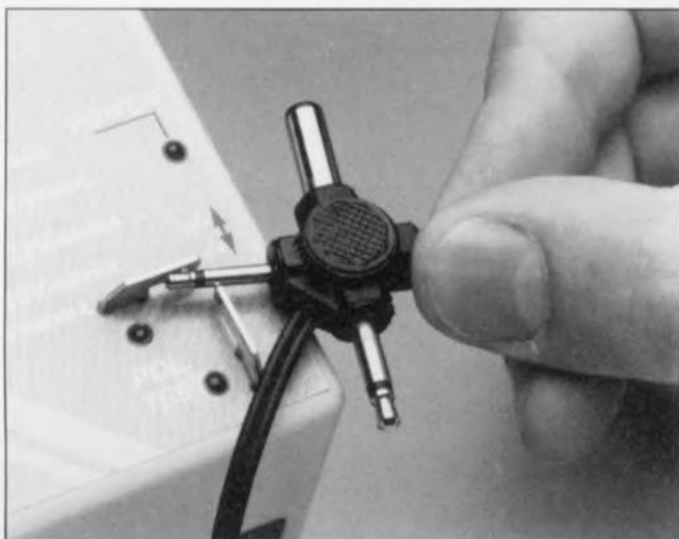
On notera que tous les segments G de l'affichage sont connectés directement au ICL 7106. Il faut, en ce qui concerne le chiffre numéro 2, faire de même et vérifier, après s'être assuré que le chiffre 3 est éteint, si l'on se trouve là aussi en présence d'un zéro non-significatif, situation que trahit l'illumination du segment E simultanément à l'extinction du segment G.

Si tel est le cas, on inverse les signaux de commande du chiffre 2, les mettant en phase avec le signal BP. Il nous reste à signaler que IC9a sert à tamponner le niveau de la sortie de test, de façon à ce que cette sortie puisse servir de ligne de masse à l'ensemble de la logique additionnelle.



F. Schmelzenbart

107 INDICATEUR DE POLARITÉ



Ceux d'entre nos lecteurs à utiliser fréquemment un module d'alimentation secteur – et plus particulièrement ceux dotés de fiches interchangeables – ne sont sans doute pas sans le savoir : dans certaines conditions il ne reste qu'à jouer à pile ou face pour essayer de deviner la polarité de la tension aux bornes de la fiche utilisée. Cette situation peut avoir des conséquences désastreuses pour l'appareil à alimenter. Et pourtant, il vous suffit du circuit miniature décrit dans cet article pour éliminer le moindre doute concernant la bonne polarité de la tension présente sur la fiche d'alimentation.

On connecte le câble, venant du module d'alimentation, aux connecteurs A et B, le pôle positif est alors identifié par l'illumination d'une LED.

Si l'on réalise ce petit circuit de test sur un morceau de platine d'expérimentation et que l'on utilise, pour les connecteurs A et B, de cosse mâles coudées encartables de type « automobile », disposées perpendiculairement l'une par rapport à l'autre avec un écart relativement faible, il devient possible de tester la quasi-totalité des fiches utilisées avec les modules d'alimentation secteur extrême-orientaux.

Les 2 diodes zener, montées tête-

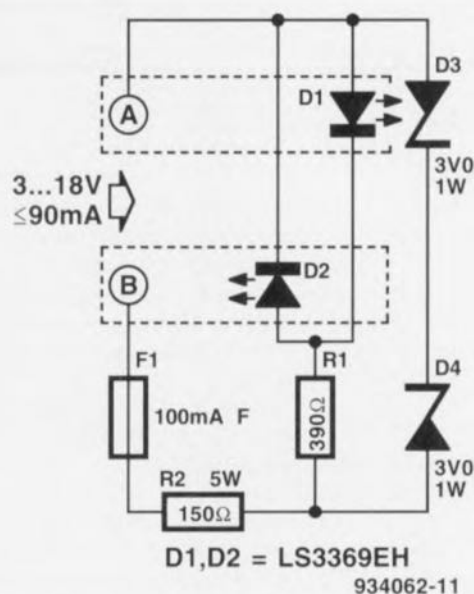
bêche, limitent et stabilisent la tension à tester à une valeur de 3,6 V environ. Du fait que la plage de tension à tester s'étend de 3 à 18 V environ et que la puissance à dissiper correspondante peut atteindre une valeur de :

$$I^2 \times R = (0,09 \text{ A})^2 \times 150 \Omega = 1,2 \text{ W},$$

il n'est pas étonnant que la résistance de limitation de courant, R2, puisse chauffer considérablement. Il est recommandé de ce fait de monter cette résistance à une certaine distance du circuit imprimé. Le

fusible F1 protège la résistance R2 et les diodes zener D3 et D4 contre des courants trop importants.

Le dimensionnement de la résistance R1 assure le passage d'un courant de 6,7 mA à travers l'une des LED à faible consommation D1 ou D2. Cette intensité se trouve quelque 0,8 mA en-deçà de l'intensité maximale admissible pour ce type de LED. Même à la tension la plus faible, 3 V, l'intensité du courant est encore de 2 mA, valeur suffisante pour assurer une illumination franche de la LED concernée.



108 FILTRE DU 4^e ORDRE À UN SEUL AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL

En règle générale, on fait appel, lorsqu'il faut réaliser un filtre d'ordre élevé – 4^e ordre et au-delà –, à plusieurs sections de 2^e ordre, mises en série. S'il s'agit d'un filtre d'ordre impair, on ajoute un petit réseau passif ou une section de 3^e ordre. Ceci signifie qu'il nous faut, pour un filtre de 4^e ordre, un minimum de 2 amplificateurs opérationnels.

Le montage décrit ci-après ne fait appel, pour un transfert de 4^e ordre, qu'à un unique amplificateur opérationnel. Cette approche a pour résultat une diminution des non-linéarités (telle que distor-

sions en tous genres et autres intermodulations). Elle se caractérise en outre par l'absence des oscillations pendulaires qui caractérisent, bien souvent, la réalisation d'un tel filtre à l'aide de sections de 2^e ordre.

Avec ce circuit on ne risque plus le moindre problème, même si l'amplitude du signal d'entrée est égale à l'amplitude maximale que peut fournir la sortie de l'amplificateur opérationnel (il faudra cependant tenir compte de la plage en mode commun de l'entrée).

Les inconvénients présentés par

ce montage – eh oui, c'était trop beau pour être vrai, n'est-ce pas – sont un rapport C3/C4 relativement grand et la valeur minimale à donner aux résistances.

Cette dernière valeur est fonction de la charge maximale de la sortie de l'amplificateur opérationnel choisi. Ceci s'explique par le fait que le réseau constitue une charge pour cette sortie. Si l'on fait appel à un TL081, une valeur de 2 kΩ constitue la charge maximale (pour des « grands » signaux). L'ensemble des résistances R1 à R4 constitue, en fin de compte, une impédance de quelque 2,5 kΩ, ce qui nous laisse une petite marge pour la

charge externe (de 10 kΩ au minimum). La consommation du TL081 se limite à 1,5 mA. Dans le cas d'un amplificateur opérationnel capable de « traiter » 600 Ω environ il est recommandé de respecter une valeur minimale de 2,5 kΩ pour les résistances R1 à R4. Ceci réduit le bruit intrinsèque (dû pour sa quasi-totalité aux résistances) produit par le filtre.

Nous avons opté intentionnellement pour une caractéristique de filtre selon un polynôme de Bessel du 4^e ordre. Une caractéristique de Butterworth est difficile à réaliser avec ce circuit (le rapport C3/C4

deviendrait, dans ces conditions, extrêmement grand). Ceci vient du fait que l'amplificateur opérationnel n'introduit qu'un gain unitaire. Avec le dimensionnement donné (nous avons indiqué les valeurs calculées pour les condensateurs) la fréquence de coupure est de 1 kHz. Il n'est pas sorcier, pour obtenir une fréquence de coupure différente, de calculer les nou-

velles valeurs à donner aux composants. Il suffit de diminuer, voire augmenter, proportionnellement à la fréquence de coupure, la valeur des composants.

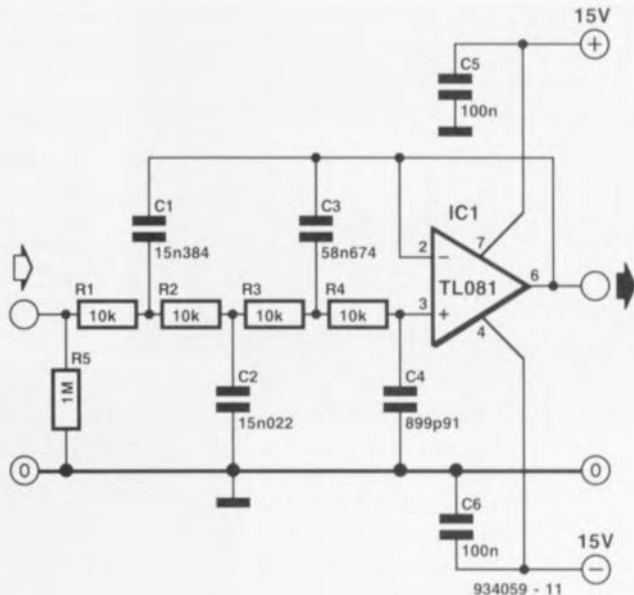
Pour ceux d'entre nos lecteurs qui sont avides de recalculer ce filtre, nous donnons ci-après les polynômes de Bessel et de Butterworth de 4^e ordre ainsi que le transfert du circuit :

Bessel : $1 + s + (3/7) \cdot s^2 + (2/21) \cdot s^3 + (1/105) \cdot s^4$

Butterworth : $1 + 2,6131 \cdot s + 3,4142 \cdot s^2 + 2,6131 \cdot s^3 + s^4$

$$A(j\omega) = 1 + (2 \cdot C2 + 4 \cdot C4)(j\omega) + (C1 \cdot C2 + 3 \cdot C1 \cdot C4 + 4 \cdot C2 \cdot C4 + 3 \cdot C3 \cdot C4)(j\omega)^2 + (2 \cdot C1 \cdot C2 \cdot C4 + 2 \cdot C1 \cdot C3 \cdot C4 + 2 \cdot C2 \cdot C3 \cdot C4 + 2 \cdot C2 \cdot C3 \cdot C4)(j\omega)^3 + (C1 \cdot C2 \cdot C3 \cdot C4)(j\omega)^4$$

BONNE CHANCE !!



LOGIC : VOLUME 3

FITEC

LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Nous avons eu l'occasion, à 2 reprises déjà, de vous proposer un logiciel de fitec, société dont le logo signifie formation informatique & technique de la série consacrée à la logique (cf. numéros précédents d'Elektor). Le premier de la série, **LOGIC 1**, initiation à l'électronique logique a fait l'objet d'une description dans le numéro 160, octobre 1991. En mai 1992 (n°167) nous vous avons présenté **LOGIC 2**, consacré aux convertisseurs A/N et N/A. Et voici le 3^{ème} rejeton de la famille LOGIC, le **VOLUME 3** dont l'objectif avoué est de vous faire mieux connaître l'**amplificateur opérationnel** sous tous ses aspects.

Que faut-il pour travailler avec LOGIC 3 ?

Après une dizaine d'installations sur des ordinateurs en tous genres allant de l'AT à 286 au 486/66 MHz/LB (Local Bus) il nous faut reconnaître que LOGIC 3 préfère les 286, 386 et 486 sans fioritures, lire avec EGA ou VGA; attention donc aux cartes vidéo VGA aux caractéristiques spéciales, aux bus locaux accédant trop rapidement aux disquettes et autres pièges pouvant entraîner des problèmes de fonctionnement auxquels il est relativement facile de remédier, nous y reviendrons, et des problèmes d'installation, plus graves eux puisque l'on se retrouve avec un logiciel inutilisable. Si donc vous disposez d'un PC à moniteur EGA ou VGA couleur standard, d'une souris et de 640 Kb de



mémoire et de 4 Mectets de place sur votre disque dur, LOGIC3 se trouvera parfaitement à l'aise.

L'installation

ne pose pas de problème particulier. Il suffit de suivre les instructions du manuel et de faire INSTALL X: Y: où X est le lecteur de disquette où se trouve la disquette de programme et Y le disque dur de destination. Le programme demande l'autorisation de transfert et installe tranquillement la première puis la seconde disquette, le tout en quelques minutes. Le processus de désinstallation n'est pas plus compliqué une fois que l'on a compris ce qu'essaie de dire le manuel et que l'on sait ce qu'il faut faire : il faut se mettre dans le répertoire de LOGIC3 et entrer l'instruction DESINST Y: X:, instruction où à nouveau Y est le disque dur où a été ins-

tallé le programme et X le lecteur de disquette dans lequel a été placée la disquette 1 du programme. Attention, contrairement à ce qu'affirme le logiciel lors de son installation et le manuel, il faut disposer d'un espace de l'ordre de 6 Mectets sur le disque dur pour obtenir une installation réussie, la disponibilité de 4 Mectets permettant bien l'installation (incomplète et partant inutilisable) du logiciel qui refuse ensuite de démarrer. Il faudra tenter de le désinstaller pour le pas perdre inutilement une installation.

Quel est le « public » de LOGIC3 ?

LOGIC3 s'adresse plus spécifiquement aux établissements d'enseignement ayant à traiter des amplificateurs opérationnels, ainsi qu'aux centres d'enseignement ayant l'électronique de l'amplificateur opérationnel à leur pro-

LOGICIELS



gramme. La mise en oeuvre de LOGIC3 implique, pour l'obtention de bons résultats, la possession de connaissances de base en électricité et en électronique logique.

Qu'aurez-vous appris après avoir utilisé LOGIC3 ?

LOGIC3 vous permettra de découvrir l'Amplificateur Opérationnel avec un A et un O majuscules et ses caractéristiques essentielles. Grâce à son excellente convivialité et sa belle interactivité graphique, LOGIC3 vous familiarisera avec les applications de base de l'ampli op, l'inverseur et le non inverseur, le suiveur, le sommateur et le soustracteur, l'intégrateur et le dérivateur, le comparateur et pour terminer

vous fera vivre une application industrielle simple.

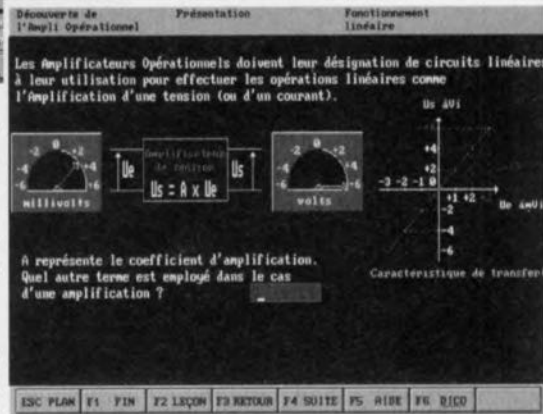
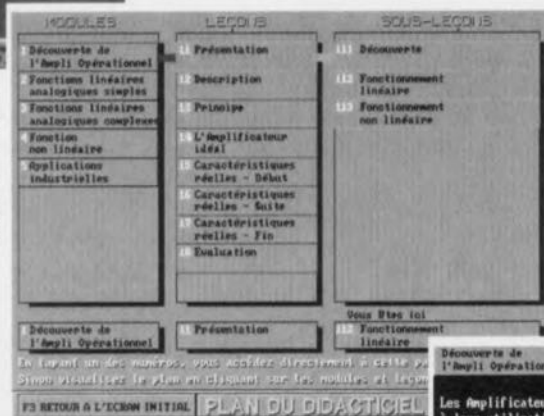
Notre point de vue

Les nombreux rédacteurs internationaux présents dans nos locaux ont suivi avec un intérêt croissant la présentation de ce logiciel. Les nombreux exercices et questions qu'il pose tout au long de son déroulement les ont forcé à se creuser les

me d'installation rencontré sur certaines machines de pointe, 486/66 MHz avec bus local — avec comme corollaire la perte d'une installation lors de raté de l'installation — et quelques problèmes de restes d'écran nés de la superposition de l'écran « F6 DICO » sur un écran précédent (incompatibilité DR-DOS ?, pas de problème avec MS-DOS), problème que l'on peut, si tant est qu'on le rencontre, éliminer en refaisant un pas en arrière dans le cours par action sur la touche F3.

Les dernières fautes d'orthographe auront sans doute disparu dans la version que vous aurez en main.

En conclusion, un logiciel qui devrait intéresser tous les lecteurs d'Elektor si ce n'était que son prix le réserve aux établissements d'enseignement en tous genres où le nombre d'utilisateurs potentiels justifie l'investissement impliqué.



ménages processus suivi, de temps à autre, par des exclamations du genre « mais bien sûr... ». Un rafraîchissement bienvenu en cette période de canicule...

Le seul point négatif des essais que nous avons fait avec LOGIC3 est le problè-

SPS 836

Diviseur symétriseur de tension continue générant une masse médiane artificielle

Le diviseur symétriseur baptisé SPS 836 fabriqué par DXE permet, à partir d'une tension d'alimentation unique en courant continu comprise entre 8 et 36 volts, d'obtenir très simplement une alimentation double



polarité. Les 2 tensions obtenues de part et d'autre de la masse médiane sont égales à la moitié de la tension d'entrée. Le SP 836 accepte dans sa connexion de masse des courants de déséquilibre entrants et sortants de 3 A pour 2 x 4 V et de plus de 1 A pour 2 x 18 V. Le SPS 836 est utilisable à partir d'une tension d'alimentation de 4,8 V avec réduction du courant différentiel de masse 0,5 A.

L'impédance de sortie masse est typiquement de 0,008 Ω en circuit. La mise en oeuvre du SPS 836 ne nécessite que 3 condensateurs externes. Le SPS 836 se présente sur embase TO3 acier 2 broches. La connexion de

masse correspond au boîtier du composant.

Domaines d'application :

- ♦ Alimentations de circuits électroniques ou électriques nécessitant 2 tensions symétriques par rapport à la masse et présentant une très faible impédance en courant continu ainsi qu'à toutes fréquences :
- ♦ Amplificateurs opérationnels, amplificateurs symétriques audio, analogiques, numériques (convertisseurs A/N) etc;
- ♦ Circuits électromagnétiques (solénoïdes, petits moteurs, servomécanismes) etc.

Le SPS 836 comporte des protections contre les surcharges thermiques et électriques. La disposition interne du SPS 836 assure un fonctionnement parfaitement stable jusqu'aux limites d'entrée en fonction des limitations incorporées au circuit monolithique de base. Chaque composant est testé en charge et en fonctionnement dynamique après déverminage.

Valeurs limites d'utilisation :

- tension d'alimentation	: 36 V
- courant de déséquilibre pour $V_{ent} = 10$ V:	
- continu entre masse et $+V_{sor}$ ou $-V_{sor}$	: 3,5 A
- crête alternatif :	3,5 A
- alternatif RMS :	2,4 A
- Puissance dissipée permanente :	
- Température de boîtier $T_{case} =$	75°C : 20 W
	110°C : 11 W
	130°C : 5 W.

Des cartes à puce plus intelligentes

Sur la voie de la crypto-carte

Le marché des circuits intégrés destinés aux cartes à puce est l'un des plus actifs. Si à la fin des années 80 on estimait à quelque 50 millions le nombre de cartes à puce en utilisation dans le monde, on pense qu'en 1995 il ne devrait pas y en avoir moins de 600. On constate en outre une évolution très sensible de la carte à puce en ce qui concerne son type; si les premières cartes étaient en fait des mémoires intelligentes, les cartes les plus récentes sont de plus en plus des cartes multifonctions régies par microcontrôleur.

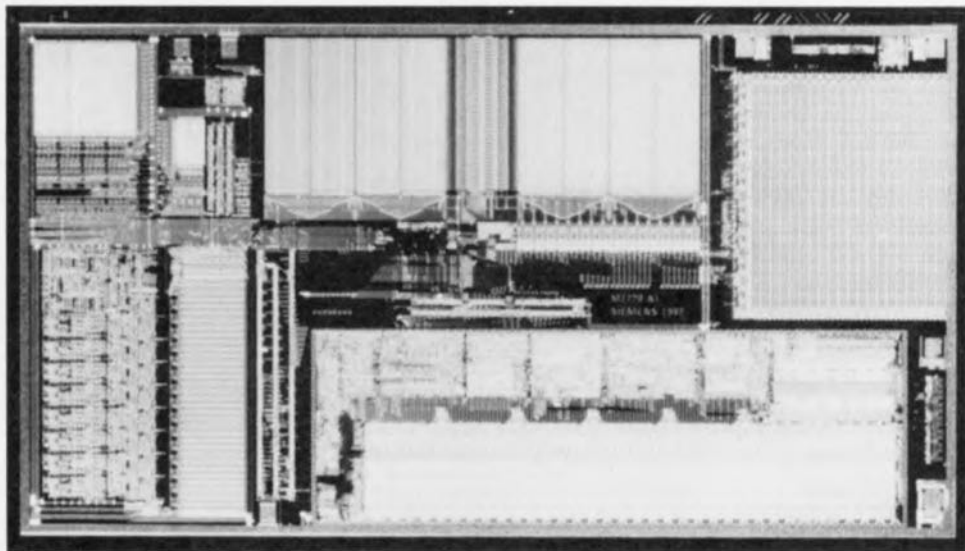
Il paraît que Siemens est, au monde, le fabricant le plus important de cartes à puce intelligentes pour le téléphone. L'éventail comporte aujourd'hui 4 processeurs pour cartes à puce différents pour les applications les plus diverses. La base de chacune de ces cartes est le processeur SIECO à 8 bits. Ce processeur développé par Siemens est compatible avec les standards industriels. Tous les processeurs disposent d'un circuit de gestion de puce (*chip management*) qui intègre des protections physiques et logiques dans les programmes utilisateurs. Le système utilise en outre des interfaces ISO, des programmes de programmation de la puce, de celle du code de transfert ainsi que du mode d'identification pour les programmes utilisateurs. Vu que toutes ces puces connaissent un mode de veille (*sleep mode*) elles conviennent tout particulièrement aux applications faisant appel à une alimentation par pile. Le domaine auquel on pense tout de suite est celui des appareils de télécommunication portatifs. L'orgueil de Siemens est les SLE 44C200 qui comportent tous les algorithmes asymétriques importants lui garantissant des performances inouïes dans le monde des cartes à puce. Il est possible également d'envisager l'utilisation du coprocesseur de cryptage comme composant distinct dans des terminaux par exemple, en particulier lorsqu'il faut garantir un niveau de sécurité inégalé.

L'avenir

Les cartes de téléphone à mémoire intelligente ne sont que le premier pas vers l'ordinateur à mettre dans la poche du veston. Elles ne servent en fait aujourd'hui que de monnaie. À Kiel (RFA) on procède à une évaluation de l'utilisation de la carte de télé-

phone pour le paiement des tickets de bus ou de tramway. Au Danemark et en Suisse on aimerait bien pouvoir utiliser la carte comme un porte-monnaie électronique. Au Japon il est déjà possible de faire mettre une certaine somme sur sa carte qui est débitée au fur et à mesure des achats. Les cartes à puce à microcontrôleur rempliront à l'avenir simultanément toutes sortes de fonctions dont certaines nous sont

très notablement celle des processeurs utilisés jusqu'à présent. Il faut en effet que la sécurisation et la confirmation d'une signature électronique (un mot numérique de quelque 540 bits) se fasse en une fraction de seconde. Il ne faut pas moins de l'ordre de 20 s de calcul à un processeur du type 386 travaillant à une fréquence de 25 MHz pour effectuer les dites opérations. Un DSP (*Digital*



encore inconnues pour le moment. On peut penser, comme cela est déjà le cas en France à la fonction de dossier médical, de carte d'identité pour les patients à hauts risques. Tous ces développements ont comme objectif final l'introduction d'une carte à puce multifonction. L'équivalent de l'AFNOR en Allemagne, DIN a défini, de concert avec la division semi-conducteurs de Siemens, les normes auxquelles doit répondre la carte à mémoire intelligente.

Des processeurs puissants

Les crypto-contrôleurs ont une densité d'intégration très élevée (de l'ordre de 10 000 transistors/mm²) et peuvent, associés à des coprocesseurs, garantir le niveau de sécurité le plus élevé envisageable de nos jours. On peut imaginer la mise au point d'une signature électronique infalsifiable. Ces développements donnent naissance à de nouvelles possibilités dans le monde des transactions électroniques : il est possible ainsi, via EDI-FACT, de procéder à l'émission électronique de documents légaux tels que commandes, factures, lettres de crédit, transferts de fonds et autres ordres de bourse. On s'attend à l'émission plus de 100 000 cartes à crypto-puce d'ici à 1994. Toutes ces applications nouvelles demandent la fabrication d'un grand nombre de puces à un prix faible. La puissance de calcul d'une crypto-puce dépasse

Signal Processor = processeur de signaux numériques) travaillant à une fréquence d'horloge de 16 MHz s'acquitte de cette tâche en 0,3 s. L'inconvénient majeur de cette approche est que la surface de puce nécessaire atteint 50 mm². Une telle superficie est trop importante et partant trop chère pour un produit de masse tel que la carte à puce. Le coprocesseur mathématique à 140 bits destiné au SLE 44C200 de Siemens remplit lui aussi cette tâche en 0,3 s, mais il se contente d'une fréquence d'horloge de 5 MHz et d'une surface de puce de 25 mm² seulement.

LE TORT

digitaliseur vidéo 24 bits Elektor n°179, mai 1993, page 53 et suivantes...

La liste des composants comporte une petite erreur : les relais Re1 à Re4 sont du type V23100-V4005-A010 et non pas ...X-A4005-X... Nos excuses les plus sincères.

Le mois prochain :

- Une réalisation faisant appel à la logique floue,
- Un émetteur de test stéréo pour la FM,
- Une extension pour mettre votre PC à l'heure atomique de DCF77,
- un phasemètre à prix abordable,
- et bien d'autres montages et réalisations dignes d'intérêt...