

ELEKTOR

l'électronique créative

hors-gabarit '92

**plus de 100
schémas & circuits**

15,60 FS

336 FB

mensuel

ELEKTOR

**numéro
double**

M 1531 - 170 - 46,00 F



SOMMAIRE

Tous les schémas publiés dans ce numéro ont été testés au laboratoire d'ELEKTOR. Lorsqu'un article est suivi d'un nom d'auteur, cela indique que le schéma concerné nous a été proposé par un auteur qui n'appartient pas au laboratoire d'ELEKTOR. La mention «d'après une idée de ...» désigne les montages dont l'idée n'est pas née dans notre labo, mais dont le schéma a été entièrement conçu ou reconçu par nous.

Elektorial	3
Circuits imprimés en libre-service	73
Tort d'Elektor : Tampon pour imprimante	74
Marché : kit de développement pour μ C de SGS-Thomson	138
Chip Select : AD 811 — boîtier TO220 isolé — HA-5020	139
Logiciel : Finder Pro V2.0	143
Petites annonces gratuites	152

SUPPLÉMENT : Easy-Net pour PC, réseau local sous Windows et sous DOS 5.0	140
--	-----

N° Montage	Page
------------------	------

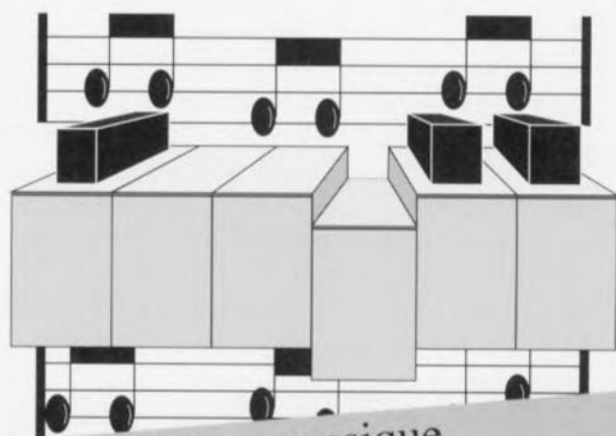
Alimentations

047 alimentation à découpage 5 volts	66
082 alimentation symétrique ajustable super simple	112
099 concept d'alimentation simple	130
071 convertisseur 220 vers 110V J. van den Berghe	101
092 convertisseur-abaisseur de tension application Motorola	121
002 indicateur «pile faible» symétrique	22
013 indicateur «pile faible» universel	32
100 interrupteur d'alimentation économique R.G. Evans	131
086 inverseur de tension à circuit HC	115
030 limitation de courant pour régulateur de tension	49
006 régulateur 5V/1A à faibles pertes	26
029 régulateur de tension amélioré	49
063 régulateur de tension «VLP» C. Zschocke	93



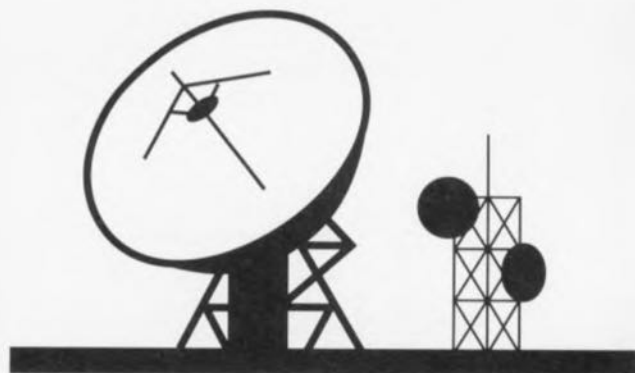
Appareils de mesure et de test

088 astuce d'utilisation du MAX134 W. Neff	118
104 capteur combiné de température & d'humidité	135
044 capteur de température «SMARTEC»	63
008 convertisseur de température numérique U. Kunz	28
085 générateur de bruit alimenté en 9 V	115
036 générateur de séries de bits universel G. Kleine	56
021 injecteur de signal C. Sanjay	40
087 interface thermocouple ➔ multimètre numérique	116
053 mini-capacimètre R. Shankar	71
058 peson de charge pour accu CdNi B. Idon	87
105 pince ampèremétrique pour circuits imprimés	136
025 sonde de «fréquence» A.B. Tiwana	44
074 testeur de continuité C. Sanjay	104
040 testeur de quartz acoustique K. Lorenz	60
017 testeur d'alimentation	35
103 thermo-indicateur différentiel A.B. Tiwana	134



Audio, vidéo et musique

045 amplificateur à bruit ultra-faible	65
026 amplificateur à faible bruit	45
084 amplificateur modulaire de 40 W application SGS	113
097 amplificateur «musique» de 60 W W. Teder	127
051 compresseur / limiteur rustique	70
059 correcteur vidéo pour convertisseur S-VIDÉO/RGB J. Bodewes	88
046 filtre passe-haut ajustable	65
066 potentiomètre numérique stéréo C. Prader	94
018 protecteur para-tensions continues T. Schaefer	37
035 réglage de volume numérique P. Hogenkamp	59
010 rotacteur de gain pour amplificateur A.B. Tiwana	30
004 «scanner» pour le central de commutation audio L. Soete	24
095 tampon de ligne audio avec filtre W. Teder	125
056 télé-émetteur pour casque d'écoute IR A.B. Tiwana	74
009 télé-récepteur pour casque d'écoute IR A.B. Tiwana	29
096 testeur (de câble) MIDI R. Swusten	127



Circuits HF, radio

034 antenne télescopique active à large bande	53
050 convertisseur-abaisseur de fréquence U. Kunz	69
070 filtre de bande à réinjection additionnelle	100
101 nouveau démodulateur RDS à TDA7330 M. Ohsmann	132



OSCILLATEUR À UN SEUL INVERSEUR

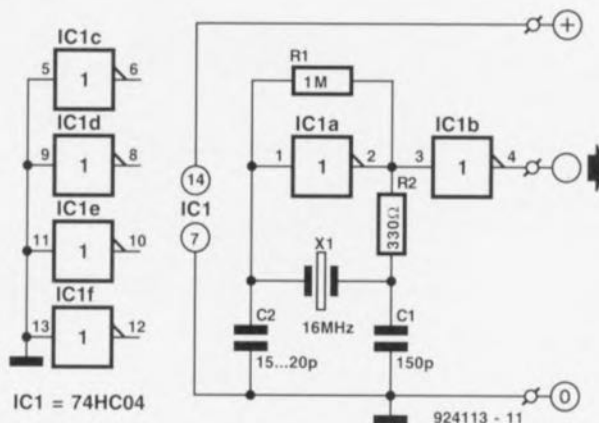
La miniaturisation ne cesse de gagner du terrain. Si, voici encore quelques années seulement, il fallait encore se réserver, sur un circuit imprimé, un coin d'au moins 3 cm de côté (9 cm²) pour réaliser un oscillateur, on peut aujourd'hui se contenter d'un peu plus de 2 centimètres carré grâce aux composants ultra-miniaturisés disponibles sur le marché.

Statek, l'un des spécialistes des quartz, vient de commercialiser des quartz CMS de 8 x 4 x 1 mm auxquels il ne faut plus, pour constituer un oscillateur très fiable travaillant sous 5 V, qu'un inverseur faisant office d'amplificateur et 4 composants CMS, à savoir 2 condensateurs et 2 résistances. On opétera bien évidemment pour la version CMS du 74HC04.

Comme on le voit, le schéma (figure 1) est presque tout ce qu'il y a de plus classique : un quartz, 2 condensateurs de découplage vers la masse, 2 résistances et une paire d'inverseurs. Mais c'est bien là que se situe la différence sachant qu'en règle générale l'oscillateur a lui-même déjà besoin de 2 inverseurs en plus du tampon de sortie.

Autre aspect intéressant de cette réalisation : le circuit imprimé dont on retrouve, en figure 2, la représentation de la sériographie de l'implantation des composants et ceci à une échelle 1,5:1.

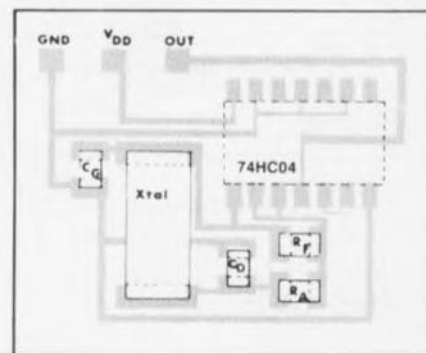
On pourra, à l'aide d'un programme de dessin de circuit imprimé capable de travailler avec des CMS (Layo1, Eagle et autres), reproduire le dessin des pistes visible en grisé ici.



Pour garantir un bon fonctionnement de cet oscillateur il faut quand même respecter un certain nombre de recommandations : il faudra, sachant qu'on se trouve en HF, veiller à réduire au strict minimum la longueur des pistes, à éviter de dessiner des pistes parallèles trop longues et penser à utiliser les pistes de masse pour isoler la sortie de l'oscillateur d'autres fréquences proches.

Ce circuit fonctionne très bien jusqu'à 16 MHz pour des niveaux HC (seuil différentiel entre un niveau haut et un niveau bas égal à la moitié de la tension d'alimentation, soit 2,5 V) et avec un circuit HCT –seuils de 0,7 et 2 V respectivement– jusqu'à 8 MHz pour des niveaux TTL.

Avec la meilleure volonté du monde, il n'y a rien à ajouter à ce laïus.



Rien ne vous interdit bien entendu de réaliser ce circuit en utilisant des composants standard pour IC1, le quartz, les résistances et les condensateurs, mais cela enlève tout son charme à cette réalisation.

(application Statek)



INDICATEUR « PILE FAIBLE » SYMÉTRIQUE

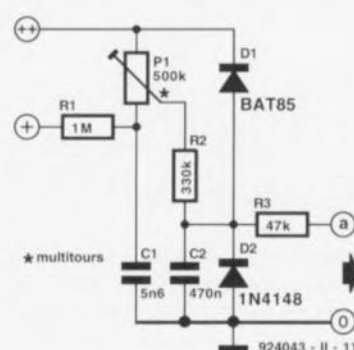
Cet petit montage additionnel permet l'utilisation de l'entrée d'alarme de l'indicateur de « pile faible » universel –décrit ailleurs dans ce numéro, mais pour la surveillance d'une tension de pile **négative** cette fois.

Ceci explique qu'il tombe à pic lorsque l'on se trouve en présence d'alimentations symétriques à piles : l'entrée de détection d'origine, Us+, surveille la tension de pile positive, tandis que l'entrée Us– l'entrée d'alarme dotée de cette extension– garde à l'œil la tension de pile négative.

Lorsque la pile commence à s'épuiser, la LED de signalisation se met à clignoter.

La fréquence de clignotement permet de savoir quelle est la pile en difficulté. On aura, lorsque c'est la pile positive, un clignotement à une fréquence de 0,5 Hz, alors que la fréquence de clignotement sera de 10 Hz lorsqu'il s'agira de la pile « négative ». Si les 2 piles sont proches de leur fin, on constatera un clignotement intermittent.

Comme nous le disions, la sortie de montage d'extension –dont la seule fonction est en fait de relever la tension de pile négative au-dessus du potentiel de masse– est connectée à l'entrée d'alarme de l'indicateur « pile faible » universel. Atten-



tion : il faudra, en raison de la charge applicable à la sortie, supprimer la résistance R6 à l'entrée « a » de l'indicateur universel !

Les autres points de connexion sont interconnectés 2 à 2 en respectant leur dénomination : on relie U_i (= tension de référence) à U_i de l'indicateur, le point « 0 » avec l'autre point « 0 » et pour finir on connecte le point U_{s-} au pôle négatif de l'alimentation par pile symétrique.

Pour peu que le montage soit branché correctement, la consommation totale ne devrait pas augmenter de plus de 10 μ A

(en supposant que l'on dispose de 2 piles de 9 V montées en série).

On ajuste le seuil de commutation négatif par action sur P1. le processus de réglage est le même que celui décrit pour le réglage de P1 de l'indicateur « pile faible » universel. Nous vous renvoyons, en ce qui concerne ce point du réglage, à l'article en question. Plus la pile reliée au point U_{s-} s'épuise, plus la tension au curseur de P1 croît. Il arrive un moment où ce potentiel devient même positif, sachant que l'une des extrémités de P1 est reliée à la tension de référence (positive). Une fois que le seuil de commutation supérieur du

trigger de Schmitt IC1 est dépassé, la porte entre en oscillation et on aura clignotement de la LED D2.

Le condensateur C2 fournit une impulsion de remise à zéro à la mise sous tension (*power up reset*), ce qui, dans le cas présent, revient à mettre la sortie « a » à un « 0 » logique. Ce faisant, le circuit de décharge de C2 se ferme via la diode D1 et la ligne d'alimentation.

La diode D2 protège IC1c contre des tensions d'entrée négatives et le condensateur C1 évite que le circuit ne déclenche en présence de courtes crêtes parasites véhiculées par la tension de la pile.



TEMPORISATEUR DE MISE SOUS TENSION SECTEUR

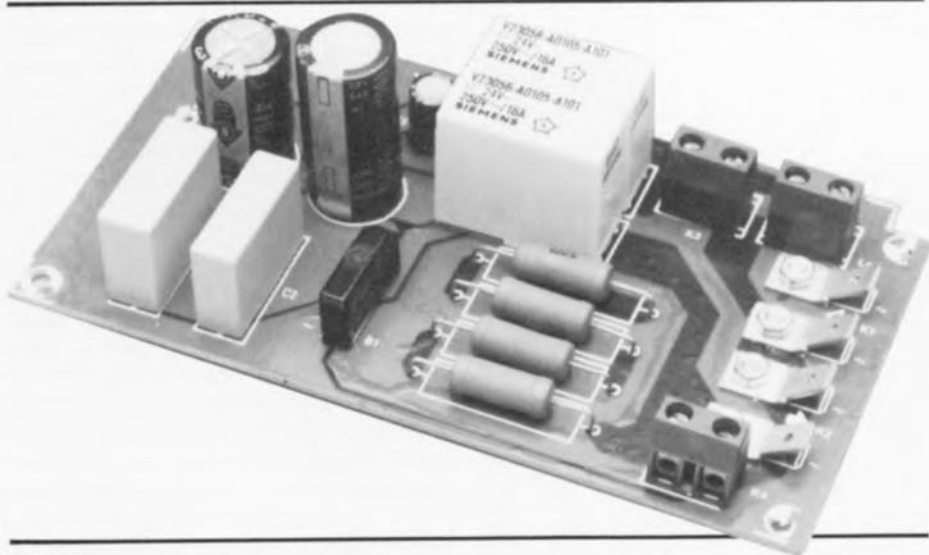
Ce montage constitue un moyen simple mais efficace de réaliser un système de mise en fonction progressive (*soft start*) de charges importantes alimentées par le secteur. Le principe de ce circuit repose sur une série de résistances de forte puissance associées à un relais. Le circuit permet la mise en fonction de la charge par l'intermédiaire d'un interrupteur de faible taille classique.

On fait ici appel à 2 relais pour mettre en circuit ou ponter une série de résistances de puissance prises entre la ligne du secteur « active » et la charge. La mise en fonction en douceur est obtenue par la prise d'une résistance entre le secteur et la charge suivie une peu plus tard par son pontage (court-circuit de la résistance) de manière à ce que la totalité de la tension du secteur soit appliquée à la charge (l'appareil concerné). Le but d'un démarrage en douceur est d'éviter la destruction des fusibles suite à une augmentation subite du courant de crête.

Les bobines des relais sont prises en série et alimentées par la tension du secteur. La réactance des condensateurs-série C1 et C2 est telle que le courant dans la bobine est de l'ordre de 27 mA, et la tension directe totale à ses bornes de 48 V.

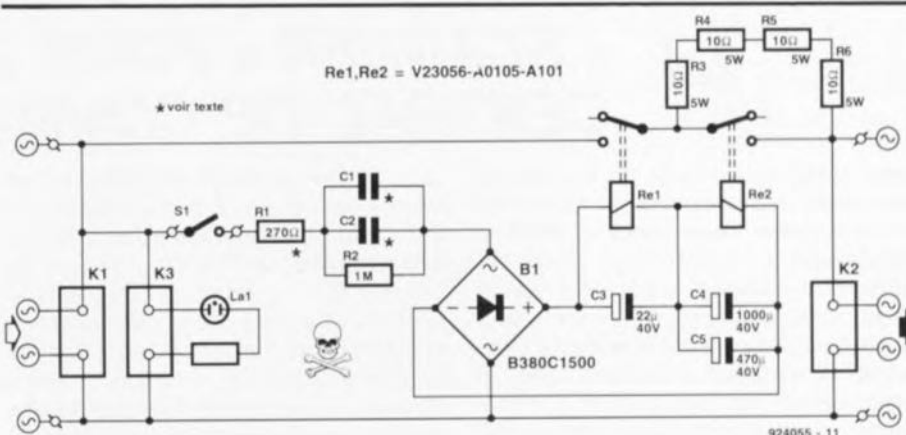
Lorsque l'on a mis en fonction le temporisateur par basculement de l'interrupteur S1, le relais Re2 est activé quelque temps après le relais Re1 en raison de la présence d'une paire de condensateurs électrolytiques de bonne capacité pris en parallèle sur sa bobine; il faut à ces condensateurs un certain temps pour se charger par l'intermédiaire de la source de courant que constitue le secteur et les condensateurs-série.

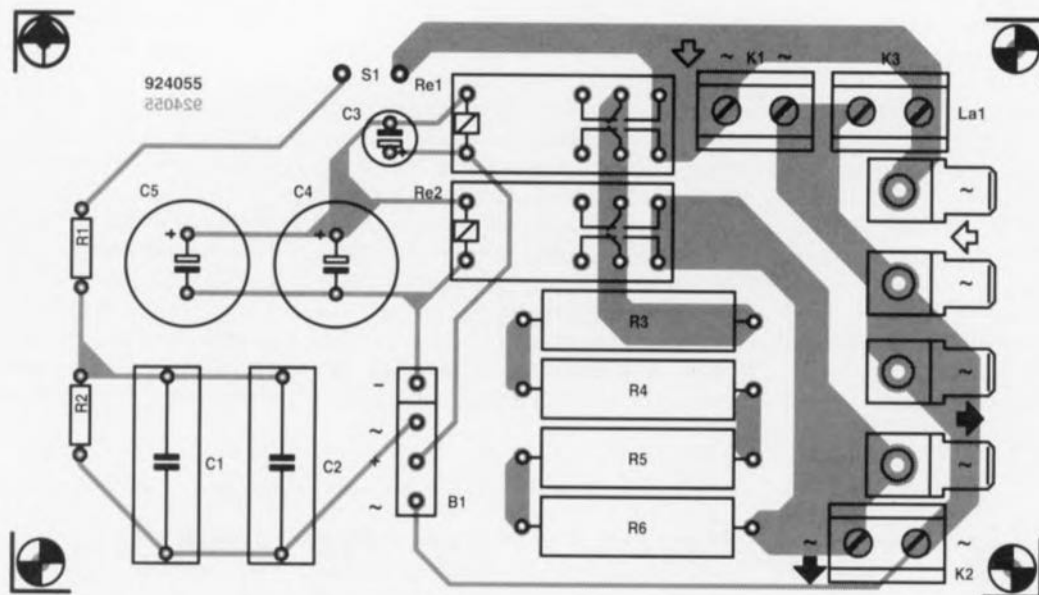
La simplicité du circuit n'a qu'un seul in-



convénient, mineur au demeurant : il ne faut pas couper l'interrupteur pour le remettre aussitôt en fonction. Il faut laisser s'écouler un certain temps entre 2 manœuvres (arrêt/marche seulement bien entendu) de l'interrupteur pour laisser le temps aux condensateurs C4 et C5 de se décharger. On pourra, en fonction de la

temporisation de mise en fonction requise, augmenter quelque peu la capacité des condensateurs C4 et C5. Il faudra noter cependant que le courant instantané est limité à 5 A environ (à une tension secteur de 220 V) par les résistances R3 à R6, ce qui se traduit par une dissipation de près de 1 200 W dans 4 résistances de





Liste des composants

Résistances :

R1 = 270 Ω

R2 = 1 M Ω

R3 à R6 = 10 Ω /5 W

Condensateurs :

C1 = voir texte

C2 = voir texte

C3 = 22 μ F/40 V radial

C4 = 1 000 μ F/40 V radial

C5 = 470 μ F/40 V radial

Divers :

B1 = B380C1500 (380 V tci*, 1,5 A)

K1 à K3 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 7,5 mm

S1 = interrupteur secteur pour courant de 1 A

Re1, Re2 = relais tels que V23056-A0105-A101 (Siemens)

La1 = ampoule au néon à résistance intégrée pour montage châssis

4 cosses « automobile » à fixation par vis encartables

* tci = tension de crête inverse

5 W ! Si donc on veut augmenter la durée de la temporisation il faudra utiliser des résistances de puissance de service (wattage) plus importante, ce qui ne devrait pas poser de problème de place sur le circuit imprimé sachant que l'on les y monter verticalement.

La consommation de courant de l'ensemble du montage est pratiquement celle des 2 bobines de relais en série, c'est-à-dire de quelque 27 mA. La consommation de l'ampoule au néon est négligeable. Les contacts des relais mentionnés dans la liste des composants peuvent supporter un courant de 16 A. Si vous avez des raisons de craindre que les picots de connexion sur la platine ne soient pas en mesure de supporter le courant de charge, on pourra utiliser des cosses « automobile » montées en parallèle.

Notons pour finir que la valeur de certains des composants change en fonction de la tension et de la fréquence du secteur (ce-

ci pourrait intéresser certains de nos lecteurs d'Outremer) :

220 V/50 Hz : C1 = 330 nF;

C2 = 220 nF.

230 V/50 Hz : C1 = 470 nF;

C2 = supprimé

240 V/50 Hz : C1 = 470 nF;

C2 = supprimé

(tension de service du condensateur : 630 VCC/250 VCA)

110 V/60 Hz : C1 = 680 nF;

C2 = 470 nF; et R1 = 120 Ω

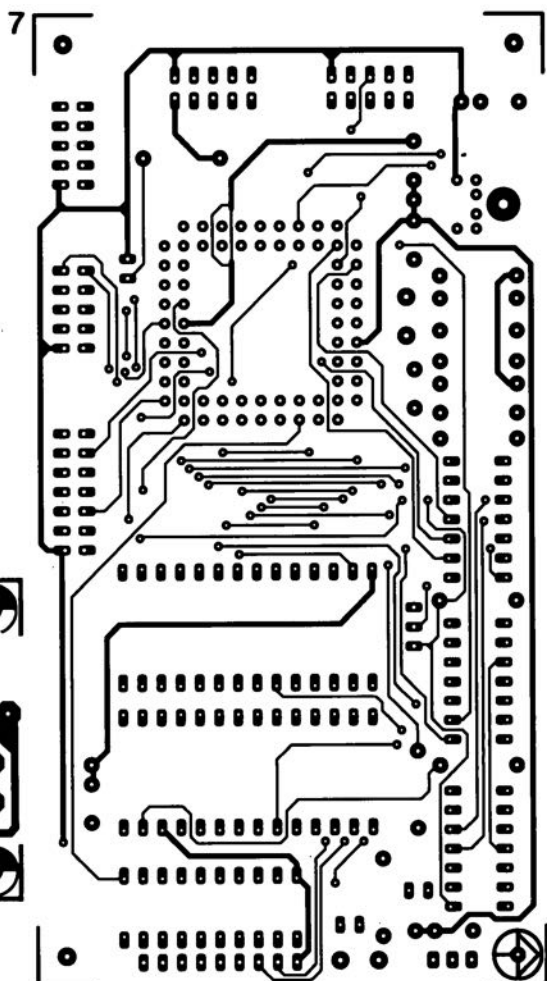
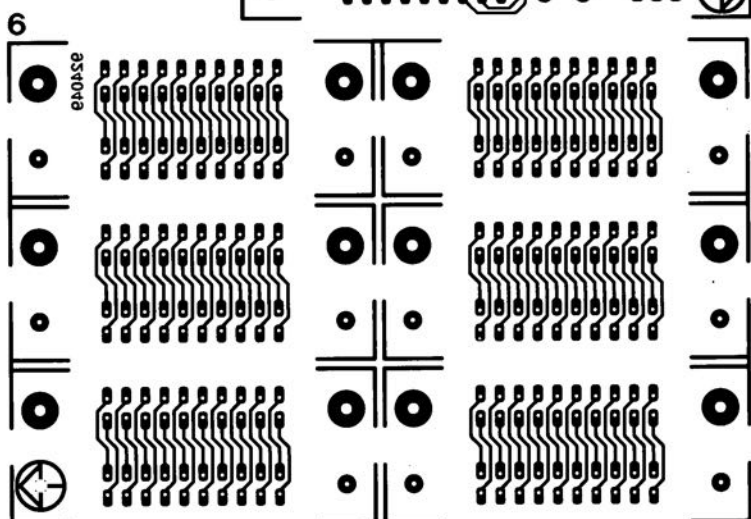
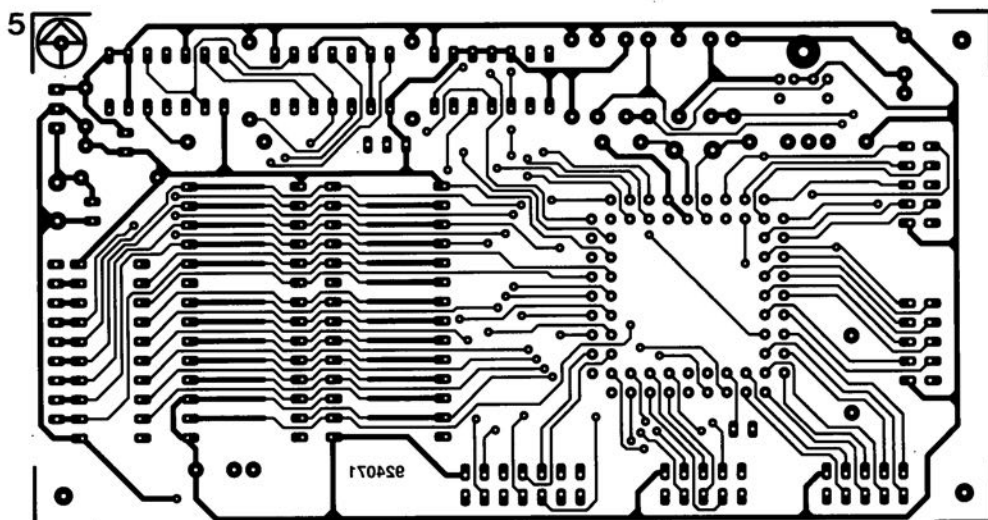
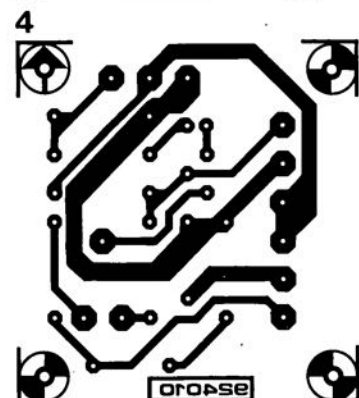
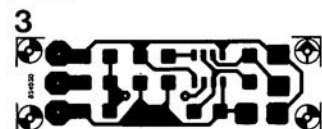
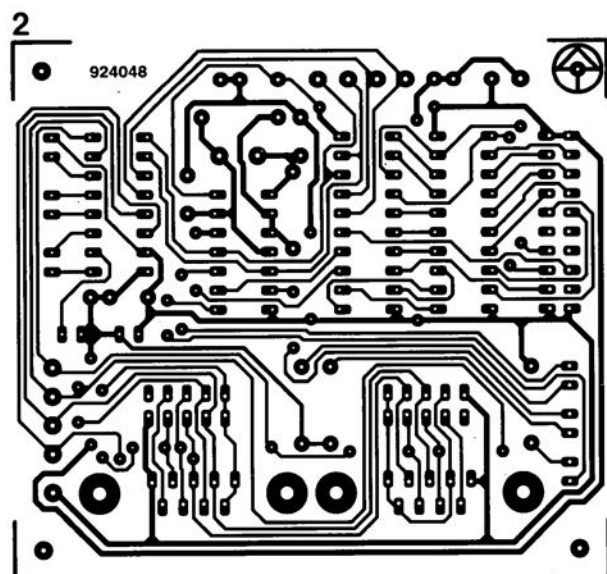
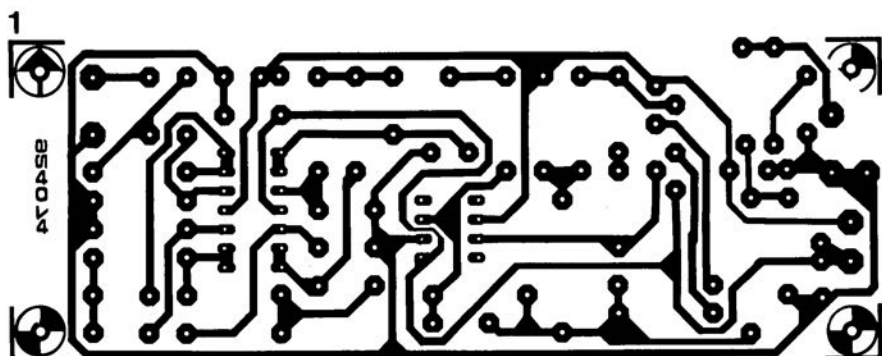
(tension de service du condensateur : 400 VCC/130 VCA)

Avertissement

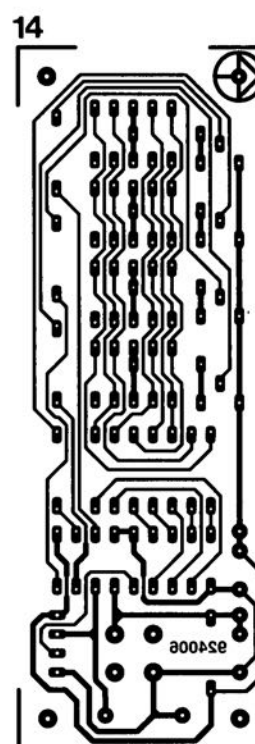
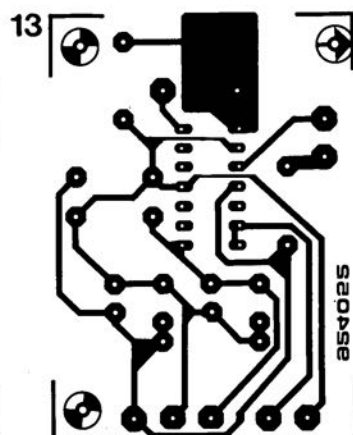
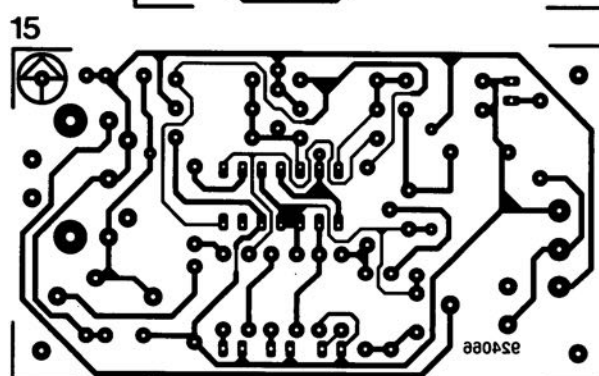
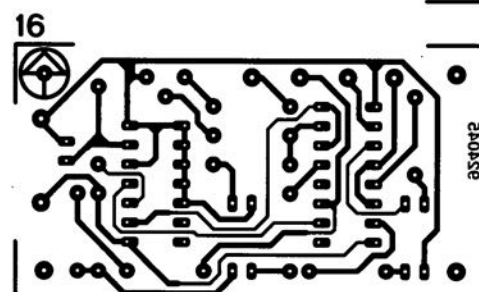
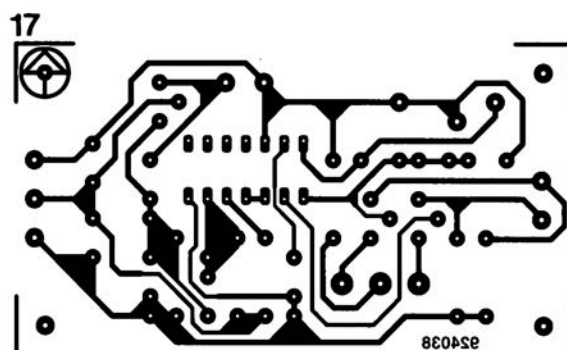
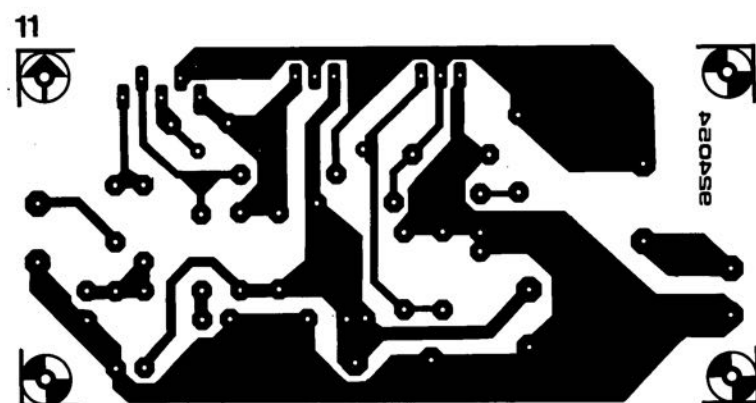
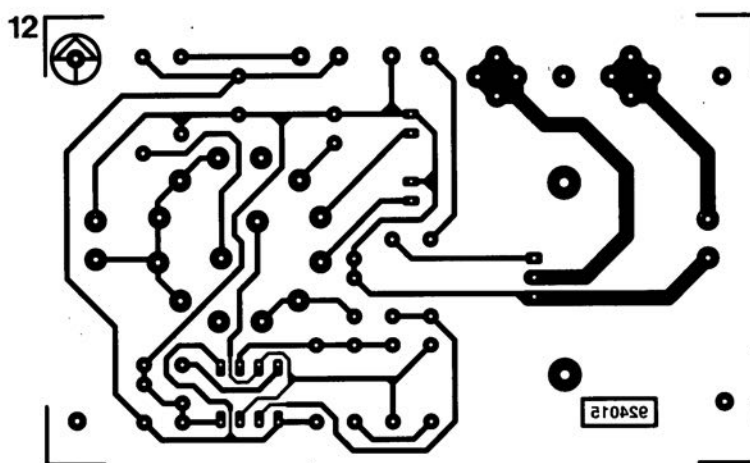
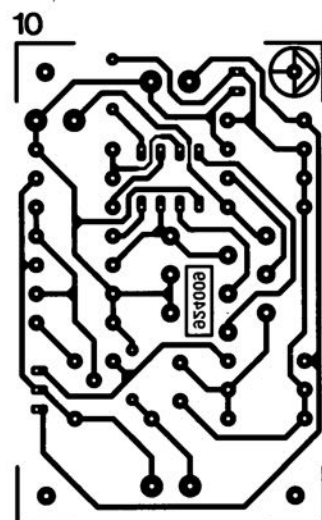
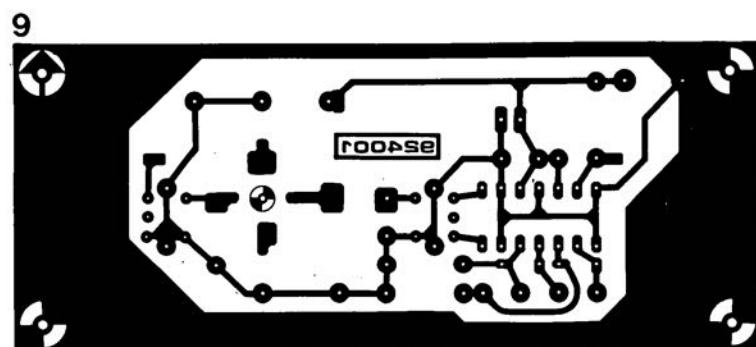
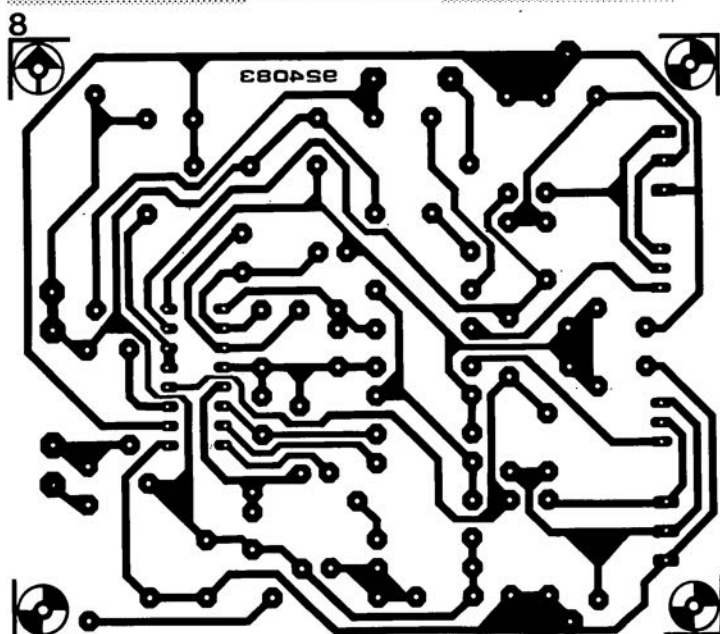
Ce circuit est relié directement au secteur et véhicule en certains endroits des tensions pouvant être létales. Il ne saurait être question de travailler sur le circuit pendant qu'il est relié au secteur. Respectez les règles de sécurité relatives au travail sur des équipements ou composants reliés au secteur.

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



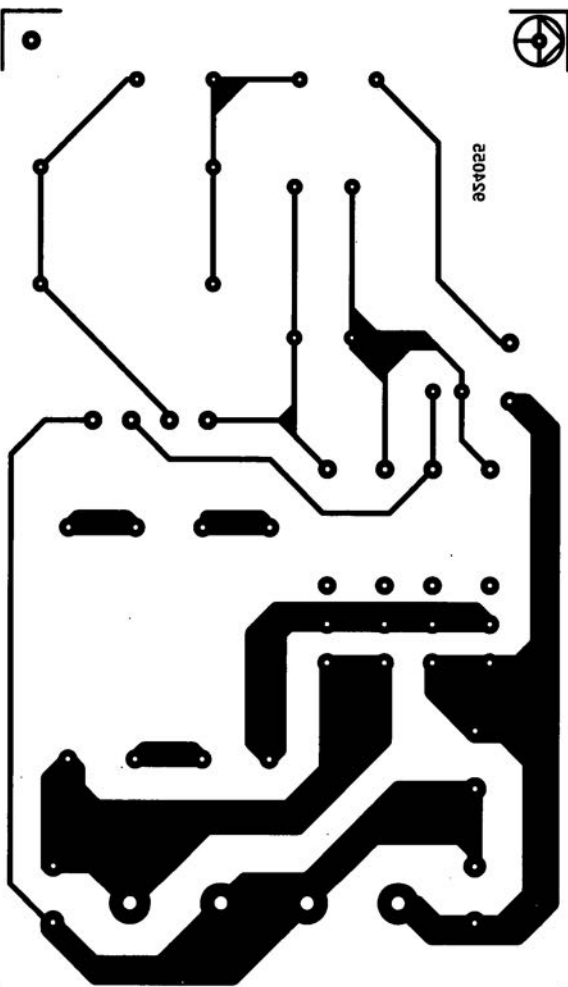
SERVICE



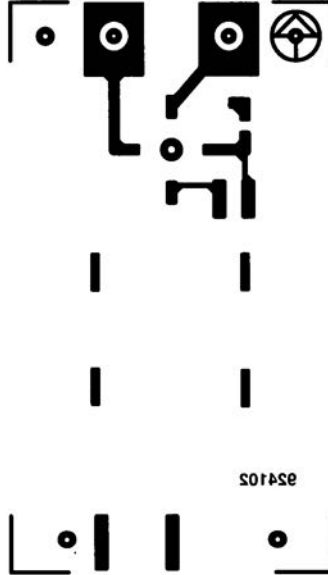
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

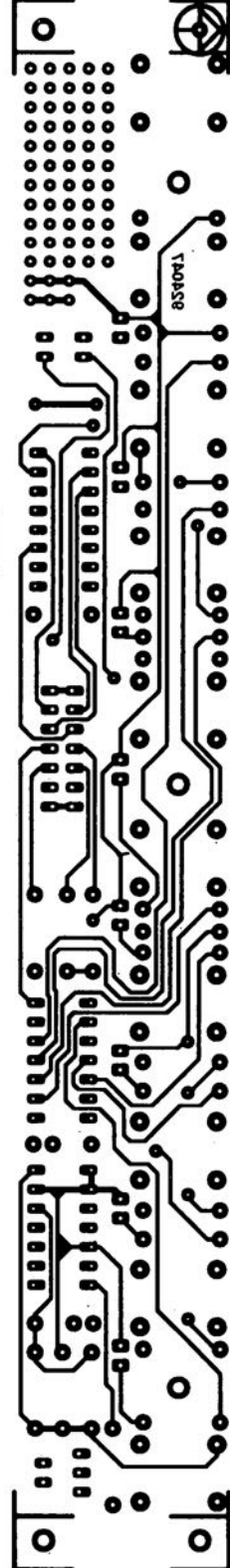
18



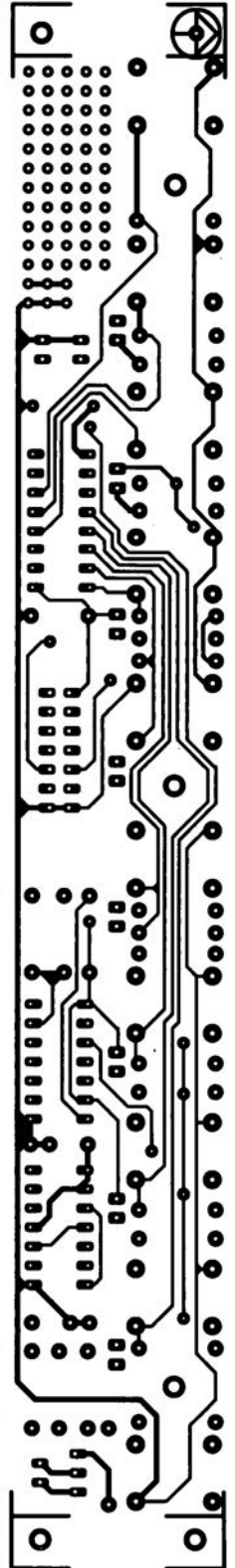
23



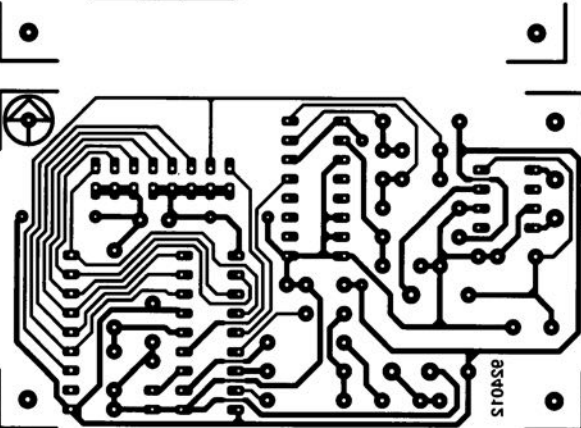
24



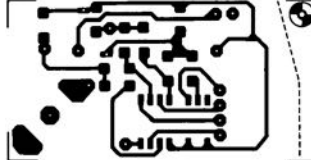
25



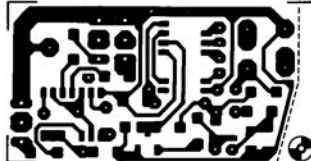
19



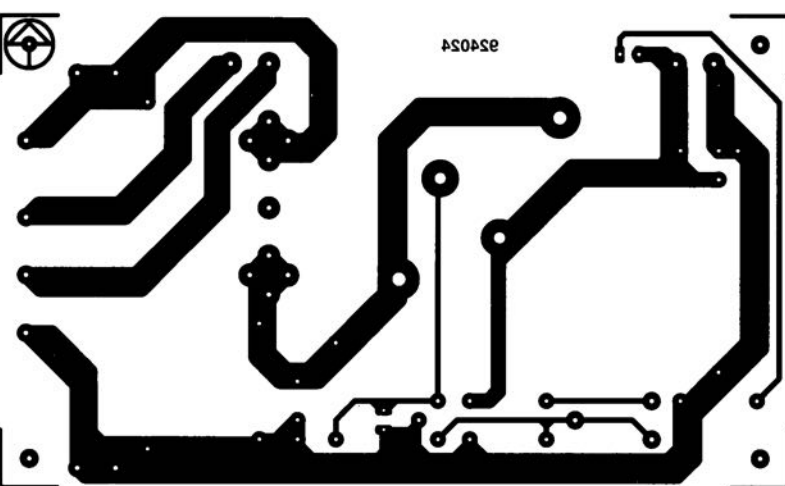
22



21



20





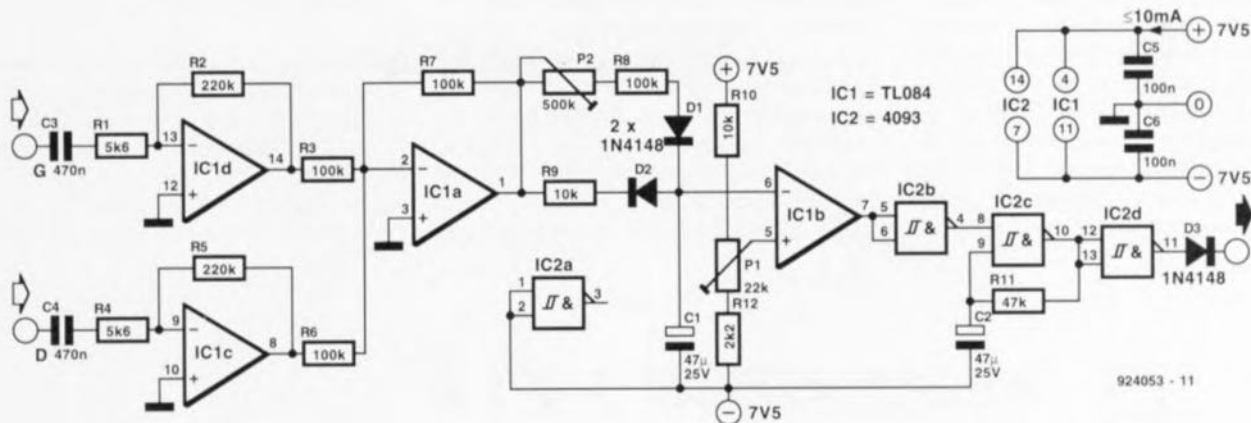
« *SCANNER* » POUR LE *CENTRAL DE COMMUTATION AUDIO*

Cette extension destinée au **central de commutation audio** décrit dans les n°137 et 138 d'Elektor (novembre et décembre 1989) balaie automatiquement toutes les entrées du préamplificateur pour voir si l'une d'entre elle présente un signal audio. L'entrée concernée reste alors sélectionnée. Si, pendant un certain temps il n'est plus détecté de signal, le système repart à la recherche d'un signal audio sur les autres entrées.

Le balayage automatique de toutes les entrées se fait à l'aide d'un oscillateur tout ce qu'il y a de plus simple, basé sur la porte NAND (ET-NON) à trigger de Schmitt IC2c. Le signal rectangulaire atterrit, via la porte IC2d montée en inverseur-tampon et la diode D3, sur l'une des boutons-poussoirs de sélection du signal d'entrée. La diode évite le blocage de la touche concernée lorsque l'oscillateur est arrêté.

L'oscillateur peut être mis en et hors-fonction par l'intermédiaire de la porte IC2b commandée elle par l'amplificateur opérationnel IC1b. Cet amplificateur opérationnel est monté en comparateur dont on peut définir la tension de seuil de commutation à l'aide de l'ajustable P1.

Les entrées du circuit de balayage, car c'est très exactement ce que signifie le terme anglais de « *scanning* », sont re-

liées aux entrées audio de la platine de volume du **central de commutation audio**.

IC1c et IC1d commencent par amplifier « copieusement » (pas moins de 40 fois) les signaux disponibles, l'amplificateur de sommation additionnant ensuite les signaux des canaux gauche et droit. Dès l'arrivée d'un signal de musique ou de parole, on aura une décharge partielle assez rapide du condensateur C1 (dont l'un des pôles est relié à la ligne d'alimentation négative). Dès que la tension tombe

en-dessous de la valeur fixée à l'aide de l'ajustable P1, IC1b bloque l'oscillateur via la porte IC2b de sorte que l'entrée sélectionnée à cet instant précis reste active. Tant que dure la présence du signal IC1a draine une partie de la charge de C1. En l'absence de signal, le condensateur électrochimique a le temps de se recharger progressivement via P2, R8 et D1. Lorsque la tension dépasse la tension de seuil du comparateur, IC1b libère l'oscillateur de sorte que le processus de balayage des entrées reprend.

L'ajustable P2 permet de fixer entre 3 et 25 s la durée d'absence de signal avant reprise du balayage. La durée d'un processus de balayage de toutes les entrées, définie par la constante RC de la paire R11/C2, est de quelque 3 s. P1 permet de jouer sur la sensibilité d'entrée; on pourra la choisir entre 10 mV et 4 V. La consommation du circuit est inférieure à 10 mA.

L. Soete



« PIED DE BICHE » ÉLECTRONIQUE

De très nombreux composants, les composants actifs en particulier, n'apprécient pas du tout les surtensions. Si l'on veut éviter que des circuits coûteux ne meurent d'une mort trop précoce à la suite d'une tension d'alimentation devenue trop élevée, il n'est pas inutile de prévoir une protection parasurtension (similitude de terme avec paratonnerre, qui notons-le en passant, sert en fait lui à protéger contre... la foudre, allez donc essayer d'y comprendre quelque chose).

Cette protection se doit d'être très rapide si l'on ne veut pas la voir entrer en action après que le mal soit déjà fait avant qu'elle ne réagisse... enfin. Il ne saurait donc être question de faire appel à un relais pour couper (trop tardivement) la tension d'alimentation sachant que ce type de composant a un temps de réponse bien trop long.

Le schéma proposé ici est celui d'un « pied de biche » électronique – traduction littérale du terme anglais de « *crowbar* », traduction parfaitement justifiée comme on le verra un peu plus loin – constitué par un certain nombre de composants très rapides.

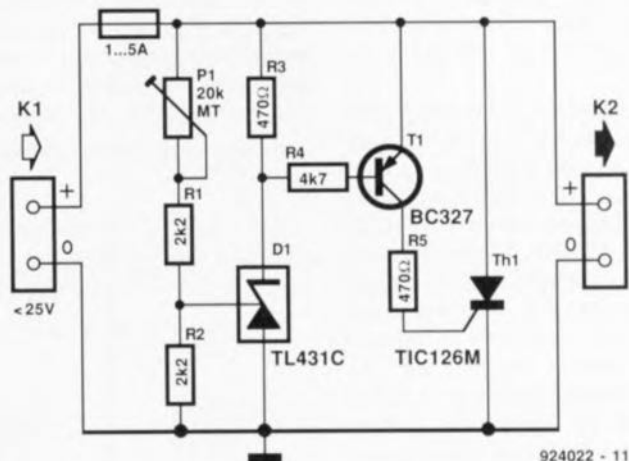
Le dispositif de protection vient s'intercaler entre l'alimentation et le circuit à pro-

téger. La technique de protection est on ne peut plus brutale : lorsque la tension d'alimentation dépasse la valeur prévue, on a entrée en conduction d'un thyristor qui la court-circuite purement et simplement. La première conséquence de cette situation est que la tension d'alimentation du circuit à protéger ne saurait en aucun cas devenir trop élevée, la seconde étant la destruction du fusible F1 que comporte notre « pied de biche » (comme quoi, en

dépît de la douceur légendaire de sa propriétaire, un « pied de biche » peut faire mal lui aussi, fin d'aparté).

On a ainsi une coupure rapide et brutale de la liaison entre l'alimentation et le circuit, du « pied de biche » dans toute sa splendeur !

La résistance ajustable P1 permet d'ajuster la tension à laquelle notre « pied de biche » entre en fonction à toute valeur



924022 - 11

comprise entre 5 et 25 V. Voici comment effectuer ce réglage : on met P1 à sa valeur de résistance maximale (= tension de réponse maximale). On remplace momentanément le fusible par un pont de câblage et on connecte le « pied de biche » électronique à la sortie d'une alimentation de laboratoire pouvant fournir une tension ajustable. On fixe à 1 A environ la valeur maximale du courant,

c'est-à-dire le courant auquel le dispositif de limitation de l'alimentation entre en fonction, avant de régler à la valeur de réponse de la protection requise la tension de sortie de l'alimentation. On diminue progressivement la résistance de P1 en jouant sur sa position jusqu'à ce que le thyristor devienne conducteur (on verra l'alimentation de labo manifester son grand déplaisir par l'entrée en fonction

du dispositif de limitation de courant, ce qui est d'ailleurs le but de la manoeuvre).

Notre « pied de biche » est maintenant prêt à remplir le rôle pour lequel il a été conçu, après que l'on ait remplacé le pont de câblage par un fusible de 5 A au maximum.

Notons qu'au repos, ce circuit ne protection ne consomme pas plus de 1 mA.



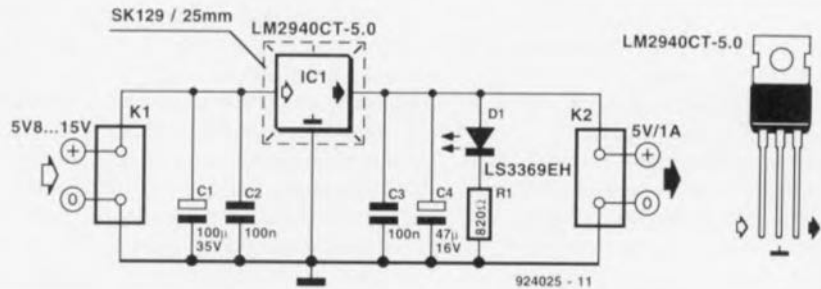
RÉGULATEUR 5 V/1 A À FAIBLES PERTES

Dès lors qu'il faut obtenir une tension continue régulée de 5 V bien stable à partir d'une tension d'alimentation faible, le 4805 de SGS-THOMSON constitue sans doute le régulateur intégré le plus adapté. L'archi-connu 7805 a vite fait d'avoir des difficultés dès que la tension d'entrée tombe en-deçà de quelque 8 V. La solution la plus immédiate consiste bien évidemment à faire appel à un régulateur à faible chute de tension, sachant que ce type de composant se contente d'une tension d'entrée supérieure de 0,5 V seulement à la tension requise en sortie, c'est-à-dire la tension qu'il est prévu de fournir par construction.

Le 4805 présente lui aussi cette caractéristique, sa fiche de caractéristiques signalant que la tension de sortie reste stable tant que la tension d'entrée ne tombe pas en-dessous de 5,7 V. Cette valeur de 5,7 V est, en fait, la tension « dans le cas le plus défavorable » (*worst case*) correspondant à un courant de sortie de 400 mA.

Dans la pratique il apparaît qu'il reste même possible de travailler à des tensions d'entrée de 5,4 V et au-delà. Mais que se passe-t-il lorsque l'électronique placée en aval du régulateur consomme un courant supérieur à 400 mA ? C'est là que le LM2940T fait son entrée en scène, constituant la solution la plus simple à notre problème, du moins tant que le courant nécessaire en sortie ne dépasse pas 1 A. Ce régulateur intégré de National Semiconductor existe en 3 versions: 5, 8 et 10 V. La variante 5 V, qui sera sans doute celle qui risque de nous intéresser le plus, porte la dénomination LM2940T-5.0. Les régulateurs de National Semiconductor sont compatibles broche à broche avec le 7805 (et donc aussi avec le 4805), de sorte qu'il reste toujours possible d'améliorer sans difficulté une régulation à faible chute de tension.

Pour éviter tout malentendu nous vous proposons le schéma d'une alimentation 5 V tout ce qu'il y a de plus simple. Le seul élément important ici est la capacité

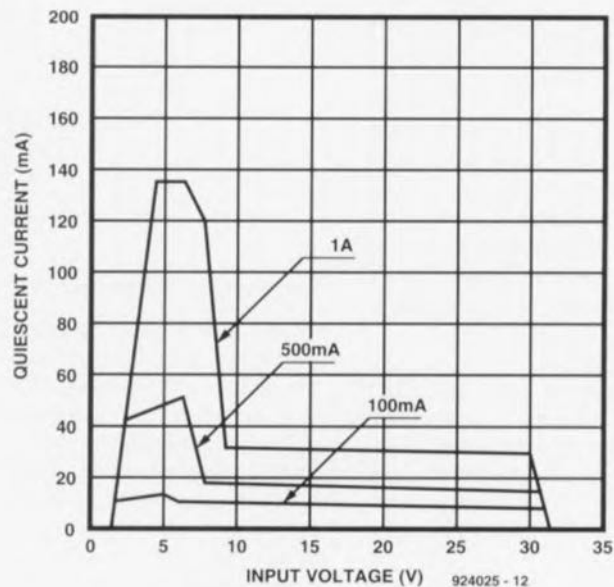


du condensateur de découplage C4. La fiche de caractéristiques recommande de lui donner une capacité minimale de 22 μ F (pour garantir la stabilité requise !).

Il ne sera pas nécessaire, tant que la tension d'entrée ne dépasse pas 7,5 V, de prévoir de radiateur. Si l'on tient cependant à que le régulateur fournisse le courant de sortie maximal même à des tensions d'entrée plus élevées, il faudra inévitablement le doter d'un radiateur. Un refroidisseur ayant une résistance thermique de 6,5°C/W permet au régulateur

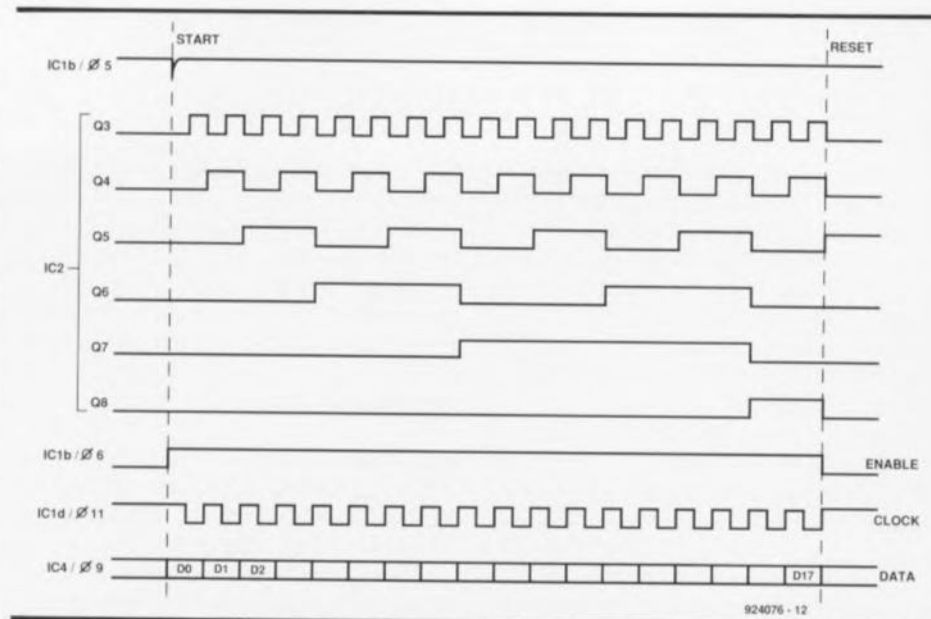
concerné de travailler sans trop souffrir avec des tensions d'entrée allant jusqu'à 15 V au maximum (voire 25 V pour un courant de sortie de 500 mA). La tension d'entrée minimale, qui dépend entre autres facteurs du courant requis en sortie est, dans le cas le plus défavorable, de 5,8 V.

Tout comme son homologue le 7805, le LM2940T est protégé contre les courts-circuits; il connaît cependant un courant de repos (*QUIESCENT CURRENT*) relativement élevé (comme l'illustre le graphique).



veau bas. Pour cette même raison, il est indispensable que l'impulsion de départ soit aussi brève que possible. Cette impulsion constitue également le début de l'ensemble du cycle (voir à ce sujet le chronodiagramme de la **figure 2**). Le signal fourni par la sortie Q3 (CT3) du 4060 subit une inversion introduite par la porte NAND à trigger de Schmitt montée en inverseur IC1d, fournissant ainsi le signal d'horloge aux registres à décalage. C'est de cette façon que l'on garantit la présence à la sortie, pendant une pleine période d'horloge (1,25 ms), du signal de données D0. Après que la sortie Q3 soit passée 18 fois au niveau haut, la bascule est remise à zéro et la ligne de validation revient au niveau logique bas, processus induit par la porte NAND à trigger de Schmitt IC1c connectée aux sorties Q5 (CT5) et Q8 (CT8). Un cycle complet est ainsi terminé.

Nous avons donc, dans notre exemple, transfert de 18 bits. Les 2 bits de poids le plus fort (MSB = *Most Significant Bit*) sont définis par l'entrée sérielle de IC3 (sa broche 10). La mise au niveau logique haut de cette entrée attribue aux 2 bits de donnée D16 et D17 la valeur « 1 ». Si l'on



veut pouvoir choisir la valeur de ces 2 bits, il faut ajouter une paire de bascules D, montées en registre à décalage.

La consommation du circuit est extrêmement faible; elle est principalement due aux résistances de rappel au niveau bas.

Lorsque tous les bits sont à « 1 », il circule un courant de 80 μ A.

Après action sur le poussoir S1 on a fonctionnement, pendant un court instant, de l'oscillateur, situation qui se traduit par un doublement de la consommation de courant.

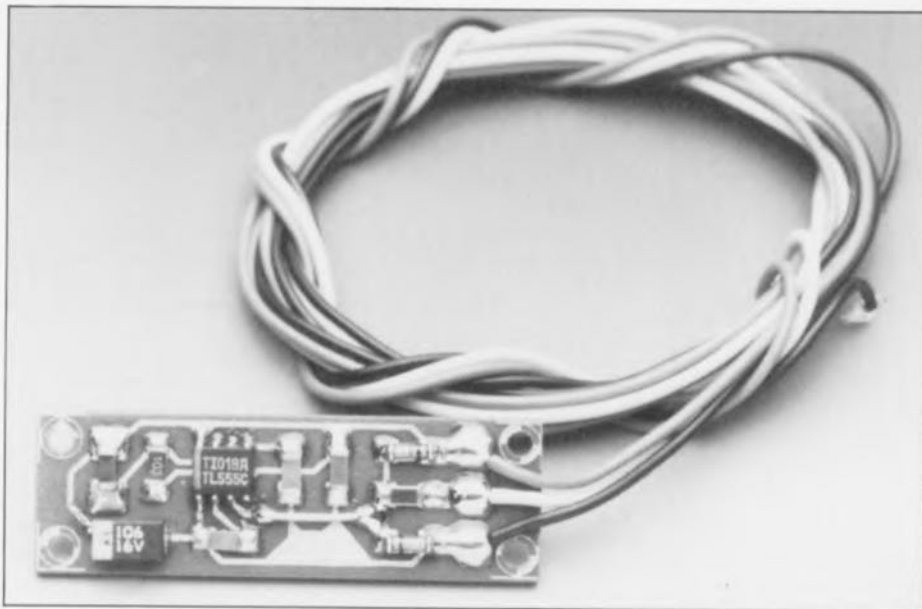


CONVERTISSEUR DE TEMPÉRATURE NUMÉRIQUE

Ce petit circuit convertit la température mesurée par une résistance NTC (= *Negative Temperature Coefficient* = coefficient de température négatif, en un signal numérique. La résistance de la NTC, qui est une fonction inverse de la température ambiante, détermine la fréquence d'un oscillateur basé sur le temporisateur classique, un TLC555.

Le circuit du multivibrateur astable est dimensionné de manière à ce que la fréquence de l'oscillateur soit de 250 Hz environ à une température de 25°C et qu'elle augmente avec la température. La non-linéarité de la relation entre la température et la fréquence de l'oscillateur ne pose pas de problème ici, sachant qu'il est très facile de la corriger par l'introduction d'un facteur de correction lors des opérations mathématiques effectuées par l'ordinateur ou un système à microcontrôleur. En principe, on procède à la mesure de 3 températures, les fréquences correspondantes de l'oscillateur étant stockées comme points de référence, servant à interpoler les valeurs situées entre 2 points.

Le convertisseur est réalisé en composants pour montage en surface (CMS) implantés (un bien grand mot lorsqu'en fait ils sont tout simplement posés dessus)

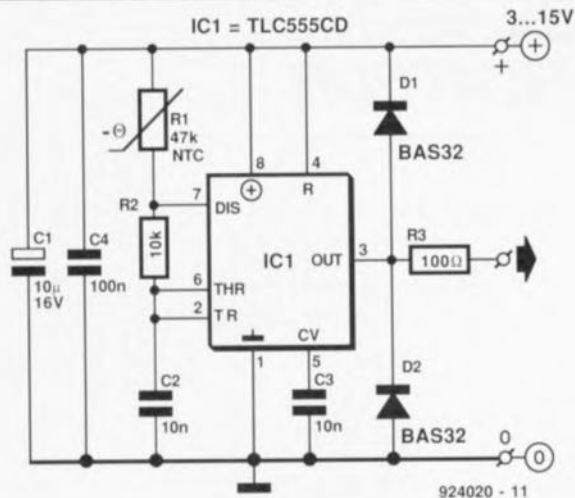


sur le circuit imprimé proposé ici. Il est possible d'utiliser pour R1 une NTC de taille « normale ».

Nous avons implanté l'ensemble du montage dans un tube de métal de manière à lui donner une réponse rapide aux variations de température. Le diamètre de ce tube sera de 13 mm, voire plus; on prendra grand soin, lors de cette mise en place, à ce que le circuit imprimé et les

composants soient parfaitement isolés des parois du tube; on pourra fort bien utiliser de la gaine en plastique thermorétractable pour envelopper le circuit !

Une fois l'implantation dans le tube effectuée, on fermera le tube à l'aide d'un matériau lui assurant une étanchéité parfaite : résine à 2 composants par exemple. 3 fils traversent le matériau isolant : la ligne d'alimentation positive, le signal et la



Liste des composants

Résistances :

- R1 = NTC 47 k Ω
- R2 = 10 k Ω
- R3 = 100 Ω

Condensateurs :

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

Semi-conducteurs :

- D1, D2 = BAS32 (Philips Composants)
- IC1 = TLC555CD (Texas Instruments)

masse. La consommation du convertisseur n'atteint pas même 1 mA.

La **carte de mesure universelle pour PC** (cf. référence [1]) décrite il y a quelque temps dans Elektor est très exactement ce qu'il vous faut pour un traitement efficace du signal. On utilise pour ce faire

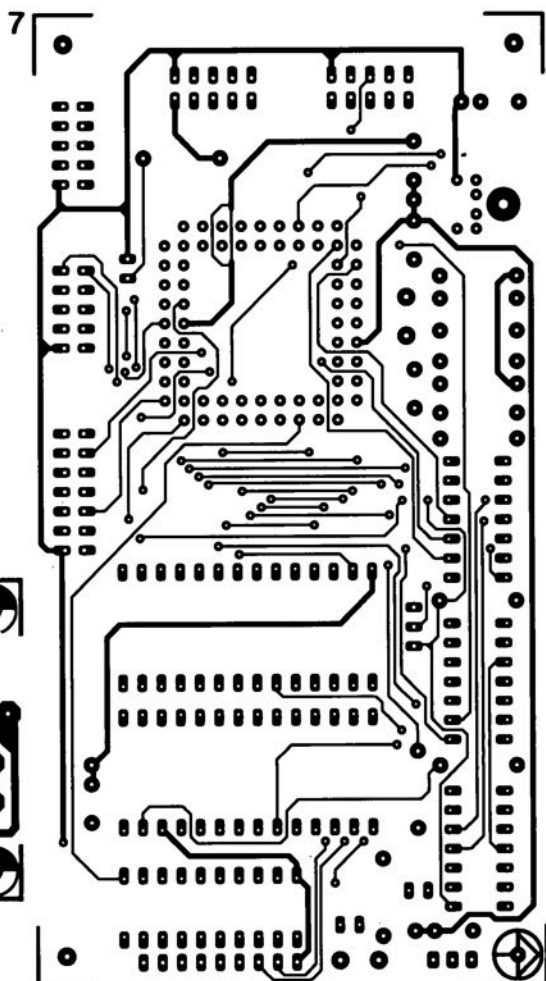
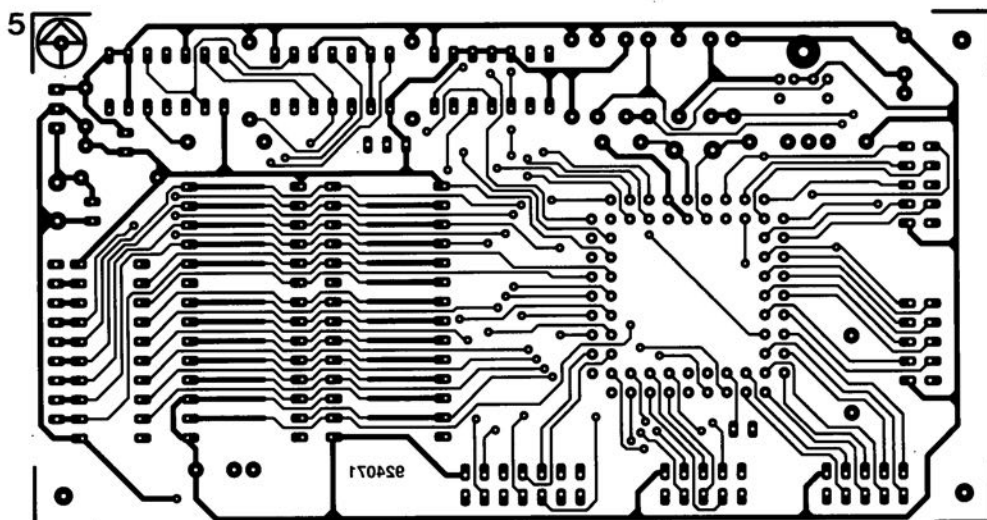
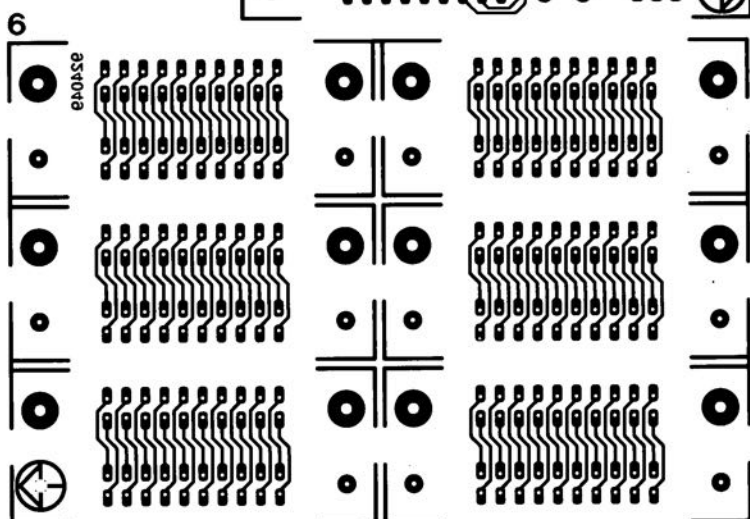
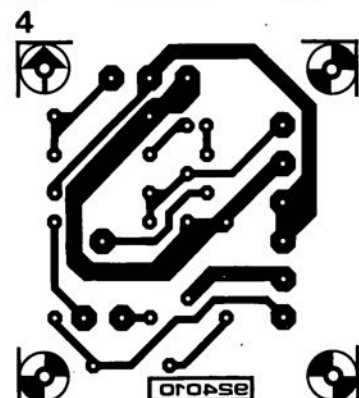
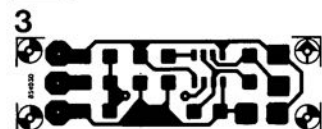
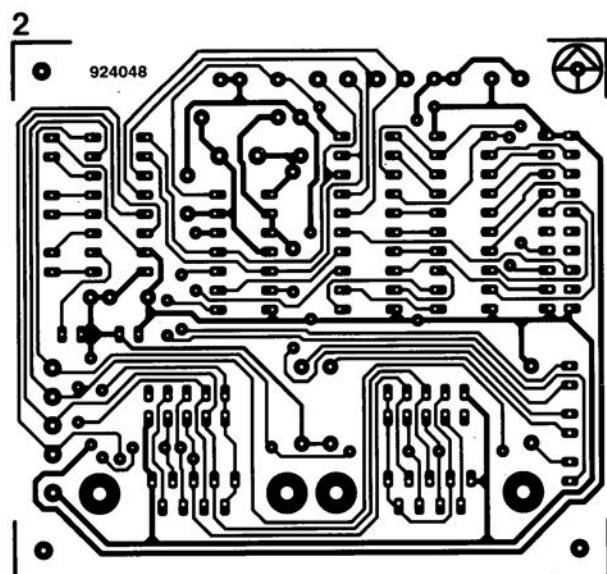
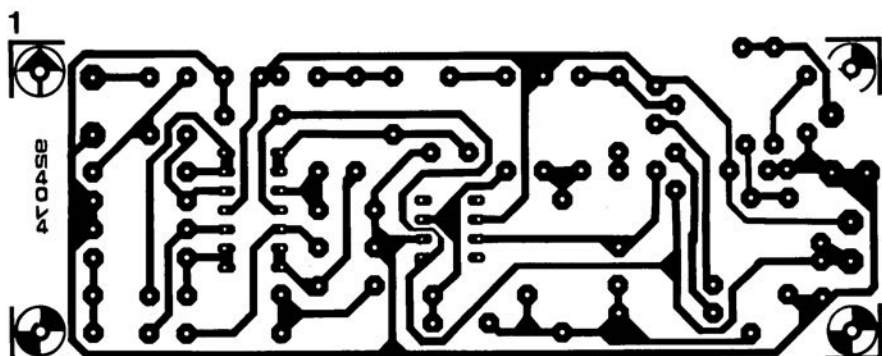
l'entrée du fréquencemètre et les modules de programme disponibles dans la bibliothèque en Turbo Pascal « **PMEASURE.PAS** » fournis sur la disquette **ESS 1754**, et dans le logiciel « Numerical Toolbox » de Borland qui propose un certain nombre de routines d'interpolation fort pratiques.

Bibliographie :

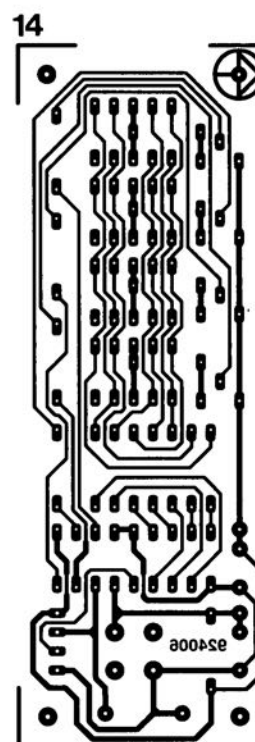
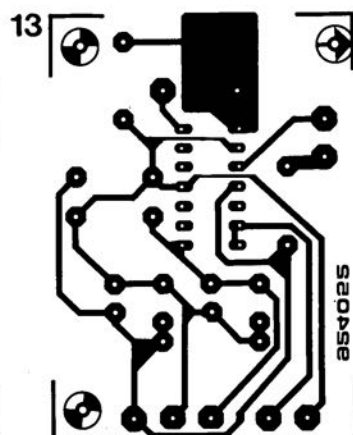
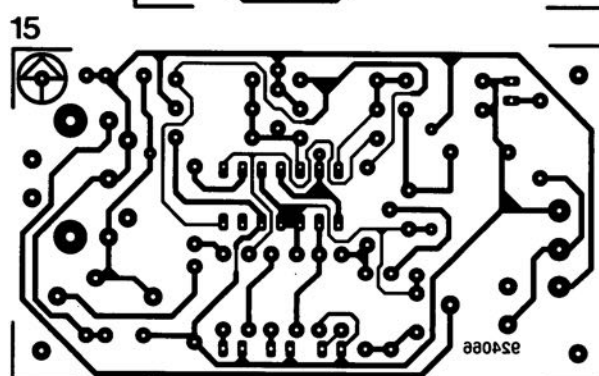
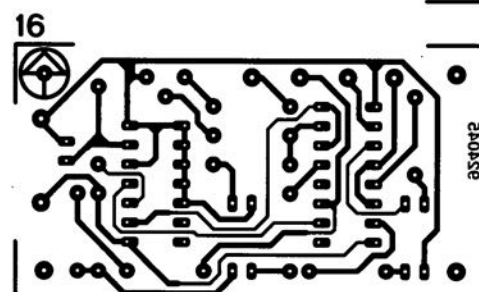
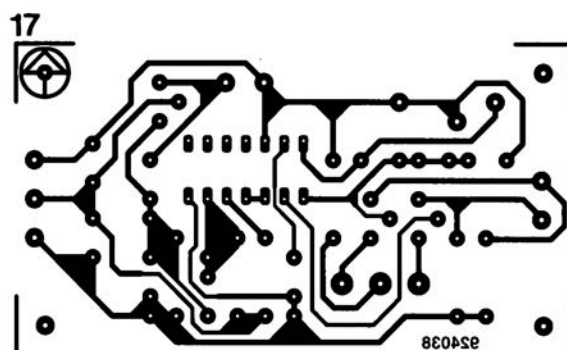
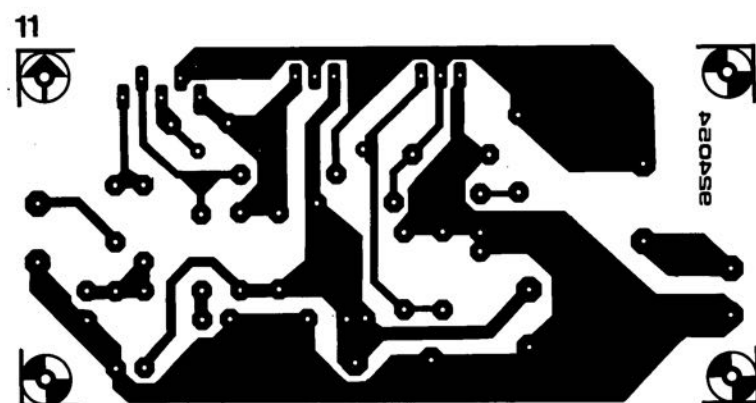
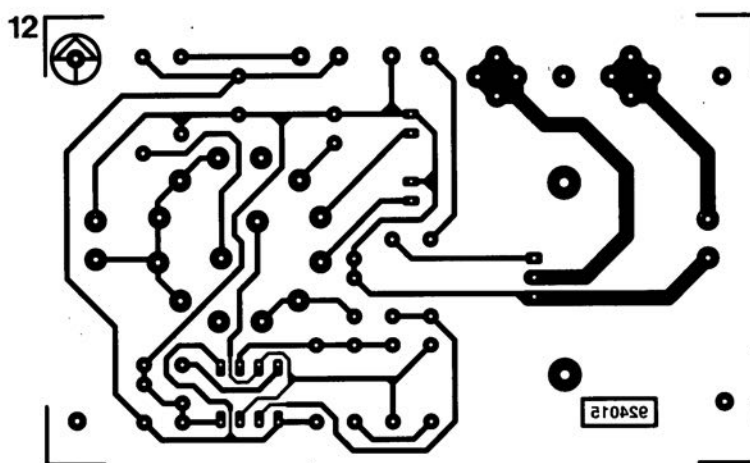
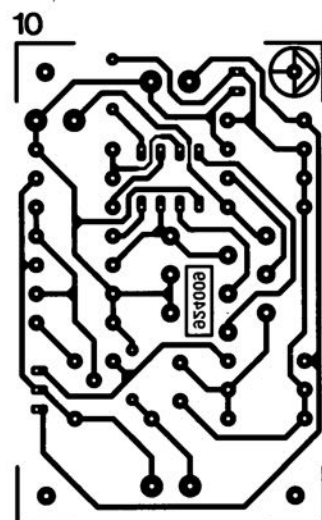
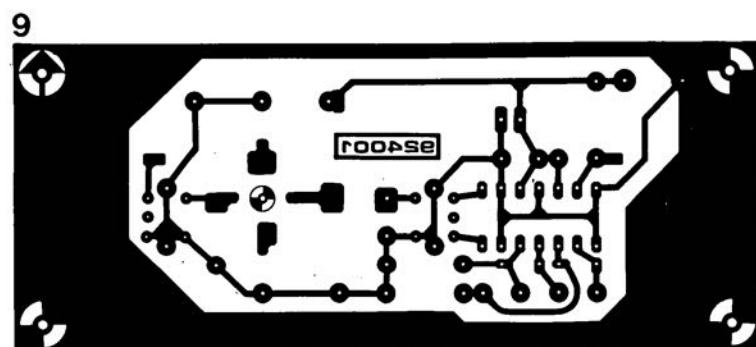
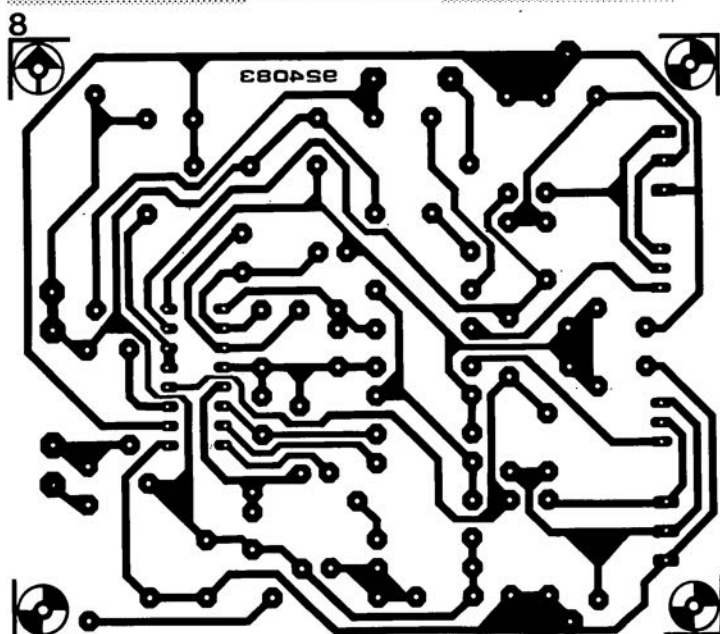
- [1] Carte de mesure multi-fonction pour PC, Elektor n° 150 et 151, décembre 1990 et janvier 1991

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



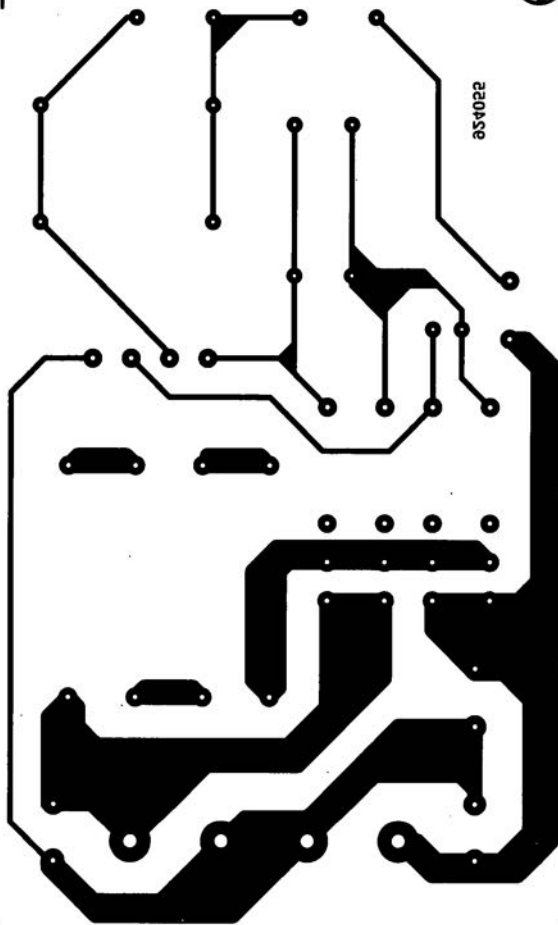
SERVICE



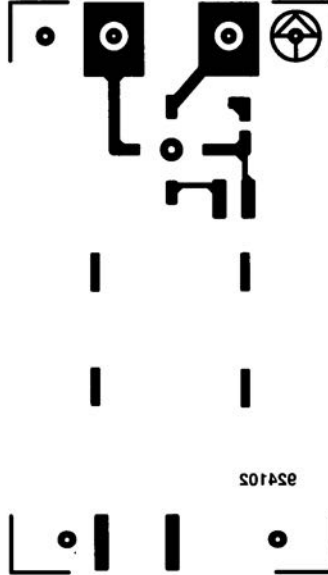
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

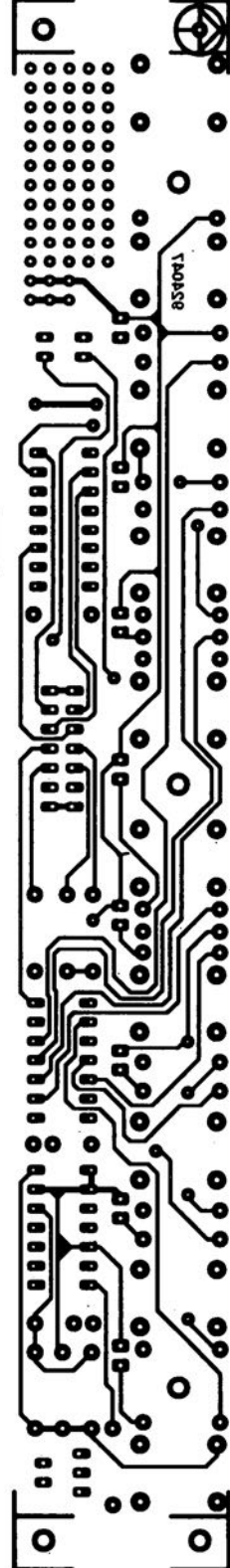
18



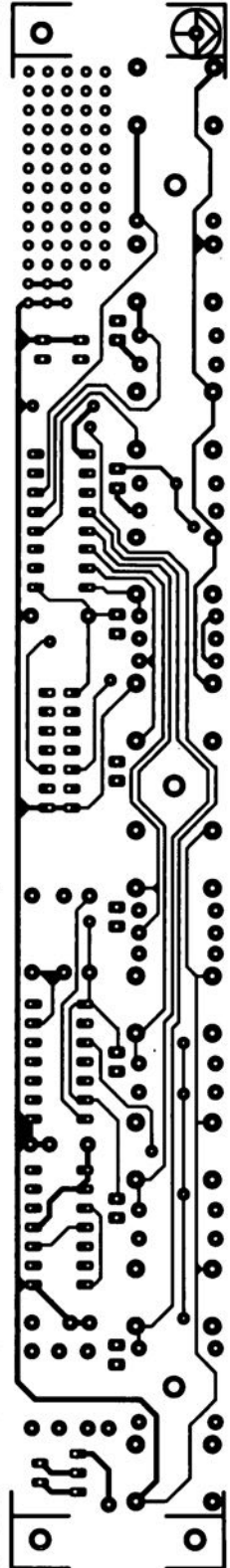
23



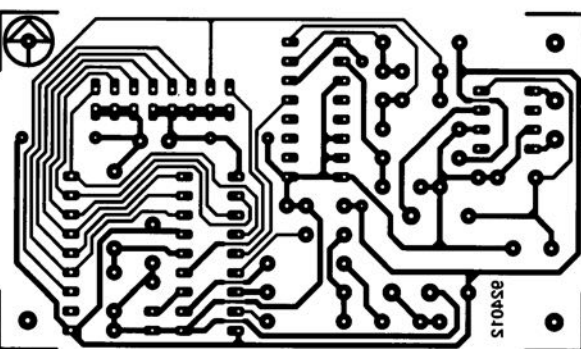
24



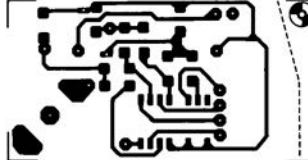
25



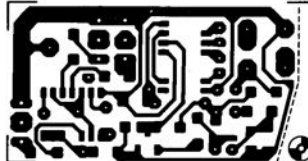
19



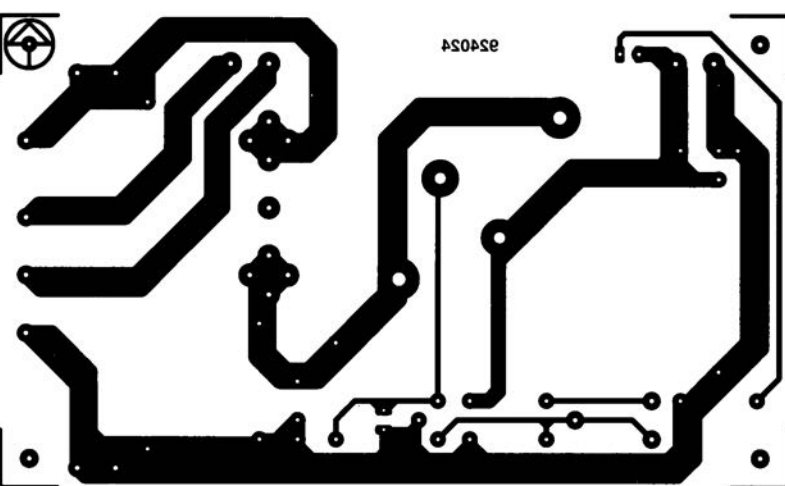
22



21



20





TÉLÉ-RÉCEPTEUR POUR CASQUE D'ÉCOUTE IR

Le récepteur objet de cette description est le pendant, côté réception cette fois, du **télé-émetteur pour casque d'écoute IR** décrit ailleurs dans ce numéro Hors-Garant 1992.

Le cœur de ce récepteur ultra-simple est un unique transistor à effet de champ (FET). Cette approche présente un avantage et un inconvénient. L'avantage est la simplicité du circuit, l'inconvénient qu'il faut opter pour une résistance de drain, R3, de valeur relativement faible si l'on veut disposer d'une impédance de sortie suffisamment basse. Ceci entraîne, pour un réglage correct du FET T1, une consommation de courant relativement importante (en particulier dans le cas d'une alimentation par pile). L'adoption pour R3 d'une valeur de 560 Ω , qui permet ainsi la commande d'un casque d'écoute ayant une impédance de 600 Ω , modèle courant, constitue un compromis acceptable. La charge pour T1 est alors de 300 Ω !

La diode de réception utilisée ici est une BPW41N (Telefunken), mais on pourrait également envisager l'utilisation d'une BP104. Ces diodes comportent un filtre de lumière diurne et présentent la meilleure sensibilité à la longueur d'onde des diodes IR utilisées dans l'émetteur (LD271 : 950 nm à 25°C).

Il est possible, à condition de bien viser, d'obtenir à quelques mètres de distance, une tension de sortie (hors-charge) de

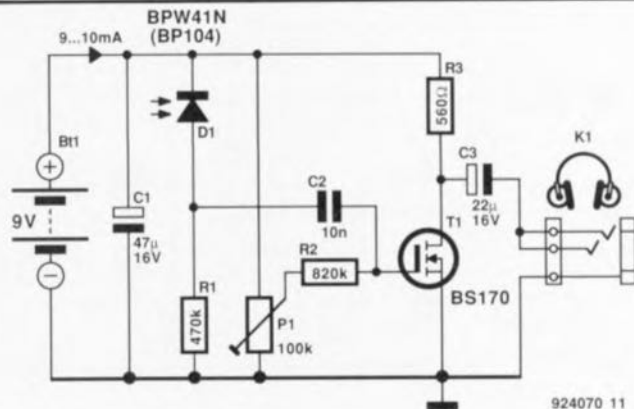
200 à 300 mV, niveau plus que suffisant pour la plupart des casques d'écoute. La consommation de courant atteint alors de 9 à 10 mA.

Le réglage du circuit est relativement critique, mais il reste possible, en intercalant une résistance de part et d'autre de l'ajustable P1, d'en limiter le domaine de réglage. On recherchera la position de P1 dans laquelle on obtient la distorsion minimale. La solution la plus simple pour effectuer ce réglage consiste à fournir, côté émetteur, un signal de 1 kHz ayant une amplitude de 150 mV et d'ajuster les 2 circuits de façon à avoir la distorsion la plus faible possible. Ce réglage se fera en l'absence de lumière électrique.

En effet, la technique proposée ici ne mo-

dèle pas le signal BF (audio) sur une porteuse, ce qui fait que les ampoules à incandescence en général, et les tubes luminescents en particulier (qui émettent une bonne dose de lumière infrarouge ayant une longueur d'onde de 950 nm, modulée de plus à 100 Hz) sont une source non négligeable de ronflement. La simple présence de lumière ambiante semble déjà produire une détérioration du rapport signal/bruit du signal. Confrontée à une luminosité ambiante minimale, la distorsion paraît se maintenir entre 1 à 2% pour des distances de l'ordre de 3 à 4 mètres, performances fort honorables pour un nombre aussi faible de composants.

Amrit Bir Tiwana





ROTACTEUR DE GAIN POUR AMPLIFICATEUR

L'idée à la base de ce circuit n'a rien de révolutionnaire. Il existe mille et une manières de réaliser un amplificateur réglable par pas. Il est fait appel ici à un commutateur à 9 positions; sachant cependant que le commutateur rotatif classique comporte 12 positions, on a la possibilité de calculer 3 facteurs d'amplification supplémentaires.

Sur les circuits de ce genre, les facteurs d'amplification sont bien souvent créés par l'utilisation de prises intermédiaires positionnées sur une chaîne de résistances-séries intercalées dans la ligne de contre-réaction. Il en est également ainsi ici. Les résistances utilisées font partie de la série E-96, de sorte que le gain requis peut être approché avec une très bonne précision. On pourra, si l'on veut des pas de gain encore plus précis, réaliser les résistances nécessaires par la mise en parallèle de 2 résistances de la valeur requise.

L'inconvénient de cette approche est de nécessiter l'utilisation d'un commutateur à contacts « make before break » c'est-à-dire établissant le contact suivant, dans un sens ou dans l'autre, avant d'interrompre le précédent, ceci de manière à éviter que la sortie ne vienne à chaque fois osciller par rapport aux lignes d'alimentation.

La bande passante de l'amplificateur est déterminée par le facteur d'amplification (gain) choisi et le produit gain/bande pas-

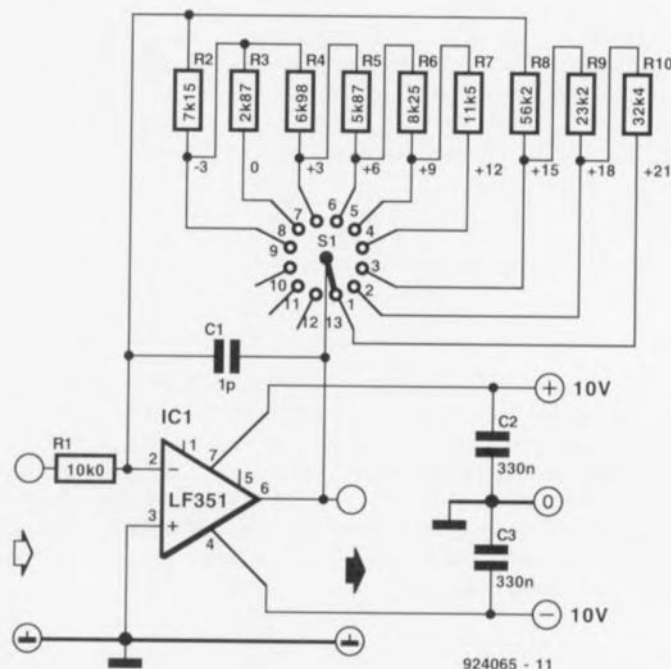
sante de l'amplificateur opérationnel utilisé. Il est relativement facile, à partir de ces éléments, de calculer la bande passante disponible.

Le produit gain/bande passante de l'amplificateur opérationnel choisi ici est de 4 MHz, le taux de montée (*slew rate*) atteint 13 V/ μ s.

La consommation de courant est très faible, n'atteignant pas même 2 mA (typique).

Le condensateur C1 contribue très sensiblement à la stabilité du circuit aux facteurs de gain importants.

Amrit Bir Tiwana



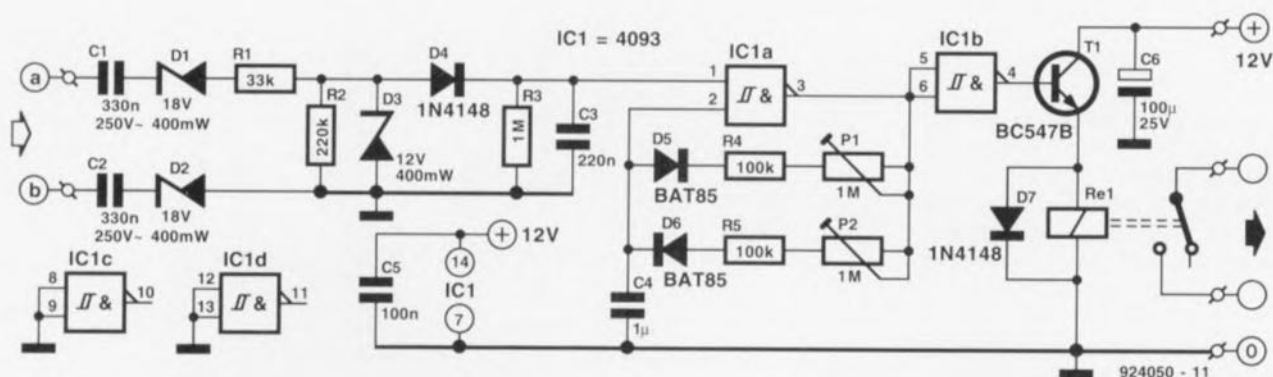
SONNETTE TÉLÉPHONIQUE

Non, le rédacteur de cet article ne s'est pas trompé lorsqu'il lui a donné son titre ! On fait en effet appel, dans ce circuit, au signal produit par la sonnerie d'un téléphone pour activer un oscillateur à durées de niveaux logiques haut et bas va-

riables, oscillateur qui à son tour commande un relais relié à la sonnette de la porte.

Le circuit de l'oscillateur est basé sur un trigger de Schmitt du type 4093. Le concept de cet oscillateur RC est classique, à

ceci près que les temps de charge et de décharge du condensateur C4 sont tous deux modifiables par l'intermédiaire d'une paire d'ajustables reliés au condensateur à travers une diode. On trouve, en aval de l'oscillateur, une porte qui fait offi-



ce de tampon et qui commande le relais à travers le transistor T1.

La détection du signal de la sonnerie du téléphone exige un certain nombre de composants passifs. Les 2 condensateurs pris à l'entrée ont pour fonction d'assurer une bonne séparation entre le circuit et le réseau téléphonique et aussi d'éviter que des tensions continues en provenance du réseau téléphonique ne puissent arriver jusqu'au circuit. Les diodes zener D1 et D2 définissent certains seuils pour éviter que le circuit ne réagisse aux signaux de parole au cours d'une conversation.

La paire R1/D3 limite le niveau du signal de sonnerie du téléphone –qui atteint à l'origine entre 120 et 150 V_{cc}– à une valeur de 12 V. On dispose, après redressement par la diode D4 et le condensateur C3, d'une tension continue permettant la commutation de IC1a. La résistance R3 assure une décharge rapide du condensateur C3 après disparition de la sonnerie (de téléphone). La résistance R2 évite que la tension de commande n'atteigne une valeur trop importante lors d'une conversation.

Le contact du relais est pris en parallèle sur la sonnette de porte existante. L'alimentation du circuit pourra être prise sur

le transformateur de la sonnette, sachant que relais excité, le circuit ne consomme pas plus de 35 mA.

La position à donner aux ajustables dépend des caractéristiques de la sonnette utilisée.

Nous avons, en pratique, constaté que le meilleur résultat était obtenu par le choix d'une durée « **on** » courte suivie par une durée « **off** » quelque peu plus longue. Rien ne vous interdit, le cas échéant, de modifier à votre goût, dans certaines limites bien évidemment, les valeurs de C4, P1 et P2.



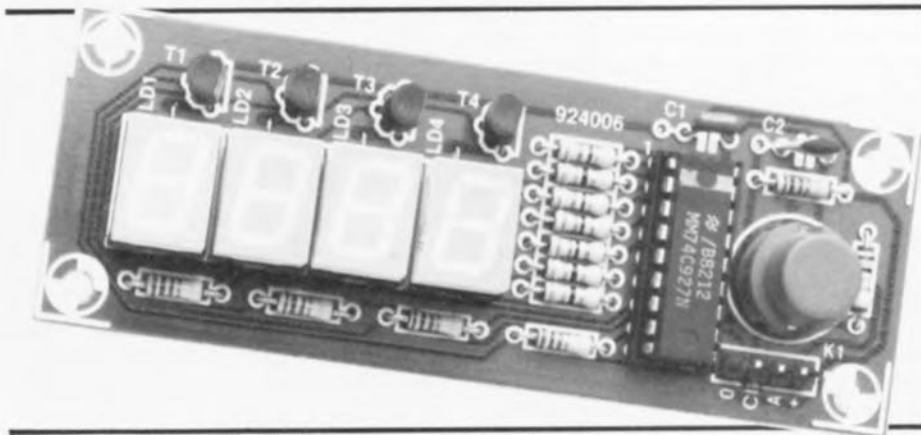
MODULE DE COMPTAGE NUMÉRIQUE À 4 CHIFFRES

Ce module numérique de comptage à 4 chiffres, aux dimensions fort compactes, trouvera de nombreuses applications telles qu'horloges digitales, fréquence-mètres, voltmètres numériques, compte-tours, chronomètres, tableaux d'affichage, etc., etc.

Le module de comptage comporte un poussoir de remise à zéro et fournit un signal de retenue.

Le nombre maximal que puisse compter le module est fonction du type de circuit intégré de comptage utilisé :

- le MM74C926 fait passer sa sortie de retenue au niveau logique haut lorsque le compteur est arrivé à 6 000. Le circuit intégré compte jusqu'à 9 999.
- le MM74C927 est identique au MM74C926, à ceci près que le compteur du second chiffre de poids le plus fort divise par 6 et non pas par 10. Si donc la fréquence d'horloge appliquée à l'entrée est de 10 Hz, le module affichera les mi-

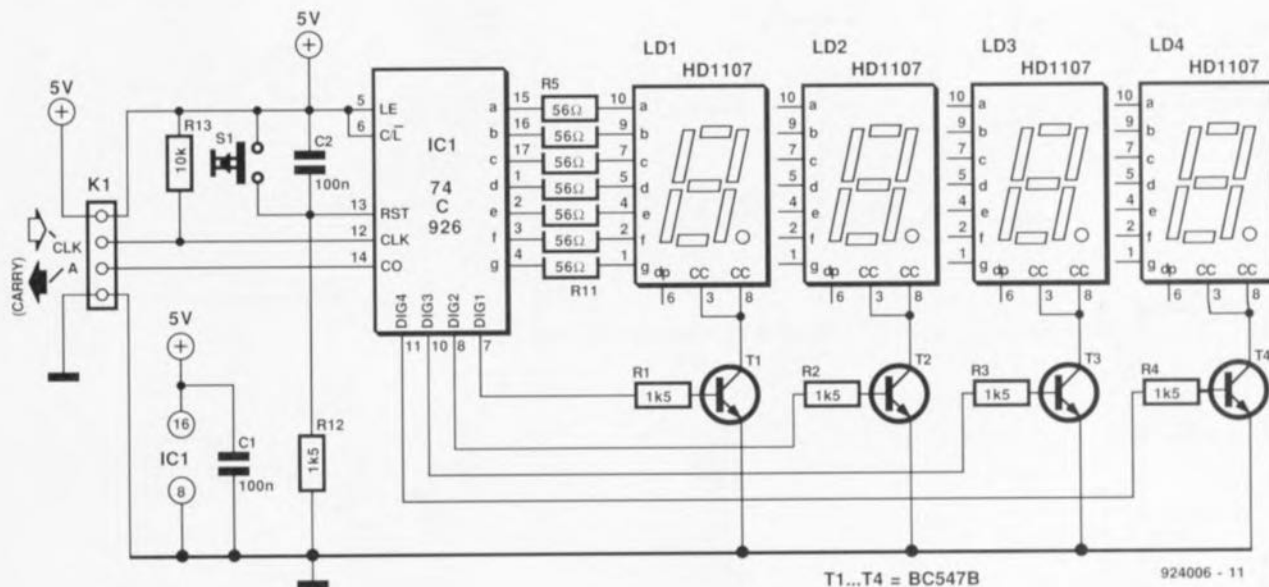


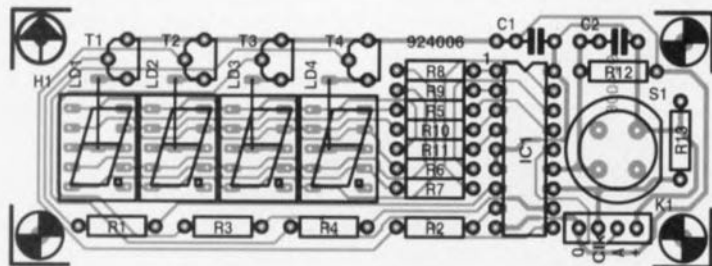
nutes, secondes et dixièmes de seconde, jusqu'à 9:59.9.

- le MM74C928 travaille comme le MM74C926, à ceci près à nouveau que le compteur du chiffre de poids fort divise par 2 et non pas par 10. En outre, le signal de retenue est un indicateur de dépasse-

ment qui passe au niveau haut lorsque le compteur passe par 2 000 et ne repasse au niveau bas que lors de la remise à zéro du compteur. Il s'agit donc d'un compteur à 3 chiffres $\frac{1}{2}$.

Les 3 circuits intégrés évoqués ici sont





des CMOS; ils comportent chacun un multiplexeur d'affichage intégré qui se contente, comme composants externes, d'un transistor de commutation pris dans la ligne de la cathode commune des afficheurs à 7 segments à LED.

La fréquence de multiplexage est de 1 kHz environ. La broche de retenue (CO = *Carry Out*) pourra servir lors de la mise en cascade de plusieurs modules de comptage.

La consommation de courant d'un module est de l'ordre de 100 mA. Notons pour

finir que les signaux d'horloge appliqués à l'entrée et ayant un niveau supérieur à la tension d'alimentation du module ne subissent pas d'écrêtage, de sorte qu'il ne saurait être question d'accepter un niveau dépassant 15 V.

La plage des tensions d'alimentation admissibles par les 3 MM74C92X utilisables va de 3 à 6 V (données fournies par les fiches de caractéristiques de National Semiconductor).

Amrit Bir Tiwana

Liste des composants

Résistances :

R1 à R4, R12 = 1 k Ω 5

R5 à R11 = 56 Ω

R13 = 10 k Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 100 nF

Semi-conducteurs :

T1 à T4 = BC547B

IC1 = 74C926/927/928 (voir texte)

LD1 à LD4 = HD1107 (Siemens)

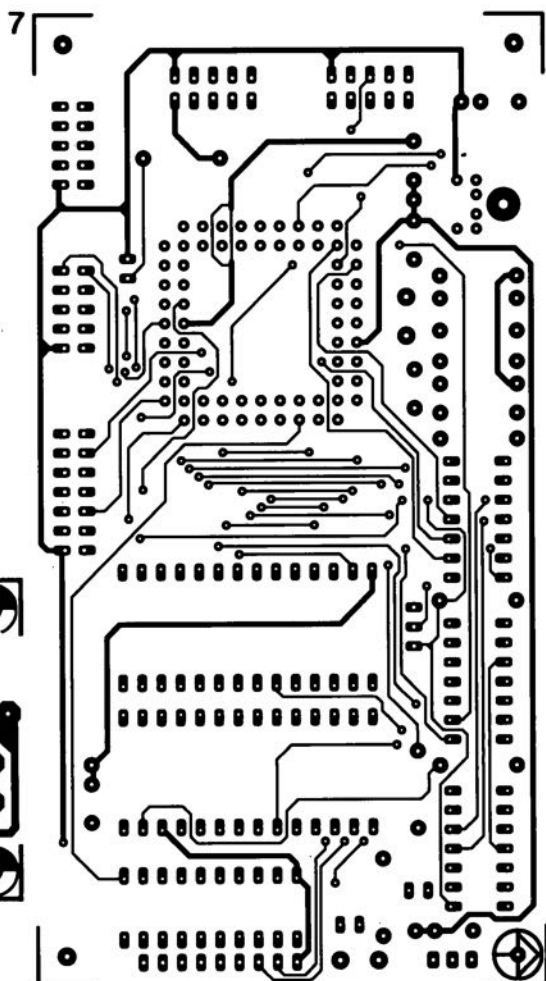
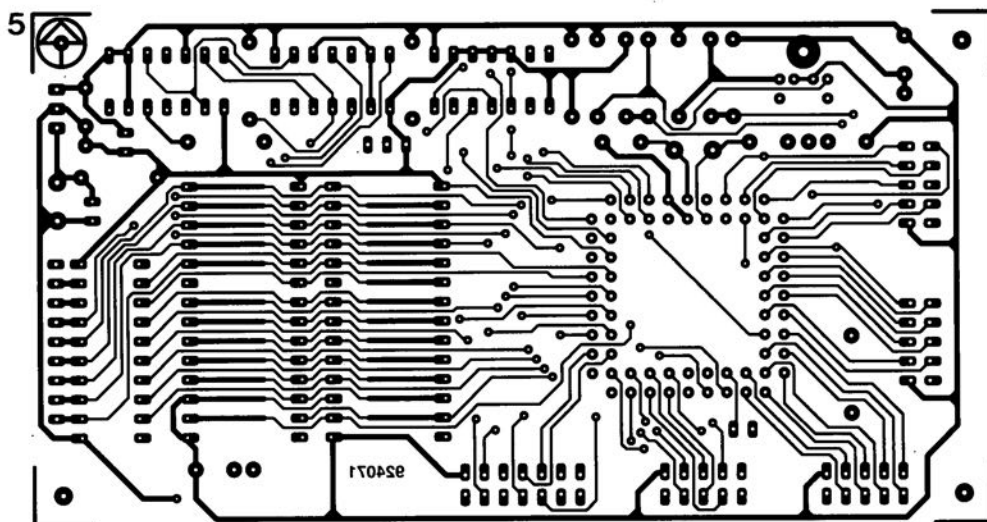
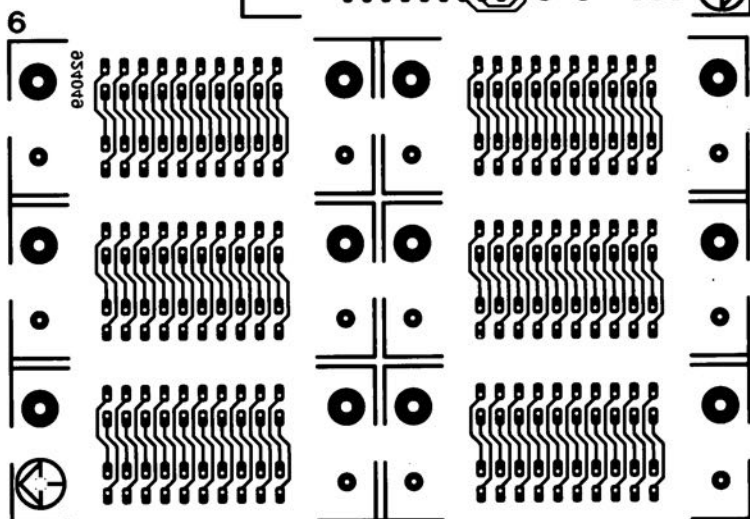
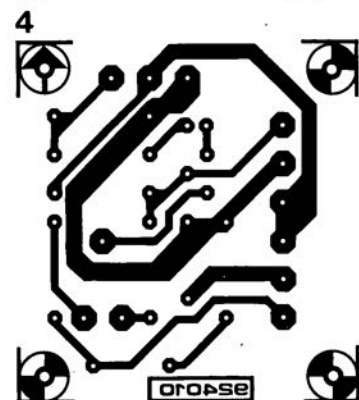
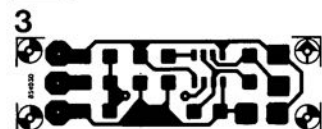
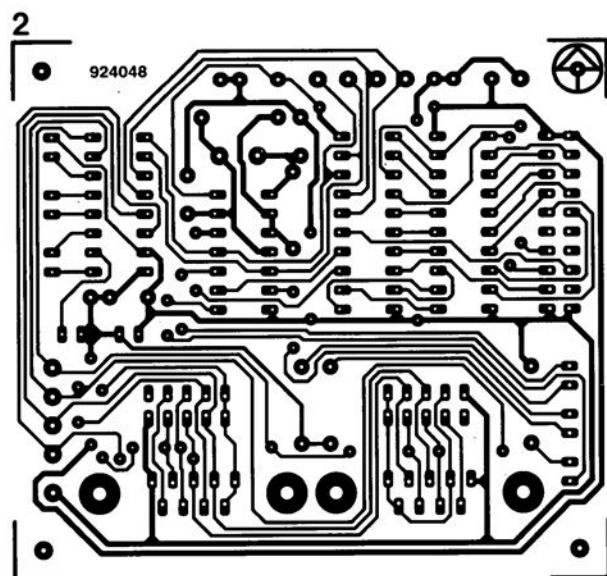
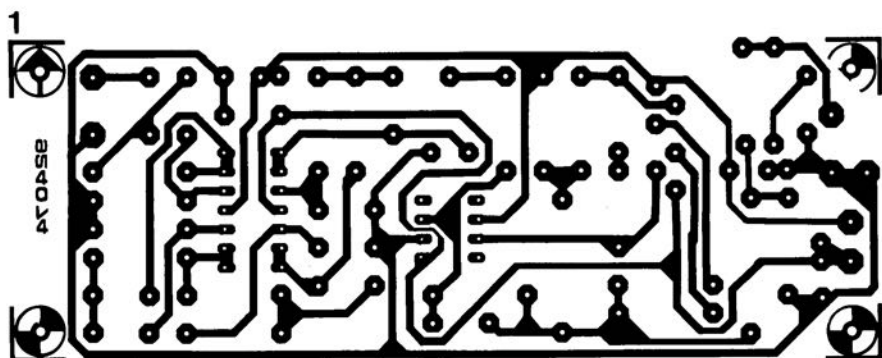
Divers :

S1 = bouton-poussoir à contact travail

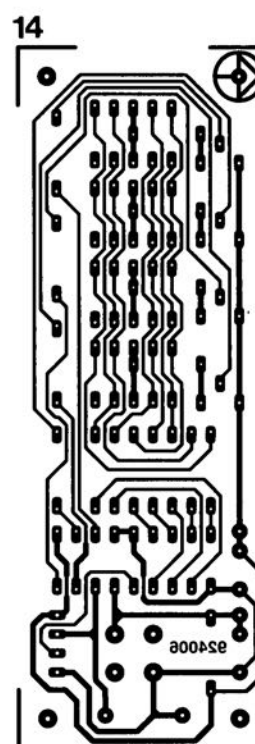
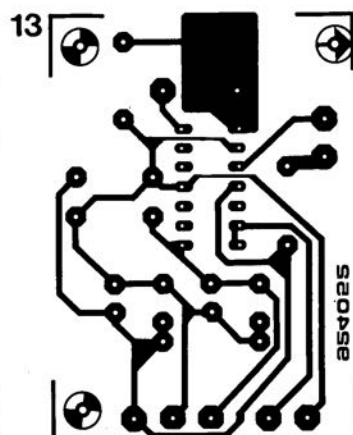
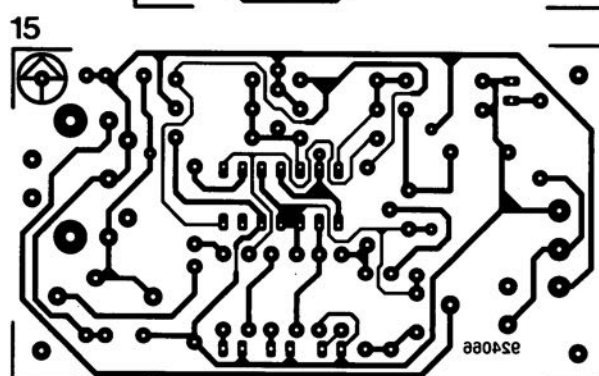
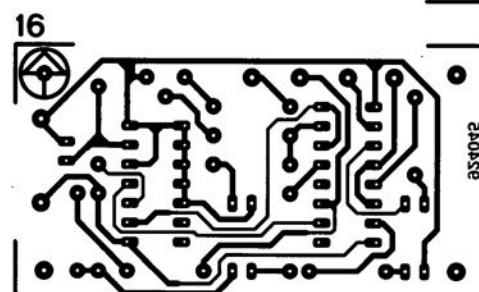
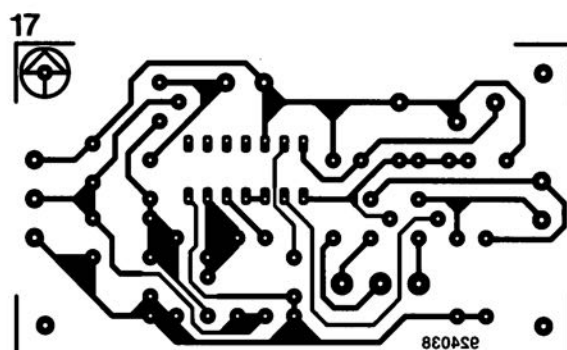
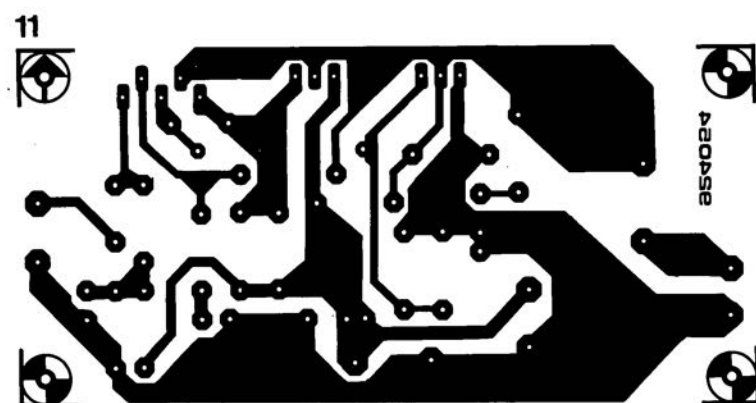
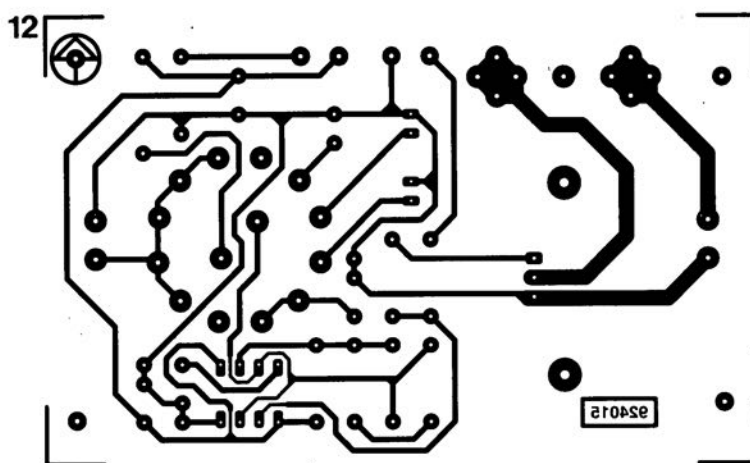
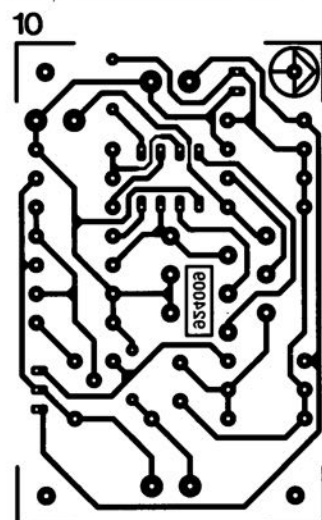
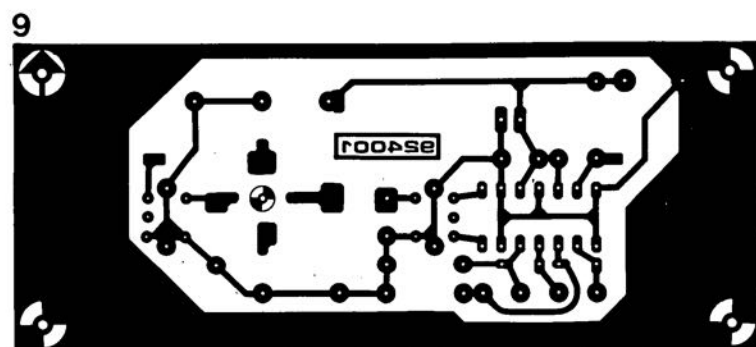
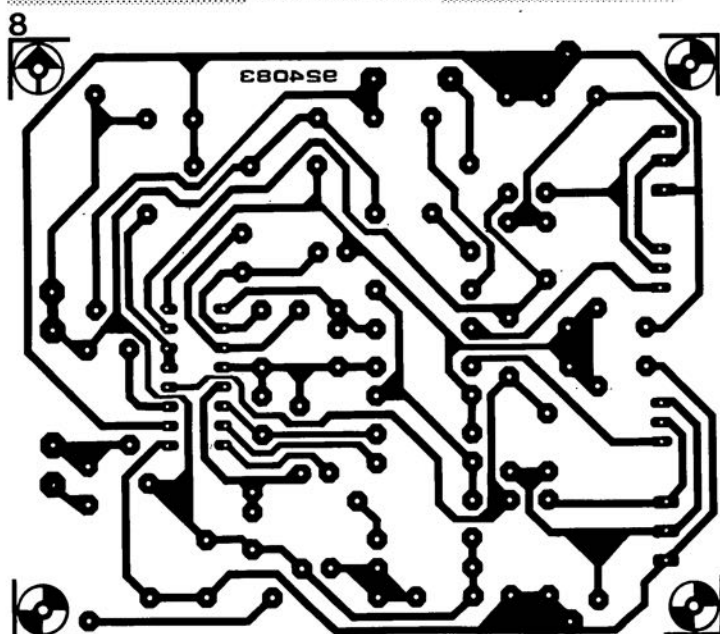
K1 = embase à 4 contacts en barrette autosécable

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



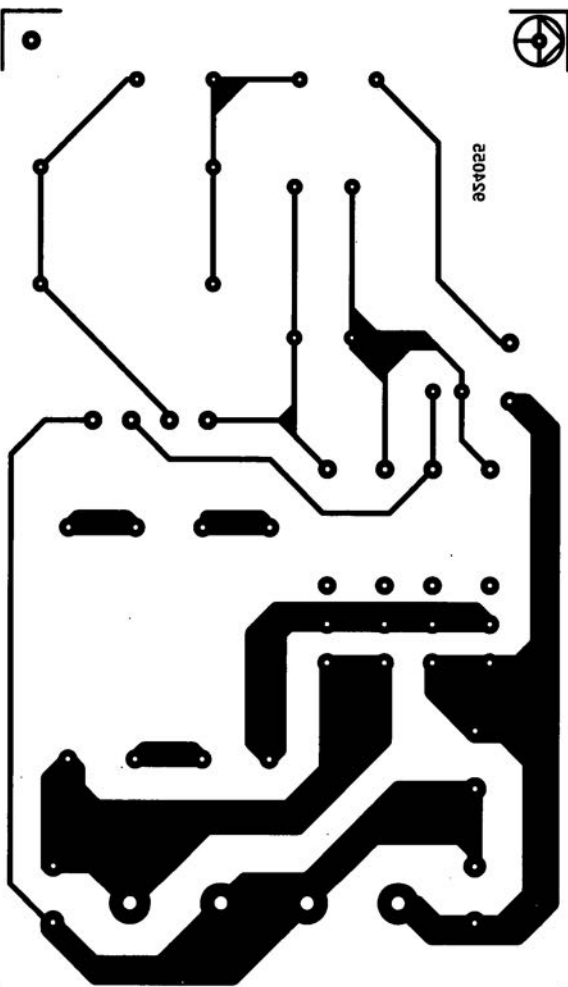
SERVICE



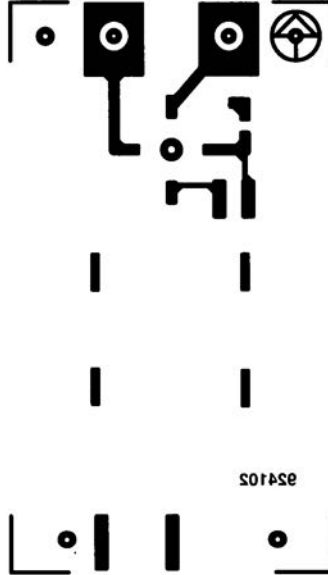
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

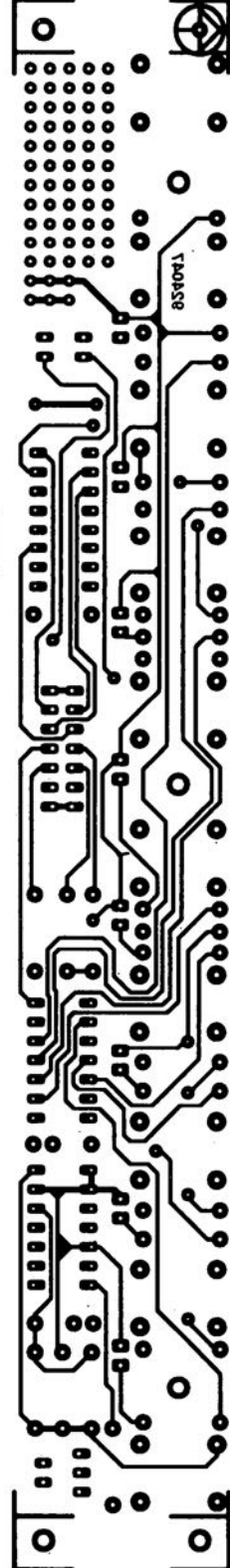
18



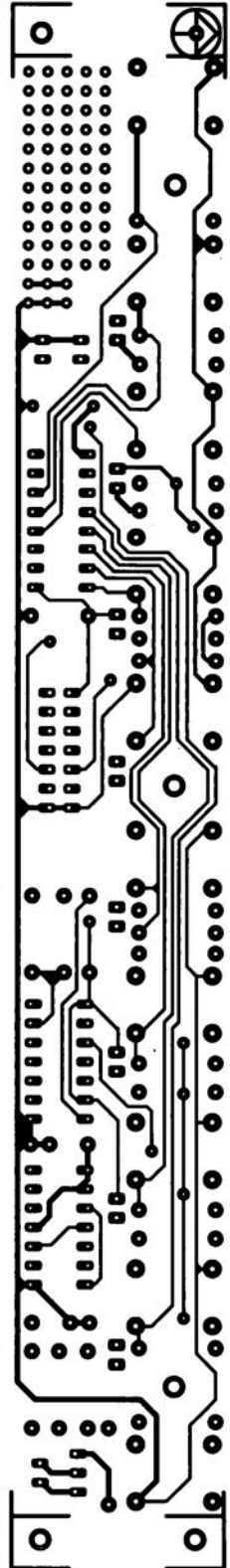
23



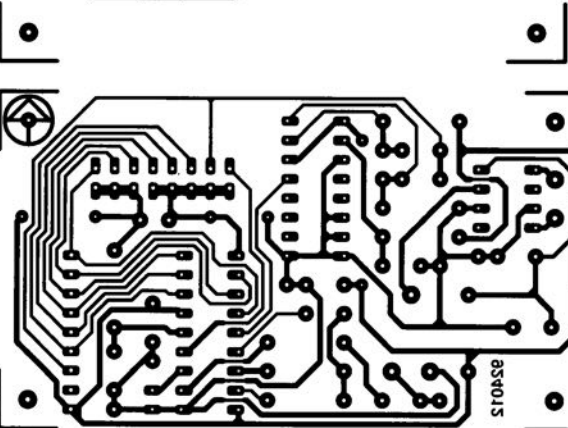
24



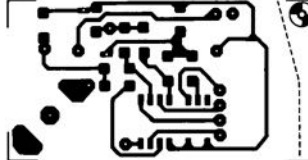
25



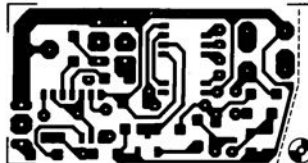
19



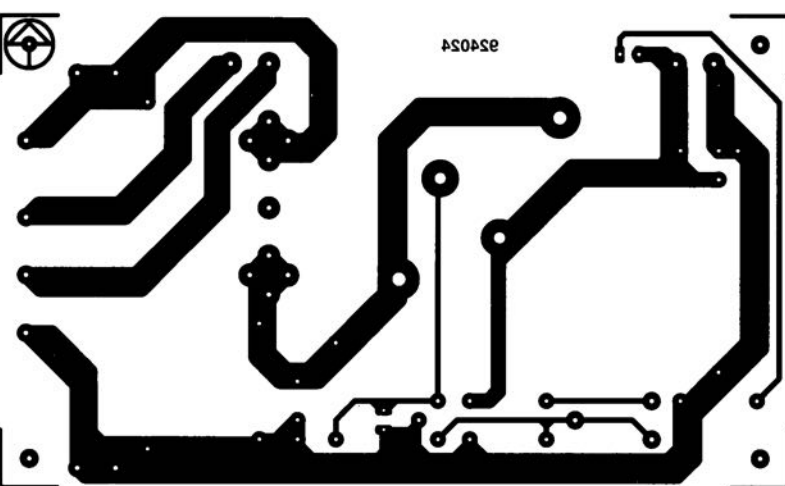
22



21



20





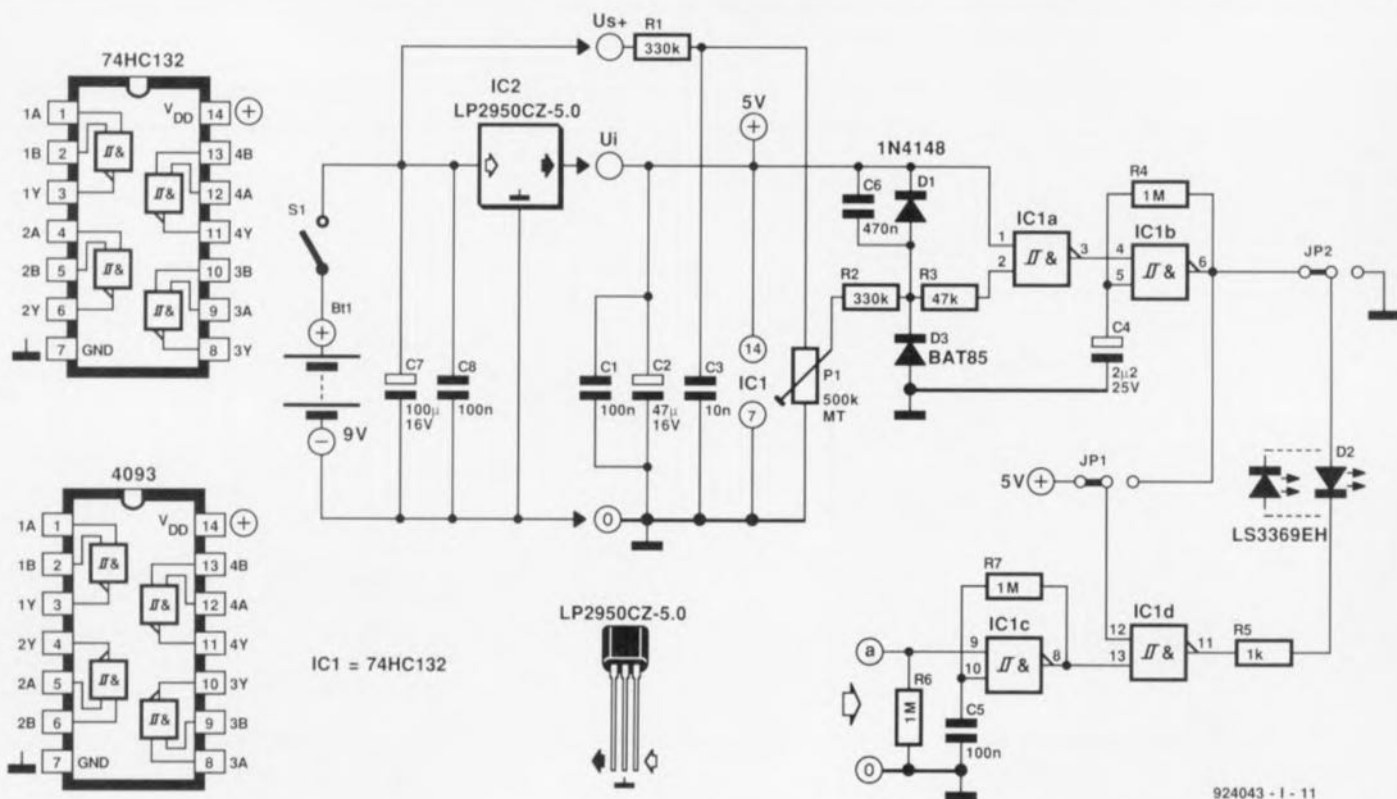
INDICATEUR « PILE FAIBLE » UNIVERSEL

L'un des problèmes majeurs posés par les appareils de mesure alimentés par pile, ou accu rechargeable, est que la fiabilité des résultats de mesure est bien souvent fonction de la condition de la pile (ou de l'accu) servant à l'alimenter. Les instruments de mesure les plus simples disposent en règle générale d'un bouton de

test permettant de vérifier la tension de la pile avant d'effectuer une mesure. Il faudrait, en principe, s'il s'agit au contraire d'un instrument de mesure destiné à fonctionner continûment, vérifier en permanence l'état de la source d'alimentation. Il va sans dire qu'un tel dispositif serait également fort apprécié sur un instru-

ment de mesure simple. Le problème du suivi de la tension de la pile se corse encore plus lorsque le dit instrument de mesure ne dispose pas d'un dispositif d'affichage quelconque propre, mais qu'il s'agit, par exemple d'une extension pour un voltmètre numérique.

Ce montage, qui ne comporte qu'un



unique circuit intégré, apporte une solution à ce genre de situations. La LED D2 visualise 2 ou 3 états différents. Si les cavaliers **JP1** et **JP2** sont implantés comme sur le schéma, la LED (à faible consommation) sert tout d'abord d'indicateur marche/arrêt. La LED est en effet illuminée en permanence, à condition que la tension fournie par la pile soit suffisante et que l'entrée d'alarme (**a**) ne soit pas active. Si la tension de la pile tombe en-dessous de la valeur de seuil définie à l'aide de l'ajustable P1, l'oscillateur IC1b est mis en fonction. Ceci se traduit par le clignotement de la LED D2 à une fréquence de l'ordre de 0,5 Hz. Le second oscillateur centrée sur IC1c n'est activé que lorsque l'on aura application d'un niveau de tension haut à l'entrée d'alarme. Dans ce cas-là, la LED se met à clignoter à une fréquence de quelque 10 Hz. Une indication de ce genre peut, dans bien des cas, être fort intéressante pour attirer l'attention sur une erreur de manipulation de l'utilisateur.

Si l'on change les cavaliers de position (tant **JP1** que **JP2**), la fonction marche/arrêt disparaît, ce qui fait passer le courant de repos de 4 mA qu'il était auparavant à quelques misérables μA . Il ne faudra pas oublier non plus d'inverser la polarité de la LED D2 – ce qu'illustrent les lignes en pointillés !

Le circuit fait appel à des portes NAND de

la série HC, de sorte qu'il accepte toute tension d'alimentation comprise entre 2 et 6 V. Comme le point de commutation de l'indicateur « batterie faible » dépend de la valeur de la tension d'alimentation – à connecter au point U_i- , il faut que cette tension soit régulée. Bien que l'on puisse définir U_i à l'aide d'une source de référence distincte, il semble aller de soi que l'on connecte l'indicateur à la tension d'alimentation stabilisée de l'appareil de mesure concerné.

Nous avons supposé ici que l'on se trouvait en présence d'une tension d'alimentation de 5 V.

Comme le régulateur utilisé ici est du type à faible chute de tension (*low drop*), la tension de la pile peut tomber jusqu'à 5,5 V avant que la stabilité de la tension de sortie ne devienne critique.

Le principe de ce circuit peut également être utilisé pour des tensions d'alimentation plus élevées : il suffit de remplacer IC1 par un 4093 pour que le circuit soit utilisable pour une tension d'entrée U_i de 18 V au maximum. Il faudra dans ce cas-là tenir compte du brochage différent des portes IC1b et IC1c et adapter la valeur de la résistance de limitation de la LED (prendre 3k Ω pour une tension U_i de 15 V par exemple).

La tension de la pile arrive, via le diviseur de tension R1/P1 à l'entrée de IC1a. La

diode D1 protège la porte à trigger de Schmitt contre des tensions d'entrée trop élevées avec une pile gonflée à bloc. Bien que la fonction du condensateur C6 ne soit pas évidente au premier coup d'oeil, ce composant est essentiel. Ce condensateur fait en effet en sorte que, lors de l'application de la tension d'alimentation, le seuil de commutation supérieur de IC1a (2,5 V environ) soit brièvement dépassé. Ceci a pour effet de mettre hors-fonction (remise à zéro) l'oscillateur centré sur IC1b. Au bout d'une seconde environ, le point nodal de R2 et R3 adopte un potentiel qui rend parfaitement la condition de la pile. Si cette tension se situe en-dessous du seuil de commutation inférieur, 1,5 V environ, l'oscillateur est mis en fonction. En l'absence de C6, IC1a ne recevrait pas, pour des tensions de pile faibles, d'impulsion de remise à zéro ce qui se traduirait à tort par une indication de « pile faible ».

Il faudra, pour trouver la bonne position de P1, connecter une alimentation réglable au point U_{s+} . On fixe le potentiel de U_{s+} à la valeur à laquelle on veut voir réagir l'indicateur (6 V par exemple). On tourne ensuite progressivement le curseur de P1 à partir du côté de R1 en direction de la masse jusqu'à faire, tout juste, clignoter la LED D2. On arrête immédiatement alors la rotation de P1.

8814

RÉGULATION DE VENTILATEUR POUR PC

Bien que les caractéristiques de l'intelligence d'un ordinateur individuel soient, à l'inverse de celles d'un être humain, d'ordre artificiel, il ne lui en faut pas moins garder la tête froide pour remplir les tâches inhumaines qui lui sont confiées.

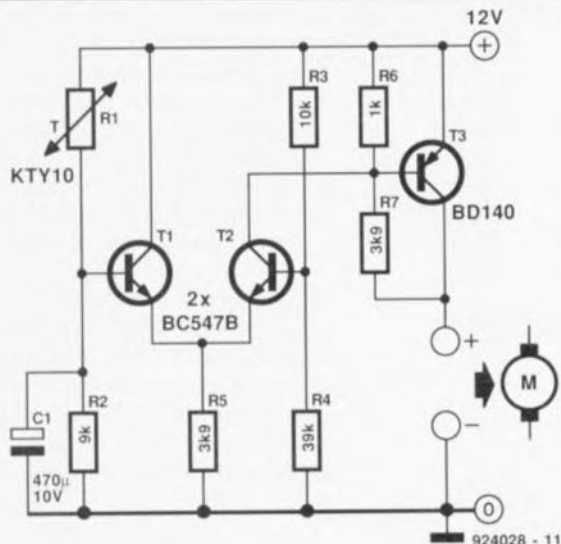
Dans la majorité des cas c'est à un ventilateur qu'est attribuée la mission d'éviter que la température n'atteigne une valeur insupportable. Étant donné que l'ordinateur garde son sang froid et que ses méninges ne font pas le moindre bruit lors-

qu'il se les tord, le ronflement, aussi doux soit-il, produit par le ventilateur ne tarde pas à être gênant. La plupart du temps, c'est bien le cas de le dire, le ventilateur refroidit plus qu'il n'est strictement nécessaire. Une régulation du régime du ventilateur réagissant à la température ambiante recentre le rapport entre le refroidissement nécessaire et le bruit de fonctionnement du ventilateur. Le schéma associé à cet article décrit une telle régulation « intelligente ».

Il ne s'agit pas là de la première régulation de ventilateur de PC que nous vous proposons dans *Elektor* ni d'ailleurs la dernière.

Celle-ci a cependant l'avantage de ne faire appel qu'à quelques composants discrets. Elle ne concerne cependant que les ventilateurs 12 V intégrés dans les alimentations de PC et ne consommant pas plus de 200 mA.

Il faut, si l'on veut être certain que le ventilateur démarre à chaque mise sous tension quelles que soient les conditions climatiques, que la tension de sortie du



924028 - 11

montage (c'est-à-dire la tension du ventilateur) ne tombe jamais en-dessous de la tension nécessaire au démarrage de celui-ci. Cette tension est déterminée par la tension d'alimentation de 12 V diminuée de la tension aux bornes de la similitude zener constituée par le transistor T3 associé aux résistances R6/R7. Si l'on respecte les valeurs du schéma, la tension du ventilateur sera ici de quelque 7 V au minimum. Il vous faudra éventuellement adapter cette valeur de tension aux caractéristiques du ventilateur présent dans votre ordinateur.

S'il ne veut pas démarrer (après mise du capteur de température R1 à une température ambiante de 25°C environ, capteur que l'on pourra le cas échéant remplacer par une résistance de 1k Ω) il vous faudra diminuer la valeur de la résistance R7. S'il ventile trop, augmentez quelque peu la valeur de cette résistance.

Les transistors T1 et T2 procèdent à la

comparaison d'une tension fixe (point nodal R3/R4) à une tension variant en fonction de la température (point nodal R1/R2). La résistance R2 possède une valeur quelque peu bizarre (2 résistances de 18 k Ω montées en parallèle); rien ne vous interdit d'expérimenter à ce niveau-là. La solution la plus pratique consiste à remplacer, lors des premiers essais, R2 par un ajustable (de 25 k Ω par exemple), de rechercher ensuite la valeur de résistance convenable pour cet ajustable avant de le remplacer pour finir par une résistance (combinée) de la bonne valeur. On placera le capteur de température dans le flux d'air (chaud) du ventilateur. Après mise en fonction de l'ordinateur on verra le ventilateur commencer par tourner vite en raison de la présence du condensateur C1, ce qui ne peut que mieux garantir un bon démarrage, pour le voir ensuite diminuer progressivement son régime, jusqu'à atteindre une vitesse de rotation minimale. On mesurera, à l'aide

d'un thermomètre placé à proximité immédiate du capteur de température la température de l'air en mouvement vers la sortie. Une fois que la température de l'air a atteint de l'ordre de 35°C la régulation devrait entrer en fonction, situation que l'on remarque par l'augmentation du régime du ventilateur (due bien évidemment à l'augmentation de la tension du ventilateur). Si tel n'était pas le cas, il faudra adapter en conséquence la valeur de R2 (voire modifier la position de l'ajustable qui la remplace). Plus la température augmente, plus le régime croît lui. Le régime maximal que peut atteindre un ventilateur commandé par la régulation décrite ici n'est que très peu inférieur à celui qu'il aurait pu atteindre en l'absence de cette adjonction. Cette caractéristique est due au fait qu'il est possible d'amener le transistor T3 à saturation de sorte que la perte de tension ne dépasse pas quelques dixièmes de volt.

ADAPTATEUR CGA-SCART

L'adaptateur objet de cet article a le très gros avantage de se passer d'alimentation propre et de ne nécessiter qu'un nombre très faible de composants (11 résistances et 1 FET) pour sa réalisation, de sorte que rien ne s'oppose à son implan-

tation à l'intérieur même d'un connecteur SCART.

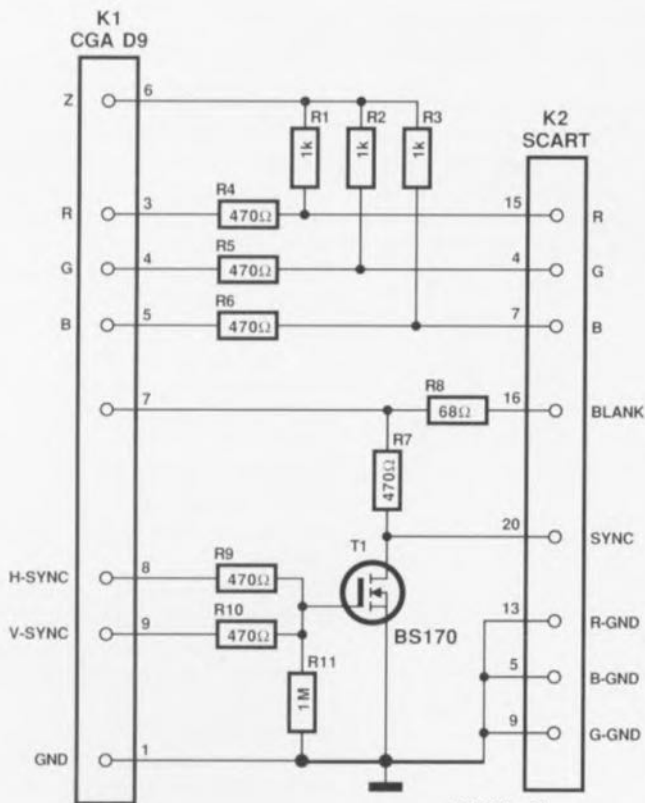
Les signaux présents aux sorties R-G-B (*Red, Green, Blue* = Rouge Vert et Bleu dans l'Hexagone) de la carte CGA sont

ramenés, à l'aide de quelques résistances, R4 à R6, et de l'impédance d'entrée des entrées SCART —qui est, comme tout le monde le sait, de 75 Ω , d'un niveau TTL qu'ils possèdent au départ, à un niveau SCART.

L'impédance de sortie des diviseurs de tension ainsi constitués n'est pas de 75 Ω comme le requiert la norme SCART pour ses signaux vidéo, mais cela est sans importance puisqu'il s'avère en pratique que les entrées vidéo SCART n'ont que peu de problèmes avec cette valeur différente.

3 résistances de 1 k Ω relient la broche 6 du connecteur CGA et les broches RGB de la prise SCART. De cette façon, le signal d'intensité fourni par la carte CGA sur cette broche 6 produit une division par 2 de la luminosité lorsque la dite broche devient active. Les résistances R7 à R11 associées au transistor T1 servent à dériver un signal de synchronisation et un signal de suppression (*blanking*) des signaux de synchronisation horizontale et verticale produits par la carte CGA.

La tension de 5 V nécessaire au FET est prise sur la broche 7 du connecteur de la carte CGA. Cette broche, inutilisée sur une carte CGA, sera pour cette raison reliée, à l'aide d'un petit morceau de fil de câblage, à un point de la carte CGA se trouvant à la tension d'alimentation de +5 V.



924018 - 11



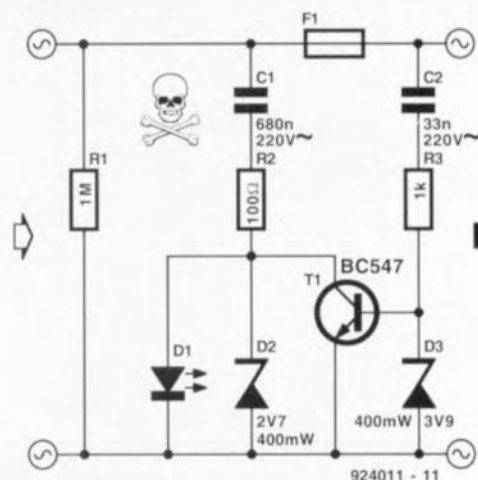
« INDIC » POUR FUSIBLE

La raison du non-fonctionnement d'un appareil, quel qu'il soit, peut être dû à plusieurs causes. L'une des plus courantes est la destruction du fusible dans l'alimentation-secteur (220...230 V).

Le petit circuit proposé ici visualise, à l'aide d'une LED, la défectuosité du fusible de l'appareil. Il convient pour tout fusible, qu'il ait un courant-limite de quelques milliampères ou de l'ordre de l'ampère peu importe. En cas de panne du fusible, c'est-à-dire de sa destruction, la LED s'allume en signalant ainsi la défectuosité.

Voyons comment fonctionne le circuit. Normalement, c'est-à-dire tant que le fusible est intact, on trouve, entre la broche supérieure du condensateur C2 et l'anode de D3, la totalité de la tension du secteur. Ce condensateur associé à la résistance sert à limiter le courant de base du transistor T1. La diode D3 évite la décharge de C2 ce qui se traduirait par l'arrêt rapide de la circulation de courant. Le condensateur C1 et la résistance R2 servent également à la limitation du courant, du courant à travers la LED cette fois. La diode zener garantit que la tension aux bornes de la LED ne dépasse en aucun cas 2,7 V.

Elle remplit une seconde fonction, empêchant la charge du condensateur C1. Tant



que la tension du secteur reste présente en aval du fusible, le transistor T1 est passant, court-circuitant ainsi la LED D1 et la diode D2.

Le courant passe alors par le collecteur de T1.

En cas de destruction du fusible on aura disparition du courant de base et, partant, blocage du transistor. Dans ces conditions le courant défini par C1 et R2 circule à travers la diode zener D2 et la LED D1 produisant l'illumination de cette dernière.

La résistance R1 répond à certaines ré-

glementations européennes, permettant la décharge des condensateurs C1 et C2 dans le laps de temps prévu, sachant que les condensateurs restant chargés après la coupure de l'appareil et accessibles de l'extérieur, via le cordon secteur par exemple, doivent se décharger automatiquement.

Il est important, lors de la réalisation de ce montage, d'être bien conscient qu'il est en contact direct avec les 220...230 V du secteur.

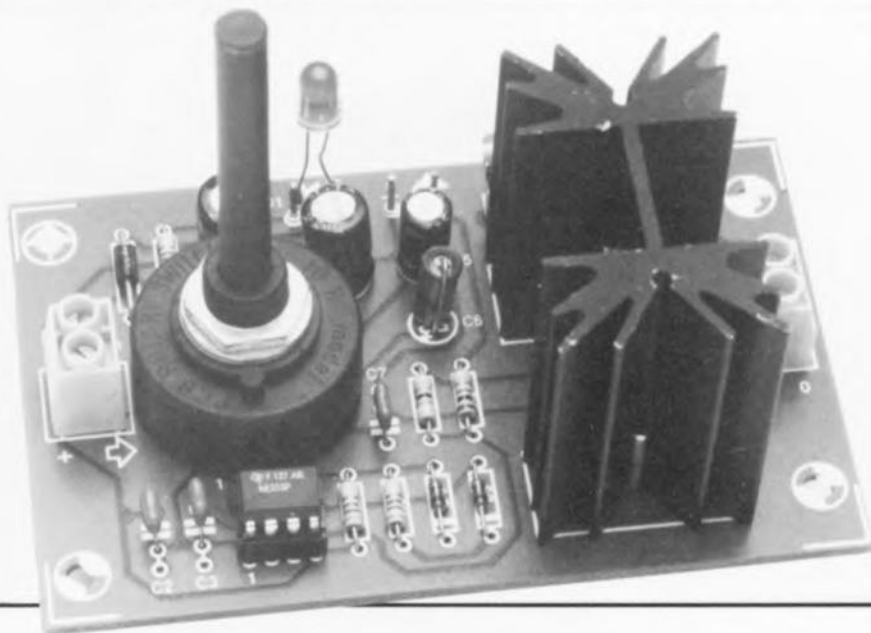
I. Fietz



TESTEUR D'ALIMENTATION

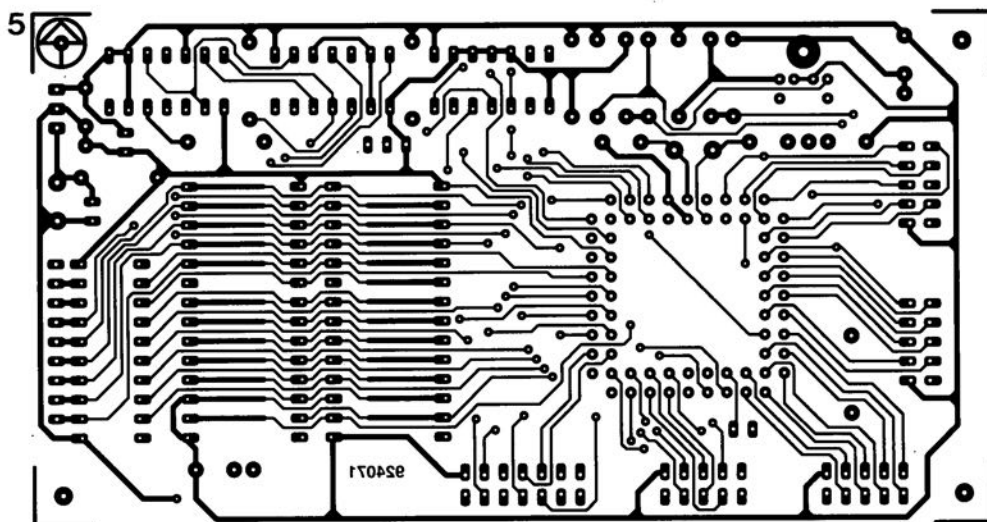
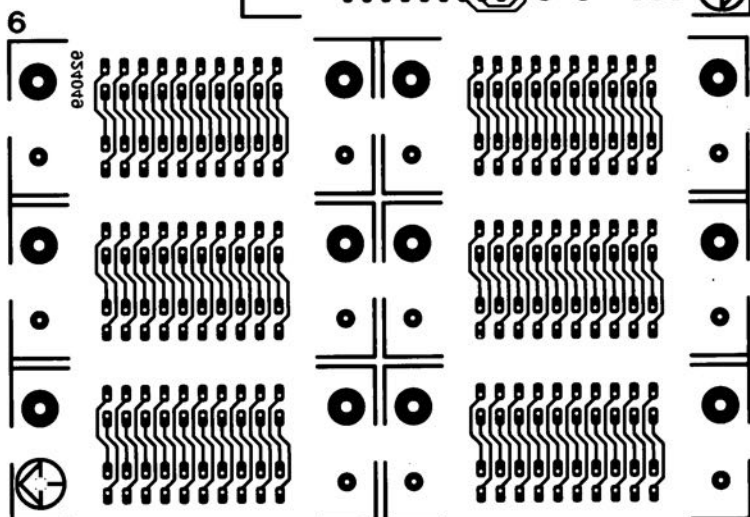
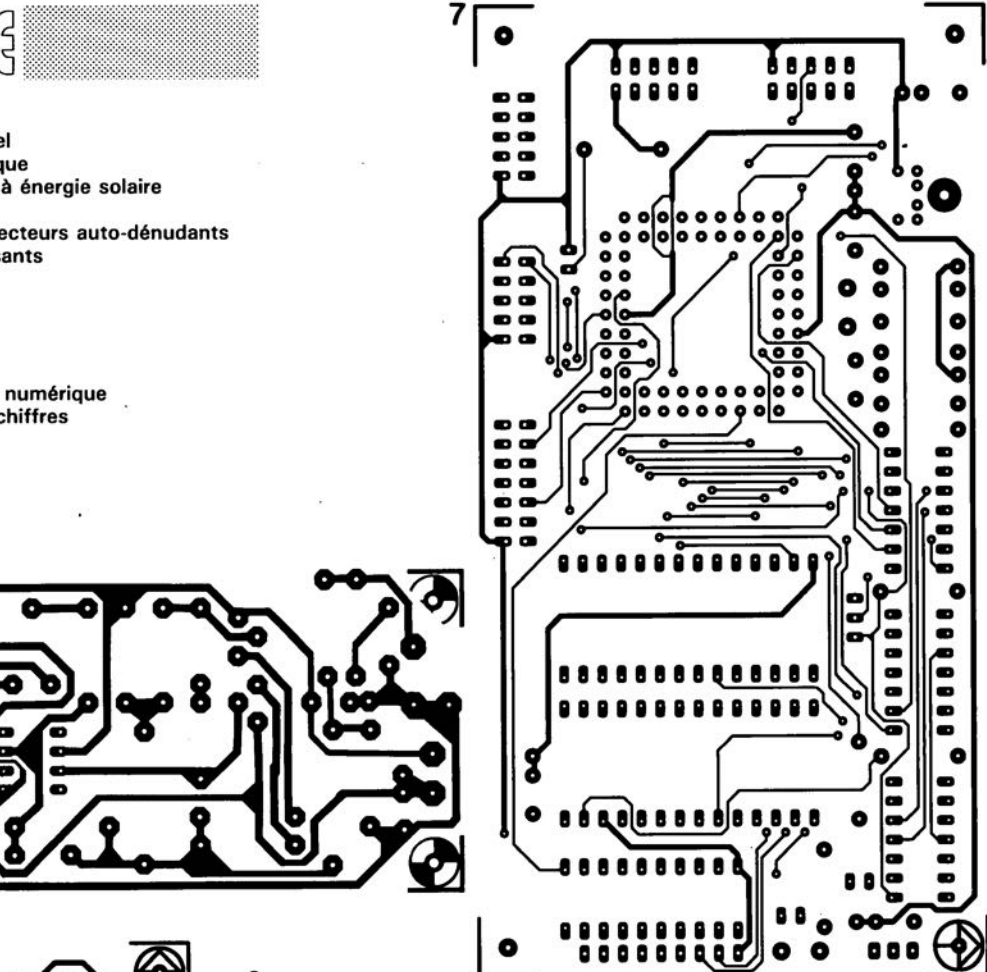
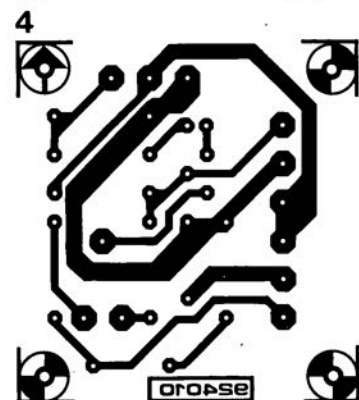
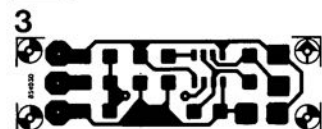
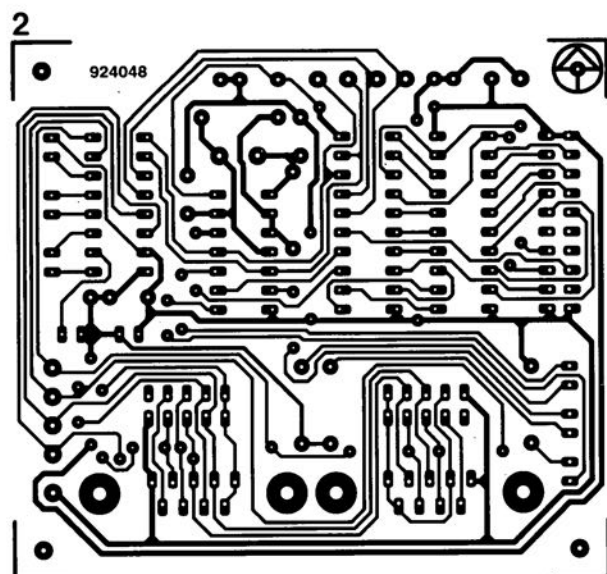
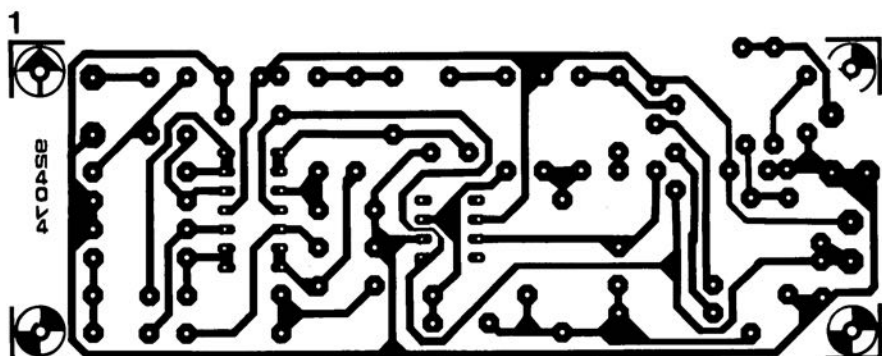
Ce circuit très simple permet de mesurer ce que l'on appelle la « réponse dynamique » d'une alimentation continue. On fait appel à un transistor MOSFET de puissance, T1, pour la mise en et hors-circuit de la charge, à une fréquence de commutation choisie par l'utilisateur. La réponse de l'alimentation à ces variations de charge rapides est visualisée sur l'écran d'un oscilloscope.

On utilise le commutateur rotatif S1 pour choisir le taux de commutation requis, sachant que ce même rotacteur fait également office d'interrupteur marche/arrêt. Les fréquences de commutation disponibles sont de : 10 et 100 Hz, 1 et 10 kHz. La commutation du signal est l'affaire d'un temporisateur archi-connu, un 555. Les diodes D3 et D4 forcent le multivibrateur astable à produire un signal de sortie dont le rapport cyclique est de 0,5 environ.

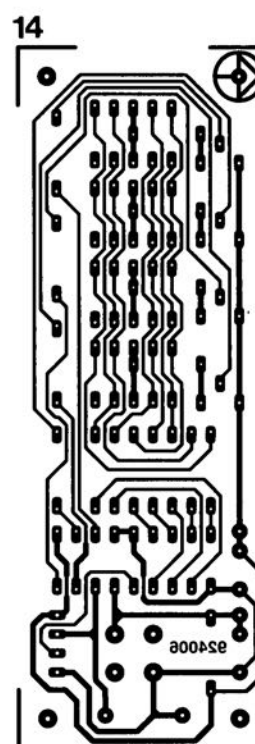
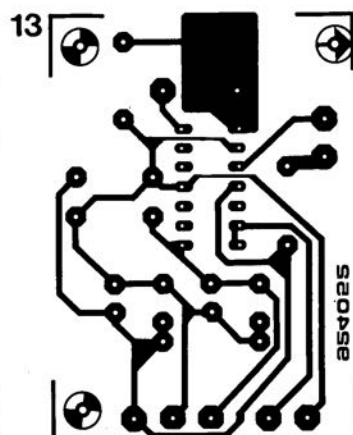
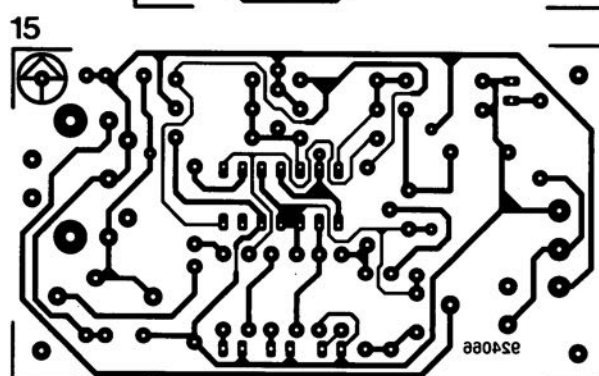
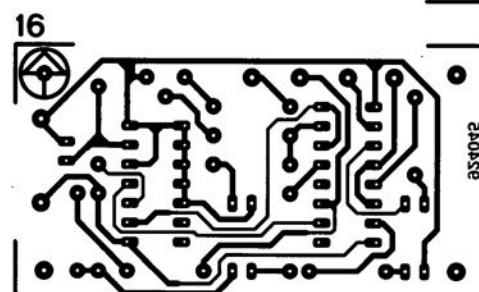
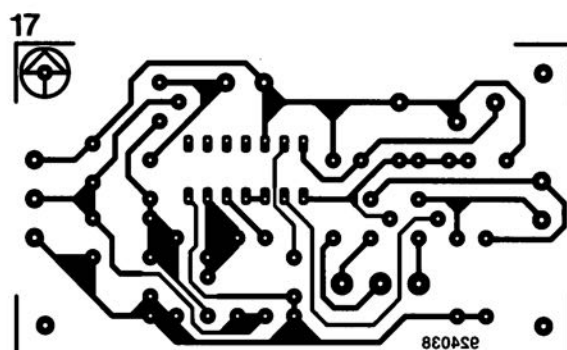
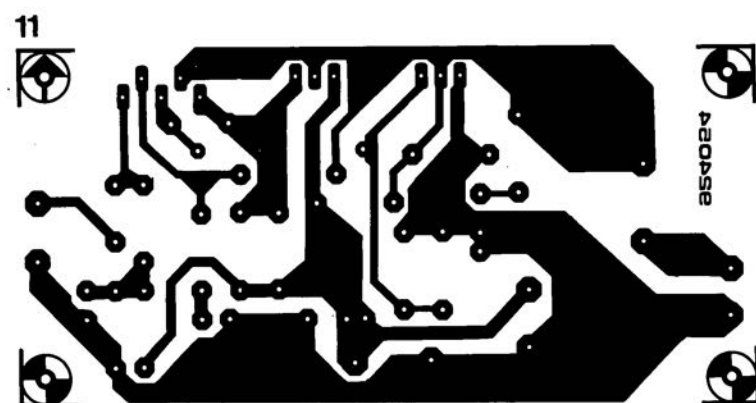
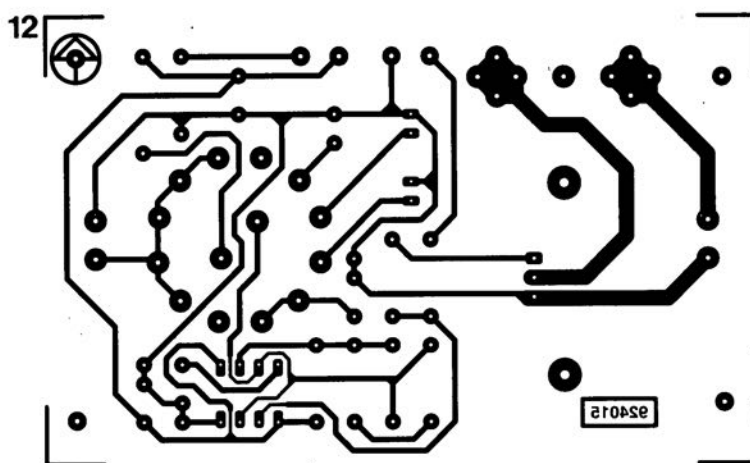
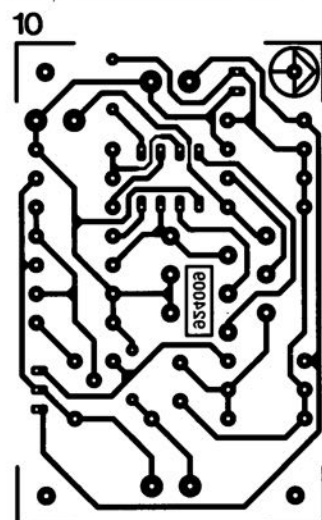
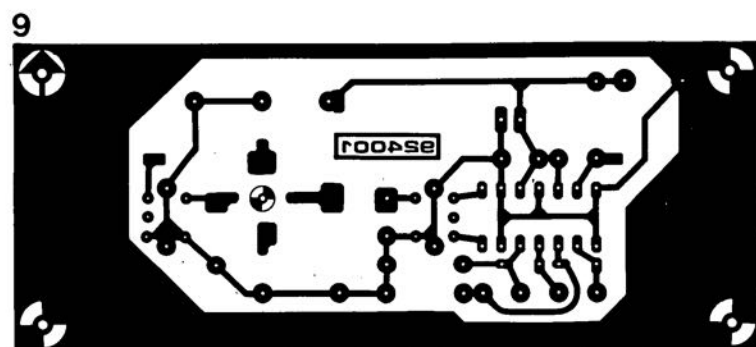
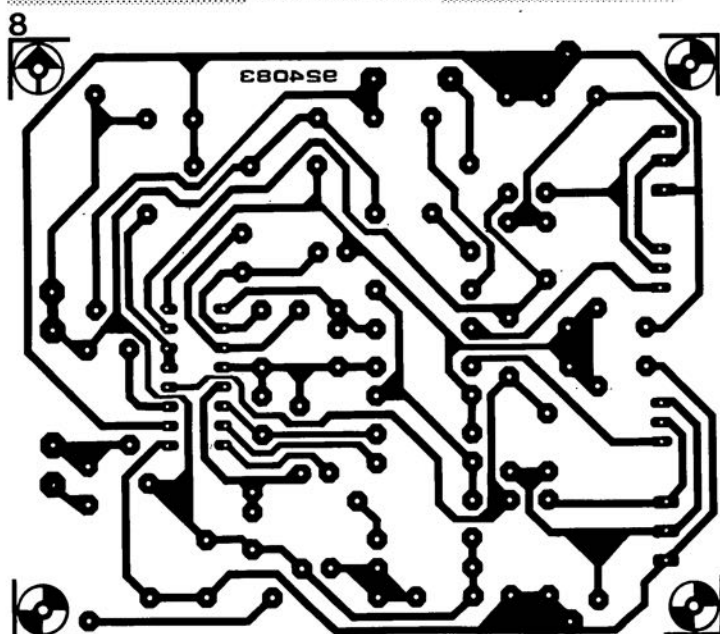


SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



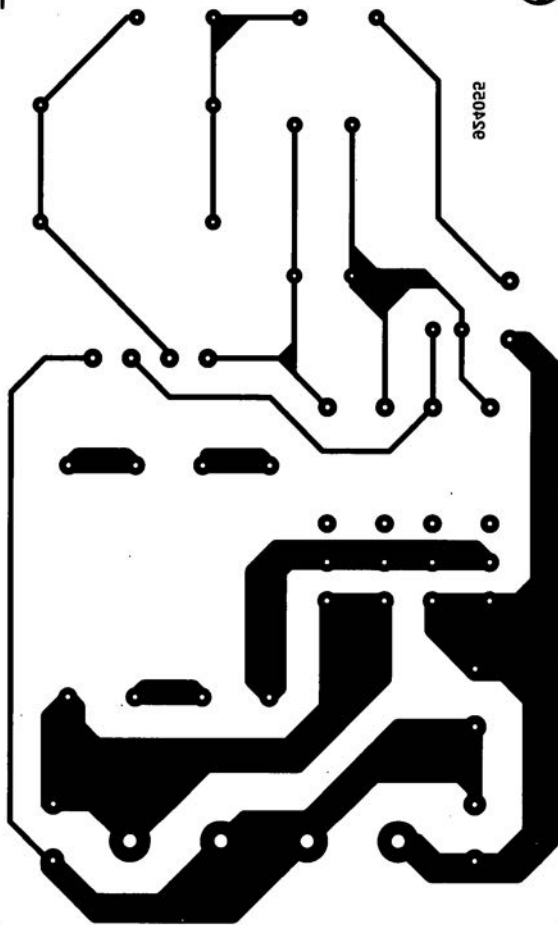
SERVICE



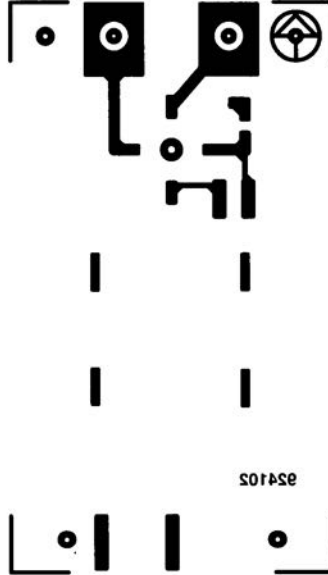
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

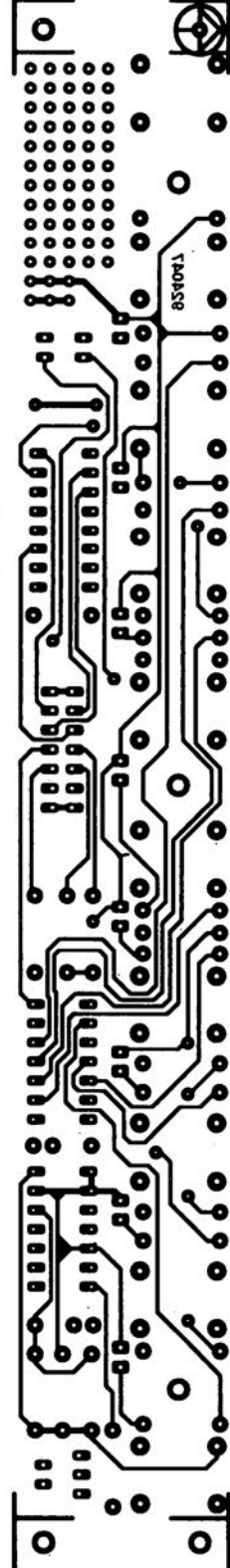
18



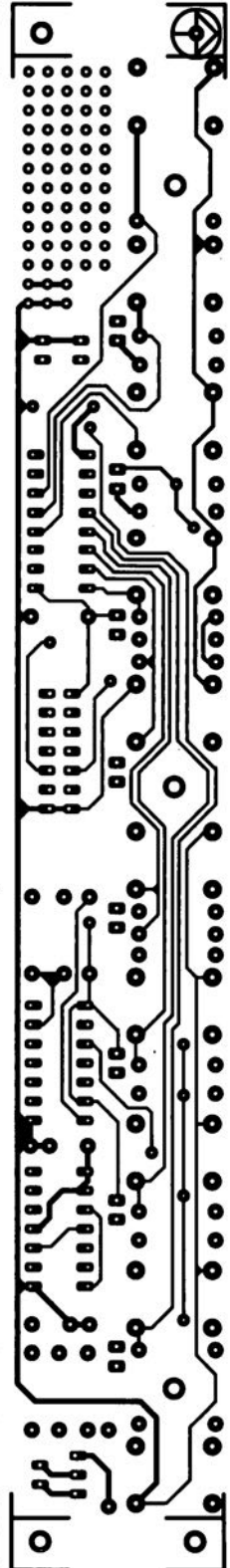
23



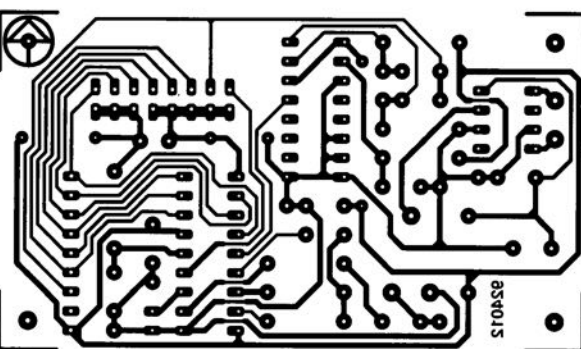
24



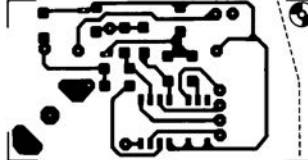
25



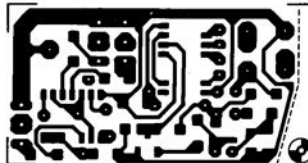
19



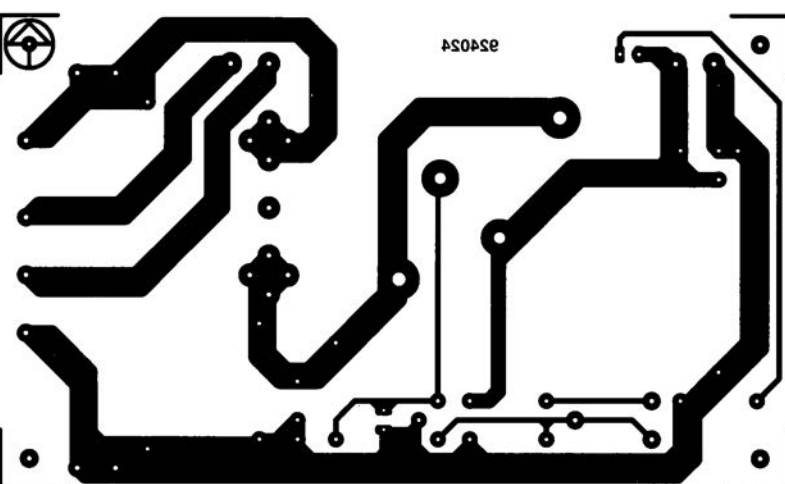
22



21



20





PROTECTEUR PARA-TENSIONS CONTINUES

EN VERSION STÉRÉO

Si un amplificateur de puissance dont les sorties ne comportent pas de condensateur se « met en grève », les enceintes auxquelles il est relié courent un grave danger. C'est en particulier le haut-parleur de grave qui est le plus menacé sachant qu'il n'est pas lui, à l'inverse de ce qui est le cas des haut-parleurs de médium ou d'aigu, protégé contre les tensions continues par les condensateurs du filtre (de séparation).

Si c'est le transistor de puissance qui a lâché, il se verra alors appliquer la totalité de la tension fournie par l'alimentation de l'amplificateur.

Si déjà, on envisage de réaliser un circuit de protection, pourquoi ne pas penser aussi à un dispositif de temporisation de mise en fonction des enceintes (ce qui permet l'élimination des plocs et autres cracs à la mise sous tension du système) ?

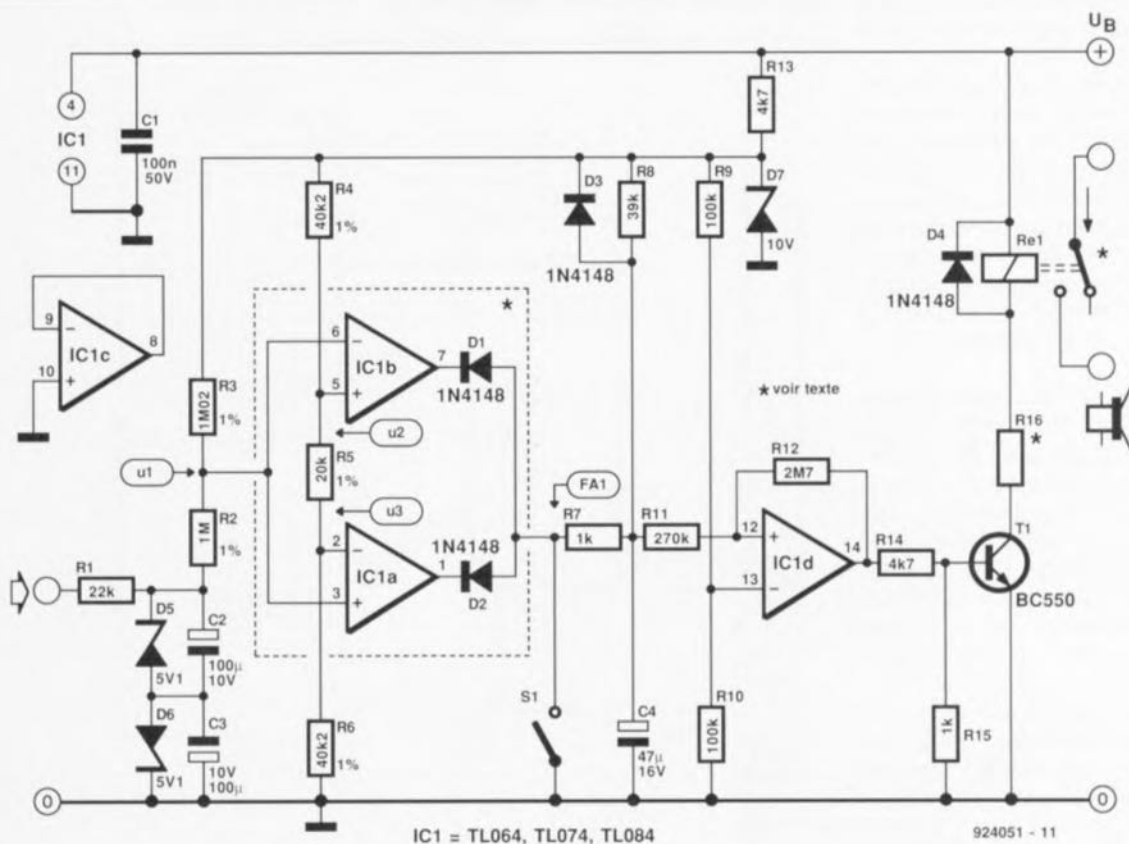
Le **protecteur para-tensions continues** décrit ici d'une part protège les enceintes contre les tensions continues et de l'autre élimine les bruits de mise en fonction. Les caractéristiques spécifiques de l'électronique décrite ici sont, tout d'abord sa relative simplicité et ensuite le fait qu'elle se contente d'une tension d'alimentation asymétrique non-régulée, de telle sorte qu'il est possible, dans la

plupart des cas, de l'alimenter directement à partir de l'alimentation de l'étage de puissance que l'on veut doter du dispositif de protection des enceintes connecté en parallèle sur l'étage de sortie. La résistance R1, associée aux 2 condensateurs électrochimiques montés en tête-bêche C2 et C3, libère de sa composante de tension alternative le signal de sortie de l'amplificateur. On dispose ainsi, au point nodal des résistances R1 et R2, de la composante continue du signal destiné aux enceintes, signal qui arrive, via le diviseur de tension formé par les résistances R2 et R3, à un comparateur à fenêtre constitué par les amplificateurs opérationnels IC1a et IC1b. Comme, de par la présence de la diode zener D7 associée à la résistance R13, la tension d'alimentation de l'électronique est fixée à 10 V, la largeur de la fenêtre est elle fixée, par R2, à 2 V. Dans ces conditions U2 vaut 6 V et la tension U3 4 V. En l'absence de tension continue à la sortie de l'amplificateur de puissance la tension U1 a une valeur de 5 V. On dispose alors, aux sorties des 2 amplificateurs que les diodes D1 et D2 connectent en une fonction logique OU, d'un niveau logique haut (« 1 »).

La situation que nous venons de décrire est celle que l'on a lorsque tout se passe

normalement. Si maintenant, la composante continue de la tension de sortie de l'étage de puissance sort d'un domaine défini par des tensions de ± 2 V, la tension U1 dépasse, par le haut ou par le bas, la valeur de la tension U2 ou U3. L'un des 2 amplificateurs opérationnels du comparateur à fenêtre fournit à sa sortie un niveau logique bas (« 0 »). On se trouve en situation de « crise ».

Lors de la mise sous tension de l'étage de puissance pourvu de ce **protecteur para-tensions continues stéréophonique** on aura, si tant est que la tension U1 se trouve à l'intérieur des limites de la fenêtre, charge du condensateur C4 via la résistance R8. Au bout de 1,5 s environ, l'amplificateur opérationnel travaillant en trigger de Schmitt IC1d commute, fournissant à sa sortie un « 1 » logique. On a, dans ces conditions, activation du relais Re1 qui interconnecte l'enceinte à l'étage de sortie bien après le cloc qui pourrait naître de mise sous tension. En cas de défectuosité de l'étage de puissance, se traduisant par la présence d'une tension continue en sortie, on a décharge du condensateur C4 et ce, en quelque 50 ms, via la résistance R7. La sortie de IC1d passe au niveau bas, le relais décolle déconnectant l'enceinte de l'étage de puissance.



Il faudra, en fonction de la tension d'alimentation utilisée, adapter la valeur de la résistance R13 et la tension de service du relais. Si l'on choisit pour R13 une résistance de $4\text{k}\Omega/1\text{ W}$, le circuit peut travailler avec une tension d'alimentation comprise entre 20 et 40 V. Une R13 de $1\text{k}\Omega/0,25\text{ W}$ couvre une plage de tensions d'alimentation allant de 12 à 20 V. On adoptera pour la tension de service du relais la tension correspondant le mieux à la tension d'alimentation. À une tension d'alimentation de 36 V correspondra, par exemple, on optera pour un relais ayant une tension de service de 24 V. Les 12 V restants seront à éliminer à l'aide de la résistance de limitation, R16, résistance

dont la valeur et la puissance seront fonction du courant drainé par le relais (avec un relais 24 V consommant 15 mA on prendra pour R16 une résistance de $820\ \Omega/0,25\text{ W}$ pour travailler à la tension d'alimentation de 36 V évoquée plus haut).

On pourra, si l'on désire pouvoir inactiver la fonction de protection du circuit, ajouter l'interrupteur S1. La fermeture de cet interrupteur active le relais.

Il suffit, si l'on veut protéger un étage de sortie stéréophonique, de « doubler » les composants suivants : R1 à R3, C2, C3, D1, D2, D5, D6, IC1a et IC1b.

Ces composants additionnels sont tout

simplement accouplés aux composants correspondants déjà implantés à l'endroit où se connecte S1, à savoir au point nodal des diodes D1/D2 et de la résistance R7.

On a, en version stéréo et pour ce qui est du relais, 2 possibilités : soit utiliser une version à 2 contacts travail, soit faire appel à 2 relais à 1 contact travail mis en série.

On peut également, pour se simplifier la vie, envisager la réalisation de 2 montages monophoniques, un par canal, ce qui permet toujours de savoir quel est l'étage de puissance à avoir « rendu l'âme ».

Thomas Schaerer

Maxim a ajouté un nouveau rejeon à sa série de circuits intégrés pour interfaces, le MAX252. Ce circuit permet une mise en place extrêmement simple d'une isolation galvanique dans le cas d'une liaison RS-232. L'intérêt d'une liaison de données « isolée » est d'une utilité évidente lorsqu'il s'agit de protéger des appareils coûteux et/ou sensibles contre d'éventuelles surtensions ou lorsqu'il faut interconnecter 2 appareils présentant des potentiels de masse différents.

Il existe 2 versions du MAX252, une version -A, la plus chère et une version -B, meilleur marché, car il est difficile de parler de bon marché pour un circuit coûtant plus de 390 FF HT.

Les caractéristiques d'isolation données par le fabricant sont de 500 V au maximum et ce pendant 1 mn au plus pour la version -B. La version -A est elle capable de supporter une tension 2,5 fois plus élevée, pouvant supporter une différence de potentiel permanente de 130 V au maximum. Le taux de transmission le plus élevé que puissent atteindre les 2 variantes de ce circuit est de 9 600 bauds.

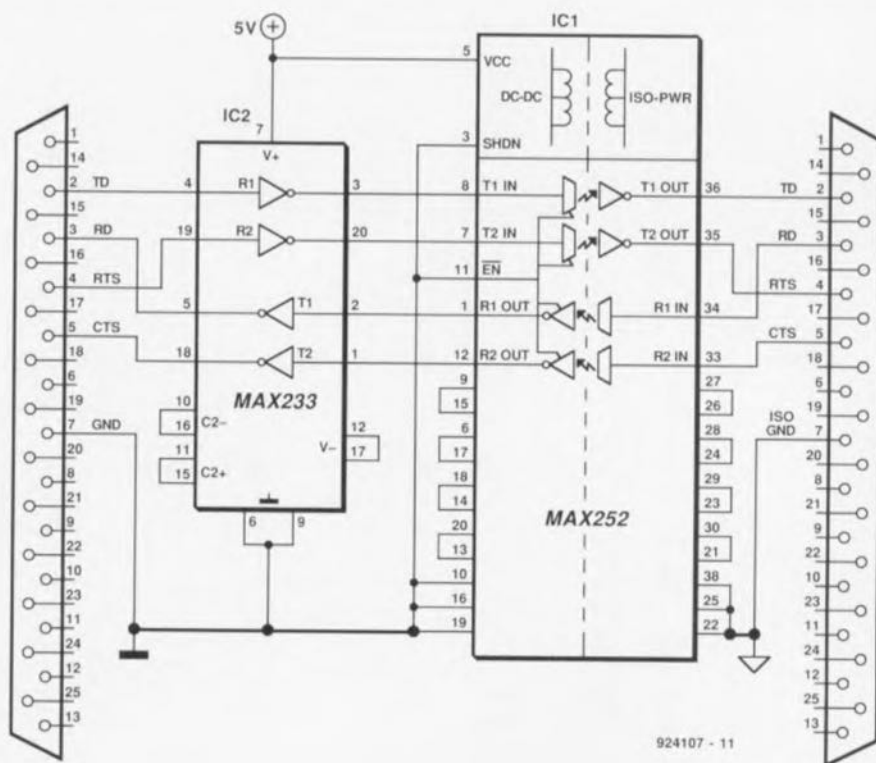
Un coup d'oeil au schéma nous apprend que ce circuit à 40 broches intègre 4 opto-coupleurs et une sorte de transformateur chargé de l'alimentation de la partie isolée du circuit, sa moitié droite. Les niveaux des entrées et sorties de la moitié gauche sont compatibles TTL. Les entrées disposent en outre d'une hystérésis de 0,5 V environ et de sources de courant de $4 \mu\text{A}$ de forçage au niveau haut, dispositions destinées à une meilleure réjection des signaux parasites. Les entrées et sorties de la moitié isolée sont elles compatibles RS-232. Les sorties T1OUT et T2OUT fournissent, à une charge de $3 \text{ k}\Omega$, une tension de l'ordre de $\pm 7,5 \text{ V}$. La consommation du circuit est de 90 mA au maximum sous une tension de 5 V.

L'examen du schéma de l'application standard du MAX252 proposée par Maxim permet aisément d'identifier les entrées et les sorties de données. On notera en outre que le circuit comporte une broche de validation du circuit, $\overline{\text{EN}}$, active au niveau bas, sa broche 11, et une entrée de mise hors-fonction (SHDN = **SHut Down**), sa broche 3, active elle au niveau haut. La mise de cette broche au niveau haut se traduit par l'arrêt de l'oscillateur 130 kHz intégré utilisé par le transformateur, la mise à l'état de haute impédance des sorties T1OUT et T2OUT, la désactivation des sources de forçage au

niveau haut de $4 \mu\text{A}$, le tout se traduisant par une réduction à quelque $50 \mu\text{W}$ de la puissance consommée par le circuit.

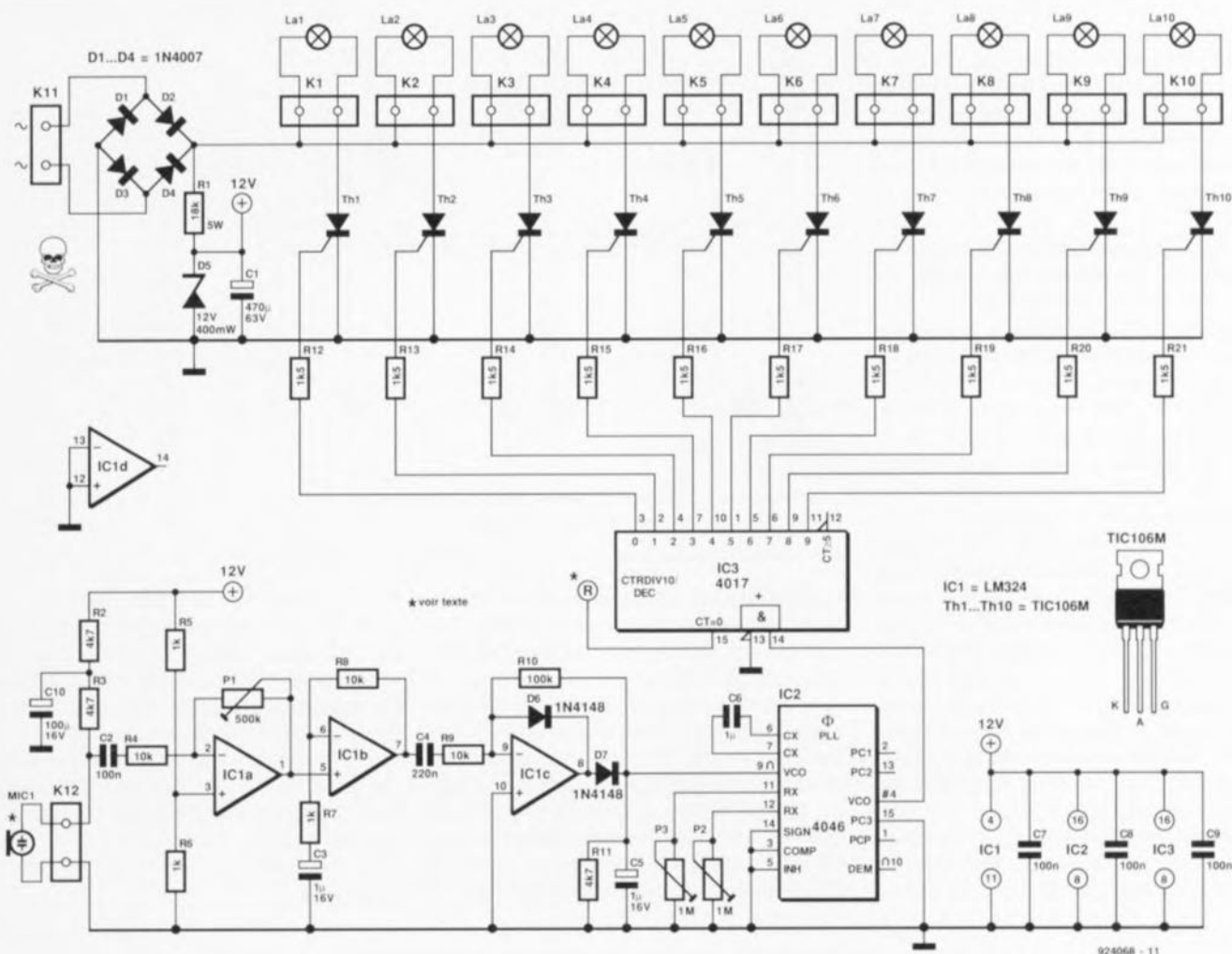
Si l'on a besoin, pour la moitié gauche du circuit aussi, de signaux compatibles TTL, on pourra, comme l'illustre le schéma, faire appel à un MAX233 comme convertisseur de niveau, ce circuit se chargeant du même coup de l'élimination de l'inversion des signaux introduite par le MAX252, procédant lui-même à une nouvelle inversion.

Cette solution simple se contente ainsi de 2 circuits intégrés.





CHENILLARD À COMMANDE PAR VOLUME



Le chenillard décrit dans cet article se caractérise par une vitesse d'illumination des lampes qui varie en fonction du volume de l'installation audio à laquelle il est connecté. Le montage est doté à cet effet d'un petit microphone de type électret destiné à capter les signaux musicaux. Le microphone reçoit, à travers les résistances R2 et R3, la tension requise pour l'alimentation du transistor FET dont il est doté. Le signal du microphone subit ensuite un gain très important introduit par les 2 amplificateurs opérationnels, IC1a et IC1b.

La résistance ajustable P1 permet de régler ce gain sur une plage relativement étendue, allant de 10 à 500. La tension alternative résultante est ensuite redressée par IC1c associé aux diodes D6 et D7. On dispose de ce fait, aux bornes du condensateur C5, d'une tension continue qui varie en fonction du volume du signal sonore capté par le microphone.

Cette tension est appliquée à l'entrée VCO (**V**oltage **C**ontrolled **O**scillator = oscillateur commandé en tension) d'une PLL (**P**hase **L**ocked **L**oop = boucle à ver-

rouillage de phase) intégrée dans IC2, un 4066.

Le VCO produit alors une fréquence qui varie en fonction de la tension appliquée à son entrée, de la position des ajustables P2 et P3 et de la capacité du condensateur C6. La broche 4 du 4066, présentant le signal de sortie du VCO, est reliée à l'entrée d'horloge du compteur décadique IC3. Les sorties de ce compteur passeront donc successivement, et au rythme de la fréquence du signal appliqué à l'entrée d'horloge, au niveau haut. À travers les résistances R12 à R21, les sorties 0 à 9 du compteur décadique commandent chacune la gâchette d'un thyristor. Les thyristors Th1 à Th10 commandent eux des lampes.

Il n'est pas nécessaire d'utiliser toutes les 10 sorties disponibles. Si l'on envisage de faire appel à un nombre plus modeste de sorties il faudra pourtant relier l'entrée de remise à zéro de IC3 (broche 15) à la première sortie restant inutilisée. Pour éviter que les thyristors ne commandent la lampe connectée que pendant une demi-période de la tension secteur,

cette tension est redressée par l'intermédiaire des diodes D1 à D4. Un petit circuit de stabilisation, réalisé à l'aide de la résistance R1, de la diode D5 et du condensateur C1 produit la tension continue de 12 V, requise pour l'alimentation des circuits intégrés.

On notera que l'ensemble de ce montage est relié au secteur. Il faudra donc le mettre dans un coffret plastique doté d'une série d'embases secteur pour la connexion des lampes à commander. Il est primordial de disposer le microphone dans le boîtier de façon à ce que l'on ne puisse pas le toucher.

Il ne saurait être question de se passer de microphone et de relier ce montage directement à une installation audio. Le résultat d'une telle liaison directe pourrait être une éventuelle mise sous tension secteur de l'installation audio !

Autrement dit, le microphone introduit une séparation galvanique entre le système audio et le chenillard.

H. Hoekstra & K. Deelstra



INJECTEUR DE SIGNAL

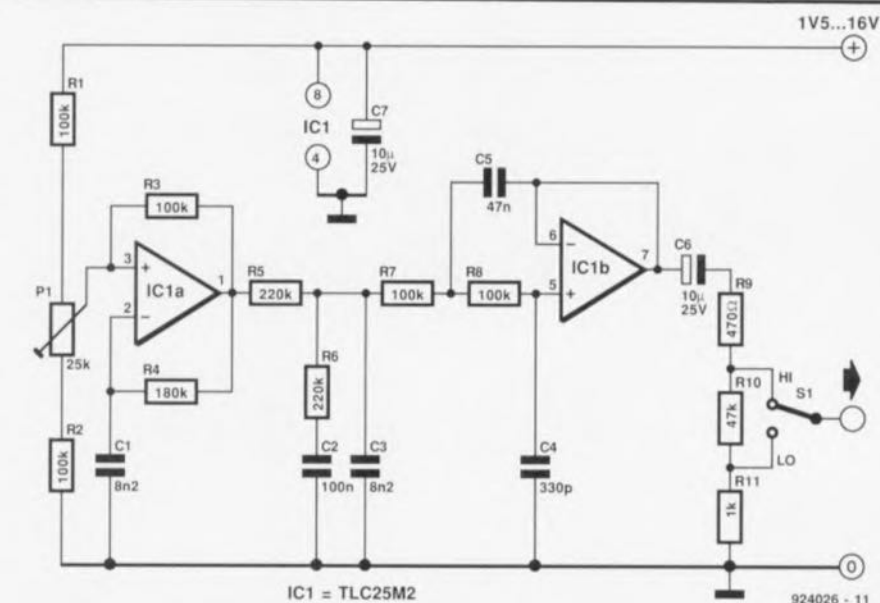
L'injecteur de signal rustique objet de cet article fournit un signal sinusoïdal d'une fréquence de l'ordre de 440 Hz à 2 tensions de sortie différentes.

La tension d'alimentation peut prendre n'importe quelle valeur comprise entre 1,5 et 16 V, de sorte qu'il est théoriquement possible d'alimenter ce montage à l'aide d'une unique pile-bâton de 1,5 V.

L'amplificateur opérationnel IC1a sert ici de générateur de signal rectangulaire. La valeur attribuée au condensateur C1 et à la résistance R4 détermine la fréquence de basculement de la sortie de l'amplificateur opérationnel.

L'ajustable P1 permet de régler la symétrie du signal rectangulaire produit par le circuit; on fera en sorte que la distorsion soit la plus faible possible opération qui peut fort bien se faire à l'oreille.

Le petit réseau constitué par R5, R6 et C2 pris en aval de IC1a réduit l'amplitude de la tension rectangulaire à la moitié de sa valeur d'origine et superpose ce signal sur la demi-tension d'alimentation (dérivée via C2 de la valeur moyennée du signal rectangulaire). Cette tension est nécessaire pour le réglage en tension continue de l'amplificateur opérationnel IC1b. Ce second amplificateur opérationnel constitue le cœur d'un filtre de Tchébychev du troisième ordre dont la fréquence de coupure se situe aux alentours de 400 Hz. Ce filtre à la pente raide débar-



rasse le signal rectangulaire de la majorité de ses harmoniques, de sorte que l'on dispose en sortie d'un signal sinusoïdal relativement propre.

Le diviseur de tension que constituent les résistances R9 à R11 permet le choix entre 2 amplitudes de signal, le signal désiré étant alors appliqué au circuit à tester. Le circuit intégré utilisé ne consomme que 300 μ A à une tension d'alimentation de 16 V; cette consommation chute à 80 μ A à une tension d'alimentation de

1,5 V. La tension de sortie nominale atteint 1,5 V_{eff} à une tension d'alimentation de 16 V pour tomber à 0,15 V_{eff} si la tension d'alimentation est de 1,5 V. La sortie de signal atténuée fournit une tension égale au 1/48^e de la dite tension.

La fréquence du signal dépend dans une certaine mesure de la tension d'alimentation, allant de 440 Hz à 16 V à quelque 370 Hz à 1,5 V.

C. Sanjay



CONTRÔLE DE θ°

pour accus en cours de charge

Le montage décrit ci-après intéressera tous les possesseurs d'accus CdNi rechargeables, modélistes, plongeurs sous-marins et autres amateurs de passe-temps grands consommateurs de temps libre.

Bien souvent les chargeurs du commerce ne possèdent pas de contrôle de température bien qu'il s'agisse là d'un élément important lors de la charge rapide d'accus CdNi, car c'est bien là, la charge rapide, que le bât blesse.

Des informations fabricant nous ont appris que l'on peut, en gros, admettre 3 valeurs de référence en ce qui concerne la température :

charge 50% = 30°C, charge 100% = 37°C et surcharge 120% = 48°C.

Ce circuit se connecte en « série » dans le circuit de charge et permet le suivi de la

température au moyen de 3 comparateurs : le premier pour une température basse de 25°C attaquant une LED verte que l'on pourrait baptiser « OK », le second pour une température tiède de 38°C commandant une LED jaune « ATTENTION » et le dernier pour une température chaude de 45°C pilotant une LED rouge « ALARME » et qui commute lui le relais.

Examinons le schéma. On voit qu'il comporte un petit appendice pris en bas à droite. Il s'agit de la double sonde de température et de la mise hors-circuit de l'accu.

Son utilisation demande quelques légères modifications de l'appareil équipé des accus que l'on veut ainsi surveiller : – adjonction de 2 résistances CTN (thermistance à Coefficient de Température Négatif) qui voient donc leur résistance

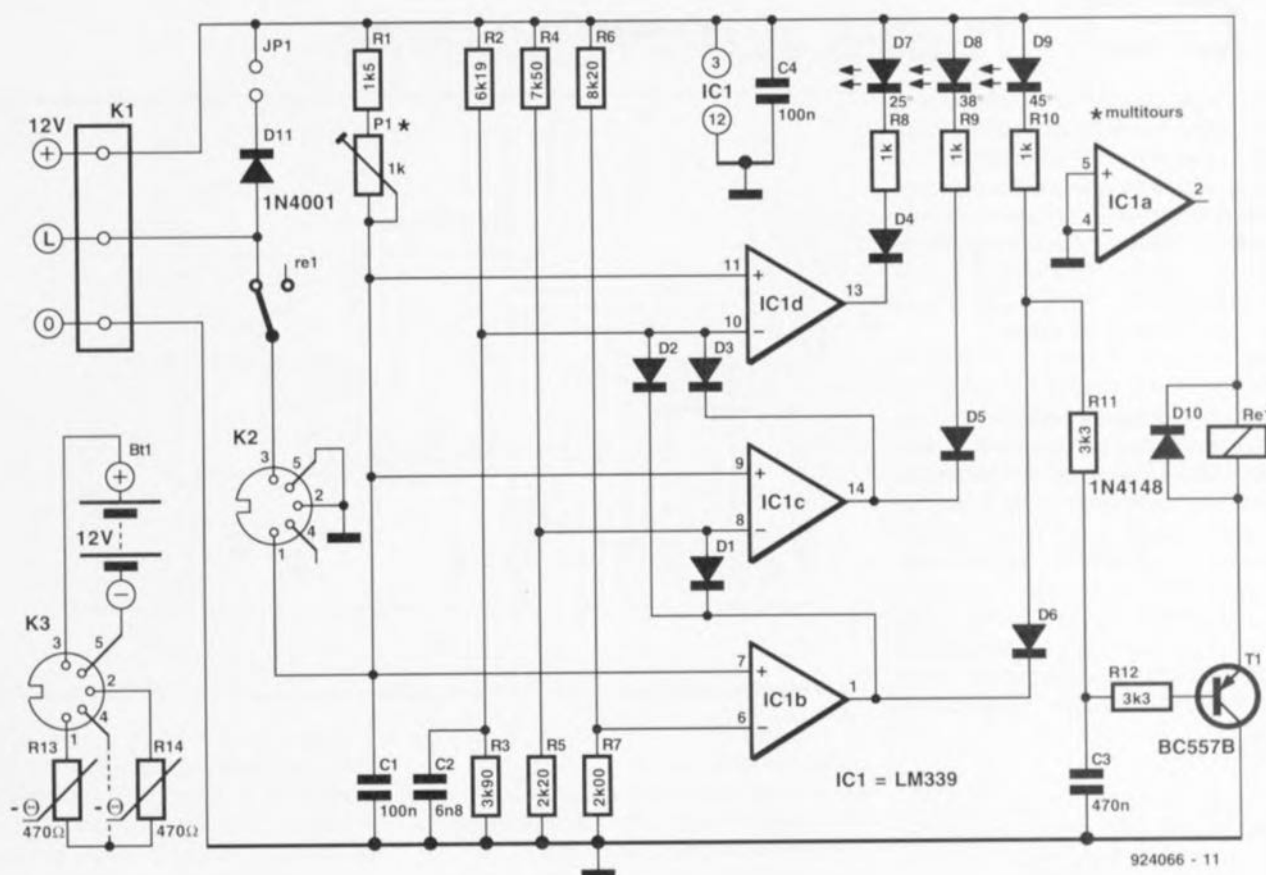
diminuer lorsque leur température augmente, voire changement de la prise et de la fiche d'alimentation des accus.

Le circuit proprement dit se résume, en pratique à un LM339, un quadruple comparateur dont 3 seulement des comparateurs sont utilisés ici.

Le connecteur K1 est relié à la sortie du chargeur. Le pont JP1 permet d'opter ou non pour la possibilité d'alimenter le circuit directement à partir du chargeur.

L'ajustable P1 permet d'ajuster précisément le seuil de température sa plage de débattement étant de l'ordre de $\pm 5^\circ\text{C}$. Chacune des entrées inverseuses des comparateurs IC1b, IC1c et IC1d est reliée à un diviseur de tension de caractéristiques différentes.

Une fois défini le seuil de basculement du premier comparateur, IC1d, on aura basculement de sa sortie, ce qui se traduit



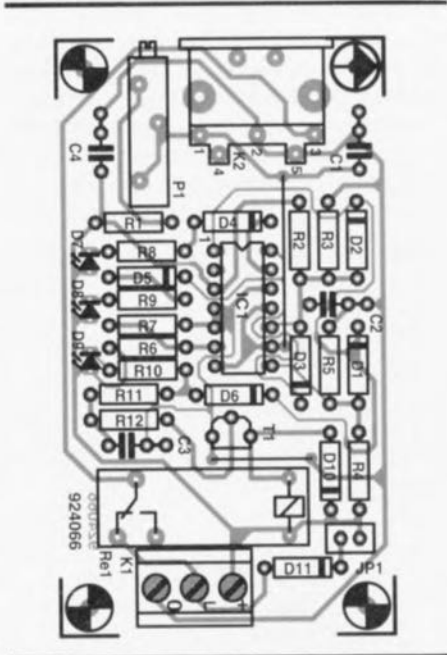
par l'illumination de la LED verte D7 : tout va bien.

Lorsque la tension à l'entrée du second comparateur, IC1c, devient plus importante que celle appliquée à son entrée non-inverseuse ce comparateur bascule : la LED jaune D8 s'illumine signifiant : attention les choses se gâtent. Ce même processus prend place dans le cas du 3^e comparateur, IC1b, dont la sortie bascule lorsque les thermistances atteignent une température de l'ordre de 48°C. La LED rouge D9 s'illumine indiquant qu'il commence vraiment à faire très chaud.

Simultanément on a application d'un courant de base au transistor T1 qui devient passant entraînant l'activation du relais Re1 et partant son ouverture. La tension de charge en provenance du chargeur n'arrive plus aux accus CdNi.

Le choix d'un relais pour la coupure et la prise de diodes dans les lignes de sortie des comparateurs pour n'avoir qu'une seule LED illuminée à la fois permet de limiter la consommation totale du circuit à une quinzaine de mA. On pourrait encore gagner 1 à 2 mA en utilisant des LED à faible consommation, mais la consommation reste négligeable face aux centaines de mA de la charge.

C'est à dessein qu'il n'a pas été fait appel à un régulateur de tension intégré sachant que la tension de référence et la tension aux bornes des NTC varient dans



les mêmes proportions que la tension de charge et que le rapport reste le même.

Notons que si l'on désire utiliser ce montage avec des accus de 6 V il suffit de changer un seul composant, Re1, qui deviendra un relais 6 V, les autres composants concernés, à savoir R10 à R14 ont une valeur qui en permet l'utilisation pour les 2 versions de ce montage.

C. Millasson

Liste des composants

Résistances :

R1 = 1kΩ5
R2 = 6kΩ19
R3 = 3kΩ9
R4 = 7kΩ50
R5 = 2kΩ20
R6 = 8kΩ20
R7 = 2kΩ00
R8 à R10 = 1 kΩ
R11, R12 = 3kΩ3
R13, R14 = NTC 470 Ω
P1 = ajust. 1 kΩ multitour

Condensateurs :

C1, C4 = 100 nF
C2 = 6nF8
C3 = 470 nF

Semi-conducteurs :

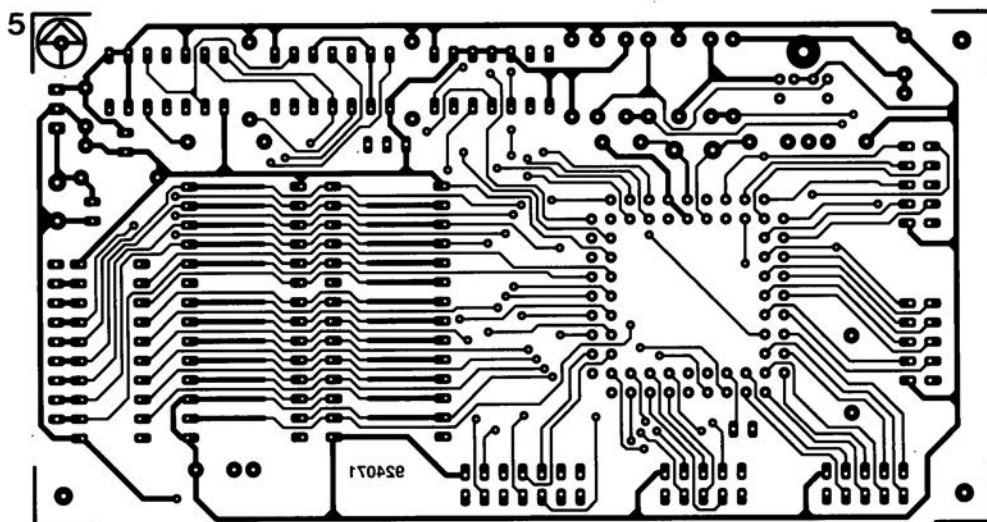
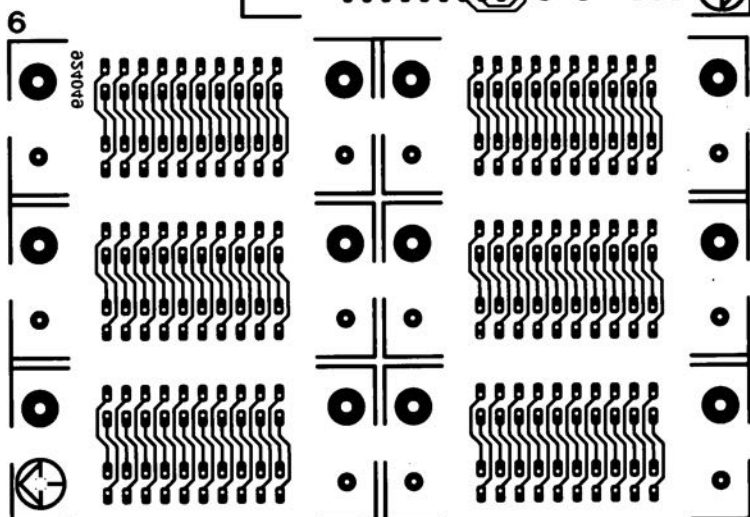
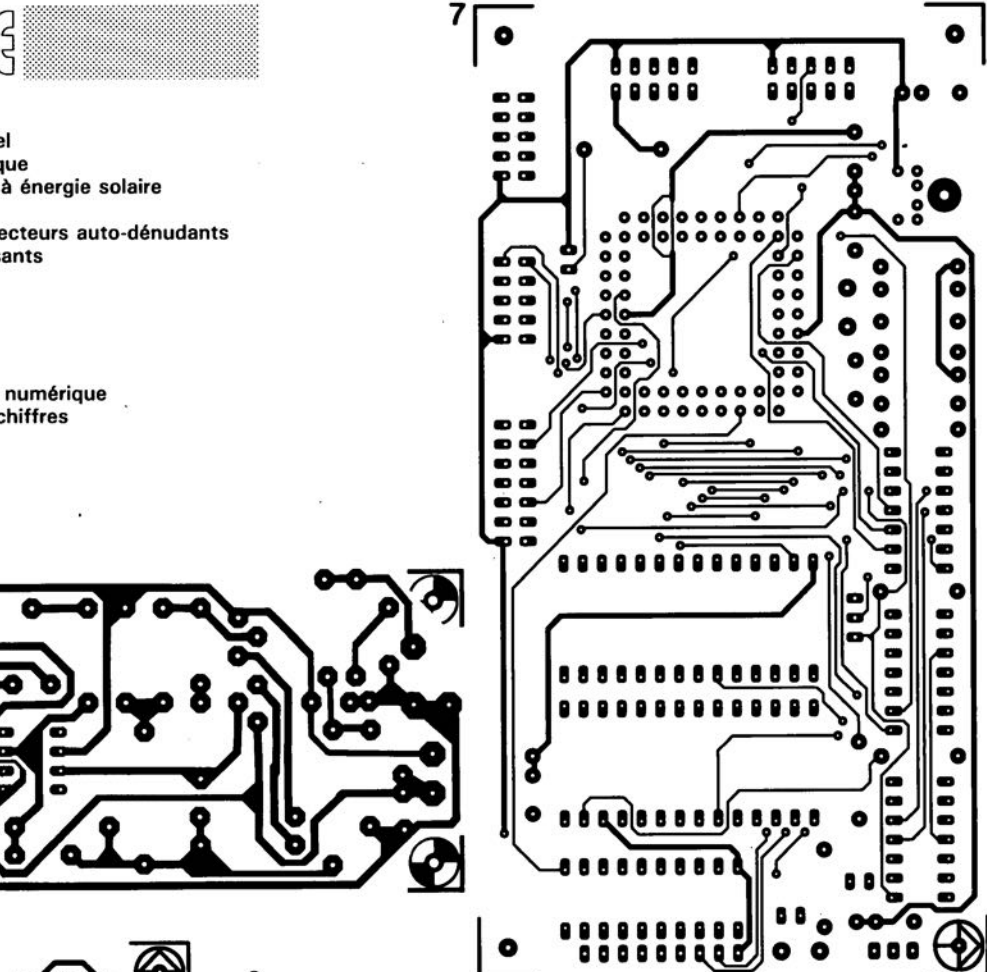
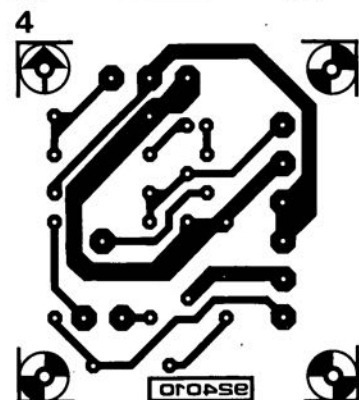
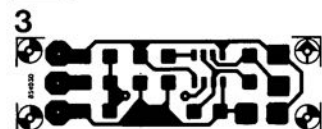
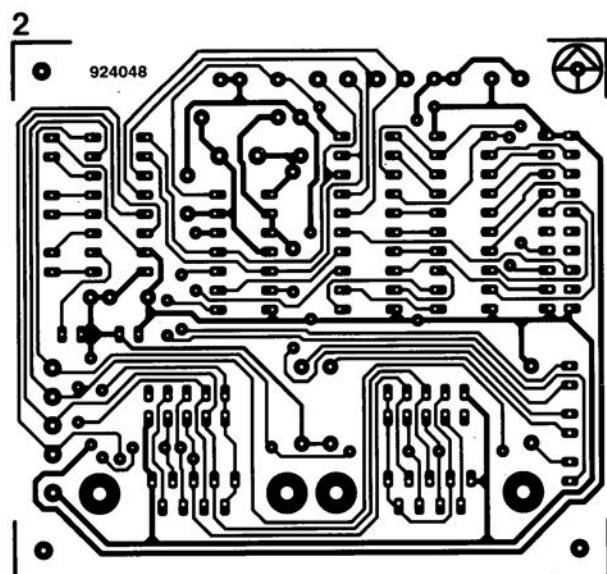
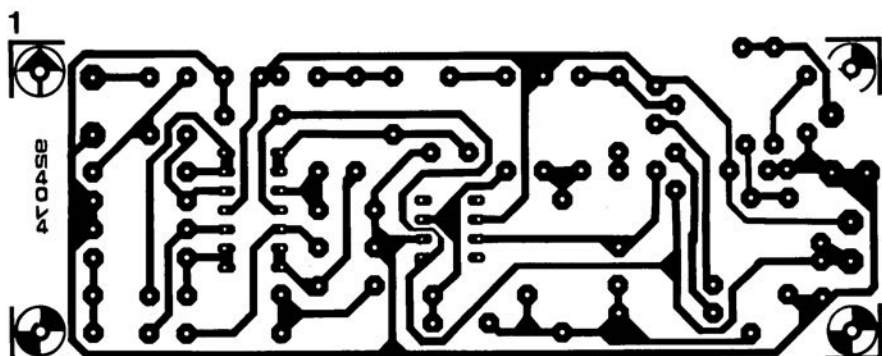
D1 à D6, D10 = 1N4148
D7 = LED verte 3 mm
D8 = LED jaune 3 mm
D9 = LED rouge 3 mm
D11 = 1N4001
T1 = BC557B
IC1 = LM339 (National Semiconductor)

Divers :

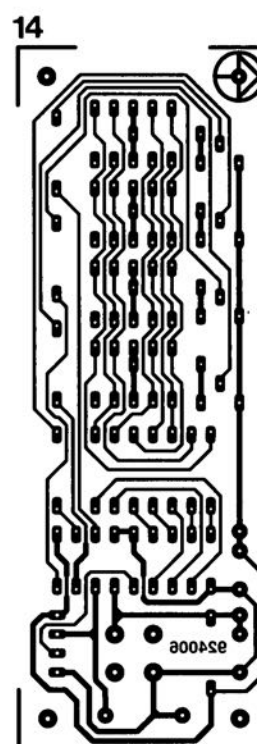
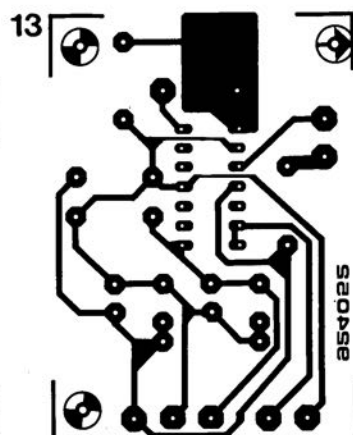
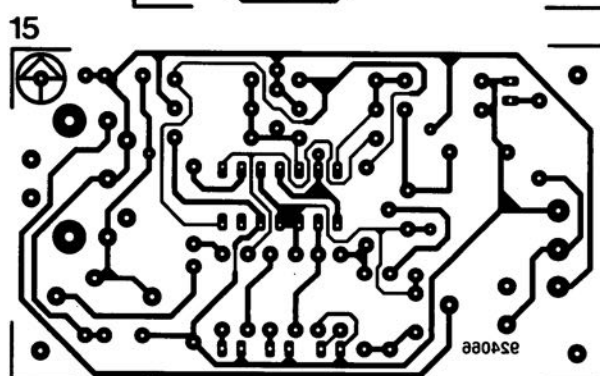
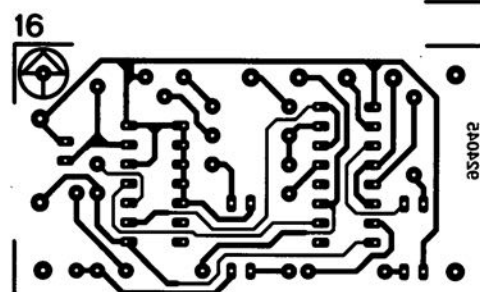
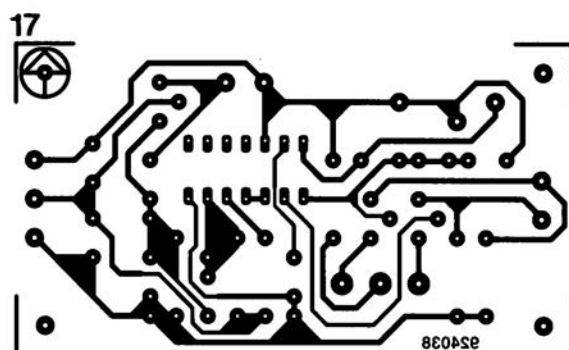
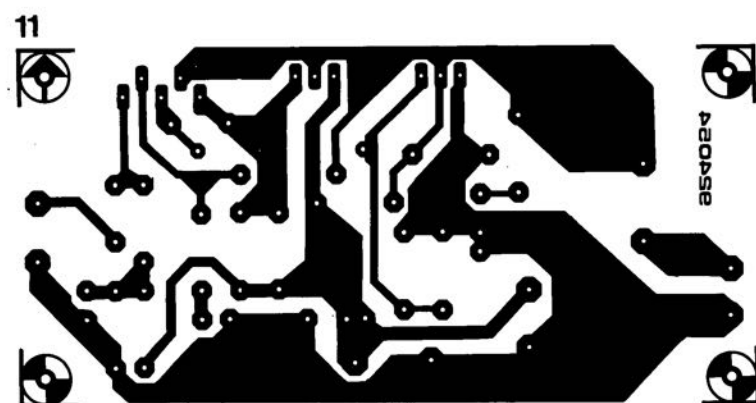
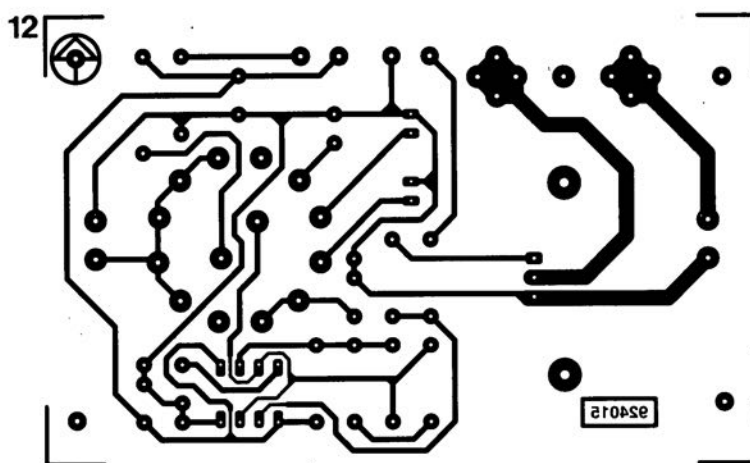
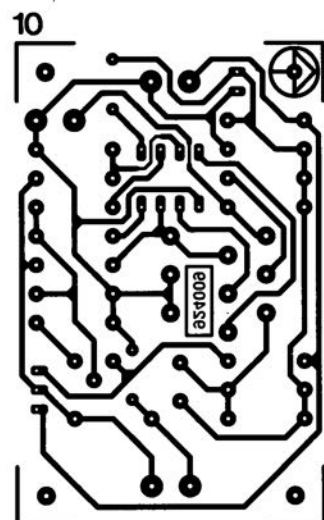
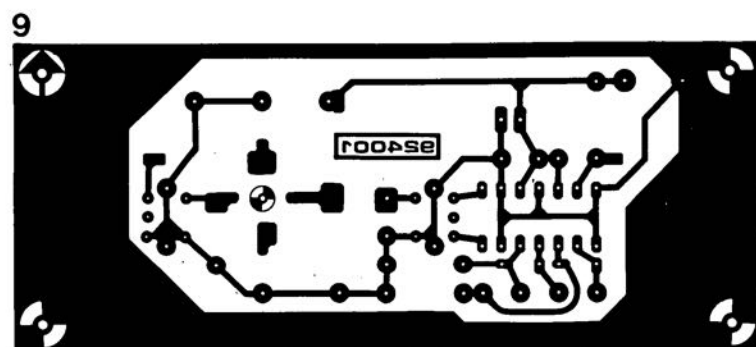
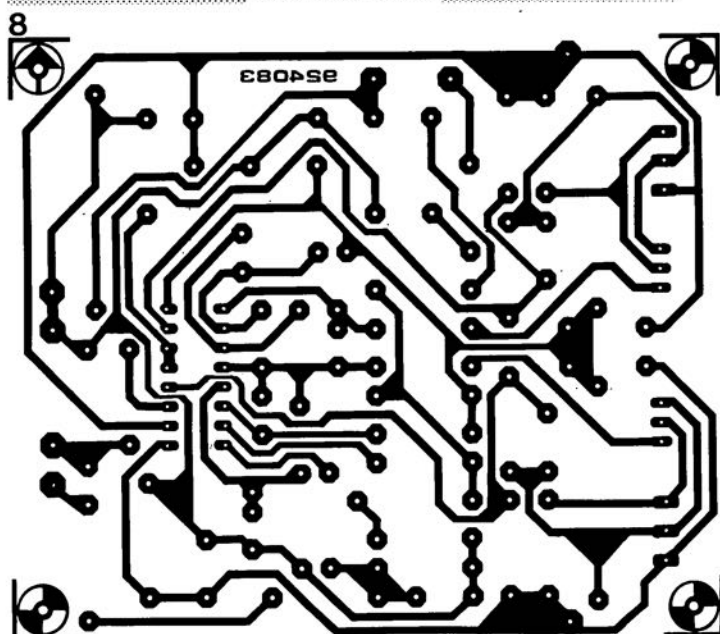
K1 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 5 mm
K2 = embase DIN femelle encartable à 5 contacts 1
Re1 = relais 12 V à montage vertical (tel que Siemens)

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



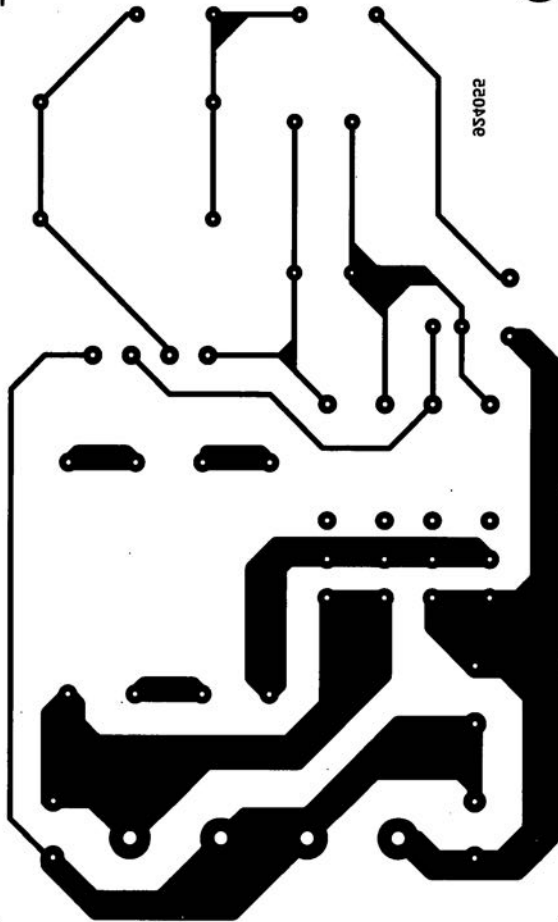
SERVICE



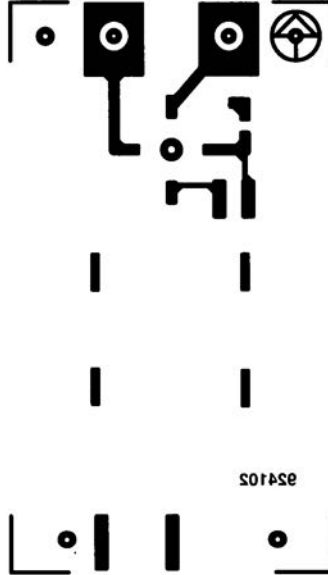
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

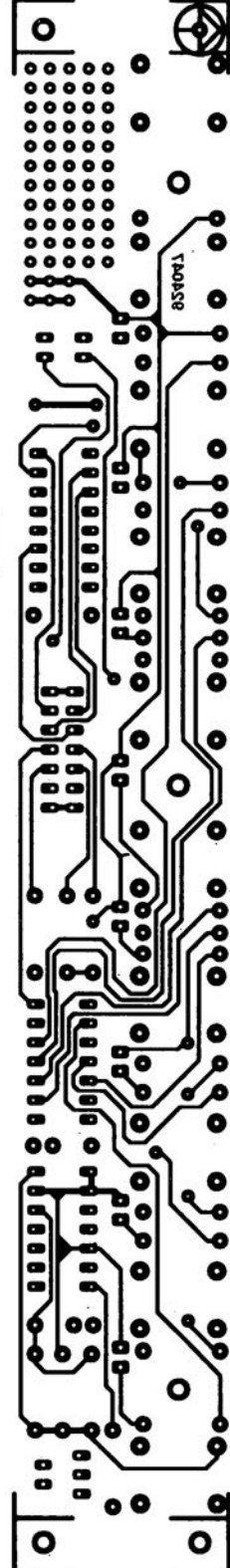
18



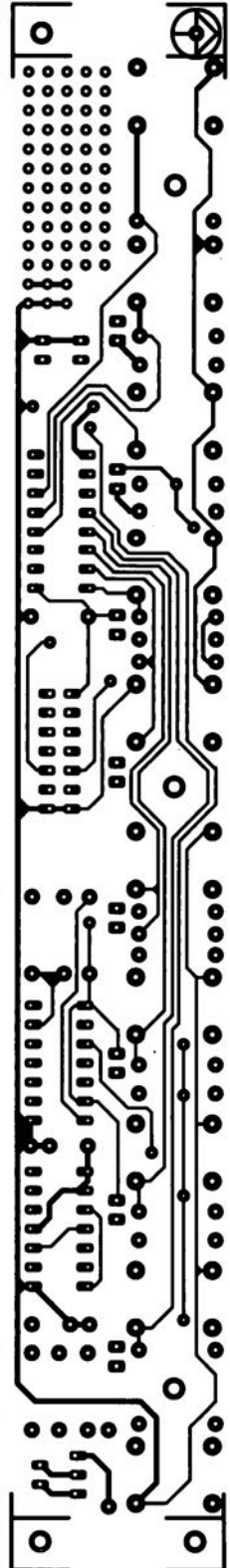
23



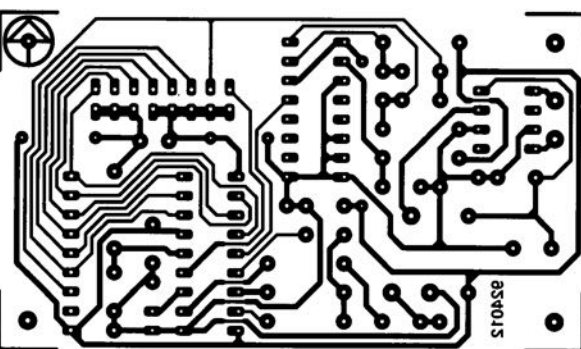
24



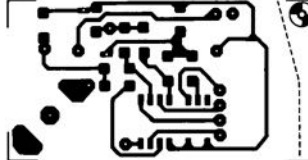
25



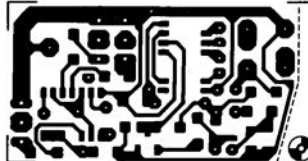
19



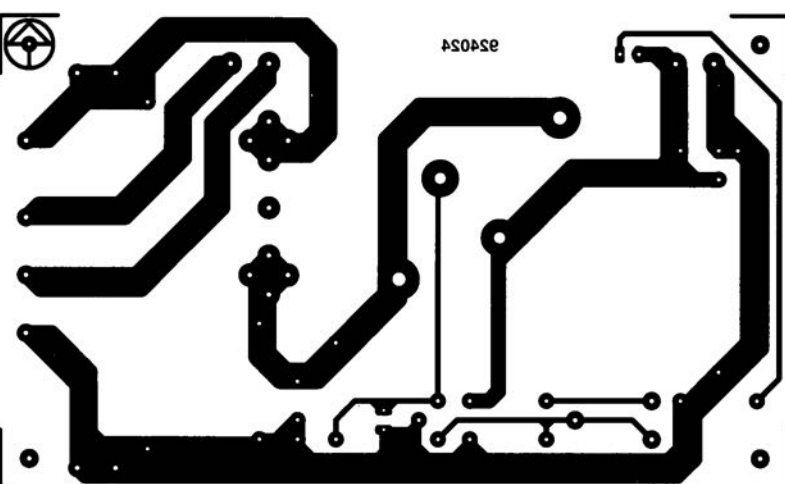
22



21



20





COMMANDE DE TUBES LUMINESCENTS

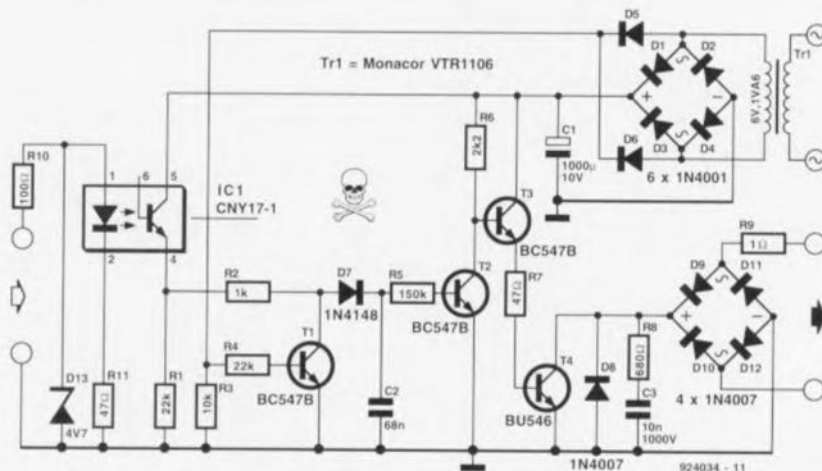
Nous voulions réaliser un chenillard à 8 sorties numériques (marche/arrêt, sans gradation) pouvant, par programmation, afficher plusieurs patterns d'illumination. Rien de bien nouveau penseront, à raison, certains d'entre vous, ce qui explique que nous ayons opté pour l'utilisation de tubes lumineux (TL) de 1,20 m de long et de 28 mm de section.

Les rares circuits capables de remplir la fonction requise ne marchent malheureusement qu'avec les gros tubes de technologie plus ancienne, sachant qu'avec ses quelque 1 200 V, la tension d'allumage des tubes TL plus récents se situe à un niveau sensiblement plus élevé. Après moult essais infructueux (et autant de trépas brutaux de thyristors, triacs et autres transistors) nous avons trouvé une solution, qui associe l'inconvénient d'être plus complexe à l'avantage d'être dûment testée pendant de longues durées.

Le starter du tube fait place au commutateur électronique proposé ici. Lorsque le tube est allumé, le commutateur est ouvert, de sorte qu'il n'est exercé aucune influence sur la tension du tube. Si le tube devait s'éteindre, le commutateur se ferme. La tension du tube est nulle; les filaments de chauffage chauffent. Lorsque le tube doit s'allumer le commutateur s'ouvre au premier passage par zéro de la tension du secteur. À cet instant le courant traversant le circuit de précommande atteint son maximum en raison de la dominance de l'inductivité de ce circuit qui traîne quelque 90° derrière le courant. La tension inductive naissant à l'interruption de ce courant produit un allumage fiable du tube.

On peut penser qu'un chauffage permanent ne constitue pas une solution très raisonnable. Après de longs jours de chauffage nous n'avons pas pu détecter le moindre changement de comportement de l'allumage ou de tension de service. Il est fort probable que dans les conditions évoquées les tubes n'atteignent pas la fin de leur durée de vie nominale de 5 000 heures, mais après 200 heures de fonctionnement et de commutations intensives (plus de 100 000 allumages), aucun tube ne nous a encore lâché. Il semblerait à première vue qu'un chauffage permanent soit moins néfaste qu'une mise en fonction à froid, situation fort courante en utilisation normale.

Le fonctionnement du circuit est relativement simple. Tant qu'il ne circule pas de courant de commande à travers la LED de l'opto-coupleur, le transistor T2 bloque,



T3 fournissant un courant de base de quelque 100 mA à T4.

Ce courant est important pour atteindre une tension de saturation à T4 de niveau suffisamment faible de manière à limiter au strict nécessaire la dissipation et partant les dimensions du radiateur.

T4 court-circuite donc le tube et en produit le préchauffage. Il faut, lorsque le tube doit être allumé, qu'il circule de l'ordre de 10 mA dans la LED de l'opto-coupleur, ce qui implique qu'il faut quelque 3,5 V à l'entrée du montage. La tension de service que laisse passer l'opto-coupleur activé entraînerait la charge, via la résistance R2 et la diode D7, du condensateur C2,

s'il n'y avait pas là T1. Ce transistor est attaqué par les demi-périodes de 100 Hz dérivées de la tension du secondaire via les diodes D5 et D6. Ce n'est que lors du passage par zéro de la tension du secteur que T1 est passant, permettant à C2 de se charger. Ce faisant, T2 devient passant, coupant ainsi le courant de base de T3. Ceci entraîne le blocage de T4 (au maximum du courant environ) le tube reçoit sa tension d'allumage... et s'allume.

T4 doit être un transistor ayant une tension de service de 1 200 V au minimum. On pourrait penser à utiliser des transistors de déviation horizontale, mais la plupart d'entre eux possèdent un gain en courant trop faible (ne dépassant pas 10 bien souvent). Le facteur de transfert de l'opto-coupleur doit être de 50% au minimum. T1, T2 et T3 pourront être des transistors courants, sachant que T3 doit pouvoir supporter 100 mA. D9 à D12 seront des diodes rapides; on pourra, éventuellement, se contenter de 1N4007.

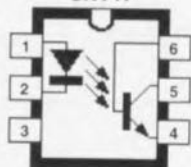
Le montage réalisé sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles développées en longueur trouvera place dans le coffret d'un tube TL de 120 cm ordinaire. Il faudra, lors de la conception et de la réalisation de la platine, veiller à garder un écart suffisant entre les composants et le coffret métallique (donc conducteur). Il n'est pas interdit, bien au contraire, d'envisager d'intercaler un film de plastique entre le montage et le boîtier. La présence de l'opto-coupleur est, pour des raisons de sécurité, indispensable. Il ne saurait être question de ne pas mettre en place ce composant assurant l'isolation galvanique.

Groupe d'Aix-la-Chapelle

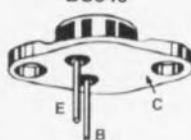
BC547B



CNY17



BU546



924034 - 12



ÉCONOMISEUR D'AMPOULES DE PROJECTEUR

Il semble, dans la pratique, qu'il ne soit pas exceptionnel, lors de l'utilisation d'ampoules halogènes (sur les bateaux entre autres) associées à des batteries de bonne capacité, que l'on soit confronté à des problèmes. On peut en effet considérer les batteries comme étant des sources de tension pratiquement idéales, les ampoules halogènes (250 W/24 V par exemple) présentant elles, lorsqu'elles sont froides, une résistance faible de moins de 0Ω . On l'aura compris, la mise en fonction de l'ampoule se traduit par un courant de crête de 240 A. Dans la pratique, la durée de vie utile de l'ampoule est bien souvent plus courte qu'il ne faudrait. Il n'est pas exclu qu'il ne faille que quelques allumages de l'ampoule pour la détruire. Elektor ne serait pas Elektor si quelqu'un n'avait pas trouvé de remède électronique à ce problème.

Comme on travaille ici en tension continue, la seule solution pour réaliser une application progressive de la puissance à l'ampoule est de faire appel à la modulation en largeur d'impulsion (*pulse width modulation*). La commutation à partir de 0 de la tension d'alimentation de l'ampoule par augmentation progressive de la largeur d'impulsion et le lissage, à l'aide d'une self, du courant la traversant, permettent une augmentation en douceur du courant moyen à travers l'ampoule. La commutation, le découpage, se fait à l'aide de 2 MOSFET du type BUZ11, T2 et T3. L'une des caractéristiques intéressantes de ce type de transistor est sa très faible

résistance de canal qui n'est que de $0,03\Omega$ (valeur typique) à une tension grille-source de 15 V.

Ils ont bien évidemment également été choisis pour le courant important qu'ils peuvent supporter (30 A, 120 A crête). La mise en parallèle de ces 2 transistors permet de répartir le courant (en pratique ce ne sera pas du « fifty-fifty », mais suffisant pour que l'on reste à l'intérieur des spécifications des MOSFET lors de la commutation).

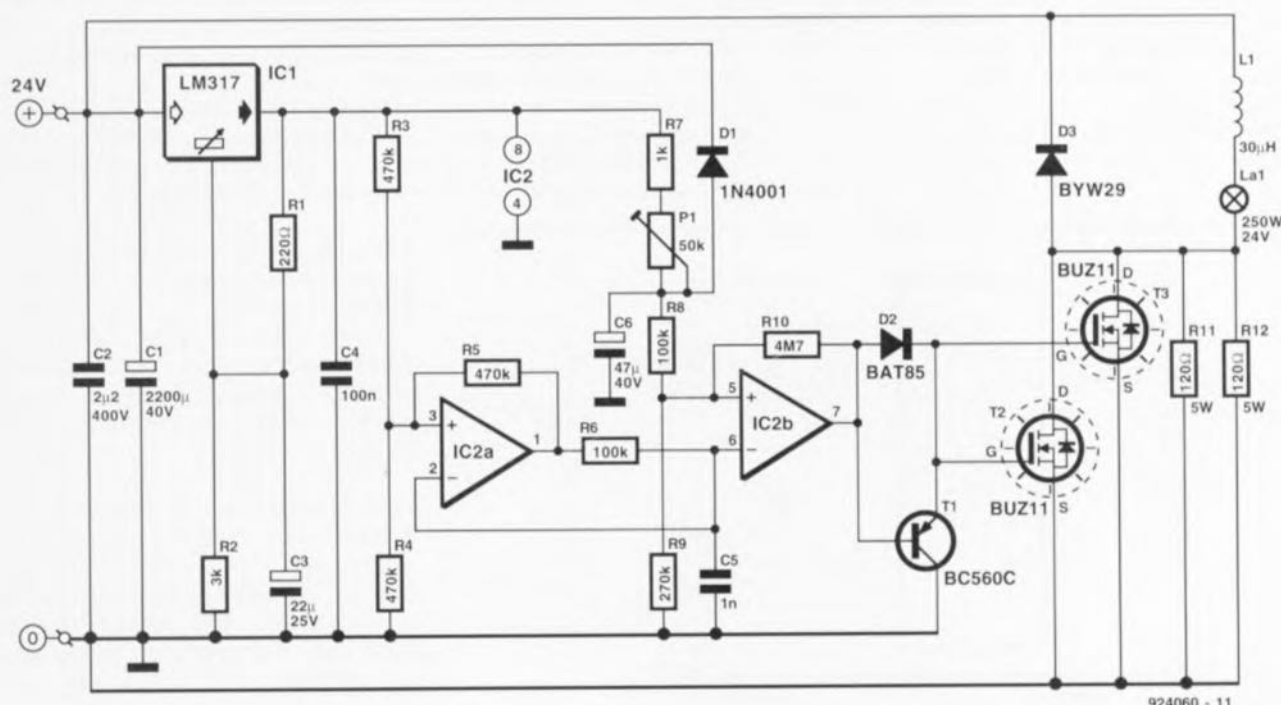
Il ne suffit pas, dans le cas présent, d'augmenter la tension de l'ampoule par modulation de largeur d'impulsion. En raison de la résistance faible du circuit batterie-ampoule-MOSFET, le courant de mise en fonction pourrait, même alors, être trop important. C'est là la raison de la prise en série, avec l'ampoule, d'une self, L1, destinée à limiter le courant à la mise sous tension du système.

L'électronique de commande des MOSFET ne présente pas de particularité notable. Un régulateur intégré, IC1, fait en sorte que la tension d'alimentation du circuit soit d'une part stable et qu'elle ne puisse pas prendre une valeur trop élevée. IC1 est ajusté à une tension de sortie de 18,5 V environ. Il n'est pas possible d'utiliser directement la tension fournie par la batterie sachant que la tension grille-source limite des MOSFET est de 20 V.

On génère, à l'aide de IC2a, une tension plus ou moins triangulaire de façon à disposer de la tension de commande pour la

modulation en largeur d'impulsion des MOSFET. Les résistances R3 et R4 mettent l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel à la moitié de la tension d'alimentation et, associées à R5, font de IC2a un trigger de Schmitt. La réinjection, via un réseau RC, du signal de sortie dans l'entrée inverseuse convertit IC2a en un générateur de signal rectangulaire. Ceci signifie que l'on a à la sortie un signal rectangulaire, ce qui ne nous intéresse d'ailleurs pas le moins du monde. La tension aux bornes de C5 est, elle, bien plus intéressante. Cette tension présente en effet l'évolution caractéristique de la courbe charge/décharge d'un condensateur.

Cette onde évoluant exponentiellement dans les 2 sens a une forme pratiquement triangulaire, en tous cas suffisamment triangulaire pour l'application envisagée. Le comparateur IC2b compare la tension aux bornes de C5 avec celle qui règne aux bornes de C6 qui, après la mise sous tension croît lentement. Si la tension aux bornes de C5 est inférieure à celle présente à l'entrée non-inverseuse de IC2b, la sortie de IC2b bascule au niveau haut. Dès que la tension sur C5 dépasse l'autre, la sortie de IC2b devient basse. La présence d'une petite réaction prenant la forme de R10 permet une commutation plus rapide de IC2b. Plus la tension aux bornes de C6 augmente, plus la sortie de IC2b restera haute longtemps. Lorsqu'enfin, cette tension aura atteint un niveau tel qu'elle dépasse la tension



924060 - 11

maximale de C5, la sortie de IC2b reste haute en permanence. L'ampoule n'est plus mise en et hors-fonction mais reste allumée continûment.

Le type d'amplificateur opérationnel choisi pour IC2, un CA3240, a l'avantage de permettre la descente de sa sortie à 0 V pratiquement, mais il n'est pas en mesure de drainer vers la masse (*sink*, outre-Manche) des courants relativement importants. Ceci explique la présence en aval de la sortie de IC2b d'un petit étage auxiliaire à l'aspect quelque peu curieux. Le transistor T1 permet une décharge suffisamment rapide de la capacité de grille des transistors T2 et T3 (de 2 à 10 nF ! à elles 2). La sortie de IC2b peut, via la diode D2, mettre en conduction T2 et T3 (charger leur capacité de grille). Il n'est pas nécessaire pour ce faire de circuit de commande additionnel sachant que le CA3240 peut fournir suffisamment de courant à un niveau haut (*source* disent les anglais). Lorsque les FET sont passants, la tension de grille est de l'ordre de 16 V.

Après mise hors-fonction de la lampe, opération qui ne demande pas de manipulation particulière, puisqu'il suffit de couper l'alimentation, le condensateur C6 se décharge immédiatement via la diode D1. Ceci permet de remettre le montage en état de redémarrer un nouveau processus de montée en tension progressi-

ve. Pour éviter que, lors de la mise hors-fonction, la tension inductive aux bornes de la self L1 ne dépasse pas la tension drain-source maximale admissible du FET (50 V max), l'énergie naissant de la coupure est évacuée via la diode D3. Il nous faut pour remplir cette fonction une diode non seulement rapide mais encore capable de supporter des courants de crête de 30 A.

Il est apparu, lors d'essais, qu'une diode à temps de commutation de 150 ns est trop lente, ce qui explique que nous ayons fait appel à une BYW29 (25 ns) qui a l'avantage additionnel de pouvoir supporter des courants encore plus importants. Les résistances R11 et R12 introduisent un léger préchauffage de l'ampoule avant que les MOSFET ne soient mis en fonction. L'ajustable P1 permet de jouer sur la vitesse à laquelle le circuit établit l'allumage de l'ampoule. Il suffira, dans la plupart des cas, de mettre P1 en position médiane.

On montera, de préférence, les 2 MOSFET sur un petit radiateur commun bien que leur dissipation totale ne soit pas très importante (à peine 1,6 W).

Les condensateurs C1 et C2 pris à l'entrée de IC1 doivent être capables de supporter des impulsions de courant à haute fréquence de 30 A. Ceci explique que nous ayons opté pour un montage en parallèle d'un condensateur électrochimique

et d'un condensateur MKT de capacité respectable.

Il faudra choisir les caractéristiques de la self L1 de manière à ce que le courant à travers l'ampoule ne dépasse pas une valeur fixée auparavant. Plus la self est importante, moins la valeur maximale du courant de mise en fonction sera élevée. Il faut cependant que les dimensions physiques de la self restent acceptables.

Nous avons défini à 30 A le courant maximal de mise en fonction. On pourra donc se contenter, à une fréquence de commutation de 7 kHz, d'une self ayant une inductance de 30 μ H. Pour éviter tous les problèmes de saturation du matériau du noyau nous avons choisi une self à entrefer à air. On utilisera, pour réaliser cette self, un barreau de ferrite rond de 24 mm de section sur lequel on embobine 45 spires de fil de cuivre émaillé de 1,5 mm de section, superposées en 3 couches. Pour assurer une stabilité mécanique suffisante à l'ensemble on fixera chaque couche de spires à l'aide de quelques gouttes de colle.

La consommation de courant du circuit est, pour une grande part, fonction du type d'ampoule utilisé. Dans le cas d'une ampoule de 250 W et d'une alimentation de 24 V, il atteint largement 10 A.

J.J. Paauwe

Notre sonde de « fréquence » permet d'« écouter » la vitesse de fonctionnement d'un ordinateur. Cet instrument de test ultra-simple, capable de rendre audible des fréquences très élevées, peut servir également pour le test d'autres circuits numériques. Il sert tout simplement à suivre certains signaux de fréquence très élevée.

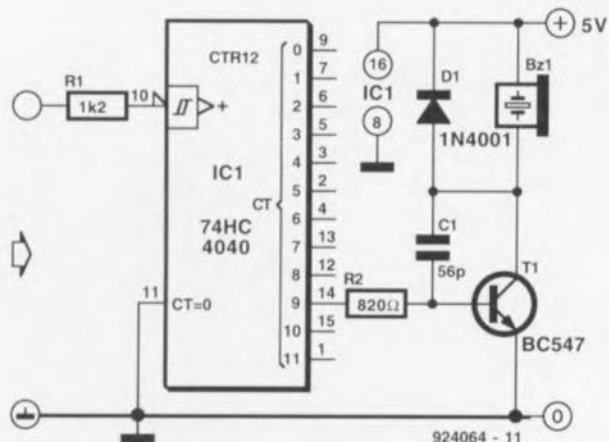
Le circuit complet ne comporte que 7 composants. Un circuit intégré du type 74HC4040, un compteur à 12 bits, fait office ici de « détecteur de fréquence ». Après une division par 1 024, le signal capté à un endroit adéquat d'un ordinateur ou de tout autre circuit numérique, est présent à la sortie CT9 (broche 14) de IC1. Ce signal attaque un transistor qui, à

son tour, commande un haut-parleur ou un résonateur du type piézo-électrique. Il ne faudra en aucun cas faire appel ici à un résonateur à tension continue.

Le facteur de division a été choisi de façon à ce que les MHz se transforment en kHz. La fréquence d'horloge de 8 MHz d'un ordinateur du type XT se traduira donc par un son strident de près de 8 kHz. Si l'on envisage de « tracer » des signaux d'une fréquence supérieure à 10 MHz, il faudra relier la broche 15 (sortie CT10), voire même la broche 1 (sortie CT11), à la résistance R2. Cette modification se traduit par la division de la fréquence d'entrée par 2 048 voire par 4 096 dans le second cas.

Pour la « mesure » de fréquences inférieures à 4 MHz on peut utiliser un 4040 « ordinaire ». Il n'est pas absolument nécessaire alors que la tension d'alimentation soit de 5 V très exactement (valeur qu'il **faudrait** impérativement respecter si l'on utilise un 4040 du type HC).

A.B. Tiwana



26

AMPLIFICATEUR À FAIBLE BRUIT

L'une des techniques les plus efficaces pour réaliser un amplificateur à faible bruit consiste à prendre plusieurs étages d'entrée – sous-ensembles relativement critiques en ce qui concerne la génération de bruit – et à les monter en parallèle en tension alternative. Grâce à cette astuce électronique, le bruit total des étages d'entrée sera sensiblement moins important que le bruit produit par un seul étage d'entrée.

La réduction du bruit se calcule à l'aide

de la formule suivante :

$$U_n = U_1 / \sqrt{n}$$

Dans cette équation « *n* » représente le nombre d'étages d'entrée pris en parallèle. U_n est donc le bruit total, produit par « *n* » étages d'entrée et U_1 le bruit produit par 1 étage d'entrée.

La raison pour laquelle cette approche astucieuse donne de si bons résultats est que l'addition de différentes tensions provenant de sources de bruit indépendantes, se traduit par une neutralisation partielle de ces tensions.

Dans le circuit du schéma, 3 amplificateurs opérationnels à très faible bruit, du type LT1028, sont pris en parallèle. D'après la fiche de caractéristiques techniques de ce composant, le bruit produit par 1 seul amplificateur opérationnel est de 0,9 nV/√Hz. On notera qu'il faudra ajouter à cette valeur le bruit dû aux résistances R2 à R11. IC4 fait ici office d'additionneur.

Les mesures effectuées dans notre laboratoire ont donné un bruit total de 0,67 nV/√Hz. Si l'on applique la formule mentionnée ci-dessus et que l'on ne tient pas compte du bruit produit par les résistances, cette valeur devrait être de :

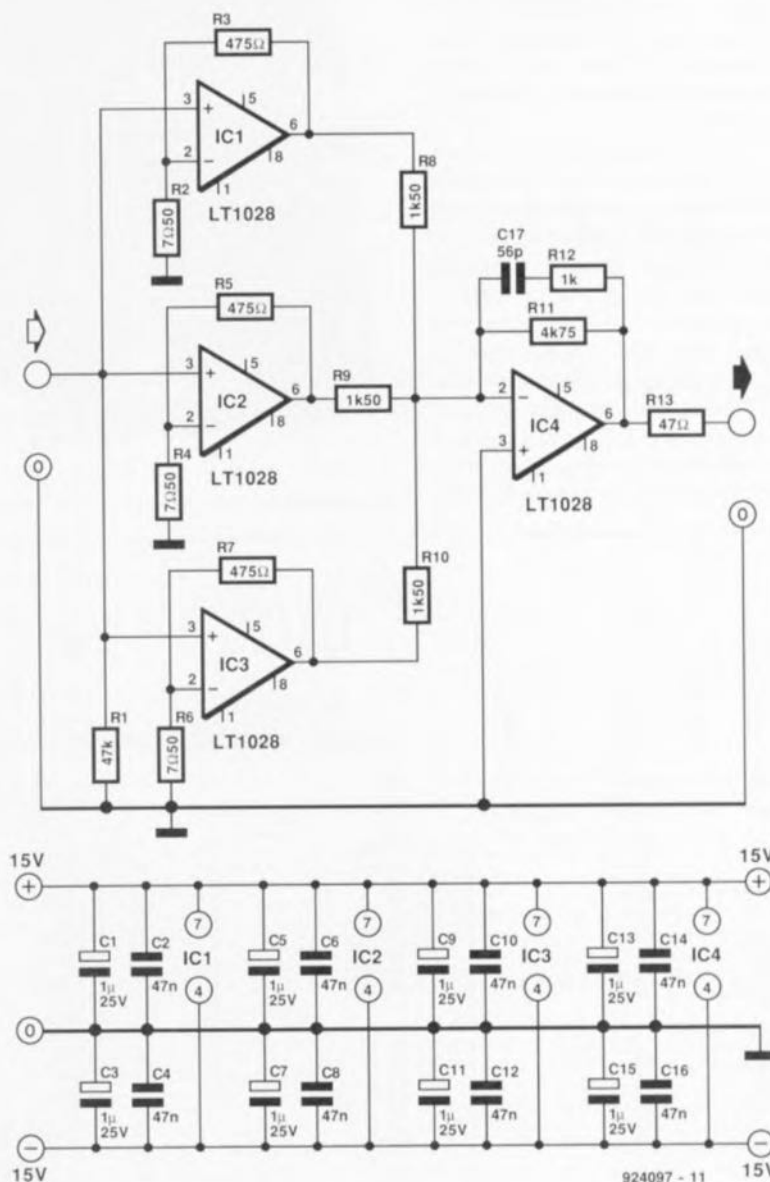
$$0,9 \text{ nV} / \sqrt{3} = 0,52 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

La différence de 0,15 nV/√Hz est de ce fait le bruit introduit par les résistances. Sachant que cette valeur est pratiquement équivalente au bruit produit par une seule résistance de 1 Ω, le résultat est surprenant.

Le gain total du circuit peut être déterminé à l'aide de la formule suivante :

$$A = -1 \cdot n \cdot (1 + R_3/R_2) \cdot R_{11}/R_8$$

Dans cette application il est très important que les 3 résistances de chacune des trippettes R2/R4/R6, R3/R5/R7 et R8/R9/R10 soient de valeur identique. Si l'on respecte le dimensionnement des composants



indiqué dans le schéma, le gain total de l'amplificateur est de 600 environ.

Les amplificateurs opérationnels utilisés dans ce montage ne se caractérisent pas seulement par un faible bruit ; leur taux de montée de 15 V/s et leur bande passante de 75 MHz ($A = -1$) les classent également parmi les circuits les plus rapides de leur type.

Le LT1028 utilisé ici possède de ce fait une bande passante de 1,2 MHz (sans C17 et R12) et ceci en dépit du gain élevé de 63 des circuits intégrés IC1 à IC3. Pour éviter un « overshoot » (dépassement), la bande passante réelle est limitée à quelque 500 kHz par le condensateur C17 et la résistance R12.

Le taux de bruit et de distorsion totale du montage se limite toujours, à une ampli-

tude de sortie de 1 V à 1 kHz, à la valeur plus que respectable de 0,008%.

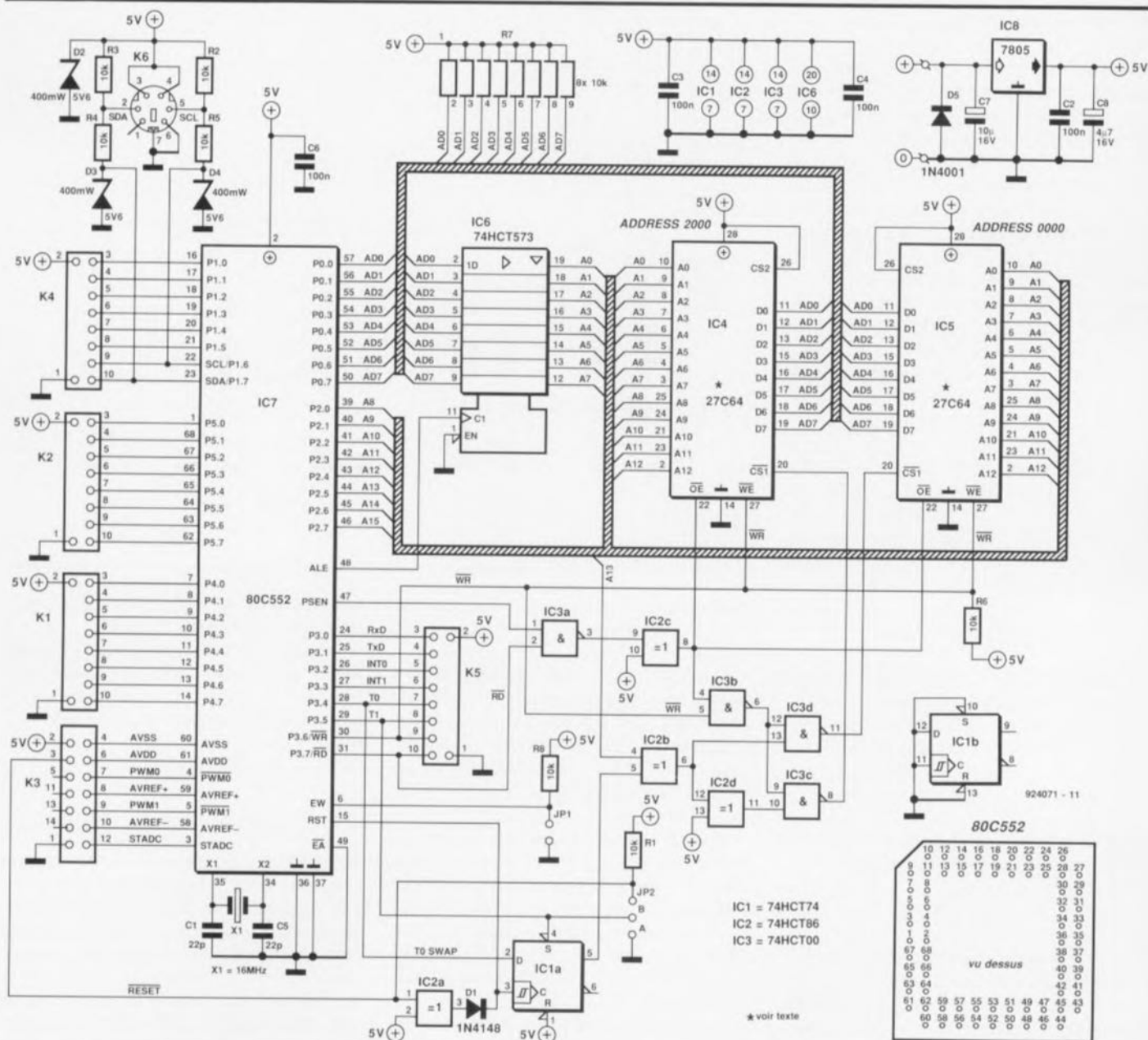
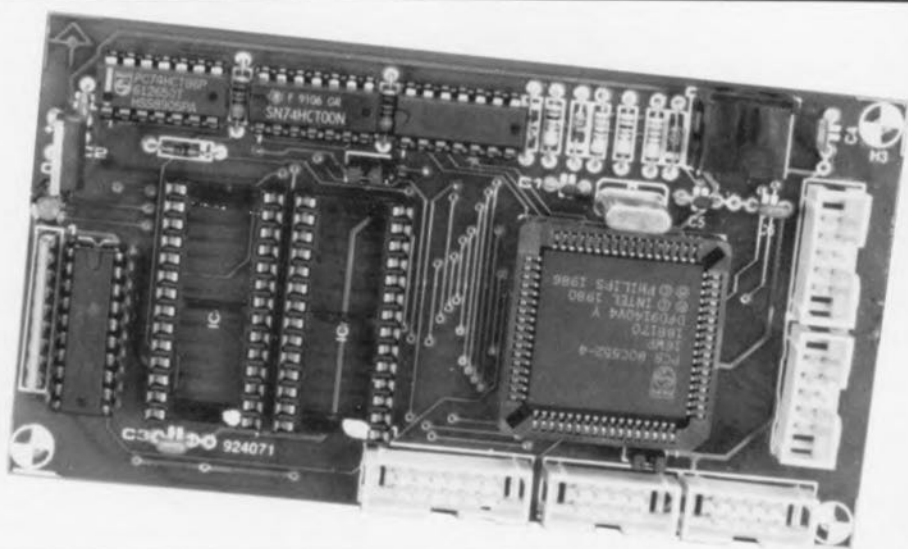
Il est bon de savoir, si vous envisagez de vous lancer dans les expérimentations avec les amplificateurs opérationnels du type LT1028, que ces circuits sont dotés d'une compensation interne qui interdit un gain inférieur à 2.

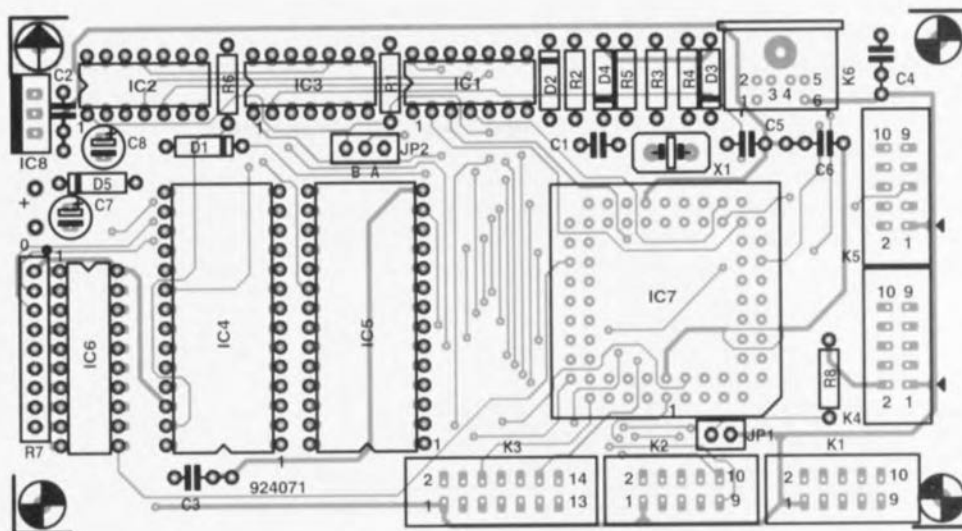
Les résistances déterminantes en ce qui concerne la génération de bruit sont : R2, R4 et R6. Il faudra de ce fait limiter leur valeur au strict indispensable. Il va sans dire que, dans le cas d'une application audio à faible bruit, il est requis de faire appel à des résistances à couche métallique.

La consommation du circuit est de quelque 7,5 mA par amplificateur opérationnel.

SYSTÈME À μ C-80C552

Le 80C552, un microcontrôleur de Philips, est en fait un dérivé très amélioré du 8032 d'Intel. Bien que coûtant à peine plus cher que le 8032, le 80C552 peut se targuer de quelques extras : 8 entrées analogiques, un convertisseur A/N à 10 bits, un temporisateur Timer2 doté de nombreuses fonctions additionnelles, une fonction chien de garde pour le temporisateur Timer3, une interface I²C embarquée, 16 lignes d'E/S (extra, oui), 2 sorties à modulation de largeur d'impulsion et une horloge travaillant à 16 MHz.





excusez la longueur de cette énumération.

Dans le cas qui nous intéresse ici, le 80C552 est utilisé comme une application de mono-carte à microcontrôleur, plus destinée aux expérimentations qu'au remplacement d'un processeur existant. Cette carte est d'une universalité redoutable, pouvant recevoir, comme mémoire, des EEPROM, des EPROM ou de la RAM, voire une combinaison de différents types de ces circuits.

La mono-carte à 80C552 comporte une multitude de connexions d'Entrées/Sorties que l'on pourra utiliser pour ses propres applications. Toutes les lignes d'E/S, exception faite de P0 et P2, sont accessibles par l'intermédiaire des connecteurs K1, K2, K4 et K5. Les lignes I²C, P1.6 et P1.7, sont reliées à une interface I²C simple arrivant à un mini-connecteur DIN à 6 contacts, K6 le bien nommé. Les lignes TxD et RxD, que l'on pourra utiliser pour une communication série à niveaux TTL, sont accessibles via 2 des broches du connecteur K5. Ce même connecteur met à la disposition d'un utilisateur potentiel les signaux de lecture (*Read*), d'écriture (*Write*), d'interruption (*Interrupt*) et Timer.

Les habitués du microcontrôleur 8032 penseront sans doute que le circuit de décodage d'adresses est relativement complexe. Autre caractéristique inhabituelle, l'entrée de remise à zéro (*Reset*) de l'unité centrale (la CPU) est reliée à un bistable. En voici la raison. Il faut que le décodage d'adresses réponde à certaines exigences particulières : il doit être possible de lire **et** des instructions (en faisant appel à PSEN) **et** des données (en utilisant RD) **et** en outre également d'en écrire (par WR). Il est possible de plus d'échanger les domaines d'adresses des positions de IC4 et IC5 avec les entrées CS1 (*Chip Enable*) des EPROM (ou EEPROM) correspondantes utilisées pour

leur validation et leur inhibition (*select & deselect*), de sorte que l'EPROM inhibée ne consomme pratiquement pas de courant. Lorsque le processeur est mis en mode de veille (*idle*) sa consommation tombe à un tiers de la consommation normale, l'entrée CS1 de chaque EPROM étant automatiquement mise au niveau logique haut ce que ne manque pas de réduire la consommation à une valeur encore moindre.

Le bistable IC1a associé à la porte XOR IC2b sert à l'échange des positions, 0000_{HEX}–1FFF_{HEX} et 2000_{HEX}–3FFF_{HEX} des 2 EPROM dans la cartographie mémoire. À condition d'utiliser des EEPROM, on peut réaliser une astuce de programmation fort impressionnante : recharger l'EEPROM « supérieure » (c'est-à-dire celle ayant l'adresse la plus élevée) à l'aide d'un programme exécuté depuis l'EEPROM inférieure. Regarde maman, sans les mains ! Pas besoin d'ouvrir de boîtier, d'extraire d'EPROM, plus de temps perdu à effacer et/ou reprogrammer des EPROM.

On pourrait, à titre d'exemple, imaginer que l'EEPROM « inférieure » lise les données fournies par l'entrée I²C ou série, qu'elle organise cette information pour ensuite la stocker dans l'EEPROM « supérieure ». Le programme fait ensuite passer la ligne T0 au niveau bas et arrête le déclenchement du chien de garde. Au bout d'un certain temps, le chien de garde va initier une remise à zéro interne qui fait passer la ligne RST (broche 15) au niveau haut pendant 3 cycles d'horloge. Ce signal fait office d'impulsion d'horloge pour la bascule bistable IC1a. Le bistable recopie le niveau présent sur l'entrée T0 vers sa sortie Q. Ceci permet à IC2b d'échanger les domaines d'adresses des EEPROM en inversant la ligne d'adresses A13, de sorte que le programme qui vient tout juste d'être chargé dans l'EEPROM « supérieure » est exécuté.

Liste des composants

Résistances :

R1 à R3, R6, R8 = 10 kΩ
R4, R5 = 330 Ω
R7 = réseau résistif SIL de 8 résistances de 10 kΩ

Condensateurs :

C1, C5 = 22 pF
C2 à C4, C6 = 100 nF
C7 = 10 μF/16 V radial
C8 = 4 μF/16 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = 1N4148
D2 à D4 = diode zener 5V6/400 mW
D5 = 1N4001
IC1 = 74HCT74
IC2 = 74HCT86
IC3 = 74HCT00
IC4, IC5 = 27C64 (EPROM) ou 28(C)64 (EEPROM) ou 64(C)64 (RAM)
IC6 = 74HCT573
IC7 = PCB80C552-4WP (modèle 16 MHz, boîtier PLCC à 68 broches, Philips Composants)
IC8 = 7805

Divers :

K1, K2, K4, K5 = embase 2x5 broches HE-10 à faible encombrement
K3 = embase 2x7 broches HE-10 à faible encombrement
K6 = mini-connecteur DIN encartable à 6 contacts
X1 = quartz 16 MHz support PLCC à 68 broches

Sachant que les vecteurs d'interruption sont toujours logés aux adresses commençant à 0000_{HEX} et au-delà, il faut procéder à un échange « physique », plutôt que par logiciel, des domaines d'adresses. Notons cependant qu'il est illicite d'effectuer un tel échange de domaines d'adresses lorsque la CPU est en mode de fonctionnement normal, cherchant des

codes et les exécutant, car il se pourrait que ce changement d'adresses se fasse en plein milieu d'un processus de saisie de code opératoire. Si l'on peut imaginer de procéder, sans risque à une telle interversion, à une fréquence d'horloge de 6 MHz, il en va tout autrement à 12, voire 16 MHz, fréquence de travail de notre mono-carte à 80C552, ce qui explique que nous ayons dû avoir recours à l'astuce de la « remise à zéro matérielle ».

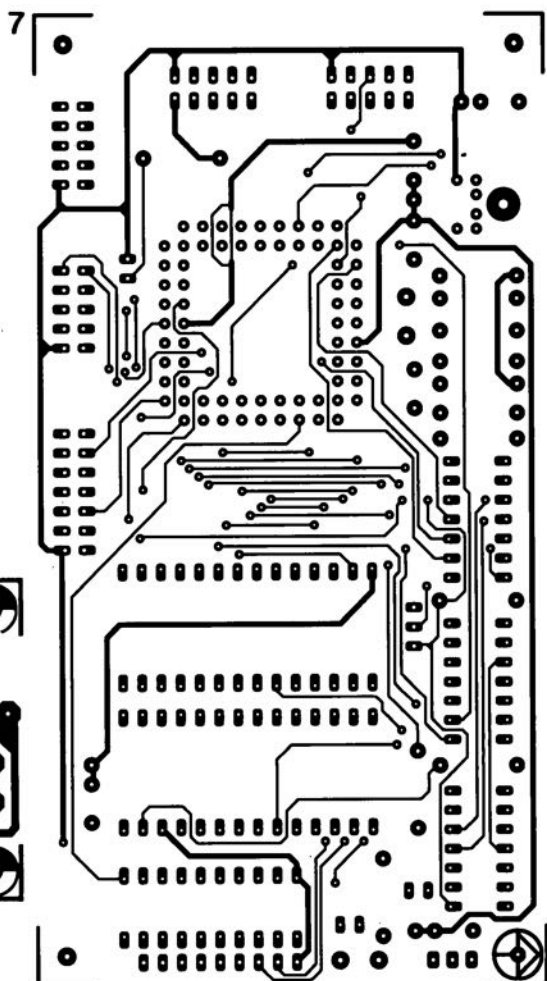
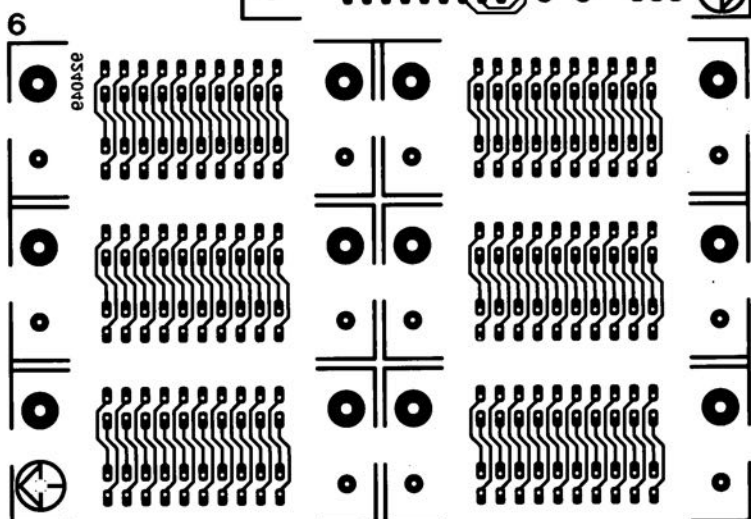
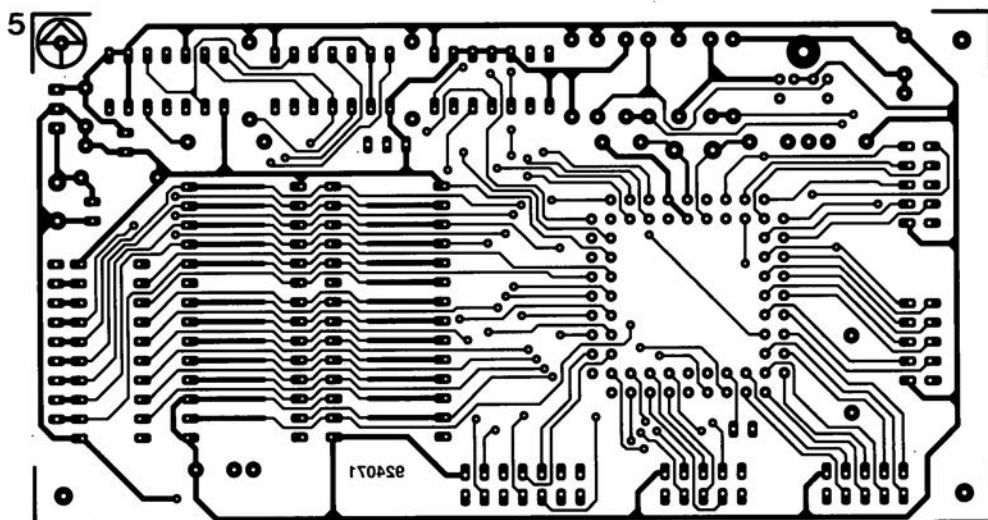
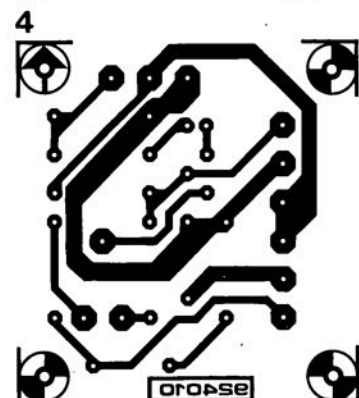
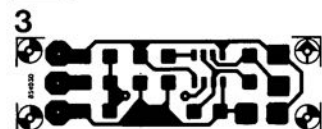
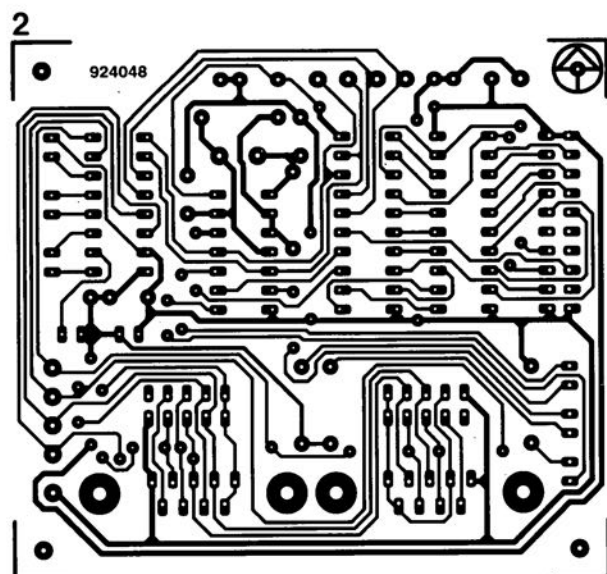
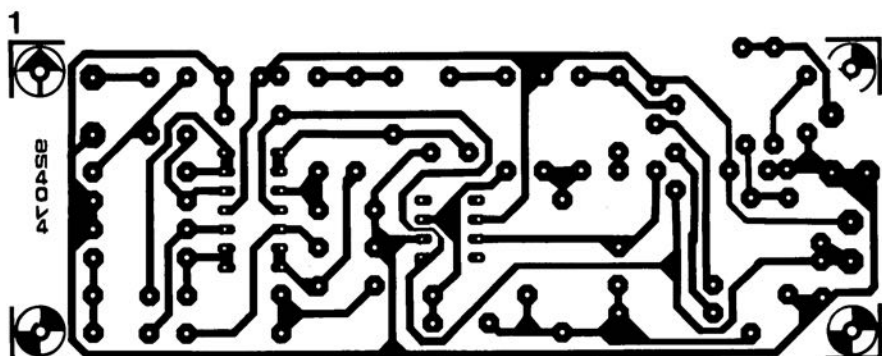
Notons que le port analogique P5 **ne peut travailler qu'en entrée** (il peut également se voir appliquer des niveaux numériques). Les 2 lignes I²C, SCL et SDA (P1.6 et P1.7) peuvent être utilisées tant en entrée qu'en sortie. À l'inverse des autres broches d'E/S, ces lignes ne sont pas dotées de résistances de forçage internes au niveau logique haut. Il est déconseillé en outre d'utiliser P3.7 et P3.6 sachant que cela risque d'interférer avec les pro-

cessus de saisie de codes opératoires normaux.

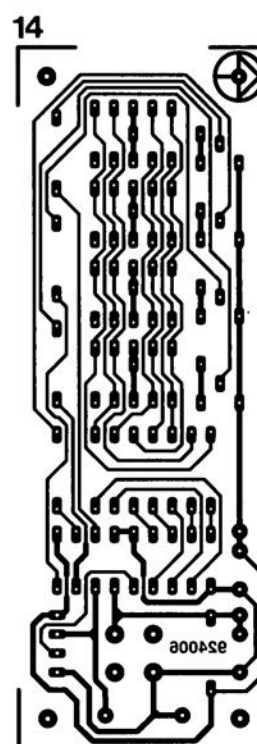
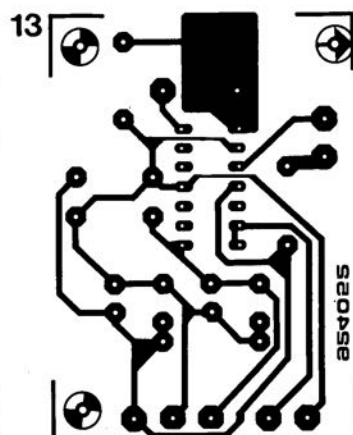
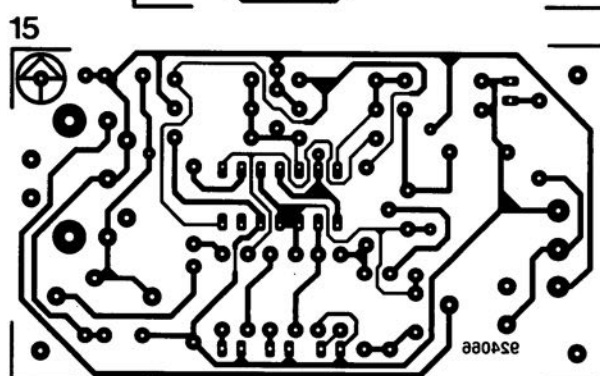
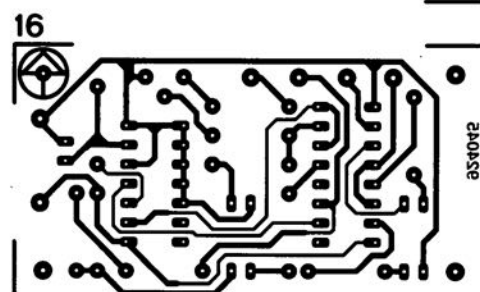
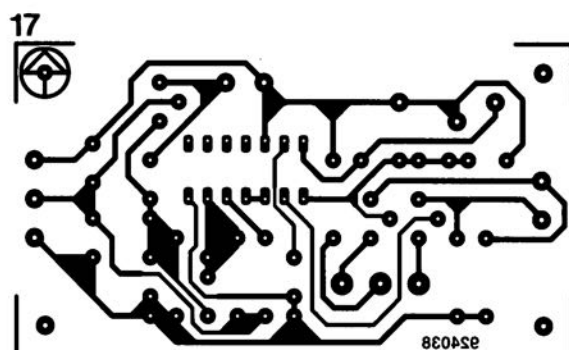
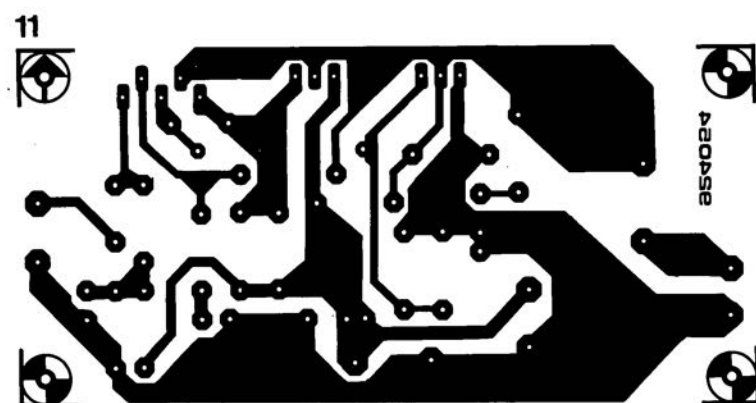
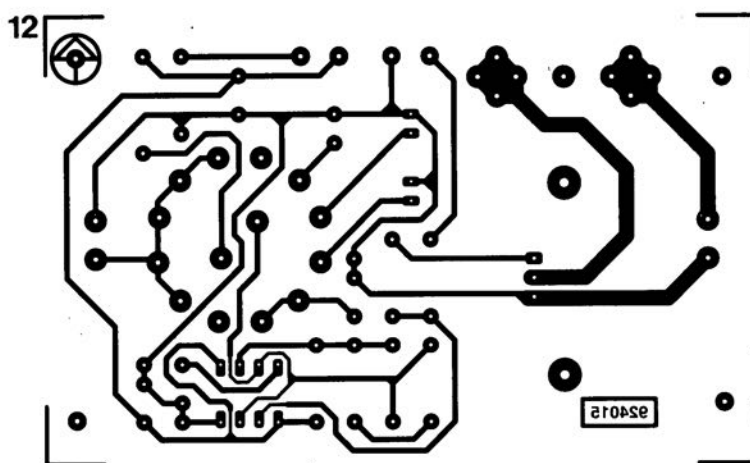
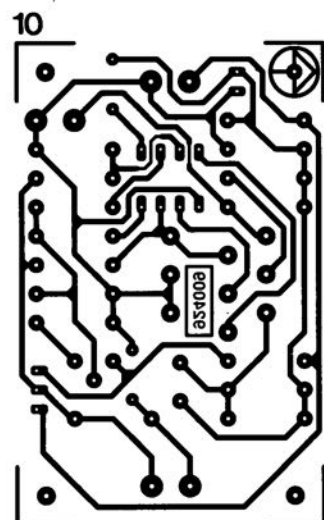
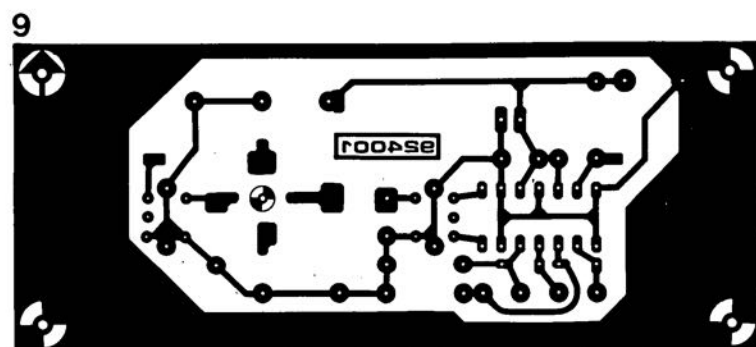
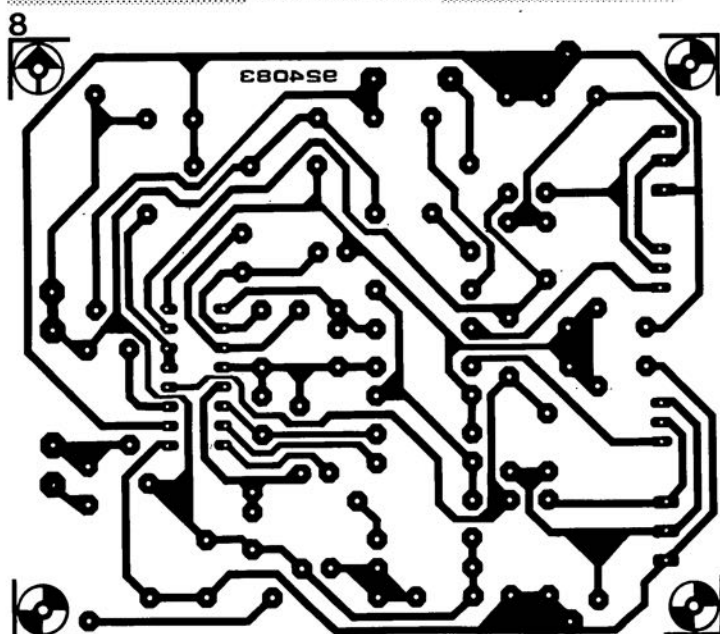
Si vous envisagez de connecter un affichage à cristaux liquides (LCD) modulaire au système à 80C552, il est préférable d'utiliser le module en mode à 4 bits, sachant que cela permet de n'utiliser, pour ce faire, que 7 lignes de port. Il n'est pas possible d'envisager une connexion de bus directe à des fréquences d'horloge supérieures à 10 MHz.

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



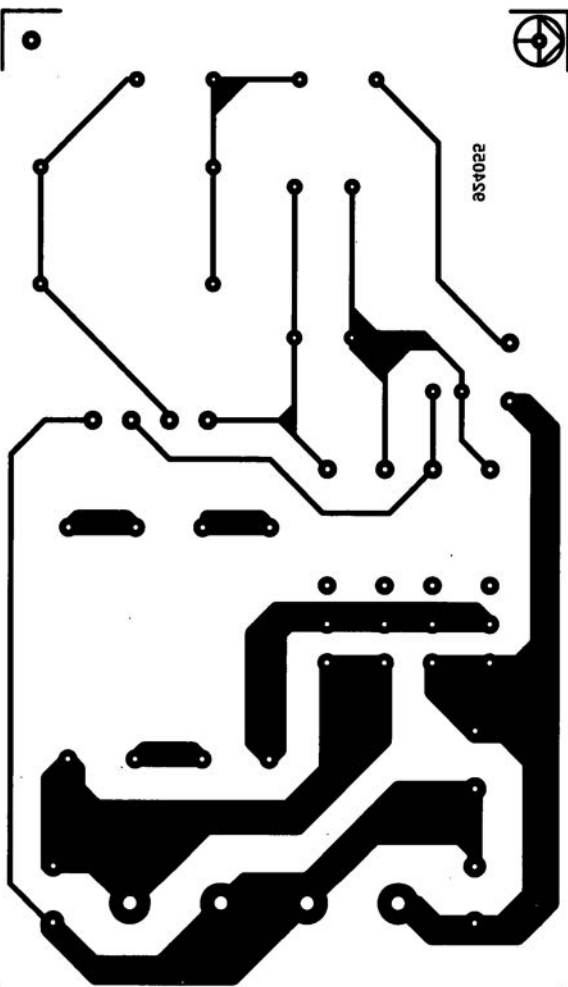
SERVICE



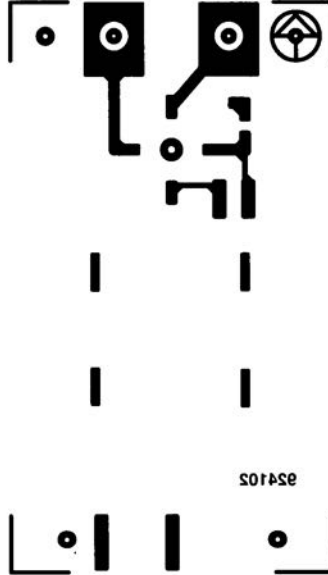
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

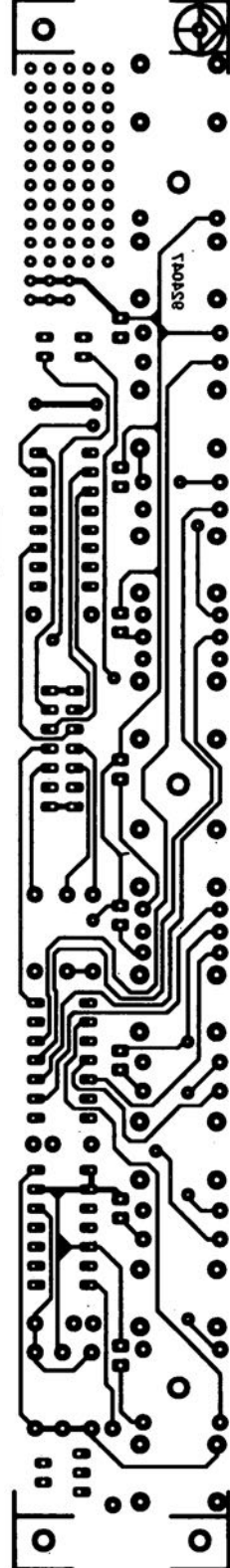
18



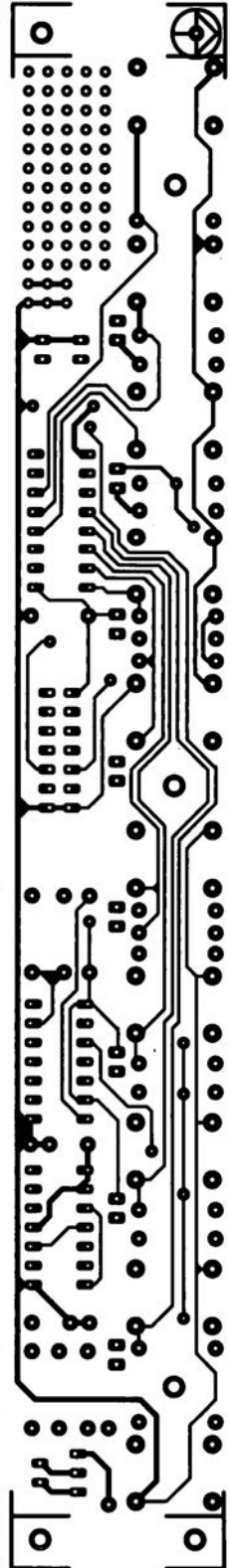
23



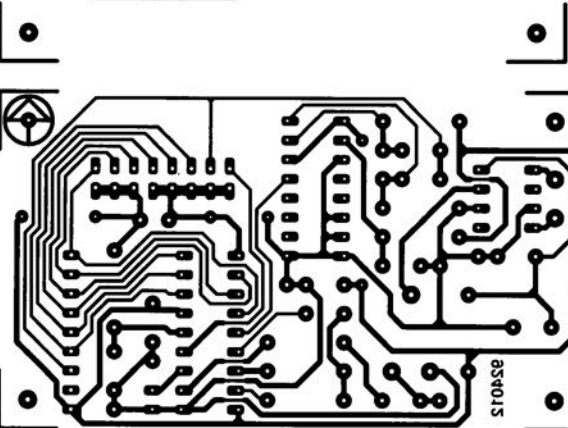
24



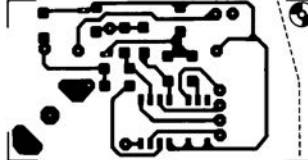
25



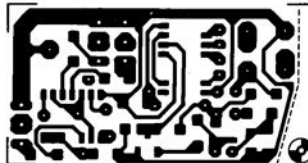
19



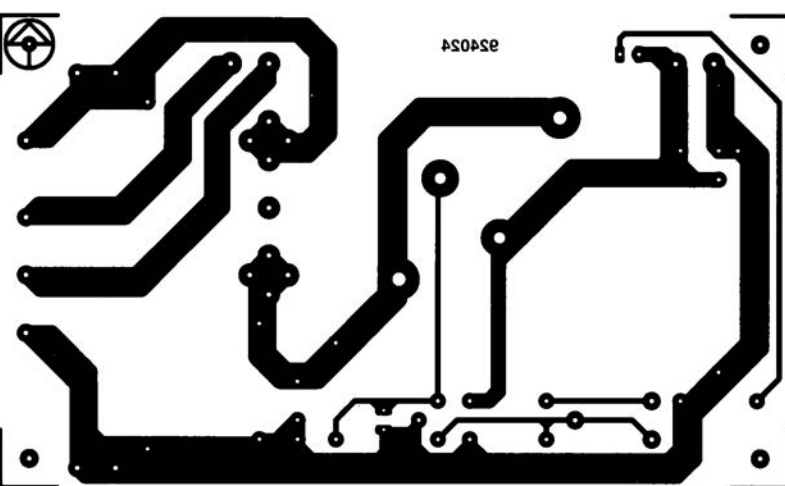
22



21



20





LED « OCCUPÉ » POUR TÉLÉPHONE

Les téléphones modernes permettent la mise en parallèle de plusieurs appareils sur une même ligne. Si personne n'osera nier le côté pratique de la chose, il n'en est pas moins vrai que cette approche présente l'inconvénient de ne pas être en état de constater si l'on est, ou non, « écouté ». Autre inconvénient de cette mise en parallèle : on ne sait jamais lorsqu'un autre occupant d'une habitation a pris le relais d'une conversation qui n'était pas destinée au premier correspondant. Il serait donc fort intéressant dans ces conditions qu'il soit possible de voir sur chaque téléphone si ailleurs dans la maison un (ou plusieurs) téléphone(s) a (ont) été décroché(s).

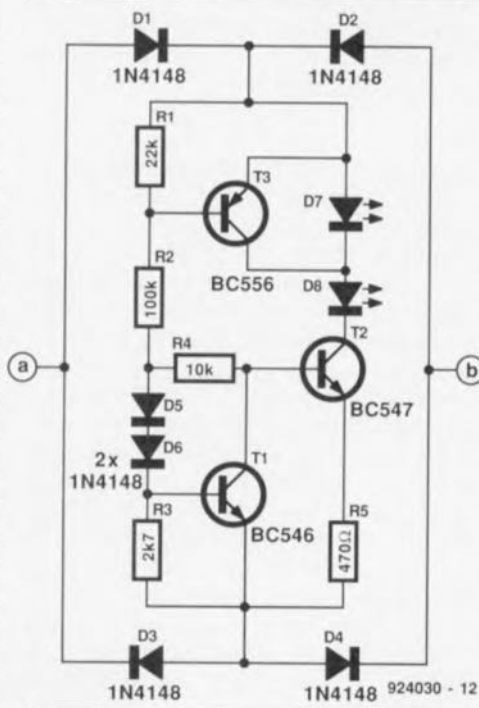
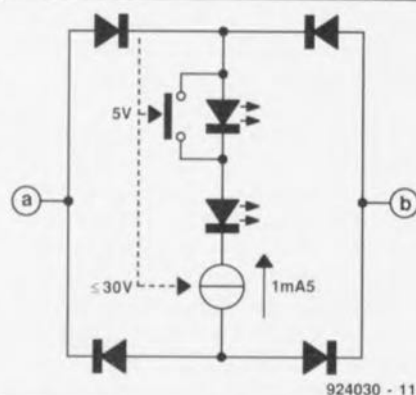
Aussitôt dit, aussitôt fait.

Des mesures effectuées sur une ligne téléphonique ont permis de constater que la tension continue véhiculée chute d'une cinquantaine de volts à l'origine à quelque 8 V lorsqu'un téléphone est décroché. Si l'on décroche un second téléphone la tension chute même jusqu'à 5 V environ. Il apparut en outre que la tension changeait de polarité lorsqu'un téléphone ou 2 sont en communication.

Un circuit de visualisation tel celui évoqué plus haut devrait donc pouvoir, aux niveaux de tension élevés, drainer un courant minimal (le central détecte l'interruption de la communication par la mesure du courant); à une tension de 8 V on devrait avoir illumination d'une LED, à une tension de l'ordre de 5 V, celle de 2 LED. Comme la polarité de la tension de ligne change dès l'établissement d'une communication, il faudra prendre le circuit dans un pont. Si l'on veut faire en sorte que le courant drainé reste relativement faible et cela quelle que soit la tension, il va nous falloir une source de courant pour les LED. Toutes ces considérations nous donnent un synoptique du type de celui représenté en **figure 1**. À 50 V, tout est hors-circuit. On a, lorsque la tension de ligne est tombée à 8 V, mise en circuit de la source de courant, à une tension de 5 V l'« interrupteur » pris sur la seconde

est ouvert, entraînant l'illumination de cette dernière.

Le schéma de la **figure 2** vous propose un circuit pratique. Les diodes D1 à D4 constituent un pont de redressement, l'interrupteur 50 V prenant la forme du transistor T1. Lorsque la tension est supérieure à 30 V, ce transistor conduit, met-



tant la source de courant T2 hors-circuit. Dans cet état, l'ensemble du circuit consomme moins de 0,5 mA. Dès que la tension chute aux alentours de 8 V (1 téléphone décroché) T1 bloque entraînant la mise en conduction de T2. Ce dernier transistor, associé aux diodes D5 et D6 et aux résistances R3 et R5, constitue une source de courant relativement stable; il circule, si l'on respecte pour R5 la valeur indiquée sur le schéma, un courant de 1,5 mA environ. Dans ces conditions le transistor T3 est encore conducteur (dimensionnement des résistances R1 et R2) de sorte que la LED D7 est court-circuitée. Dès qu'un second téléphone est décroché, la tension de ligne chute un peu plus entraînant le blocage de T3, processus qui se traduit par l'illumination de la seconde LED. Si l'on a décroché plus de 2 téléphones simultanément, la tension chute à une valeur si faible que les 2 LED restent à peine visibles. Nous avons veillé à ce que le courant circulant par les LED soit relativement faible, ceci pour ne pas donner à penser au central que le téléphone est encore décroché alors que cela fait longtemps qu'il a retrouvé sa place sur le combiné. Il faudra veiller à ce que la consommation de courant totale reste inférieure à 5 mA. Cela implique, dans le cas d'une installation à 2 téléphones, de donner à R5 une valeur de l'ordre de 270 à 330 Ω, et avec 3 téléphones une valeur comprise entre 390 et 470 Ω.

Il va sans dire que pour ce circuit il faudra impérativement faire appel à des LED à haute luminosité. Il peut se faire qu'il faille vérifier expérimentalement les différents seuils du circuit, mais en règle générale les valeurs proposées dans le schéma devraient donner de bons résultats.

N.B. : Il s'agit bien entendu là d'une réalisation réservée aux installations de téléphone « intra-muros » domestiques donc. N'allez pas toucher au réseau P&T, vous êtes prévenus.

P. Holmes



RÉGULATEUR DE TENSION AMÉLIORÉ

Si l'on veut améliorer encore les caractéristiques (déjà fort excellentes au demeurant) d'un LM317, il suffit... d'ajouter un second LM317.

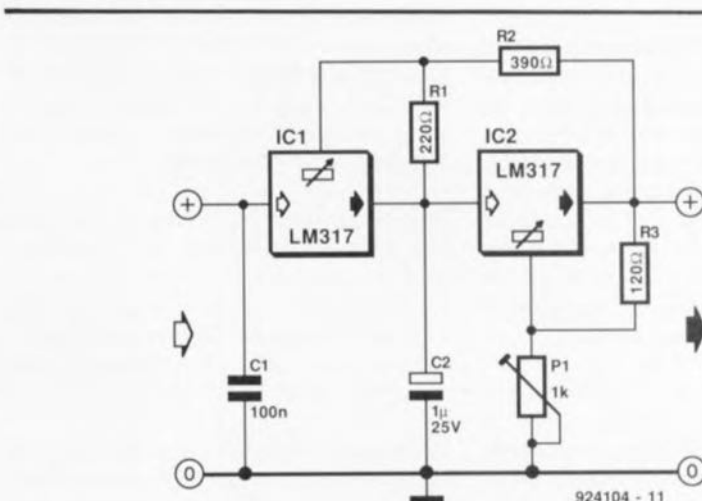
Le schéma illustre clairement la technique de connexion du second régulateur de tension (IC1) au régulateur principal (IC2), pour obtenir un dispositif de pré-régulation dont la tension de sortie est toujours supérieure, d'une valeur constante, à la tension de sortie du régulateur principal. L'application de cette technique résulte en une différence de tension constante entre l'entrée et la sortie de IC2.

La régulation face aux variations de la charge connectée de ce circuit intégré est de ce fait sensiblement améliorée. Une autre conséquence (ayant son importance) consiste en une limitation importante de la dissipation dans IC2 ce qui a comme effet une stabilité plus élevée de la tension de sortie par rapport à la température. Les autres caractéristiques du LM317, tel que son courant de sortie maximal de 1,5 A, ne sont pas modifiées par la mise en place du pré-régulateur.

La tension de sortie, qui dépend de la valeur de l'ajustable P1 et de la résistance R3, se calcule de la façon classique :

$$U_{\text{sortie}} = 1,25 \text{ V} \cdot (1 + R3/P1).$$

En respectant pour P1 et R3 les valeurs indiquées dans le schéma, on pourra ré-



gler la tension de sortie à une valeur comprise entre 1,25 V et 11,5 V. La différence en tension entre l'entrée et la sortie de IC2 (générée à l'aide de IC1 donc) peut être déterminé de la même manière :

$$U_{\text{diff}} = 1,25 \text{ V} \cdot (1 + R2/R1).$$

Dans le cas de notre prototype –réalisé selon le schéma– cette différence était de quelque 3,5 V. Lorsque vous envisagez de vous lancer dans des expérimentations avec ce petit circuit, il faudra veiller à un certain nombre de points :

■ U_{diff} ne doit jamais être inférieure à 3 V,

■ la valeur de R1 doit toujours être le double de celle de R3 et

■ la différence en tension minimale entre l'entrée et la sortie du montage doit être de $U_{\text{diff}} + 3 \text{ V}$.

Avec le dimensionnement proposé dans le schéma on peut réaliser donc un module d'alimentation à tension de sortie fixe de 5 V avec d'excellentes caractéristiques. On notera que, pour obtenir une tension de sortie de 5 V, il faudra appliquer une tension de 12 V à l'entrée du circuit, supérieure aux 9 V dont se contente une alimentation à 1 LM317 classique.

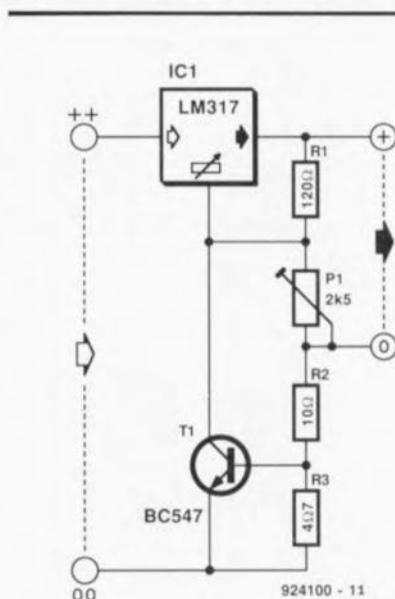


LIMITATION DE COURANT POUR RÉGULATEUR DE TENSION

Il n'est pas sorcier, comme le montre le schéma de ce montage, de doter le régulateur de tension archi-connu LM317 d'une limitation de courant. Bien que ce régulateur populaire soit protégé contre des courts-circuits, il peut être souhaitable de le pourvoir d'une limitation de son courant de court-circuit qui (en fonction de son boîtier entre autres) peut grimper à des valeurs relativement importantes.

Nous faisons appel ici au fait que la tension de sortie du LM317 dépend de la tension partielle de sortie réinjectée dans son entrée de régulation. Si la limitation de courant se trouve au repos on peut faire abstraction des résistances R2 et R3 et du transistor T1. Dans ces conditions la tension de sortie est de :

$$U_{\text{sortie}} = 1,25 \text{ V} \left(1 + \frac{P1}{R1}\right) + I_{\text{rg}} \cdot P1.$$



En partant d'une valeur maximale de 0,1 mA pour le courant de régulation, I_{rg} , la formule montre que la tension de sortie peut être ajustée –par l'intermédiaire de l'ajustable P1– à une valeur comprise entre 1,25 et 27 V.

Si maintenant le courant fourni par le régulateur fait naître une tension de 600 mV environ aux bornes de la résistance R3, le transistor T1 devient conducteur. Le potentiel présent à l'entrée de régulation du LM317 diminue et sa tension de sortie aussi. Si l'on respecte le dimensionnement des résistances R2 (2R3 environ) et R3, la limitation de courant entrera en fonction à 600 mV : $4,7 \Omega \approx 120 \text{ mA}$.

application National Semiconductor



AUTOMATISME DE MISE À LA TERRE

Tant que l'on travaille sur des appareils qui ne sont pas parfaitement isolés de la tension du secteur, voire dont certaines parties du boîtier sont elles-mêmes en contact avec lui, il est vital d'utiliser un transformateur d'isolement. Il y a cependant des cas où un tel transformateur est non seulement trop coûteux, mais encore parfaitement inutilisable. Cela sera le cas lorsque l'on a affaire à un appareil qui draine une composante non négligeable de tension continue du secteur.

Dans de telles conditions, un transformateur d'isolement aura vite fait d'arriver à saturation voire même d'être endommagé. En l'absence de transformateur d'isolement il serait, de toutes façons, fort intéressant que la phase et le neutre soient en permanence présents aux mêmes bornes et cela quelle que soit le sens d'insertion dans la prise du secteur de la fiche d'un appareil donné. On pourrait alors câbler un appareil de manière à ce qu'au moins ses parties non isolées soient toujours connectées au neutre ce qui ne

manquerait pas de réduire très sensiblement tout risque de choc électrique.

L'**automatisme de mise à la terre** décrit ici pourra, dans les cas évoqués, servir, dans une certaine mesure, d'ersatz de transformateur d'isolement.

La mission de notre automatisme de mise à la terre est de déterminer où se trouvent, à son entrée, la phase et le neutre. En fonction des résultats de cet examen, l'un des 2 relais est activé de manière à assurer le transfert de la phase et du neutre vers la sortie dans l'ordre requis.

Le processus d'identification de la phase et du neutre fait appel à une paire d'ampoules à incandescence miniatures (dotées bien entendu de leur résistance de limitation) prises entre les 2 entrées et la terre. Seule s'illumine l'ampoule reliée à la phase. Chacune des ampoules est associée à une photorésistance (LDR = *Light Dependent Resistor*) avec laquelle elle constitue une sorte d'opto-coupleur. La LDR associée à l'ampoule illuminée

voit sa résistance chuter, l'autre LDR gardant sa résistance (élevée) d'origine.

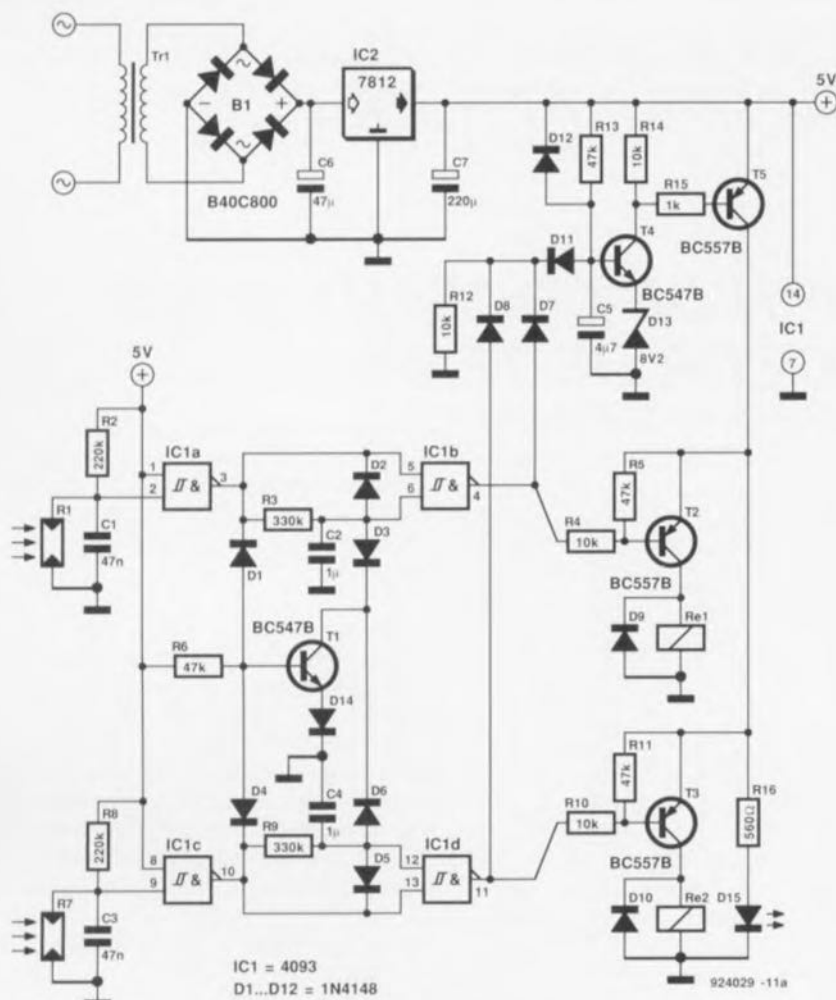
Chaque LDR attaque une porte NAND à trigger de Schmitt, IC1a et IC1c, pour une mise en forme de l'impulsion produite. Les condensateurs C1 et C3 éliminent les parasites et garantissent un niveau logique bas débarrassé de toute composante de ronflement secteur de 100 Hz lorsque l'ampoule est illuminée. Les portes NAND à trigger de Schmitt IC1b et IC1d introduisent, en association avec les réseaux R3/C2 et R9/C4 respectivement, une temporisation d'une seconde lors de l'activation des relais Re1 et Re2 commandés respectivement par les transistors T2 et T3.

Voyons comment fonctionne le circuit. Supposons que l'ampoule (La1) couplée à la LDR R1 s'illumine. R1 voit alors sa résistance fondre comme neige au soleil, ce qui entraîne le passage à « 1 » de la sortie de IC1a. Après un certain retard, de l'ordre de 1 s, introduit par le réseau R3/C2, la sortie de IC1b passe à « 0 ». T2 active alors le relais Re1 qui, par ses 2 contacts, relie la sortie à l'entrée après inversion de la polarité.

Si au contraire c'est l'ampoule La2 qui s'illumine, on aura, une seconde plus tard, activation du relais Re2 qui relie la sortie à l'entrée sans modification de polarité.

En cas de disparition de la phase, le condensateur C2 (ou C4) se décharge rapidement par l'intermédiaire de la diode D2 (ou D5) entraînant un décollement immédiat du relais concerné.

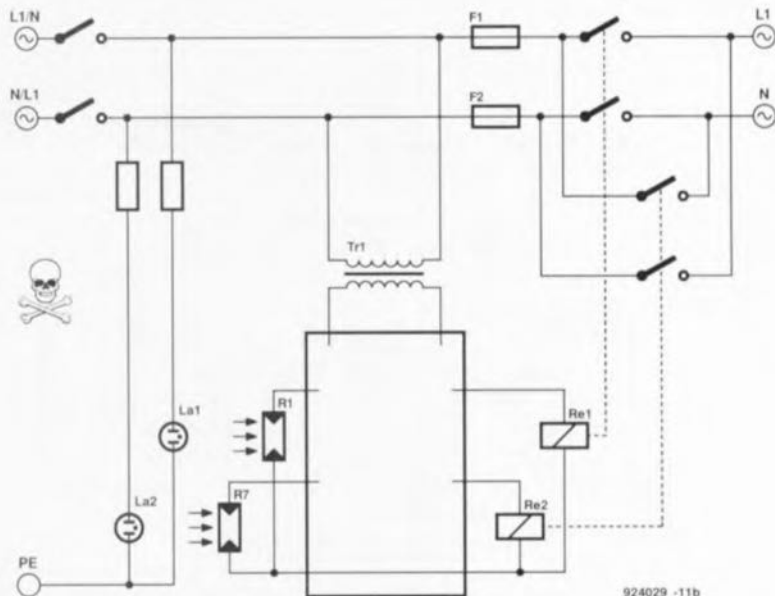
Il existe une autre situation, relativement « gênante » celle-ci, (c'est le moins que l'on puisse dire) qui peut se produire en cas d'interruption de la ligne de terre ou de la disparition de la terre proprement dite. On aurait dans de telles conditions illumination simultanée des 2 ampoules ce qui entraînerait l'activation des 2 relais, situation que n'apprécieraient pas du tout leurs contacts. Il va sans dire que cette possibilité a également été prévue et qu'elle est purement et simplement rendue impossible par la présence du transistor T1. Si les 2 ampoules sont illuminées, les 2 LDR présentent une résistance faible de sorte que, et la sortie de IC1a et celle de IC1c, se trouvent au niveau haut. Dans ces conditions le transistor T2 devient, via les diodes D1 et D4, immédiatement conducteur, forçant fiablement, par l'intermédiaire des diodes D3 et D6, l'une des entrées de IC1b et IC1d au niveau bas, avant activation de la temporisation introduite par les paires R3/C2 et R9/C4 selon le cas. Dans ce cas, aucun



des relais ne peut être activé, un relais activé jusqu'alors décollant immédiatement.

Il nous reste à mentionner la petite alimentation régulée fournissant 12 V. Sachant que l'électronique proprement dite de ce circuit, c'est-à-dire les relais non compris, ne consomme pas plus de 6 mA, le courant à fournir par le secondaire du transformateur sera, pour une grande part, fonction de la consommation de courant des relais utilisés. Il faut compter, pour un relais 12 V classique à contacts 220 V/5 A, de l'ordre de 50 mA. Comme on n'y a jamais plus d'un relais d'activé, on pourra se satisfaire, dans la plupart des cas, d'un transformateur de 12 V/100 mA nominaux (fournissant de l'ordre de 17 V à vide). Le courant de service des contacts du relais est fonction des caractéristiques de courant de la charge qui y sera connectée.

Sachant qu'il n'existe pas sur le marché d'opto-coupleurs à combinaison ampoule/LDR « tout cuits » il vous faudra les fabriquer vous-mêmes. La meilleure solution consiste à monter l'ampoule et la LDR face à face dans un petit morceau de tube opaque de la taille convenable en



veillant à l'absence de lumière parasite. Il restera, pour finir, à mettre l'ensemble du montage dans un coffret parfaitement isolé sachant que l'on se trouve en présence de la tension du secteur, dont les

dangers ne vous sont sans doute pas étrangers.

1 électronicien averti en vaut 2.

K. Schönhoff



CHARGEUR ULTRA-RAPIDE POUR ACCUMULATEURS CDNI

Il existe un nombre infini de variantes sur le thème « chargeur CdNi ». Au fil des ans, nous avons décrit dans *Elektor*, un nombre « imposant » de ce genre de montage, pratique il faut le reconnaître. Les fabricants de composants électroniques s'efforcent également à trouver des méthodes encore plus rapides et plus fiables pour recharger, sans le moindre risque, les accumulateurs CdNi.

Le problème majeur auquel on se trouve confronté avec ce type d'accumulateurs est la difficulté de déterminer à quel moment une cellule est « pleine », c'est-à-dire savoir à quel moment il faudra cesser le processus de recharge.

Nous vous proposons ici un circuit **expérimental** (!) basé sur les développements les plus récents, publiés (avec parcimonie) par les fabricants et utilisés par eux. Nous ne pouvons garantir que ce circuit fonctionne de façon fiable quelles que soient les circonstances; les premiers résultats dans nos laboratoires furent satisfaisants. Nous ne sommes bien évidemment pas en mesure d'effectuer, dans nos laboratoires, des tests d'accus CdNi « à échelle industrielle ».

Le montage présenté ici ne constitue donc ni une réalisation testée dans ses

moindres détails ni non plus cependant le fameux circuit « -bidon », publié traditionnellement dans chaque numéro Hors-Gabarit d'*Elektor*.

Le principe utilisé dans ce montage est cependant si intéressant que nous ne voulons pas vous priver de cette « invitation à l'expérimentation ».

L'idée à la base du concept de ce circuit est la suivante : s'agissant d'un chargeur rapide, on travaille ici avec un courant de recharge (exprimé en mA), égal à 10 fois (!) la capacité de la cellule (exprimée elle en mAh). Cela signifie que dans le cas d'un accumulateur CdNi du format LR06 le courant de recharge atteint 5 A. Cette intensité est 100 fois supérieure à celle du courant utilisé avec les méthodes de recharge classiques.

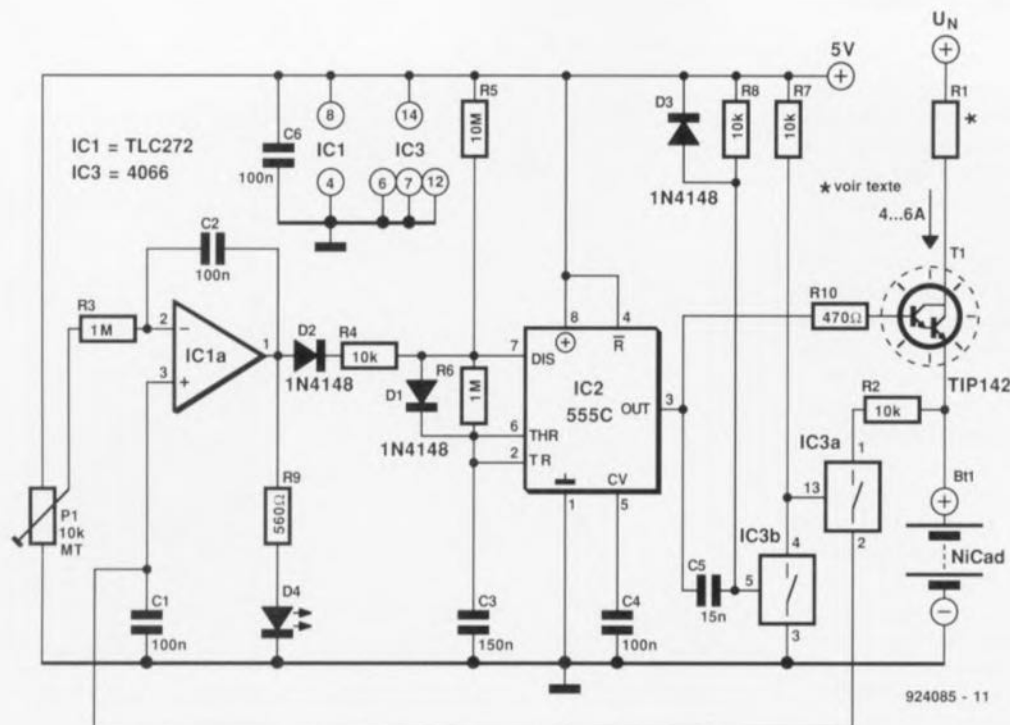
Un circuit temporisateur du type 555, monté ici en multivibrateur astable, se charge de commander le cycle de recharge. Si la sortie de ce multivibrateur présente un niveau logique haut (« 1 »), on a recharge de l'accumulateur connecté au système. Il existe cependant une durée, définie par R6 et C3, pendant laquelle il n'y a pas de recharge. Dès que le processus de recharge s'arrête, l'interrupteur électronique IC3a applique la tension de l'accumulateur aux bornes du condensa-

teur C1. Le circuit compare cette tension à la tension maximale de cellule, définie elle par l'intermédiaire de l'ajustable P1. Après intégration avec R3 et C2, cette valeur sert à la commande de la durée de la pseudo-période du temporisateur. Si la tension maximale de cellule n'est pas encore atteinte, il s'ensuit une recharge pendant 90% de la durée. Si au contraire, la cellule présente sa tension maximale admissible, le circuit procède à une recharge pendant 1% de la durée ; c'est-à-dire il maintient la charge au niveau requis.

Il est cependant recommandé de déconnecter l'accumulateur du circuit le plus rapidement possible : si la LED D4 s'allume, l'accumulateur est « plein ».

Il ne faudra en outre n'utiliser que des accumulateurs capables de supporter (dixit le fabricant) une recharge très rapide.

On se réfère, dans le cas de ce chargeur expérimental, après une recharge très brève mais très puissante, à la tension de cellule comme référence pour déterminer si la cellule est « pleine ». De par la présence d'un nombre de résistance ohmiques (dans les lignes d'alimentation et de connexion), la tension de la cellule ne constitue pas une référence très fiable lorsque le processus de recharge est en cours.



Une fois ce processus arrêté, on peut déterminer exactement la valeur de la tension de cellule, y compris les tensions aux électrodes, nées en cours de recharge suite à certains processus chimiques. Le problème le plus important est de déterminer la valeur à laquelle il faudra fixer – à l'aide de l'ajustable P1 – la tension de cellule maximale. Les experts ne sont pas tous du même avis quant à cette valeur. Nous avons obtenu de bons résultats avec une valeur de 1,42 V à une température ambiante de 21°C.

Le circuit que montre le schéma a été conçu pour une recharge ultra-rapide d'une cellule en 8 à 10 minutes. La source de tension 5 V n'a qu'à fournir un courant de 10 à 15 mA. On pourra donc utiliser un module d'alimentation réalisé à l'aide d'un régulateur de tension du type 7805. Le courant de recharge pour un ac-

cumulateur CdNi du type LR06 (ayant une capacité de 500 mA) doit être de 5 A environ. Un ampère de plus ou de moins est sans effet : le circuit est capable de compenser une légère différence par une adaptation de la durée de recharge. Il n'est pas nécessaire non plus que ce courant de 5 A soit parfaitement stabilisé ; il est limité par la résistance-série R1. La valeur à donner à cette résistance se calcule à l'aide du loi d'Ohm. Si le courant de recharge est fourni par une source de tension de 8 V par exemple, la chute de tension de 2 V produite par l'accumulateur et le transistor se traduisent par la présence d'une tension de 6 V environ aux bornes de la résistance R1. Dans ces conditions la valeur de cette résistance sera de : $6 \text{ V} / 5 \text{ A} = 1,2 \Omega$. On notera que la puissance dissipée dans cette résistance est relativement élevée ($6 \text{ V} \times 5 \text{ A} = 30 \text{ W}$). Il est donc im-

pératif de prendre plusieurs résistances en parallèle.

Si l'on envisage de recharger plusieurs accumulateurs, mis en série, on pourra augmenter (à l'aide de P1) la tension maximale de cellule totale (la tension individuelle restant de 1,42 V par cellule bien entendu).

Il faudra limiter une telle opération à des accumulateurs appariés en capacité par le fabricant et procéder à une recharge « classique » (ou d'égalisation) de 14 heures après 5 recharges rapides du paquet d'accumulateurs. À la fin de ce article on notera que la tension d'alimentation du circuit (5 V dans le schéma) doit impérativement être supérieure de 2 V à la valeur de la tension maximale de cellule, définie par l'intermédiaire de P1. Il faudra donc, si nécessaire, augmenter la tension d'alimentation du circuit.

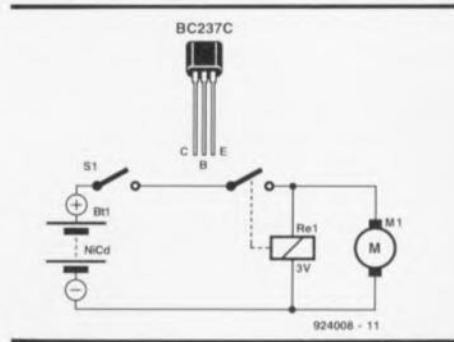


STARTER POUR AVION À MOTEUR ÉLECTRIQUE

Les vrais mordus d'entre les amateurs d'aéromodélisme pilotant leur avion miniature à moteur électrique constatent indubitablement un certain manque de réalisme de leur modèle réduit. Il suffit en effet d'une action sur un interrupteur et voilà . . . le moteur tourne. Dans le cas d'un vrai « zinc » les choses sont loin d'être aussi faciles que cela ! Les modèles réduits, dotés d'un moteur à explosion, se caractérisent par un comportement déjà sensiblement plus proche de la réalité

quotidienne : il faut démarrer le moteur à la main (attention aux doigts) ou à l'aide d'un starter électrique extérieur.

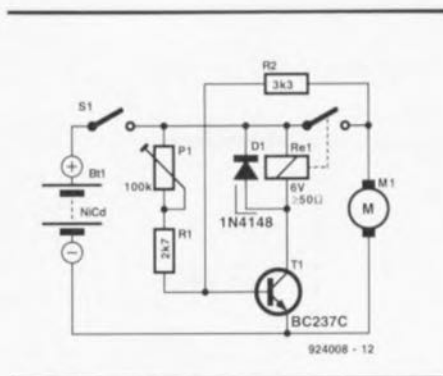
Dans cet article, nous proposons, à l'intention de tous ceux d'entre nos lecteurs « aviateurs » qui pestent intérieurement depuis si longtemps contre cette absence de réalisme de leur modèle à moteur électrique et jalousent quelque peu leurs collègues, heureux possesseurs d'un avion à moteur à combustion, 2 solutions



potentielles à leur poignant problème. Une fois l'avion à moteur électrique doté de l'un des petits circuits proposés ici, il vous faudra démarrer le moteur comme le faisaient autrefois les pionniers de l'aviation...

La solution numéro 1 associe élégance et simplicité. On prendra un relais de 3 V en série entre l'interrupteur de mise en service et le moteur électrique et ceci en respectant la disposition astucieuse illustrée dans le schéma du haut. Une fois les contacts de l'interrupteur S1 fermés, il ne se passe... rien ! Il faut maintenant faire tourner l'hélice – à la main bien entendu – pour que le moteur fournisse la tension nécessaire provoquant la fermeture des contacts du relais et... partant le démarrage du moteur. Lors d'une rotation de l'hélice, le moteur fonctionne en générateur et, à condition que la tension générée soit suffisamment élevée, on aura activation du relais.

L'avantage principal de cette solution est qu'elle se caractérise par un fonctionnement presque uniquement mécanique. Elle est de ce fait relativement fiable. Elle présente cependant un inconvénient : on



utilise ici un relais de 3 V qui, une fois ses contacts fermés, se voit alimenté en 6 V. Sachant qu'un relais de 3 V a une impédance relativement basse, une certaine quantité d'énergie – qui est loin d'être négligeable – est dissipée... inutilement !

La seconde solution que nous vous proposons (schéma du bas) est à la fois plus économe et plus sensible lors du démarrage. Nous faisons appel ici à un relais de 6 V qui ne consomme que 25% de l'énergie dissipée par un relais de 3 V alimenté en 6 V. Il est évident qu'avec cette solution, notablement plus « électroni-

que », on fait également appel au fait qu'un moteur électrique (hors-tension) génère une certaine tension lorsqu'on le fait tourner. La tension générée par les mouvements de l'hélice attaque, à travers la résistance R2, la base du transistor T1. Si cette tension est suffisamment élevée, le transistor devient passant. Le relais, alimenté par l'accumulateur Bt1, colle et démarre le moteur.

L'ajustable P1 permet de définir très exactement à quelle valeur de tension (générée par le moteur) le transistor devient conducteur. On peut ajuster à son goût « les difficultés » que pouvait avoir, dans le temps, un vrai pilote à démarrer le moteur de son aéronef – il est vrai qu'aujourd'hui, avec les démarreurs électriques ce problème n'existe plus.

Voici donc de quoi faire une surprise à vos amis pilotes de modèles réduits : demandez tout simplement au pilote le plus expérimenté de bien vouloir démarrer votre avion (équipé de l'un de nos petits circuits bien entendu)... et vous le verrez bondir de surprise.

G. Bartelt

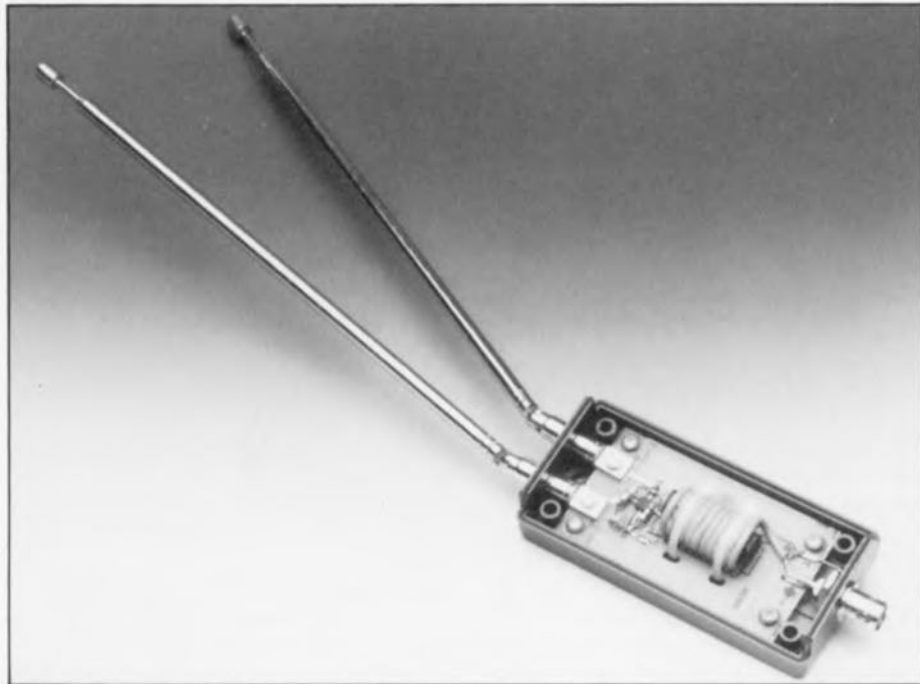
ANTENNE TÉLESCOPIQUE ACTIVE À LARGE BANDE

La plupart des amplificateurs VHF/UHF à utiliser avec une antenne symétrique (tel qu'un dipôle ouvert ou fermé) possèdent une entrée dotée d'un « BALUN ». Un « BALUN » (abréviation de *BAL*anced to *UN*balanced = symétrique vers asymétrique) est un dispositif inductif destiné à la

conversion d'un signal HF symétrique en un signal asymétrique de manière à ce que l'on puisse l'appliquer à la base d'un transistor.

Les « BALUNS » se caractérisent malheureusement par une perte intrinsèque de 2 à 3 dB. La quasi-totalité des transistors

d'entrée (tel qu'un BFR91 ou équivalent) possèdent une caractéristique de bruit de 2 dB au mieux. Ceci explique pourquoi l'utilisation de ce genre d'étage d'entrée résulte en une caractéristique de bruit « peu époustouflante » comprise entre 4 et 5 dB.



Le circuit décrit dans cet article — sans « BALUN » et faisant appel à un transistor à faible bruit du type BFG65 pour obtenir le gain requis — permet d'arriver à une caractéristique de bruit notablement plus favorable.

La combinaison d'une antenne télescopique et d'un amplificateur HF large bande à faible bruit s'appelle "antenne active". L'antenne active, objet de cet article, offre 2 utilisations pratiques possibles :

- 1) Utilisée avec une antenne existante, ce circuit garantit un rapport signal/bruit sensiblement plus favorable à l'entrée du récepteur.
- 2) Ce circuit permet d'obtenir le rapport signal/bruit identique à celui que permettrait une antenne de haut niveau, tout en permettant l'utilisation d'une antenne notablement moins performante.

L'antenne proprement dite est un dipôle

ouvert d'une longueur totale de 1,6 m fonctionnant, soit comme un dipôle $0,5 \lambda$ (demi-onde) dans un domaine de 60 MHz à 187 MHz environ, soit comme un dipôle en V multi-lambda jusqu'à quelque 900 MHz.

La conversion symétrique-asymétrique, effectuée à la sortie de l'amplificateur, fait appel à une technique peu courante : elle est effectuée à l'aide d'un morceau de câble coaxial fonctionnant comme une sorte de self.

La « construction » de l'amplificateur sur le circuit imprimé (voir **figure 2**) et son comportement électrique font que l'antenne « voit » une charge symétrique.

Les 2 antennes télescopiques doivent être soudées directement sur les pastilles du circuit imprimé prévues à cet effet et identifiées par les dénominations « **ANT.1** » et « **ANT.2** ».

En règle générale, les antennes télescopiques sont dotées à leur base d'une articulation permettant de modifier l'orientation de l'antenne. Il faudra trouver une technique de fixation pour conserver cette option très pratique dans l'application décrite ici.

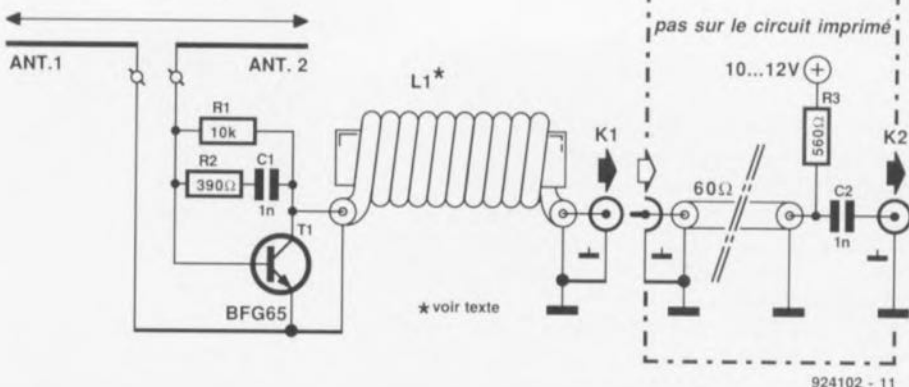
L'inductance de sortie, L1, comporte 10 spires de câble coaxial de 60Ω de faible section (2,5 mm) effectuées sur un bâton en ferrite de 10 cm de long et de 10 mm de diamètre.

L'électronique de l'alimentation « fantôme » pour l'amplificateur ne se trouve pas sur le circuit imprimé. Comme ce sous-ensemble ne comporte qu'une résistance et qu'un condensateur, il reste facile à réaliser et à installer dans le récepteur (à proximité de l'entrée à utiliser bien entendu). Il faudra, si la distance entre le récepteur et l'antenne est supérieure à 2 m environ, utiliser un morceau de câble coaxial standard – du type RG58 par exemple – connecté à l'embase K1 pour établir la liaison.

On pourra diminuer le facteur de bruit du BFG65 par une augmentation de la valeur de la résistance R3, à condition pourtant que l'antenne soit mise en oeuvre dans

1

antenne télescopique $l \geq 1,60 \text{ m}$



Liste des composants

Résistances :

R1 = 10 k Ω
R2 = 390 Ω
R3 = 560 Ω (voir texte)

Condensateurs :

C1, C2 = 1 nF céramique

Semi-conducteurs :

T1 = BFG65

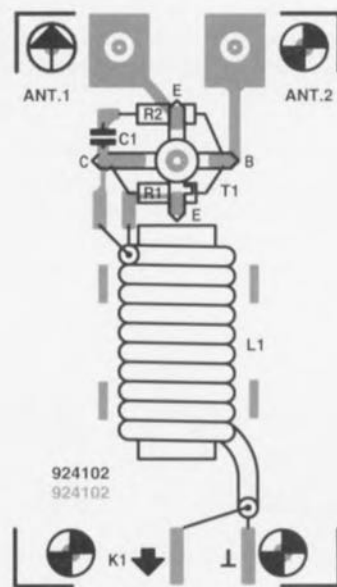
Sels :

L1 = 10 spires de câble coaxial (60Ω , $\varnothing$ 2,5 mm) sur bâton ferrite (10 cm, $\varnothing$ 10 mm)

Divers :

ANT.1, ANT.2 = antenne télescopique à fixation sur C.I., longueur minimale : 80 cm
K1 = embase BNC

2

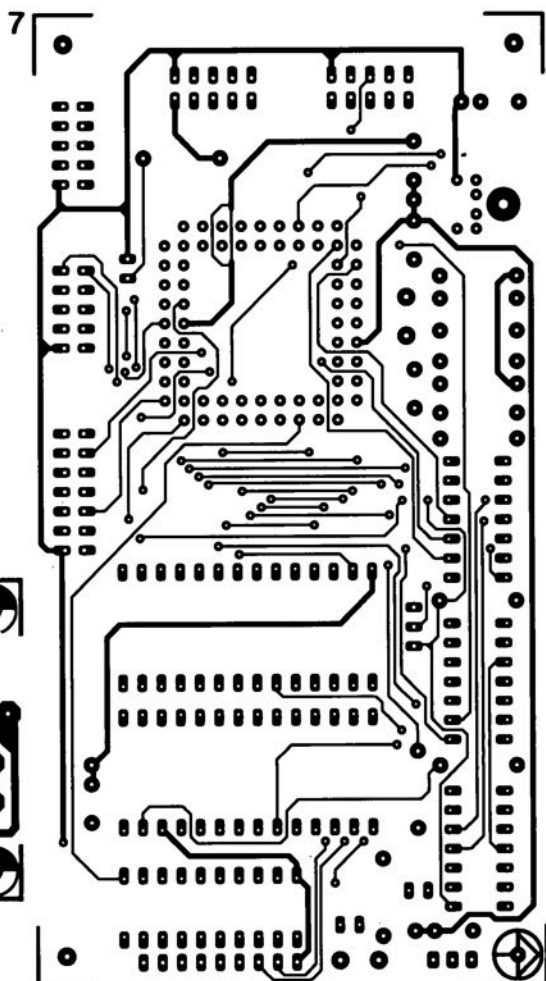
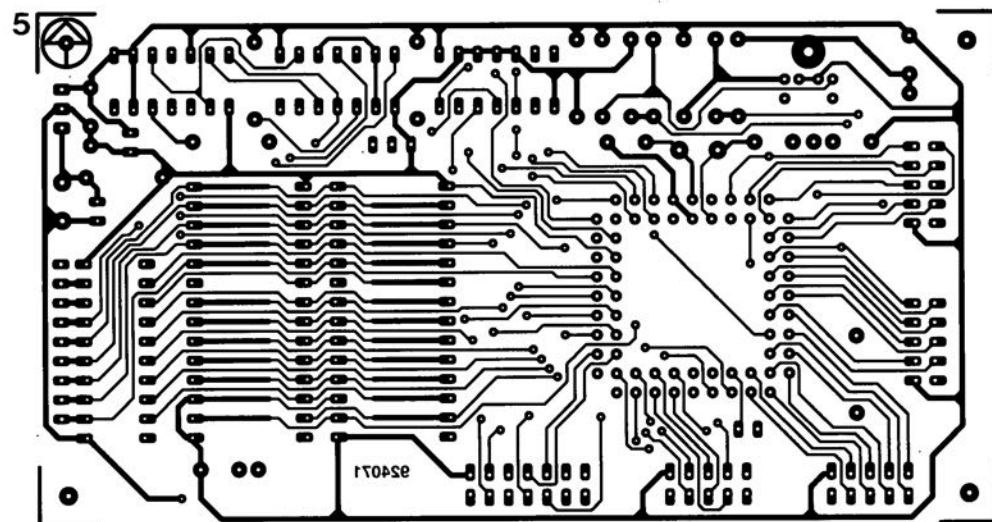
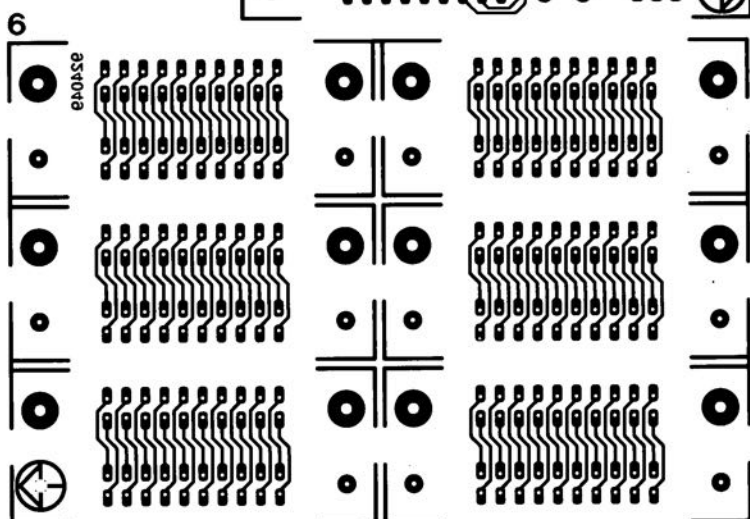
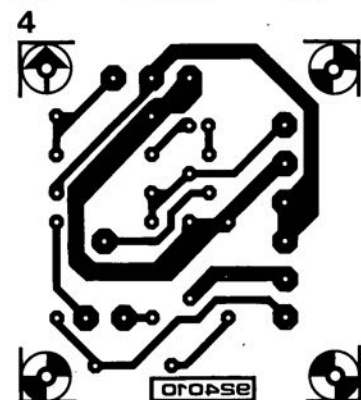
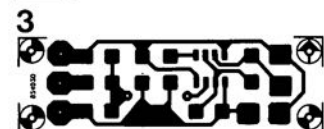
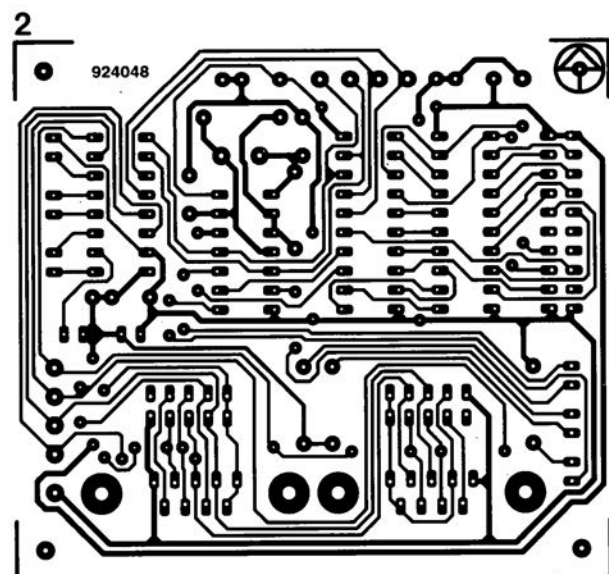
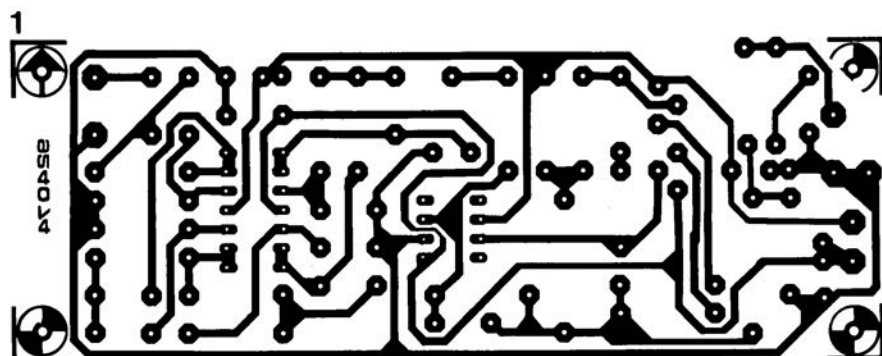


une région présentant des forces de champs locaux relativement faibles. Il ne faudra en aucun cas procéder à cette modification en présence de signaux ambiants à force de champ élevée. Ceci augmente sensiblement le risque d'être confronté à une modulation transverse. Étant donnée la valeur de R3, 560 Ω , la consommation de ce petit circuit est de

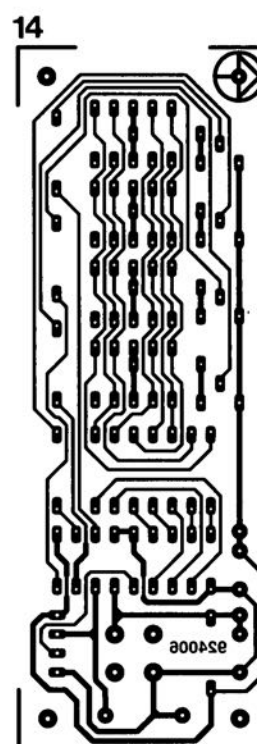
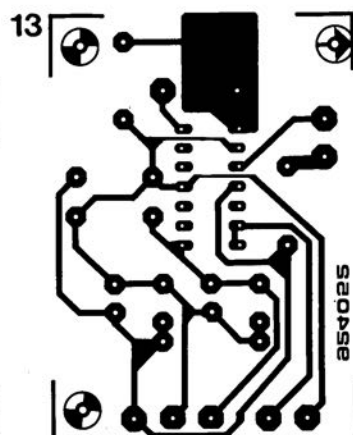
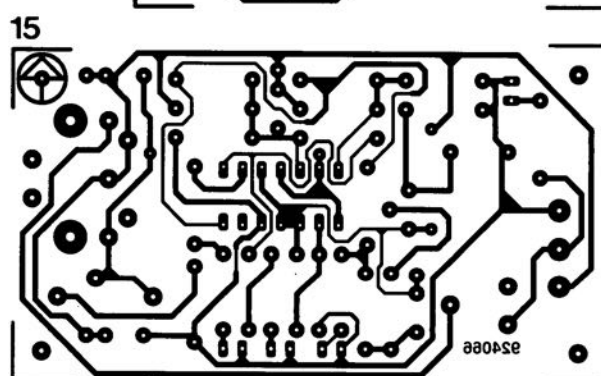
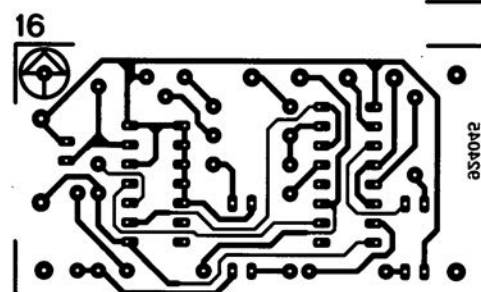
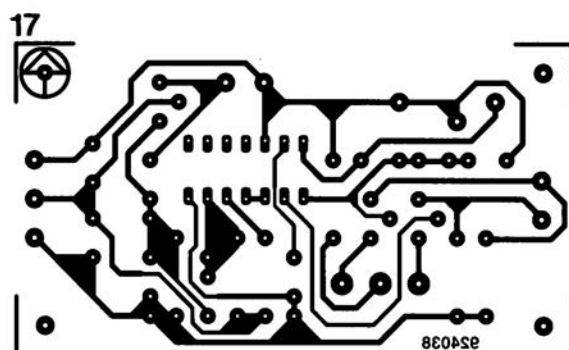
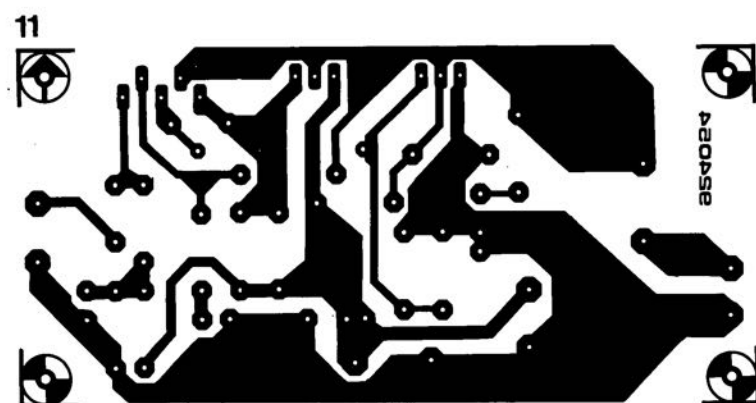
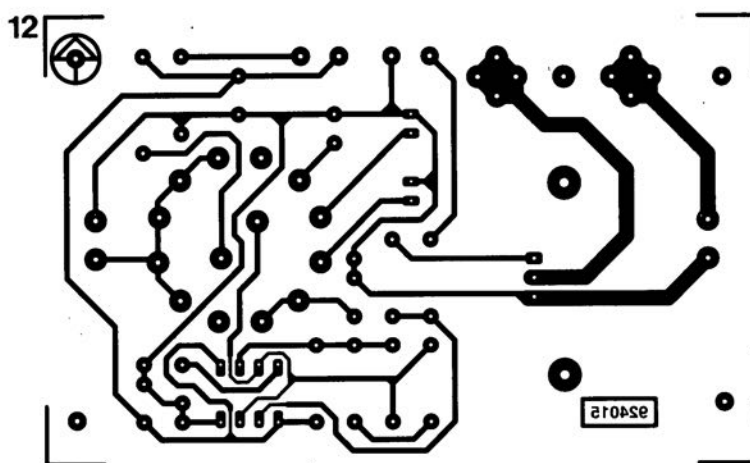
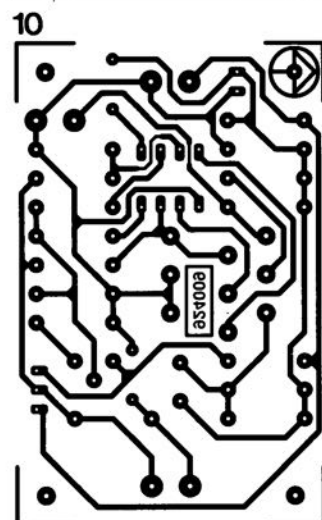
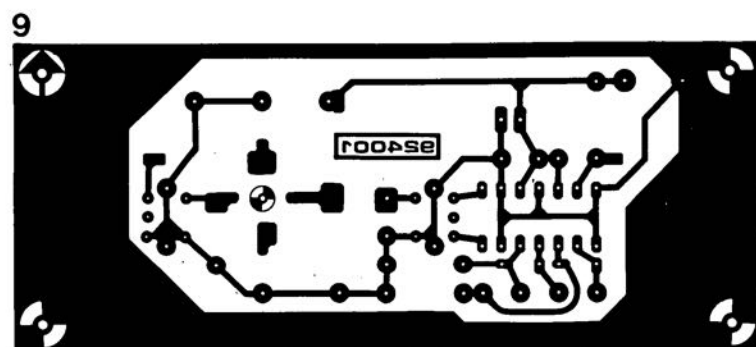
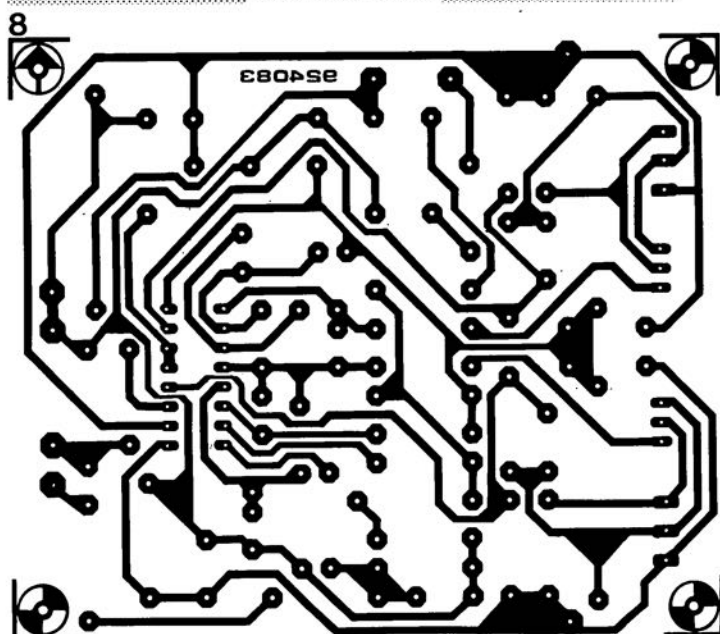
quelque 20 mA. Le gain du signal du dipôle est de 12 dB avec un taux de bruit de 1 dB environ. Si tant est qu'il n'y ait pas de problème de réflexions de signal et ni de réception « multipath », les performances de cette antenne télescopique active peuvent être comparées à celles d'une antenne beaucoup plus grande (de type Yagi).

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



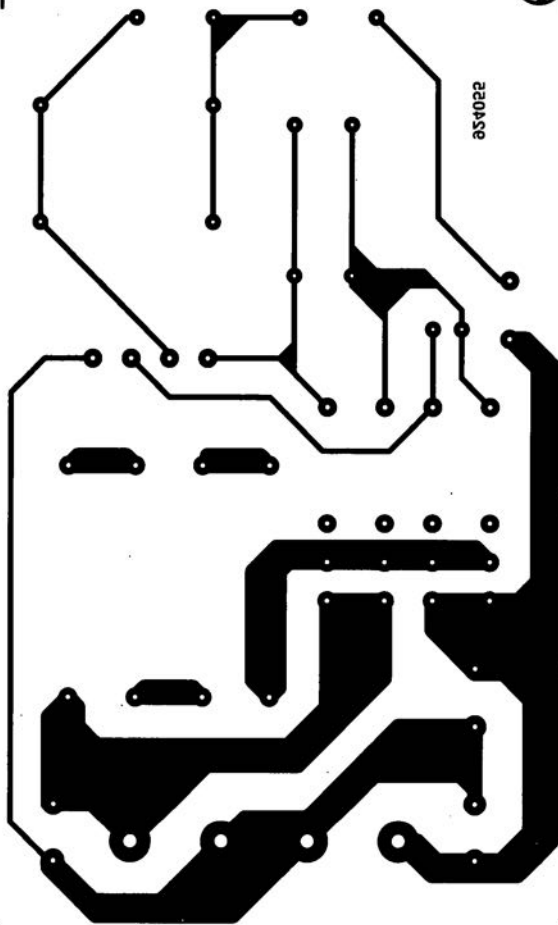
SERVICE



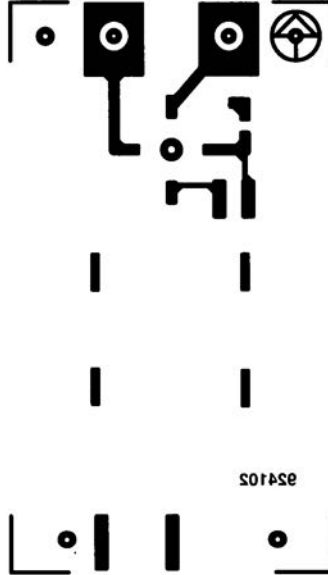
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

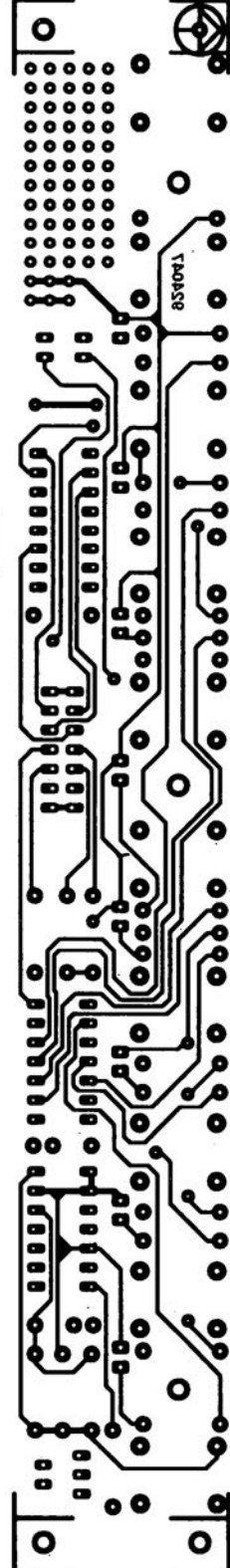
18



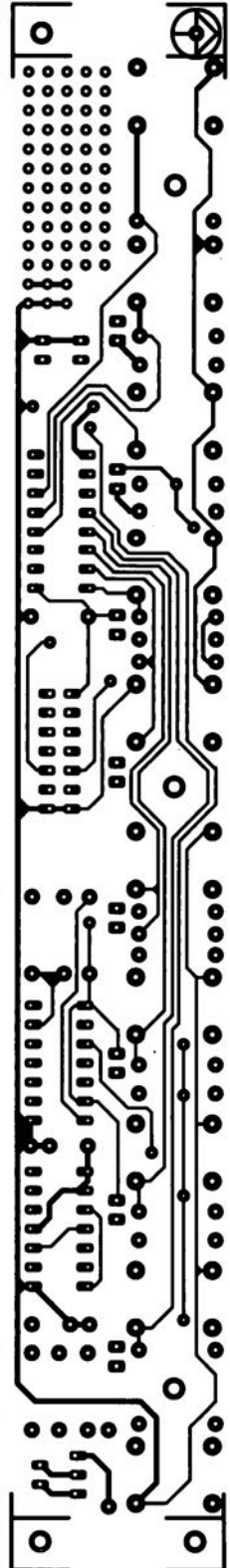
23



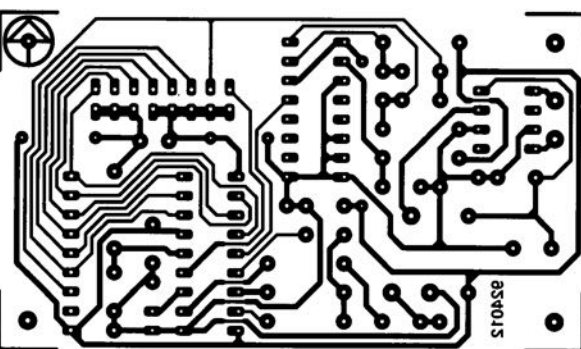
24



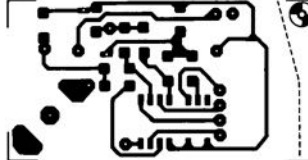
25



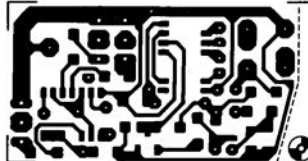
19



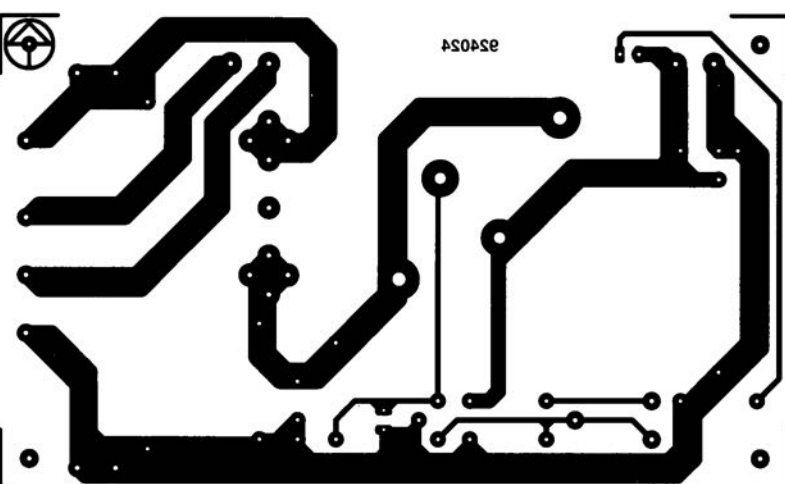
22



21



20





RÉGLAGE DE VOLUME NUMÉRIQUE

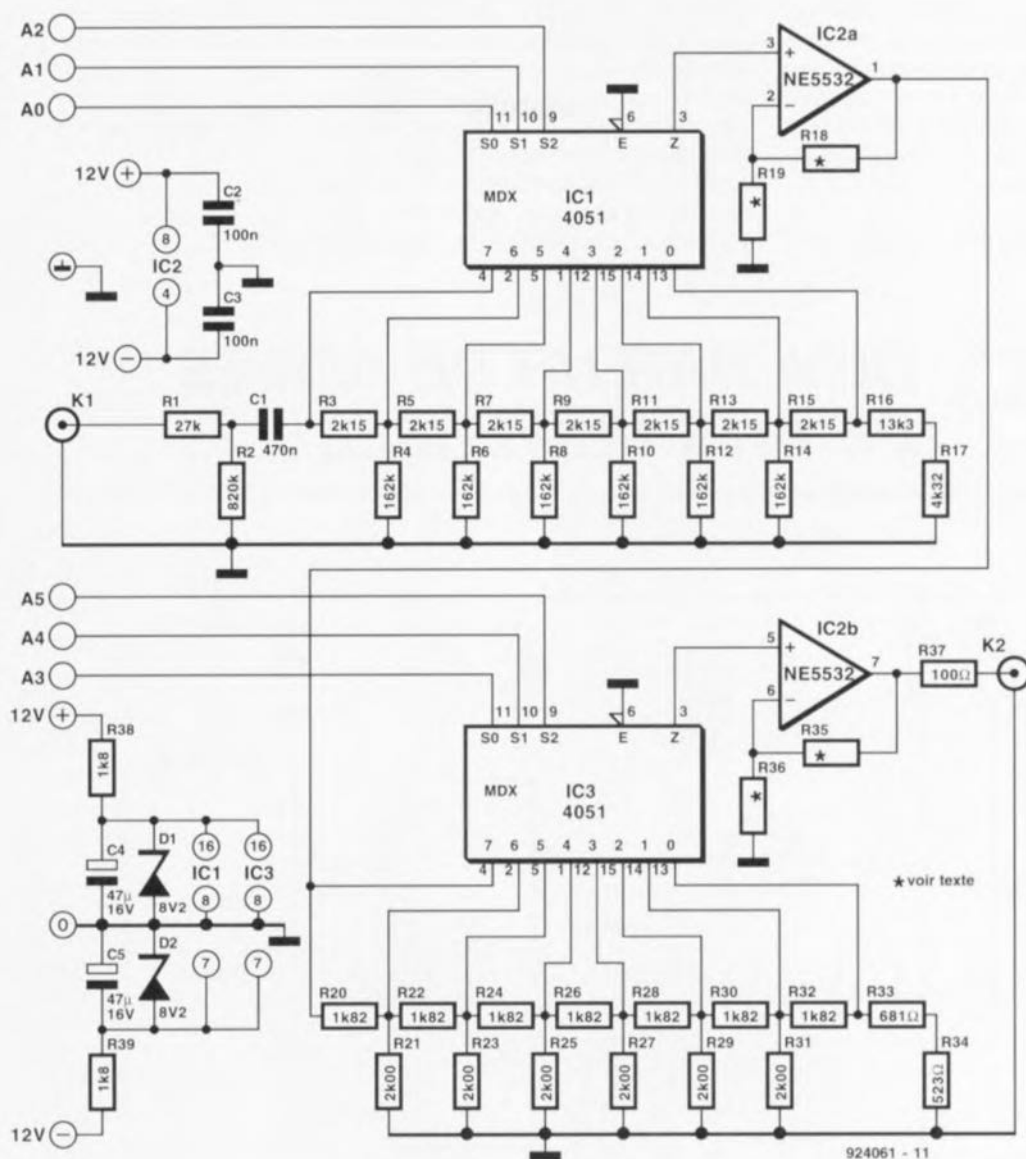
Le schéma du réglage numérique de volume, proposé dans cet article peut, à première vue, sembler relativement familier à ceux d'entre nos lecteurs ayant réalisé le **central de commutation audio**, décrit dans les n°137 et 138 (novembre et décembre 1989) d'Elektor. Ce circuit-ci comporte pourtant **2** réseaux en échelle dotés chacun d'un tampon. L'électroni-

que du **central de commutation audio** d'origine ne comportait elle qu'un seul réseau en échelle à un inverseur.

Les réseaux que l'on voit dans le schéma ont été dimensionnés pour un réglage fin (résistances R3 à R17) et un réglage grossier (R20 à R34); le réglage fin est subdivisé en 7 pas de 1 dB, le réglage grossier

l'étant en 7 pas de 8 dB. On dispose ainsi d'un réglage de volume couvrant une plage de 63 dB, plus que suffisante pour la quasi-totalité des applications audio.

On utilise, pour le réglage de l'atténuation, 2 multiplexeurs analogiques (IC1 et IC3), commandés chacun à l'aide de 3 entrées numériques (A0 à A2 et A3 à A5



respectivement). Les réseaux en échelle ont été dimensionnés de façon à ce que les 6 entrées de commande numérique constituent, une fois réunies, une entrée de commande à 6 bits, présentant un code binaire correspondant à l'atténuation choisie.

La résistance R2 permet la décharge du condensateur C1 même si plus rien n'est connecté à K1 (suite à une rupture de la liaison par exemple). La résistance R1 associée au premier réseau de l'échelle constitue une impédance d'entrée de 47 k Ω (46k Ω 23 très exactement). Cette même résistance détermine en outre la valeur maximale admissible de la tension d'entrée du circuit.

Cette tension est définie, pour commencer, par la tension d'alimentation des multiplexeurs IC1 et IC3 ($\pm 8,2$ V). Pris entre l'embase K1 et la première entrée du multiplexeur, la résistance R1 et le premier réseau de l'échelle produisent une atténuation du signal de 2,4 (c'est-à-dire de 7,6 dB). Ceci nous donne

une valeur maximale absolue pour la tension d'entrée de quelque 20 V_{crête} (14 V_{eff} sinus).

Ceci signifie que l'amplificateur opérationnel IC2a ne doit pas introduire de gain. Il faudra également veiller à ce que le second multiplexeur ne se voie pas appliquer une tension trop élevée à ses entrées. Une éventuelle amplification introduite par IC2a se traduit inévitablement par une diminution forcée de la tension maximale d'entrée. Il est préférable, si cela est indispensable, de charger IC2b d'une éventuelle amplification.

Nous avons mentionné, un peu plus haut, que le code binaire présent sur les entrées de commande correspondait à l'atténuation adoptée. Cette affirmation n'est cependant vraie que pour l'atténuation des 2 réseaux en échelle, puisque nous avons vu que la résistance R1 et le premier réseau en échelle introduisent une atténuation supplémentaire de 2,4. Nous avons en outre négligé de tenir compte

du gain introduit par les amplificateurs opérationnels. Ce gain peut être défini à l'aide des résistances R18/R19 et R35/R36. Il est recommandé de faire en sorte que le gain de l'amplificateur opérationnel IC2a ne dépasse pas l'unité, ce que l'on obtient en attribuant à la résistance R18 une valeur de 0 Ω et en supprimant R19.

Le circuit dispose ainsi d'une réserve optimale de modulation (bien que 14 V_{eff} semble beaucoup, cette valeur n'est supérieure à un niveau de ligne de 1 V que de 20 dB seulement). Si l'on donne aussi un gain unitaire à IC2b, la plage de régulation du circuit s'étend de -7,6 dB à -70,6 dB.

Si, cependant, on opte pour une plage de régulation allant de 0 dB à -63 dB, il faudra régler le gain de IC2b à 2,4. Dans ces conditions le code binaire sur les entrées de commande représente effectivement l'atténuation définie.

L'amplificateur opérationnel double

NE5532 détermine pratiquement la consommation totale du circuit. Avec l'alimentation auxiliaire (R38/D1 et R39/D2) destinée aux multiplexeurs, la consommation totale est de 10 mA environ. Avec une tension d'entrée de 1 V, la distorsion introduite par le circuit reste inférieure à 0,003% sur une plage de fréquences allant de 20 Hz à 20 kHz.

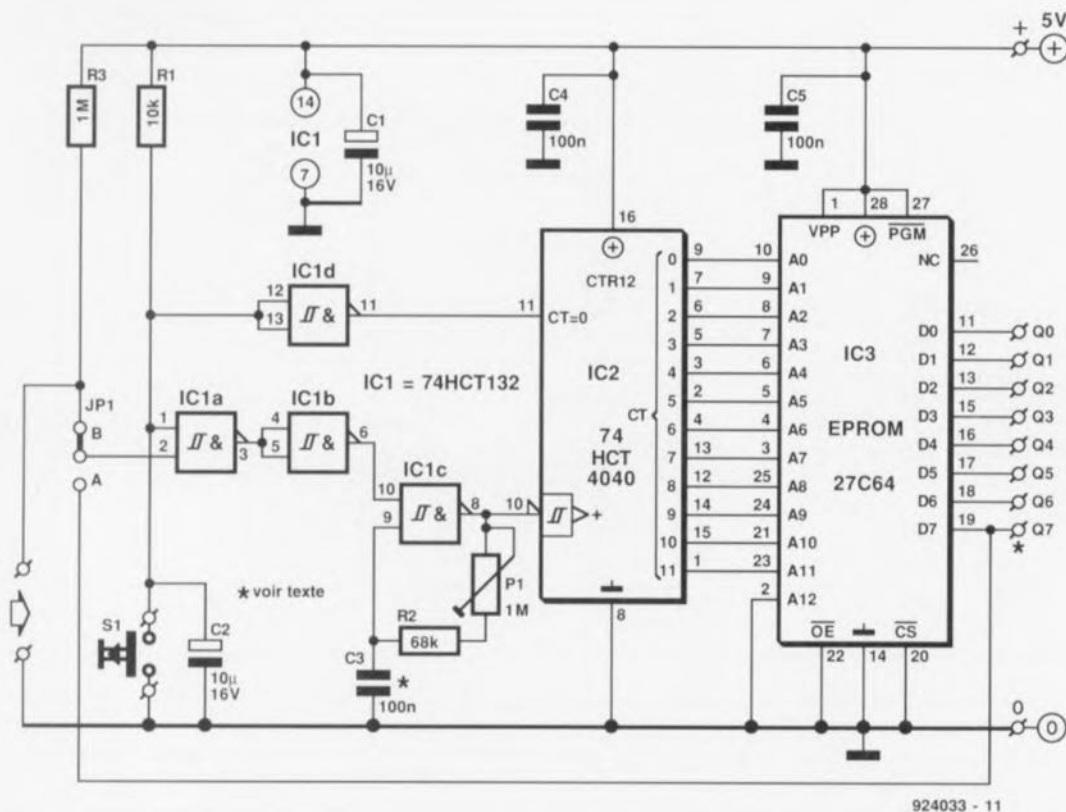
Le circuit n'a qu'un petit inconvénient :

lorsque l'on modifie l'atténuation, il produit un bruit (mieux vaut un petit « clic » qu'un grand « crac ») de commutation, pas trop fort rassurez-vous. Ceci est une caractéristique propre à tous les commutateurs « standard » de type CMOS. Cet inconvénient explique pourquoi ce circuit n'est pas à utiliser pour des applications audio « haut de gamme ». Il existe pourtant de nombreuses applications dans lesquelles ce faible bruit de commutation

ne constituera pas un phénomène gênant.

Vous n'êtes pas constamment en train de modifier le réglage du volume, n'est-ce pas ?.

P.C. Hogenkamp



Il peut se faire que l'on ait besoin, au cours du développement d'un montage électronique, de lui fournir une série ou une séquence de bits parfaitement définie.

Dans le circuit décrit ici, c'est une EPROM qui sert au stockage de la série de bits requise, mot envoyé vers la sortie, une unique fois, lors d'une action sur le bouton-poussoir S1. Le générateur de séquences de bits est en mesure de générer des séries de mots parallèles pouvant comporter jusqu'à 7 bits. Le 8ème bit est utilisé pour indiquer la fin du processus d'émission.

Après une action sur S1, la porte NAND à trigger de Schmitt IC1d génère l'impulsion de remise à zéro pour le compteur

d'adresses IC2. La porte IC1c prise à l'entrée d'horloge du compteur et attaquée par les 2 portes NAND restantes est montée en oscillateur marche/arrêt. L'interconnexion de ces portes est telle que l'on a pour commencer, blocage de l'oscillateur jusqu'à la fin de l'impulsion de remise à zéro. L'oscillateur fournit ensuite un signal d'horloge au compteur d'adresses qui compte, à un rythme défini par la valeur donnée au condensateur et à la résistance de l'oscillateur. Cette vitesse d'incréméntation sera bien évidemment fonction de l'application envisagée. L'ajustable P1 permet de faire varier la fréquence de l'oscillateur entre 15 Hz et 150 kHz. Il faudra, pour disposer d'un domaine de réglage différent, modifier la valeur de C3.

Tout au long de l'écoulement de la séquence en cours, la ligne de données D7 doit, en permanence, être programmée avec un « 1 » (+5 V). À la fin de la séquence, D7 doit être mise à « 0 » (0 V), situation qui se traduit par le blocage de l'oscillateur marche/arrêt.

La longueur maximale d'une séquence est de 8 191 impulsions d'horloge pour une EPROM de 8 Koctets (+1 impulsion pour l'arrêt de l'oscillateur). On pourra, en cas de mise du cavalier JP1 en position « B », comme c'est le cas ici, utiliser une impulsion d'arrêt de provenance externe.

La consommation du circuit est de l'ordre de 7 à 9 mA.

G. Kleine



SÉLECTEUR DE FACE ACTIVE

pour lecteur de disquette pour Atari STF

Le montage décrit ici permet à l'utilisateur d'un Atari ST(F) de choisir la face active du lecteur interne de son Atari. Ceci fait, l'électronique indique par l'illumination d'une LED quelle est la face choisie et visualise ensuite les opérations de lecture et d'écriture sur cette face.

Le schéma de fonctionnement représenté en **figure 1** fait apparaître la simplicité du montage. On peut le subdiviser en 2 parties distinctes.

La première, construite autour de l'une des 2 bascules CMOS intégrées dans IC1, IC1b, sert à transmettre les ordres de changement de face demandés par l'utilisateur et « relayés » par la touche sensitive (*SENSOR*).

Lors de l'effleurement de la touche sensitive on a application, à travers l'inverseur IC2f, d'un niveau logique haut à l'entrée d'horloge de la bascule. Le niveau présent à la sortie de IC1b change à chaque effleurement de la touche et reste mémorisé tant qu'il n'y a pas d'autre effleurement.

La sortie Q de IC1b attaque 2 portes, IC2d et IC2e, intégrées dans IC2, un sextuple inverseur de puissance. Suivant le niveau présent à la dite sortie, on a commande soit d'IC2e, ce qui se traduit par l'illumination de la LED D1 représentant la face 1 (I) soit d'IC2d, qui commande elle celle de la LED D2, face 2 (II) et attaque le transistor T1, qui demande à l'Atari, via la résistance R8, l'accès à l'autre face (SS = *Side Select*).

La seconde partie du circuit est constituée de 2 autres portes de IC2, IC2a et IC2b, dont les entrées sont reliées à la ligne de signal R/W (*Read/Write* = Lecture/Écriture) du lecteur de l'Atari.

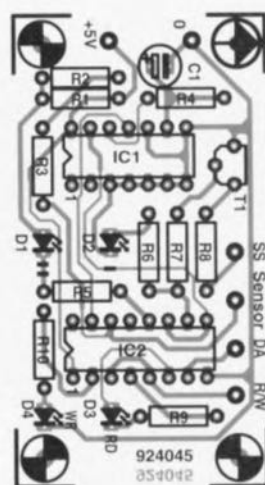
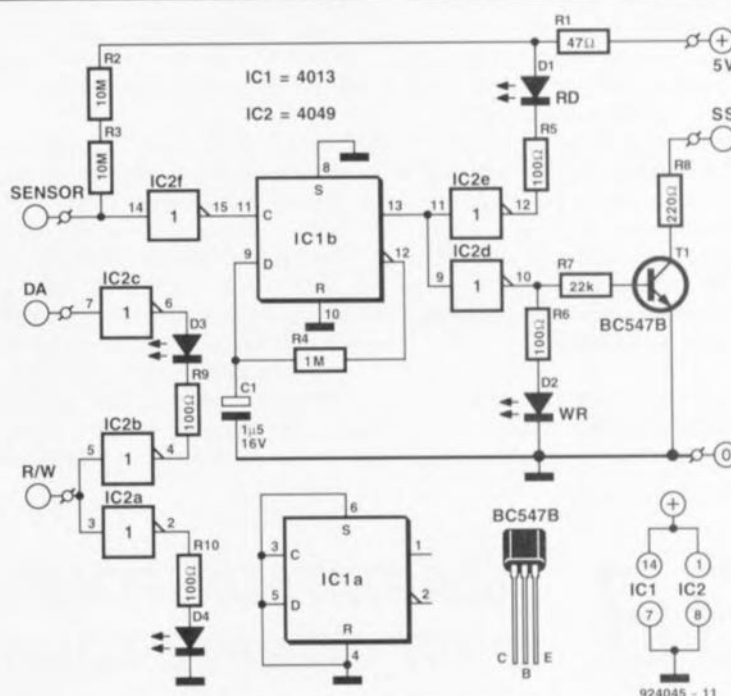
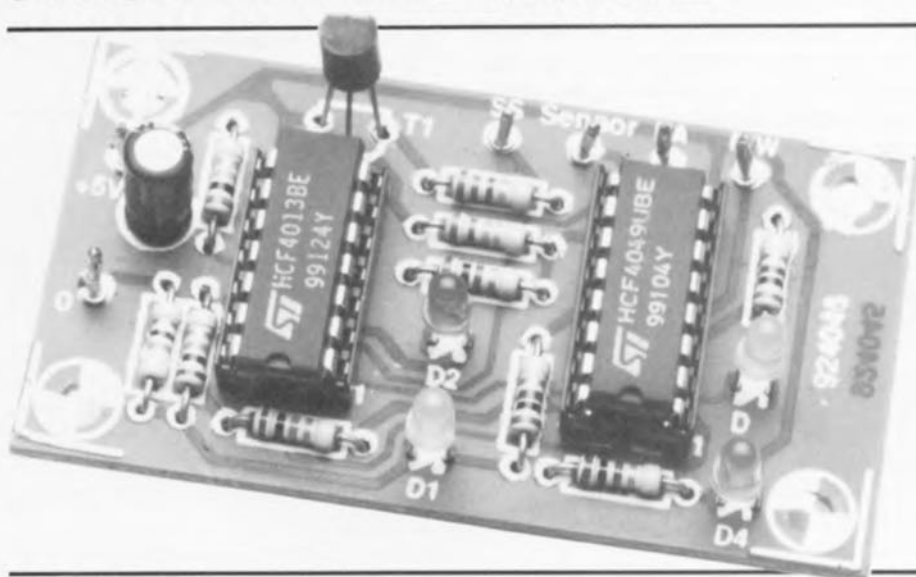
Suivant l'état du signal R/W on aura l'illumination soit de la LED D3 (*Read*) soit de la LED D4 (*Write*).

La LED D3 (Lecture) est connectée à l'alimentation de la LED du lecteur Atari de manière à ne pas rester illuminée en « Lecture » lorsque le lecteur ne tourne pas.

L'alimentation est, vu la faible consommation du circuit, prise directement sur celle de l'Atari.

Réalisation

Grâce à la présence d'un dessin de circuit imprimé, dont on retrouve la représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 2**, la réalisation de notre sélecteur de face active ne devrait pas poser de problème. La tâche sera plus ardue en ce qui concerne



Liste des composants

Résistances :

- R1 = 47 Ω
- R2, R3 = 10 MΩ
- R4 = 1 MΩ
- R5, R6, R9, R10 = 100 Ω
- R7 = 22 kΩ
- R8 = 220 Ω

Condensateurs :

- C1 = 1μF5/16 V

Semi-conducteurs :

- D1, D3 = LED 3 mm verte
- D2, D4 = LED 3 mm rouge
- T1 = BC547B
- IC1 = 4013
- IC2 = 4049

sa connexion à l'Atari, mais nous y reviendrons.

Il est important cependant de veiller à l'« épaisseur » du montage de façon à pouvoir refermer le capot sans déformation. Les circuits intégrés seront soudés directement sur la platine le condensateur C1 étant, si nécessaire, monté couché. Le transistor T1 sera lui aussi, si besoin est, couché. On donnera aux connexions des LED la longueur nécessaire pour qu'elles affleurent la surface du capot (partie inférieure de la LED à 2,5 mm environ de la platine dans le cas de LED de 3 mm).

Après avoir vérifié l'absence sur le montage terminé de court-circuit, on pourra l'installer dans l'Atari.

N.B. Il ne faudra pas perdre de vue le fait que la connexion de ce circuit à votre Atari signifie la fin de la garantie du constructeur.

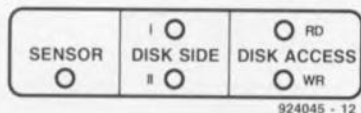
Après avoir dévissé les vis situées sous l'Atari pour libérer le capot et le lecteur interne on pourra effectuer les connexions nécessaires sans avoir à enlever le blindage, puisque les connexions sont accessibles une fois le lecteur enlevé.

Il faut ensuite percer dans le capot les 5 orifices nécessaires (4 pour les LED, 1 pour la touche sensitive) en utilisant, le cas échéant, comme gabarit de perçage, une photocopie de l'exemple de « face avant » illustré en **figure 3**.

On opérera avec soin sachant que le résultat est visible de l'extérieur.

Il ne reste plus maintenant qu'à effectuer les interconnexions nécessaires.

Le « 0 V » sera pris sur la broche 10 du



74244 situé sous le clavier, le « +5 V » l'étant sur sa broche 20.

Le point « Side Select » sera relié à la broche 21 du YM2149.

Le point « R/W » est pris sur la broche 25 du DMA situé à proximité du YM2149, sous le lecteur.

Le point de connexion du témoin d'accès au lecteur « Disk Access » est la broche supérieure de la résistance-série de la LED Atari, située sur la gauche du 74244 évoqué plus haut.

La dernière connexion est celle du « SENSOR ».

On pourra utiliser, pour cette touche sensitive, toute pièce de métal de caractéristiques convenables (vis à tête fraisée ou rivet de cuivre limé), reliée au picot « SENSOR » de la platine à l'aide d'un petit morceau de câble souple.

Le test de bon fonctionnement est on ne peut plus simple. Après remise en place du lecteur et mise sous tension de l'ordinateur -attention aux courts-circuits involontaires- on devrait voir s'allumer la LED (Face) « I » ainsi que la LED « RD ». Un effleurement de la touche « SENSOR » doit éteindre la LED (Face) « I » et allumer la LED (Face) « II ».

Il suffit, pour tester la bonne reconnaissance des faces, de prendre une disquette vierge, de la formater en simple face

sur la face 1, puis sur la face 2. On peut ensuite, par exemple, disposer 2 bureaux GEM différents et en sauvegarder un par face. Lors de la sauvegarde la LED « WR » devra s'allumer. On pourra également constater le clignotement des LED de face lors d'une action prolongée sur la touche sensitive sachant que l'on a alors un changement de face toutes les secondes.

Notons pour terminer que ce circuit peut constituer un détecteur de virus relativement efficace. En effet, lorsqu'une disquette est insérée dans le lecteur et que l'utilisateur en demande la lecture -soit encore en auto après un Reset- la LED verte de lecture, et elle seule, doit s'allumer. Si dans les premières secondes la LED rouge d'écriture s'allume il y a lieu de s'interroger sur la possibilité de l'existence d'un virus. Un traitement anti-virus approprié se justifie.

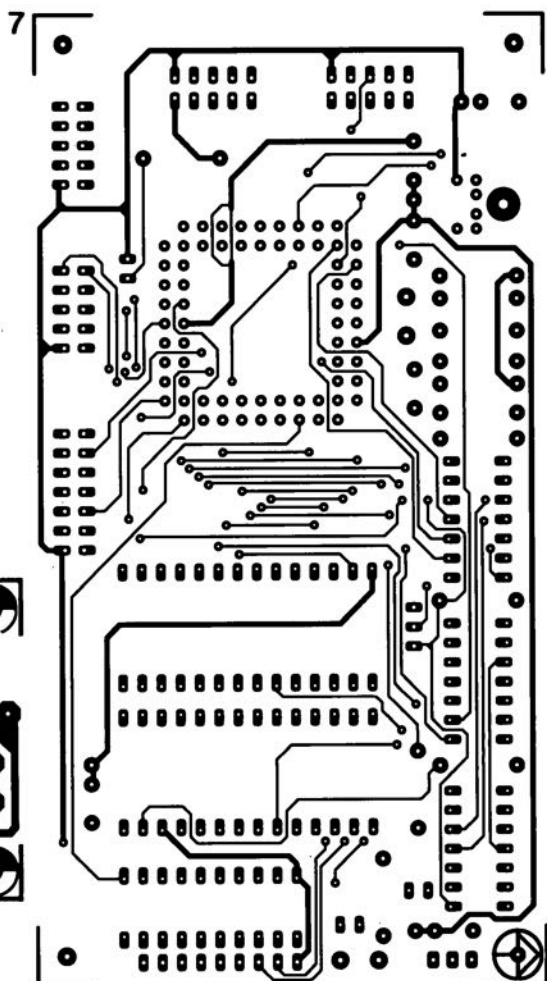
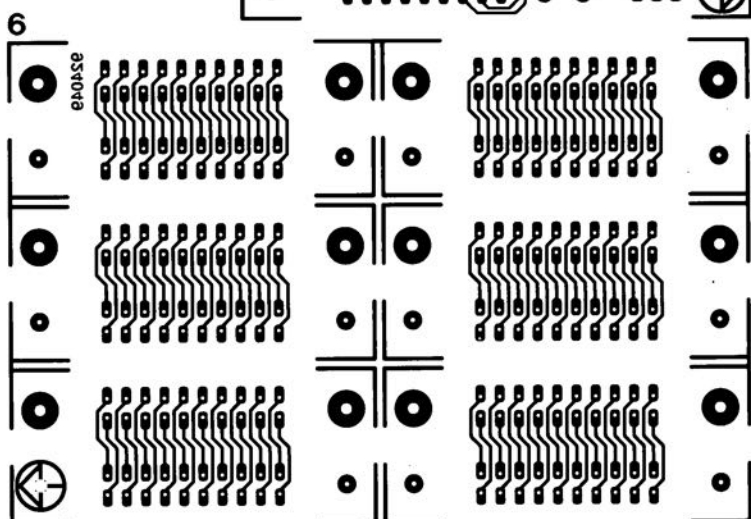
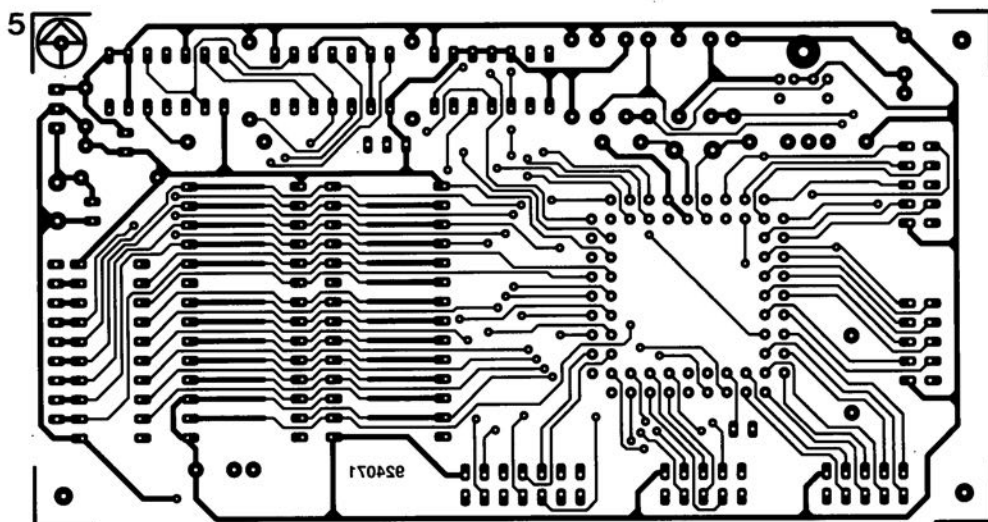
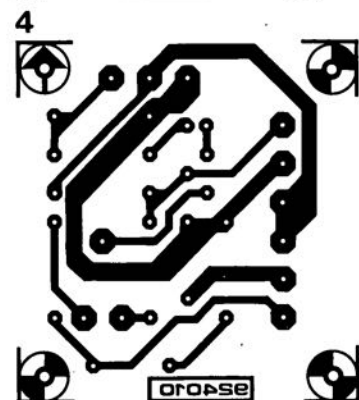
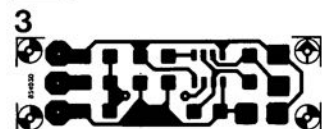
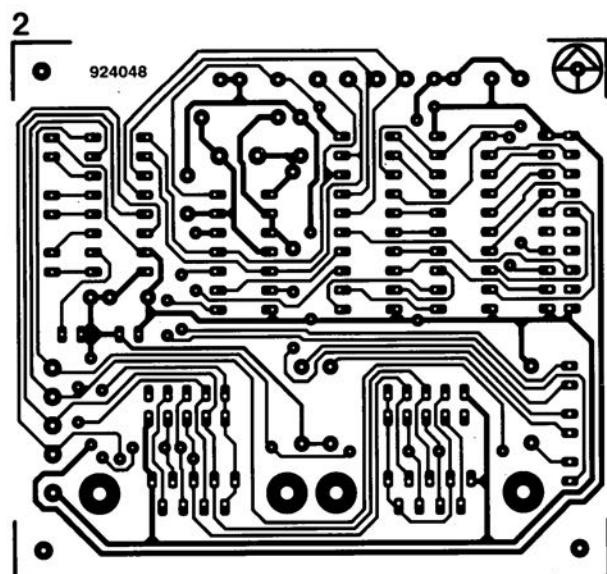
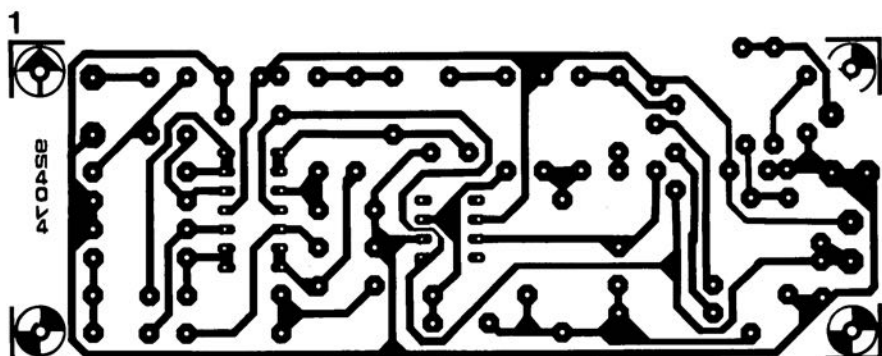
Cette détection de virus a un très gros avantage sur les « programmes anti-virus » : elle permet une détection véritable des virus. Les programmes se contentent en effet bien souvent de lire le « Boot sector » de la disquette et de vérifier qu'il n'est pas exécutable. On perd ainsi des programmes qui s'exécutent en auto ! Ces programmes sont, par contre, généralement capables de vacciner les disquettes et éventuellement de les immuniser contre une prochaine attaque.

*Pour toutes questions ou problèmes éventuels l'auteur, P. Leroux, se met à la disposition de nos lecteurs sur le Minitel, en 3614 code CHEZ*SEFALIX.*

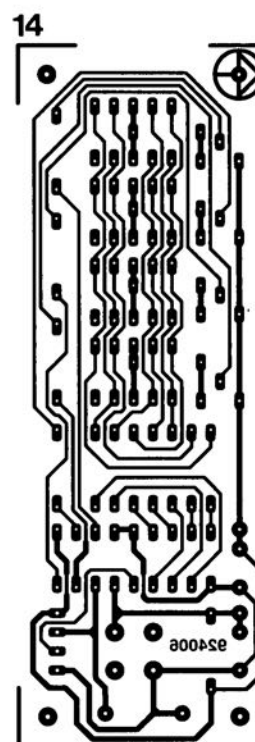
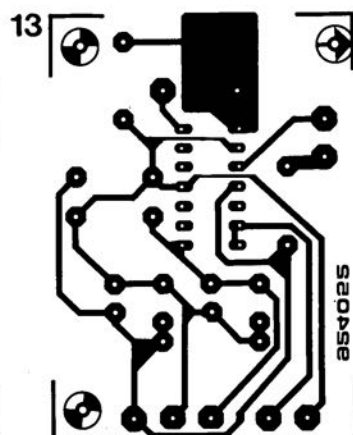
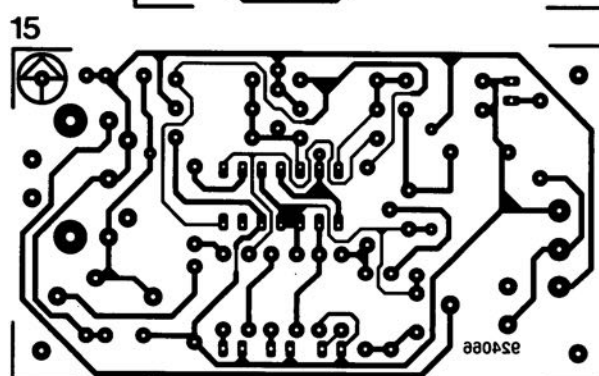
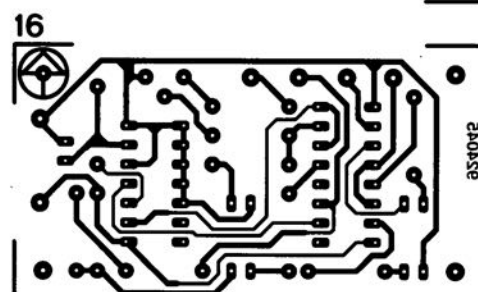
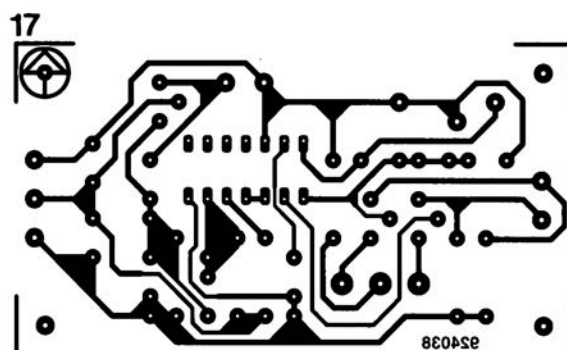
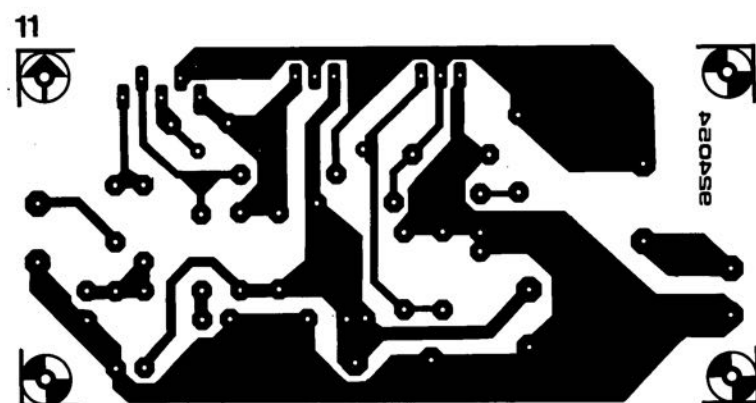
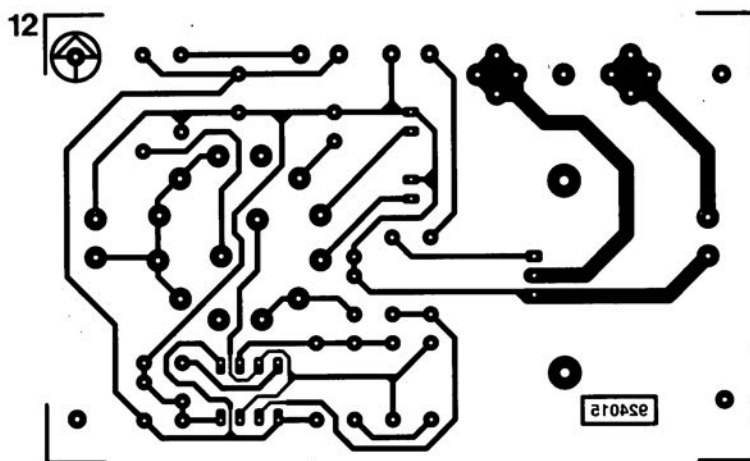
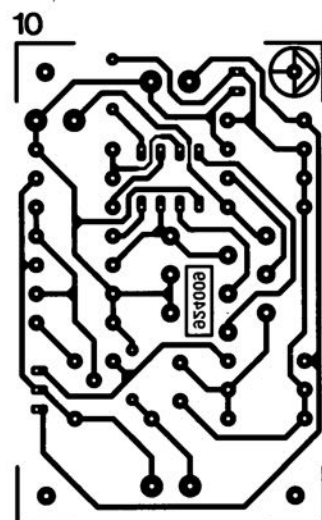
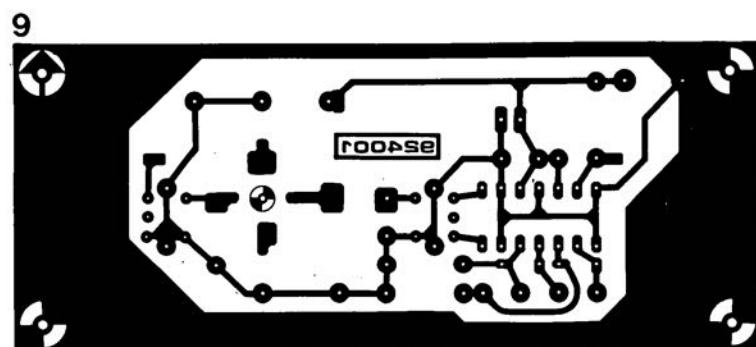
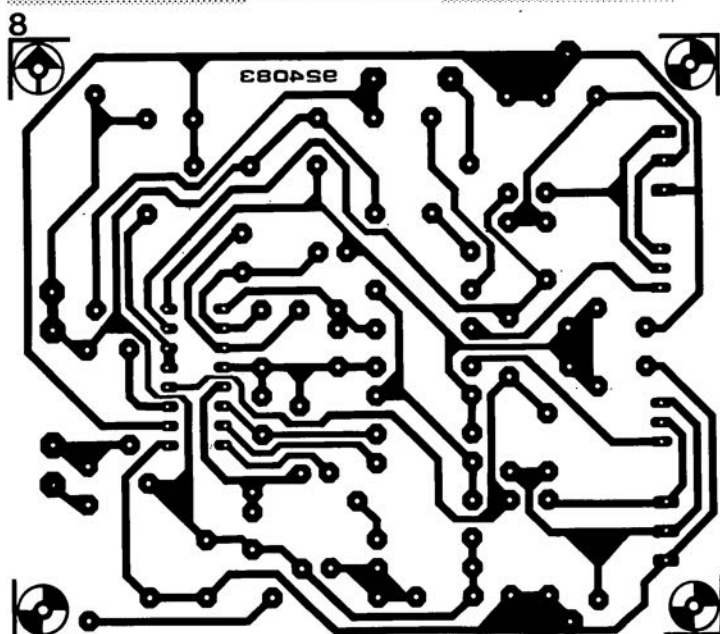
P. Leroux

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



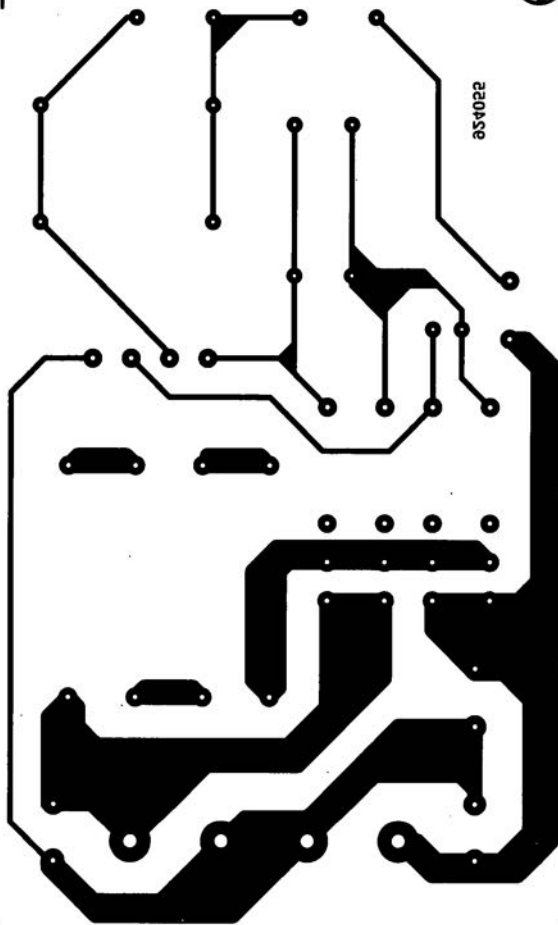
SERVICE



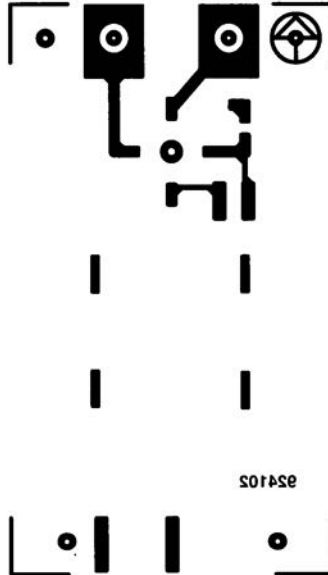
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

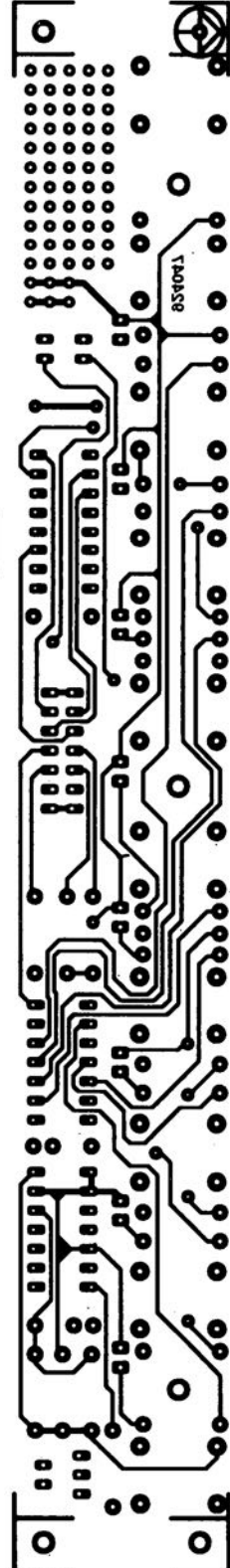
18



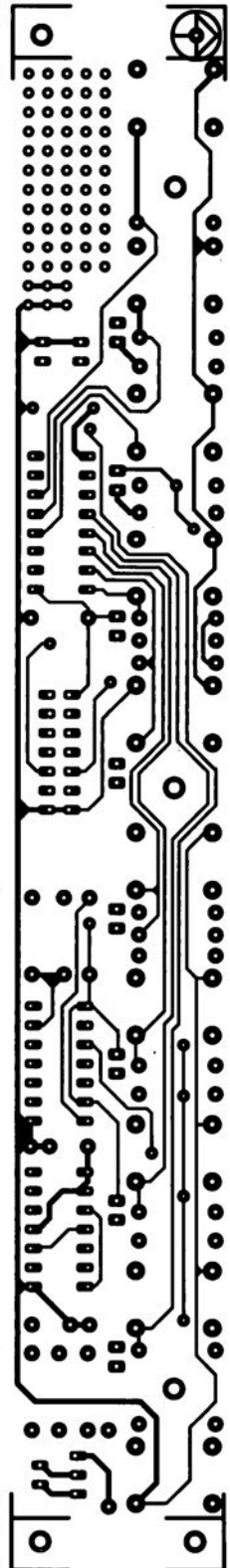
23



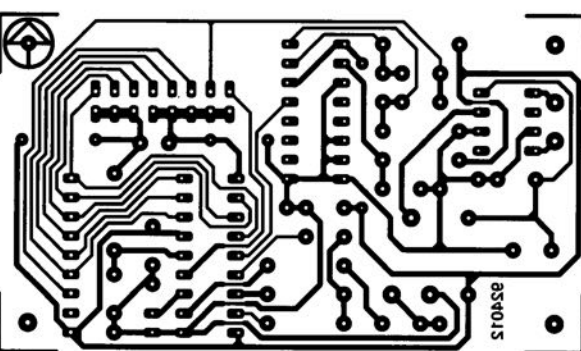
24



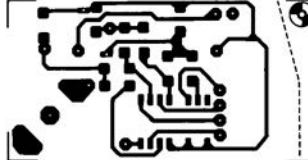
25



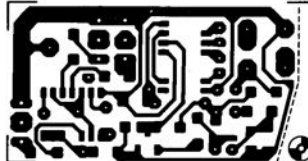
19



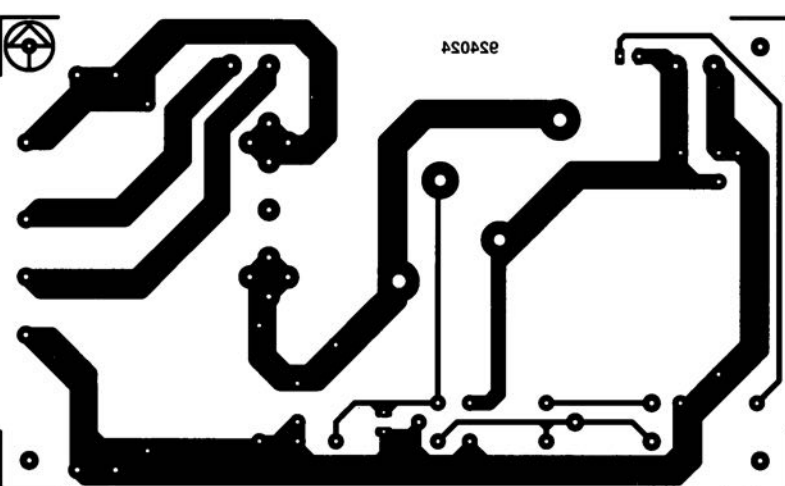
22



21



20





ADAPTATEUR POUR L'UTILISATION D'UN COMPTE-TOURS CONVENTIONNEL

AVEC UN MOTEUR DIESEL

Tous les possesseurs d'une voiture dotée d'un compte-tours vous le diront : cet instrument est pratiquement indispensable. Et pourtant de très nombreuses voitures à moteur diesel n'en comportent pas. La raison de cette carence est simple : il est loin d'être aisé de trouver, sur un moteur diesel, un signal proportionnel au régime — ce type de moteur ne possède pas de vis platinées. Si l'on tient cependant à doter, a posteriori, un diesel d'un compte-tours, il existe 3 approches possibles :

■ La solution la plus simple est d'utiliser la tension alternative présente sur le contact W de l'alternateur. L'inconvénient de cette approche est que le régime de l'alternateur est différent de celui du moteur, ce qui nécessite une opération de conversion. Il faut remarquer en outre que les alternateurs modernes (à régula-

teur intégré) ne mettent plus ce fameux contact W à la disposition d'un éventuel « bricoleur ».

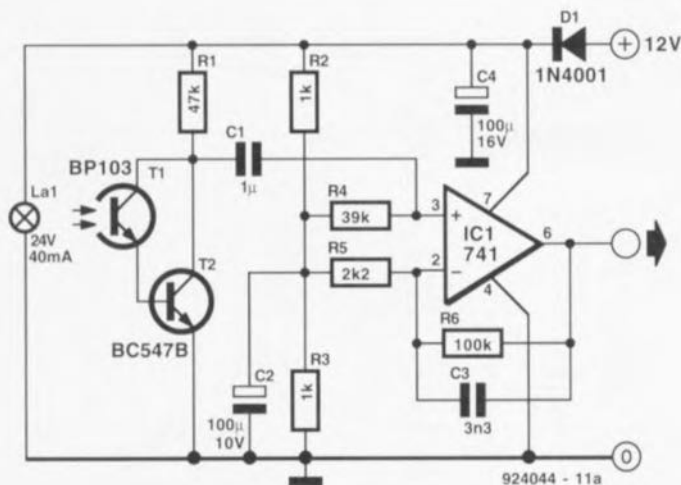
■ La mise en place d'un ou de plusieurs petits aimants sur la poulie fixée sur le vilebrequin et la prise en compte des impulsions induites par ces aimants dans une bobine fixée à demeure sur le moteur à proximité du plan de passage des aimants constitue une autre solution envisageable.

Le problème qui se pose alors est de trouver une technique fiable et durable de fixation des aimants.

■ La troisième solution, celle que nous utilisons ici, est une variante optique de la précédente : la poulie du vilebrequin est découpée en secteurs peints alternativement en noir et en blanc. Une barrière lumineuse à réflexion (de fabrication artisanale, lire personnelle) servira à la prise en

compte des différences de luminosité. Si l'on divise la poulie du vilebrequin en 4 secteurs, on aura exactement le même nombre d'impulsions que celui nécessaire à un compte-tours du commerce prévu pour un moteur 4 temps 4 cylindres, peu importe que le moteur diesel ait lui-même, 4, 6 ou 8 cylindres. On peut dire en fait que ce circuit est une sorte d'étage adaptateur pour compte-tours conventionnel.

La poulie du vilebrequin est éclairée par une petite ampoule à incandescence 12 V. La lumière réfléchie frappe le phototransistor T1, premier étage d'un darlington qu'il constitue avec T2. Le type de phototransistor à utiliser n'est pas critique, il n'est donc pas impératif, une fois n'est pas coutume, d'opter pour le type de phototransistor indiqué sur le schéma.

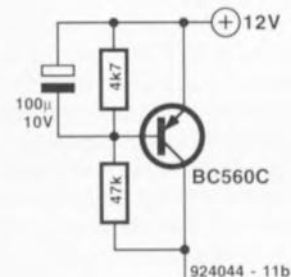


Le signal présent sur le collecteur de T2 subit un gain de 50 introduit par l'amplificateur opérationnel IC1 avant d'être écrié à une amplitude de quelque 10 V_{cc} devenant ainsi un signal quasi-rectangulaire. Les caractéristiques de ce signal lui permettent d'attaquer directement un compte-tours standard.

On pourra monter le circuit (y compris l'ampoule mignonnette) sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles que l'on collera ensuite dans un morceau de tube PVC de diamètre convenable. L'ouverture avant du tube sera dotée d'un disque de plexiglas transparent assurant l'étanchéité de l'ensemble. Il faudra intercaler un écran entre le phototransistor et l'ampoule de manière à ce qu'il n'y ait pas couplage optique direct entre ces 2 composants. La liaison du module de

conversion au compte-tours se fera à l'aide d'un morceau de câble trifilaire (signal, +12 V et masse). Il faudra bien entendu veiller à ce que l'endroit de passage du câble reliant le module au compte-tours n'ait pas de conséquence néfaste sur l'étanchéité du module.

L'ensemble du montage est très sensible à la lumière. La simple présence de lumière diurne suffit à le mettre hors-fonction. Normalement le capot de la voiture est fermé, de sorte que cela ne devrait pas poser de problème. On pourra, pour s'assurer du fonctionnement du montage, vérifier la tension au collecteur de T2. On devrait trouver entre 1 et 5 V lors de l'illumination d'un secteur blanc. En cas de luminosité trop importante de l'ampoule on pourra intercaler une résistance de limitation de courant dans la ligne d'alimentation de l'ampoule, ce qui ne pourra



qu'augmenter sa durée de vie. On pourra aussi modifier expérimentalement la valeur de R1. S'il devait se faire qu'en dépit de tous ces efforts on n'arrive pas à des résultats convenables, on pourra essayer de remplacer la résistance R1 par le circuit de la **figure b**. Elle maintient la tension au collecteur de T2 à quelque 5 V sur une plage de luminosité notablement plus large.

La taille des secteurs peints sur la poulie du vilebrequin n'est pas critique; tant que le nombre de secteurs est bien celui requis, le compte-tours recevra la fréquence d'impulsions prévue.

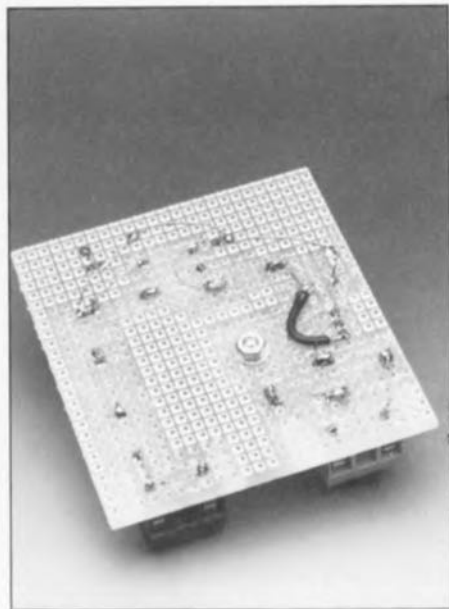
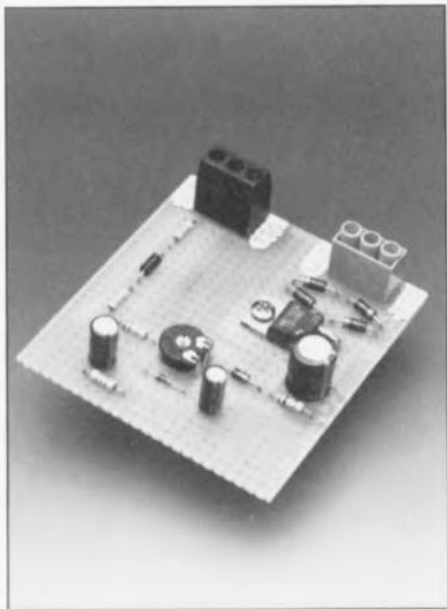
La consommation du circuit proprement dit est de 10 mA, courant auquel il faut ajouter la consommation de l'ampoule.

N. Sauer



RETARDATEUR DE MISE SOUS TENSION POUR ATARI ST

Lorsqu'un Atari ST est doté d'un disque dur externe, il faut réinitialiser le dit ordinateur une quinzaine de secondes après sa mise sous tension, sous peine de voir l'ordinateur ne pas reconnaître le disque dur sinon. Le retardateur objet de cet article supprime cet inconvénient mineur. Ce circuit fait en sorte que l'ordinateur ne reçoive sa tension d'alimentation qu'après écoulement d'une certaine durée (ajustable). Les possesseurs d'une combinaison PC + imprimante HP Desk-Jet pourront également utiliser ce retardateur. Il n'est pas rare que l'on ait des problèmes avec certains ordinateurs et il est préférable, pour les éviter, de ne mettre l'imprimante sous tension qu'une fois que l'ordinateur est mis en route lui-même. Si l'on associe ce type d'imprimante à un Atari ST il faudra au contraire commencer par alimenter l'imprimante avant de mettre l'ordinateur en fonction. Il exis-

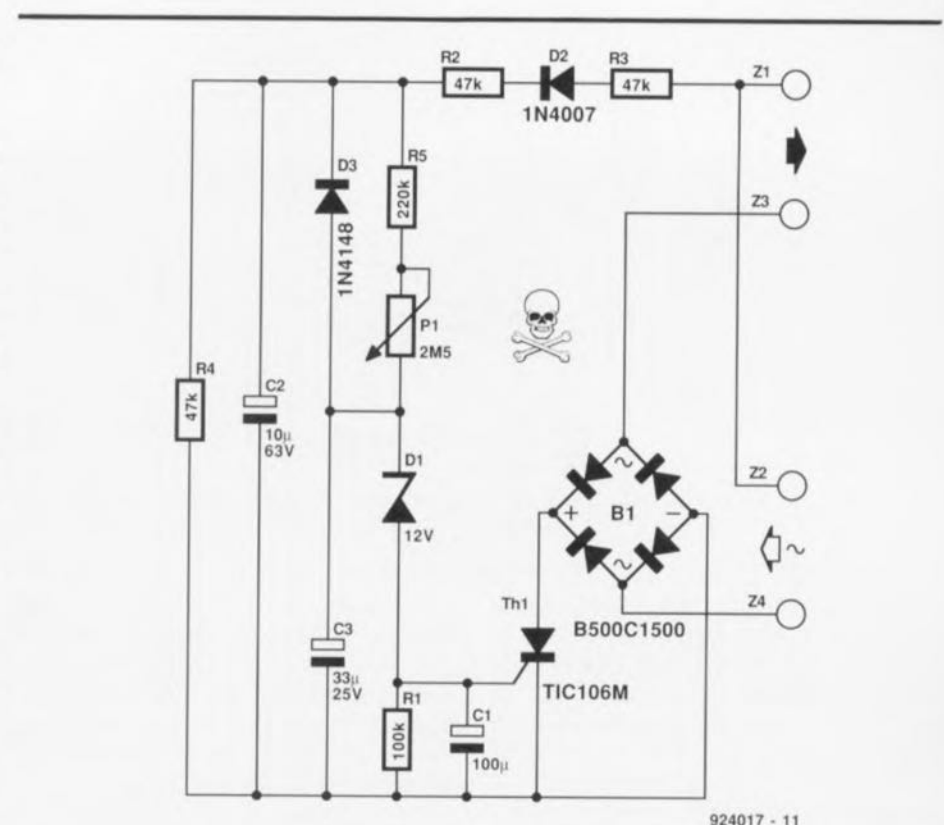


te bien d'autres occasions où le retardateur proposé ici pourra rendre d'éminents services.

Le fonctionnement du circuit est simple. Une fois la tension secteur appliquée, le condensateur C3 se charge via la résistance R5 et le potentiomètre P1. Lorsqu'après un certain temps – comme disait le regretté Fernand Reynaud – ajustable entre 5 et 60 s par action sur P1, la tension aux bornes de C3 atteint 12 V, la diode zener D1 devient conductrice entraînant l'amorçage du thyristor. Le thyristor met le pont de diodes B1 en demeure d'établir une connexion en tension alternative entre l'entrée de la tension secteur et sa sortie.

Lorsque le thyristor est passant sa tension de gâchette augmente quelque peu en raison du courant anode-cathode. Le condensateur C1 voit de ce fait sa charge augmenter encore légèrement faisant office ainsi de tampon pour le courant de gâchette aidant le thyristor à passer au-delà des passages par zéro de la tension du secteur; une fois amorcé, le thyristor reste conducteur.

La solution offrant les garanties de sécurité les meilleures consiste à placer le montage dans un boîtier en plastique à prise et fiche secteur incorporées. On enfiche ensuite le dit boîtier dans une prise multiple dotée d'un interrupteur général. On peut ainsi connecter plusieurs appareils à la prise multiple, la fiche de l'appareil dont on veut retarder la mise en fonction étant elle enfilée dans la prise du boîtier du retardateur. L'interrupteur marche/arrêt de la prise multiple fait alors office



924017 - 11

d'interrupteur général (les interrupteurs secteur des différents appareils restant en permanence sur marche).

On pourra utiliser un petit morceau de platine d'expérimentation à pastilles pour l'implantation des composants. Il ne faudra pas oublier cependant que le circuit est en liaison directe avec la tension du secteur. Ceci implique qu'il faudra veiller à ce que l'écart entre les pistes véhiculant

la tension du secteur soit de 3 mm au minimum.

Il suffit, comme l'illustre la photographie, de supprimer une série de pastilles intermédiaires pour se mettre à l'abri de toute mauvaise surprise. On adoptera un espace de 6 mm entre les pistes et les composants reliés aux 220 V et toute pièce conductrice accessible de l'extérieur.

R. Lucassen

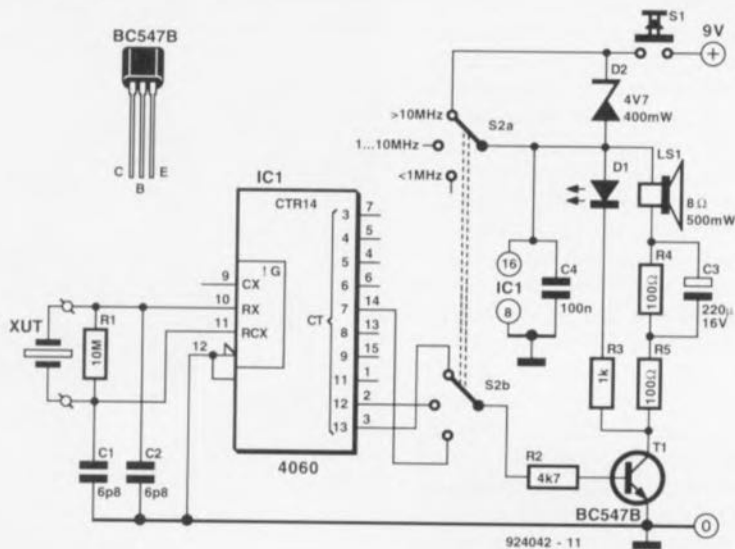


TESTEUR DE QUARTZ ACOUSTIQUE

À qui viendrait-il l'idée de tester un quartz acoustiquement, si ce n'était... à ces hurluberlus d'Elektor (il faut de temps à autre savoir ne pas trop se prendre au sérieux, et quelle meilleure occasion que ce numéro double de Juillet/Août ?)

Il n'est bien évidemment pas possible à l'ouïe de capter les « sons » produits par l'oscillation d'un quartz, pour la simple et bonne raison que leur fréquence est bien trop élevée. Il suffit pourtant de prévoir un diviseur de fréquence convenable pour « transposer » la fréquence du quartz dans le domaine des fréquences audibles.

Il existe pour ce faire un circuit de la famille CMOS 4000 qui semble avoir été conçu tout spécialement à cet effet, le 4060, circuit qu'il n'est sans doute plus nécessaire de vous présenter, puisqu'il s'agit d'un compteur binaire à 14 étages et à oscilla-



924042 - 11

teur intégré. De par l'utilisation d'un circuit aussi complet, le schéma devient d'une simplicité enfantine.

Le quartz à tester, XUT (*Xtal Under Test*) est pris entre les 2 points de mesure shuntés par la résistance R1.

On actionne ensuite le bouton-poussoir S1. Le 4060 divise la fréquence du quartz, et l'une de ses sorties attaque, via la résistance R2, un transistor, T1, qui commande lui un petit haut-parleur. La résistance R5 limite la puissance sonore du haut-parleur à un niveau acceptable en milieu domestique.

Sachant qu'il n'est pas intéressant, voire impossible même, d'utiliser un facteur de division unique pour toutes les fréquences de quartz possibles –les quartz générant des fréquences faibles ne produisant plus alors que des crépitements et autres aquements, alors que les quartz de fréquences élevées produiraient un signal ultra-sonique et partant inaudible– nous avons doté le testeur de quartz acoustique de 3 calibres. Les quartz de fréquence supérieure à 10 MHz oscillent superbement lorsque l'on donne à l'oscillateur une tension d'alimentation légèrement supérieure.

À l'inverse, l'oscillateur préfère une ten-

Tableau

Position de S2	Fréquence du quartz	Fréquence d'oscillation	Fréquence du signal sonore
< 1 MHz	32,768 kHz	32,768 kHz	256 Hz
	100 kHz	100 kHz	781 Hz
	1 MHz	1 MHz	244 Hz
1 à 10 MHz	4 MHz	4 MHz	977 Hz
	10 MHz	10 MHz	2 441 Hz
	27,145 MHz	9,048 MHz	1 105 Hz
> 10 MHz	48 MHz	16 MHz	1 953 Hz
	100 MHz	20 MHz	2 441 Hz

sion d'alimentation quelque peu plus faible lorsqu'il doit travailler avec des quartz de fréquence plus faible.

L'un des circuits du double commutateur S2, associé à la diode zener D2, modifie la tension d'alimentation en fonction du calibre choisi.

Sur le calibre < 1 MHz, le second circuit du commutateur, S2b, opte pour un facteur de division de 128; pour le domaine des fréquences comprises entre 1 et 10 MHz, c'est un facteur de 4 096 qui est utilisé. Les quartz générateurs de fréquences supérieures à 30 MHz sont en règle générale des quartz travaillant sur l'une de leurs harmoniques. Dans le circuit proposé ici au contraire, ils vont osciller à leur fréquence fondamentale (voir ta-

bleau). Il serait pratiquement impossible d'opter pour une solution différente sachant que les circuits CMOS sont incapables de travailler à des fréquences supérieures à quelque 20 MHz. On peut de ce fait se contenter, pour le calibre > 10 MHz d'un facteur de division de 8 192. Si l'on préfère alimenter le circuit à l'aide d'une alimentation secteur plutôt qu'avec une pile, on optera de préférence pour une alimentation fournissant une tension de 12 V à un courant de 50 mA au minimum. Il faudra dans ce cas-là remplacer la diode zener D2 par son homologue à tension zener de 6,8 volts (6V8).

K.H. Lorenz



Des
questions
ou des
remarques?

Elektor service «Courrier Lecteurs» BP 59 59850 Nieppe

Symboles mystérieux

Les schémas publiés dans Elektor m'incitent à poser quelques questions. Que signifient les différents symboles représentés grossièrement ici que je rencontre très souvent dans vos schémas et comment et où dois-je les connecter ?

S. Kersten

Le symbole n°1 représente une connexion de masse. Il ne s'agit donc pas d'un petit composant quelconque; il remplace, sur le schéma, les lignes de masse qui risqueraient, par leur densité, de le rendre difficilement lisible. Cette approche permet de simplifier très sensiblement le schéma.

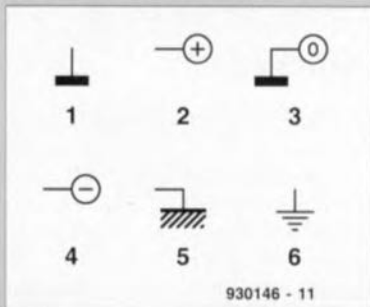
La masse est la connexion de la tension d'alimentation faisant office de ligne zéro, ligne à laquelle seront reliés, si tant est qu'il y en ait, les blindages de conducteurs servant à la transmission de signaux. Les écrans plats ou les enclos de blindage tridimensionnels protégeant des circuits HF délicats sont eux aussi reliés à la masse.

Le symbole n°2 est celui du potentiel positif de la source de tension alimentant le circuit concerné.

Le chiffre 0 du 3ème symbole représente la ligne du zéro de la source d'alimentation. Dans le cas

d'un circuit alimenté par une tension positive l-c qui est le cas de 99,9% des montages proposés dans Elektor!- le potentiel négatif de la source d'alimentation sera reliée à cette connexion de zéro. S'il faut alimenter un montage avec une tension négative on l'indiquera à l'aide du 4ème symbole.

Il peut arriver qu'un montage ait besoin d'une alimentation tant positive que négative. Si les dites tensions sont de valeur égale on parle d'une alimentation symétrique (plus et moins 15 V par exemple, soit encore ± 15 V). La connexion commune d'une telle alimentation double est la ligne du zéro de l'alimentation. Grâce au symbole de masse correspondant évoqué quelques lignes plus haut on indique quels autres points du montage sont reliés eux aussi au dit point.



Comme nous l'indiquions plus haut, la connexion de masse commune sert souvent de potentiel de protection à l'encontre de rayonnements parasites pouvant entraîner une (auto-)influence des composants. Si l'on place un montage dans un coffret métallique il est préférable de relier le coffret à la masse, connexion exprimée par le symbole n°5.

Au cas où il faut procéder à une connexion à la terre du réseau secteur cette liaison sera rendue par l'intermédiaire du symbole n°6.

Si vous ne vous sentez pas encore parfaitement à l'aise en électronique, nous ne pouvons que vous recommander la lecture du livre « L'électronique ? Pas de panique ! » de Publitrone. Cet

ouvrage décrit de façon très abordable le fonctionnement des différents composants rencontrés en électronique. (La rédaction)



Brochages et quartz

Lors de la réalisation du testeur de quartz du numéro HG de Juillet/Août 1992, pages 60 et 61, j'ai remarqué que le brochage utilisé par Elektor pour le CD4060 ne correspondait pas à celui donné par le fabricant dans son recueil de caractéristique (databook). D'après ce dernier, la broche 1 correspond à la sortie 211, alors que le schéma d'après Elektor l'appelle 212. J'ai doté le testeur de quartz d'une connexion pour un fréquencesmètre et les fréquences mesurées étaient toujours trop faibles d'un facteur 2.

L'hygromètre numérique (Elektor janvier 1994, page 72) m'a également causé quelques soucis, car il m'a été impossible de mettre la main sur un quartz de 1 MHz de petite taille. J'ai utilisé alors un quartz de 2 MHz et j'ai déplacé la connexion de la broche 1 vers la broche 2 du 74HC74060 ce qui fait que la fréquence est, en aval du dit circuit intégré, à nouveau la fréquence requise.

R. Schneider

Il nous est apparu que la dénomination des sorties du 4060 pose régulièrement des problèmes. Certains fabricants commencent la numérotation des sorties à Q1, alors que d'autres démarrent à Q0, d'où la différence que vous avez constatée.

Merci pour l'astuce concernant le quartz de l'hygromètre. (La rédaction)



GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS DE COMPTAGE

Le petit circuit présenté ici fournit à sa sortie un nombre d'impulsions déterminé au préalable, nombre que l'on pourra programmer (en hexadécimal) à l'aide d'une douzaine d'interrupteurs DIL (voire à l'aide de ponts de câblage s'il s'agit d'un nombre fixe).

La génération des impulsions est la tâche du générateur de signal rectangulaire IC3c. Aux valeurs du schéma, la fréquence de ce signal est de quelques kilohertz. Le signal de sortie va ensuite, via le tampon-inverseur IC3b, vers l'une des entrées de la porte NOR IC2c et vers l'entrée d'horloge de la bascule D IC1b. Une action sur le bouton-poussoir S1 se traduit par l'émission d'une impulsion d'horloge vers la bascule IC1a de sorte que l'on trouve, via IC2a, un « 1 » sur l'entrée D de IC1b (l'autre entrée de IC2a est à ce moment-là encore au niveau bas, sachant que le compteur IC3 est bloqué par l'intermédiaire de son entrée de remise à zéro).

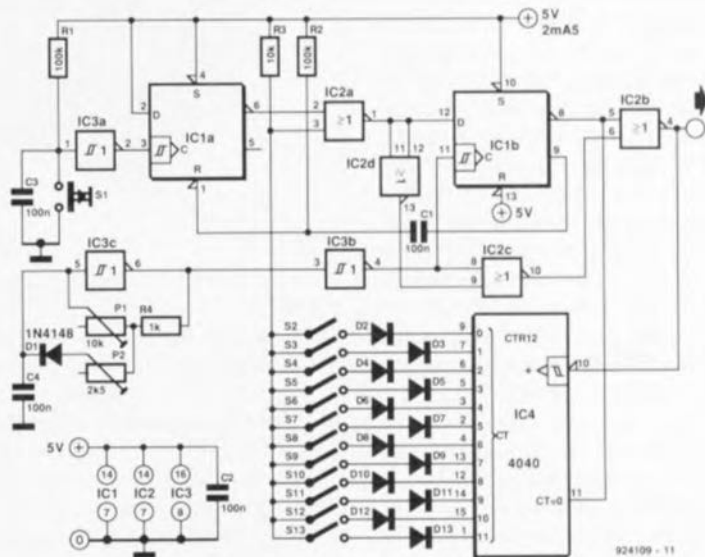
Le flanc montant de la première impulsion d'horloge suivante positionne la dite bascule, de sorte que le compteur, IC3, ainsi que, via IC2b, la sortie d'impulsion, sont libérés.

Après le nombre d'impulsions de sortie programmé à l'aide des interrupteurs

DIL, le point nodal R3/S2 à S13 passe au niveau logique haut, ce qui a pour résultat le passage au niveau bas de la sortie de IC2a et le transfert, au flanc montant de la première impulsion suivante, d'un « 0 » de l'entrée D vers sa sortie Q (broche 9). IC1a est remis à zéro via C1 (de sorte que l'on peut à nouveau agir sur le bouton-

poussoir) et le compteur est lui aussi remis à zéro via la sortie Q de IC1b (broche 8). Cette sortie Q produit en outre le blocage de la porte IC2b, de sorte qu'il n'y a plus d'impulsion à la sortie.

La consommation de courant de l'ensemble du circuit est extrêmement faible puisqu'elle ne dépasse pas 2,5 mA.



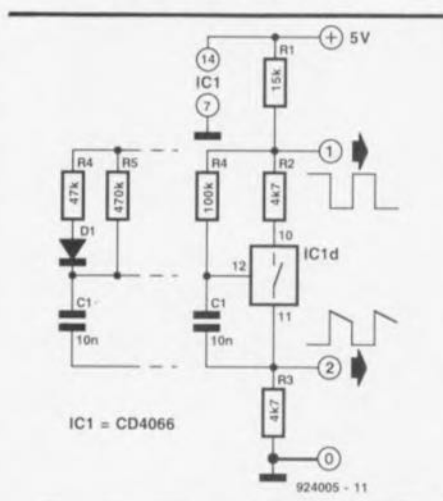
924109 - 11



GÉNÉRATEUR DE SALVES D'IMPULSIONS

Le circuit décrit ici, une sorte de multivibrateur astable en fait, n'utilise que l'un des 4 interrupteurs électroniques intégrés dans un circuit du type CD4066. Outre la forme relativement misérable de son signal de sortie, le circuit se caractérise aussi par un second inconvénient important : une amplitude du signal de sortie que l'on ne peut pas qualifier d'utilisable en électronique numérique (*numeric compatible*). Il suffit heureusement de prendre un tampon en série avec la sortie, pour que tout rentre dans l'ordre.

Si les contacts du commutateur électronique sont fermés, le courant à travers la « chaîne » produit une tension aux bornes de la résistance du bas, ce qui se traduit par un relèvement de 1 V environ du niveau de la tension de seuil au point de déclenchement. De la même façon, la résistance du haut rabaisse la tension appliquée aux bornes de la résistance de charge à un niveau inférieur à celui cor-



respondant à la tension de « relâchement ».

Une modification très simple, illustrée sur le schéma et faisant appel à des résistan-

ces de charge mises en parallèle et à une diode-série – de préférence au germanium – permet de modifier le rapport signal/absence de signal (rapport cyclique) du signal de sortie du générateur d'impulsions.

Le dimensionnement des composants tel qu'il est représenté sur le schéma a donné, avec notre prototype alimenté par une tension de 5 V exactement, un signal de sortie ayant une fréquence de 957 Hz et un rapport cyclique de 0,4 environ. Après la mise en place du réseau RD (résistance-diode), illustré lui aussi sur la gauche du schéma, le rapport cyclique et la fréquence de sortie ont vu leurs valeurs passer à 0,06 et à 317 Hz respectivement. La consommation de ce petit circuit expérimental est ridicule, se situant entre 0,12 et 0,39 mA.

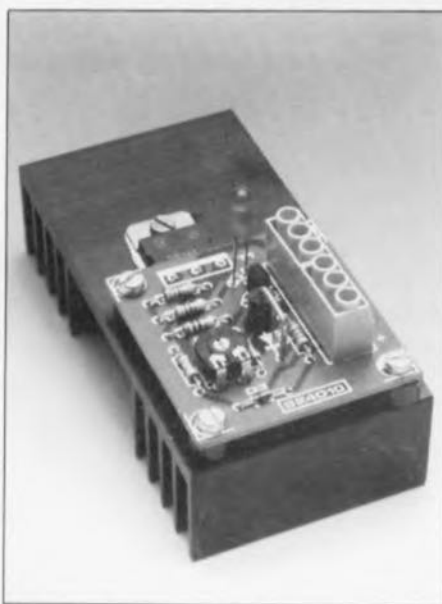
M.I. Mitchell



RÉGULATEUR DE BATTERIE POUR SYSTÈMES À ÉNERGIE SOLAIRE

Bien que de nouveaux types de cellules solaires aient fait récemment leur apparition, les cellules solaires amorphes continueront, en raison de leur coût de fabrication (relativement) faible, de faire partie de notre univers et ceci pendant un certain temps encore.

La plupart des cellules solaires basées sur la technologie de l'amorphe présentent une résistance interne relativement élevée, qui se traduit par une différence importante entre les tensions de sortie à vide et en charge. Dans les installations où l'on utilise une batterie rechargeable comme dispositif de stockage d'énergie, on aura intérêt à prévoir un circuit de régulation de la tension chargeant la batterie (ou l'accu) lorsque la tension de sortie fournie par les cellules est élevée et qui, en outre, constitue une charge minimale lorsque cette tension est devenue faible. Dans le cas d'installations solaires de puissance relativement faible, le régulateur parallèle (ou shunt) constitue une alternative viable. Exception faite d'une unique diode (Schottky) aucun composant n'est pris entre le panneau solaire et la batterie, car c'est bien souvent cela le dispositif utilisé pour le stockage d'énergie. La tension d'alimentation étant fournie par le panneau solaire, le régulateur est alimenté en permanence, même si l'accu est totalement déchargé, voire purement et simplement non connecté au



système. C'est l'approche garantissant la meilleure protection contre les surtensions de tous les circuits alimentés par la (ou la série de) cellule(s) solaire(s).

Le cœur du régulateur shunt proposé ici prend l'aspect d'un régulateur de tension de précision du type TL431LP de National Semiconductor. Lorsque la tension de sortie de la cellule solaire dépasse un niveau prédéfini à l'aide de l'ajustable P1, on a mise en circulation d'un courant à

travers la triplète R3, R2 et D1. Dès que ce courant atteint de l'ordre de 5 mA, le transistor T1 se met à conduire.

On pourra, pour T1, un BD642 ici, utiliser tout transistor darlington de puissance de caractéristiques convenables tel que le TIP147 par exemple. Le BD642 a l'avantage d'avoir son collecteur relié à la masse ce qui signifie que l'on pourra le fixer tel quel sur un radiateur.

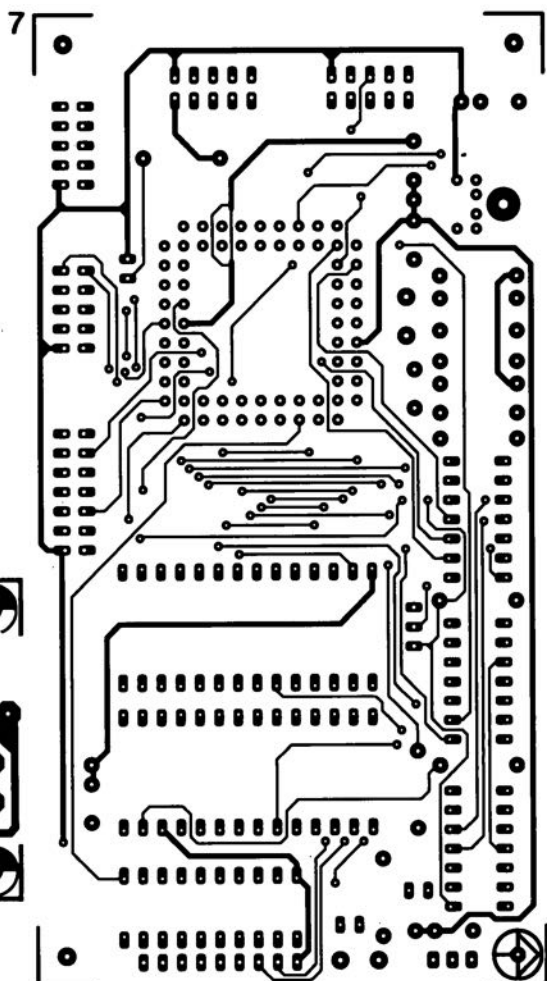
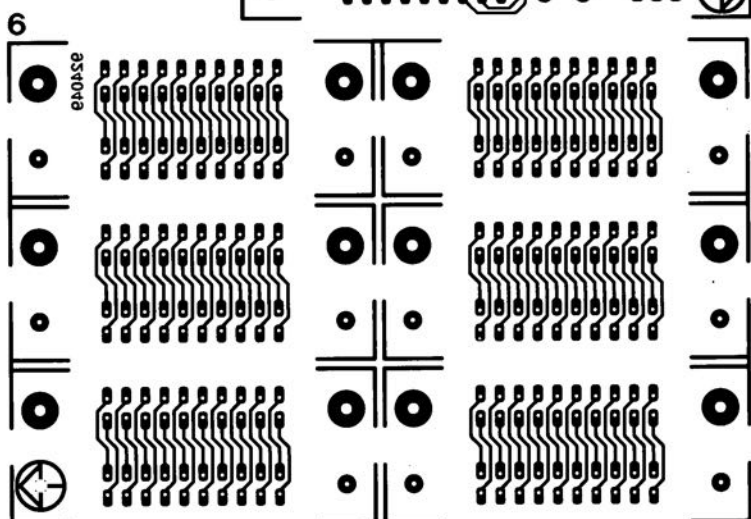
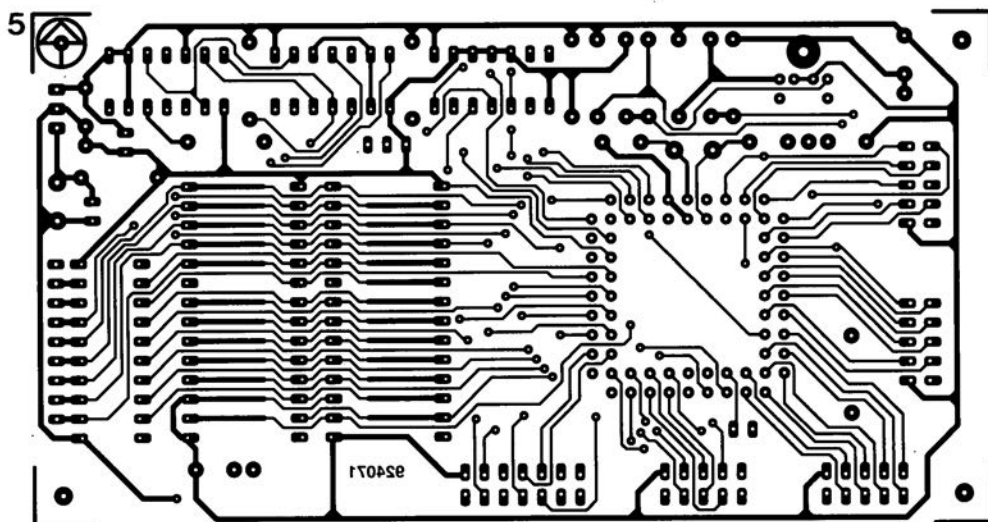
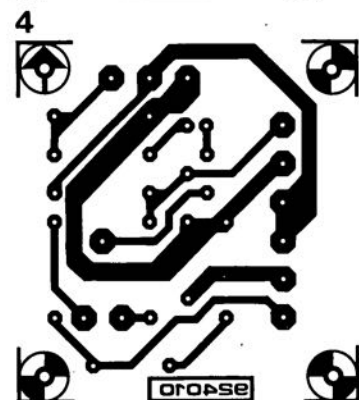
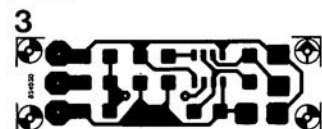
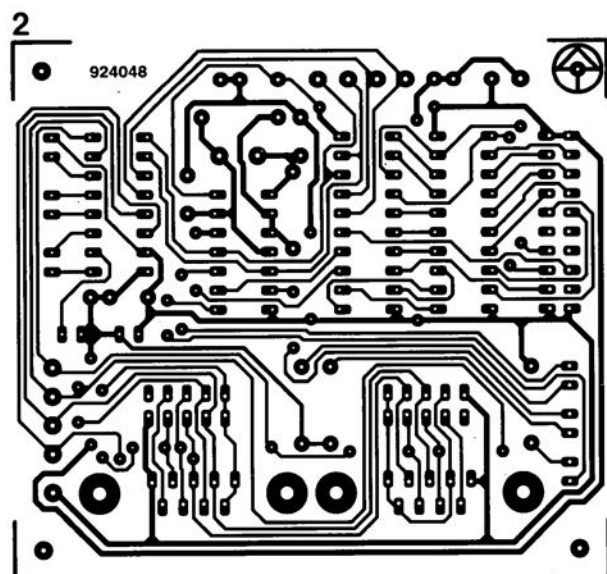
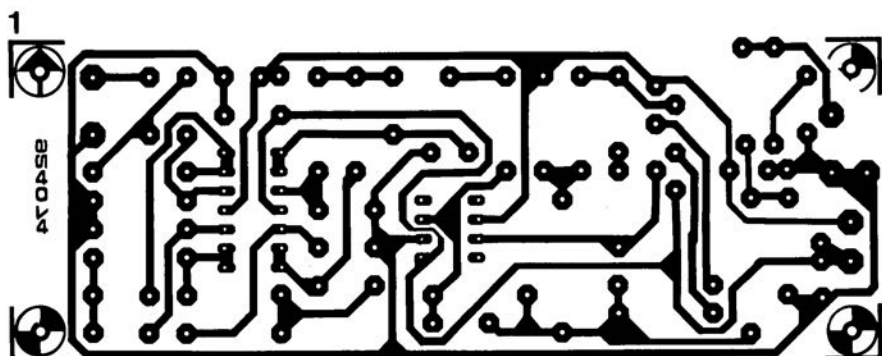
Le régulateur étant capable de shunter des intensités de courant relativement importantes, il comporte des entrées de détection distinctes, « A » et « B » pour « surveiller » la tension de la batterie. La cellule solaire est reliée aux bornes « ++ » et « -- ».

La résistance R4 limite le courant à travers la diode D3 s'il devait arriver que la diode série de forte puissance, D2, tré-passe inopinément. Le circuit ne comporte pas les fusibles qu'il faut prendre, pour garantir un niveau de sécurité suffisant, en série avec la batterie et la (les) charge(s). Il ne faudra pas oublier non plus de monter un parasurtenseur (*surge arrester*) en parallèle avec la cellule solaire.

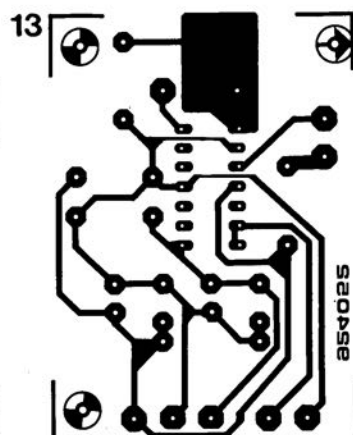
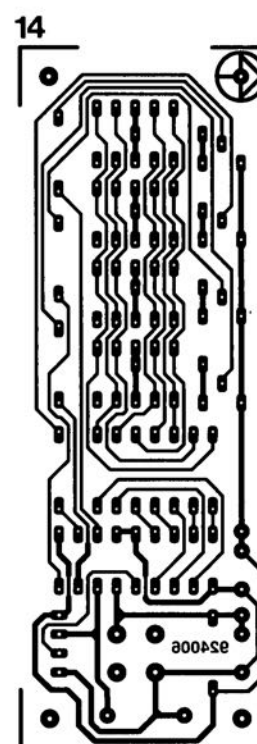
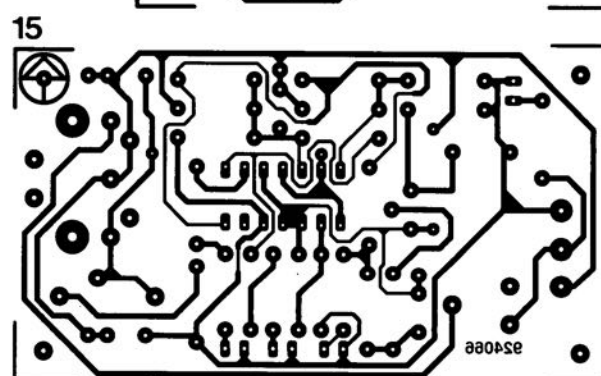
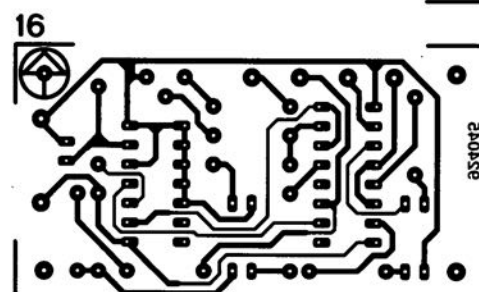
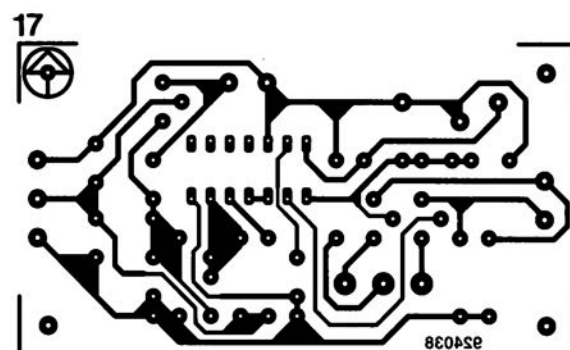
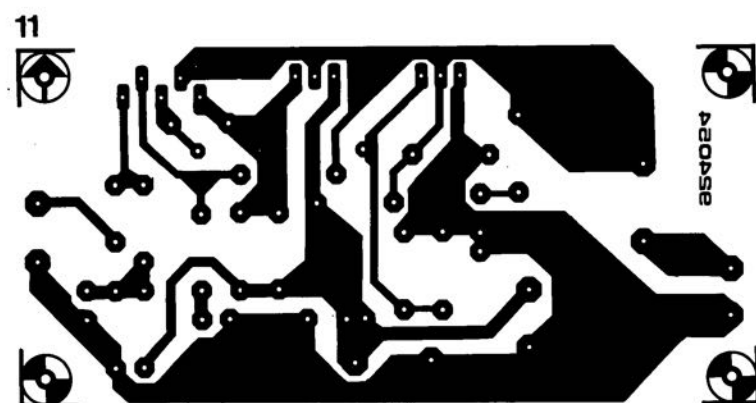
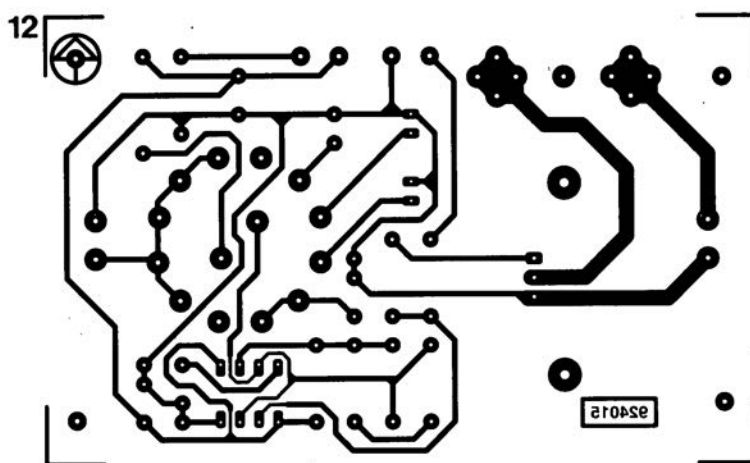
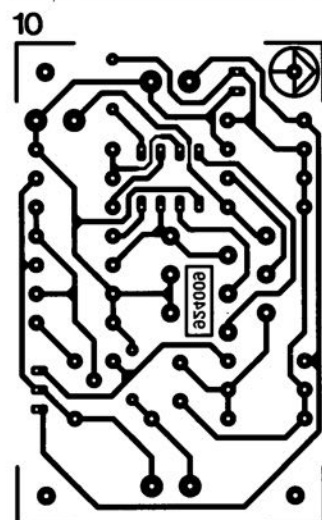
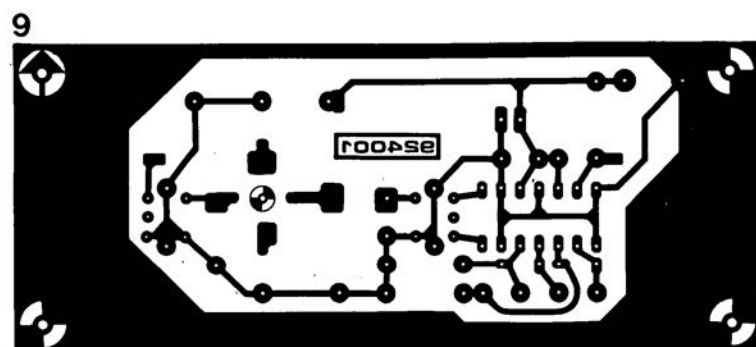
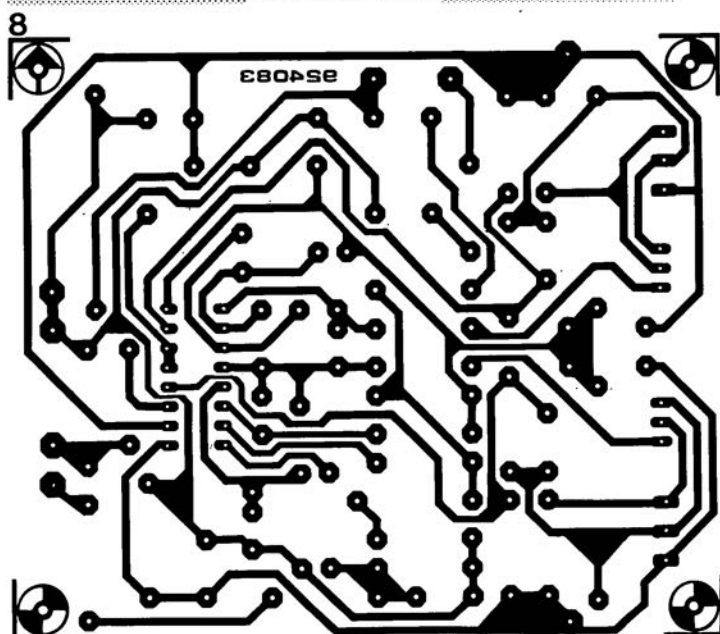
La diode Schottky utilisée ici, une SB530 de Conrad, est capable de supporter jusqu'à 5 A. On pourra, pour les panneaux fournissant des courants de sortie allant jusqu'à 3 A, la remplacer par une diode plus courante, la 1N5401 (qui présente malheureusement une caractéristique de

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



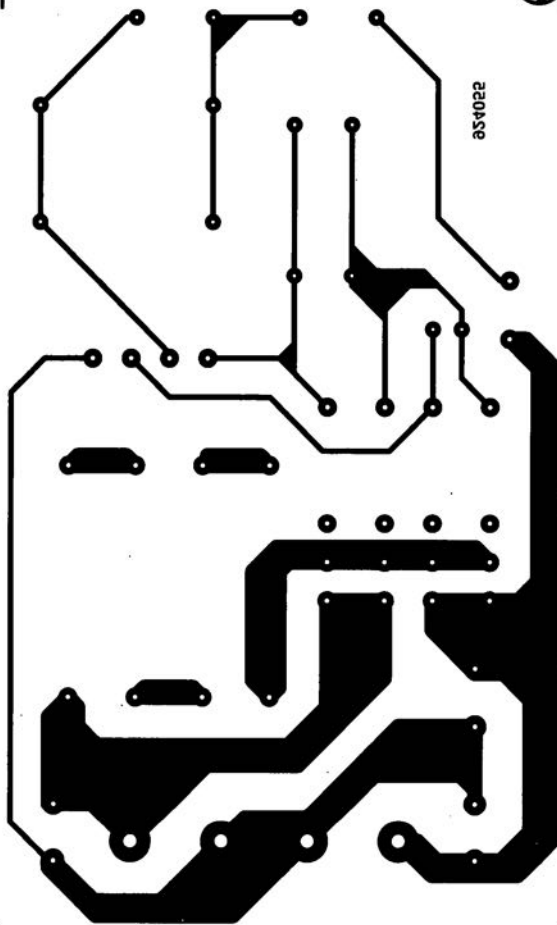
SERVICE



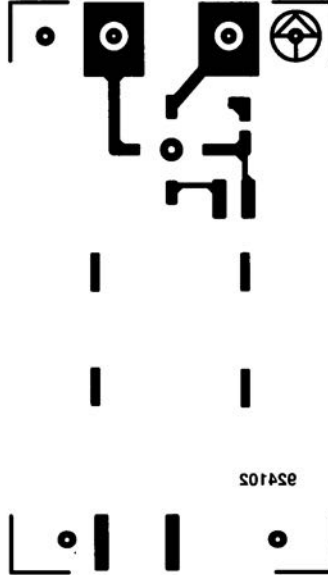
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

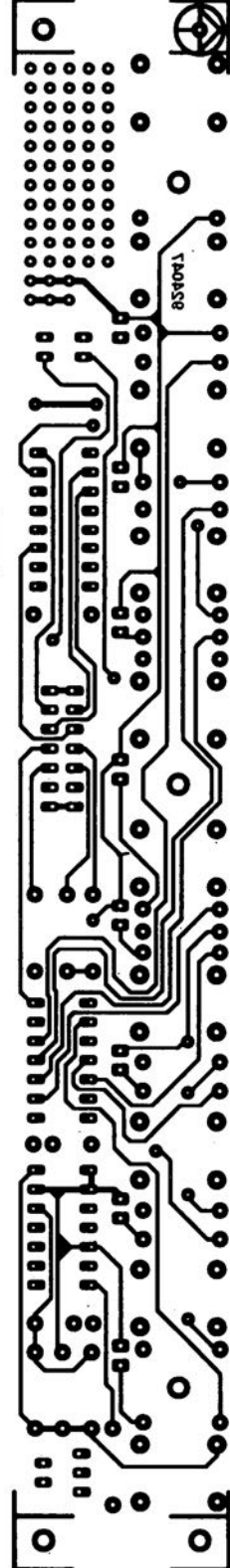
18



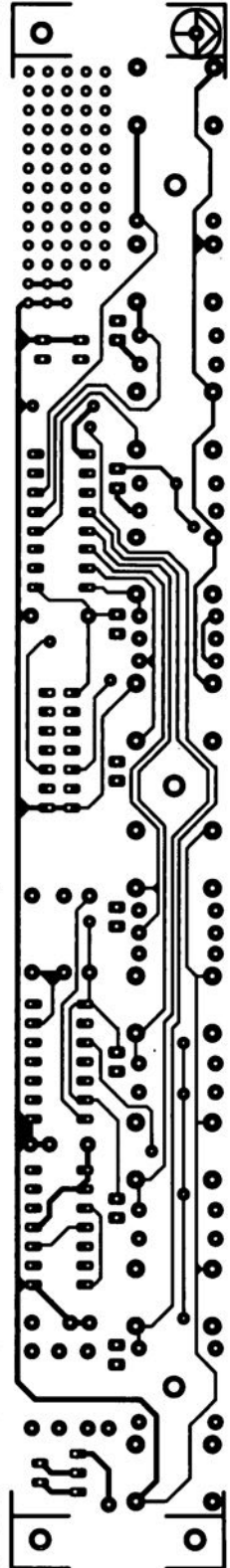
23



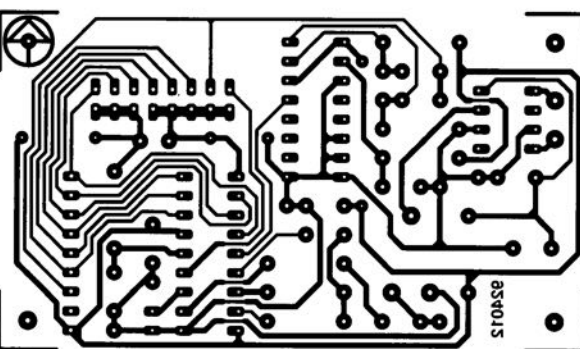
24



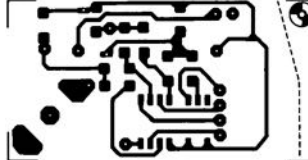
25



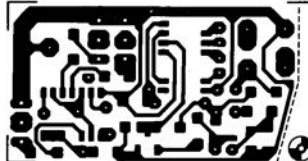
19



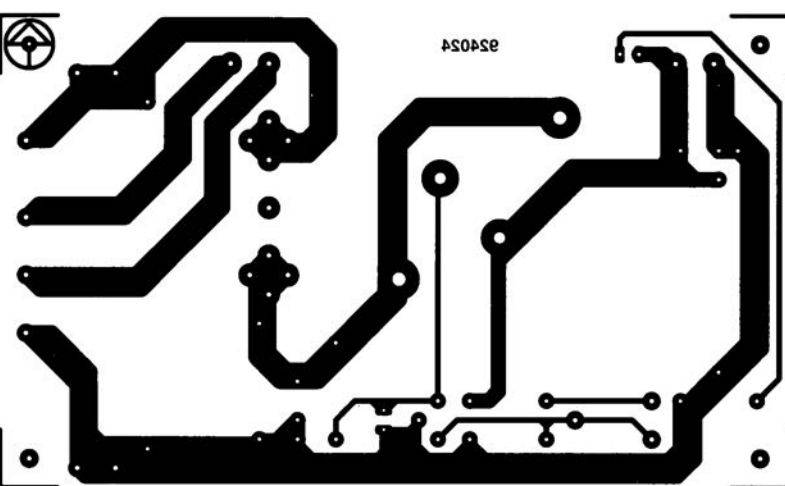
22



21



20





CAPTEUR DE TEMPÉRATURE ***« SMARTEC »***

Le Smartec SMT60-30-18 est un capteur de température doté d'une sortie numérique. L'électronique de ce capteur se trouve dans un boîtier TO-18, connu du célèbre BC107. Le composant est doté de 3 broches; ses broches 1 et 3 sont destinées à la connexion de la tension d'alimentation. Lorsqu'il est alimenté en 5 V, la consommation se limite à quelque

200 μ A. La broche 2, une sortie compatible TTL et protégée contre des courts-circuits, fournit une tension rectangulaire d'une fréquence de 3 kHz environ.

Sachant que l'information concernant la température captée est comprise dans le rapport cyclique de cette tension, sa fréquence absolue n'a pas une importance capitale.

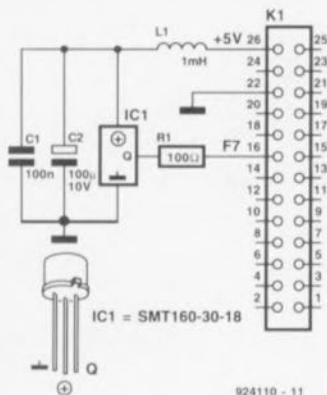
Il existe un rapport linéaire entre la température T (exprimée en degrés Celsius) et le rapport cyclique : rapport cyclique = $0,32 + 0,0047 \times T$. À une température de -45°C — la température la plus basse que permette de mesurer ce capteur — le rapport cyclique est de 10,9%. Le capteur est capable de mesurer une température maximale de 130°C .

En cours de production, il est procédé à une calibration de manière à obtenir une précision de $\pm 0,25^\circ\text{C}$.

On peut, en principe, appliquer la tension de sortie rectangulaire à un galvanomètre à bobine mobile. Dans ces conditions le galvanomètre affichera une valeur, proportionnelle à la tension moyenne du signal rectangulaire et donc au rapport cyclique et à la température. Il est évident que dans la pratique on connectera le capteur au port d'entrée numérique d'une interface de périphérique ou de micro-contrôleur. L'échantillonnage du signal rectangulaire permet à l'ordinateur d'effectuer une mesure de température et ceci avec un minimum de composants externes.

Nous avons, au labo, doté l'un des ordinateurs de la **carte multifonction** (décrite dans les n° 150 et 151 d'Elektor) et connecté le capteur à l'entrée F7 selon le schéma joint.

K1 est un connecteur femelle à 2×13 contacts du type HE-10, doté d'un morceau de câble plat, que l'on introduit dans le connecteur K6 de la **carte multifonction**. À travers ce câble plat, la tension d'alimentation de 5 V est dérivée directement du module d'alimentation de l'ordinateur.



924110 - 11

La pratique nous a appris qu'il faudra doter le capteur d'un découplage local. En l'absence du réseau LC, repris sur le schéma, le signal rectangulaire présente une distorsion si importante qu'à l'affichage de la température mesurée le chiffre après la virgule est relativement instable. Nous vous proposons en appendice de cet article le listing du programme qui commande la **carte multifonction** et qui se charge du calcul de la température mesurée. Ce logiciel, écrit en Turbo-Pascal 5.5 fait appel au sous-programme PMEASURE.PAS. Cette bibliothèque (ESS 1754, décrite dans le numéro 167 d'Elektor) comporte un nombre de routines de base pour la carte multifonction et est disponible auprès des adresses habituelles.

```

program SMARTC;
(*****)

{ SMARTC: V1.0/JR.    }
{ Turbo Pascal 5.5.    }

($R-,S-,I-,F-,O-,A-,V+,B-,N-,E+,D-,L-)

uses
  crt,dos,PMEASURE;
const
  ErrStr1='Error: load sequence ADCF.CFG aborted!';
  ErrStr2='Error: multifunction PC card not found!';
  SmartChan=7;

procedure Measure;
(*****)
var
  PulseLevel:HighOrLow;
  DutyCycle:real;
  Time:record
    High,Low:Second;
  end;
  Dummy:Char;

function Temperature(DutyCycle:real):real;
(*****)
const
  a=0.32;
  b=0.0047;
begin (* Temperature *)
  Temperature:=(DutyCycle-a)/b;
end; (* Temperature *)

begin (* Measure *)
  with Time do
  begin
    High:=0;
    Low:=0;
  end;
  PulseLevel:=Low;
  SelectFreqChannel(SmartChan);
  StartPulseTimeConversion(PulseLevel);
  repeat
    if PulseTime.Updated
    then
    begin
      if PulseLevel=High
      then
      begin
        Time.High:=PulseTime.Value[SmartChan];
        PulseLevel:=Low;
      end
      else
      begin
        Time.Low:=PulseTime.Value[SmartChan];
        PulseLevel:=High;
      end;
    end;
    with Time do
    begin
      if (Low>0.1E-6) and (High>0.1E-6)
      then
      begin
        DutyCycle:=High/(High+Low);
        write('Temperature: ',Temperature(DutyCycle):5:1,' °C ');
        writeln('(',DutyCycle*100:4:1,' %)');
        gotoxy(1,1);
      end;
    end;
    delay(500);
    StartPulseTimeConversion(PulseLevel);
  end;
  until keypressed;
  Dummy:=readkey;
end; (* Measure *)

begin (* SMARTC *)
  clrscr;
  if ConfigFileErrorCode<>0
  then
  begin
    writeln(ErrStr1);
    Beeps(2);
  end
  else
  if not HardwareFound
  then
  begin
    writeln(ErrStr2);
    Beeps(3);
  end
  else
  begin
    InstallTimeIntHandler;
    InstallHardwareIntHandler;
    Measure;
    UninstallHardwareIntHandler;
    UninstallTimeIntHandler;
  end;
end; (* SMARTC *)

```

924110 - 12

845

AMPLIFICATEUR À BRUIT ULTRA-FAIBLE

Le SSM2017, un amplificateur opérationnel mis relativement récemment sur le marché par Analog Devices, possédant des caractéristiques fort intéressantes et permettant de réaliser un pré-amplificateur pour microphone « mono-circuit » au taux de bruit extrêmement faible. D'après la fiche des caractéristiques techniques, fournie par le fabricant, son bruit

d'entrée n'est que de $750 \text{ pV}/\sqrt{\text{Hz}}$! Il suffit de plus d'une seule résistance (R_1) pour régler le gain à une valeur comprise entre 1 et 1 000 ($A = 1 + 10 \text{ k}\Omega/R_1$).

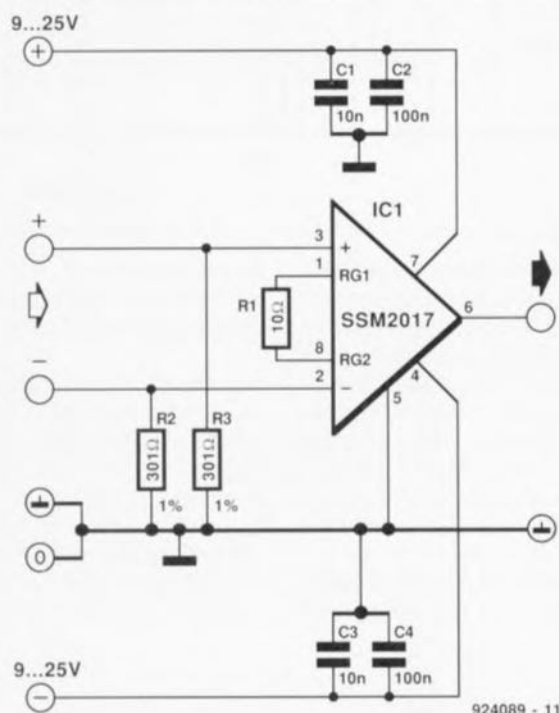
Le circuit intégré est doté d'une compensation interne qui garantit sa stabilité même à gain unitaire. Le SSM2017 est de plus si rapide que la bande passante à un gain de 1 000 est encore de 300 kHz.

Le schéma montre un pré-amplificateur pour microphone de très bonne qualité – le préampli pas le microphone –, doté d'entrées symétriques et possédant une impédance de sortie de 600Ω . Si l'on envisage de connecter un câble relativement long à la sortie de ce circuit – connexion constituant donc une charge capacitive – il peut être nécessaire – pour contrer toute tendance à la mise en oscillation du circuit – de prendre une résistance de $47 \text{ k}\Omega$ en série sur la sortie. Dans le cas d'un gain élevé, il se produira inévitablement une tension continue de décalage (offset) à la sortie. Si cette tension devient gênante, il suffit de prendre un condensateur en série sur la sortie.

L'amplitude maximale de sortie du SSM2017 (à une tension de $\pm 15 \text{ V}$) est de $9 V_{\text{eff}}$. À une fréquence de 1 kHz et une tension de sortie de $1 V_{\text{eff}}$ la distorsion harmonique reste inférieure à $0,005\%$. Même si la tension de sortie grimpe à une valeur de $9 V_{\text{eff}}$ – situation parfaitement anormale ! – la distorsion harmonique ne dépasse pas $0,01\%$.

Le taux de bruit mesuré sur notre prototype (avec le bruit intrinsèque de la résistance R_1 donc) était de $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ à froid et de $1,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ après une certaine durée de service (à chaud donc).

La consommation de cette application fort intéressante se limite à quelque 11 mA .

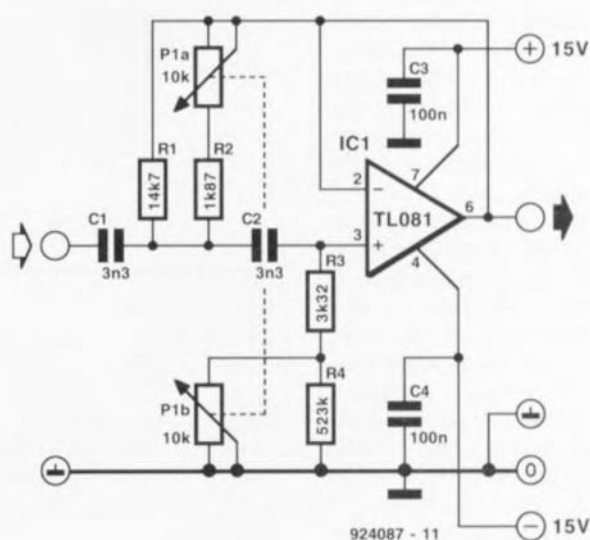


846

FILTRE PASSE-HAUT AJUSTABLE

En règle générale, le calcul d'un filtre se fait à l'aide de tableaux. Chaque circuit de base est toujours associé à un certain nombre de tableaux (1 pour chaque caractéristique de filtrage) donnant les valeurs requises. Il existe, pour le circuit de filtrage que montre schéma, une variante « passe-haut » et une variante « passe-bas » ; la disposition de quelques résistances et condensateurs font passer de l'une à l'autre.

Si cependant, on envisage de doter le filtre d'une fréquence de coupure ajustable, on est inévitablement confronté à certains problèmes. Dans le cas d'un filtre passe-bas, ces problèmes sont pratiquement insignifiants : les composants de filtrage passifs prennent dans ce cas-là la forme de 2 résistances identiques et de 2 condensateurs de capacité différente. Si l'on remplace donc les 2 résistances



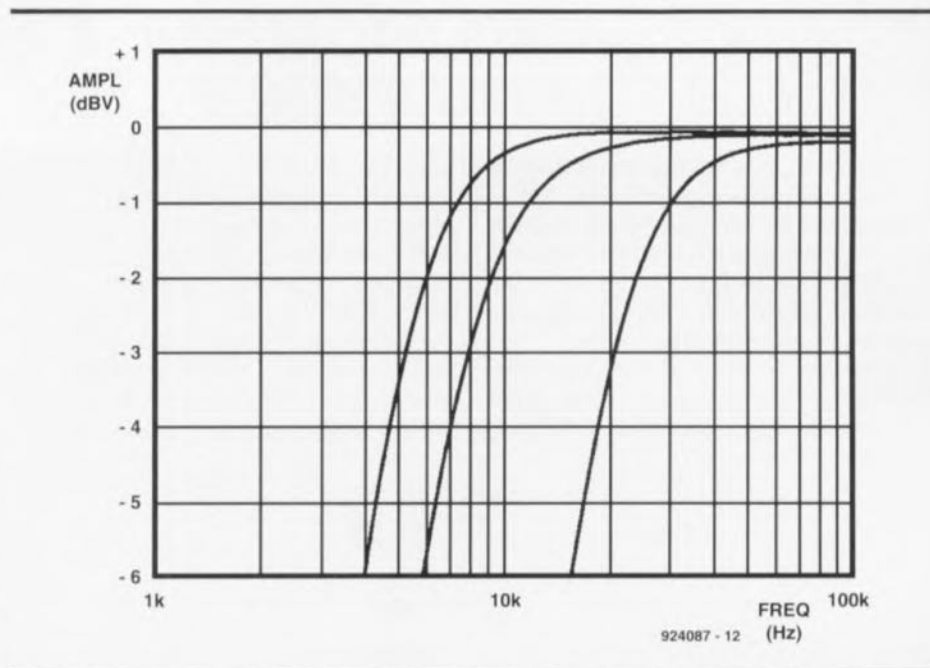
par un potentiomètre stéréo, on aura une possibilité de variation progressive de la fréquence de coupure.

Intéressons-nous au cas plus problématique d'un filtre passe-haut. Dans ce cas-là on utilise, en général, 2 condensateurs de capacité identique et 2 résistances de valeur différente. Dans ces conditions, un potentiomètre stéréo ne sert donc à rien. Même un double condensateur variable, qui n'existe qu'en un nombre limité de valeurs, ne nous sortira pas de la panade.

Le schéma propose cependant une solution, qui fait appel à... un potentiomètre stéréo, qui permettra –à peu de choses près– d'ajuster la fréquence de coupure à la valeur requise. Il faudra, pour pouvoir utiliser ici un potentiomètre stéréo, donner à chacune de ses moitiés la résistance requise, ce que l'on réalise dans ce montage par une mise de quelques résistances fixes d'une part en série et de l'autre en parallèle sur le potentiomètre.

Pour éviter que le filtre ne dérive de la caractéristique prévue, il est recommandé de limiter sa plage de régulation. Dans notre prototype les valeurs des résistances R1 à R4 ont été choisies de façon à obtenir une caractéristique exacte de Butterworth si le potentiomètre est tourné à fond soit dans le sens horaire, soit dans le sens anti-horaire.

Le diagramme montre 3 courbes, illustrant la réponse en fréquence avec (de



gauche à droite) le potentiomètre tourné à fond dans le sens anti-horaire, en position médiane et tourné complètement dans le sens horaire. Ces courbes illustrent également qu'il n'existe pas de rapport linéaire entre la position du curseur du potentiomètre et la réponse en fréquence. On pourra expérimenter éventuellement avec un potentiomètre logarithmique (attention cependant à ne pas faire d'erreur dans les connexions à effectuer).

L'addition du signal d'entrée et du signal de sortie du circuit, avec ses fréquences

de coupure de 5,4 à 21 kHz, permettra, par exemple, de réaliser un amplificateur d'aigus ajustable (*treble booster*).

Il existe, nous n'en doutons pas le moins du monde, un nombre important d'applications pratiques pour ce petit filtre réglable, avec ou sans modification de sa plage de régulation.

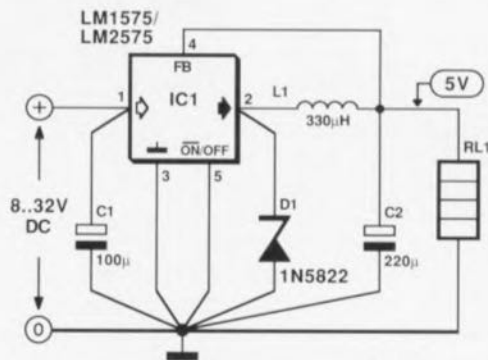
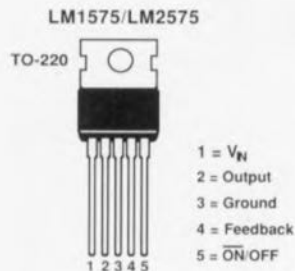
La consommation du circuit dépend de l'amplificateur opérationnel utilisé. Si l'on fait appel à un TL081, la consommation se limite à 2 mA environ.

847

ALIMENTATION À DÉCOUPAGE 5 VOLTS

Il vous est sans doute déjà arrivé de vouloir « produire » une tension de 5 V à partir d'une tension sensiblement plus élevée, telle que 15 ou 25 V. Il est pratiquement inévitable, dans ces conditions, de se voir forcé de demander au régulateur de tension de dissiper un nombre important de « watts ». Si l'on veut ce gaspillage d'énergie, qui demande inéluctablement l'utilisation d'un radiateur coûteux en raison de ses dimensions importantes, il restera la solution d'utiliser un régulateur 5 V à découpage.

Le LM2575 ou le LM1575 de National Semiconductor, utilisé dans le module d'alimentation que nous proposons dans cet article ne demande que 4 composants externes pour ce faire : une bobine, une diode et un condensateur électrolytique à l'entrée et à la sortie. L'apparition sur le marché de circuits intégrés tel que le régulateur utilisé ici est la preuve que les fabricants arrivent, peu à peu, à maîtriser les problèmes posés par les alimentations à découpage : le petit module ci-décrit — qui en fait est une ap-



924117 - 11

plication de chez National Semiconductor — fonctionne sans le moindre problème.

On notera cependant que, si on la compare à celle d'une alimentation « standard » (linéaire), l'ondulation résiduelle (20 mV_{cc} environ) est légèrement plus importante ici.

Nous avons, au laboratoire, mesuré un

rendement de 75% environ (alors que la fiche de caractéristiques du fabricant mentionne un rendement de 82%).

Il faut cependant reconnaître que le rendement dépend pour une large part de la qualité des composants externes utilisés. Pour la réalisation du prototype nous avons fait appel à une diode du type BYW29 de Philips (en fait, n'importe quelle diode rapide convient, mais il ne faudra

en aucun cas utiliser une 1N4001 ou équivalente) et à une self de type ZKB616/100 de chez Vacuumschmelze.

Il faudra prendre en série les 2 enroulements dont se compose cette self et faire très attention au sens de bobinage. Cette bobine est du type torique et dotée de 2 enroulements identiques qui, selon les besoins, peuvent être mis en série ou en parallèle (si tant est que l'on ne veuille pas l'utiliser comme un transformateur « standard »). Rien ne vous interdit, à titre d'expérimentation, de prendre une self torique « ordinaire » d'un autre fabricant. On notera que la self doit impérativement être capable de « digérer » un courant de 1 A au minimum.

Il est impératif de réaliser ce circuit avec un point de masse central en forme d'étoile. La broche 3 du circuit intégré, les bornes négatives des condensateurs électrolytiques et l'anode de la diode constituent ce point de masse central. Il est recommandé de faire appel à des condensateurs d'excellente qualité, voire de prendre en parallèle 2 exemplaires de la moitié de la capacité requise.

Le bon fonctionnement du montage est en relation directe avec la compacité de la mise en place des composants sur la platine. Il faudra donc éviter des fils ou des pistes trop longs.

La tension d'entrée du circuit doit être comprise entre 8 et 32 V; le courant maxi-

mal de sortie est de 1 A.

La broche 4 du régulateur est son entrée de « *feedback* ». La broche 5 de ce composant peut servir à la mise hors-fonction du module d'alimentation. Pour ce faire il faut déconnecter cette broche du point de masse et la relier à une ligne présentant une tension comprise entre 2,4 et 15 V.

Vacuumschmelze est distribué en France par:

P. Baloffet S.A.

4, rue Brunel

75017 Paris

tél.: (1).42.67.69.81

fax.: (1).47.64.93.18

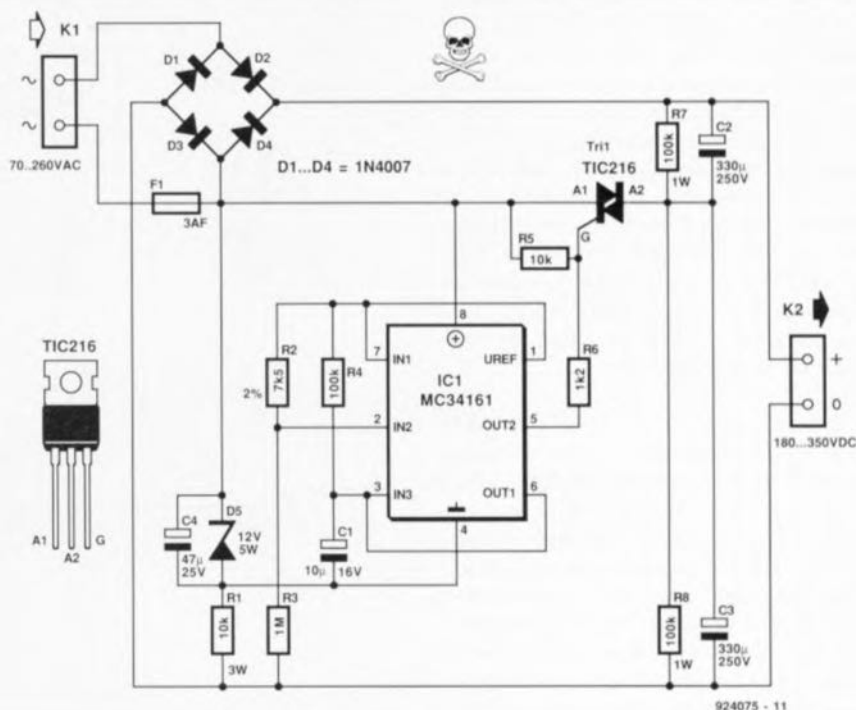
application National Semiconductor

Ce circuit permet la conversion d'une tension alternative comprise entre 70 et 260 V_{eff} en une tension continue comprise entre 180 et 350 V. On fait ici appel à un redresseur double alternance travaillant, aux tensions d'entrée faibles, en doubleur de tension et, aux tensions d'entrée plus importantes, en redresseur classique. On arrive, de cette façon, à obtenir, comme l'illustre le **tableau 1**, que la variation de la tension de sortie soit au plus d'un facteur 2 lorsque la tension d'entrée varie elle de près d'un facteur 4.

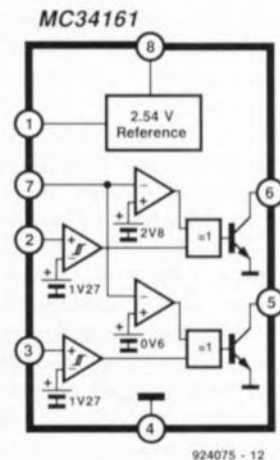
Tableau 1. Tensions mesurées en sortie.

Tension d'entrée [VAC]	Tension de sortie [VDC]
70	180
85	218
100	260
115	298
125	325
130	337
135	350
137	182
140	185
145	192
160	212
175	233
181	240
190	252
200	270
210	280
220	291
230	308
240	320
250	335
260	350

IC1 comporte une source de tension de référence interne qui fournit une tension de 2,54 V à sa broche 1. En amont de la broche 2, un comparateur compare la tension appliquée sur cette broche à une tension de 1,27 V. Le dimensionnement du diviseur de tension R2/R3 est choisi



de telle façon à ce que le comparateur bascule lorsque la tension dépasse quelque 135 V (mesurés par rapport à la masse de IC1). Aux tensions de niveau plus faible, la tension sur la broche 2 reste supérieure à 1,27 V et le transistor de sortie OUT1 qui lui est relié (broche 3) ne conduit pas. On retrouve à l'entrée du comparateur IN3 (broche 3), de par la présence de la résistance R4, la tension de 2,54 V. Dans ces conditions le transistor de sortie de la sortie OUT2 (broche 5) entre en conduction et l'on a amorçage du triac via les résistances R5/R6. Le triac reste conducteur, l'ensemble constitué par les diodes D2 et D3 et les condensateurs C2 et C3 travaille alors en doubleur de tension.



Lorsque la tension d'entrée dépasse 135 V, la tension à la broche 2 est inférieure à 1,27 V, de sorte que le comparateur interne bascule faisant passer la broche 5 au niveau haut. Le triac bloque alors de sorte qu'en l'absence de liaison médiane entre les condensateurs de sortie et les diodes de redressement il ne peut plus y avoir de doublement de la tension. Les diodes D1 à D4 travaillent en pont redresseur standard.

La diode zener D5 associée à la résistance R1 et au condensateur C4 garantit à IC1 une source de tension continue d'alimentation stable de 12 V. Le temps de réaction du circuit pour le passage d'un mode de fonctionnement à l'autre est déterminé par les valeurs de la résistance R4 et du condensateur C1. Vous pouvez expérimenter à votre goût avec les valeurs de ces 2 composants.

Les condensateurs électrochimiques de

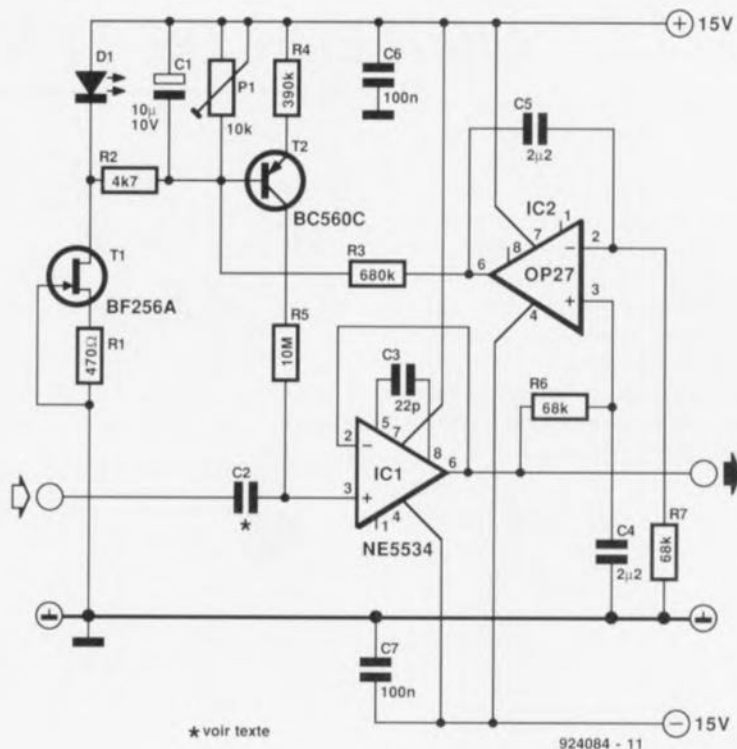
sortie doivent avoir une tension de service de 250 V au minimum.

Il ne faudra pas oublier qu'il existe en divers endroits du montage des tensions élevées et qu'il faudra donc le mettre dans un boîtier garantissant une isolation parfaite.

Les amplificateurs opérationnels bipolaires ont l'avantage d'avoir un bruit d'entrée sensiblement plus faible que celui que connaissent les amplificateurs opérationnels à FET. Lors de l'utilisation d'un amplificateur opérationnel bipolaire dans une configuration à haute impédance nous sommes souvent confrontés au problème que constitue le courant de polarisation de leurs entrées. Dans le cas du fameux amplificateur opérationnel NE5534, le courant de polarisation typique est de $0,5 \mu\text{A}$ avec une variation de $5 \text{ nA}/^\circ\text{C}$ environ. Une fluctuation de température de $\pm 10^\circ\text{C}$ se traduit donc par une dérive de 10% environ; il s'avère impossible dans ces conditions de maintenir la sortie de l'amplificateur opérationnel à une tension continue de 0 V, en dépit de variations de la température.

Le circuit que nous allons décrire dans cet article fait appel à une source de courant pour la compensation du courant de polarisation. La conception du circuit garantit une impédance d'entrée élevée. Dans la pratique, la source de courant additionnelle ne sera pas parfaitement stable face aux variations de la température mais le fait d'intégrer la source de courant dans la boucle de régulation introduit une compensation partielle de ce phénomène gênant.

Nous avons pris comme exemple un tampon non-inverseur, IC1. Une source de courant est connectée, à travers une résistance de $10 \text{ M}\Omega$, à l'entrée non-inverseuse de IC1. La source de courant se compose du transistor T2 et des composants connexes. On génère, à l'aide de la LED et d'une source de courant de 2 mA (T1), une tension de référence pour T2. Cette technique réduit au strict minimum l'influence sur le circuit d'éventuelles distorsions véhiculées par la tension d'alimentation. De façon à limiter le plus que possible le bruit de la source de courant T2, le diviseur de tension ajustable (R2/P1) divise la tension de référence de la LED.



L'amplificateur opérationnel IC2 mesure la tension continue présente sur la sortie de IC1 et accorde, via R3, la source de courant de façon à ce que la sortie de IC1 ne présente pas de composante en tension continue. (On notera qu'il n'est plus possible d'utiliser le circuit intégré comme amplificateur de tension continue).

Il faudra placer un condensateur à l'entrée, pour garantir que ni la résistance de sortie ni la tension de décalage de sortie de l'étage précédente n'aient d'influence négative sur la compensation de polarisation. L'impédance d'entrée extrêmement élevée pourrait vous inciter à utiliser un condensateur de faible capacité. Pour une fréquence de coupure de 20 Hz à

une impédance d'entrée de $25 \text{ M}\Omega$ un condensateur de 330 pF devrait être suffisant. Sachant que l'impédance élevée du condensateur produit à coup sûr un bruit monstrueux ($640 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ environ !), cette solution est impraticable. Il faudra donc procéder à une adaptation de la capacité du condensateur C2 à l'impédance de sortie de la source de signal précédente. On réglera l'ajustable P1 de façon à ce que la tension de sortie de IC2 soit pratiquement de 0 V et ceci à une température ambiante située approximativement au milieu de la plage de températures dans laquelle le circuit doit effectuer la compensation requise. La consommation du circuit se situe aux environs de 11 mA .



CONVERTISSEUR-ABAISEUR DE FRÉQUENCE

DE LA CB VERS LA BL

Un certain nombre d'entre vous ne manqueront pas de se demander si, avec toutes ces abréviations abracadabrantes, c'est bien Elektor qu'ils sont en train de lire. Rassurez-vous. Le convertisseur décrit dans cet article permet la réception DX (longue distance) de stations trafiquant en modulation d'amplitude (AM) ou en BLU (bande latérale unique = SSB pour *Single Side Band* en anglais) sur la bande CB (*Citizen's Band*, on notera en passant que cette dénomination n'a rien à faire avec une célèbre marque japonaise) des 27 MHz à l'aide d'un récepteur ondes courtes ou moyennes.

Remarquons au passage qu'un certain nombre de pays ne permettent plus l'utilisation de la modulation AM ou BLU dans la bande des 27 MHz.

Le convertisseur comporte 2 sous-ensembles : un étage d'entrée centrée sur T1 et un oscillateur/mélangeur constitué par IC1 et les composants connexes. Le signal d'antenne arrive, par couplage inductif, à la grille du MOSFET à double grille (*dual gate*) T1, via le circuit accordé L1/C1 dont le comportement est celui d'un filtre d'entrée 27 MHz. Le point de fonctionnement du MOSFET est défini par la paire de résistances R1/R2 prise dans la ligne de la grille 2 du transistor à

effet de champ (c'est ce que signifie l'acronyme FET dans MOSFET).

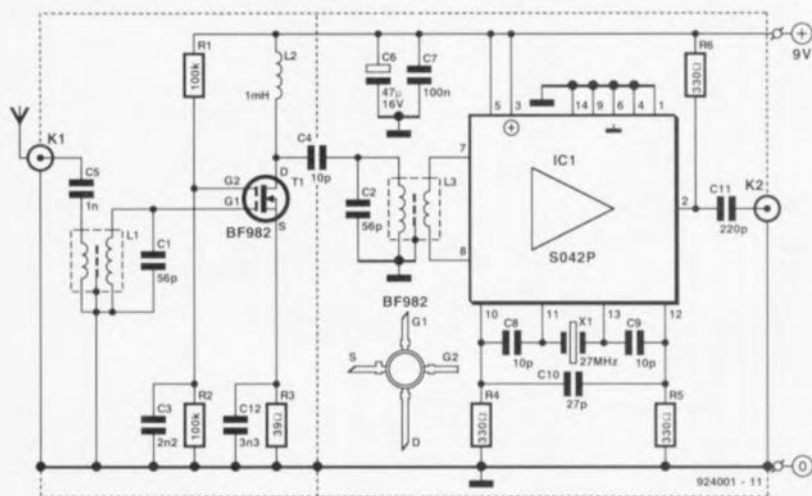
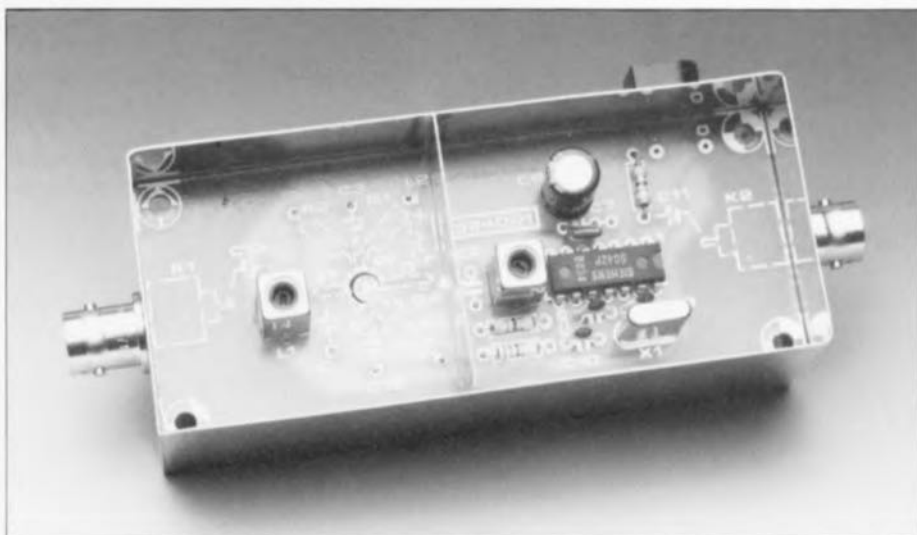
Le signal amplifié est envoyé à l'amplificateur mélangeur par l'intermédiaire d'un second condensateur de couplage et d'un second circuit accordé, L3/C2.

L'oscillateur intégré dans le S042P travaille de concert avec un quartz. On choisira, pour ce quartz, une fréquence telle que la fréquence de différence produite par le mélangeur, lui aussi embarqué sur le S042P, se trouve dans la plage d'accord du récepteur auquel est branché ce

convertisseur. Supposons, par exemple, que nous utilisons un quartz courant de 26,800 MHz; dans ce cas-là, la fréquence de la station 27 MHz f_{ent} sera :

$$f_{ent} = 26,800 \pm f_{acc}$$

formule dans laquelle f_{acc} est la fréquence lue sur l'indicateur de fréquence du récepteur (dont on se sert pour rechercher une station); dans le cas présent, la station captée se situera dans la bande des ondes moyennes (ou PO, Petites On-



Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 100 kΩ

R3 = 39 Ω

R4 à R6 = 330 Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 56 pF céramique

C3 = 2nF2 céramique

C4, C8, C9 = 10 pF céramique

C5 = 1 nF céramique

C6 = 47 μF/16 V radial

C7 = 100 nF céramique

C10 = 27 pF céramique

C11 = 220 pF céramique

C12 = 3nF3 céramique

Semi-conducteurs :

T1 = BF982

IC1 = S042P (Siemens)

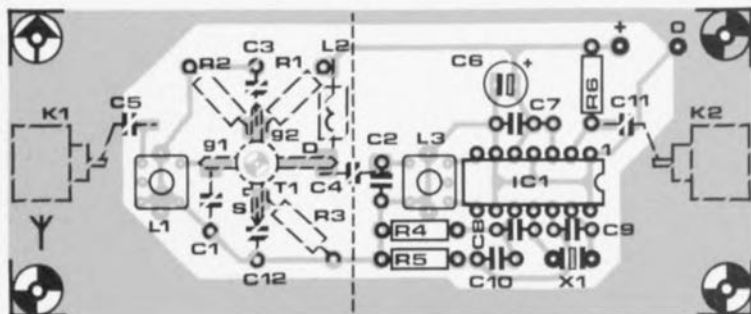
Bobines :

L1, L3 = 113CN2K50989189ADZ (To-ko)

L2 = self 1 mH

K1, K2 = embase BNC

X1 = voir texte



des). On pourra utiliser des quartz oscillant à d'autres fréquences, telles que 10 MHz, qui transposera lui la bande CB dans la gamme des Ondes Courtes (17 MHz).

L'utilisation du dessin de circuit imprimé proposé ici devrait ramener l'étape de réalisation de ce projet à une opération sans douleur. Les composants représentés en pointillés sur la sérigraphie seront implantés côté pistes du circuit. Le convertisseur sera implanté dans un enclos

de blindage fermé de toutes parts pour éviter tout rayonnement intempestif.

La meilleure solution pour brancher l'antenne et le câble allant à la sortie de fréquence intermédiaire consiste à faire appel à 2 embases pour câble coaxial (SO239 ou BNC).

L'étalonnage du convertisseur se résume à peu de choses : on joue tout simplement sur les 2 inductances L1 et L3 jus-

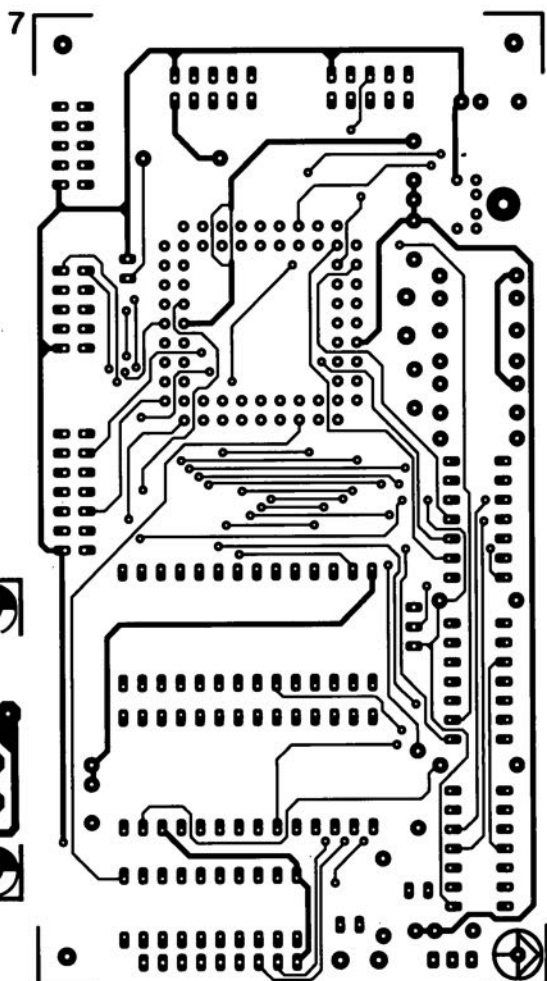
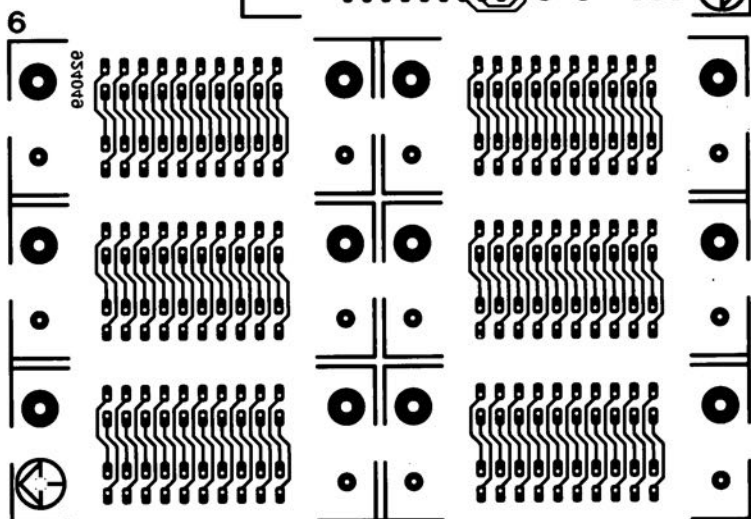
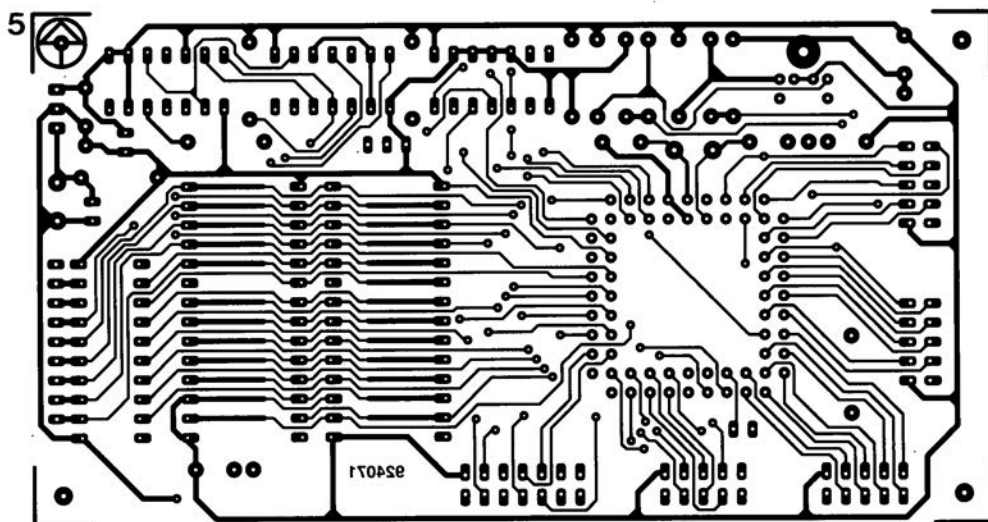
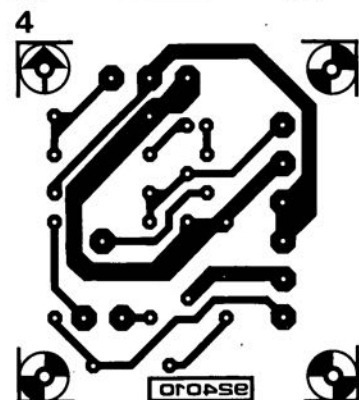
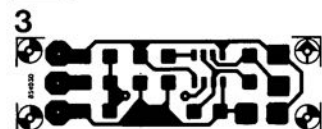
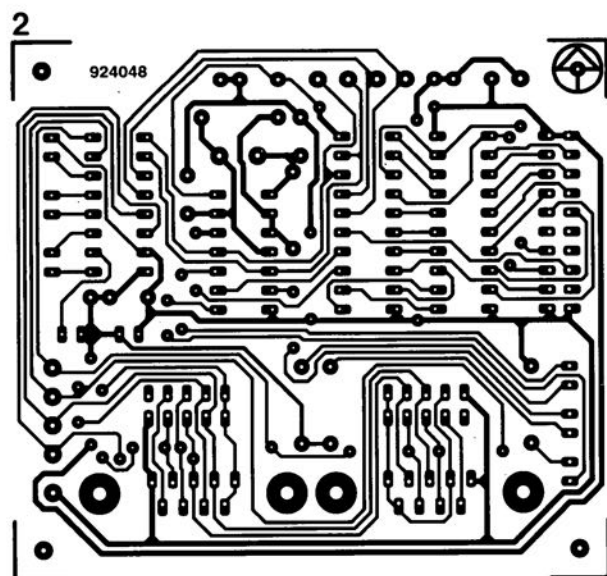
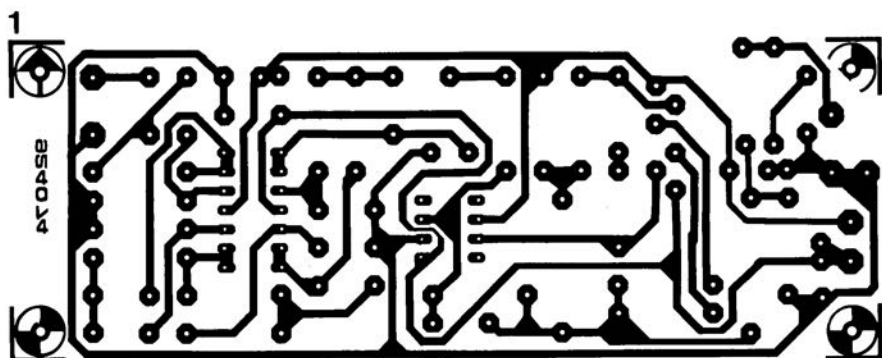
qu'à obtenir la meilleure réception possible.

L'alimentation du convertisseur pourra se faire, soit par l'intermédiaire d'un module d'alimentation secteur fournissant une tension de 9 V régulée, soit par le récepteur auquel il est connecté si tant est que celui-ci soit capable de fournir les quelques dizaines de milliampères nécessaires au circuit.

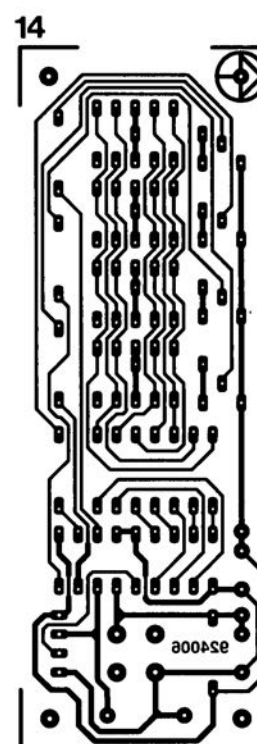
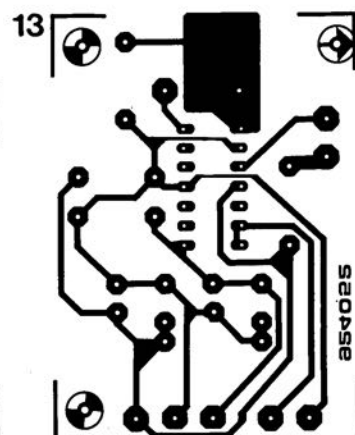
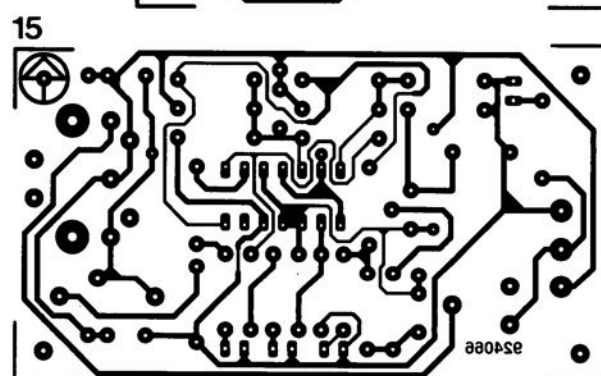
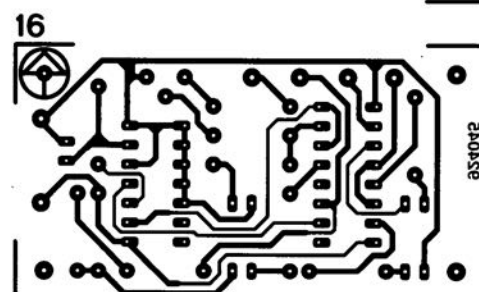
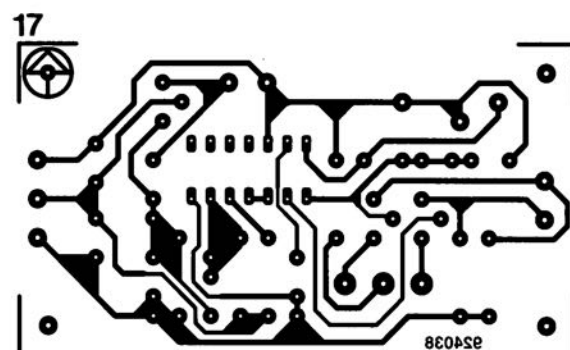
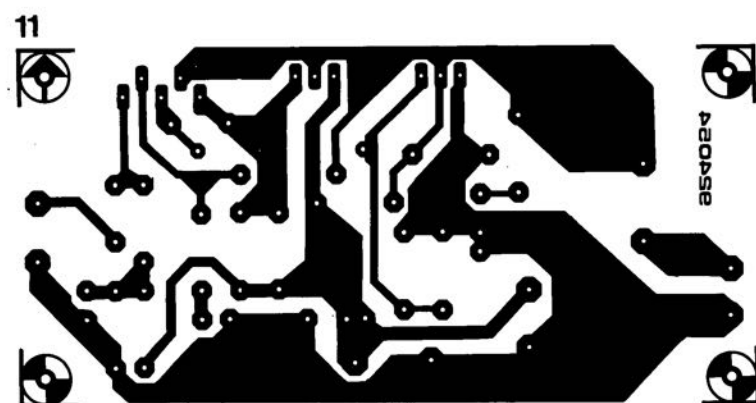
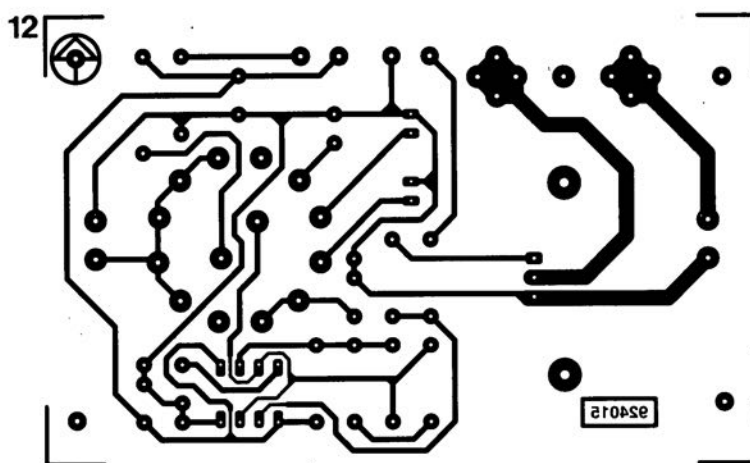
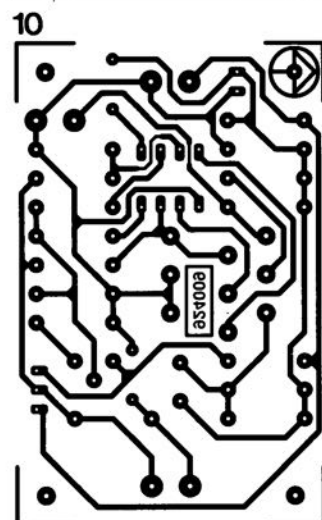
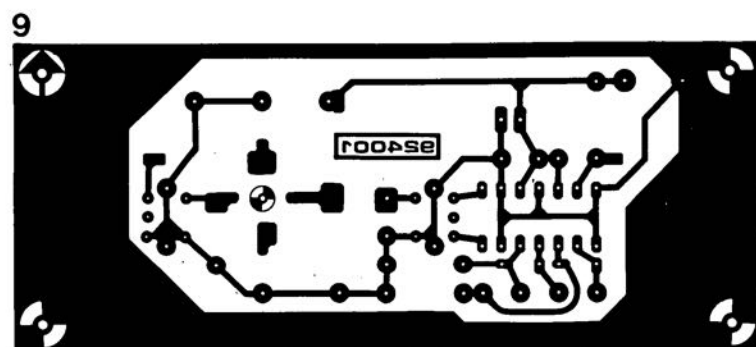
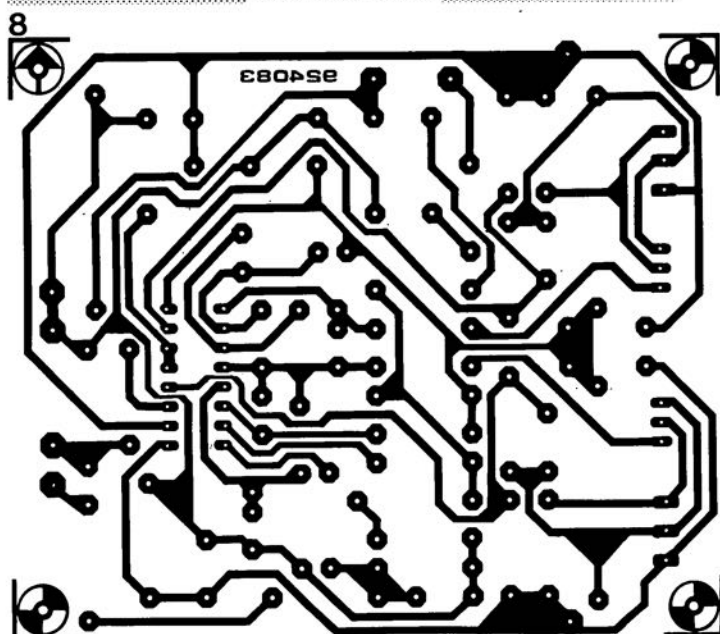
U. Kunz

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



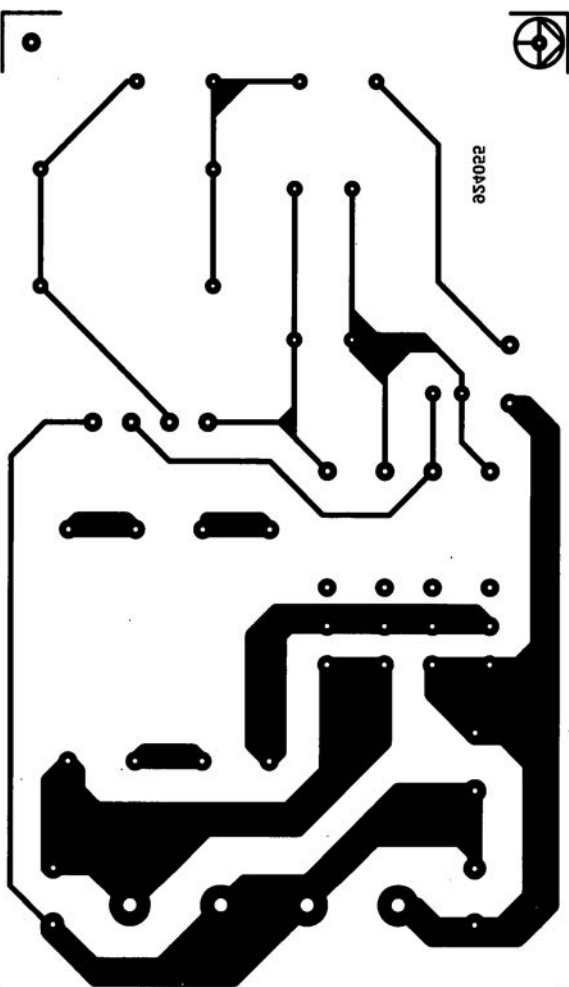
SERVICE



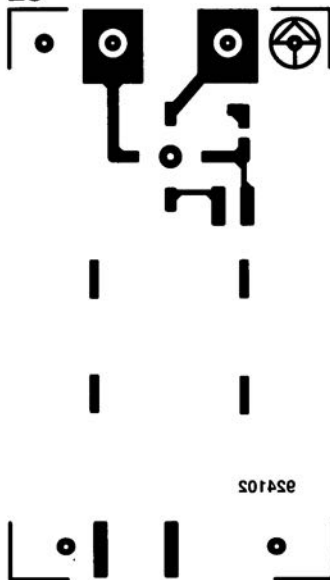
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

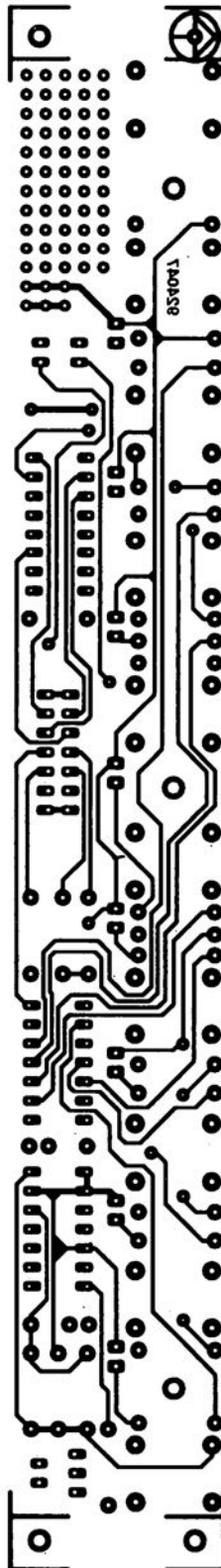
18



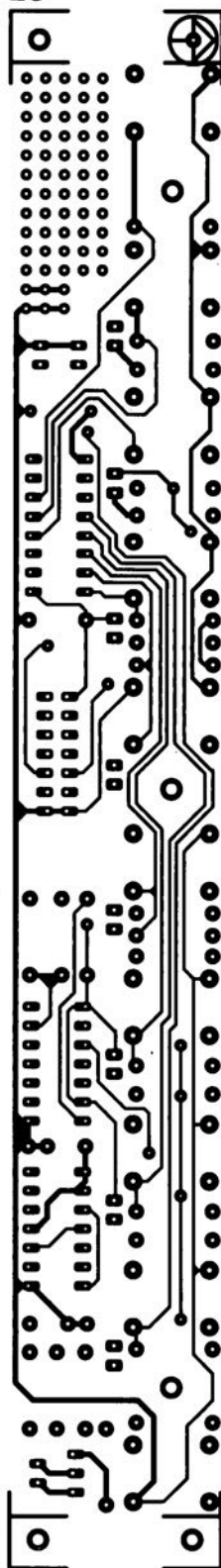
23



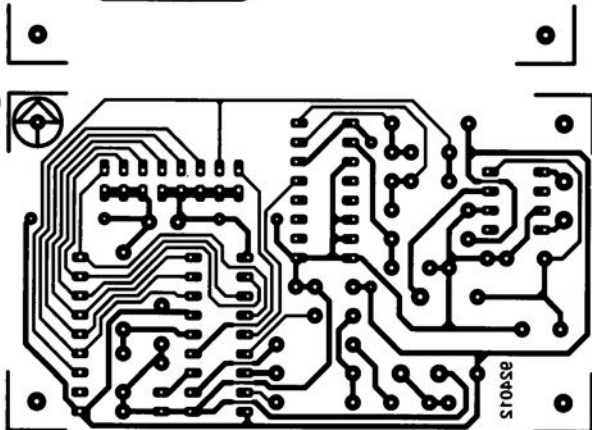
24



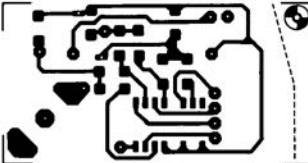
25



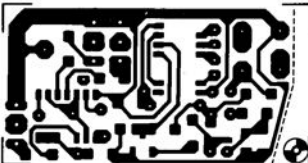
19



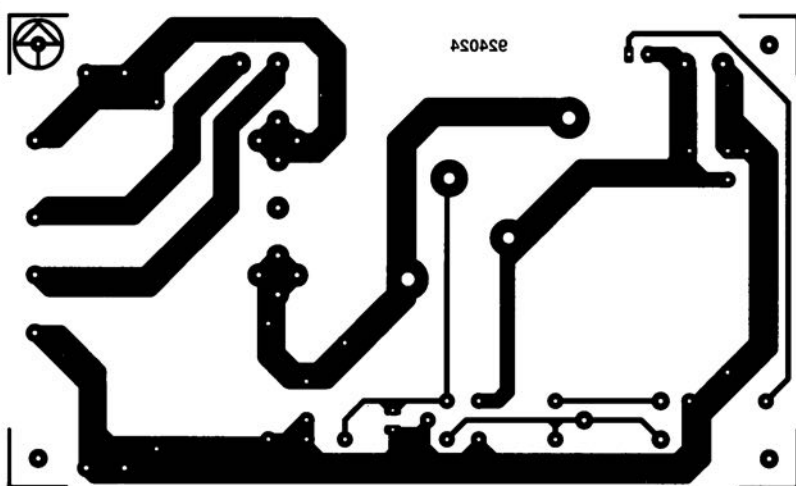
22



21



20





La tension continue ainsi produite sert à charger le condensateur C5 à travers la diode D5. Cette diode introduit une charge rapide du condensateur, une décharge

Le temps « d'attaque » du circuit dépend de la vitesse des LDR et de la position de l'ajustable P2. Le gain introduit par IC1c et la position de l'ajustable P1 définissent

Si l'on connecte l'entrée positive (+) de IC1a à la sortie du montage, il fonctionnera en compresseur « standard ».

Ce montage permet de traiter des signaux d'entrée de niveau compris entre 10 mV_{eff} et 2 V_{eff}. La plage de régulation peut être étendue par la mise en série de plusieurs sections d'atténuation ou par



l'augmentation de la valeur des résistances R1 et R2.

Il est recommandé de mettre chacune

des LDR et la LED qui lui est associée dans un petit boîtier les mettant parfaitement à l'abri de la lumière.

La consommation du circuit dépend pour

la plus grande partie des LED utilisées. Dans notre prototype la consommation était de quelque 50 mA au pire.



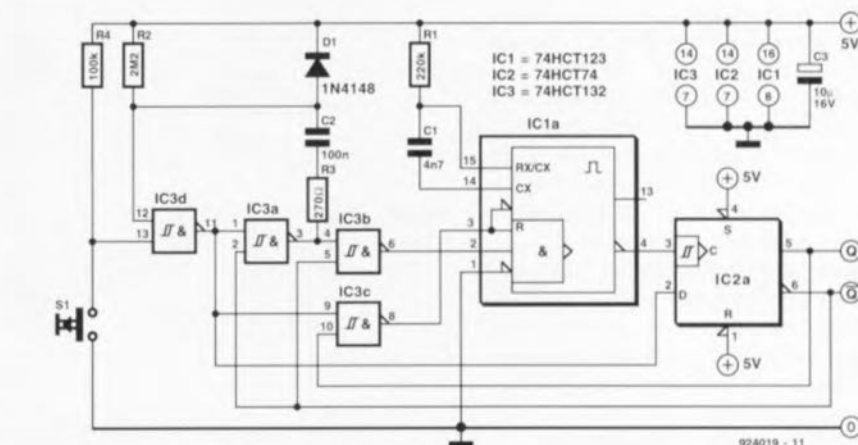
ANTI-REBONDS « GARANTI »

Le dispositif anti-rebonds pour touches décrit dans cet article possède les caractéristiques intéressantes suivantes :

- l'impulsion de sortie et la période d'activation de la touche ont toujours une durée identique,
- le circuit convient tout particulièrement pour les applications faisant appel à des capteurs de rotation angulaire mécaniques et pour des mesures de durée et de vitesse,
- les rebonds sont admissibles pendant toute la durée de l'activation de la touche,
- lors des rebonds, il n'y a pas d'inconvénient à ce que le rapport cyclique soit $< 50\%$ et
- absence totale d'étalonnage.

Tous les circuits « anti-rebond » connus ont une caractéristique commune : ils raccourcissent, ou au contraire prolongent, la durée d'activation de la touche. Le circuit présenté ici est lui sans la moindre influence sur cette durée. L'impulsion fournie par cette électronique est d'une durée qui correspond exactement à la durée de l'activation de la touche, de la première fermeture de ses contacts jusqu'au relâchement définitif. Le « temps mort » nécessaire à la fonction anti-rebond ne se traduit que par un délai très faible.

Intéressons-nous maintenant au schéma : la fermeture des contacts de la touche S1 se traduit par un déclenchement de la bascule monostable IC1a via les portes IC3d, IC3a et IC3b. La réinjection réalisée par l'intermédiaire du condensateur C2 interdit tout redéclenchement de la bascule monostable au cours de sa période d'activité. Après écoulement de la pseudo-période de la bascule monostable, la bascule bistable IC2a est « positionnée ». Ceci se traduit par le verrouilla-



ge des portes IC3a et IC3b, désactivant la réinjection et l'entrée B de la bascule monostable. Via les portes IC3d et IC3c, la touche S1 est reliée maintenant à l'entrée de remise à zéro de la bascule monostable. Tant que les contacts de la touche S1 restent fermés, la bascule monostable demeure dans son état non-déclenché. Si au contraire les contacts s'ouvrent (volontairement ou à la suite de rebonds), la bascule monostable est déclenchée. Au cas où les contacts de S1 restent ouverts jusqu'à la fin de la pseudo-période de la bascule monostable, la bascule bistable IC2a sera repositionnée à l'état non-déclenché. Si les contacts de S1 se referment pendant la pseudo-période, la bascule monostable sera repositionnée. Lors de cette phase, définie par les durées de fonctionnement de la porte IC3c et de la bascule monostable, la bascule bistable demeure dans son état positionné. L'adjonction au circuit d'une seconde porte permettra de mettre aussi à profit les moitiés inutilisées de IC1 et IC2 pour réaliser un second circuit anti-rebonds,

pouvant servir, par exemple, à la réalisation d'un circuit d'anti-rebonds pour un capteur angulaire de rotation mécanique.

Il faut que la pseudo-période de la bascule monostable ait une durée supérieure à la durée la plus longue pendant laquelle les contacts sont ouverts lors des rebonds. Pour garantir que la réinjection reste en fonction pendant la totalité de la pseudo-période de la bascule monostable, la constante de temps, définie par l'intermédiaire de la résistance R2 et du condensateur C2 doit être sensiblement plus longue que la dite pseudo-période de la bascule monostable. Il est recommandé de donner une valeur aussi faible que possible à la résistance de forçage R4, si l'on veut obtenir une élimination efficace de la distorsion.

Avec le dimensionnement du schéma, la consommation du circuit se limite à 1 mA environ.

B. Zschocke



MINI-CAPACIMÈTRE

Quelques rares composants suffisent à la réalisation d'un capacimètre aux performances plus qu'honorables. Les 5 calibres définis permettent la mesure de capacités comprises entre 100 pF et 1 µF.

Le schéma peut se décomposer en 3

sous-ensembles : un oscillateur variable, un diviseur et un circuit de mesure. L'oscillateur est basé sur l'un des inverseurs intégrés dans un 74HC14. Il fournit une fréquence inversement proportionnelle à la capacité du condensateur Cx pris entre

les bornes de test. La fréquence de l'oscillateur répond approximativement à la formule suivante :

$$f = 1,2 / (R \cdot C_x)$$

Dans ces conditions, la fréquence variera

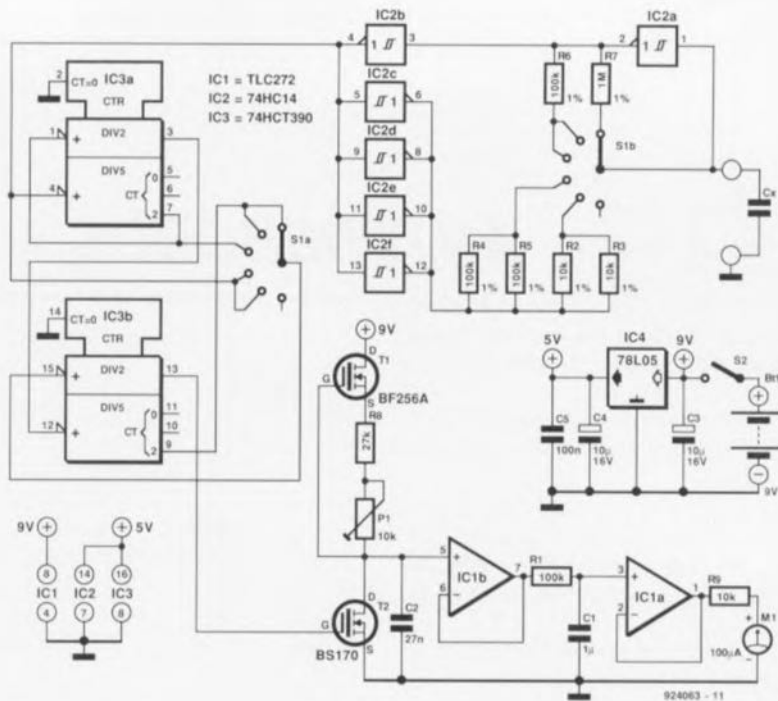
donc entre 240 Hz ($C_x = 1 \mu\text{F}$) et 12 kHz ($C_x = 100 \text{ pF}$).

Le diviseur pris en aval de l'oscillateur, IC3, un 74HCT390, divise la fréquence de sortie de l'oscillateur de telle manière à ce que sa valeur maximale soit de 120 Hz, et ce quel que soit le calibre.

L'étage de commande du petit galvanomètre prend la forme d'une source de courant centrée sur le FET T1, un BF256A. Le condensateur C2 se charge, via le transistor T1, pendant une demi-période du signal d'entrée de IC3. Pendant l'autre demi-période le FET T2, un BS170, est mis en conduction par le signal, produisant ainsi la mise en court-circuit du condensateur C2. Dans ces conditions, la tension maximale présente aux bornes du condensateur dépend de la fréquence appliquée en amont.

Un amplificateur opérationnel tamponne la tension présente aux bornes du condensateur avant que la paire R1/C1 n'en effectue l'intégration. La tension continue ainsi obtenue est utilisée pour la commande du débattement de l'aiguille d'un galvanomètre à bobine mobile, M1.

L'étalonnage du circuit ne devrait pas poser de problème. On prend entre les bornes de test un condensateur de capacité connue (de l'ordre de 100 nF) et l'on ajuste la position de l'ajustable P1 jus-



qu'à ce que la valeur affichée par l'instrument corresponde à la valeur du condensateur connecté à l'entrée.

L'alimentation du circuit pourra faire appel à une pile compacte de 9 V, sachant

qu'il est fort peu probable que l'on utilise l'instrument pendant de longues périodes d'affilée.

R. Shankar



STARTER À « SIDAC » POUR TUBES LUMINESCENTS

Voici un starter électronique pour tubes luminescents dont le concept très simple est dû pour une grande part à l'utilisation d'un composant tout neuf : le « sidac » de Motorola.

On peut comparer le sidac à un triac sans gâchette. Lorsque la tension aux bornes d'un sidac dépasse une valeur donnée —qui varie en fonction du type de sidac utilisé— il devient conducteur. La polarité de la tension est sans importance ; à l'image du triac, le sidac s'accommode d'une tension, voire d'un courant alternatif.

On peut pousser encore plus loin la comparaison entre un triac et un sidac. Dès que le sidac devient conducteur, il se comporte presque comme un court-circuit et demeure dans cet état jusqu'à ce que le courant qui le traverse tombe en-dessous d'une valeur donnée (celle du courant de maintien). C'est alors que le sidac bloque à nouveau. Si l'on prend un sidac en série entre une charge et le secteur, on obtient un genre de gradateur dont l'angle de conduction (fixe) est fonction de la tension d'amorçage du sidac. Il



existe des sidac ayant différentes tensions d'amorçage de valeurs comprises entre 104 et 280 V.

Intéressons-nous maintenant au starter électronique, objet de cet article. Un tube luminescent, tout électronicien digne de

ce nom sait cela, ne s'allume pas « comme ça ». Ceci est dû au fait que le tube, à froid, a besoin, pour être amorcé, d'une tension très élevée (beaucoup plus élevée que la tension de crête du secteur). Une fois « allumé », le tube reste maintenu à l'état luminescent par une tension sensiblement moins élevée.

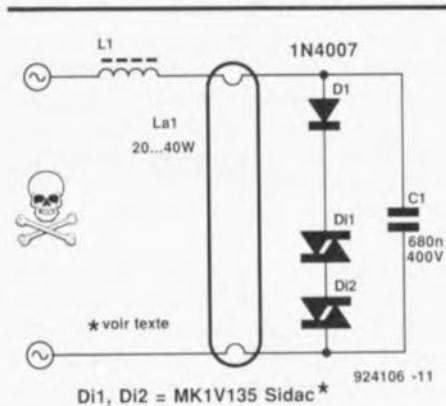
La valeur **et** de la tension d'amorçage **et** de la tension de service dépendent largement de la température. La tension d'amorçage très élevée est générée par une interruption brusque du courant traversant la self de choc L1. Cette interruption est l'affaire du starter. Le starter se charge également de la circulation d'un courant à travers les filaments du tube ce qui se traduit par un échauffement du tube et donc par une diminution de la tension nécessaire à l'amorçage. Les différentes tâches du starter —électro-mécanique à l'origine— sont remplies ici par 2 sidac de 135 V, pris en série. (Un seul sidac de 270 V, si vous pouvez mettre la main dessus, fera également l'affaire).

La tension d'amorçage totale des sidac est donc de 270 V, valeur inférieure à la valeur de crête de la tension secteur (qui

se situe, vous n'êtes pas sans le savoir, à quelque 310 V) et supérieure à la tension de service d'un tube luminescent de 20 à 40 W. Une fois le tube « allumé », les sidac n'entrent plus en fonction.

Tant que le tube n'est pas encore « allumé » la quasi-totalité de la tension secteur est présente aux bornes du starter électronique. Nous supposons, pour la suite de cette explication, que la polarité de la tension secteur se trouve dans le sens conducteur de la diode D1. Si la valeur momentanée de la tension secteur atteint celle de la tension d'amorçage des sidac, ces derniers procèdent quasiment à une mise en court-circuit du starter. Un courant assez important traverse alors les filaments du tube et la self. La self L1 établit de ce fait un champ magnétique. Si la polarité de la tension secteur change, le courant positif traversant la self diminue « doucement » (le champ magnétique interdit une diminution rapide).

Dès que le courant est (pratiquement) retombé à zéro, les sidac bloquent ce qui se traduit une charge très rapide du condensateur C1 et donc par l'application brutale



de la tension secteur instantanée négative aux bornes du tube.

Le condensateur C1 et la self L1 constituent une boucle de résonance, faisant grimper la chute de tension aux bornes du tube à une valeur largement plus élevée que la tension secteur. Lors de la période positive suivante, les sidac sont à nouveau passants et le cycle se répète. Au bout de quelques périodes de la tension secteur (durée extrêmement courte) le tube a pris une telle température qu'il

reste « allumé ». Dans ces conditions la tension aux bornes du tube ne devient plus supérieure à la tension d'amorçage des sidac et le starter est mis hors fonction automatiquement.

Le condensateur fait maintenant office de dispositif d'anti-parasite pour la radio et diminue simultanément l'inductivité de la charge pour le réseau du secteur (amélioration du cosinus-φ).

Avec un peu de dextérité, on arrivera à « coincer » les 4 composants dont se compose le circuit (C1, D1, Di1 et Di2) dans le boîtier d'un starter électro-mécanique classique (que l'on aura démonté avec soin). Dans notre laboratoire le starter à sidac n'avait pas aucun problème à « allumer » tant des tubes de 20 et de 40 W, que des tubes épais d'une génération antérieure, ni même les exemplaires plus modernes et sensiblement plus minces du type « TLD ».

Notons cependant que l'amorçage d'un tube TLD de 65 W s'est avéré sensiblement plus difficile pour le starter électronique.

application Motorola



SUPER-STARTER

Le super-starter est un circuit qui permet de démarrer une voiture (à moteur à essence !) à la batterie « fatiguée » et ce même dans les conditions les plus froides –drôle d'idée pour un numéro de juillet/août, sachez cependant qu'il ne s'agit pas de notre montage-bidon !).

Il se peut que, lors d'un processus de démarrage « prolongé », la bobine ne reçoive plus une tension suffisante lui permettant de fournir les étincelles nécessaires à l'allumage du moteur puisque, comme tout le monde le sait, dans les conditions de températures très basses une batterie au plomb, quelle qu'elle soit, devient incapable de fournir sa puissance maximale.

Les conséquences de cette situation pénible sont rapidement évidentes : le moteur ne démarre pas et la batterie est rapidement « sur les genoux ».

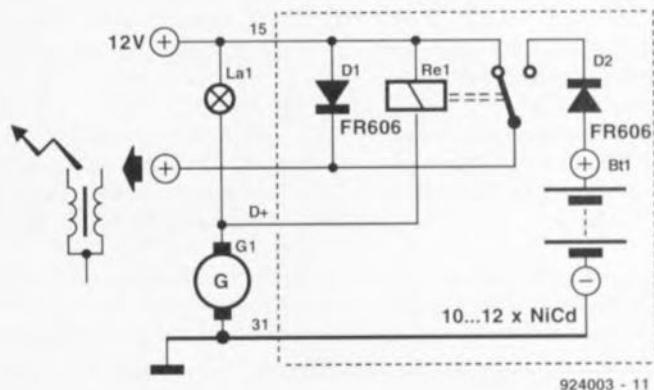
Une fois installé dans la voiture concernée ce super-starter se charge d'alimenter la bobine à l'aide d'une série d'accus CdNi, et ceci uniquement le temps du démarrage du moteur. De bons accumulateurs au cadmium-nickel de taille LR 06 sont capables d'alimenter la bobine pendant une dizaine de minutes. Dès que le moteur tourne et que la tension de la génératrice a pris sa valeur nominale, la bobine est à nouveau alimentée par la batterie de la voiture.

Le circuit utilise la borne positive (D+) du témoin du courant de charge (La1) pour la détection de la rotation du moteur. Cette borne présente la tension produite par la génératrice. Tant que le moteur ne tourne pas assez rapidement –et que la génératrice ne fournit pas de tension– le relais Re1 reçoit la tension de +12 V (à travers le contact) et applique de ce fait la tension des accumulateurs CdNi à la bobine. La seconde borne de la bobine du relais est reliée à la masse à travers l'enroulement (à très faible impédance pour le moment) de la génératrice.

La bobine du système d'allumage de la voiture reçoit de ce fait une tension adé-

quate, quelle que soit la condition de la batterie au plomb du véhicule. Dès l'instant où le moteur tourne, les bornes de la génératrice présentent une tension. Il n'existe plus de ce fait de différence de tension aux bornes du relais et celui-ci est relâché. La bobine d'allumage reçoit, à partir de ce moment, la tension de la batterie de la voiture (ou de la génératrice).

La diode D1 a une double fonction de protection. Elle évite primo que le relais n'interrompe le courant qui va vers la bobine lorsque l'on tourne la clef de contact. Une telle interruption se traduirait par une impulsion d'allumage à un moment impor-



tun. D1 sert donc à l'alimentation de la bobine pendant que l'on tourne le contact. Le fait que la diode introduise une chute de tension de quelque 2 V est sans la moindre importance. La diode D1 garantit, secundo, la possibilité de démarrer le moteur même si les accumulateurs CdNi sont épuisés, voire absents (l'été par exemple). Il est de ce fait très facile de sortir les accumulateurs de la voiture pour les recharger chez soi.

La seconde diode, D2, protège les accumulateurs (épuisés) contre un courant de charge trop important fourni par la batterie de la voiture. En absence de cette diode, les accumulateurs CdNi seraient rechargés directement par la batterie de voiture sans qu'il n'y ait la moindre limitation du courant de charge ! Si l'on envisage de recharger automatiquement les accumulateurs CdNi, il est possible, par

l'intermédiaire d'une résistance de valeur adéquate, de les relier à la borne positive de la batterie du véhicule. Il est recommandé pourtant de placer les accumulateurs dans un coupleur d'accus, permettant de les sortir aisément de la voiture pour les recharger (chez soi) à l'aide d'un chargeur de bonne qualité.

Il est important que le relais soit capable de traiter des courants de 8 A au minimum. Bien que les relais pour automobiles à contacts alternés (repos/travail) ne soient pas disponibles partout, on en trouvera toujours dans une Citroën CX mise à la casse.

Les diodes mentionnées dans le schéma (FR606) peuvent être remplacées par des BYW29-100, qui, elles aussi, supportent un courant de commutation de 6 A. Ces types de diodes se caractérisent en outre par une tension inverse dont la valeur est

suffisamment élevée pour résister aux crêtes d'induction générées par la bobine.

Tous les points de connexion externes du circuit se trouvent derrière le tableau de bord de la voiture. Le point D+ est la borne du témoin de courant de charge qui présente 0 V lorsque le moteur ne tourne pas (clef de contact tournée cependant). L'une des connexions du contact est celle (15) qui va directement vers la bobine (voire l'allumage électronique). Il faudra déconnecter ce câble du contact pour le relier à la sortie (indiquée par la flèche) du super-starter. La connexion libre du contact est connectée à l'entrée + 12 V du circuit. Il suffit ensuite de connecter la borne négative du paquet d'accumulateurs CdNi à la masse de l'automobile et le super-starter est prêt à l'emploi.

J. Vaessen

La caractéristique la plus marquante de ce montage est le nombre ridiculement faible de composants mis en oeuvre. Il s'agit en l'occurrence de l'émetteur servant à la constitution d'une télé-liaison optique (par l'intermédiaire de lumière infrarouge) sans fil à l'intention d'un casque d'écoute.

Une triplette de LED IR reçoit son courant de repos via le transistor MOSFET T1, courant de repos dont la taille peut être ajustée par action sur la résistance ajustable P1. L'application directe d'un signal audio à la grille de T1 permet une modulation du courant circulant par ces LED. Ce faisant on module en amplitude la lumière émise par les LED.

On a prévu, de façon à éviter qu'une surmodulation de la grille ne se traduise par un courant trop important dans les LED,

un circuit de limitation de courant, incarné par les transistors T2 et T3. Ces 2 transistors limitent à quelque 100 mA le courant maximal.

La puissance maximale que puisse dissiper un BS170 – à une température ambiante T_{amb} de 25°C – est de 830 mW, le courant de drain maximal admissible étant lui de 500 mA, de sorte que même en cas de surmodulation il n'y a pas de risque de dépassement des valeurs limites.

Le réglage optimal de l'émetteur (définition du courant de repos des LED) se fait en association avec le récepteur (voir à ce sujet l'article intitulé **télé-récepteur pour casque d'écoute IR** décrit ailleurs dans ce numéro).

Le but de la manoeuvre est d'obtenir, côté récepteur, le taux de distorsion le plus faible possible. Notre prototype consommait

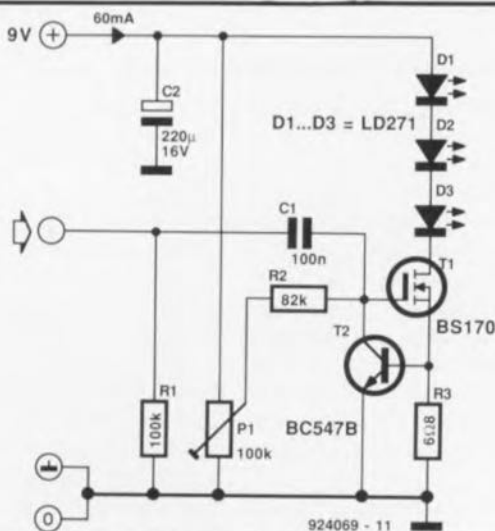
près de 60 mA à une tension d'alimentation de 9 V. La solution la plus simple consiste à utiliser, pour l'alimentation, un module d'alimentation secteur, sachant que la consommation de courant est trop importante pour une alimentation par pile (un chiffre de moins d'une dizaine d'heures de fonctionnement nous semble trop faible, et partant trop coûteux, pour cette solution).

Il faudra bien veiller, comme l'illustre clairement le schéma, à séparer le pôle négatif (0) de l'alimentation de la masse du signal audio pour éviter un retour vers l'entrée du courant des LED.

La tension grille-source admissible par un BS170 est de l'ordre de 15 V. Si votre source de signal peut fournir un niveau de tension plus important il est judicieux de prévoir un dispositif de protection simple (sous la forme par exemple d'une diode zener de 10 V prise en parallèle sur l'entrée et la prise d'une résistance dans la ligne d'entrée du signal). La pratique de cette combinaison émetteur-récepteur nous a appris qu'elle était relativement sensible à un bon alignement des 2 composants de la liaison. Il est bien évidemment possible d'éliminer cette contrainte en donnant aux différentes LED de l'émetteur une disposition quelque peu divergente. On pourra augmenter sensiblement le rayon d'action du système en dotant chacune des LED de l'émetteur d'un réflecteur.

En pratique, il apparaît que le niveau d'entrée optimal du circuit est compris entre 100 et 200 mV à une distance de quelques mètres.

Amrit Bir Tiwana





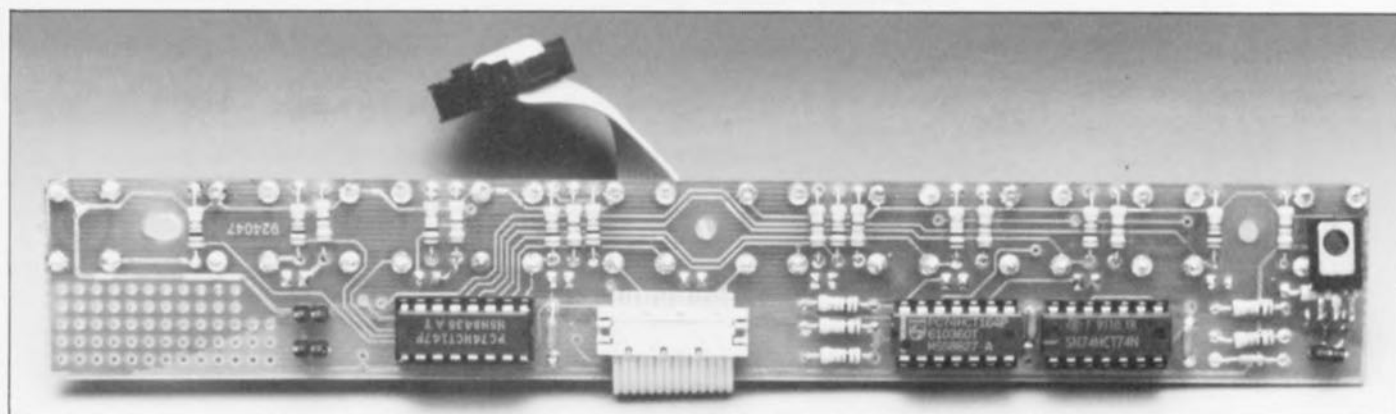
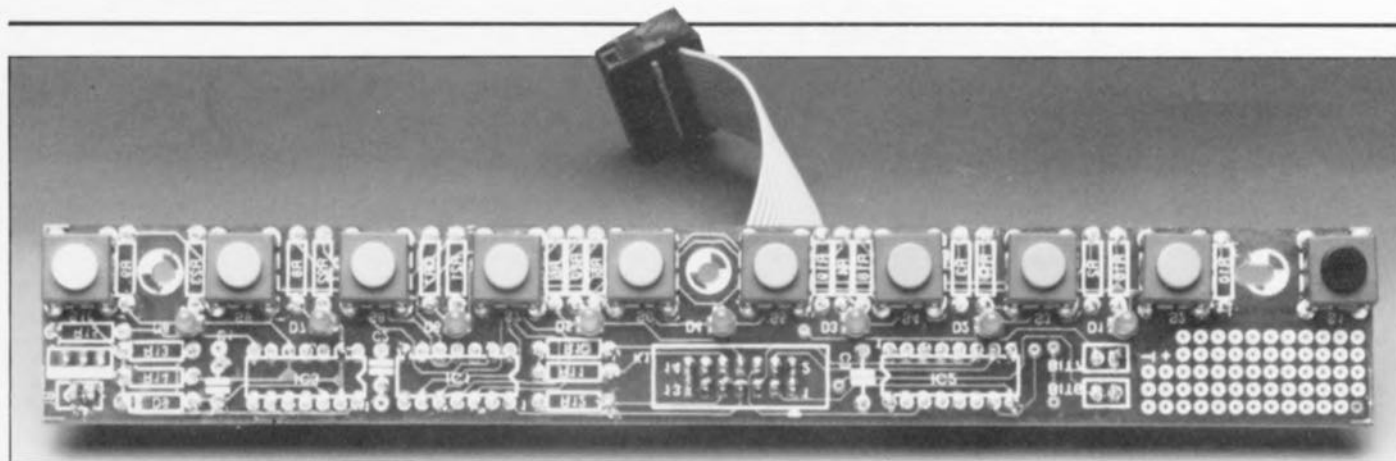
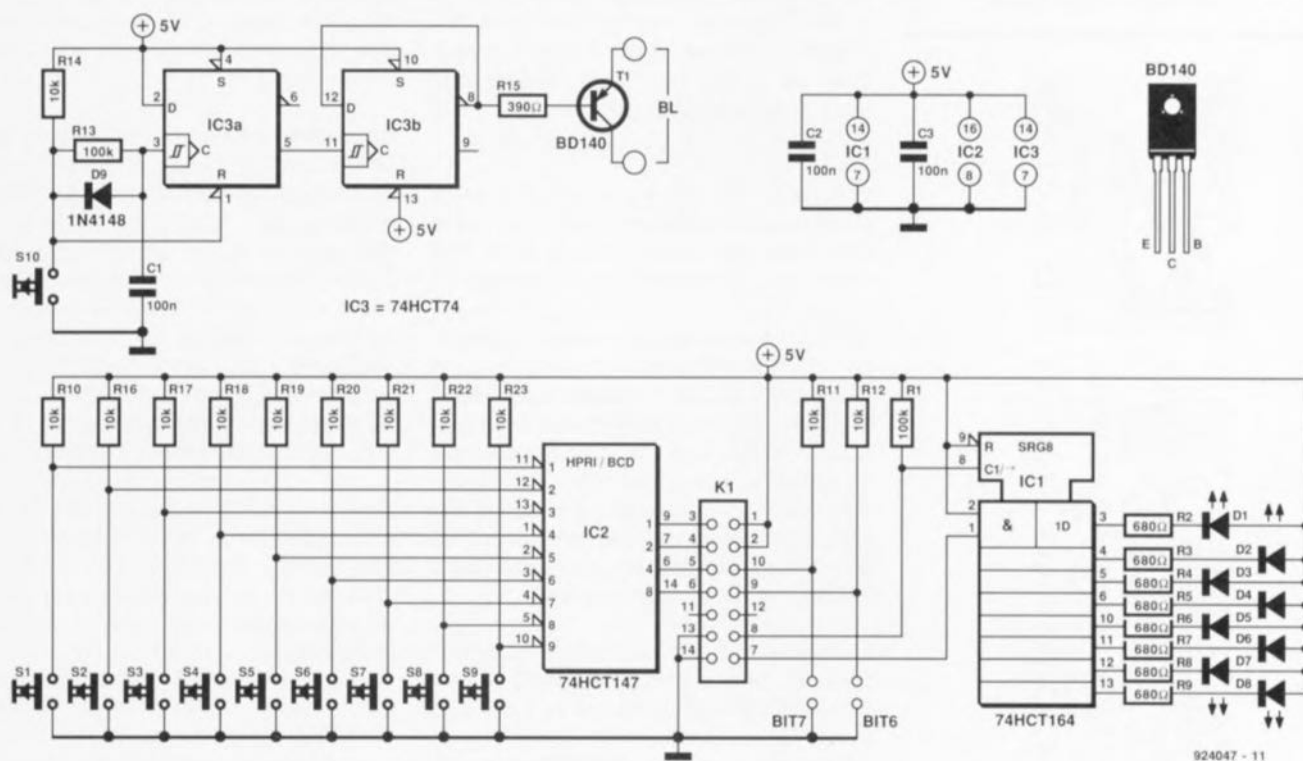
CLAVIER MINIATURE POUR ULTIMA

Il se peut – en fonction de l'application personnelle que vous aurez réalisée à l'aide de **Ultima**, la monocrate à Z80 d'Elektor décrite dans les numéros 167 et 168 – que vous ayez besoin d'un petit cla-

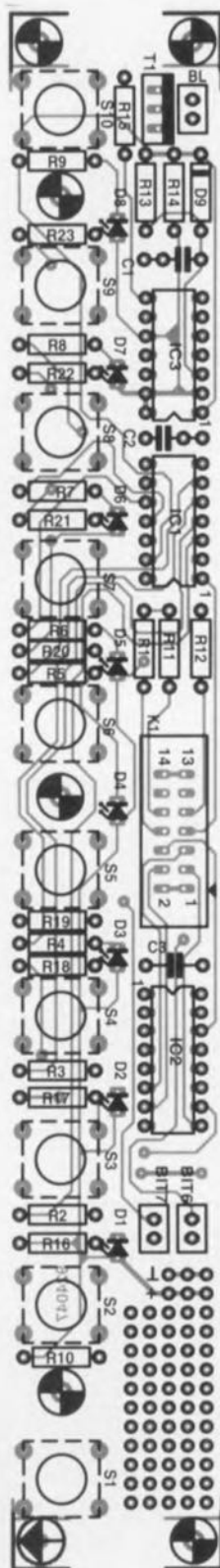
vier ultra-simple pour (mieux) suivre (et contrôler) le déroulement d'un programme. Il existe des circonstances dans lesquelles le clavier de type-XT que l'on peut connecter à **Ultima** est tout simple-

ment trop encombrant (en particulier lorsqu'il s'agit d'une « application mobile »).

Le clavier avec indication par LED, objet de cet article, est connecté à PIOA (con-



necteur K4 du schéma de la carte Z80). Les 10 touches que comporte ce clavier miniature sont disposées horizontalement (voir la sérigraphie de l'implantation des composants) sur un circuit imprimé que l'on pourra fixer derrière la face avant du boîtier utilisé pour cette réalisation; ces touches servent à contrôler certaines fonctions définies elles par le logiciel de l'utilisateur. Chacune des touches, à l'exception de S1 et de S10, est dotée d'une LED visualisant son état.



Le numéro de la touche actionnée arrive au PIO-Z80 sous la forme d'un nombre binaire à 4 bits inversé, fourni par IC2, un encodeur de priorité 10 vers 4 lignes, du type 74HCT147. En absence d'action sur l'une des touches, la valeur présente en sortie est 15 (format binaire). Une action sur la touche 2 par exemple, se traduit par une valeur de sortie de $15 - 2 = 13$. En règle générale, les bits 6 et 7 se trouvent au niveau logique haut. La mise en place de 2 cavaliers de codage (straps), BIT 6 et BIT 7, permet pourtant de forcer ces 2 lignes au niveau logique bas. On peut donc les utiliser en fonction des exigences « dictées » par l'application en question.

Lors de la « lecture » d'une touche, le logiciel associé à **Ultima** fait en sorte que le PIO force au niveau haut la ligne PA4 (connecté à la broche 7 du connecteur K1 du circuit du clavier), processus se traduisant par la validation du registre à décalage IC1. Le PIO-Z80 « allume » ensuite l'une des LED en émettant, via la ligne PA5, le nombre d'impulsions d'horloge approprié. Sachant que c'est le décodeur de clavier, et non pas le logiciel, qui commande l'illumination (ou l'extinction) des LED, l'utilisateur dispose ainsi d'une indication nette de la prise en compte par le système de la fonction choisie.

Le connecteur K1 du circuit du clavier peut, en principe, être connecté à l'un des 2 PIO-Z80 présents sur la carte Z80 (à K4, K5 ou K6 donc). On notera cependant que les routines concernant le clavier et les LED, programmées dans l'EPROM du BIOS (**ESS 6124**) ont été développées pour un clavier connecté à K4 (PIOA) !

Liste des composants

Résistances :

R1 = 100 kΩ
R2 à R9 = 680 Ω
R10 à R12, R14, R16 à R23 = 10 kΩ
R15 = 390 Ω

Condensateurs :

C1 à C3 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 à D8 = LED 3 mm rouge
D9 = 1N4148
T1 = BD140
IC1 = 74HCT164
IC2 = 74HCT147
IC3 = 74HCT74

Divers :

K1 = connecteur mâle HE-10
2 x 7 contacts
S1 à S10 = touche de contact encartable
tel que 3CTL3 de Amroh par exemple

Les routines « **READEXTRAKEY** » et « **LEDOUTPUT** » intégrées dans le BIOS ainsi qu'un programme de démonstration présent sur la disquette **ESS 1714**, faciliteront très sensiblement l'existence de tout programmeur de Z80 quel qu'il soit, offrant des techniques simples pour la lecture des touches et la commande des LED.

Il va sans dire que l'on est parfaitement libre de définir soi-même les fonctions des touches et des LED, voire même, d'en supprimer l'une ou l'autre, en fonction des exigences spécifiques l'application envisagée.

La touche S10 a une fonction particulière et elle n'est pas prise en compte par le Z80. S10 est en fait l'interrupteur du rétro-éclairage de l'affichage à cristaux liquides (du LCD donc). Cette touche est associée à 2 bascules bistables (IC3a et IC3b) assurant ainsi, selon le cas, une fonction de mise en ou hors-fonction de l'éclairage. Le fonctionnement de ce sous-ensemble est décrit dans l'article « **Commutateur anti-rebonds à 1 circuit** » de ce numéro Hors-Gabarit '92.

Le transistor T1 est pris entre la ligne d'alimentation du rétro-éclairage et l'entrée du rétro-éclairage de l'afficheur. Il vous faudra, si vous voulez avoir de plus amples détails concernant les connexion de l'afficheur à cristaux liquides, vous référer aux articles sur la réalisation d'**Ultima**, la carte à Z80, publiés dans les n°167 et 168 d'Elektor.

Les sorties BL du circuit du clavier doivent être reliées au connecteur « LCD » sur le circuit imprimé de la carte Z80. Si tant est que le rétro-éclairage soit trop faible il suffit d'invertir les connexions BL. Dans cette application-ci le BD140 fonctionnera sans le moindre problème dans les 2 sens. On notera pourtant que son gain en courant sera sensiblement plus faible si le collecteur fonctionne comme émetteur.

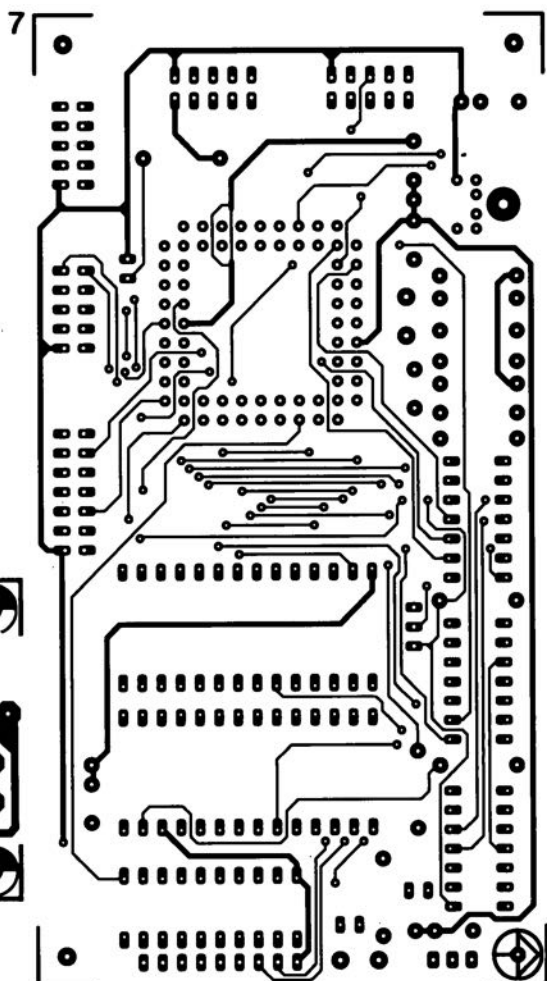
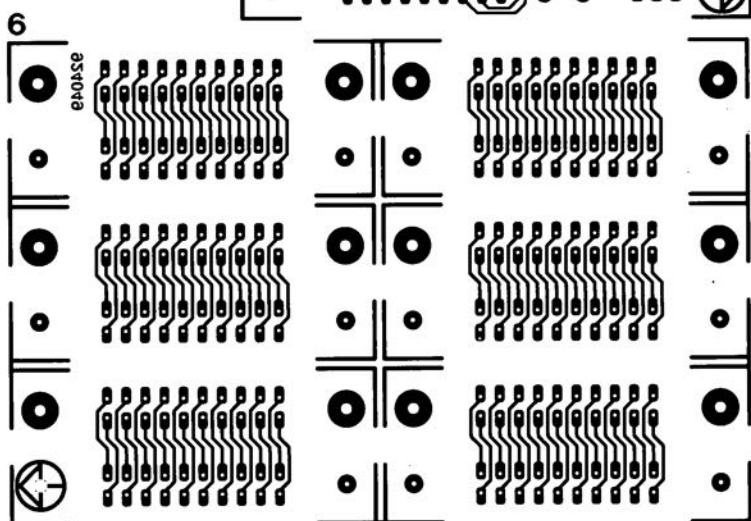
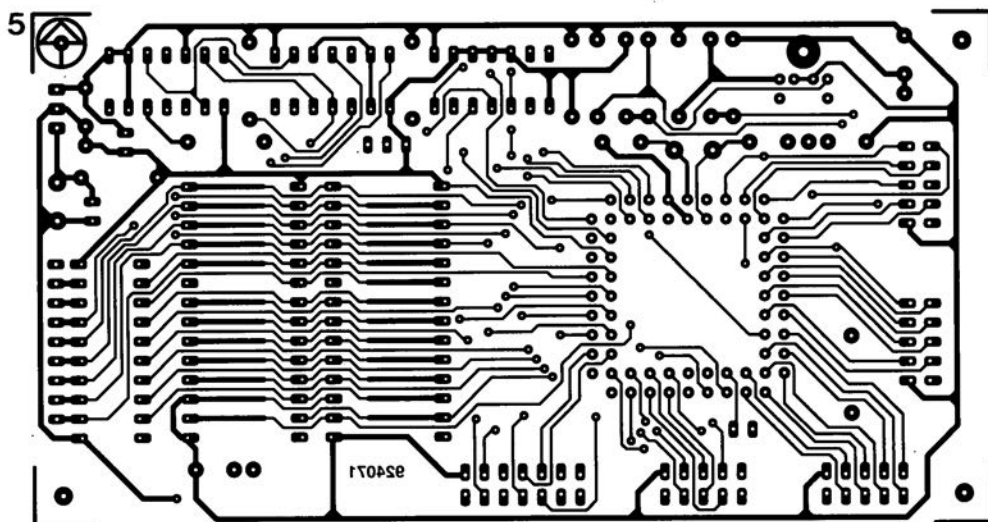
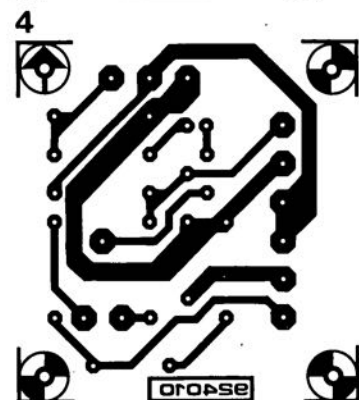
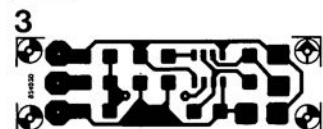
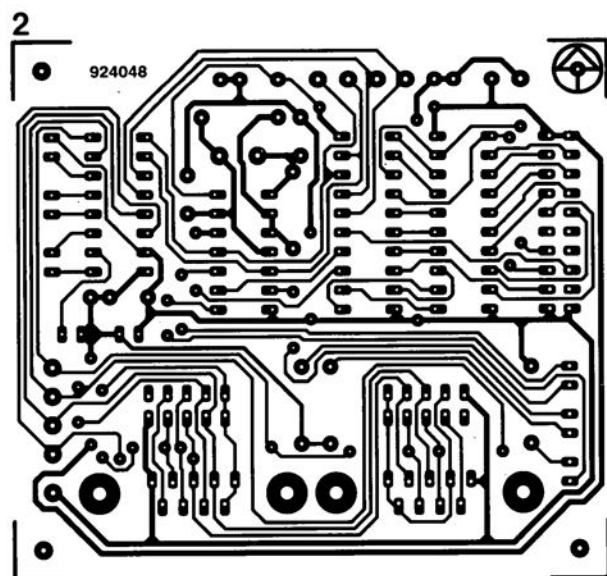
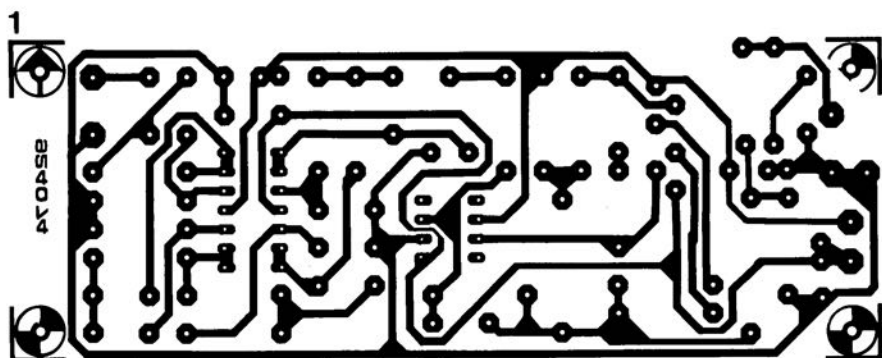
La réalisation pratique de ce circuit ne devrait pas poser le moindre problème (une tradition obligée d'Elektor !). Comme l'indique leur sérigraphie représentée en pointillés, les touches et les LED doivent être soudées du côté « pistes ».

Il suffit, pour finir, de connecter le **clavier miniature** à la carte Z80. On utilisera pour ce faire un morceau de câble plat à 14 conducteurs doté de 2 connecteurs femelles de type HE-10.

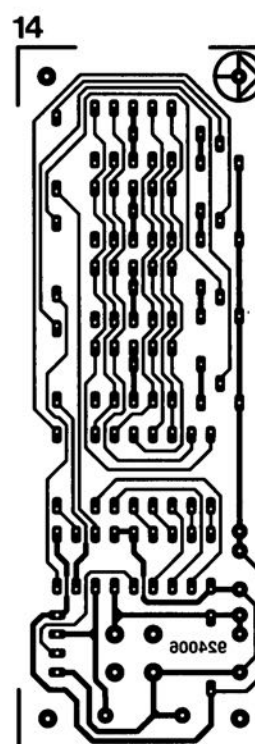
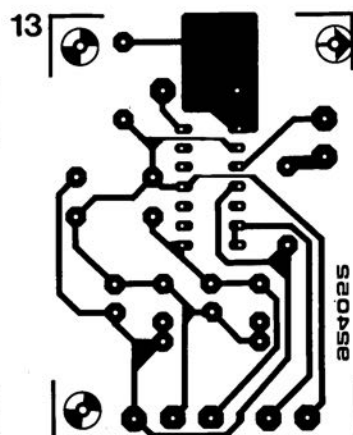
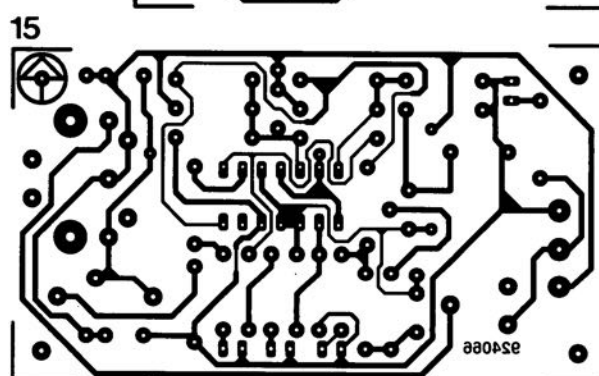
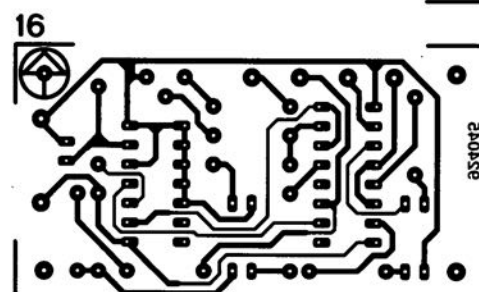
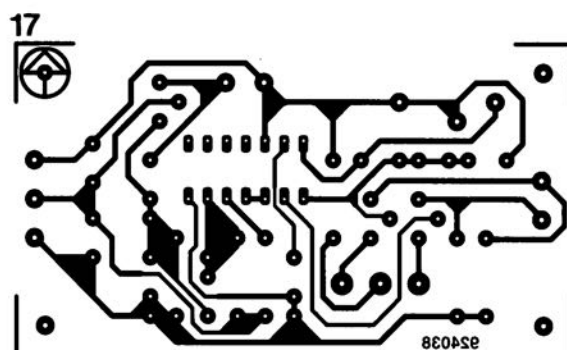
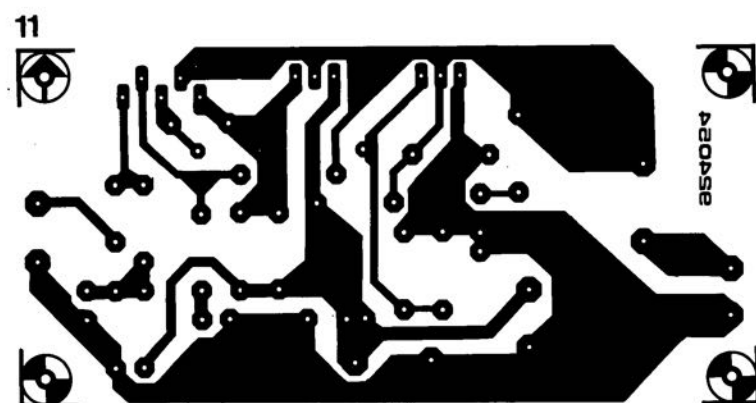
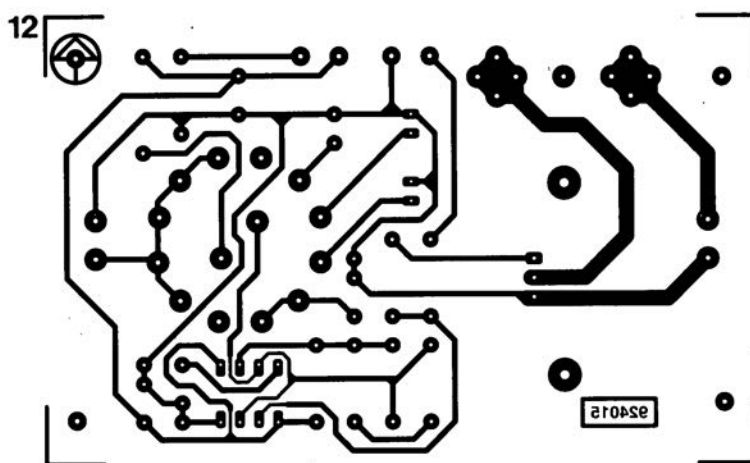
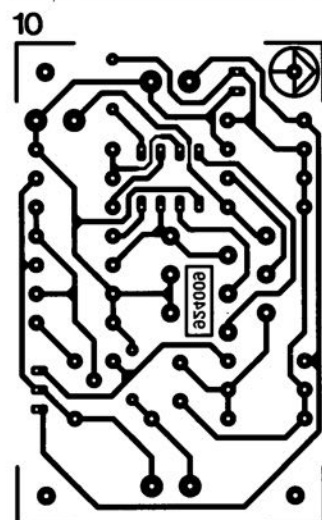
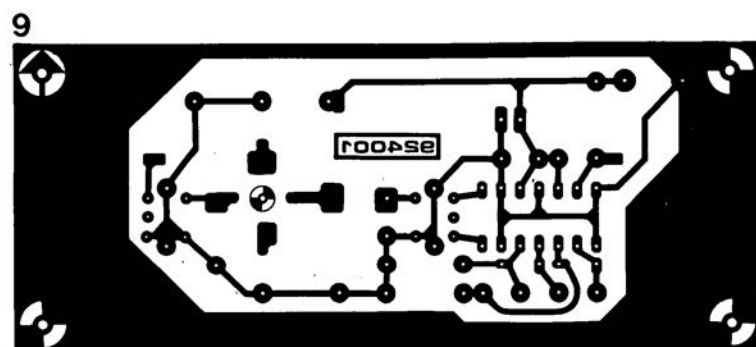
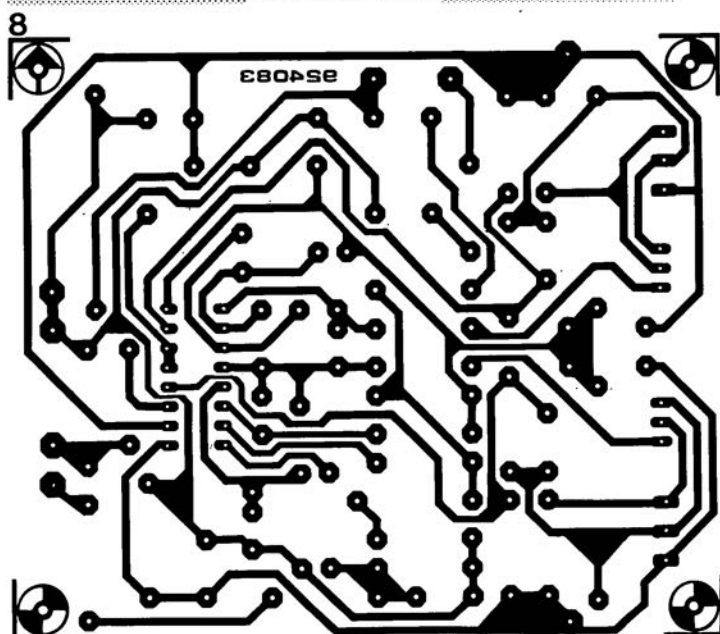
Le **clavier miniature** décrit dans cet article fera partie d'un système de commande numérique audio-visuel (**DiAV**) basé sur la carte Z80. Ce montage fort intéressant sera décrit dans l'un des prochains numéros de votre magazine d'électronique préféré (si, si c'est vous, nos lecteurs, qui le dites).

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



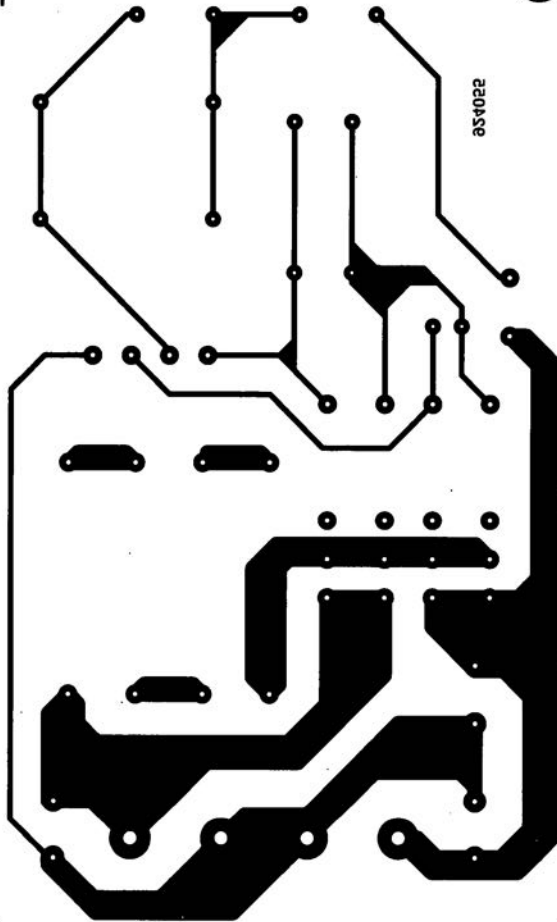
SERVICE



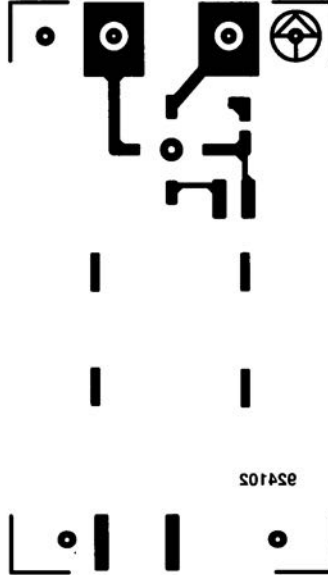
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

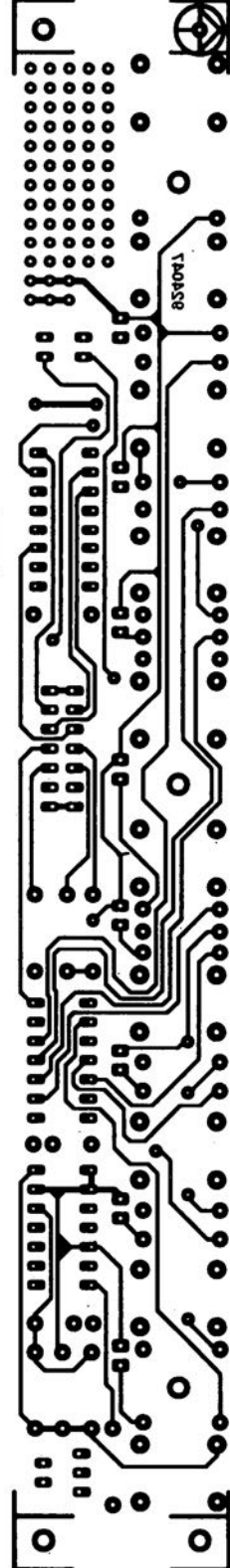
18



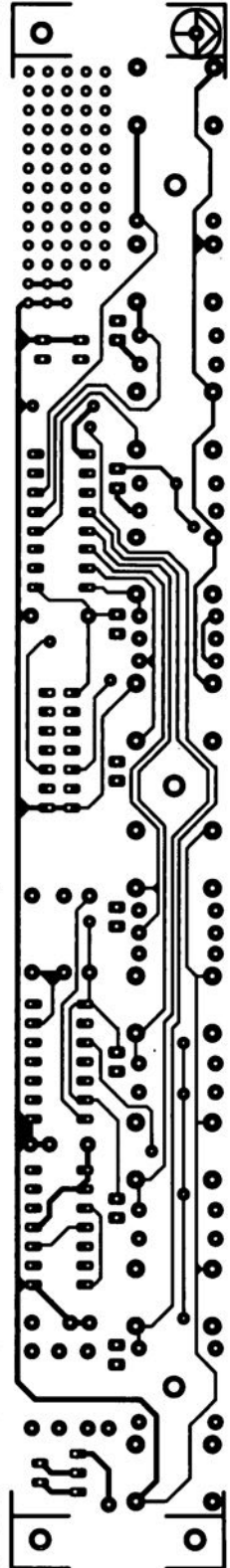
23



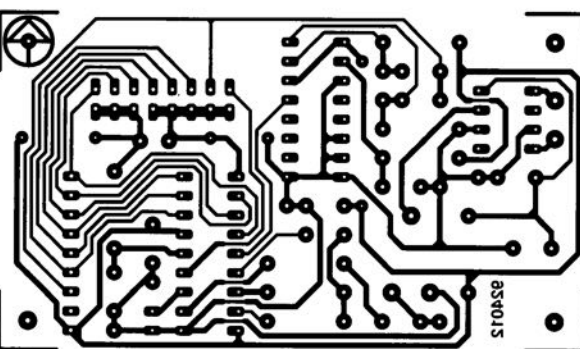
24



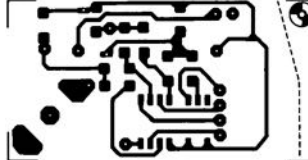
25



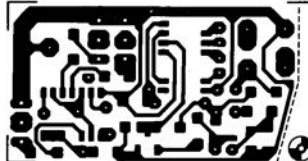
19



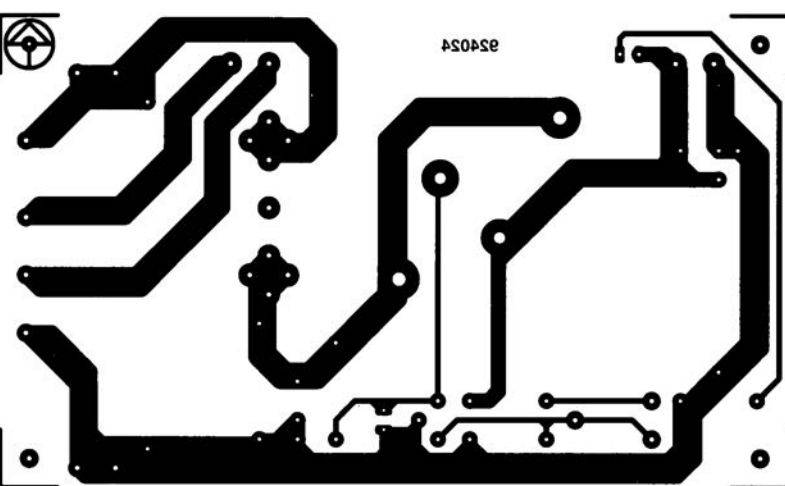
22



21



20





PESON DE CHARGE POUR ACCU CDNI

Les Cadmium-nickel sont des accu à la mise en oeuvre extrêmement facile; ils ne demandent pas d'entretien et se laissent charger sans problème à l'aide d'une source de courant. À l'inverse de son concurrent le plus farouche, l'accu au plomb, il n'est pas facile de déduire la charge réelle d'un accu CdNi en se référant uniquement à la tension qu'il présente à ses bornes.

On a imaginé un certain nombre de techniques pour déterminer la durée de la charge, chacun de ces différents processus ayant ses avantages et ses inconvénients et aucun d'entre eux ne pouvant être qualifié de parfaitement précis et fiable. Le consensus est cependant qu'une cellule doit bien être pleinement rechargée après avoir été chargée pendant un certain temps à un courant de charge donné. Dans ces conditions, le risque de surcharge n'a rien d'imaginaire. On engrange tant et tant de charge dans l'accu qu'à la fin, comme dit le proverbe à propos de la cruche, « il se casse ».

Nous avons développé une technique inédite, tellement simple en fait que l'on peut se poser la question pourquoi personne n'y a jamais pensé auparavant : l'état de charge est rendu par la différence de poids existant entre une cellule vide et une cellule parfaitement rechargée. Comme vous n'êtes pas sans le savoir, une charge est en fait rien de plus qu'une association d'électrons (porteurs de char-

ge négatifs) et d'ions (porteurs de charge négatifs ou positifs). On pourra connecter l'accu CdNi à tester au circuit proposé ici, par l'intermédiaire d'un relais de caractéristiques convenables éventuellement. Le processus de charge prend fin lorsque l'accu CdNi est plein.

Le poids d'un électron est infiniment petit, à une échelle telle d'ailleurs qu'il est pratiquement impossible de le mesurer; il en va de même en ce qui concerne les ions d'hydroxyde de cadmium et de nickel. Un accu rechargé à 100% contient cependant un nombre tel d'ions qu'il est, sans doute, possible de déterminer, à l'aide d'un capteur de pression électronique, c'est fou ce que la technique permet de faire de nos jours, la différence de poids entre un accu vide et le même accu plein. Prenons l'exemple d'une cellule de 400 mAh. Une telle cellule contient une charge de :

$$0,4 \text{ A} \times 3\,600 \text{ s} = 1\,440 \text{ C},$$

(le A en question étant des ampères, le s des secondes et le C des coulombs), oui nous savons que tout le monde est en vacances aujourd'hui.

Comme nous le disions plus haut, dans le cas d'un accu CdNi, cette charge prend la forme d'une certaine quantité de gel d'ions d'hydroxyde de cadmium et de nickel. Chacun de ces 2 ions possède une charge égale à celle d'un électron, sa-

chant qu'en fait ces ions sont des molécules ayant soit un surplus, soit un déficit d'un électron.

La charge d'un électron est de $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$. Au total un accu CdNi plein contient donc

$$1\,440 : 1,6 \cdot 10^{-19} = 9 \cdot 10^{21} \text{ ions.}$$

Le poids moléculaire relatif (très proche de celui d'un ion d'ailleurs) de l'hydroxyde de nickel, $\text{Ni}(\text{OH})_2$ est de 92,7, celui de l'hydroxyde de cadmium $\text{Cd}(\text{OH})_2$ de 146. Nous pouvons, en nous basant sur ces 2 poids moléculaires qui, comme vous le savez ont été déterminés par rapport à l'isotope de carbone, calculer le poids absolu des 2 ions grâce à la célèbre constante d'Avogadro (il y a $6,022 \cdot 10^{23}$ molécules d'un corps donné dans une quantité de ce corps égale à son poids moléculaire exprimé en grammes).

Dans le cas de l'hydroxyde de nickel nous avons :

$$92,7 \text{ g} : 6,022 \cdot 10^{23} = 15,4 \cdot 10^{-23} \text{ g,}$$

chaque ion d'hydroxyde de cadmium pèse :

$$146 \text{ g} : 6,022 \cdot 10^{23} = 24,2 \cdot 10^{-23} \text{ g.}$$

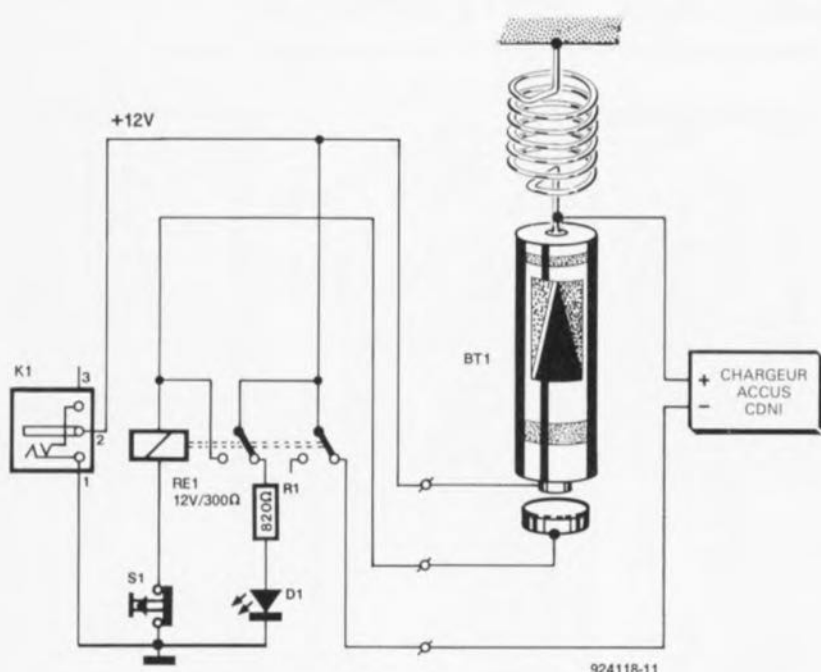
Le poids total de la charge d'un accu bien rechargé est donc de :

$$4,5 \cdot 10^{21} \times 15,4 \cdot 10^{-23} \\ + 4,5 \cdot 10^{21} \times 24,2 \cdot 10^{-23} = 1,782 \text{ g,}$$

poids que le montage que nous vous proposons doit être en mesure de déterminer avec une certaine précision.

Le principe est simple. La cellule à recharger est fixée à un petit peson à ressort. La borne positive de l'accu se trouve, comme l'illustre le dessin, à une très faible distance d'une surface de contact. Il faudra choisir l'écartement entre la surface de contact et le pôle plus de telle façon à ce que l'on ait contact entre les 2 dès que la cellule a retrouvé sa pleine charge. L'établissement de ce contact se traduit par l'activation du relais et la mise hors-fonction du chargeur d'accu CdNi. La LED D1 s'éteint pour signaler la fin du processus de charge. Le relais reste excité lorsque l'on enlève la cellule, en raison de l'action du contact de transfert. Une action sur le bouton-poussoir à contact travail S1 démarre le cycle de charge suivant.

L'alimentation du circuit pourra se faire à l'aide d'un module d'alimentation secteur (12 V). L'adaptateur doit pouvoir fournir le courant nécessaire à l'activation du relais (de l'ordre de 50 mA pour les relais les plus courant) utilisé.



924118-11



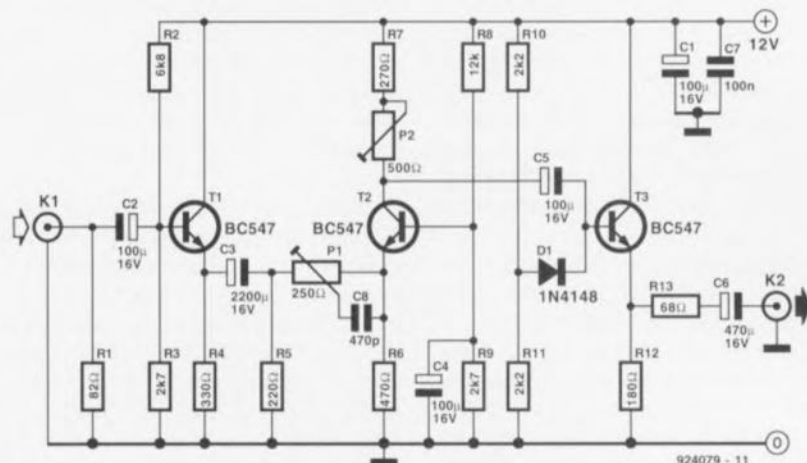
CORRECTEUR VIDÉO POUR CONVERTISSEUR S-VIDÉO/RGB

De plus en plus nombreux êtes vous à utiliser des téléviseurs multi-standards et autres caméscopes PAL. C'est à l'intention de tous ceux d'entre vous qui ne reculent plus devant ce genre de difficultés que nous proposons ce petit montage chargé d'amplifier les hautes fréquences dans un signal vidéo, amplification dont le résultat est une image sensiblement plus nette. Le circuit est pris en série entre la sortie d'un magnétoscope et l'entrée Péritel de la télévision.

Le circuit est d'une simplicité renversante ; il ne faut rien de plus que 3 transistors et une petite poignée d'autres composants pour le réaliser.

Le transistor T1 fait office de tampon. La résistance R1 fixe l'impédance d'entrée à quelque 75 Ω environ. En aval de T1 le signal vidéo arrive au sous-circuit en « base commune » centré sur T2 chargé, en ce qui le concerne, de produire le gain requis.

L'ajustable P2 sert à régler le dit gain à la valeur optimale. La caractéristique de fréquence du signal appliqué à la base de T2 subit l'influence des composants P1,



C6 et R6. L'ajustable P1 permettra de régler à son goût la netteté de l'image. Le dernier sous-ensemble du montage est un second étage tampon, centré sur le transistor T3. Ce transistor fournit un courant suffisamment important pour pouvoir « attaquer » correctement une charge de 75 Ω .

Il faudra régler l'ajustable P2 de façon à ce que la tension nominale de sortie soit

de 1 V_{cc} en présence d'une charge (s'il n'y a pas de charge, la sortie se trouvant donc en l'air, on pourra régler la tension nominale de sortie à 2 V_{cc}).

La consommation du circuit est de 50 mA environ. On notera que la tension d'alimentation de 12 V doit impérativement être réglée !

J. Bodewes

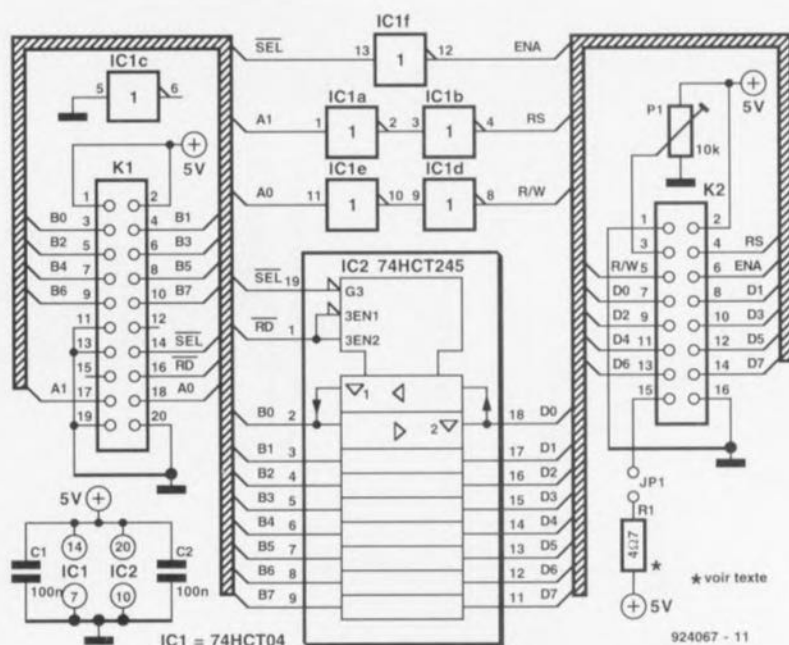


AFFICHAGE LCD POUR LE BUS UNIVERSEL

L'électronique décrite ici permet la connexion d'un affichage à cristaux liquides intelligent, doté le cas échéant d'un rétro-éclairage, à l'interface de bus universel pour PC (Elektor n° 155, mai 1991). On pourra utiliser des affichages ayant de 1 à 4 lignes tant que le nombre total de caractères ne dépasse pas 80.

La grande majorité des affichages intelligents utilisent comme contrôleur le HD44780 de Hitachi, de sorte que le brochage des différents affichages concernés est (pour une part importante) identique. On pourra connecter l'affichage LCD au connecteur K2, l'ajustable P1 permettant de régler le contraste. On pourra, pour les applications en conditions d'éclairage ambiant faible, utiliser un affichage à rétro-éclairage.

Si l'on utilise l'affichage LM 092LN de Hitachi, on peut le connecter directement à K2. On réalise pour ce faire un petit câble de liaison à 16 conducteurs doté à l'une de ses extrémités d'un connecteur auto-dénudant HE10 à 2x8 contacts et à



l'autre d'une embase encartable auto-dénudante que l'on soudera directement sur l'affichage. Le premier connecteur nommé vient s'enficher sur l'embase K2. On remplacera la résistance R1 par un pont de câblage.

Si l'on fait appel à un autre type d'affichage à rétro-éclairage il faudra qu'il s'agisse de rétro-éclairage à LED. Il existe des affichages qui demandent le branchement au +5 V du rétro-éclairage (remplacer R1 par un pont de câblage) et d'autres exigeant une certaine intensité de courant (adapter la valeur de R1 en conséquence). Le cavalier de court-circuit (jumper) **JP1** permet une commande simple du rétro-éclairage de l'affichage.

Il faudra, en fonction du type de commande, en tension ou en courant, adapter la valeur de R1, voire le cas échéant la remplacer par un pont de câblage. Lorsque l'éclairage n'est pas effectué directement par le connecteur mais par l'intermédiaire de 2 lignes distinctes, on pourra couper les conducteurs n°15 et n°16 (15 = BL : connexion de l'anode, 16 = masse : connexion de la cathode). Pour éviter toute erreur de connexion nous vous proposons le brochage dans le **tableau 1**.

Une fois l'affichage relié au bus universel via l'électronique proposée ici, il restera, après avoir mis le PC en marche, à l'initialiser. On devrait, pour le moment, voir une ligne de caractères vierge et une ligne de caractères pleins, ce qui signifie que l'affichage est bien connecté. Si l'on ne voit rien sur l'affichage il peut y avoir un problème de contraste. On jouera sur l'ajustable P1 pour voir si les choses s'arrangent. S'il n'apparaît toujours rien sur l'affichage il faudra vérifier la correction de son branchement.

On pourra, si l'on utilise un affichage à rétro-éclairage, utiliser un multimètre pour vérifier, aux bornes du cavalier JP1 le courant consommé par les LED du ré-

tro-éclairage. Ce courant devrait être compris entre 100 et 150 mA. Si la commande du rétro-éclairage se fait en courant, on adaptera la valeur de R1 de manière à ce qu'il circule le courant convenable à travers les LED. On implantera le cavalier JP1 lorsqu'il faudra alimenter le rétro-éclairage en permanence.

Nous vous proposons, en **tableau 2**, un petit programme montrant comment initialiser l'affichage. Une fois l'initialisation effectuée, on a émission une ligne de test de 80 caractères, processus dont le résultat est l'apparition de caractères à partir de la position 0 de l'affichage.

Tableau 2

```

10 DISP =&H300: REM LES ADRESSES PEUVENT ETRE &H300+(4*X), 0≤X≤7
20 REM DÉFINITION DES ADRESSES DE L'AFFICHAGE
30 DISPREAD=DISP+3
40 DISPWRITE=DISP+2
50 DISPBUSY=DISP+1
60 DISPCTL=DISP+0
70 REM INITIALISATION DE L'AFFICHAGE
80 OUT (DISPCTL),&H30
90 FOR I=0 TO 10: NEXT
100 OUT (DISPCTL),&H30
110 GOSUB 290
120 OUT (DISPCTL),&H30
130 GOSUB 290
140 OUT (DISPCTL),&H38: REM DÉFINIR 2 LIGNES SUR L'AFFICHAGE
150 GOSUB 290
160 OUT (DISPCTL),&HE: REM AFFICHAGE ON, CURSOR ON
170 GOSUB 290
180 OUT (DISPCTL),&H1: REM EFFACER L'AFFICHAGE
190 GOSUB 290
200 OUT (DISPCTL),&H6: REM DÉFINIR MOUVEMENT DU CURSEUR
210 REM -----
220 REM AFFICHER UNE CHAÎNE DE TEST DE 80 CARACTÈRES À L'ÉCRAN
230 REM -----
240 FOR I=32 TO 32+79
250 GOSUB 290
260 OUT (DISPWRITE),(I)
270 NEXT
280 END
290 REM -----
300 REM ----- VOIR SI L'AFFICHAGE EST « BUSY » -----
310 A=INP(DISPBUSY): IF (A AND 128) <>0 THEN 310
320 RETURN

```

Tableau 1

Broche	K2	Affichage
1	GND	Vss
2	+5V	VDD
3	Contraste	V _o
4	A1	RS
5	A0	R/W
6	DISP	E
7	D0	DB0
8	D1	DB1
9	D2	DB2
10	D3	DB3
11	D4	DB4
12	D5	DB5
13	D6	DB6
14	D7	DB7
15	BL	A(node)
16	GND	C(athode)



SIMULATEUR DE TRIPHASÉ

Le courant dit « triphasé » est utilisé entre autres dans l'industrie pour la mise en rotation des « poids lourds » d'entre les moteurs électriques et les machines auxquelles ils sont accouplés. Il est à noter cependant que l'approvisionnement en énergie électrique des foyers domestiques se fait également par l'intermédiaire de ce même réseau. Dans les habitations on n'utilise en règle générale qu'une phase par branchement. Seuls les gros consommateurs de courant tels que les cuisinières

et les fours électriques sont alimentés en triphasé.

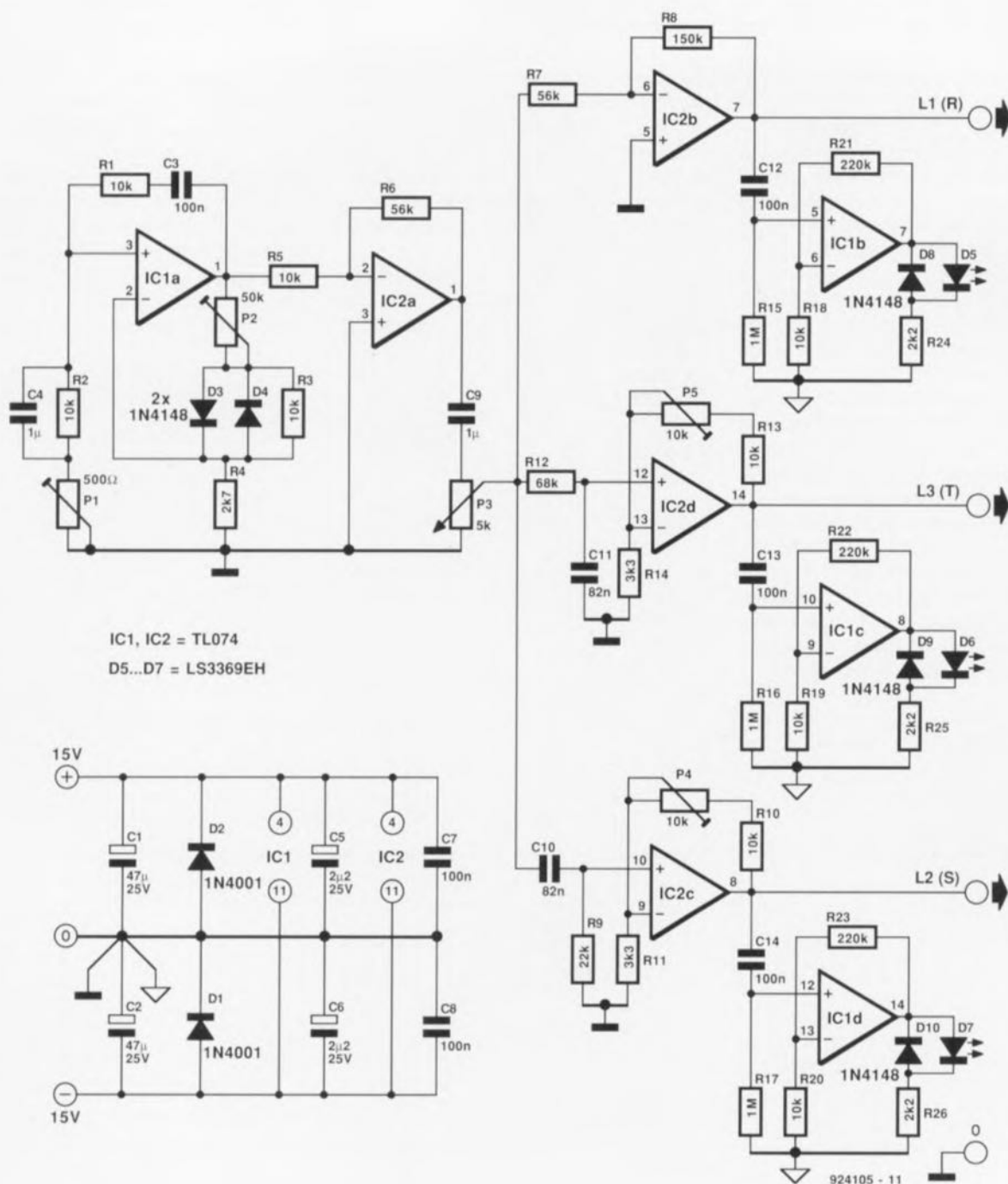
Il est également possible, outre les moteurs électriques, d'alimenter certains circuits électroniques par l'intermédiaire du système triphasé. Il n'est pourtant pas recommandé, de par la présence de la tension létale de 380 V entre les phases et de 220 V entre chaque phase et la terre, d'expérimenter avec ce système.

Ceux d'entre nos lecteurs qui ont besoin

du système triphasé pourront commencer par se faire la main avec le simulateur décrit dans cet article.

On pourra, par exemple, soit procéder à un test d'un montage de fabrication maison indiquant le sens de rotation du champ soit encore, pour des raisons éducatives, montrer les rapport de phase sur un oscilloscope multivoies (canaux).

Le signal source pour les 3 phases R, S et T est généré à l'aide d'un oscillateur à



pont de Wien tout à fait standard.

IC1a associé à quelques composants connexes constitue ici le générateur sinusoïdal.

L'ajustable P1 sert à régler la fréquence à 50 Hz très exactement.

On réglera, avec l'ajustable P2, l'amplitude de sortie (broche 1 de IC1a) à une valeur de 1 V_c. IC2a garantit que IC1a est chargé à une impédance constante, ce qui est très important pour la stabilité de la fréquence produite. On a en outre une amplification de la tension alternative jusqu'à 5,6 V_c environ. L'amplitude des 3 phases peut, par l'intermédiaire du potentiomètre P3, être réglée à une valeur comprise entre 0 et 12 V_c.

Le condensateur-série C9 évite que l'« offset » de IC1a et de IC2a ne produise l'addition d'une composante de tension continue aux sorties de IC2b et IC2d.

La phase R « naît » par l'inversion du signal, présent sur le curseur de P3, on a donc un décalage de 180° du signal.

En raison de la présence du filtre passe-bas C11/R12, la sortie T « traîne » 60° derrière le signal du curseur.

La combinaison du condensateur C10 et de la résistance R9 introduit un décalage de +60° à la sortie S.

La différence entre les phases est donc 120°, valeur caractéristique du système triphasé. Il suffit de régler les ajustables P4 et P5 une seule fois et ce de façon à

ce que les amplitudes des 3 phases soient identiques.

Le simulateur de triphasé dispose de 3 indicateurs optiques : les LED à faible consommation D5 à D7 ne sont illuminées que lorsque la sortie associée présente réellement une tension alternative. On voit donc ainsi immédiatement si l'une, voire plusieurs des phases, se trouve accidentellement en court-circuit. Les amplificateurs opérationnels utilisés sont protégés contre des courts-circuits et peuvent fournir un courant de quelque 10 mA. Si l'on utilise une tension d'alimentation symétrique de 15 V, le courant de consommation au repos est de 20 mA environ.



COMMANDE DE POMPE À EAU

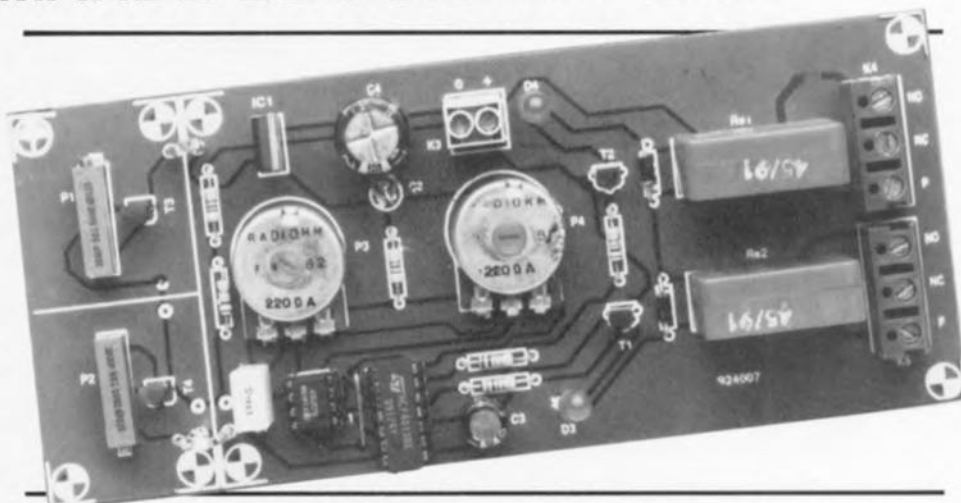
POUR CHAUFFAGE À ÉNERGIE SOLAIRE

Il est requis, sur la majorité des systèmes à énergie solaire utilisant un chauffe-eau, de ne pas mettre la pompe de circulation d'eau en fonction tant que la température du collecteur (le panneau solaire) n'a pas dépassé la température du ballon de réserve d'eau.

Le moniteur à 2 capteurs décrit ici permet de remplir cette condition. L'un des capteurs prend place sur le collecteur, l'autre sur le réservoir d'eau chaude.

Le dispositif de commande objet de cet article possède 2 possibilités de réglage : la première pour la différence de température à laquelle la pompe doit se mettre en fonction, la seconde pour la différence de température à laquelle elle doit se couper.

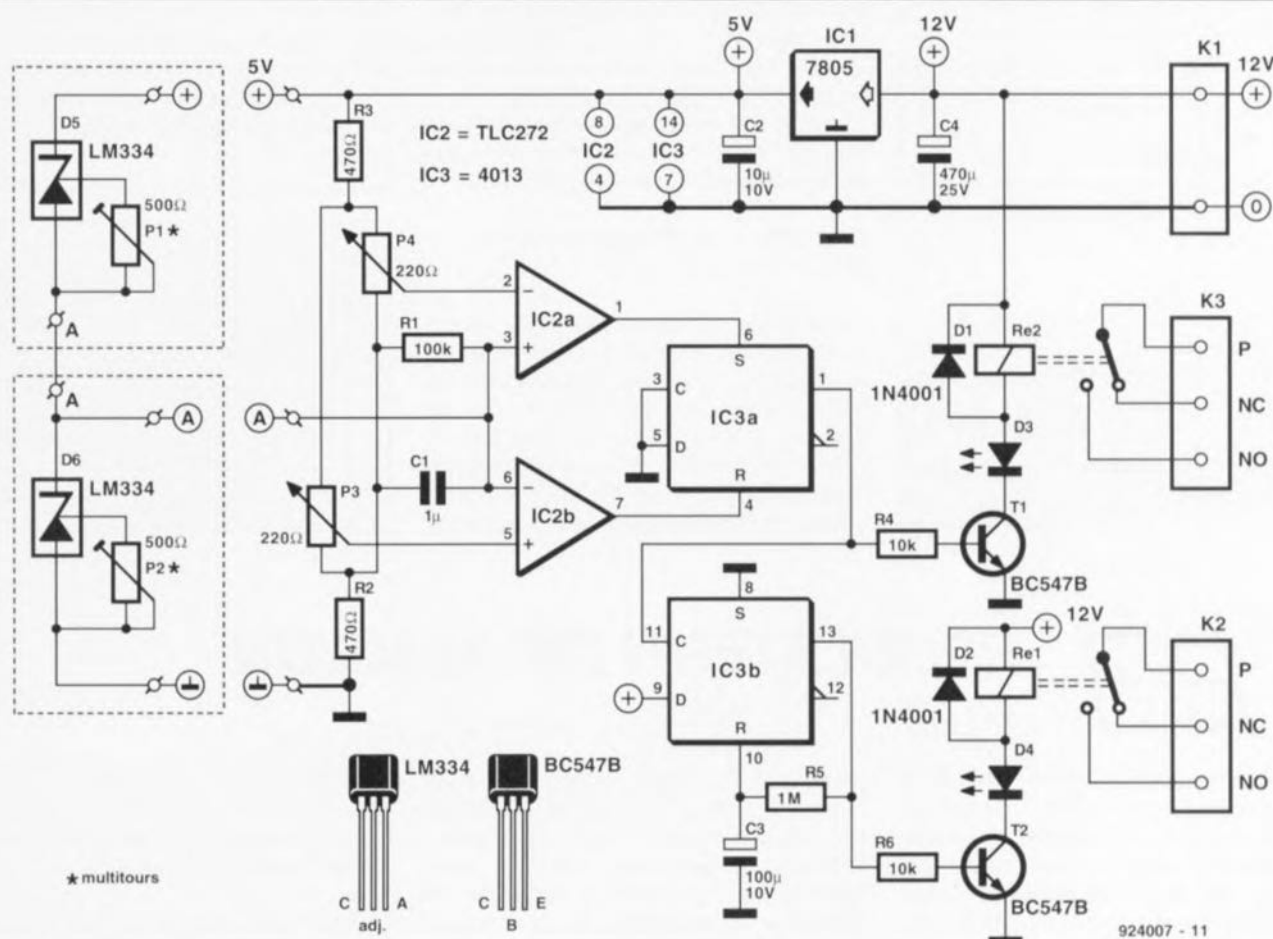
Bien que ces 2 réglages soient indépendants l'un de l'autre, il faut (logique direz-vous) que le niveau de coupure soit inférieur au niveau de mise en fonction. La calibration en degrés Celsius est très simple, sachant que le gradient de la tension présente sur le curseur des potentiomètres (ou des résistances ajustables) définissant les températures de mise en et hors-fonction est de 0,1 V/°C très exactement.



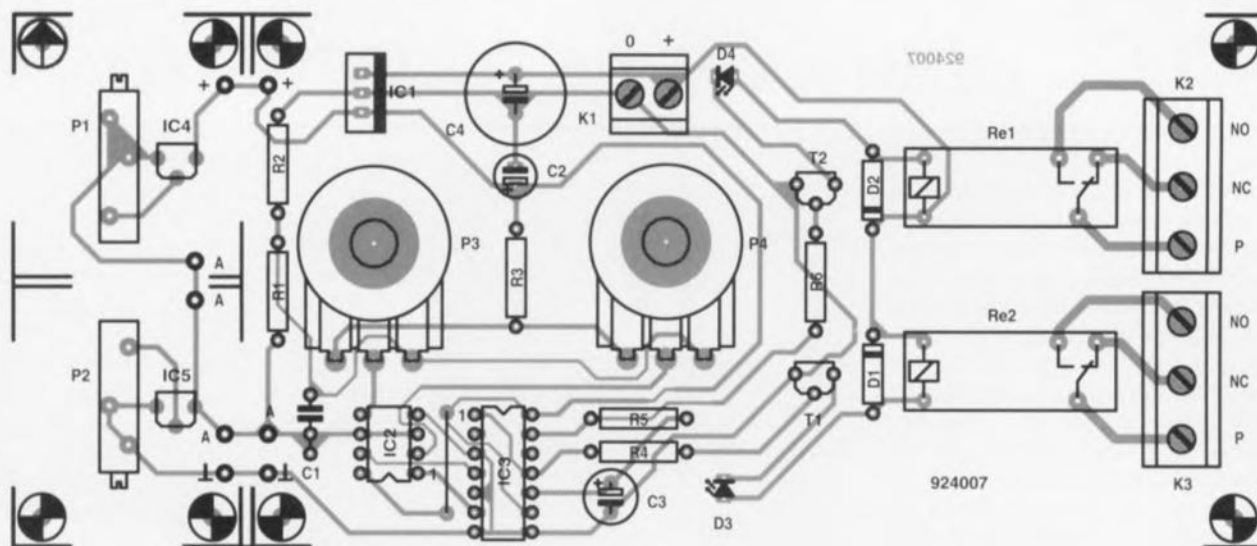
Les 2 capteurs de température, des LM334 de National Semiconductor, sont ajustés de manière à fournir un gradient de température de 1 μ A/°C (si si, c'est bien ça). Des températures de capteurs différentes produisent une circulation de courant à leur point de jonction. La tension présente aux bornes de la résistance R1 est directement proportionnelle à la différence de température mesurée. Ceci permet de fixer les seuils de commutation de la commande de mise en et hors-fonction à l'aide de 2 résistances ajustables : l'ajustable « Marche », P4, est réglé à, di-

sons, 3°C et l'ajustable « Arrêt » réglé lui à 1°C. La plage de température battue par chacun des ajustables est de l'ordre de 5°C.

Les capteurs mis en oeuvre ici fournissent un courant plutôt qu'une tension. Ceci élimine tout effet de thermocouple dû à des variations de température que pourraient induire les câbles reliant les capteurs au circuit. Si l'on avait choisi d'utiliser des capteurs produisant des tensions, tels que des résistances PTC (*Positive Temperature Coefficient*) ou NTC (*Negative Temperature Coefficient*) le cir-



924007 - 11



Liste des composants

Résistances :

R1 = 100 kΩ
 R2, R3 = 470 Ω
 R4, R6 = 10 kΩ
 R5 = 1 MΩ
 P1, P2 = ajust. 500 Ω multitour
 P3, P4 = 220 Ω lin

Condensateurs :

C1 = 1 μF MKT
 C2 = 10 μF/10 V radial
 C3 = 100 μF/10 V radial
 C4 = 470 μF/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4001
 D3, D4 = LED
 D5, D6 = LM334 (National Semi-conductor)
 T1, T2 = BC547B
 IC1 = 7805
 IC2 = TLC272 (Texas Instruments)
 IC3 = 4013

Divers :

K1 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
 K2, K3 = bornier encartable à 3 contacts au pas de 7,5 mm
 Re1, Re2 = relais 12 V contact 250 V/8A tel que GBR 10.2-11.12 boîtier de 155x61x90 mm environ tel que Retex Gibox type RG3

cuit aurait été notablement plus complexe en raison de l'électronique de compensation qu'il aurait nécessité. On pourrait remplacer le LM334 par un AD590 (Analog Devices), sachant cependant que ce second type de capteur ne nécessite pas de résistance (ajustable ou non) de réglage (ce qui est le cas du LM334).

Le relais Re2 met la pompe en et hors-fonction. Un second relais, Re1, entre en fonction après le premier. Il est optionnel et pourrait être utilisé pour faire passer la pompe, un court instant, à un régime plus élevé, exigé sur certains systèmes de chauffage solaire pour augmenter la circulation d'eau initiale ou pour le remplissage de l'installation. La calibration du circuit se fait par la définition de courants identiques dans les capteurs lorsqu'ils se trouvent à la même température. Le courant par le capteur, exprimé en microampères répond à la formule suivante :

$$C = (273 + \text{température ambiante } [^{\circ}\text{C}]) [\mu\text{A}].$$

Un exemple : à une température ambiante de 20°C on joue sur les ajustables P1 et P2 jusqu'à ce que le courant traversant chacun de capteur soit de 295 μA. 1 ou 2 μA en plus ou en moins n'ont pas de grande importance, tant que les courants circulant par chacun des capteurs sont égaux. On commencera, de préférence,

par régler l'un des capteurs seulement. Pour ce faire on connecte un multimètre mis en calibre ampèremètre entre le point « A » et la masse et on joue sur P1. On joue ensuite sur la position du second ajustable jusqu'à ce que la tension aux bornes de R1 soit nulle. Est-il nécessaire de préciser que cet étalonnage initial demande d'être effectué lorsque les 2 LM334 se trouvent à la même température ?

La consommation de courant du système de commande « Marche/Arrêt » est de 11 mA environ, à laquelle il faut ajouter quelque 35 mA par relais.

La taille du circuit imprimé est prévu pour sa mise dans un boîtier aux dimensions indiquées dans la liste des composants. Les potentiomètres sont montés de manière à ce que leur axe se trouve côté pistes.

Courrier et Questions Techniques

La rédaction n'est plus en mesure de répondre individuellement aux lettres de toutes sortes, allant de la recherche de composants aux devoirs de fin de stage. Elle lit cependant toutes les lettres qui lui sont adressées. N'hésitez pas à la contacter à l'aide de votre Minitel en faisant le 3615 + Elektor



RÉGULATEUR DE TENSION ***VLP***

Ce régulateur à très faible consommation (VLP = *Very Low Power*) à 2 transistors convient tout particulièrement aux appareils alimentés par pile et ne consommant que peu, en raison du niveau extrêmement faible de sa consommation propre. En principe il est utilisable comme n'im-

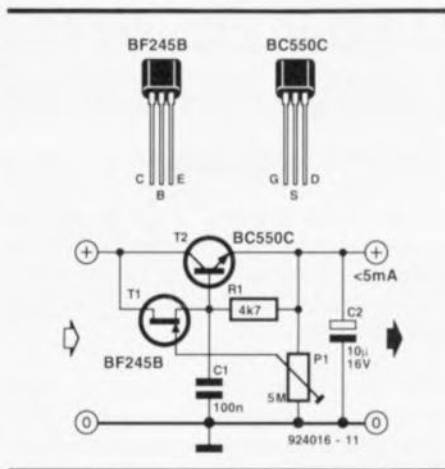
porte quel régulateur intégré tripode. Il présente, outre un courant transverse faible, 2 autres caractéristiques fort intéressantes : un minimum de différence entre les tensions d'entrée et de sortie, et une tension de sortie définissable par ajustable.

La différence minimum entre les niveaux des tensions d'entrée et de sortie se situe, en fonction du courant drainé par la charge, entre 0,5 et 1,4 V.

Le FET T1 se charge tout seul de la régulation de la tension. Le transistor T2 sert

uniquement d'amplificateur de courant. Cette technique a l'avantage de permettre l'extraction de la tension de référence ou de la tension de grille aux bornes d'un ajustable de résistance très élevée. Le courant transverse ne dépend ainsi pratiquement que de la tension requise en sortie et de la résistance de l'ajustable, se situant, dans le cas d'une tension de sortie de 5 V, à une valeur pratiquement négligeable de $1\ \mu\text{A}$. Il est en outre possible d'ajuster, entre 1,8 et 8 V, la tension de sortie.

On pourra utiliser ce régulateur de tension pour des courants de sortie compris entre 0,2 et 50 mA. Il faudra tenir compte de la dissipation du transistor T2. Si on dote ce transistor d'un radiateur efficace il pourra dissiper une puissance de 100 mW. Il suffit, pour déterminer la puissance à dissiper, de faire le produit de la

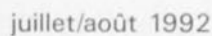


différence entre les tensions d'entrée et de sortie par le courant de sortie. Ainsi, dans le cas d'un régulateur de 5 V alimenté par une pile de 9 V, il ne saurait

être question de dépasser un courant de 25 mA ($(9 - 4)\text{ V} \cdot 25\text{ mA} = 100\text{ mW}$). Il va sans dire qu'un régulateur-maison du genre de celui proposé ici et dont le coût n'a d'égal que la simplicité, ne saurait effectuer une régulation aussi bonne que ses homologues intégrés; il faut noter en outre qu'il n'est pas protégé contre les courts-circuits. La régulation face aux variations de la charge et la résistance interne de notre régulateur-maison dépendent directement du gain en courant du transistor T2. Ces caractéristiques n'ont, dans le cas d'une alimentation par pile, qu'une importance secondaire.

Dans des conditions normales, la réponse de la tension de sortie aux variations de la charge devrait se situer aux alentours de 9 mV/mA, valeur fort tolérable.

B. Zschocke



cuit intégré ADC0804 (IC1) qui est très abordable et ne se laisse pas influencer par des bruits introduits par le potentiomètre linéaire P1. Le condensateur C2 fait office de tampon pour « ponter » d'éventuelles disparitions momentanées de la tension lorsque l'on tourne le curseur de P1.

Le ADC0804 est doté d'une entrée analogique allant de 0 à 5 V sous une alimentation asymétrique de 5 V. La tension dérivée du curseur de P1 est appliquée à l'entrée VI+ de IC1. Le résultat de la conversion est une information binaire de 8 bits. On n'utilise ici que les 64 valeurs les plus élevées (DB2 à DB7) des 256 valeurs de sorties possibles. Comme le passage d'un niveau à un autre n'est pratiquement pas audible et qu'il n'est pas question de changer continûment de volume, il n'est pas nécessaire, en pratique, de disposer d'une résolution plus élevée encore.

Le diviseur de tension R1/R2 fixe à 2,5 V la tension de référence du ADC0804. La fréquence de son oscillateur interne est de 1 MHz, définie elle par la connexion de la résistance R3 et du condensateur C3 aux broches CLK et CLKR. Il faut, pour lancer le processus de la conversion A/N après la mise en fonction du circuit, relier l'entrée WR brièvement à la masse par une action sur le bouton-poussoir S1 (ou bien par l'intermédiaire de l'un des contacts d'un relais faisant partie d'un circuit de temporisation de mise en fonction).

La broche $\overline{\text{INTR}}$ se charge ensuite de fournir les impulsions de démarrage à suivre. L'oscillateur du convertisseur A/N fournit également le signal d'horloge pour la bascule à haute impédance IC2. L'apparition d'un flanc montant du signal se traduit par le transfert des données actuelles vers les tampons intermédiaires et les lignes de sorties Q1 à Q5. 2 paires de décodeurs BCD-décimal (BCD = *Binary Coded Decimal*, nombre décimal codé binaire) pris en parallèle, se chargent ensuite du décodage de l'information binaire nécessaire à la commande du diviseur de tension à commande par relais.

Les sorties à collecteur ouvert des circuits intégrés du type 74LS145 supportent une tension de 15 V et conviennent de ce fait à la commande de n'importe quel relais ayant une tension de bobine de 12 V. Dans notre prototype nous avons utilisé des relais Siemens du type V23042-A2003-B101, dotés de contacts mobiles à argent-palladium garantissant une longue durée de vie. Les contacts statiques de ce type de relais sont recouverts d'une fine couche d'or. Le schéma montre en outre que les contacts doubles des relais ont été pris en parallèle, ce qui ne manque pas d'améliorer encore la fiabilité du circuit. Il s'agit de plus de relais

polarisés, d'où une efficacité encore plus élevée. Les relais utilisent le courant de commande de quelque 20 mA pour la commutation uniquement ; la force nécessaire au maintien des contacts dans leur position est fournie ici par des aimants permanents (absence quasi-totale de rebonds et haute fiabilité de contact). Chaque relais est doté de plus d'une diode et d'un condensateur, pris en parallèle sur sa bobine, réduisant sensiblement les impulsions parasites. Les sorties de décodage (IC3 à IC6) sont reliées directement aux 32 relais.

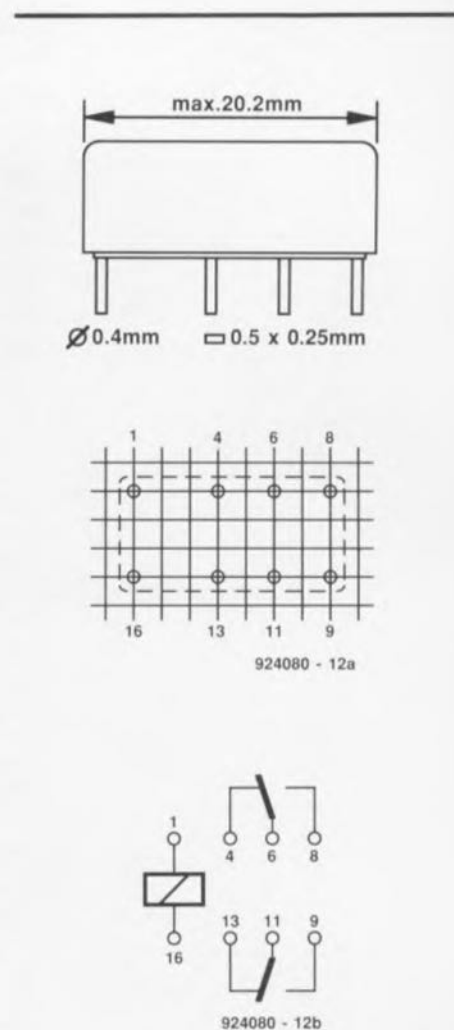
Le signal audio stéréo arrive, à travers les embases K1 et K3, au potentiomètre numérique. Le signal du canal gauche est appliqué au diviseur de tension réalisé à l'aide des résistances R4 à R11. Il s'agit ici de 8 étages de division à une atténuation (théorique) de 1,25 dB par pas (réglage fin). Via les contacts des relais et l'amplificateur-tampon IC7a, le signal arrive ensuite au second diviseur de tension (R13 à R20) introduisant une atténuation de 10 dB par pas (réglage grossier). Cette approche résulte donc en une atténuation totale de 78,75 dB en 64 pas. Chacun des 2 diviseurs de tension est chargé continûment avec une résistance de 10 k Ω (R12 et R21) pour éviter que, lors d'une commutation, les 2 amplificateurs-tampons (IC7a et IC7b) ne se trouvent « en l'air » (c'est-à-dire sans courant).

L'impédance d'entrée varie entre 5 et 10 k Ω . Les 2 tampons évitent que le facteur de division des diviseurs de tension ne subisse l'influence de la charge de sortie.

Rien ne vous interdit – il est presque inutile de le mentionner – de calculer des facteurs de division « personnels », destinés à l'une ou l'autre application de fabrication-maison. Pour ce faire on pourra utiliser le petit programme, écrit en Basic, suivant :

```
5 REM CALCUL DES DIVISEURS DE TENSION
10 CLS:LOCATE 5,25:INPUT "Pas en [dB] : ",Y:PRINT
15 Y=-ABS(Y)
20 R(0)=10: REM résistance permanente totale de 10k $\Omega$ 
25 N=1
30 FOR K=Y TO 7*Y STEP Y
35 X=10/(10 (K/20))
40 R(N)=(10-X+((X-10) 2+400) .5)/2
45 PRINT TAB(25);"R ";N;" = ";
50 PRINT USING "#####.###";(R(N-1)-R(N))*1000;
55 PRINT TAB(42);"ohm"
60 IF N=7 THEN PRINT TAB(25);"R 8 = ";R(N)*1000;TAB(42);"ohm"
65 N=N+1:NEXT K
70 PRINT:PRINT TAB(15);" Il faudra adapter les valeurs trouvées"
75 PRINT TAB(15);"à celles des résistances de la série E-96."
```

Tous ceux d'entre nos lecteurs qui s'intéressent à la théorie concernant le calcul des diviseurs de tension peuvent (re)lire l'article concernant la



2^e partie de la réalisation du **central de commutation audio** (Elektor n° 138, page 48).

Les circuits intégrés 74LS145 consomment la quasi-totalité du courant de 18 mA nécessaire au circuit alimenté en 5 V. L'alimentation en 12 V des relais se caractérise par une consommation de quelque 80 mA (4 relais activés). Les 2 amplificateurs-tampons ré-

clament un courant de 16 mA à une tension symétrique de 15 V.

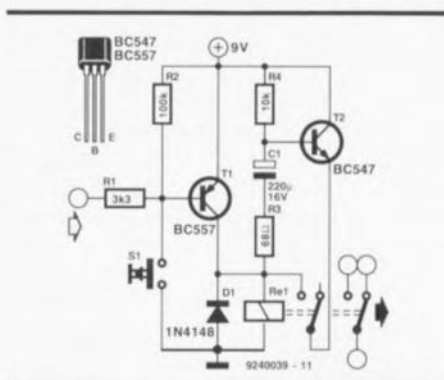
C. Prader



RELAIS DE COMMUTATION À COMMANDE PAR IMPULSION

Au repos, lorsque le relais ne « colle » pas et que la base du transistor T1 est reliée à la ligne de la tension d'alimentation positive, le dit transistor bloque, l'émetteur de T2 se trouvant ainsi « en l'air ». La base du transistor T2 est également reliée à la tension d'alimentation positive de sorte que ce transistor est passant. Le condensateur électrolytique C1 se charge.

Si l'on applique, par une action sur la touche S1, une impulsion très courte (de durée inférieure à 0,5 s) à la base de T1, ce transistor devient passant. Le relais colle et relie de ce fait l'émetteur de T2 à la bobine du relais. Bien que la base de T1 soit à nouveau reliée – et presque immédiatement – à la tension d'alimentation positive, le courant nécessaire au maintien du relais à l'état actif circule à travers le transistor T2. Il suffit, pour re-



lâcher le relais, d'appliquer une impulsion plus longue à la base de T1. Cette action se traduit par la décharge de C1 à travers la résistance R3. Le transistor T2 bloque de ce fait et le relais est relâché dès que T1 bloque à nouveau (lorsque l'on relâche la touche S1).

À l'état actif, le relais n'est pas gêné par des impulsions de courte durée ; de longues impulsions appliquées lorsqu'il est au repos ont comme résultat un fonctionnement « normal » du relais : les contacts du relais collent tant que la base de T1 est reliée à la masse.

On peut faire appel à la touche S1 pour une commande manuelle ou à l'entrée de commande, c'est-à-dire par l'intermédiaire de la résistance R1, pour appliquer les impulsions d'activation ou de désactivation au circuit.

Il faudra utiliser dans ce circuit un relais dont la tension de maintien soit de 50% environ de sa tension nominale. Plus la tension de maintien du relais est faible, plus la durée d'activation est courte.

K. Lorenz



INVERSEUR ÉLECTRONIQUE DE SENS DE CIRCULATION

POUR LOCOMOTIVES « TELEX »

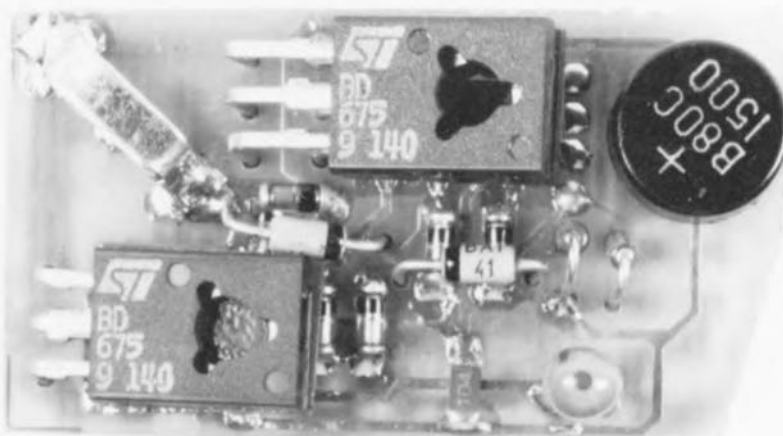
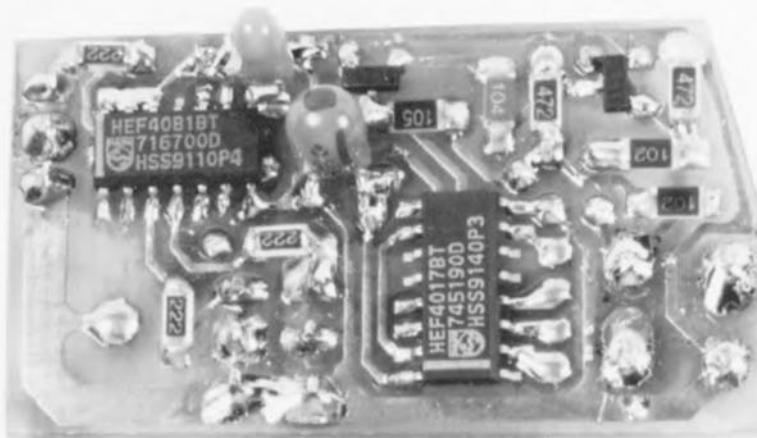
L'attelage (le couplage/découplage) des locomotives « Telex » de Märklin peut être commandé par l'intermédiaire du transformateur de commande servant au réglage de la vitesse.

Outre les 2 modes de fonctionnement « standard », c'est-à-dire **marche avant** et **arrière**, ces locomotives connaissent également 2 modes de fonctionnement additionnels : **marche avant** et **arrière avec possibilité de déceler le(s) wagon(s)**.

La vitesse reste commandée, comme à l'origine, par l'intermédiaire du transformateur de circulation qui fournit pour ce faire des tensions comprises entre 4 et 16 V environ. On peut, pour obtenir l'inversion du sens de circulation, demander au transformateur de produire une impulsion de surtension. Le couplage (attelage) automatique de la locomotive « Telex » est activé par une seconde impulsion de surtension.

Le circuit décrit dans cet article est destiné à remplacer la commande électromagnétique d'origine des locomotives de type HO, qui se caractérisent (malheureusement) par un fonctionnement occasionnellement peu fiable.

Comme les électro-aimants des dispositifs de couplage avant et arrière sont toujours commandés simultanément, 3 étages de puissance (T3 à T5) suffisent à la commande de toutes les fonctions de la locomotive.





ELEKTOR 169

on a toujours 3 sorties d'inverseur à présenter un niveau haut et une seule à se trouver au niveau bas. Une entrée des 3 portes ET, IC3a à IC3c est, par l'intermédiaire de l'une des résistances de forçage R7, R8 et R12, reliée à la ligne positive de l'alimentation. Un niveau logique bas présent sur une sortie d'inverseur se traduit à l'entrée des portes ET –reliée chacune par l'intermédiaire d'une diode– également par un niveau logique bas. Dans ces conditions, le transistor de puissance, en aval de la porte en question, bloque.

Si le compteur se trouve en position 0, les transistors T3 et T5 bloquent et T4 est passant, le résultat étant un mode de fonctionnement en « marche avant ».

En position 1, T3 bloque et T4 et T5 sont conducteurs (mode de fonctionnement « marche avant et dételage »).

Les points **A** et **B** sont reliés à l'une des bornes de l'enroulement de champ du

moteur électrique de la locomotive, le point **C** à la seconde borne de l'électro-aimant de chacun des dispositifs de couplage.

Comme les 3 autres entrées des portes ET sont reliées au collecteur du transistor T1, la commutation ne se fait que quelques millisecondes après l'apparition de l'impulsion de commutation.

On a prévu, pour pouvoir « stocker » l'état actuel du compteur en absence de tension fournie par le transformateur de réglage de vitesse, une pile miniature, Bt1, qui sert d'alimentation de secours. En raison de la consommation extrêmement faible de ce montage cette petite pile est capable de conserver le contenu du compteur pendant plusieurs mois. La mise en place de cette alimentation de secours étant cependant optionnelle, on pourra supprimer la pile ainsi que la diode D4 et le condensateur C3.

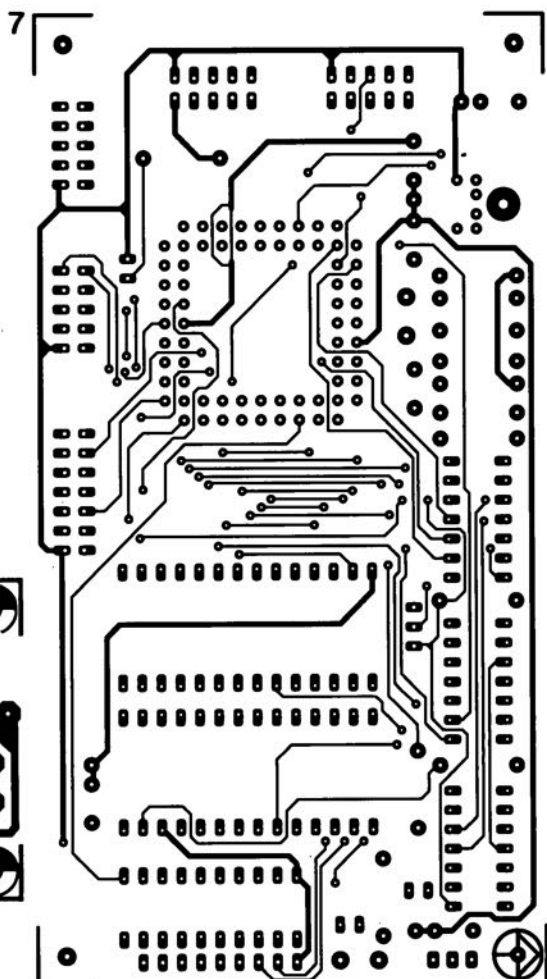
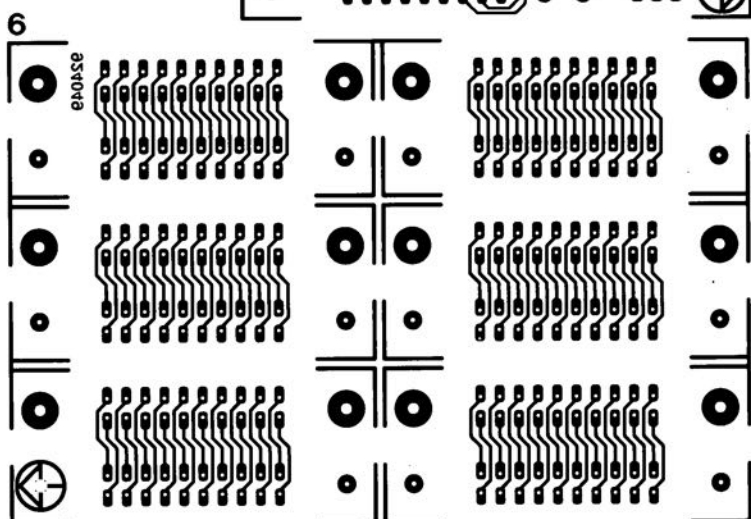
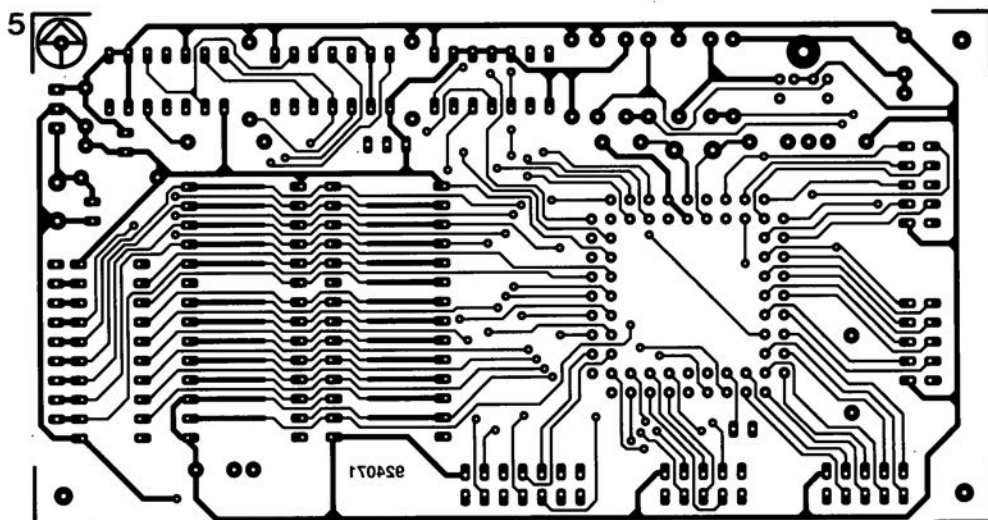
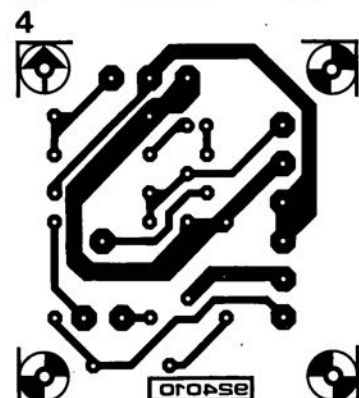
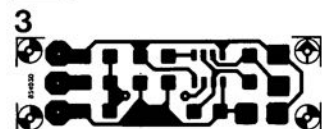
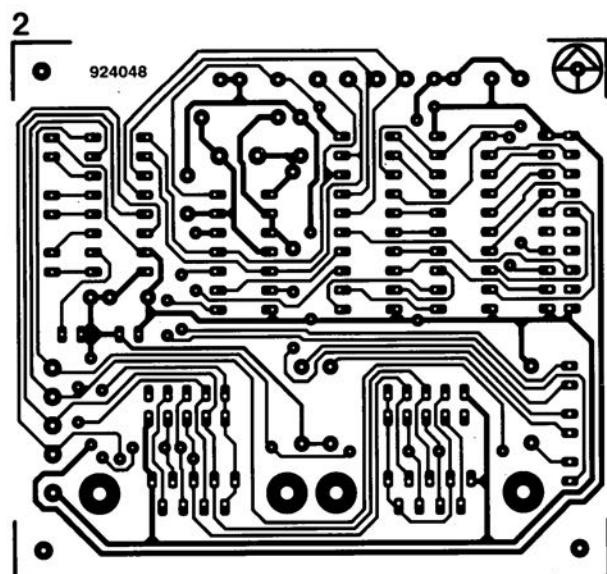
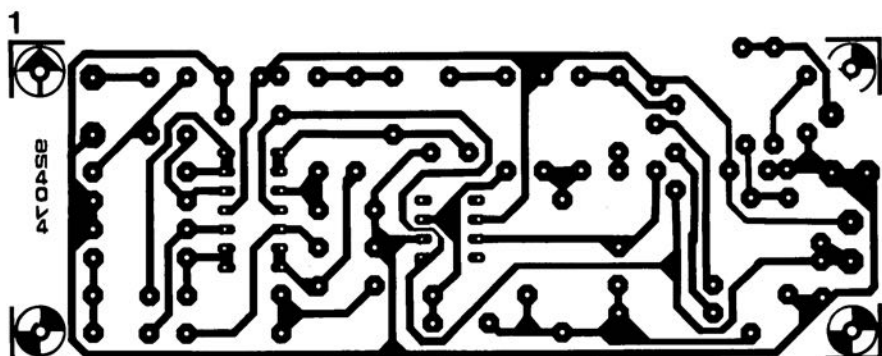
Nous avons dessiné un circuit imprimé à l'intention de cette réalisation. Il s'agit d'un double face doté, comme l'indique la liste des composants, d'un nombre important de composants CMS. Il demande une réalisation soignée. N'étant pas doté de trous métallisés, certaines broches de composants, l'une du transistor T4, de la diode D2 et du condensateur C1 par exemple, servent à la mise en place de l'intermétallisation entre les 2 faces. Il faudra voir quelles sont les pastilles reliées à une piste de chaque côté de la platine et les interconnecter en conséquence, soit à l'aide d'une broche de composant, soit à l'aide d'un reste de « queue » de résistance.

Il faudra veiller, lors de la mise en place de ce petit montage dans la locomotive, à ce que l'électronique soit parfaitement isolée du châssis de la locomotive.

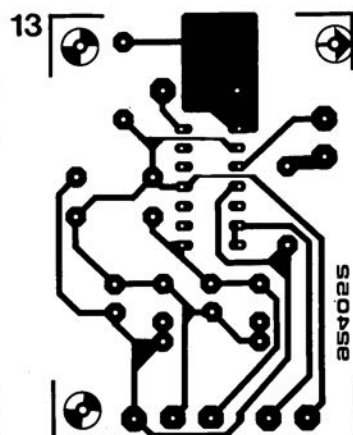
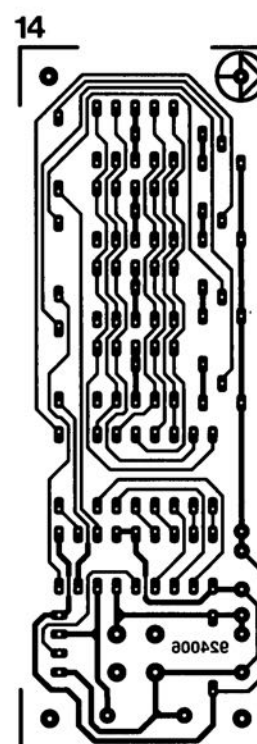
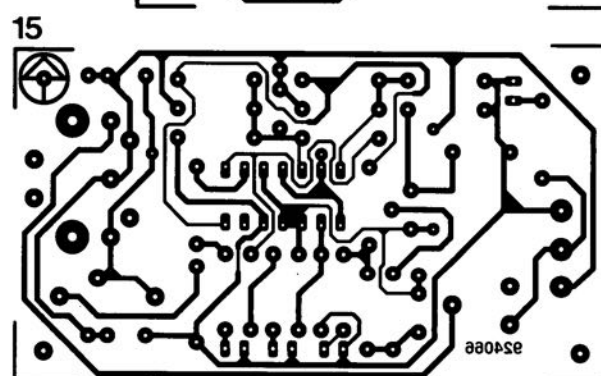
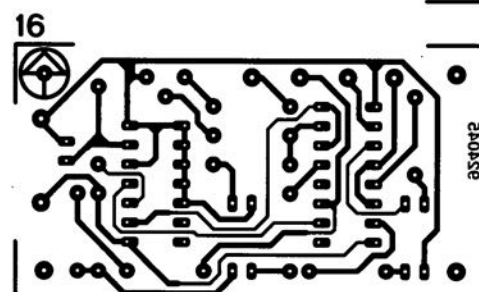
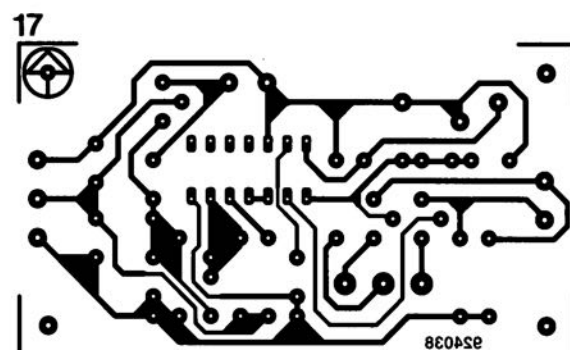
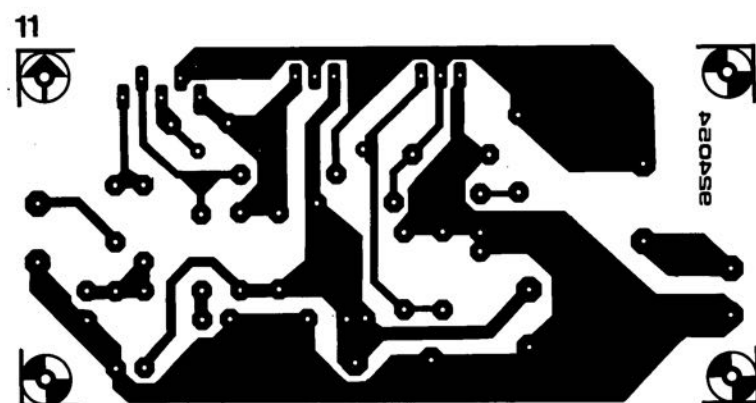
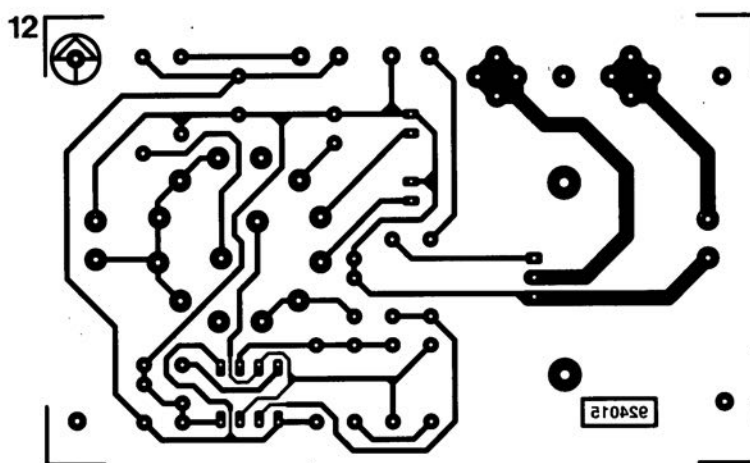
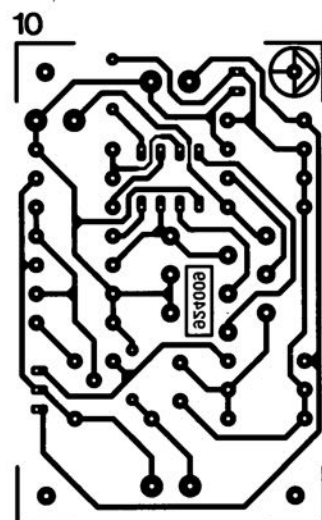
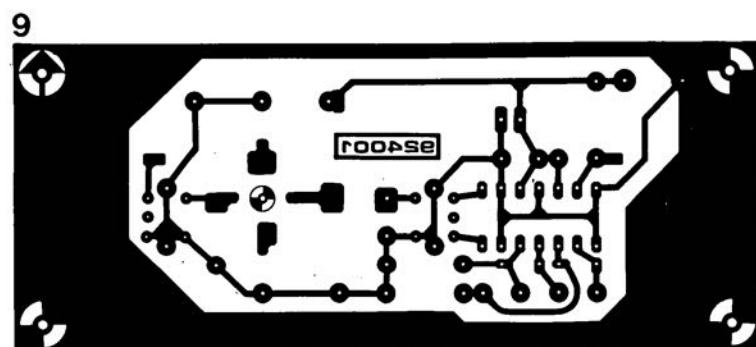
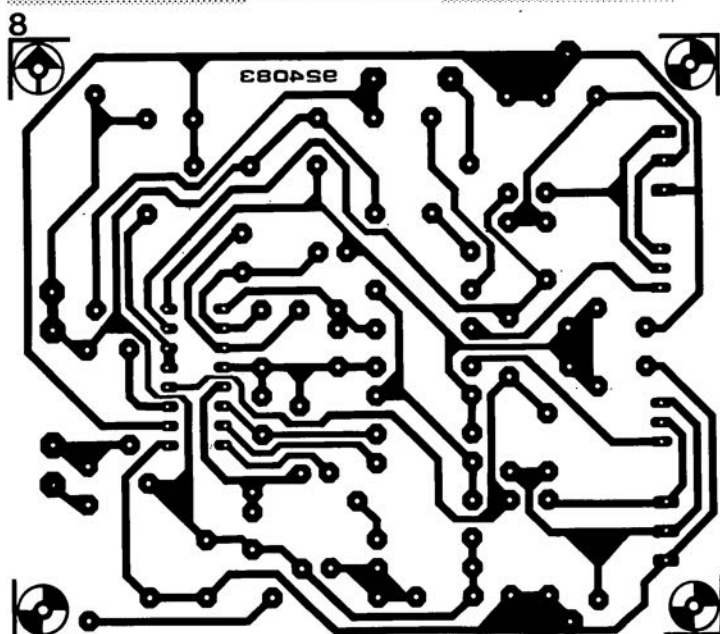
C. Wolff

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



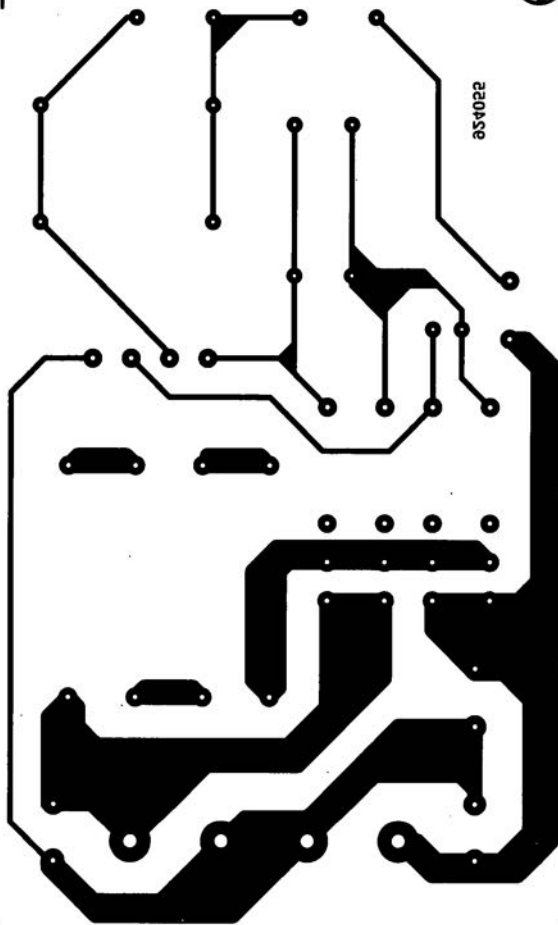
SERVICE



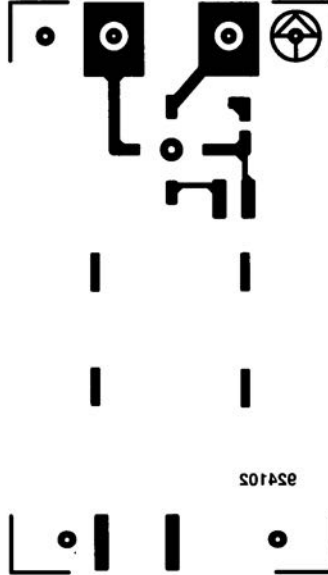
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

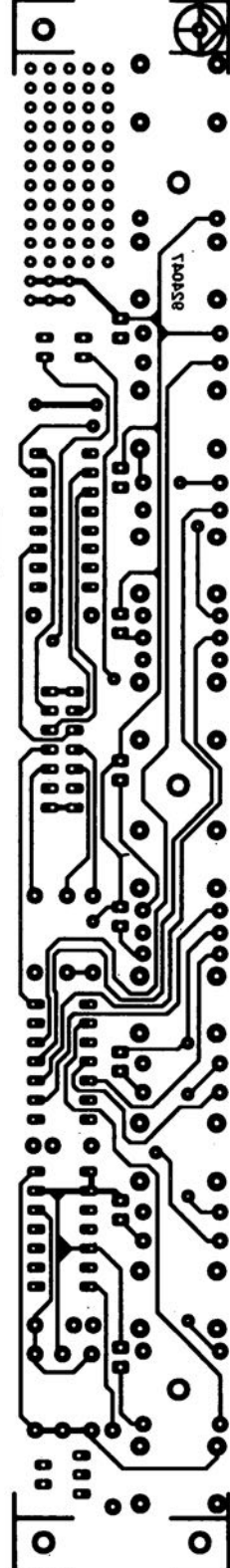
18



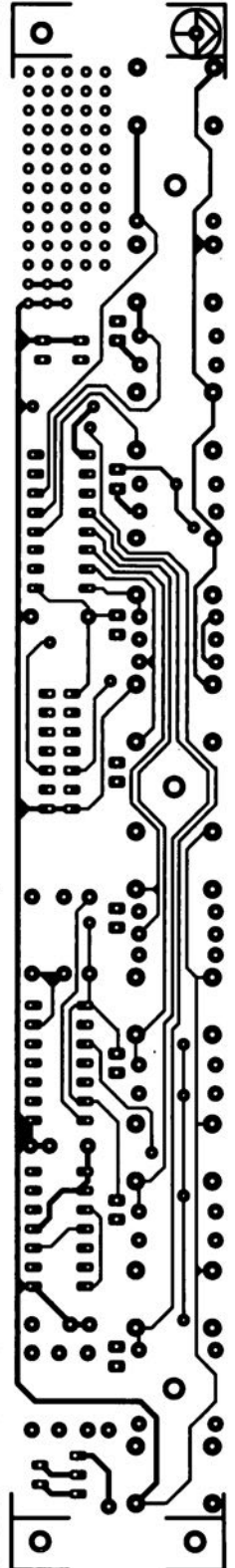
23



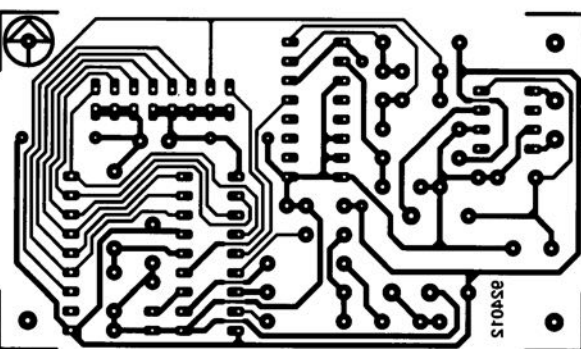
24



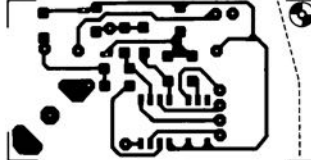
25



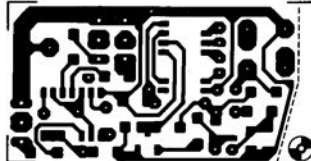
19



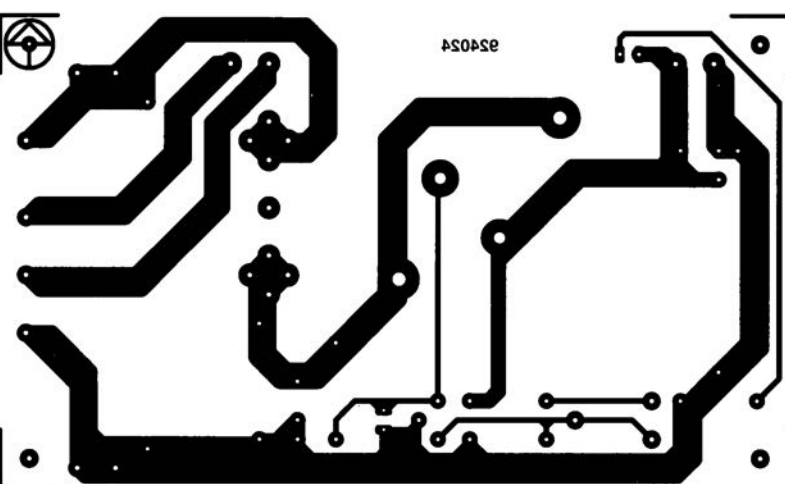
22



21



20





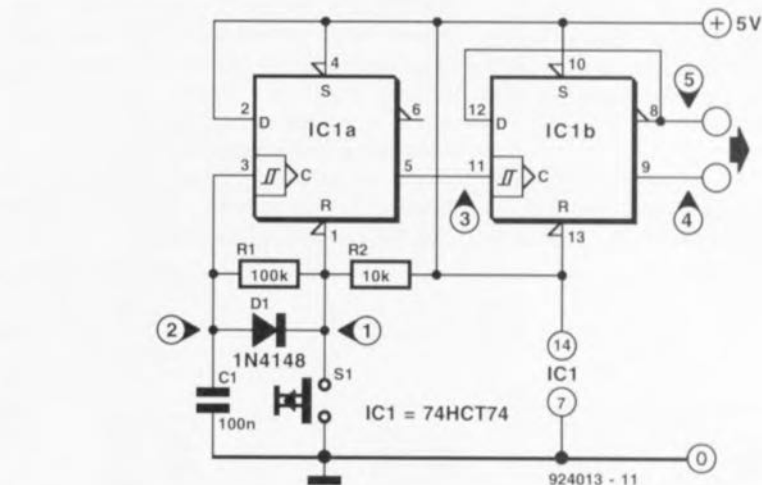
COMMUTATEUR ANTI-REBONDS À 1 CIRCUIT

On peut réaliser, en faisant appel aux 2 bascules D d'un 74HCT74 et à 5 autres composants externes, une touche remplissant une fonction de commutateur, se caractérisant par l'absence totale de rebonds.

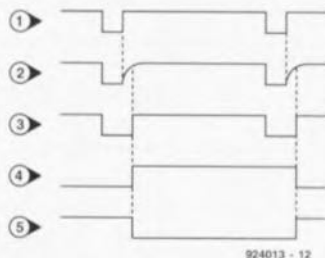
IC1b constitue ici l'élément de commutation. La sortie $\bar{Q}$ de cette bascule est reliée à son entrée D, ce qui fait que les sorties Q et $\bar{Q}$ changent de niveau chaque fois qu'un flanc montant arrive à l'entrée d'horloge. Dans ce montage, IC1a fait office **et** de générateur d'impulsions **et** de dispositif anti-rebonds.

La touche S1 est prise directement entre l'entrée de remise à zéro de cette bascule et la masse. De par la présence de la résistance R2, la sortie $\bar{R}$ se trouve en général au niveau haut. Si l'on appuie sur la touche S1, la bascule est remise à zéro. L'entrée d'horloge de IC1a est reliée, elle aussi, à travers un petit réseau RC (R1/C1), à la touche S1. Si les contacts de S1 se ferment, le condensateur C1 se décharge rapidement à travers la diode D1. Après un relâchement des contacts, le rétablissement de la tension aux bornes de C1 prend, jusqu'à ce qu'elle atteigne le niveau "haut", un certain temps.

Dans la situation de départ, la sortie Q de IC1b se trouve au niveau bas et la sortie $\bar{Q}$ au niveau haut. La sortie Q de IC1a présente également un niveau haut. Si l'on appuie maintenant sur la touche S1, la bascule IC1a est remise immédiate-



ment à zéro et sa sortie Q passe au niveau bas. Simultanément l'entrée d'horloge de IC1a passe au niveau bas. Après le relâchement de S1, l'état de remise à zéro de IC1a est instantanément annulé.



Sachant que le condensateur C1 se recharge maintenant à travers la résistance R1, il faut patienter un court instant avant que la tension à ses bornes n'ait retrouvé une valeur de quelques volts. Ce n'est qu'alors que l'entrée d'horloge de IC1a considérera cette tension comme un flanc montant et que le « 1 », présent sur sa sortie D sera décalé vers sa sortie Q. IC1b réagit ensuite par le changement des niveaux logiques présents à ses sorties.

**Elektor sur votre
Minitel
3615
+
Elektor**



FILTRE DE BANDE À RÉINJECTION ADDITIONNELLE

Une caractéristique importante d'un filtre de bande est le facteur de forme. Cette grandeur indique le rapport entre la bande passante du filtre et la bande passante à une atténuation minimale souhaitée. Dans le cas d'un filtre de fréquences pour le médium, le facteur de forme, FF, répond, en règle générale, à la formule suivante :

$$FF = \frac{B_{p(-60 \text{ dB})}}{B_{p(-6 \text{ dB})}}$$

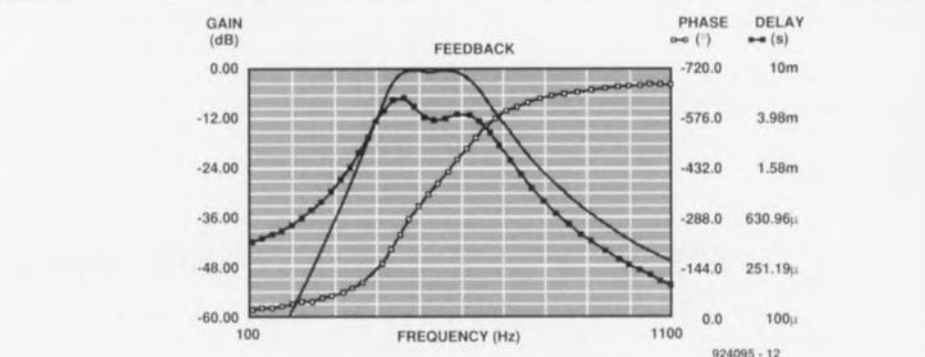
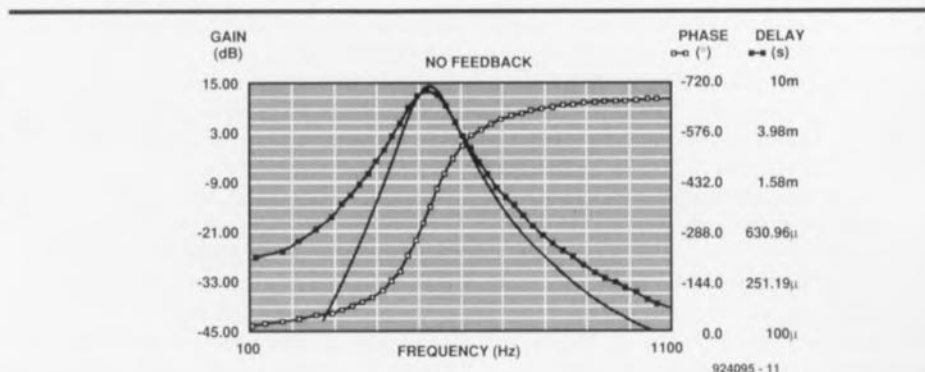
Pour les filtres des graves on utilise souvent l'équation suivante :

$$FF = \frac{B_{p(-40 \text{ dB})}}{B_{p(-3 \text{ dB})}}$$

Le délai de groupe, qui détermine les caractéristiques du traitement des signaux impulsionnels et les salves de sinusoïdes, est une autre grandeur très importante. Il faut, pour garantir un transfert sans le moindre problème de ces signaux, que le délai de groupe soit constant à l'intérieur de la bande passante.

Le filtre actif, avec contre-réaction locale pour chaque section de second ordre (*multiple feedback filter*), ne répond pas toujours aux exigences mentionnées plus haut. L'une des astuces les plus utilisées dans le monde de l'électronique est sans doute la « réinjection ».

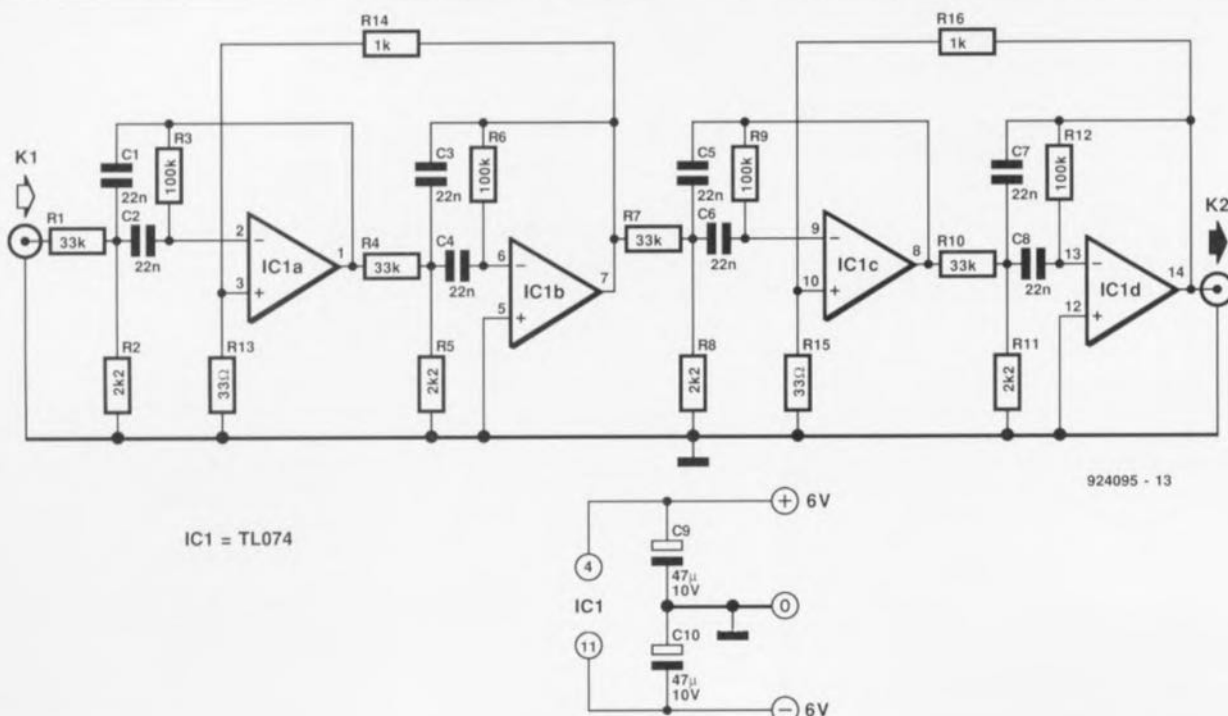
Il est facile, avec ce circuit, de remarquer quel est le résultat de cette réinjection. Le diagramme « NO FEEDBACK » montre la



réponse en fréquence du circuit en l'absence des résistances R14 et R16 (c'est-à-dire sans réinjection donc). On obtient alors une bande passante de 50 Hz à -3 dB et de 450 Hz à -40 dB, résultant en un facteur de forme de 9. Avec réinjection (diagramme « FEEDBACK ») le filtre a une bande passante de 200 Hz à -3 dB et de 660 Hz à -40 dB.

Dans ces conditions le facteur de forme est de 3,3 !

À l'intérieur de la bande passante le délai de groupe est constant dans des limites tout à fait acceptables. Un filtre de bande avec réinjection supplémentaire est donc capable de fournir des résultats qui sont meilleurs que ceux obtenus à l'aide d'un filtre de bande de conception classique.





CONVERTISSEUR 220 VERS 110 V

C'est dans les magasins de surplus en particulier que l'on découvre de temps à autre des appareils conçus pour une tension secteur de 110 V (50 ou 60 Hz) par exemple et donc inutilisables sur notre réseau secteur de 220 V. Si tant est que l'appareil en question constitue une charge purement ohmique (une chauffe-rette électrique, un fer à souder, un four à émail, etc), le **convertisseur 220 vers 110 V** objet de cet article pourra remédier à la situation.

Il s'agit en fait d'un gradateur réglé de telle façon que sa tension de sortie ait une valeur efficace de 110 V. On pourra bien entendu adopter une valeur de tension de sortie différente; il suffira pour cela de modifier la valeur d'une petite résistance. Si l'on veut obtenir une tension ayant une valeur efficace de 110 V aux bornes de la charge, il faut que l'angle de phase auquel se fait l'amorçage du triac soit de 110° environ. Il n'est pas certain, si l'on respecte le dimensionnement du schéma, que cette valeur soit atteinte, sachant en effet que la tolérance des composants utilisés peut avoir une influence sur l'angle de phase, ce qui se traduira par une tension efficace inférieure ou supérieure aux 110 V recherchés. On vérifiera donc

la valeur de la tension efficace régnant aux bornes de la charge.

Il ne faudra pas oublier, à ce moment-là, que le montage est en contact direct avec la tension du secteur et être conscient des précautions à prendre.

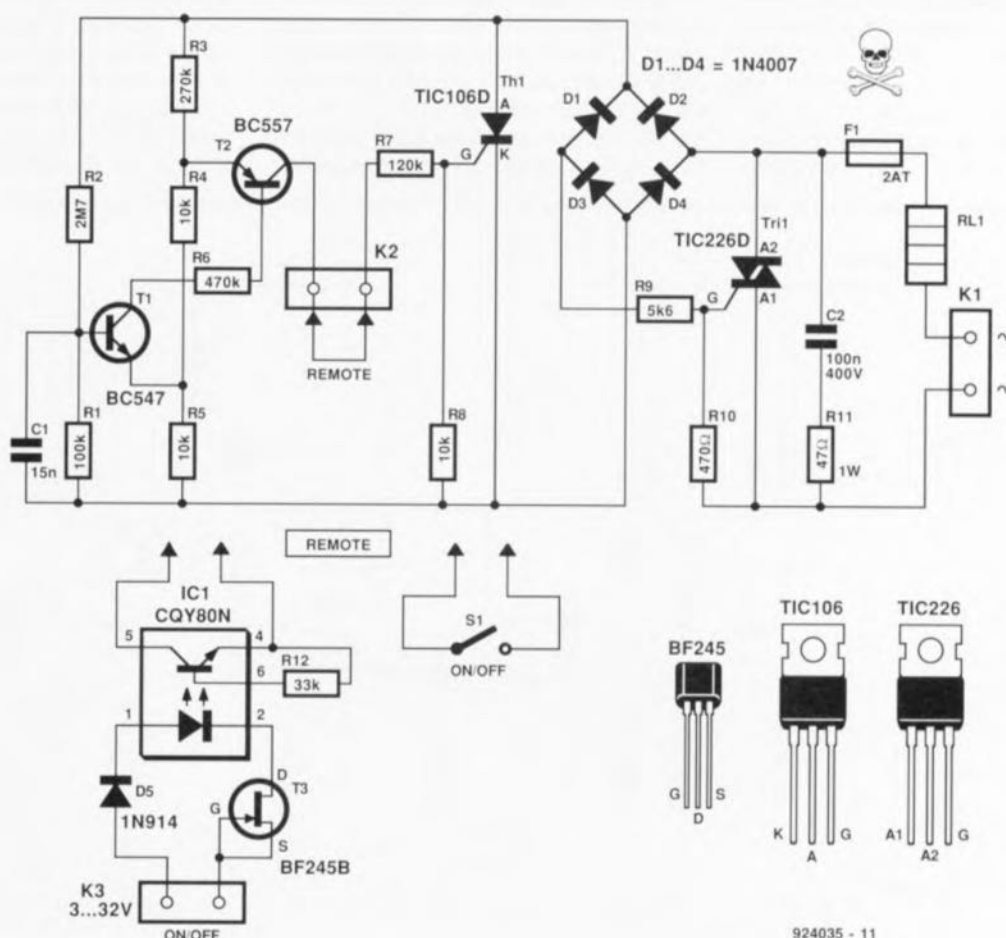
Il n'est pas possible, de ce fait, de vérifier, sans autre prédisposition, l'angle de phase à l'aide d'un oscilloscope et cela en toute sécurité. La solution la plus sûre et la plus précise consiste à faire appel à un multimètre placé sur son calibre de voltmètre de valeur efficace vraie (*true RMS*) pour mesurer la valeur de la tension aux bornes de la charge. Ce type d'instrument est capable de fournir la valeur efficace d'une tension même si elle n'est pas sinusoïdale. Si la tension mesurée est différente de la valeur requise, on modifiera en conséquence la valeur de la résistance R2.

Il existe, si l'on ne peut pas disposer de l'instrument évoqué tout juste, une autre technique, plus primitive il est vrai, pour procéder à l'étalonnage requis. On utilisera comme charge une ampoule à incandescence de 5 W/220 V que l'on positionnera à proximité d'un thermomètre.

On branche le convertisseur et on lit la valeur affichée par le thermomètre lorsque la température se sera stabilisée (on augmentera quelque peu, en cas de risque de dépassement du domaine du thermomètre, la distance entre l'ampoule et cet instrument).

On fera bien attention à ne pas modifier la position de ces 2 éléments lorsque l'on mettra, en série avec la première ampoule, une seconde ampoule 5 W/220 V. Après avoir laissé le temps à la première ampoule de retrouver la température de l'air ambiant — les 2 ampoules se trouvent donc à la même température — on connectera ensuite cette paire d'ampoules montées en série au secteur. Chacune des 2 ampoules fonctionne alors sous 110 V (tension sinusoïdale dont on pourra vérifier la valeur à l'aide d'un voltmètre alternatif standard). Si, au bout d'un certain temps, le thermomètre indique la même valeur que celle relevée auparavant c'est que la tension efficace fournie par le convertisseur est bien de 110 V.

On pourra, le cas échéant, réaliser une télécommande « marche/arrêt » de ce convertisseur. Cette télécommande prend la forme d'un interrupteur prévu pour le secteur que l'on connecte directement



aux points « REMOTE », auquel cas le pont de câblage sur K2 disparaît. On peut également envisager la mise en, et hors, fonction du circuit, et éventuellement à distance également, à l'aide d'une tension comprise entre 3 et 32 V. C'est la solution représentée par le petit appendice de schéma en bas à gauche.

Cette approche garantit une isolation galvanique entre le convertisseur et la tension de commutation assurant la fonction « marche/arrêt ».

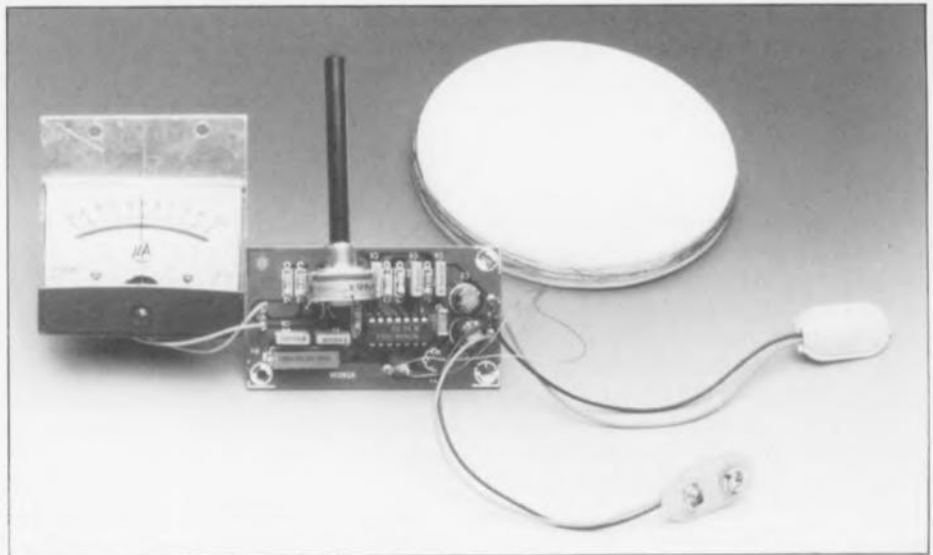
Le triac du schéma, un TIC226, permet au convertisseur de fournir un courant de 2 A; si l'on prend la précaution de le do-

ter d'un radiateur il pourra supporter jusqu'à 4 A. La tension du secteur sera appliquée au bornier K1, la charge RL1 étant elle prise, comme l'illustre le schéma, entre l'un des contacts de K1 et le fusible F1.

J. v.d. Berghe

DÉTECTEUR DE MÉTAUX

Ce détecteur vous aidera à trouver des objets d'assez bonne taille constitués de matériau à perméabilité relativement élevée. Il indique également si l'objet magnétique se trouvant dans la zone couverte par la bobine de détection possède de bonnes ou de mauvaises propriétés de conductivité. Les ferrites à base d'oxydes métalliques sont un exemple de matériau associant de bonnes propriétés magnétiques à une isolation électrique relativement élevée. Ce détecteur n'est pas destiné à la chasse aux pièces, fonction pour laquelle il manque de sensibilité. D'autres objets plus « exotiques » tels que (gros morceaux de) bombes et autres trésors oubliés par les pirates... sont eux localisables avec une bonne fiabilité.

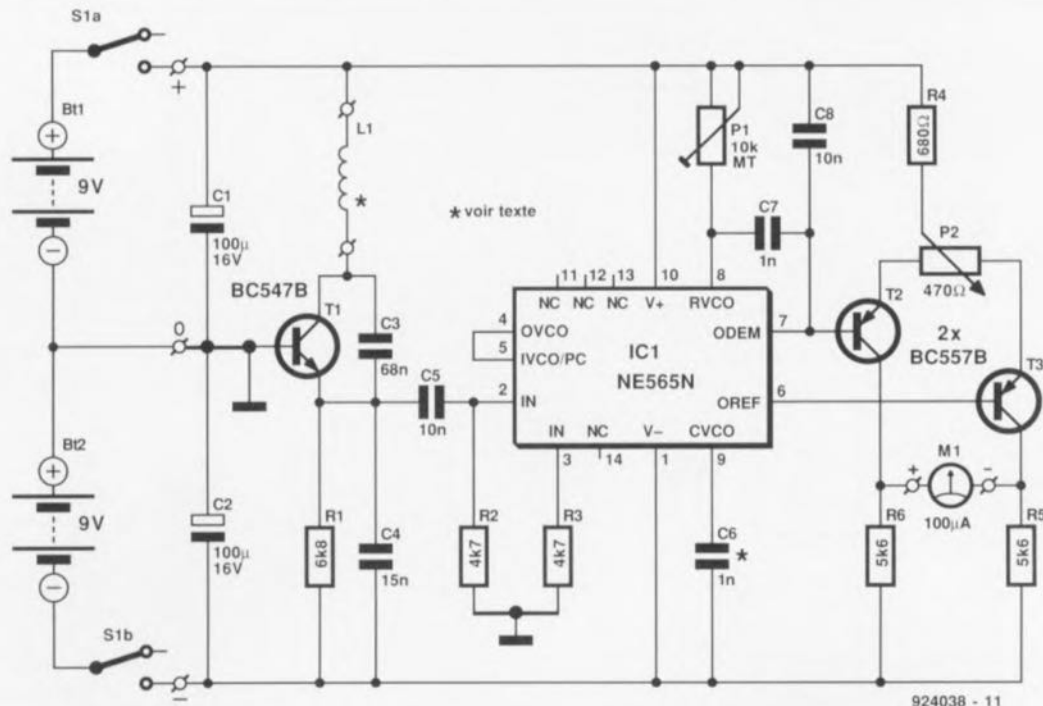


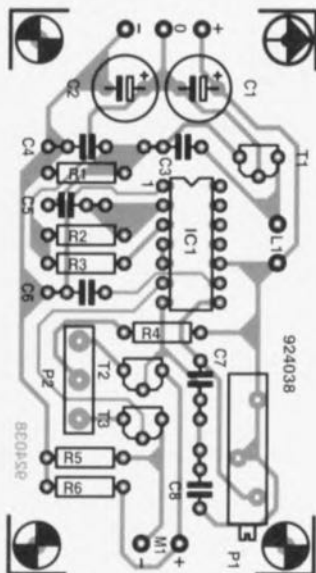
Le détecteur de métaux possède une alimentation symétrique faisant appel à une paire de piles compactes de 9 V dont il draine un courant de l'ordre de 15 mA. La bobine de détection, L1, fait partie d'un oscillateur sinusoïdal centré sur le transistor T1. Normalement, la fréquence centrale du VCO (*Voltage Controlled Oscil-*

lator = oscillateur commandé en tension) faisant partie de la PLL (**Phase Locked Loop** = boucle à verrouillage de phase) intégrée dans IC1 est égale à la fréquence d'oscillation de T1.

La situation change lorsqu'un objet métallique (ferro-métallique ou non-ferro-mé-

tallique) entre dans le champ induit par la alors désaccordé et la différence de tension entre les broches 6 et 7 de IC1 indique la différence entre la fréquence de l'oscillateur sinusoïdal et celle du VCO. Cette différence se traduit par un débattebobine L1. L'oscillateur sinusoïdal est





Liste des composants

Résistances :

R1 = 6k Ω
 R2, R3 = 4k Ω
 R4 = 680 Ω
 R5, R6 = 5k Ω
 P1 = ajus. 10 k Ω multitour
 P2 = 470 Ω lin

Condensateurs :

C1, C2 = 100 μ F/16 V radial
 C3 = 68 nF
 C4 = 15 nF
 C5, C8 = 10 nF
 C6, C7 = 1 nF

Semi-conducteurs :

T1 = BC547B
 T2, T3 = BC557B
 IC1 = NE565N

Bobines :

L1 = voir texte pour le détail

Divers :

S1 = inverseur miniature bipolaire
 Bt1, Bt2 = pile compacte 9 V avec clip de connexion
 M1 = galvanomètre à bobine mobile à zéro central $\pm 50 \mu$ A

ment du galvanomètre à bobine mobile, M1. Le débattement de l'aiguille donne une indication de la variation de fréquence, alors que son sens de déplacement dépend du type de matériau détecté par la bobine. Le galvanomètre utilisé ici est du type 100 μ A à zéro central.

La bobine est constituée de 40 spires de fil de cuivre émaillé montées sur une forme de plastique de 10 cm de diamètre environ (voir les photographies). L'inductance ainsi obtenue force l'oscillateur sinusoïdal à travailler à une fréquence pratiquement égale à celle du VCO de la PLL.

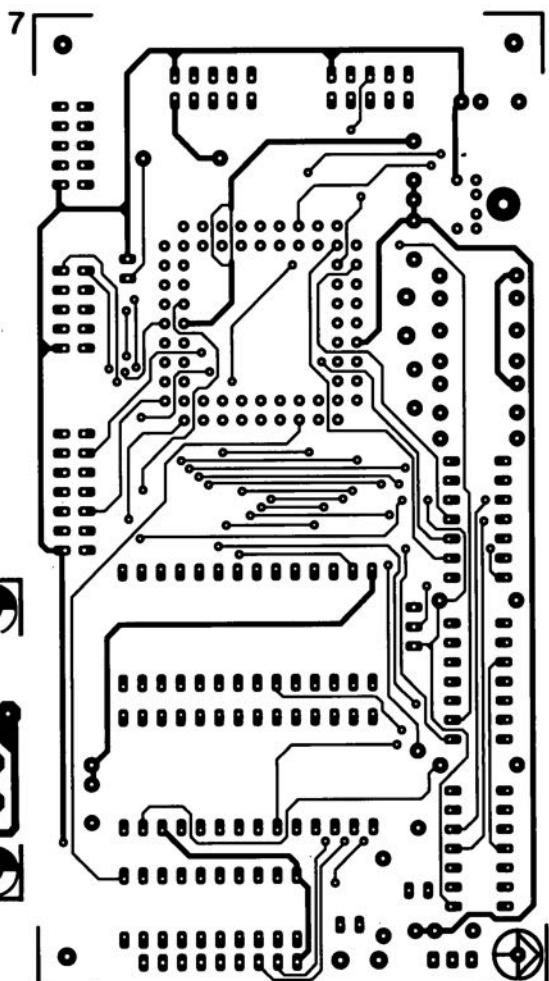
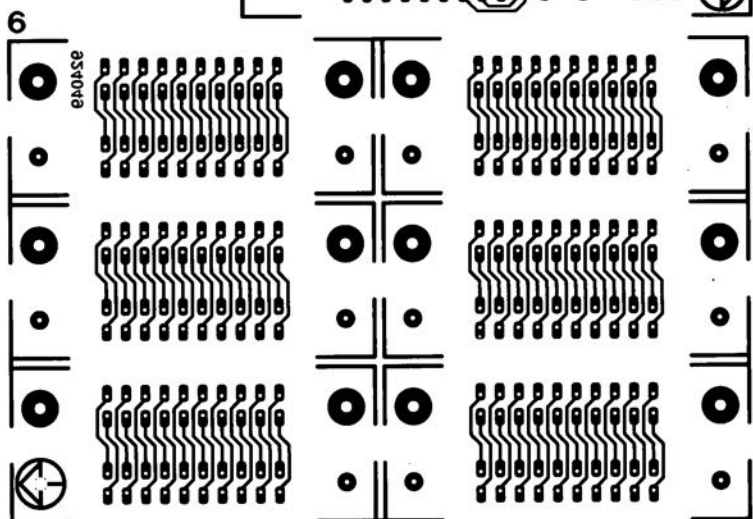
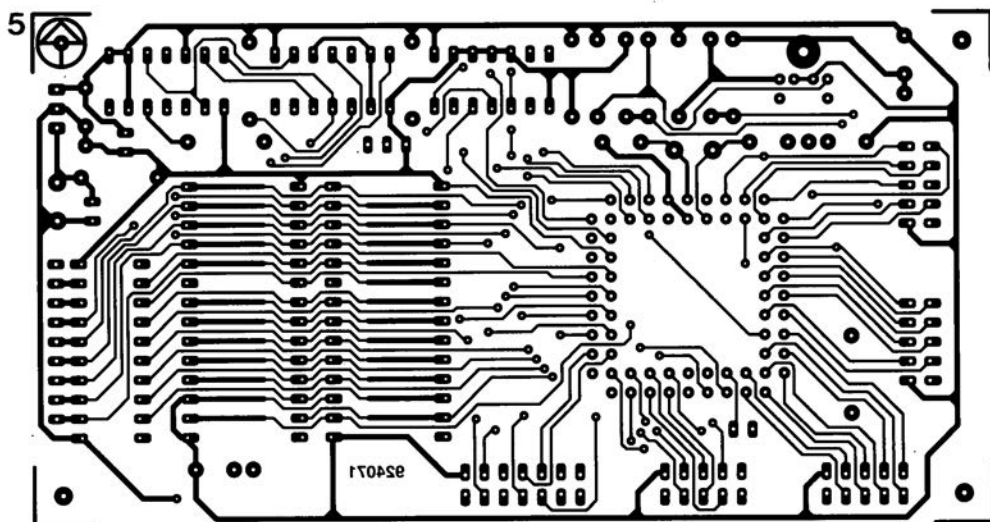
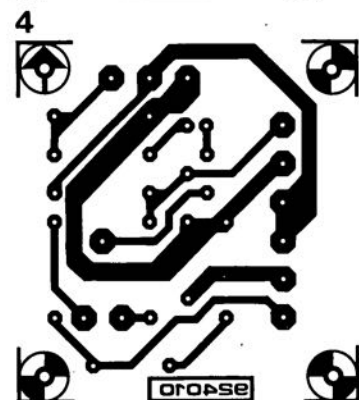
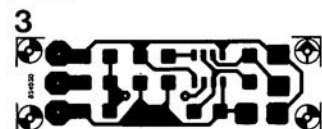
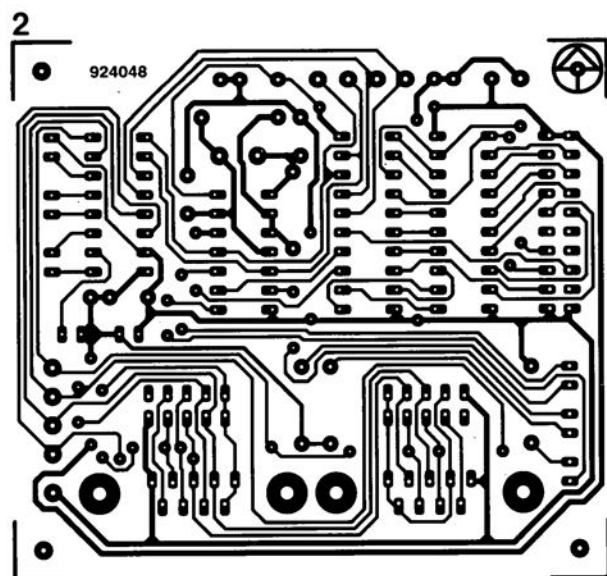
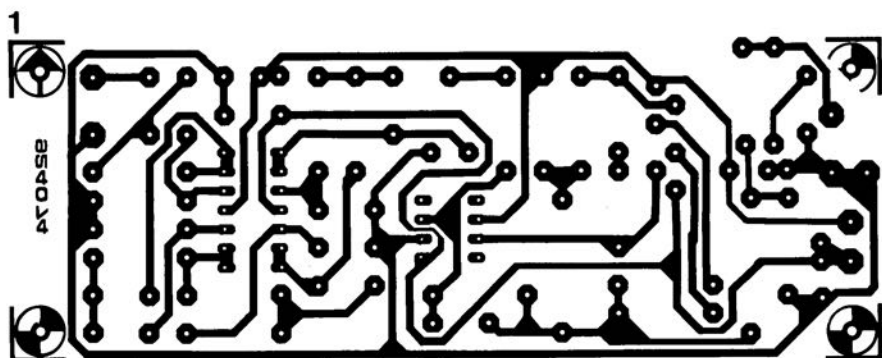
On utilisera un oscilloscope pour vérifier que la broche 2 de IC1 fournit bien un signal sinusoïdal ayant une fréquence de l'ordre de 75 kHz. On joue ensuite sur la position de l'ajustable P1 jusqu'à ce que les flancs du signal rectangulaire présent à la broche 4 coïncident avec les crêtes positives du signal sinusoïdal de la broche 2. Il reste à jouer sur le potentiomètre P2 pour amener l'aiguille du galvanomètre face au repère central. Comme le réglage du point zéro a tendance à dériver quelque peu lorsque la tension des piles diminue, il sera nécessaire, de temps à autres, de refaire la remise à zéro de l'aiguille du galvanomètre.

K. Kraus

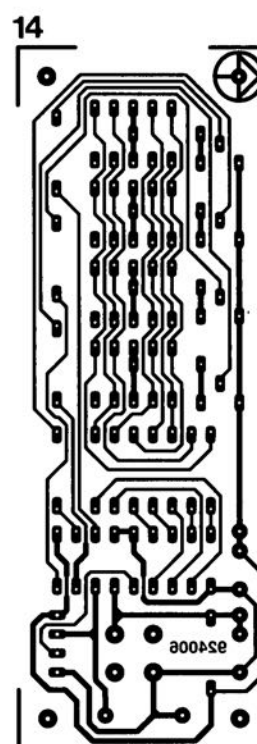
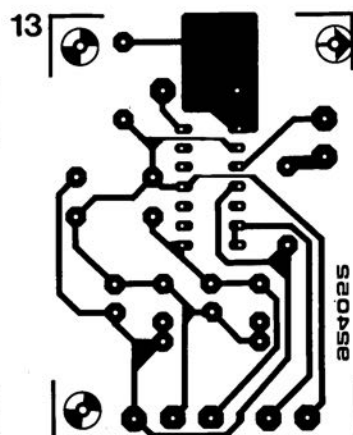
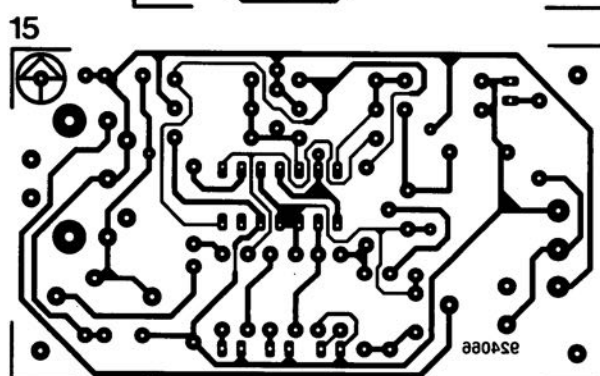
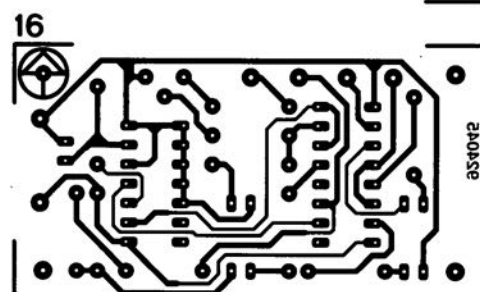
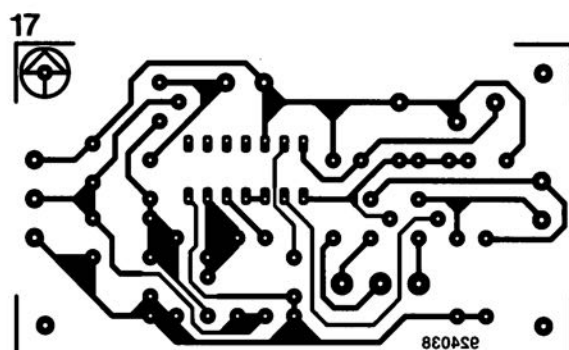
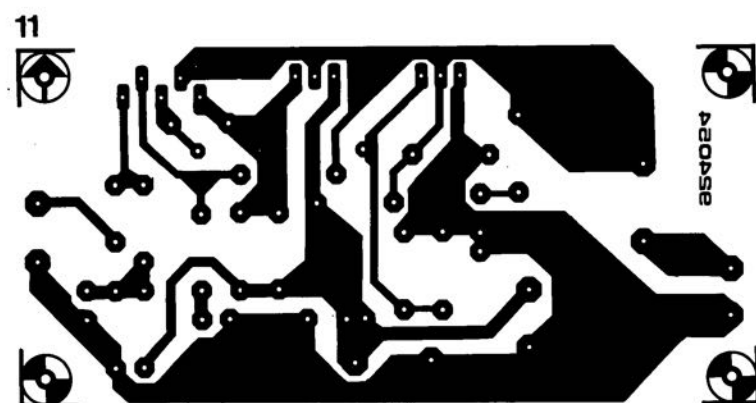
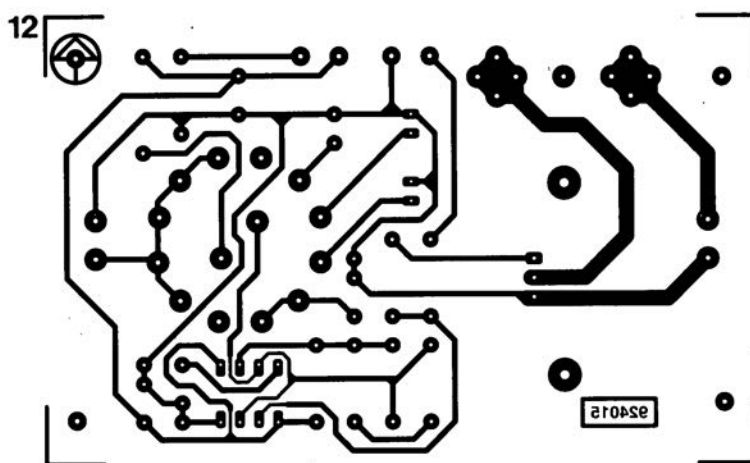
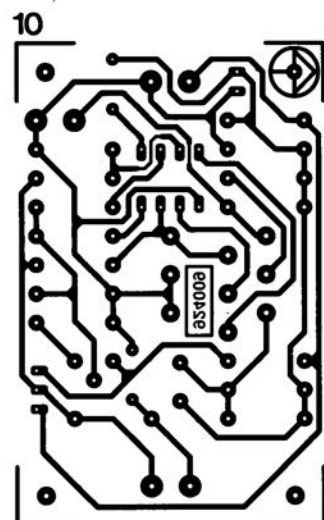
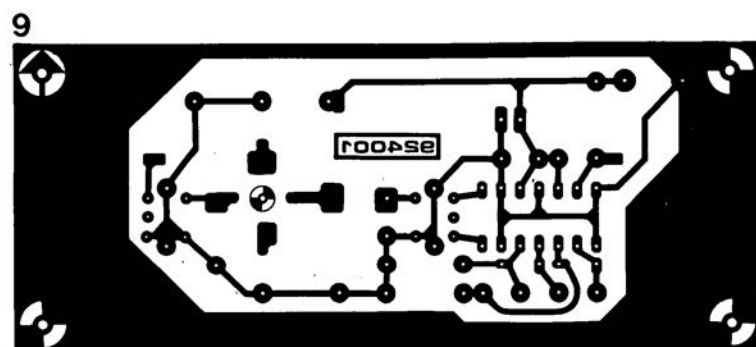
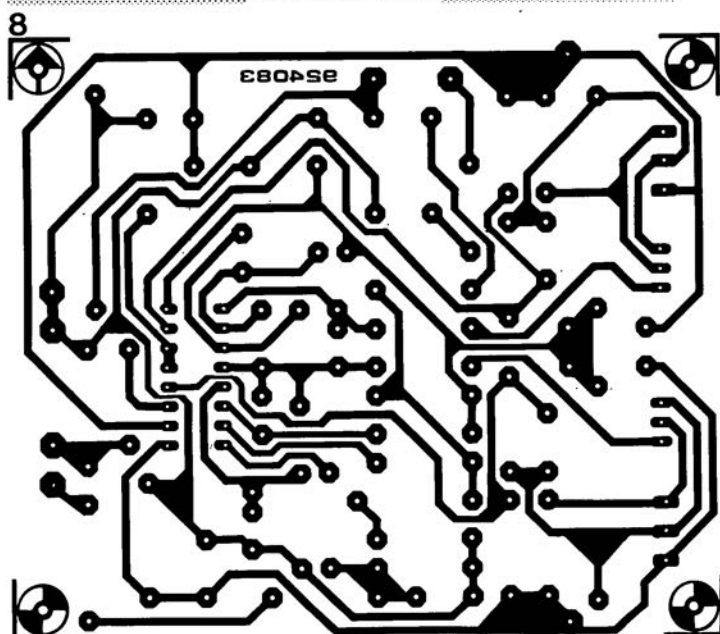


SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



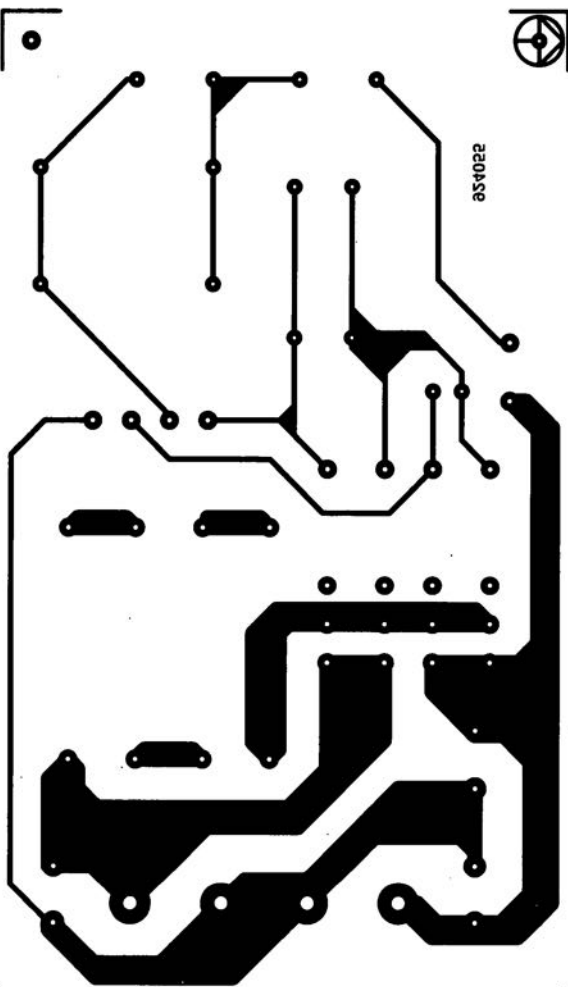
SERVICE



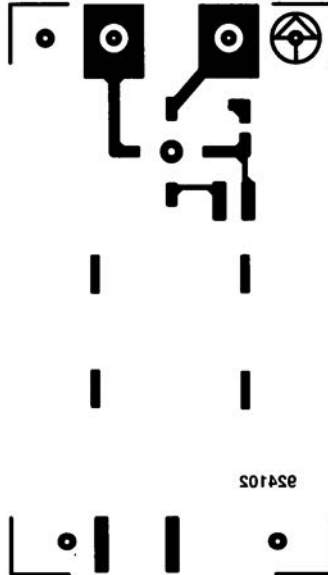
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

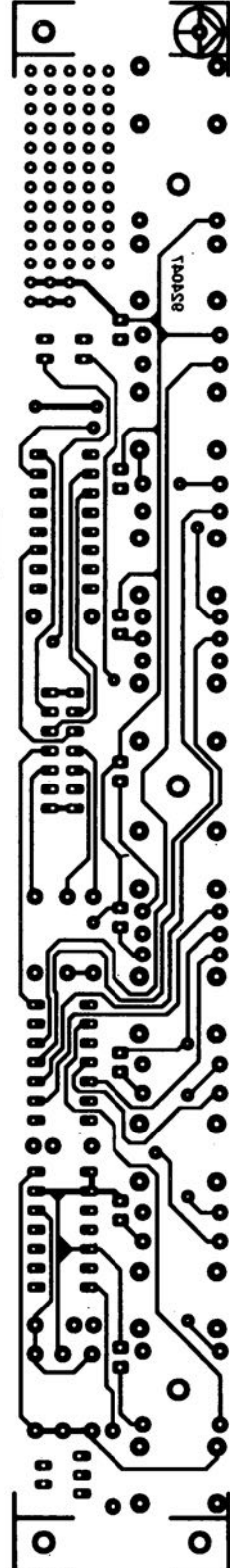
18



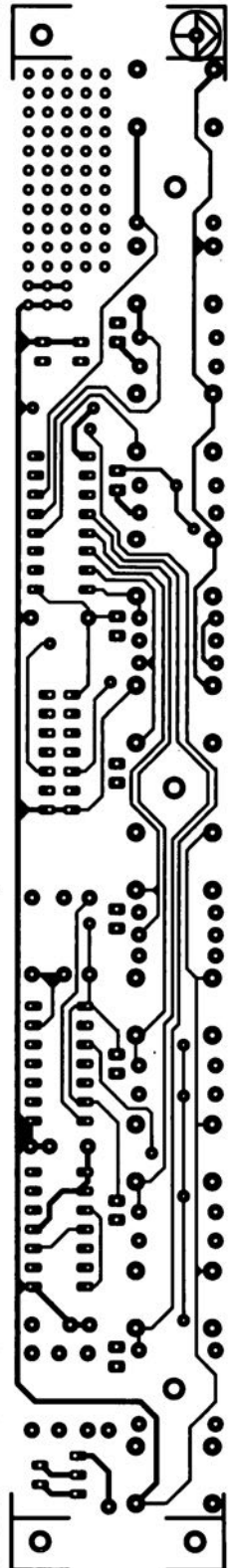
23



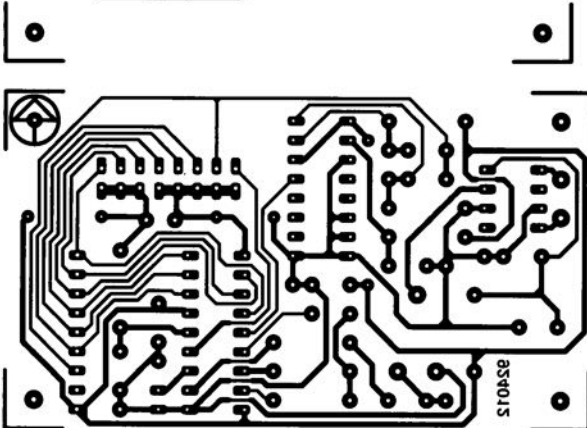
24



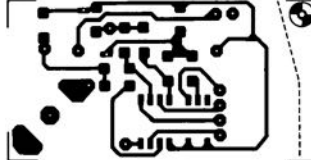
25



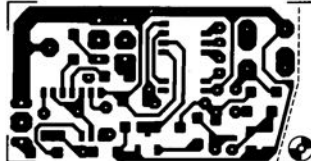
19



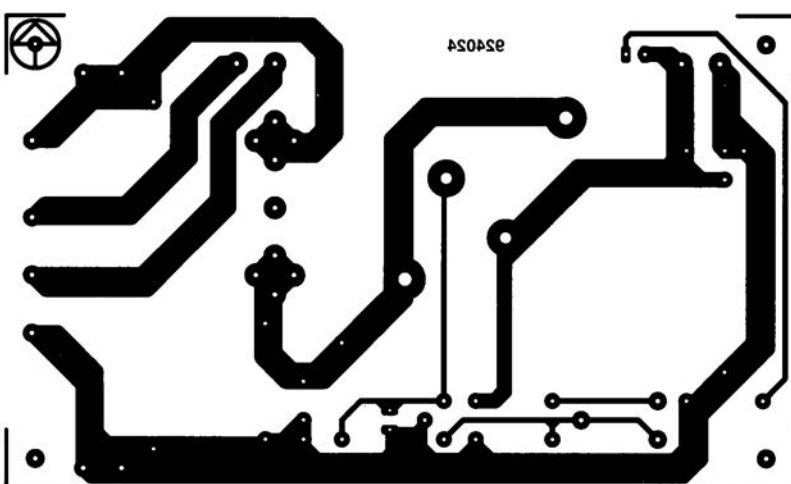
22



21



20





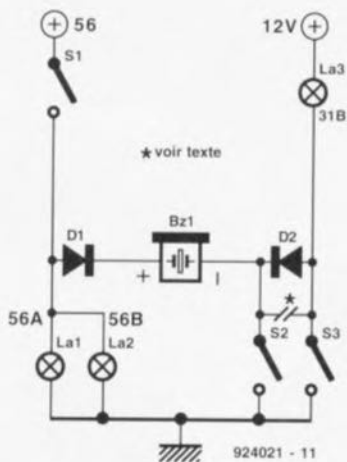
INDICATEUR D'OUBLI DES FEUX

Il existe encore, en ces temps d'automobiles ultra-sophistiquées, des voitures qui ne disposent pas d'une signalisation acoustique indiquant au conducteur qu'il n'a pas pensé à couper tous les feux du véhicule lorsqu'il se décide à le quitter. Peut-être êtes-vous l'un de ces conducteurs s'étant un jour retrouvé devant une voiture à la batterie « à plat » parce qu'il avait oublié de couper les feux de code. « Ah si seulement j'avais eu un indicateur d'oubli des feux » aura peut-être été votre (dernier) soupir.

Nous vous proposons ici la version la plus simple que l'on puisse imaginer d'un tel dispositif de signalisation, système dont le montage est à la portée de tout lecteur d'Elektor, même s'il n'est pas garagiste ou mécanicien diplômé.

Les composants nécessaires à cette réalisation sont une diode et un résonateur (buzzer). L'anode de la diode D1 est reliée à l'une de bornes fournissant la tension servant à l'éclairage du véhicule, sa cathode étant reliée elle résonateur. L'autre borne du résonateur est connectée à la ligne du contact de feuillure de porte,

comme dit si joliment le guide technique de la R18 de Renault, à la borne (31B, la dénomination varie d'une notice technique à l'autre) du plafonnier par exemple. Et voilà, il vous aura fallu moins de temps pour implanter l'électronique sur votre véhicule qu'il ne vous en aura fallu pour lire et comprendre ce paragraphe.



« À partir de dorénavant » on aura émission d'un signal sonore dès l'ouverture d'une porte si l'on n'a pas pris la précaution auparavant de couper l'éclairage de la voiture. La fermeture de la porte arrête le signal d'avertissement. Cette solution a malheureusement l'inconvénient de produire un signal acoustique lorsque l'on ouvre la portière côté passager. Si l'on se « fend » d'une seconde diode, D2, on pourra remédier à cette situation et l'on aura ainsi installé la version de luxe faisant l'objet du schéma joint.

Le circuit ne fonctionne bien évidemment qu'avec des voitures sur lesquelles le contact de feuillure de porte relie, comme l'illustre le schéma, le plafonnier à la masse. Rassurez-vous, il s'agit de la très grande majorité des véhicules sous nos latitudes (exception faite, évidemment direz-vous, d'un certain nombre de véhicules d'outre-Manche, mais là-bas aussi les temps changent).

On utilisera, pour D1, une diode de 1 A (1N4001 par exemple), D2 devant elle être du type 3 A (1N5401 par exemple).

E. Tienken



TESTEUR DE CONTINUITÉ

Ce testeur de continuité pourra rendre d'éminents services lorsque l'on voudra vérifier les pistes et les connexions d'un circuit imprimé. Un signal acoustique indique qu'une connexion dont on touche les 2 extrémités est bonne ; l'absence de signal sonore signifie qu'il n'y a pas de continuité électrique entre les points que « désignent » les 2 pointes de touche. Il n'est plus nécessaire de regarder l'affichage numérique ou le galvanomètre de son multimètre positionné sur le calibre ohmmètre pour vérifier que les points testés sont bien en contact l'un avec l'autre. Il suffit en effet d'écouter sans avoir à quitter des yeux le circuit imprimé en cours d'examen.

La tension utilisée, présente entre les pointes de touche, est de 80 mV environ. S'il est vrai que cette valeur très faible ne vous permettra pas de tester des diodes, elle a du moins l'avantage de ne pas faire courir de risque aux composants lors du test.

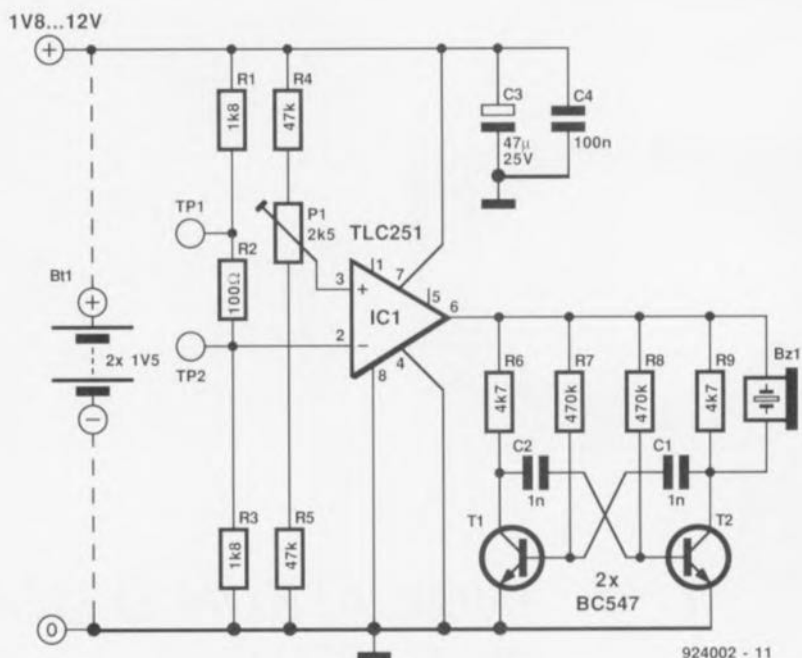
Le circuit se compose d'un comparateur, réalisé à l'aide du circuit intégré IC1, et d'un multivibrateur astable, centré lui sur les 2 transistors T1 et T2. À une tension d'alimentation de 3 V, la fréquence d'oscillation du multivibrateur se situe à 1 250 Hz environ. Un résonateur piézo-électrique (modèle pour tension alternative) se charge de la génération d'un signal sonore parfaitement audible. Le multivibrateur entre en action si la sortie (broche 6) de IC1 prend un niveau haut, ce qui est le cas dès que l'impédance de la

liaison entre les pointes de touches TP1 et TP2 devient inférieure à la valeur de référence, définie à l'aide de l'ajustable P1. Il est recommandé d'alimenter le testeur de continuité à l'aide de 2 piles de 1,5 V montées en série, de sorte que l'on dispose d'une tension d'alimentation de 3 V. La valeur maximale admissible de la tension d'alimentation est de 12 V. Il se peut qu'avec une tension aussi forte, la fréquence du signal appliqué au résonateur

soit trop élevée. Il faudra, si cela est le cas, remplacer C1 et C2 par 2 condensateurs de capacité plus importante. Si l'on envisage d'utiliser pour IC1 un TLC271C (au lieu du TLC251 prévu) la tension d'alimentation minimale est de 3 V.

Alimenté en 3 V, le testeur de continuité consomme quelque 1,4 mA.

C. Sanjay



924002 - 11

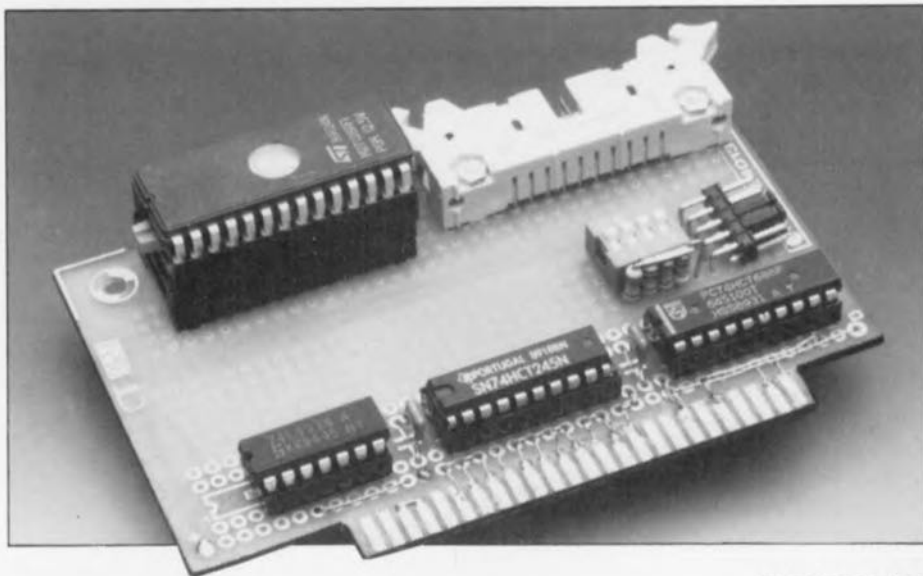


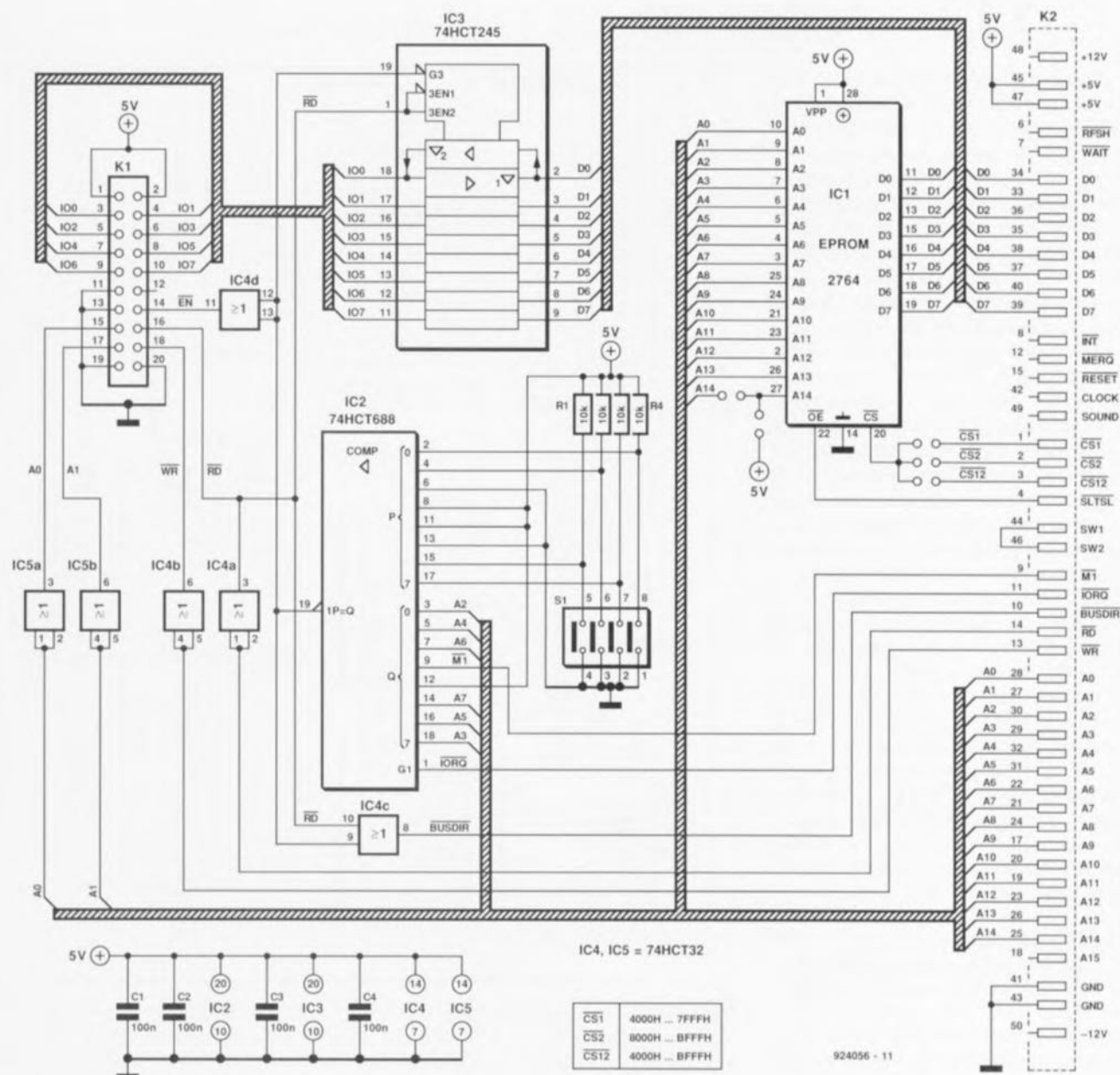
BUS D'EXTENSION UNIVERSEL POUR MSX

Nous avons décrit un certain nombre d'extensions pour la **carte de bus universel** (n°155, mai 1991), telles que l'**interface de codage temporel**, une **carte à relais**; nous vous proposerons très bientôt une **carte à opto-coupleurs** pour cette même carte de bus.

Elle mérite bien l'adjectif d'universel, à un point tel d'ailleurs qu'il n'y a pas de raison de confiner son utilisation au monde du PC d'IBM et consorts (MS-DOS). Nous vous présentons ici une variante de ce bus pour les ordinateurs du type MSX. Ce bus est en outre prévu pour recevoir une EPROM dans laquelle on pourra, par exemple, programmer une application personnelle.

Le décodage d'adresse est l'affaire de IC2. La carte de bus universelle a 4





adresses à sa disposition sur le connecteur K1. L'adresse la plus élevée qu'un ordinateur MSX ait à sa disposition pour une utilisation externe est 03F_{HEX} (A6 = 0, A7 = 0). Il nous reste donc 4 adresses, A2 à A5, pour définir l'adresse de base du bus d'extension, définition effectuée à l'aide du quadruple interrupteur DIL S1. Il existe 16 possibilités (l'adresse de base correspond à 4 fois la valeur définie à l'aide de S1, les 2 premières lignes d'adresses, A0 et A1, étant sautées). Si donc on opte sur S1 pour la combinaison de gauche à droite OFF OFF ON ON, soit 12₁₀, cela correspond à l'adresse de base 48₁₀.

IC3, un tampon classique, sert à ... tamponner, bien évidemment, le bus de données en mode bidirectionnel (dans les 2 sens donc), IC4 et IC5 tamponnant eux les lignes de commande vers le connecteur K1.

Si l'on n'a que faire de l'option EPROM, il n'est pas nécessaire d'implanter IC1. Si l'on décide d'en utiliser une, on pourra définir son adresse par la mise en place de quelques cavaliers (voir **tableau 1**). L'adresse à choisir dépend de l'application concernée. Nous vous renvoyons à la littérature MSX consacrée au sujet.

Une dernière remarque concernant la broche 27 de IC1. Il faut, s'il s'agit d'une EPROM du type 27128, que cette broche se trouve au +5 V de l'alimentation, dans le cas d'une EPROM du type 27256,

cette ligne représente la lignes d'adresse A14. Un cavalier a vite permis de faire le bon choix.

La réalisation du montage fera appel à un morceau de platine d'exploitation à pastilles dotée d'un connecteur enfichable. On pourra également, comme nous l'avons fait ici, modifier un exemplaire de la **carte d'extension pour tous ordinateurs** décrite dans le n°121/122 (Hors-Gabarit '88) dont on retrouve le dessin des pistes en page 27 de ce numéro (ce circuit imprimé n'est malheureusement plus disponible tout fait).

	Adresse de mémoire	Type d'EPROM
CS1	04000 _{HEX} - 07FFF _{HEX}	27128
CS2	08000 _{HEX} - 0BFFF _{HEX}	27128
CS12	04000 _{HEX} - 0BFFF _{HEX}	27256



HORLOGE PARLANTE POUR I²C

OKI Semiconductor fabrique toute une série de circuits intégrés (MSM6372 à MSM6375) capables de reproduire les échantillons de parole (ou de tout autre son) stockés dans leur mémoire interne (ROM). Selon le type de circuit concerné, la taille de cette mémoire va de 128 à 1 024 Koctets. De même, en fonction de la taille de la mémoire disponible et de la fréquence d'échantillonnage (4, 6,4 ou 8 kHz), la durée totale du « message » stocké peut aller de 4 à 64 s. La durée disponible peut être découpée en un maximum de 111 fragments (mots) adressables séparément. La reproduction de la parole stockée dans le circuit se fait par l'intermédiaire d'un convertisseur A/N (Analogique/Numérique) à 12 bits et un filtre passe-bas du quatrième ordre. Le fabricant met dans la ROM à programmation par masque les mots demandés par le client en fonction de l'application envisagée. OKI propose, à titre d'exemple, une paire de circuits qui comportent en ROM tous les mots (ou bribes de mots) pour pouvoir donner à tout moment du jour et de la nuit l'heure, en japonais et en anglais. Ayant eu quelques difficultés à lire le tableau d'adressage japonais (sans même parler de la compréhension des mots japonais prononcés par le circuit) nous nous contentons de vous proposer la version anglaise (MSM6374-007, comme James... Bond).

Le circuit dont vous trouvez ici le schéma sera connecté à la carte du **convertisseur A/N-N/A et E/S pour I²C** (Elektor n°164, février 1992, dont on pourra ne pas réaliser la partie A/N-N/A). Cette carte constitue l'interface entre le bus I²C et le circuit de synthèse de la parole, IC2. Ce circuit est relié à la carte d'E/S I²C par l'intermédiaire du connecteur K1. Les entrées I0 à I6 servent à définir le mot que l'on veut entendre prononcer. Sachant que la ROM du dit circuit ne comporte de mots qu'aux adresses auxquelles la ligne I3 est à zéro, nous avons forcée cette ligne directement à la masse. Ceci nous arrange bien d'ailleurs puisqu'il nous reste ainsi 2 des 8 bits d'E/S disponibles que nous utiliserons pour le lancement des mots et le suivi de leur déroulement temporel. Ces bits sont reliés à l'entrée ST (**ST**art) et à la sortie NAR (**N**ext **A**dress **R**quest).

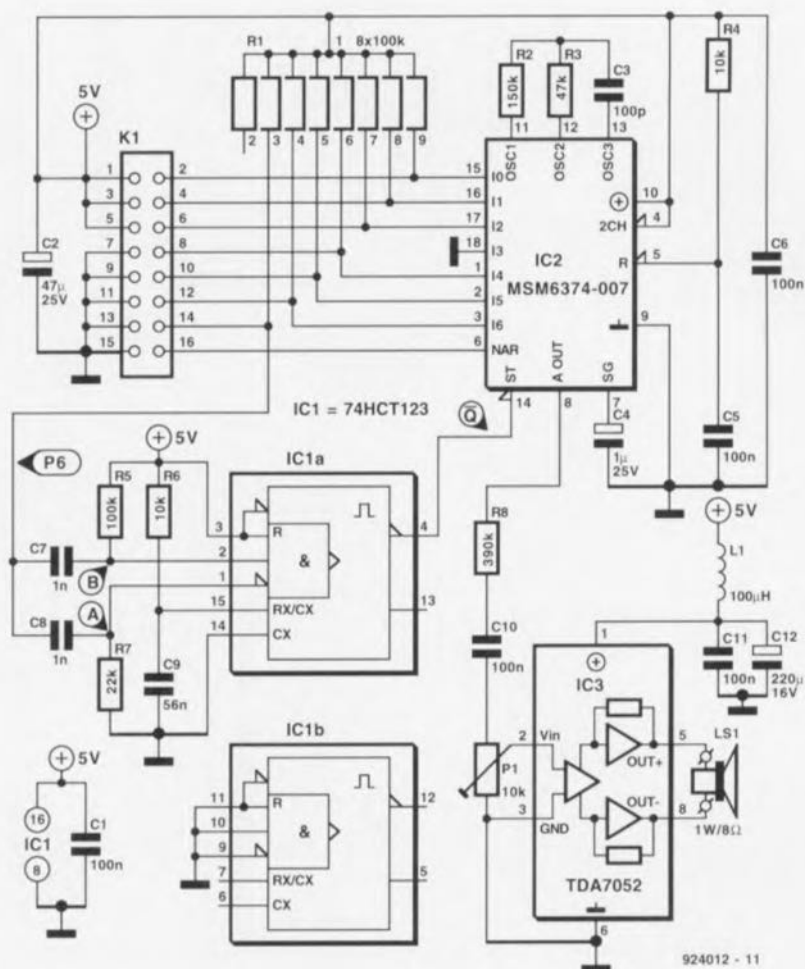
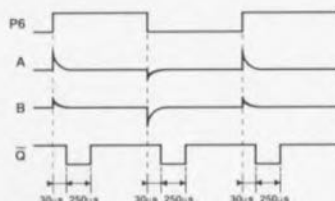
Voici un bref résumé de la chronologie des événements.

- Attendre que NAR soit au niveau haut,
- Fournir l'adresse,
- Attendre 10 μ s au minimum
- Mettre momentanément ST au niveau bas (longueur de l'impulsion comprise entre 0,35 et 350 μ s).

Dans la plupart des cas, le signal NAR in-

dique déjà à nouveau que l'on peut fournir l'adresse suivante, avant que la prononciation du mot concerné ne soit terminée. En envoyant dans ces conditions le mot (ou partie de mot) suivant, on obtient un ensemble à la prononciation bien liée.

Nous avons, de manière à simplifier la commande du synthétiseur, utilisé un monostable, IC1a, pour la génération de l'impulsion de début (ST) et non pas demandé au logiciel d'assurer cette opération. Le déclenchement de ce monostable est produit par le flanc montant ou descendant du signal ST (P6) qui arrive, via 2 réseaux de différenciation, R5/C7 et R7/C8, à l'entrée de déclenchement.



Le chronodiagramme de la **figure 2** permet de voir comme les choses se passent. À chaque fois que l'ordinateur écrit une donnée dans IC2, le logiciel inverse le bit P6. Il se passe encore une trentaine de microsecondes avant que ne commence l'impulsion de début dont la durée est de 250 μ s. L'ordinateur peut ainsi, par une unique écriture, lancer la prononciation d'un mot. Si l'on avait omis IC1a, l'ordinateur aurait été obligé de commencer par écrire l'adresse, puis après 10 μ s démarrer l'impulsion de début, pour, par une troisième écriture, terminer la dite impulsion.

Il nous faut un certain nombre de composants additionnels si l'on veut que IC2 puisse fonctionner comme il le faut. R2, R3 et C3 déterminent la fréquence de l'oscillateur. Aux valeurs indiquées, l'oscillateur travaille à 64 kHz, ce qui nous donne une fréquence d'échantillonnage de 6,4 kHz. La paire R4/C5 sert à l'initialisation à la mise sous tension (*Power up Reset*). C4 fait partie d'un filtre de sortie destiné à améliorer le rapport signal/bruit du produit. Le second canal dont dispose le circuit intégré permet de donner un

Tableau 1

Adresse	Mot	f _s [kHz]	Adresse	Mot	f _s [kHz]
00	—		40	O'CLOCK	6,4
01	ALARM	6,4	41	SIX-	6,4
02	SETTING	6,4	42	SEVEN-	6,4
03	ON	6,4	43	EIGHT-	6,4
04	OFF	6,4	44	NINE-	6,4
05	HOUR	6,4	45	TY-ONE	6,4
06	MINUTE	6,4	46	TY-TWO	6,4
07	SECOND	6,4	47	TY-THREE	6,4
08			48		
:			:		
0F			4F		
10	NINE	6,4	50	OH	6,4
11	TEN	6,4	51	FOR-	6,4
12	ELEVEN	6,4	43	TO GO	6,4
13	NINE	6,4	50	OH	6,4
14	ZERO-	6,4	55	NO SOUND 50 ms	6,4
15	TWEN-	6,4	55	NO SOUND 200 ms	6,4
16	THIR-	6,4	56	AM	6,4
17	FIF-	6,4	57	PM	6,4
18			58		
:			:		
1F			:		
20	TY-FOUR	6,4	:		
21	TY-FIVE	6,4	:		
22	TY-SIX	6,4	:		
23	TY-SEVEN	6,4	:		
24	TY-EIGHT	6,4	:		
25	TY-NINE	6,4	:		
26	-TY	6,4	:		
27	-TEEN	6,4	:		
28			58		
:			:		
2F			6F		
30	ONE	6,4	70	BEEP 2 kHz 0,064 s	6,4
31	TWO	6,4	71	BEEP 2 kHz 0,125 s	6,4
32	THREE	6,4	72	BEEP 2 kHz 0,25 s	6,4
33	FOUR	6,4	73	BEEP 2 kHz 0,5 s	6,4
34	FIVE	6,4	74	BEEP 1 kHz 0,064 s	6,4
35	SIX	6,4	75	BEEP 1 kHz 0,125 s	6,4
36	SEVEN	6,4	76	BEEP 1 kHz 0,25 s	6,4
37	EIGHT	6,4	77	BEEP 1 kHz 0,5 s	6,4
38			78	TEST CODE	
:			:		
3F			7F		

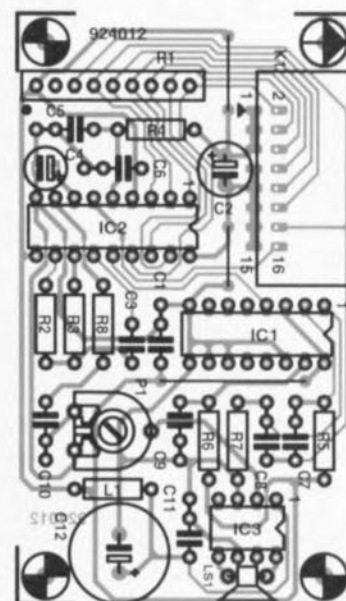
écho aux mots, de reproduire 2 sons voire de donner 3 volumes à un son. Nous n'avons pas, dans cette application-ci, fait usage de ces possibilités, sachant que nous ne disposons plus de bits d'E/S pour ce faire. Nous avons inactivé l'entrée 2CH en la forçant au plus de l'alimentation.

L'amplification du signal de sortie est l'affaire d'un amplificateur de puissance en pont, IC3, capable de fournir une puissance de 1 W dans une charge de 8 Ω, un haut-parleur en l'occurrence.

La commande du circuit fait, via l'interface I²C pour PC, appel à un logiciel, qui, après installation, peut être lancé par action sur une combinaison de touches (*hotkey*). On peut alors obtenir l'heure, voire définir une heure de déclenchement d'un réveil (*alarm*). Le dit logiciel (ESS 1774) suppose que vous avez installé auparavant le logiciel de commande de dispositif I²C (*I²C device driver*, ESS 1674, voir Elektor n° février 1992). Le lancement du programme TALKTIME le rend résident(c'est-à-dire présent en mé-

moire). Il est alors possible d'activer le programme, même si vous vous trouvez dans un autre programme, par action simultanée sur les touches <Ctrl> et <F1>. Si cette combinaison ne vous convient pas (parce que vous l'utilisez déjà avec WordPerfect ou un autre programme) vous pourrez opter pour une autre combinaison en lançant le programme avec le suffixe /H (TALKTIME /H). Le programme vous demande alors d'entrer la combinaison de touche que vous voulez utiliser pour activer « l'horloge parlante ». Notons que le programme ne reconnaît que la touche <Shift> gauche dans une combinaison hotkey.

Après action sur la combinaison de touches requises, on verra apparaître, au bout d'une seconde environ, un petit menu qu'il n'est pas nécessaire de vous expliquer. Si vous savez comment vous servir du programme, vous pourrez obtenir directement l'heure, sans voir apparaître de menu. Notons que le menu reste invisible si l'on se trouve en mode graphique et sera remplacé par un signal sonore.



Liste des composants

Résistances :

R1 = réseau résistif de 8 x 100 kΩ
 R2 = 150 kΩ
 R3 = 47 kΩ
 R4, R6 = 10 kΩ
 R5 = 100 kΩ
 R7 = 22 kΩ
 R8 = 390 kΩ
 P1 = ajust. 10 kΩ

Condensateurs :

C1, C5, C6, C10, C11 = 100 nF
 C2 = 47 μF/25 V radial
 C3 = 100 pF
 C4 = 1 μF/25 V radial
 C7, C8 = 1 nF
 C9 = 56 nF
 C12 = 220 μF/16 V radial

Semi-conducteurs :

IC1 = 74HCT123
 IC2 = MSM6374-007 (OKI)
 IC3 = TDA7052 (Philips Composants)

Divers :

K1 = embase 2x8 broches HE10 cou-
 dée
 L1 = 100 μH
 LS1 = 8 Ω/1 W

Vous ne disposez dans ce cas-là que des fonction « donner l'heure » et « réveil marche/arrêt ».

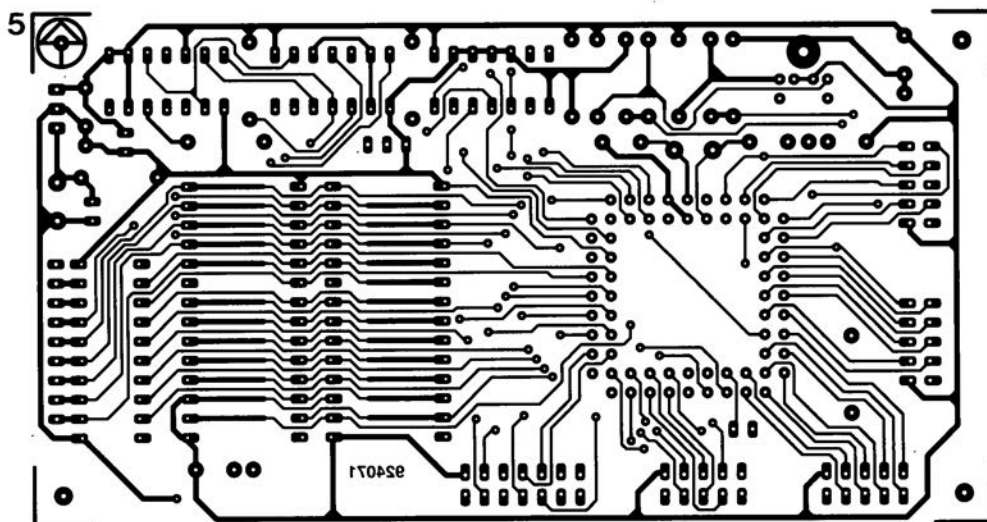
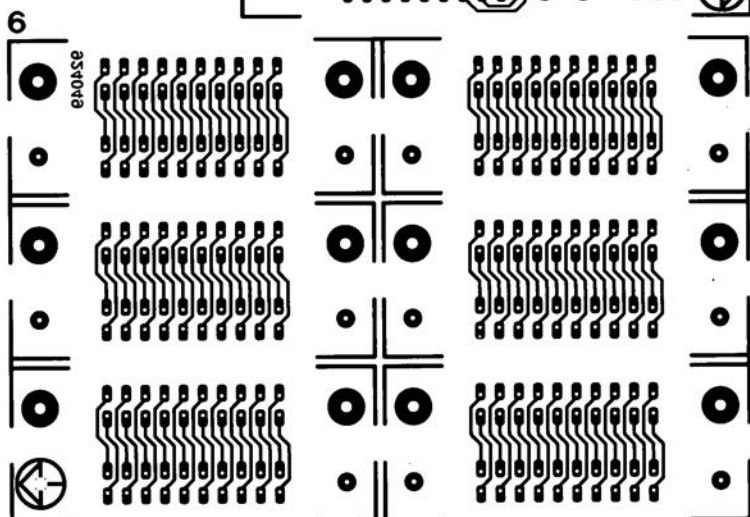
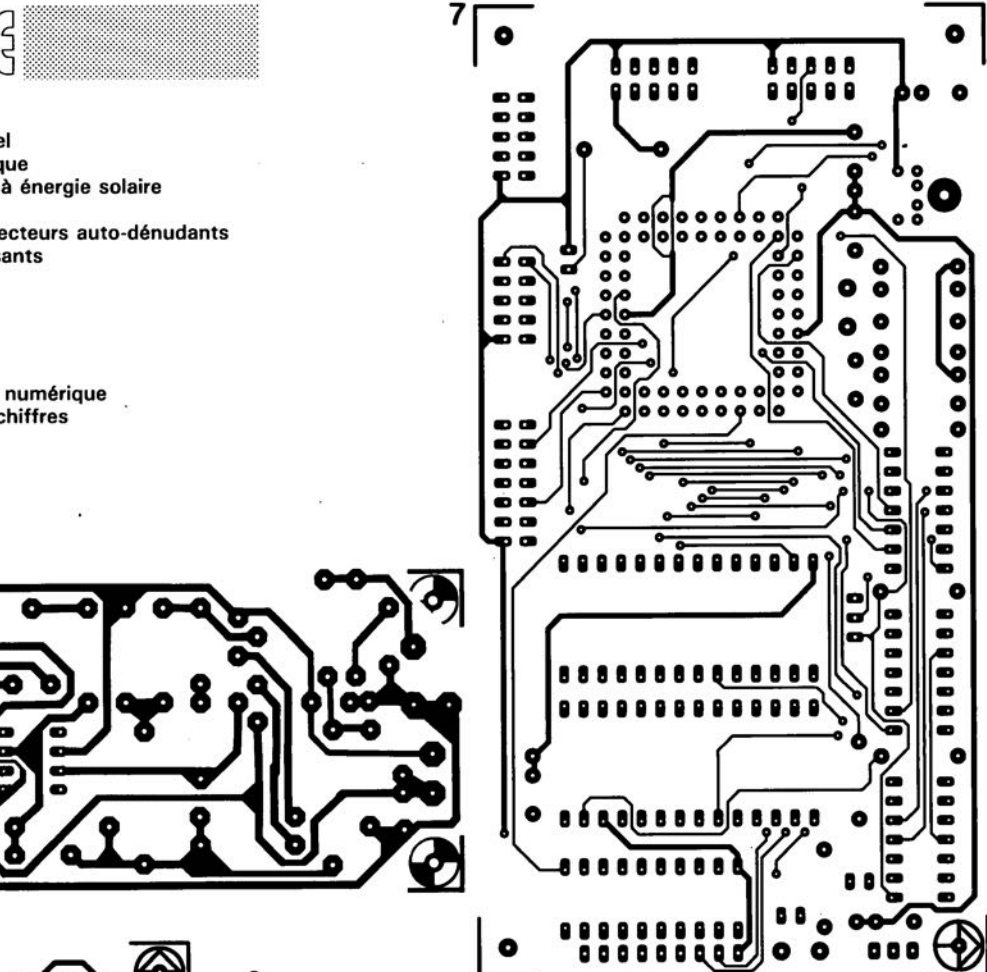
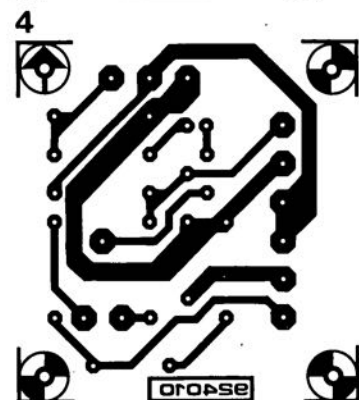
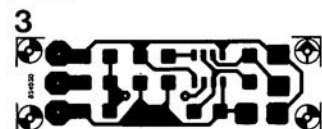
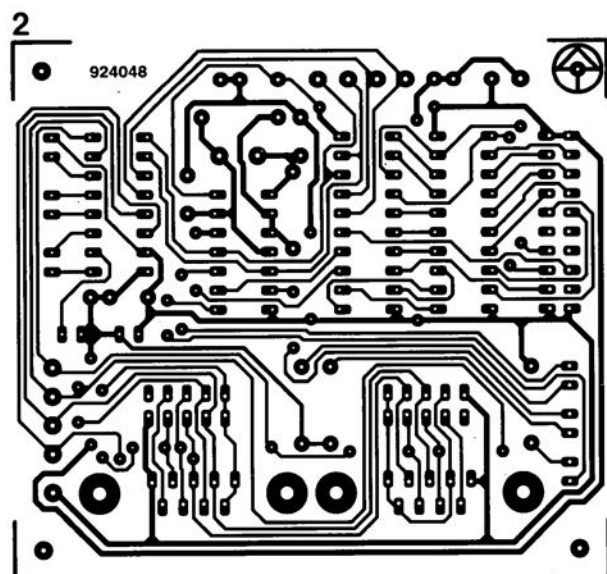
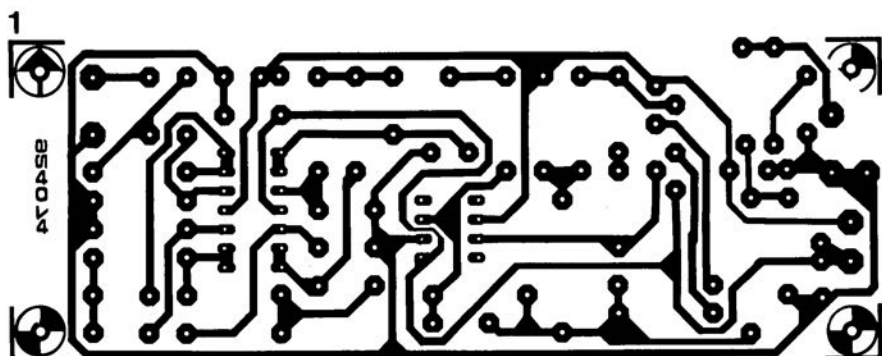
Le circuit consomme de l'ordre de 300 mA au maximum.

* OKI Semiconductor est représenté en France par :

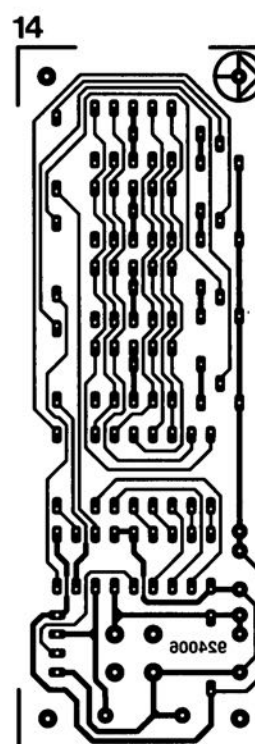
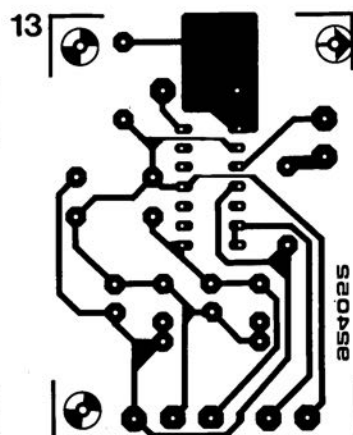
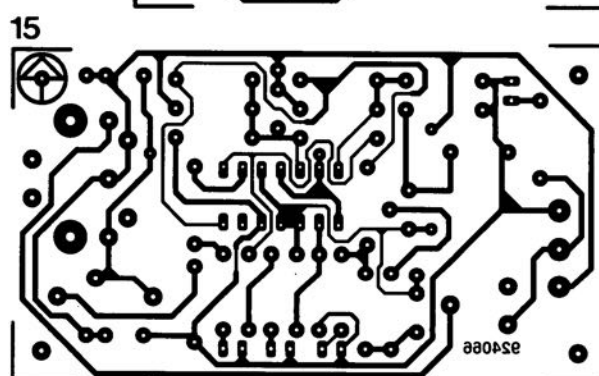
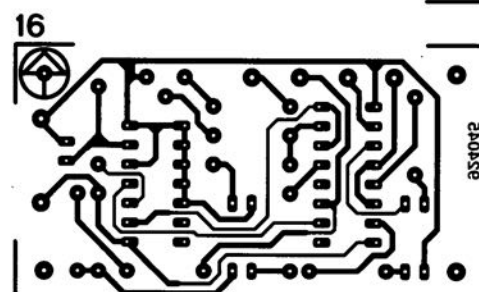
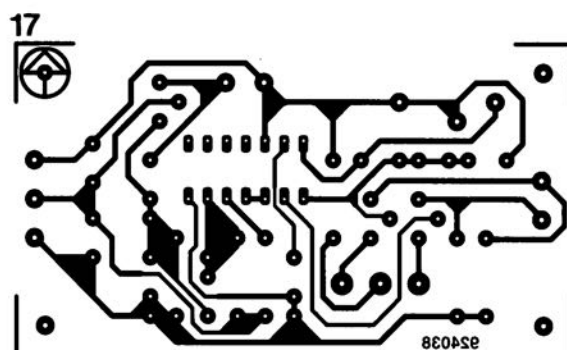
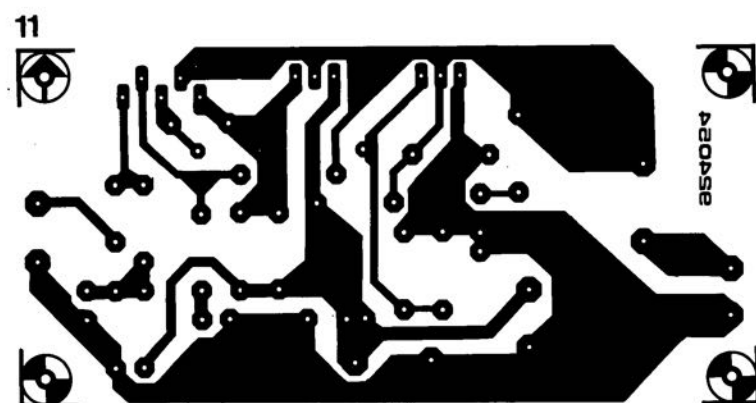
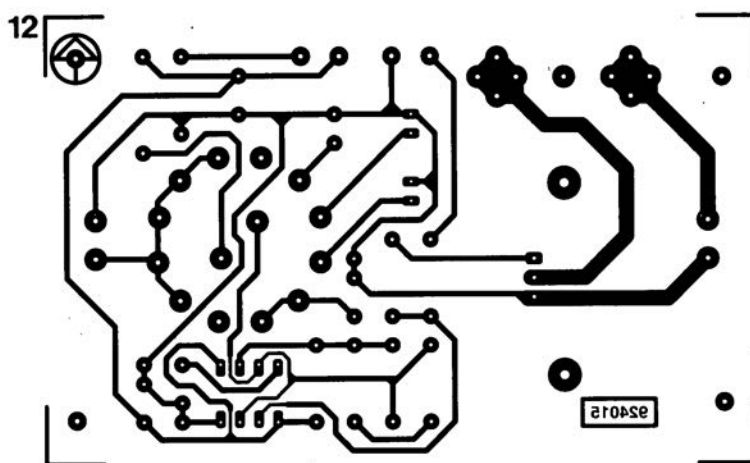
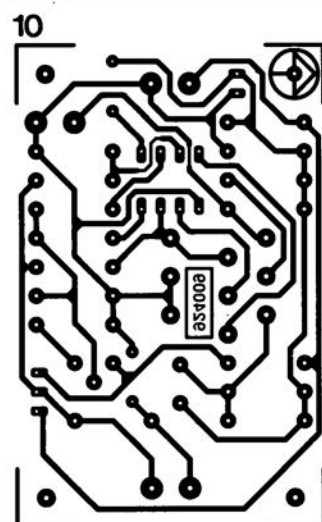
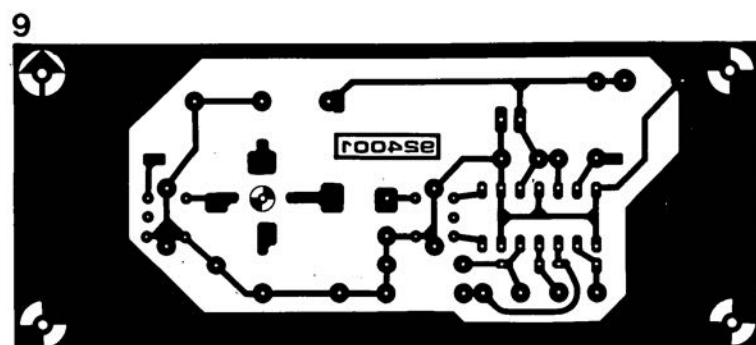
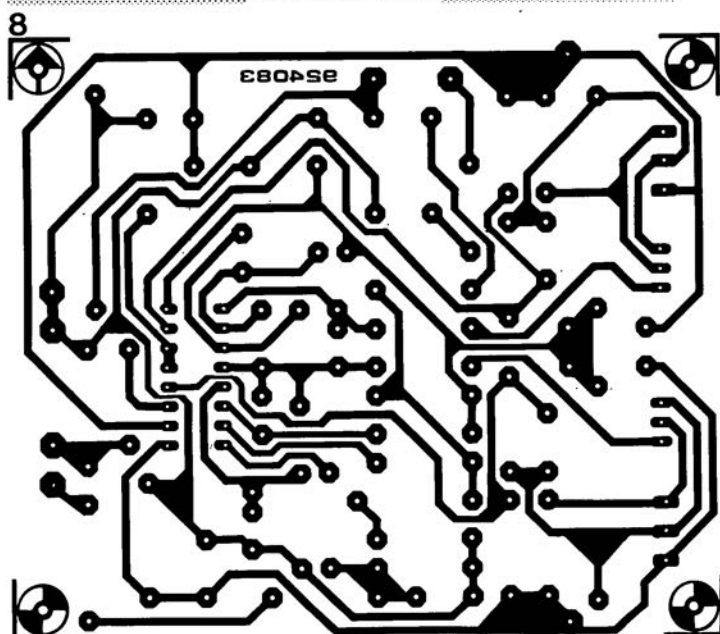
OKI FRANCE
 148, rue de Chevilly
 92420 l'Hay les Roses
 tél.: (1) 45.60.03.28
 fax.: (1) 49.78.09.58

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



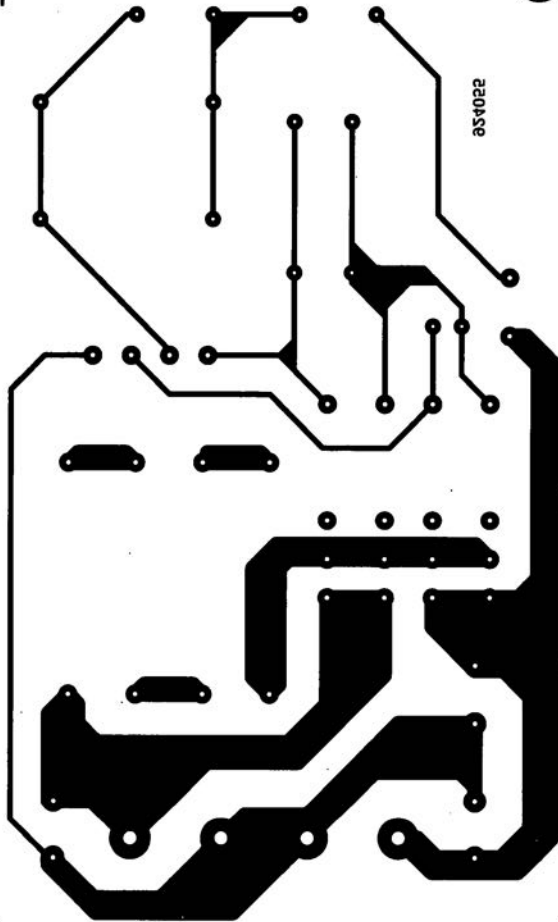
SERVICE



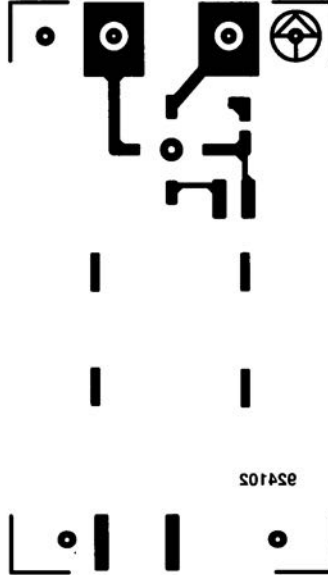
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

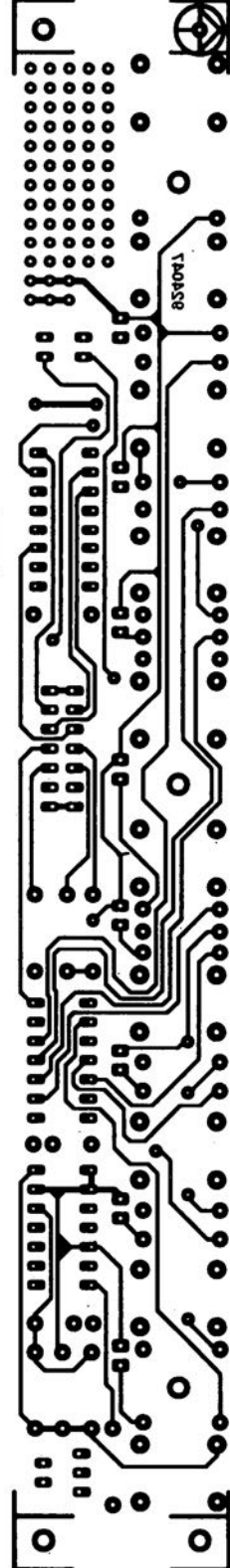
18



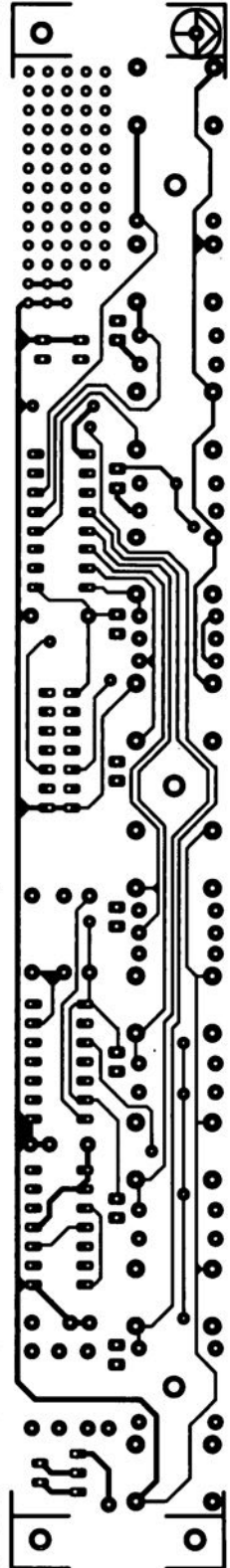
23



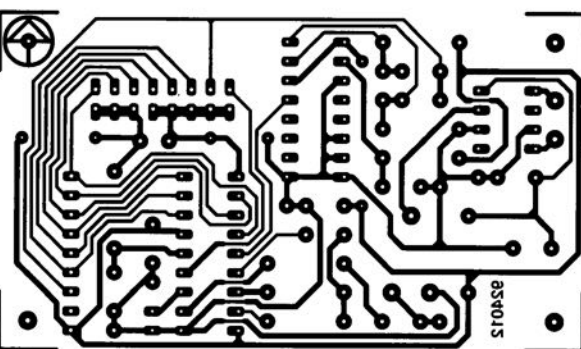
24



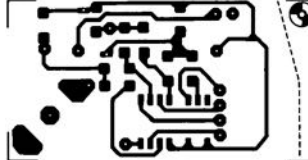
25



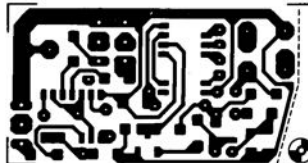
19



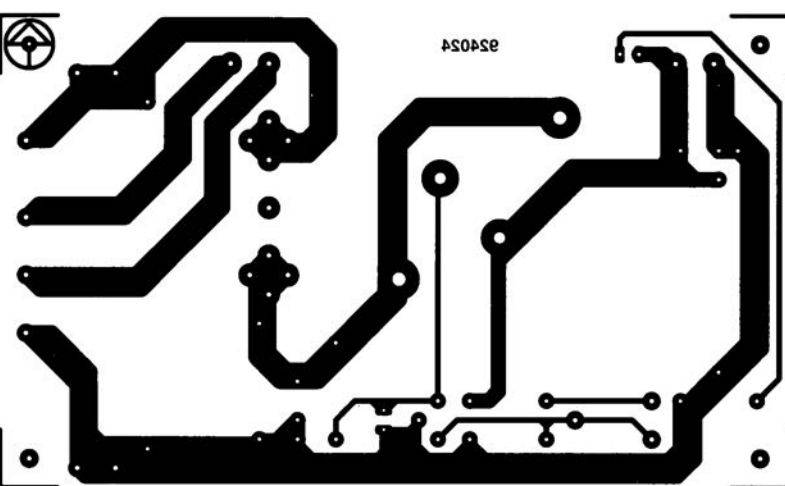
22



21



20





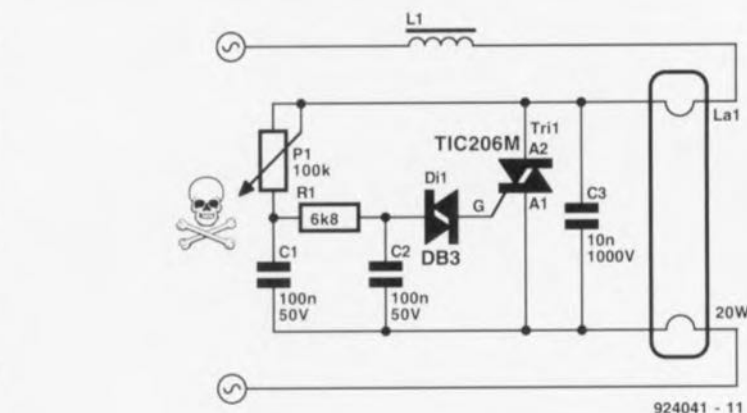
GRADATEUR POUR TUBES LUMINESCENTS

Il existe, dans le monde de l'électronique, bien des circuits dont le résultat à l'utilisation est fort surprenant, en particulier lorsqu'on le compare à leur simplicité. Le gradateur pour tubes luminescents (TL), objet de cet article, est sans aucun doute un montage de ce genre.

Comparé au processus de gradation d'une ampoule à incandescence classique, celui de la gradation de la lumière émise par un tube luminescent est sensiblement plus difficile à mettre en œuvre. La raison pour cette situation ennuyeuse est qu'il faut une tension élevée (sensiblement plus élevée que la valeur de crête de la tension secteur) pour amorcer le tube (froid) qui, ensuite, fonctionne sous une tension beaucoup plus faible. La tension d'amorçage et la tension de fonctionnement du tube dépendent largement de la température.

La tension d'amorçage est générée par l'interruption du flux de courant à travers la self de choc L1. En règle générale c'est le « starter » qui se charge de cette interruption. C'est également le starter qui, lors du processus d'amorçage, permet à un courant relativement élevé de passer à travers les filaments du tube. Ce flux de courant chauffe le tube, abaissant ainsi le niveau de la tension d'amorçage et facilitant de ce fait le « démarrage » du tube.

Dans ce montage, 7 composants électroniques remplacent le starter et introduisent en outre la possibilité de graduer la lumière émise par le tube TL. Lors des passages par zéro de la tension secteur, le triac Tri1, pris dans le circuit du gradateur, passera brusquement de l'état passant à l'état bloquant. À cet instant la valeur momentanée de la tension, déphasée par rapport au courant, est appliquée aux bornes du tube en raison de la charge rapide du condensateur C3. Associé à



la self L1, le condensateur C3 constitue une boucle de résonance qui fait, en un rien de temps, grimper la chute de tension aux bornes du tube à une valeur sensiblement plus élevée que la tension de crête du secteur, résultant en l'amorçage du tube luminescent. Plus l'angle de conduction du triac est grand, plus le courant qui coule à travers les filaments sera grand lui aussi. Le résultat de ce processus est une température plus élevée des filaments et donc une tension d'allumage et de fonctionnement plus faible du tube luminescent. C'est très exactement ce qu'il nous faut : un angle de conduction plus important du triac affaiblit la lumière produite (puisque une partie de plus en plus importante du courant est court-circuitée par le triac) mais, en revanche, fait augmenter la température des filaments, garantissant un allumage permanent du tube.

Ce circuit relativement simple présente pourtant un petit inconvénient, celui de ne pas permettre l'allumage de tous les tubes luminescents (nous avons eu, par exemple, des problèmes avec certains tubes de 40 et de 60 W). Nous n'avons pas

rencontré le moindre problème à une température ambiante « normale » (18°C environ). Si l'on utilise des tubes luminescents du type « TLM » – dotés d'un fil résistif longitudinal – le comportement d'amorçage s'améliore très sensiblement.

Peu importe le type de tube luminescent utilisé, il faudra toujours « démarrer » avec le gradateur en position « maximale » (équivalente donc à un angle de conduction minimal). Dans cette position le tube fournira, une fois amorcé, sa lumière maximale.

Il faudra, en ce qui concerne le triac, utiliser un type avec une valeur du du/dt élevée, sinon, les flancs très raides de la tension naissant lors des passages par zéro et présents de ce fait aux bornes du triac, pourraient maintenir celui-ci à l'état conducteur. Nous avons eu de très bons résultats avec le type de tube mentionné dans le schéma. Si, pourtant, vous rencontrez des problèmes de réglage, vous pourrez adapter la valeur de l'ajustable P1.

application SGS-Thomson



STARTER À FLUORACTOR™ POUR TUBE LUMINESCENT

Il existe un nombre important de variantes électroniques pour remplacer le starter électro-mécanique d'un tube luminescent. Au fil des années nous avons décrit un nombre de ces circuits et ce numéro double (pour tout l'été !!!) de votre revue d'électronique favorite en comporte plusieurs.

La variante décrite dans cet article fait appel à un thyristor, développé spéciale-

ment à cet effet par Texas Instruments : le Y1112 fluoractor™.

La différence principale entre le Y1112 et un thyristor « ordinaire » est sans doute son courant de maintien sensiblement plus important.

Le fluoractor est de plus capable de mieux faire face à des tensions anode/cathode grimpant rapidement à des valeurs très élevées (valeur du du/dt importante); il

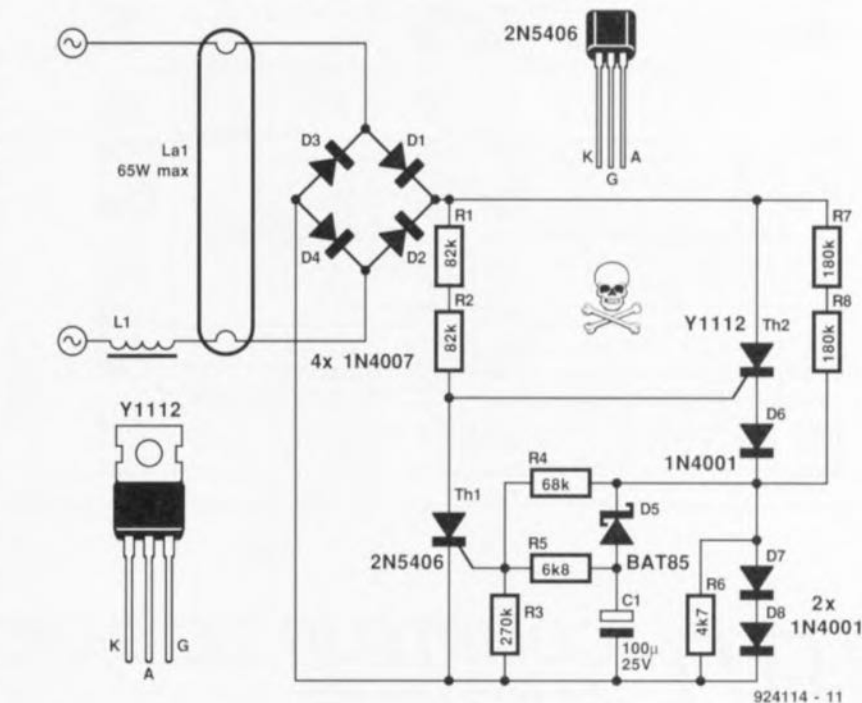
possède en outre une limitation interne de surtension.

Ces caractéristiques prédestinent ce composant à une utilisation comme variante électronique pour le starter archi-rustique utilisé jusqu'à présent dans l'éclairage à tubes luminescents. Voilà, enfin, un starter qui garantit un démarrage sans le moindre scintillement et ceci

pendant une durée de vie économique importante.

Les fonctions du starter électro-mécanique, décrites en détail dans les articles **amorçage à SIDAC pour tube luminescent** et **amorçage à thyristor pour T.L.** (voir ailleurs dans ce numéro Hors-Gabarit), à savoir la génération d'une tension très élevée pour amorcer le tube et le préchauffement du tube à l'aide d'un courant important, sont remplies ici par le fluoractor et son électronique auxiliaire.

Après l'application de la tension du secteur au circuit, le fluoractor Th2 devient, via les résistances R1 et R2, conducteur. Il circule maintenant un courant relativement important à travers les filaments du tube, qui en produit l'échauffement. À la suite de la chute de tension aux bornes des diodes D7 et D8, le condensateur C1 se charge à travers les résistances R4 et R5. Au bout de quelques millisecondes (le courant à travers Th2 sera donc certainement plus important que son courant de maintien), quand le condensateur C1 est chargé, le thyristor Th1 devient conducteur. À ce moment le courant de gâchette de Th2 est interrompu. Ce thyristor ne bloque pourtant que lorsque son courant (équivalent à la quasi-totalité du courant de secteur) a diminué à quelque 200 mA (le courant de maintien). L'interruption brusque de ce courant relativement important se traduit par la généra-



tion d'une tension d'induction très élevée dans la self L1. cette tension est suffisamment élevée pour amorcer le tube luminescent.

Si pour une raison ou une autre, la première tentative d'amorçage échoue, le tu-

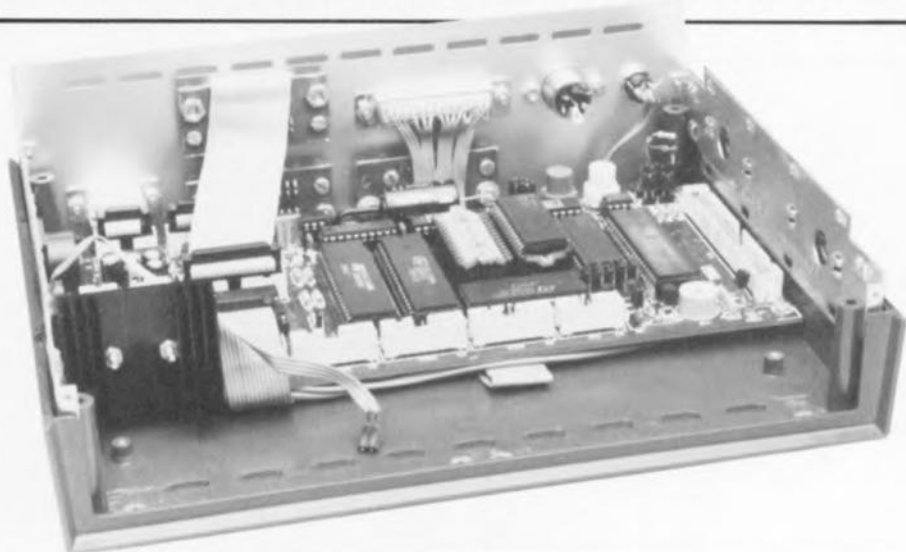
be démarrera sans aucun doute lors de l'une des demi-périodes du secteur suivantes. Ce processus se déroule si vite que l'on a l'impression que le tube s'allume instantanément.

application Texas Instruments

ADAPTATEUR MULTI-FONCTION POUR CONNECTEURS AUTO-DÉNUDANTS

Ceux d'entre nos lecteurs habitués à utiliser du câble plat savent que les connecteurs auto-dénudants (IDC = *Insulation Displacement Connector* disent les sujets de sa gracieuse majesté) sont d'une mise en oeuvre extrêmement simple et garantissent des liaisons fiables. Ce type de connecteur, qui existe en versions embase et connecteur, est très fréquemment utilisé pour la connexion de câble en nappe à des embases ouvertes ou fermées à 2 rangées de contacts qui agrémentent de nombreux systèmes à microprocesseur ou microcontrôleur, permettant à leurs interfaces de communiquer avec le monde extérieur (si vous désirez un exemple marquant de ce type d'utilisation nous vous renvoyons au montage mentionné en [1] dans la bibliographie donnée en fin d'article).

Les adaptateurs proposés ici sont en fait de petits circuits imprimés (chaque platine n'en comporte pas moins de 6 !!!) que l'on pourra utiliser pour changer le « genre » d'un connecteur donné, le transformant, par exemple, de connecteur auto-dénudant qu'il était en connecteur à éjecteurs (ce que montre la photographie d'il-

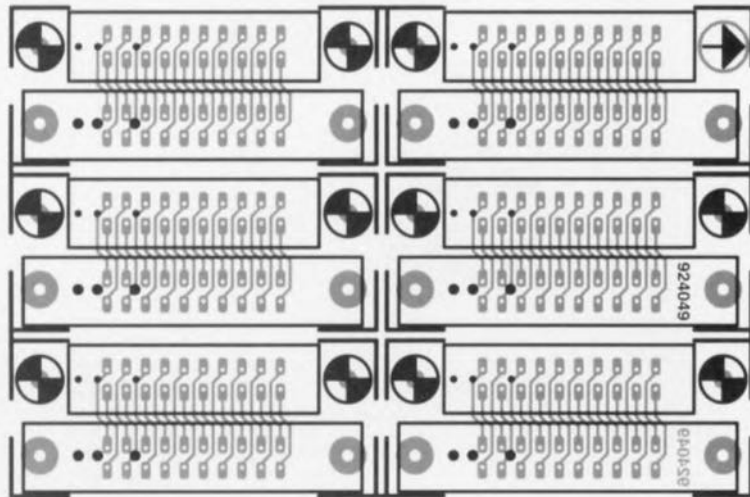


lustration) lorsque l'on se trouve confronté à un câble plat reliant un circuit imprimé à une sortie sur la face arrière d'un boîtier.

Bien souvent également, un circuit adaptateur proposé ici doté d'une embase à éjecteurs sera plus flexible et reviendra, dans certains cas, moins cher qu'une em-

base ou connecteur auto-dénudant de type sub D, dès qu'il faudra connecter et déconnecter souvent le câble plat.

Les points marqués sur la sérigraphie de l'implantation des composants indiquent la position des trous à percer si l'on utilise des versions d'embases à éjecteurs ayant un nombre de contacts plus faible.



On pourra implanter sur ces petites platines d'adaptation des embases droites de 10, 14, 16, 18 ou 20 broches.

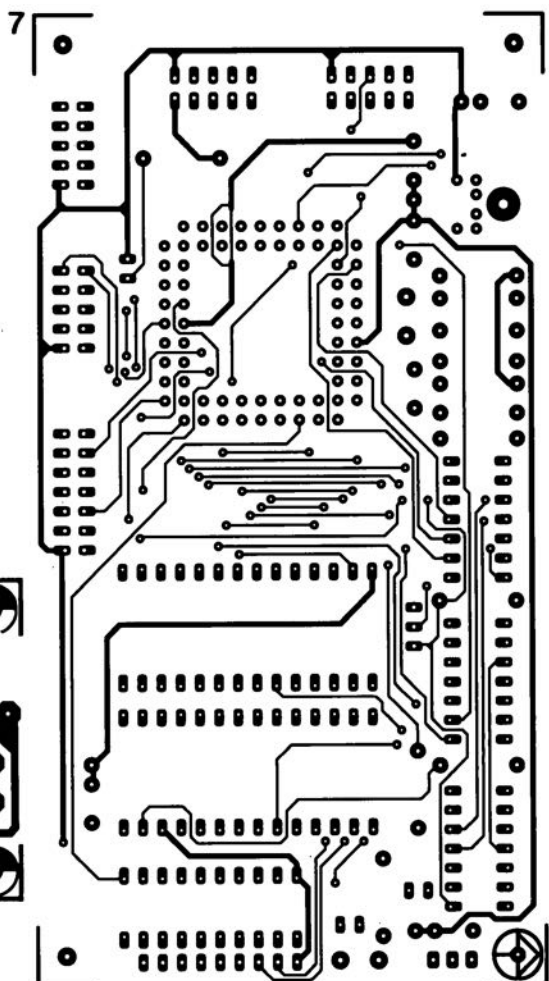
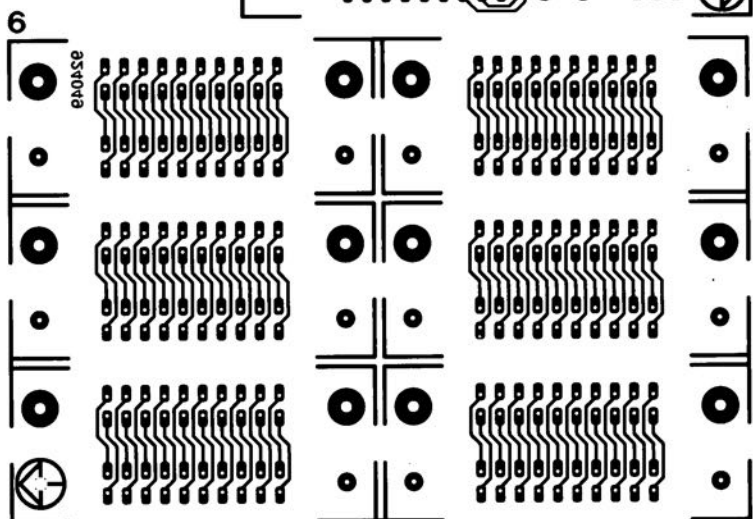
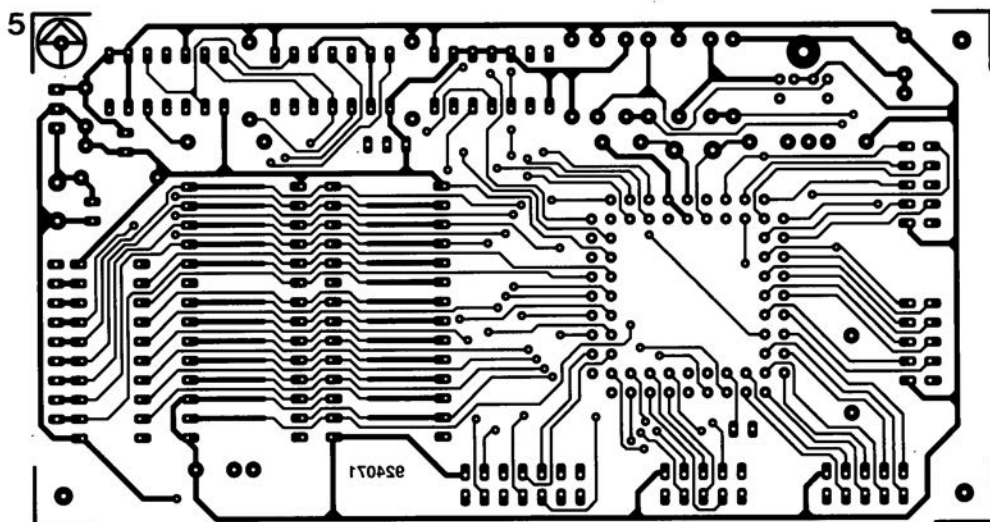
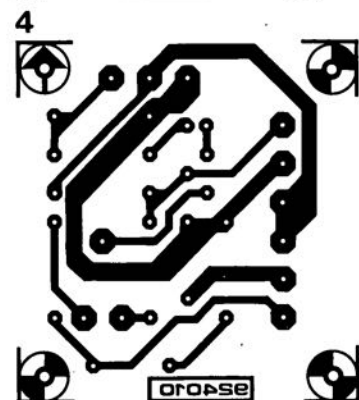
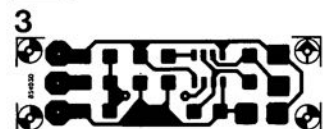
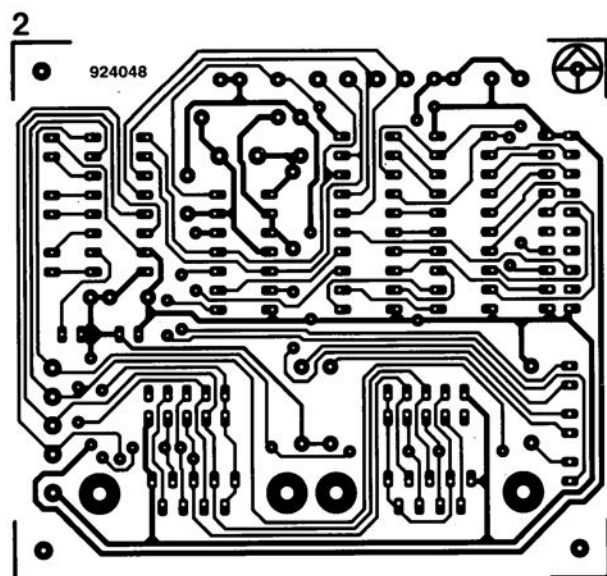
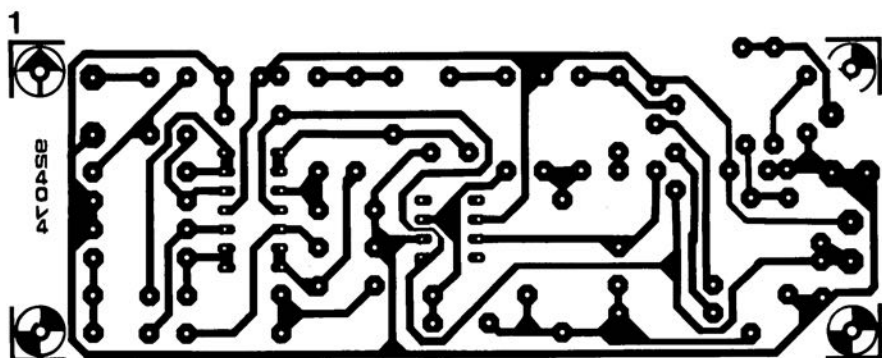
Si vous implantez 2 embases sur un circuit d'adaptation, vous pourrez vous en servir pour le couplage de 2 morceaux de câble plat dotés de connecteurs auto-dénudants. On peut réaliser de cette façon des câbles d'extension à connecteurs auto-dénudants qui s'avéreront particulièrement utiles lorsque vous serez amenés, en vue d'une inspection ou d'une réparation, à sortir de son boîtier un montage comportant de nombreuses connexions à base de câble en nappe.

Bibliographie :

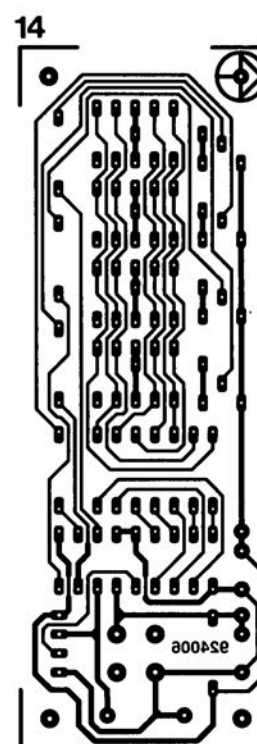
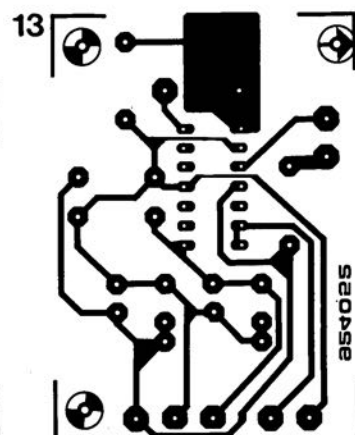
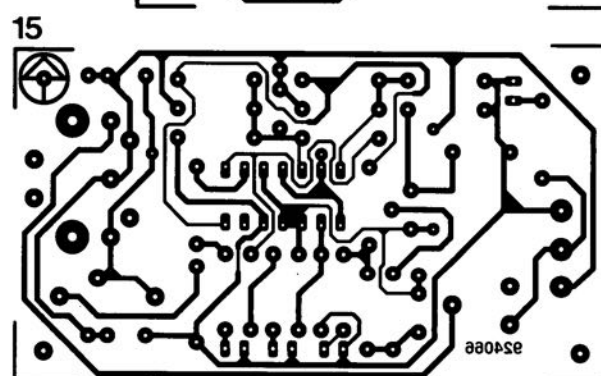
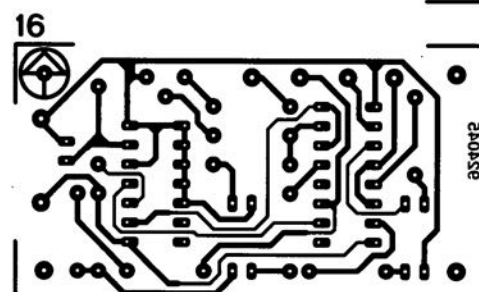
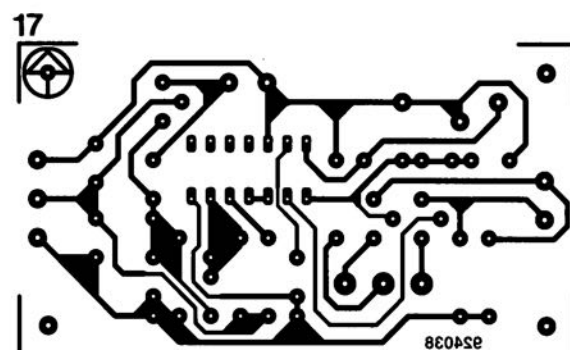
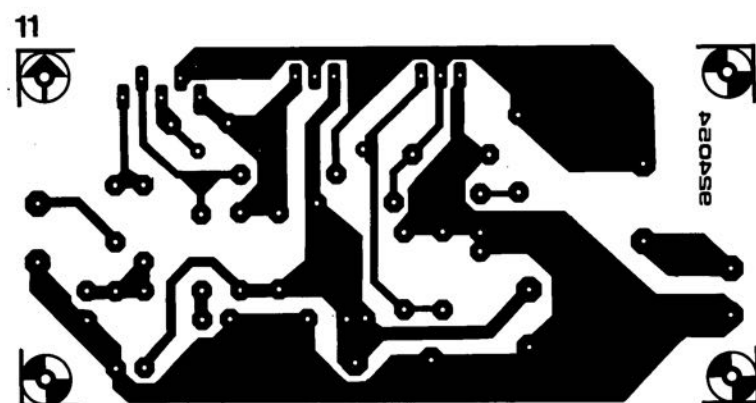
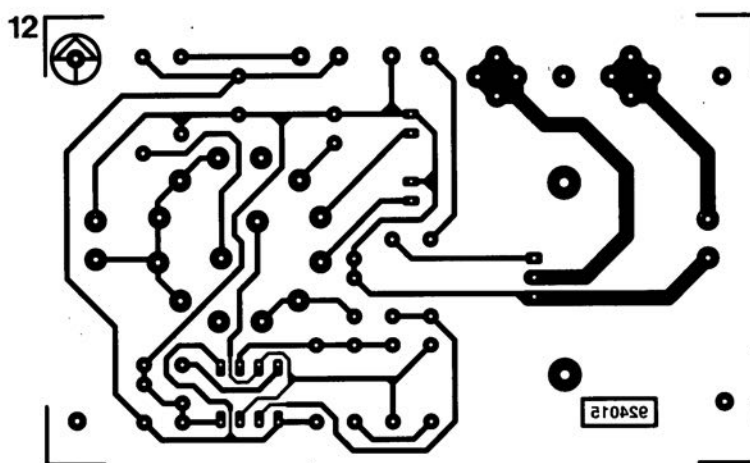
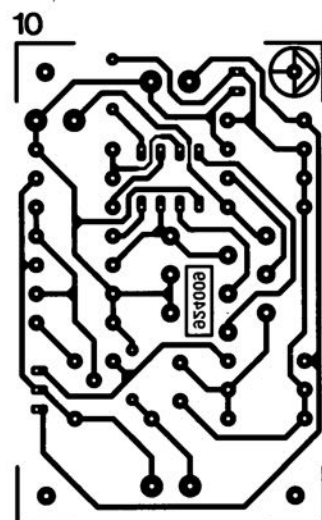
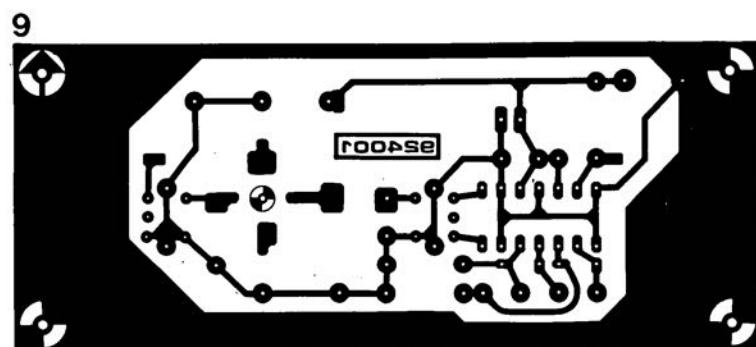
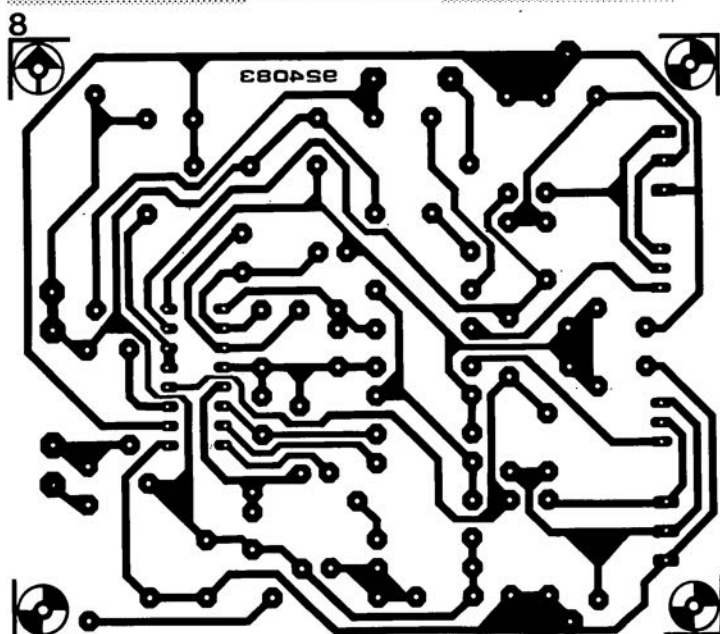
[1]. Ultima, la dernière des cartes à Z80 d'Elektor ?, n°167 et 168, mai et juin 1992

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



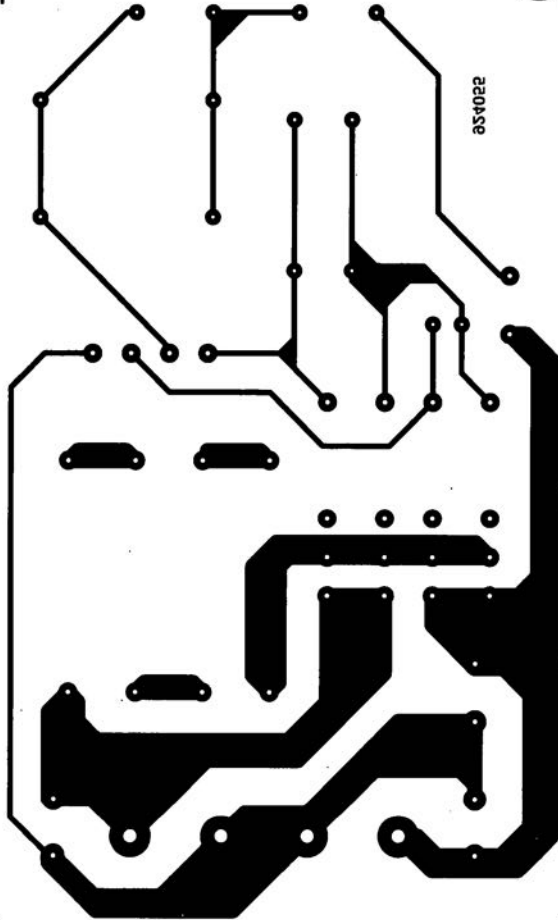
SERVICE



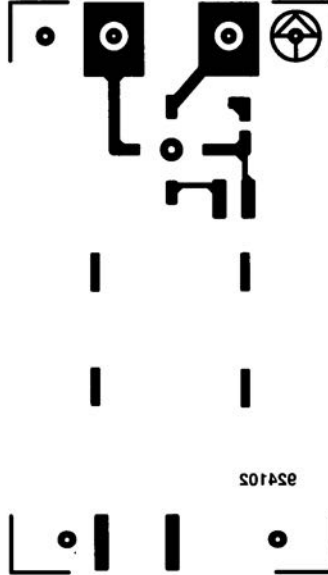
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

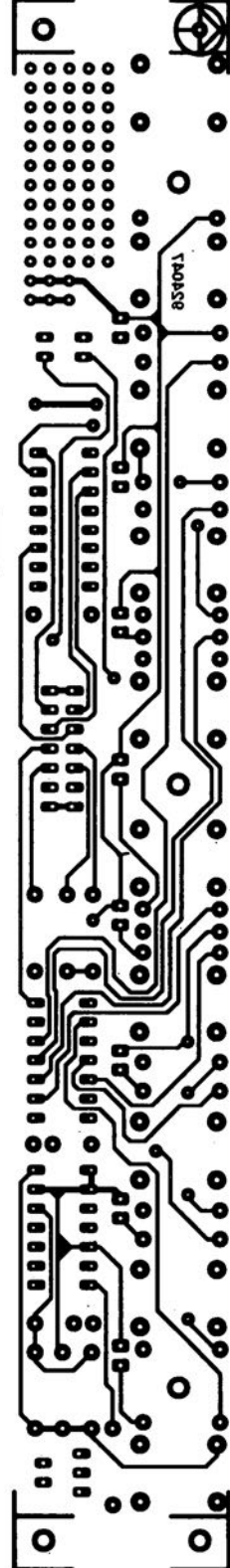
18



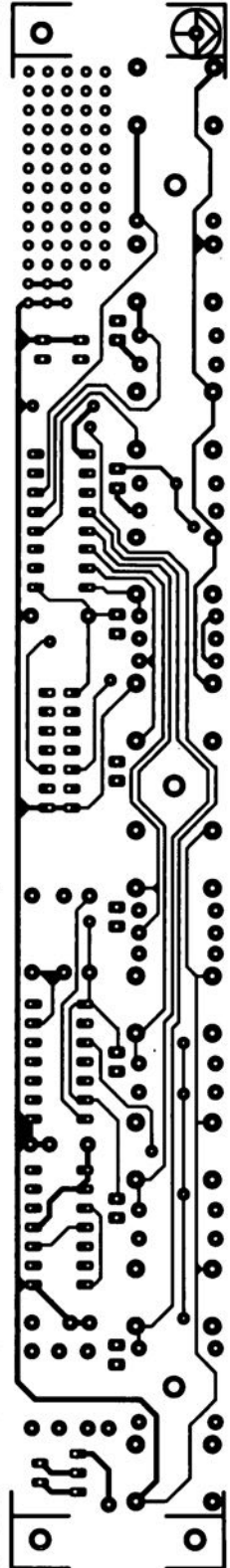
23



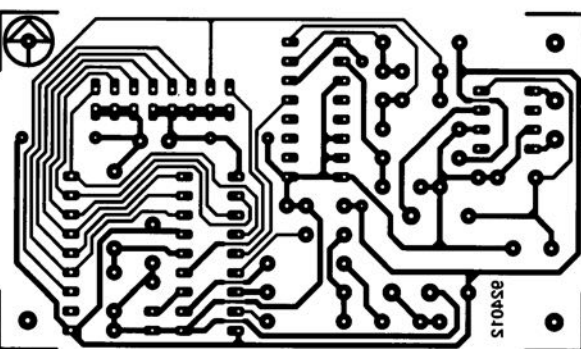
24



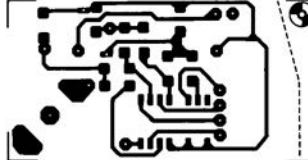
25



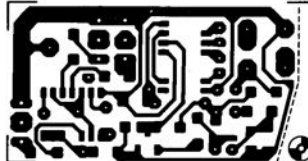
19



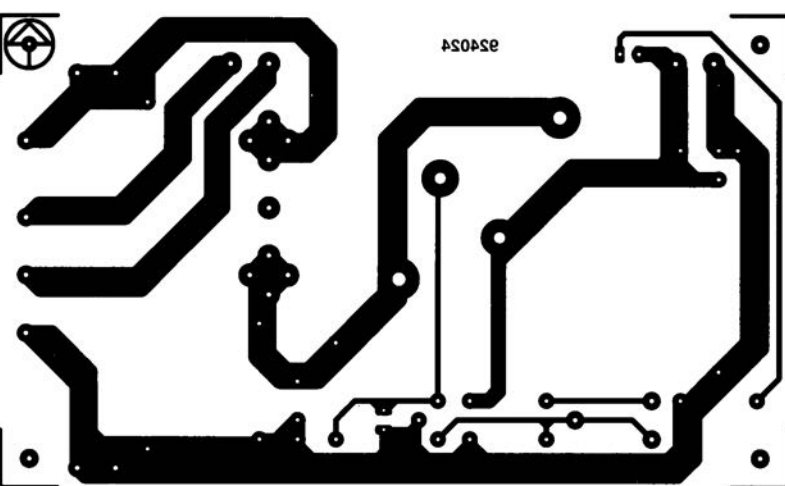
22



21



20





COMPTEUR DE BANDE RUSTIQUE

On peut, en faisant appel à 2 circuits intégrés et un afficheur à 7 segments seulement, réaliser un compteur de bande fournissant une indication visuelle en 10 pas. L'avantage principal de ce montage est le fait qu'il peut être connecté très facilement à n'importe quel magnétophone. Le circuit prend en compte la durée de fonctionnement du moteur du mécanisme de transport de la bande.

L'entrée de remise à zéro d'un circuit temporisateur du type 555 et la masse du circuit sont connectées de ce fait aux bornes du moteur du mécanisme de transport de bande d'un magnétophone à cas-

settes par exemple. Il faudra faire attention, si l'on veut garantir que le compteur compte correctement, à ce que ce moteur ne tourne que dans le cas d'un déplacement réel de la bande. Il existe des magnétophones à cassettes, dotés de 2, voire 3 moteurs dans lesquels le moteur d'avancement de bande (de cabestan) tourne sans arrêt, ce qui implique qu'il faudra vérifier que l'on connecte bien ce montage à un moteur ne tournant que lors du transport de la bande.

Dès l'instant où l'entrée de remise à zéro du 555 présente un niveau haut, ce circuit commence à fournir, à une fréquence re-

lativement basse, des impulsions au circuit intégré IC1, un compteur décadique/commande d'afficheur du type 4033 : 1 impulsion toutes les 3 minutes lorsque le commutateur S2 se trouve en position C60 et 1 impulsion toutes les 4 mn 30 s lorsque S2 est mis en position C90.

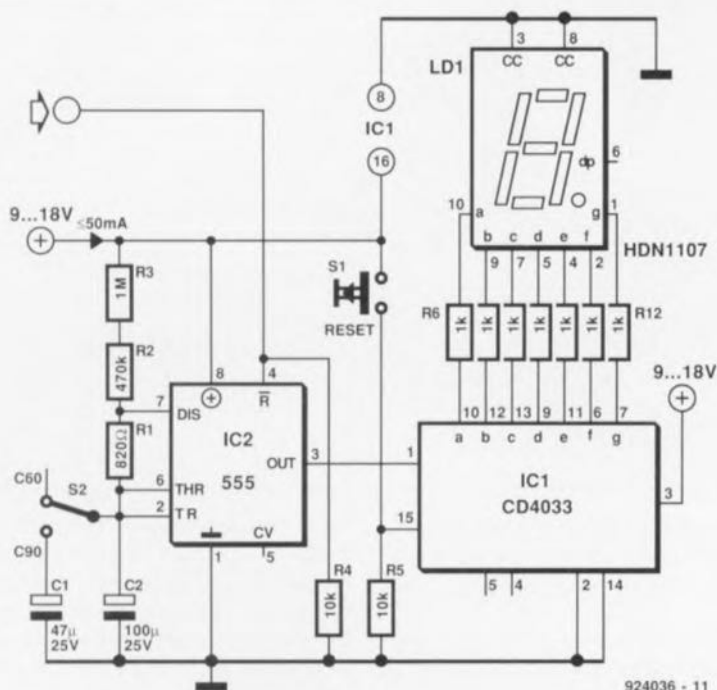
À l'apparition d'une impulsion, IC1 incrémente la valeur affichée, de façon à ce que, en fonction de la position de S2, l'afficheur ait parcouru toutes les valeurs de 0 à 9 lorsque l'on arrive à la fin d'une des faces d'une cassette C60 ou C90. Le bouton-poussoir S1 sert à remettre à zéro l'affichage de notre compteur rustique.

Il se peut qu'il faille, en raison de l'existence de courants de fuite des condensateurs électrolytiques utilisés dans le réseau de définition de la durée entre les impulsions et des tolérances qui les caractérisent, adapter la valeur de la résistance R2.

Sachant que la première période d'un 555 est légèrement plus longue que les suivantes, plusieurs arrêts et remises en marche du moteur de transport de bande risquent de se traduire par une dérive importante de la valeur visualisée par l'afficheur. Il faudra en outre faire attention à ce que la tension d'entrée ne comporte pas d'impulsions parasites risquant de remettre à zéro le 555 à un moment important.

La consommation du compteur de bande rustique est à l'image de ses performances, relativement modeste : l'ensemble ne demande que quelque 50 mA.

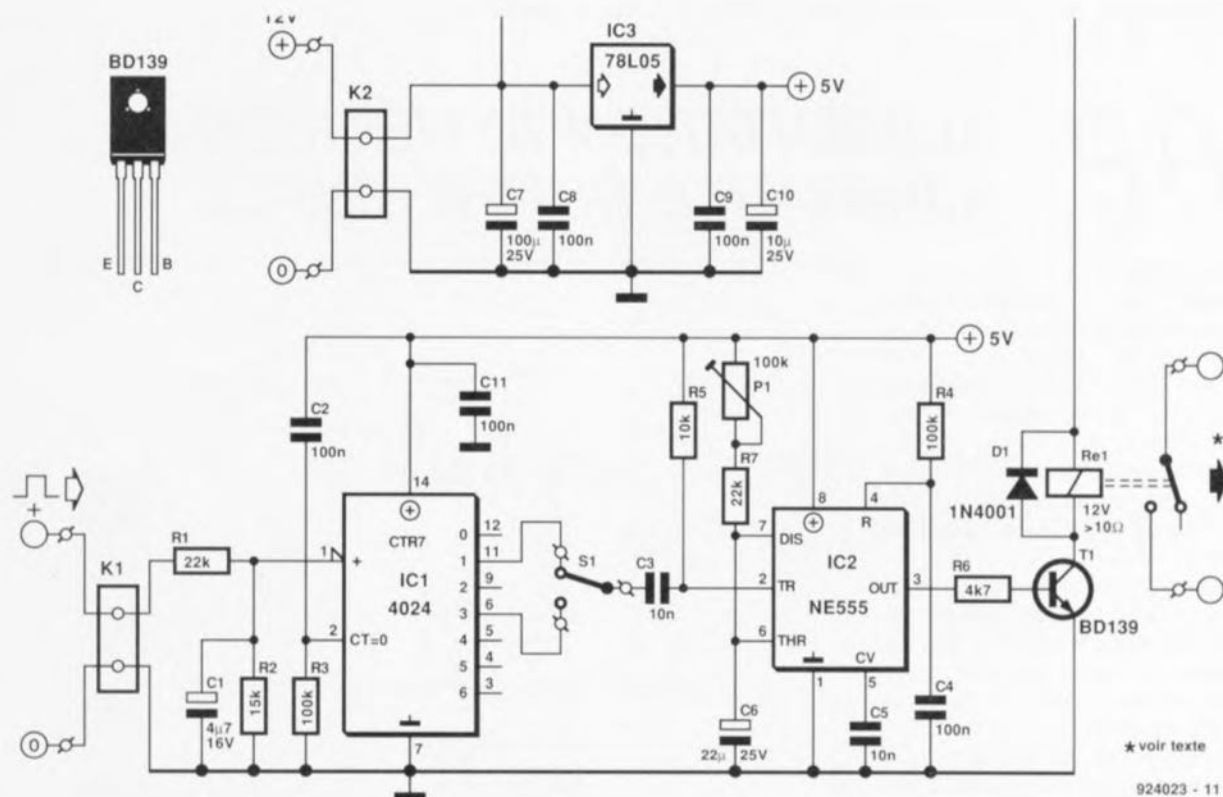
d'après une idée de A.B. Tiwana





COUPLEUR D'ESSUIE-GLACES AVANT ET ARRIÈRE

1



Normalement, l'essuie-glace arrière de véhicules dotés d'une vitre arrière en comportant un, est à commande manuelle. Il ne serait pas désagréable, par fortes pluies ou en circulation urbaine, de voir l'essuie-glace arrière travailler simultanément et surtout, automatiquement, avec l'essuie-glace avant.

Il ne nous étonnerait guère que les plus doués en mécanique automobile d'entre vous pensent : « Mais rien de plus facile, il suffit de relier le commutateur de l'essuie-glace arrière à celui de l'essuie-glace avant à l'aide d'un petit morceau de fil de câblage et l'affaire est réglée. » Mais c'est bien là que le bât blesse : l'essuie-glace arrière n'est pas conçu pour travailler à plein régime tout le temps. Il serait plus intéressant que l'on ait activation de l'essuie-glace arrière à intervalles réguliers en fonction du nombre de balayages effectués par l'essuie-glace avant.

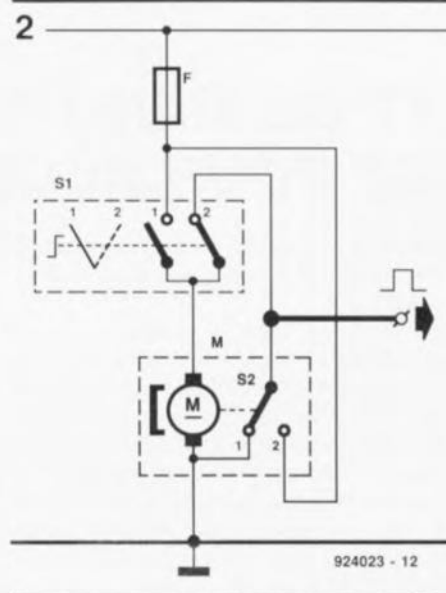
Et c'est très exactement la fonction du circuit décrit ici.

Après adjonction de l'électronique proposée ici, l'essuie-glace arrière effectue un balayage à chaque fois que l'essuie-glace avant a lui-même effectué un nombre donné de balayages, nombre que permet de fixer S1.

Il nous faut, pour la commande de ce circuit, un signal en provenance de l'es-

suie-glace. Chaque moteur d'essuie-glace comporte une sorte de contact de fin de course grâce auquel il se fournit le courant nécessaire à l'accomplissement d'un cycle de balayage complet, après qu'il ait été activé (voir **figure 2**). C'est à cet endroit que l'on a génération d'une impulsion par cycle de balayage. Sur un certain nombre de véhicules ce contact est relié jusqu'à la commande d'essuie-glace, sur d'autres il faudra le chercher sur le moteur.

2



Les impulsions en provenance du moteur d'essuie-glace avant arrivent au bornier K1. Les résistances R1 et R2 abaissent le niveau du signal jusqu'à 5 V au maximum de manière à éviter tout risque de destruction du circuit intégré IC1. Le condensateur C1 bloque d'éventuelles crêtes parasites présentes sur le réseau de bord du véhicule, produites par exemple par son allumage. La paire C2/R3 effectue une remise à zéro à la mise sous tension (*Power on reset*). IC1 est un compteur binaire.

Selon la position de S1, c'est le flanc descendant présent soit à la sortie Q1 (broche 11) soit à Q3 (broche 6) du compteur IC1 qui sert de signal de déclenchement pour IC2, un temporisateur de type 555 monté le plus classiquement du monde en multivibrateur monostable. Après division, le signal est transmis, via S1, au condensateur C3 et à la résistance R5. On dispose donc en sortie, à l'arrivée du flanc descendant du signal d'entrée faisant office de signal d'horloge, d'une impulsion dont la longueur est définie par R7, P1 et C6 et dont la plage de durée va de 0,5 à 2,5 s environ. On ajustera la durée de cette pseudo-période à 1 s environ. Ceci laisse le temps à l'essuie-glace arrière de se mettre en mouvement; une fois le balayage lancé, le contact interne du moteur d'essuie-glace permet à l'essuie-glace de terminer son mouvement

jusqu'à ce qu'il retrouve sa position de départ.

Le NE555 attaque un transistor, et par l'intermédiaire de ce dernier, un relais automobile capable de supporter sans problème le courant de commutation important caractérisant un moteur d'es-

suie-glace. On pourra, pour ce relais, utiliser un modèle 25 ou 35 A. Pour assurer la commande de l'essuie-glace arrière, on mettra les contacts du relais en parallèle sur le contact de l'essuie-glace.

IC3, un 78L05, assure, pour finir, l'alimentation du circuit. Il sert à abaisser à 5 V

les 12 V du réseau de bord et à éliminer les crêtes de tension dues par exemple à la bobine avant qu'elles ne puissent arriver aux circuits à la santé si fragile.

I. Fietz



ALIMENTATION SYMÉTRIQUE AJUSTABLE SUPER SIMPLE

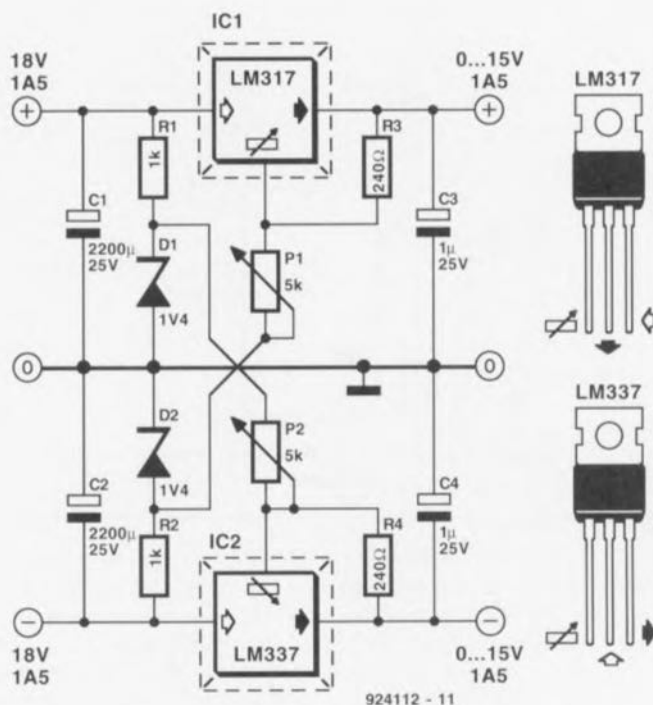
Comme l'illustre le schéma de ce montage, les régulateurs de tension intégrés LM317 et LM337 permettent de réaliser, le plus facilement du monde, un module d'alimentation symétrique régulée, réglable de 0 à ± 15 V et fournissant un courant maximal de 1,5 A.

Cette alimentation est en outre protégée contre des courts-circuits et dotée d'une protection à l'encontre d'un emballement thermique.

Les régulateurs de tension utilisés disposent de plus d'une limitation interne de dissipation qui garantit que ces circuits intégrés n'auront jamais, quel que soit le refroidissement dont ils soient dotés, à dissiper plus de 20 W.

Il a été fait appel, de manière à pouvoir abaisser la tension de sortie jusqu'à 0 V, à 2 diodes zener pour créer des tensions auxiliaires de $\pm 1,4$ V. Le fait que les caractéristiques techniques du montage aient quelque peu à souffrir de cette approche est malheureusement le prix à payer si l'on veut obtenir une réalisation aussi simple.

Il faudra doter les régulateurs d'un radiateur ayant une résistance thermique de 1,75 K/W, voire mieux encore, plus faible. Le module peut uniquement fournir son courant de sortie maximal de 1,5 A tant que la dissipation maximale de 20 W dans le régulateur n'est pas encore atteinte. Si l'on utilise la tension d'entrée de



924112 - 11

18 V du schéma, le courant de sortie maximal de 1,5 A ne pourra être fourni que pour des tensions de sortie supérieures à 5 V. En-dessous de cette valeur de

tension de sortie, le courant de sortie tombe progressivement pour atteindre 1,1 A (à une tension de sortie très proche de 0 V).



CIRCUIT DE MAINTIEN DE CHARGE POUR ACCUMULATEURS

Le circuit de maintien de charge pour accumulateurs est une des applications à 555 faisant appel, d'une manière très astucieuse, aux possibilités offertes par ce « mille-pattes » d'entre les circuits intégrés.

La diode D1 positionne le comparateur à fenêtre à une valeur de 4,7 V. Si la tension présente sur la broche 6 devient supérieure à cette valeur, la sortie (broche 3) du circuit passe au niveau bas. Si par contre la tension sur la broche 2 devient

inférieure à la moitié de cette tension de référence, 2,35 V donc, la sortie passe au niveau haut.

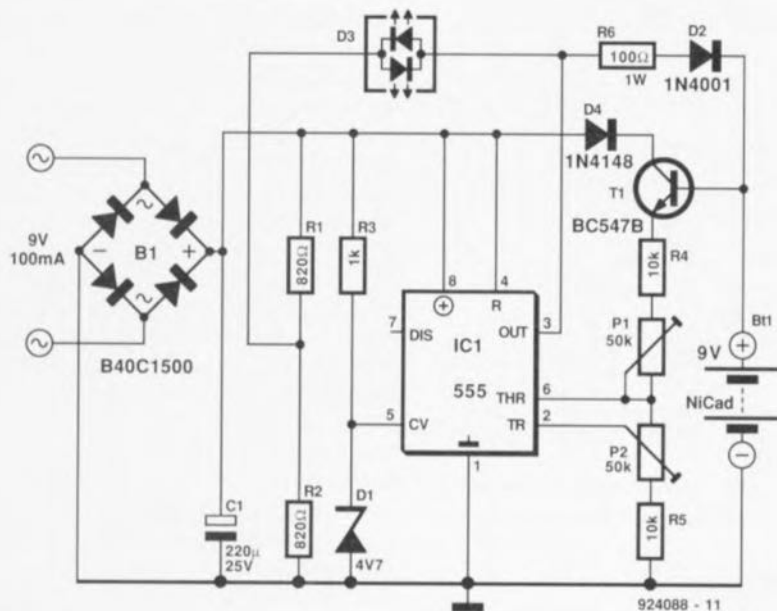
Si la sortie se trouve au niveau haut, l'accumulateur connecté est chargé à travers la résistance R6 et la diode D2 jusqu'au moment où est atteinte la tension de fin de charge – prédéfinie à l'aide de l'ajustable P1. Dès cet instant, le transistor T1 surveille la tension présente aux bornes de l'accumulateur. Si cette tension tombe en-dessous de la valeur de la tension de fin de décharge, définie elle par l'inter-

médiaire de l'ajustable P2 – peu importe que ce soit dû à une auto-décharge ou à une utilisation normale de l'accumulateur – un nouveau cycle de recharge démarre, indiqué par l'illumination en rouge de la LED D3. Lorsque l'on est en mode de maintien de charge, cette LED s'illumine en vert; on l'aura compris que l'on se trouve en présence, pour D3, d'une LED bicolore.

Sachant que le fonctionnement du circuit est totalement automatique, il n'y a aucun mal à laisser un accumulateur connecté

au circuit pendant une durée importante, des mois même. Si l'on respecte le dimensionnement des composants indiqué dans le schéma, le circuit convient pour des accumulateurs de 6 ou de 9 V (tels

Il faudra recharger les accumulateurs CdNi de 9 V à 6 ou 7 cellules à l'aide d'un courant de 20 mA environ. On joue-



ra, après un cycle de charge de 14 heures, sur P1 pour définir la tension de fin de charge à la valeur de la tension présente aux bornes de l'accu à ce moment-là.

La tension de fin de décharge –qui est donc elle à laquelle débutera le processus de recharge– est réglée à une valeur inférieure de 1 V à la tension de fin de charge. Ce réglage se fait, comme nous le mentionnions plus haut, par l'intermédiaire de l'ajustable P2.

Les accumulateurs de 6 V à 4 ou 5 cellules sont chargés avec un courant de quelque 55 mA. Les tensions de fin de charge et de fin de décharge sont définies de la même façon que celle décrite ci-dessus. Dans ce cas-là, la différence entre le niveau de fin de charge et le niveau de fin de décharge sera ajustée à 0.8 V.

L'auteur de ce circuit est d'avis qu'une charge effectuée en se basant sur la tension présentée par un accumulateur CdNi ne risque pas de l'endommager et ceci en dépit des recommandations faites par les fabricants qui préfèrent préconiser une charge temporisée, tenant éventuellement compte de la température des accumulateurs.

884

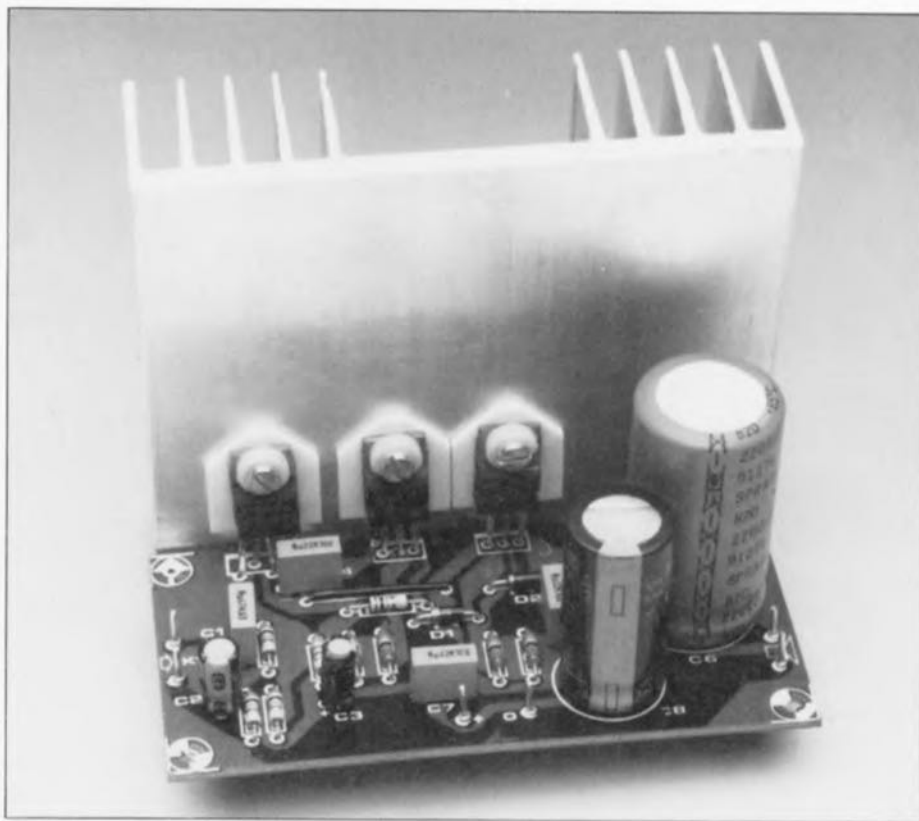
AMPLIFICATEUR MODULAIRE DE 40 W

Si l'on a besoin de petits amplificateurs de sortie compacts, fournissant une puissance moyenne – pour une utilisation dans une enceinte active par exemple – on peut toujours porter son choix sur un module hybride dont il existe des dizaines d'exemplaires (tels que ceux de la série STK de Sanyo, Sanken, etc).

Bien qu'ils soient d'une qualité irréprochable et qu'il en existe de très nombreux modèles, ces modules ont cependant l'inconvénient d'être relativement chers, caractéristique qui ne manquera pas de refroidir l'enthousiasme tout neuf d'un amateur potentiel d'une telle réalisation. Il existe, pour celui qui veut à tout prix fabriquer lui-même son amplificateur, une alternative fort acceptable, tant du point de vue de sa compacité, que de ceux de son prix et de ses caractéristiques techniques (récapitulées dans le **tableau joint**).

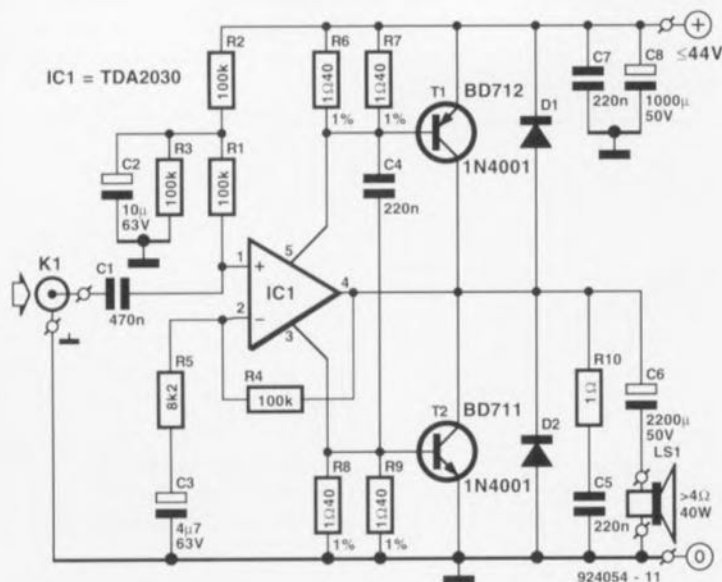
Après ces propos élogieux, venons-en au circuit.

En présence d'un signal audio à l'entrée de l'amplificateur de puissance IC1, on aura, selon la demi-période concernée, circulation entre la sortie de IC1, sa broche 4, et la masse, d'un courant, passant par le haut-parleur d'une part et par les résistances R6/R7 ou R8/R9 de l'autre. Tant que l'intensité du courant est faible,



c'est-à-dire inférieure à 1 A, la chute de tension aux bornes de ces résistances est si faible que la tension présente sur les jonctions base-émetteur des transistors

T1 et T2, pris respectivement en parallèle sur les dites paires de résistances, est insuffisante pour faire entrer ces transistors en conduction. Dans ce domaine, qui cor-



Caractéristiques techniques :

(Toutes valeurs mesurées à une tension d'alimentation de 44 V)

Puissance de sortie maximale :
(à 0,1% de DHT) 22 W dans 8 Ω
40 W dans 4 Ω

Distorsion harmonique et bruit :
1 kHz, 8 Ω , 11 W 0,012 %
1 kHz, 4 Ω , 20 W 0,032 %
20 kHz, 8 Ω , 11 W 0,074 %
20 kHz, 4 Ω , 20 W 0,2 %
1 kHz, 8 Ω , 1 W 0,038 %
1 kHz, 4 Ω , 1 W 0,044 %

Courant de repos : 38 mA environ
Rendement à pleine modulation :
sous 8 Ω 62,5 %
sous 4 Ω 64,0 %

Liste des composants

Résistances :

R1 à R4 = 100 k Ω
R5 = 8k Ω
R6 à R9 = 1 Ω 40 1%
R10 = 1 Ω

Condensateurs :

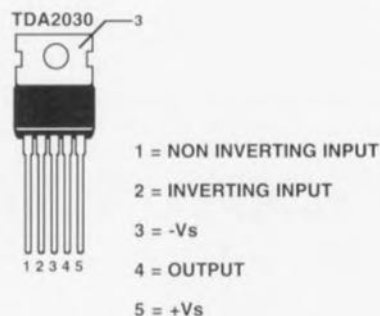
C1 = 470 nF
C2 = 10 μ F/63 V radial
C3 = 4 μ F/63 V radial
C4, C5, C7 = 220 nF
C6 = 2 200 μ F/50 V radial
C8 = 1 000 μ F/50 V radial

Semi-conducteurs :

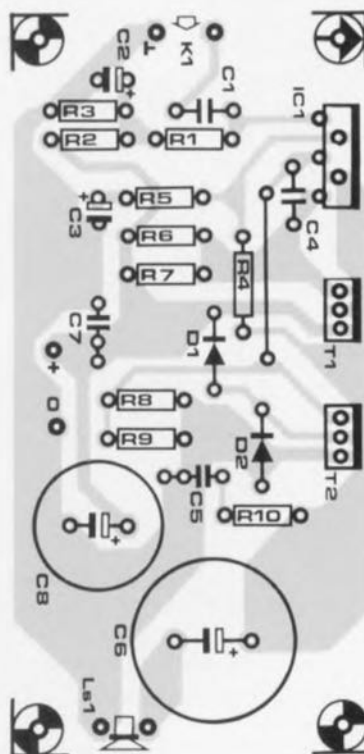
D1, D2 = 1N4001
T1 = BD712
T2 = BD711
IC1 = TDA2030

Divers :

K1 = embase cinch
radiateur $R_{th} < 2$ K/W
matériel d'isolation (céramique) pour
IC1, T1 et T2



924054 - 12



respond à une tension de crête de 4 V dans 4 Ω , soit 2 W – si si c'est bien cela puisque l'on travaille avec des valeurs efficaces), c'est donc l'amplificateur intégré qui effectue tout le travail.

Dès que le courant de charge dépasse 1 A, les transistors entrent en conduction fournissant le courant additionnel que l'amplificateur n'est plus lui-même à même de produire. Il ne circule pas, lorsque le niveau du signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur est faible, de courant de repos à travers les transistors. Sachant cependant que l'amplificateur comporte une source de courant de repos interne, il n'y a pas de risque de distorsion d'intermodulation même lorsque le courant de collecteur se met à augmenter. Comme on a, de plus, un suivi en température du réglage du courant de repos interne, il n'y a aucune raison de se faire du soucis quant au réglage de ce courant de repos et à sa stabilité. Ceci ne peut que faciliter la réalisation du montage et garantir une bonne reproductibilité des caractéristiques observées.

Les composants dont nous n'avons pas encore parlé remplissent des fonctions classiques de découplage ou de stabilisation. Le circuit se caractérise par une plage de tensions d'alimentation remarquablement étendue, allant de 12 à 44 V – il ne saurait cependant être question de dépasser cette valeur limite de 44 V. Il va sans dire que la puissance de sortie varie proportionnellement à la valeur de la tension d'alimentation.

La mise en place des composants sur le circuit imprimé dont nous vous proposons la sérigraphie de l'implantation des composants en **figure 2**, n'appelle pas de remarque spéciale – tirade classique penserez-vous, et pourtant c'est bien comme cela. Le circuit intégré et les transistors seront montés sur un radiateur ayant une résistance thermique R_{th} de 2 K/W au maximum en veillant à leur isolation; on utilisera de préférence des plaquettes de céramique dotées d'un rien de pâte thermoconductrice.

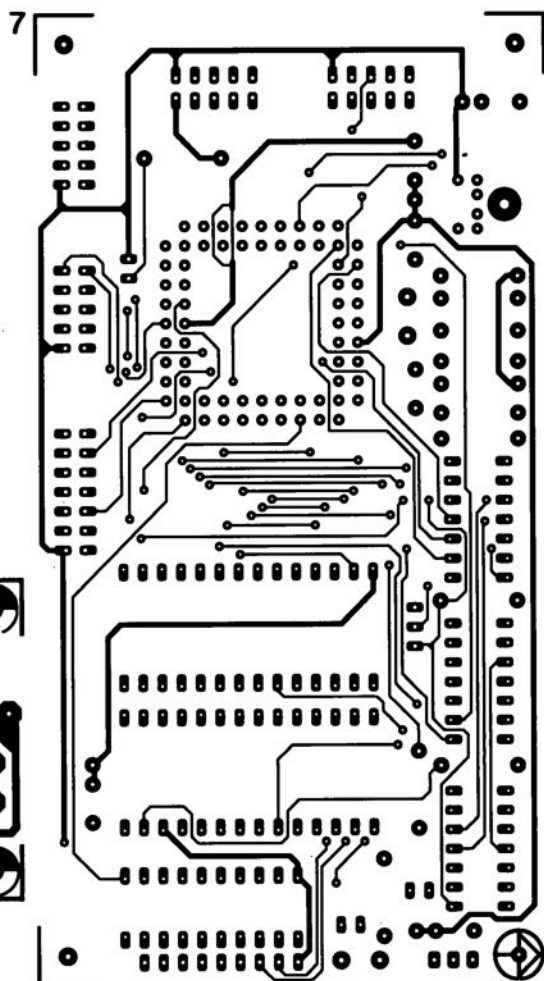
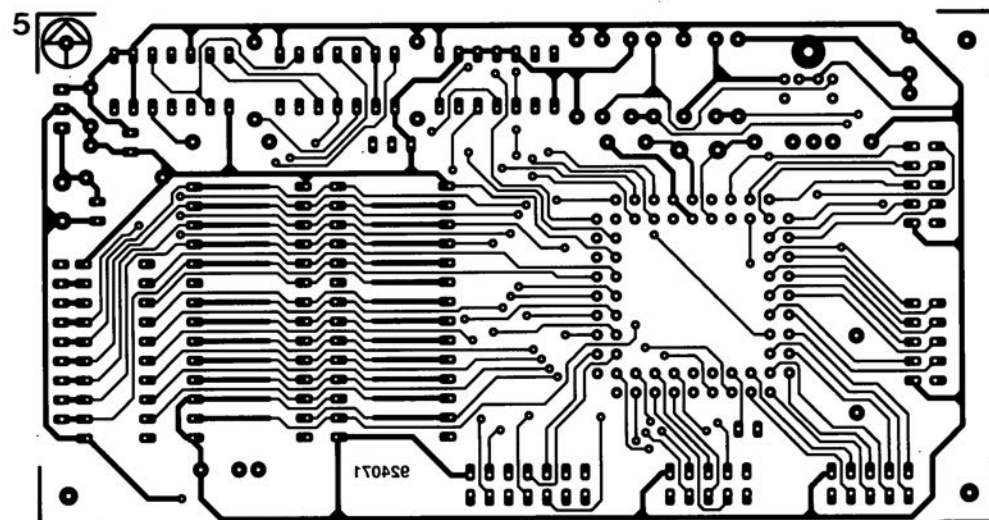
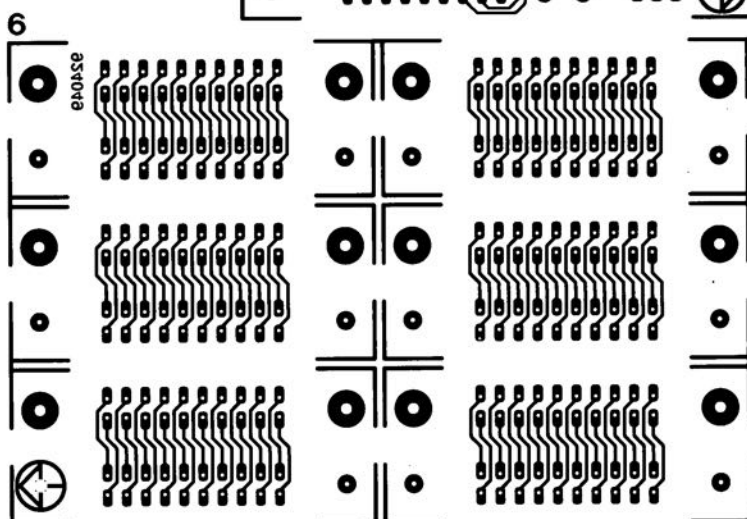
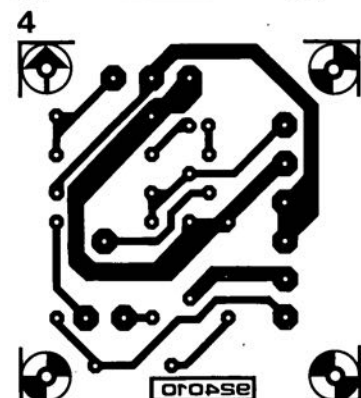
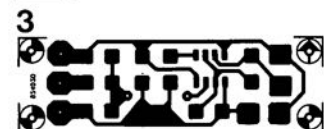
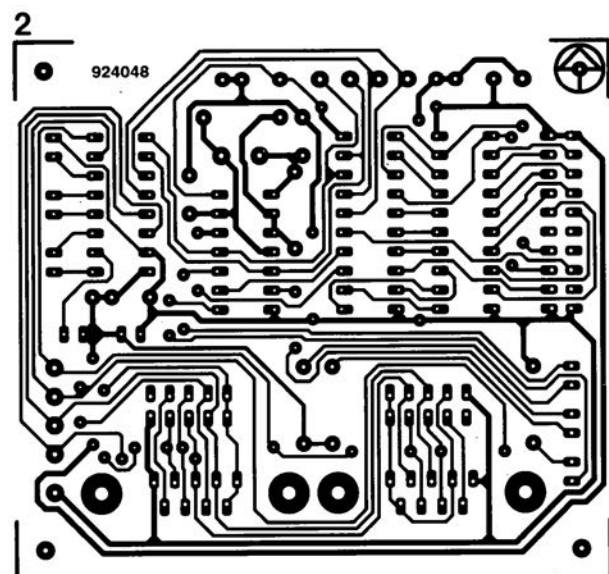
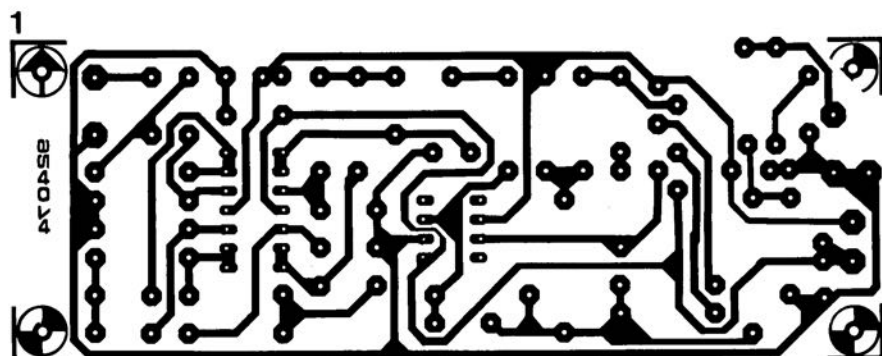
La protection du module se fera à l'aide d'un fusible de 3,15 A pris dans la ligne d'alimentation.

application SGS-Thomson

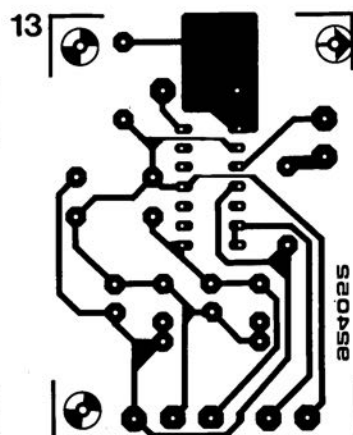
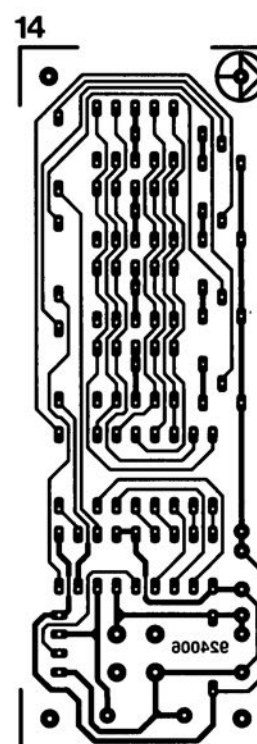
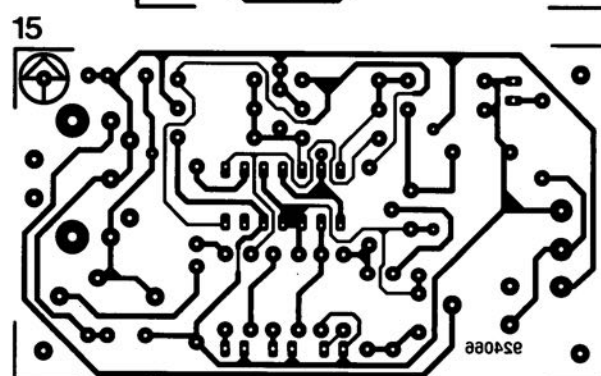
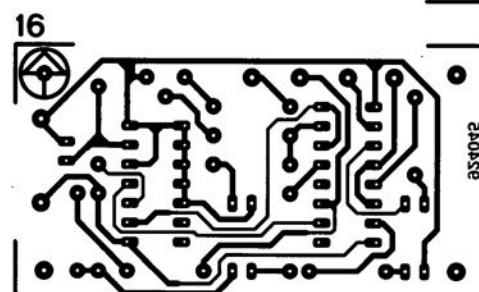
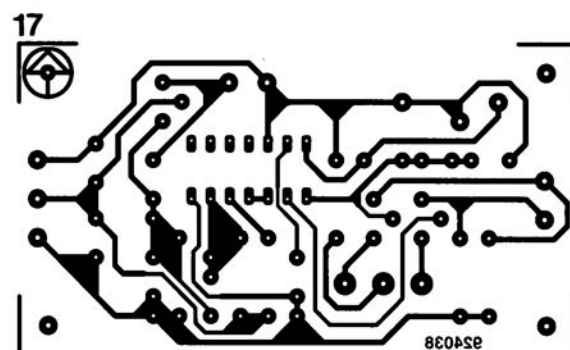
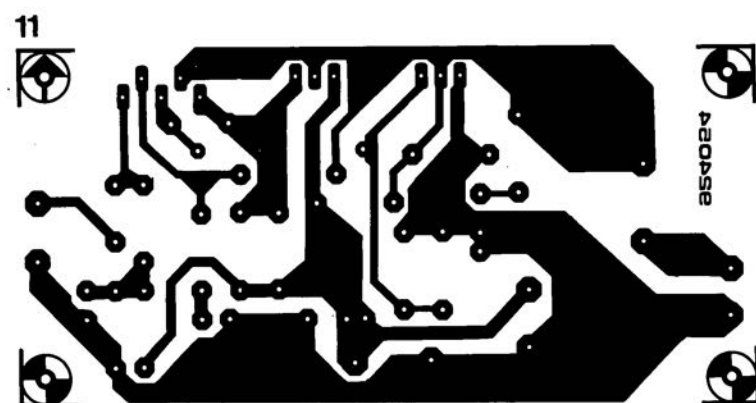
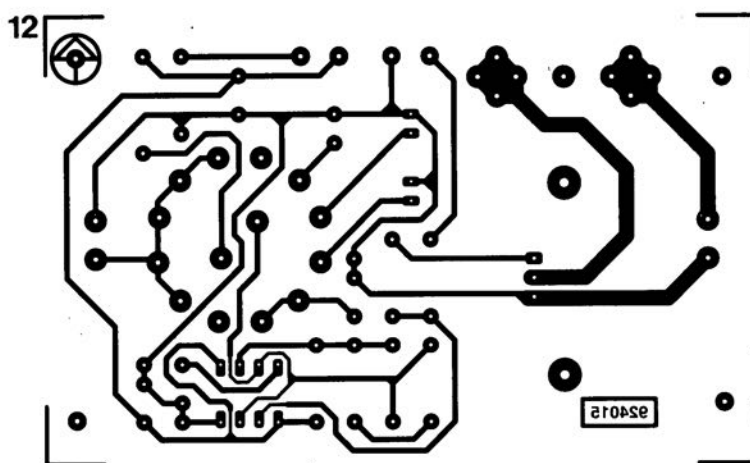
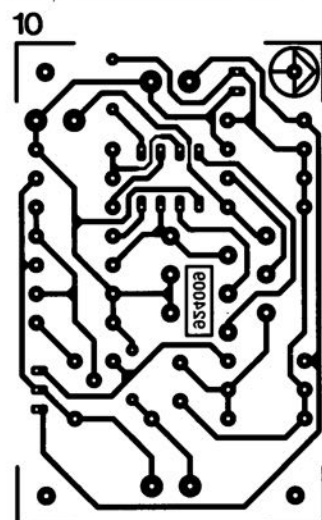
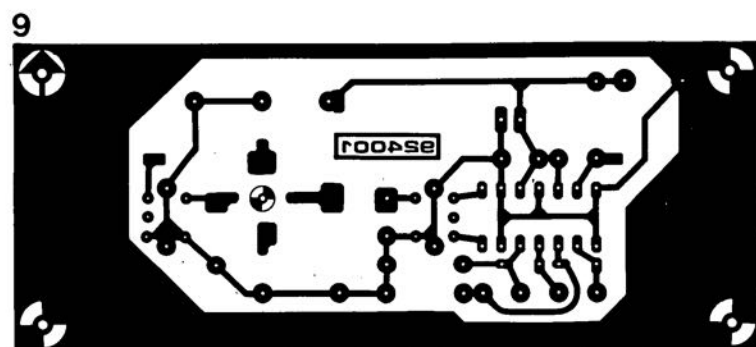
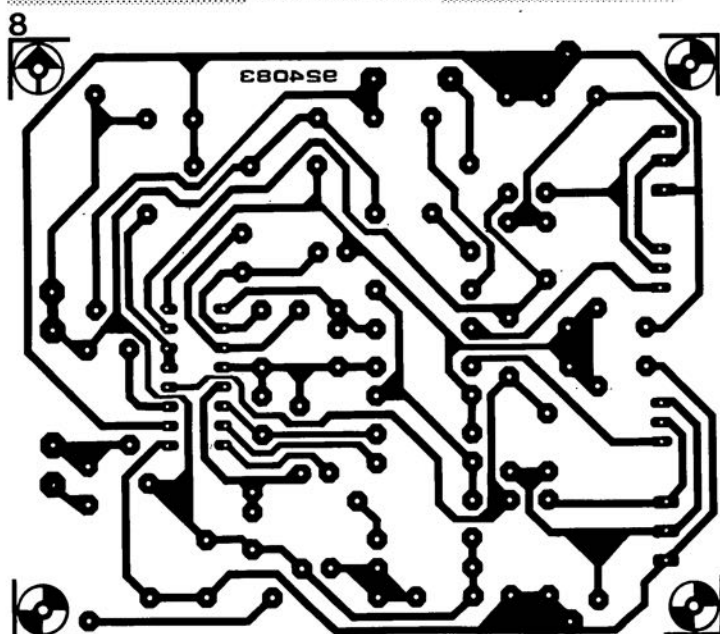
Pour tous vos problèmes,
électroniques bien entendu,
confiez-vous au serveur
d'Elektor
en faisant sur votre Minitel
le 3615
+
Elektor

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



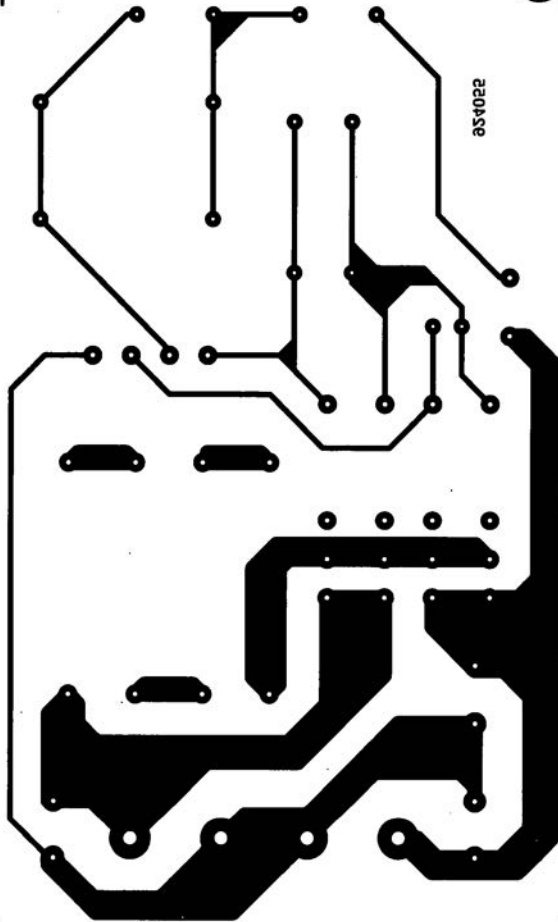
SERVICE



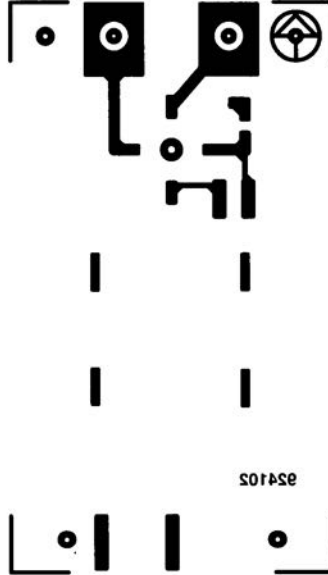
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

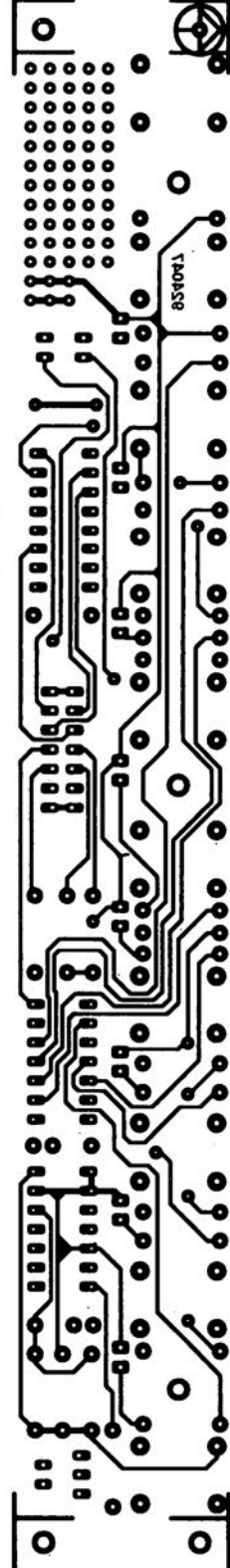
18



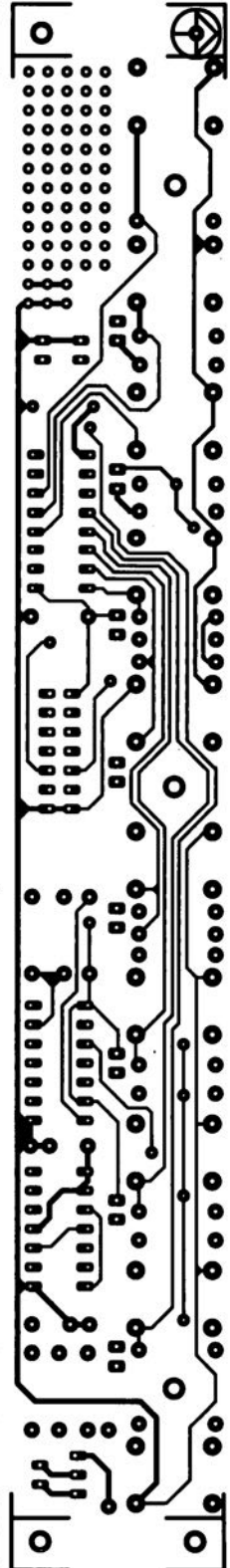
23



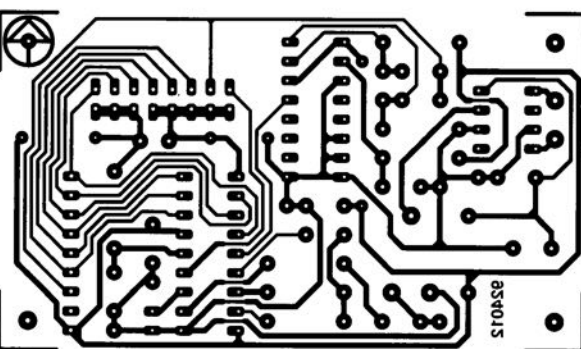
24



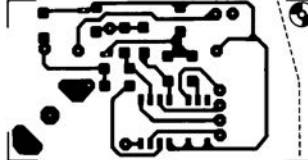
25



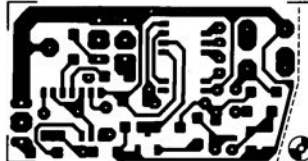
19



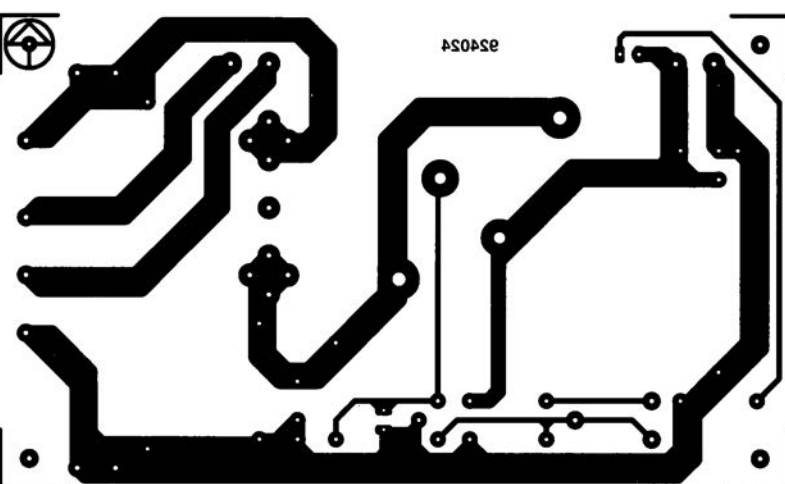
22



21

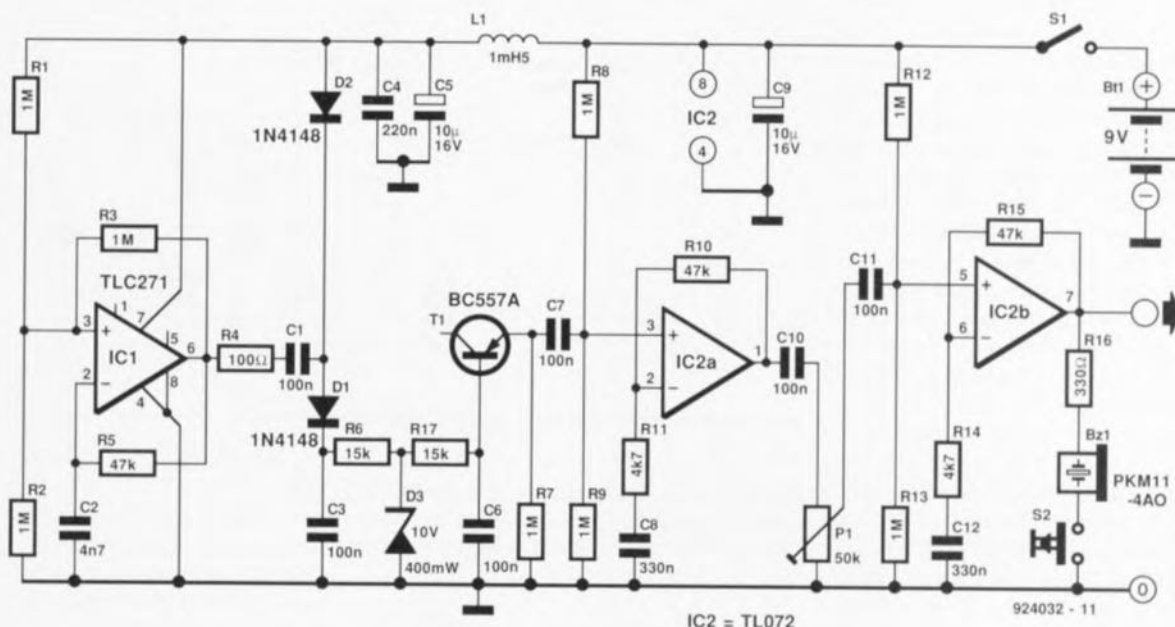


20





GÉNÉRATEUR DE BRUIT ALIMENTÉ EN 9 V



IC2 = TL072

924032 - 11

Il est fait appel à un générateur de bruit pour la mesure du bruit propre d'amplificateurs ou de récepteurs en tous genres, ou encore lors de certaines mesures acoustiques. Le bruit de générateurs de bruit BF classique est basé sur les caractéristiques stochastiques d'un flux d'ions résultant d'une décharge de gaz.

Il est cependant possible de fabriquer un générateur de bruit rudimentaire sans avoir besoin de tube spécial : une jonction base-émetteur d'un transistor bipolaire montée en sens inverse constitue une alternative tout à la fois compacte et bon marché !

Sur le schéma, la tension de bruit est prise sur l'émetteur de T1. La jonction base-émetteur de ce transistor PNP se met à travailler en zener à une tension inverse

de quelque 9 V, mais ne commence réellement à « faire du bruit » qu'à partir de 10 V environ. Si l'on veut pouvoir alimenter le circuit à l'aide d'une pile de 9 V ordinaire, il va falloir ajouter un petit générateur de soutien qui prend ici la forme de IC1 et des composants connexes.

Le TLC271 fournit à sa sortie une tension rectangulaire ayant une fréquence de l'ordre de 2 750 Hz. Un circuit de pompe à diode constitué des condensateurs C1 et C3 associés aux diodes D1 et D2, double la tension fournie par la pile de sorte que l'on dispose aux bornes de la diode zener D3 d'une tension continue stable de 10 V.

Le filtre passe-bas formé par la résistance R17 et le condensateur C6 évite que l'on

ne retrouve dans le spectre de bruit des composantes de fréquence en provenance du générateur rectangulaire.

Les amplificateurs opérationnels intégrés dans IC2 amplifient la tension de bruit 10 fois chacun, pour la plage de fréquences comprises entre 0,1 et 300 kHz. Grâce à l'ajustable P1 il est possible de jouer sur l'amplitude de la tension disponible en sortie; le bouton-poussoir S2 permet quant à lui la transmission, un court instant, à titre de vérification, du signal de bruit à un résonateur travaillant en tension alternative.

Avec une pile de 9 V neuve, la consommation de courant du circuit ne dépasse guère 5 à 6 mA.



INVERSEUR DE TENSION À CIRCUIT HC

Vous pouvez bien évidemment faire appel, lorsque vous avez besoin d'une tension d'alimentation négative, à un circuit inverseur de tension spécialement conçu à cet effet. Cependant, si tant que la consommation du circuit n'est pas trop importante, vous pouvez également fort bien vous en sortir en mettant à l'oeuvre un circuit intégré HC de technologie MOS. L'avantage majeur de cette approche est que le dit circuit est beaucoup plus facile à trouver qu'un LTXXX ou autre MC spé-

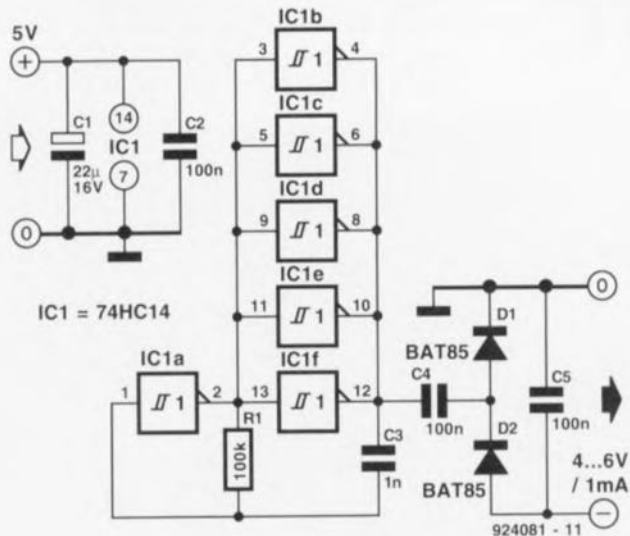
cialisé. Notre circuit fait appel à un 74HC14, circuit qui n'intègre pas moins de 6 inverseurs à trigger de Schmitt. S'agissant d'un composant de la famille HC, ces inverseurs sont capables de fournir un courant de sortie relativement important et étant à trigger de Schmitt, le circuit est relativement facile à mettre en oscillation. Le seul problème que posent les portes à trigger de Schmitt est leur mise en parallèle. À l'inverse des inverseurs ou tampons, des triggers de Schmitt peu-

vent, même s'ils sont intégrés dans un même boîtier, commuter de façon asynchrone, avec tous les inconvénients que cela sous-entend. Ce problème ne se pose en fait qu'avec des signaux d'entrée lents.

Pour cette raison, la commande des entrées mises en parallèle se fait par l'intermédiaire d'une porte qui n'est pas prise dans le montage en parallèle. Sachant que cette porte est elle aussi à trigger de Schmitt, on dispose à la sortie d'un signal

aux flancs raides (et rapides). On peut supposer dans ces conditions que la commutation de toutes les portes prises en parallèle se fait, pratiquement, simultanément.

Associées à IC1a, les portes montées en parallèle constituent un générateur de signal rectangulaire RC. La fréquence du signal de sortie est de l'ordre de 125 kHz. Ce signal est ensuite converti, par l'intermédiaire d'une « pompe de charge », en une tension d'alimentation négative. Les diodes utilisées ici sont des diodes Schottky qui, en raison de leur tension de seuil plus faible, laissent une tension plus importante à la charge que leurs homologues au silicium. On dispose, hors-charge, d'une tension de l'ordre de 6 V en sortie, sachant que le circuit possède un courant de repos de 100 μ A environ. À un courant de sortie de 1 mA, la tension de sortie chute à 4 V. S'il n'y a pas d'inconvénient à ce que la tension de sortie chute encore un peu plus, on pourra tirer un courant allant jusqu'à 10 mA. La tension chutera dans ce cas-là jusqu'à une valeur égale à la moitié environ de la tension d'alimentation.



Il ne saurait être question d'obtenir un courant plus important ou une chute de tension moindre en augmentant la capacité des condensateurs de la pompe de charge.

IC1 n'est en effet pas en mesure, de tou-

tes façons, de fournir la charge additionnelle.

Le circuit n'est pas protégé contre les courts-circuits de sorte que, confronté à une telle situation, IC1 ne dépassera pas sur le champ, mais il ne mettra pas longtemps à rendre l'âme.



INTERFACE THERMOCOUPLE → MULTIMÈTRE NUMÉRIQUE

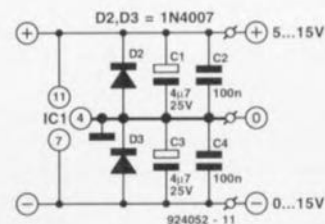
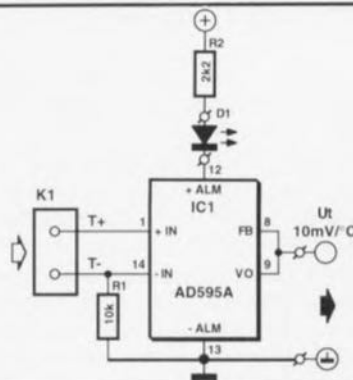
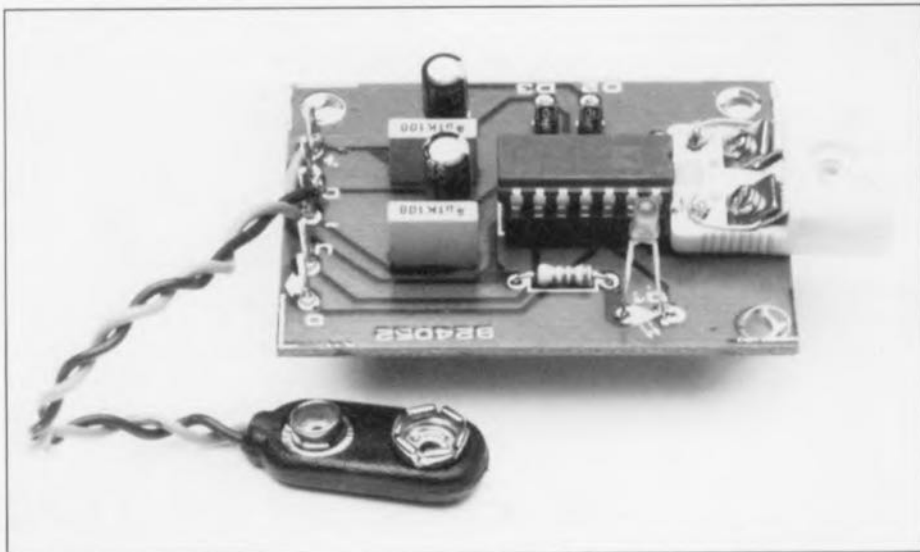
à un seul circuit

Les thermocouples sont des dispositifs tout à la fois économiques et solides lorsqu'il faut effectuer une prise de température. Ils ont, de par leur petite taille, un temps de réponse court et conviennent donc à merveille lorsqu'il est important que la réponse à des variations de température se fasse rapidement.

Les thermocouples de type K ont une plage de température étendue et leurs domaines d'utilisation vont de la cryogénie à l'analyse de températures à la sortie des tuyères d'avions à réaction.

Le circuit proposé ici convertit les signaux fournis par un thermocouple en une tension continue ayant un gradient de $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, très exactement ce qu'il nous faut pour pouvoir utiliser un multimètre numérique comme dispositif d'affichage. Pour les plus entreprenants d'entre vous il est bien évidemment possible aussi d'envisager la transmission du signal de sortie de l'interface vers un système de traitement, qu'il s'agisse d'un ordinateur ou d'un microcontrôleur, en vue d'applications de mémorisation de températures plus sophistiquées.

L'AD595A d'Analog Devices est un amplificateur d'instrumentation et un système de compensation de jonction froide de thermocouple complet, intégré sur une même puce. Il combine un point de référence 0°C et un amplificateur précalibré



pour produire, directement à partir d'un signal fourni par un thermocouple, un signal de sortie de 10 mV/°C. L'AD595A est ajusté au laser en usine pour une utilisation avec des thermocouples K (chromel-alumel).

Il est difficile de faire plus simple que cette application du AD595A. Le thermocouple de type K est relié à l'embase de caractéristiques spécifiques prévue pour lui, K1. La résistance R1 prise à l'entrée est destinée à éviter que les tensions en mode commun induites dans la boucle du thermocouple ne soient converties en mode normal. L'AD595A comporte une sortie d'alarme, +ALM (broche 12) utilisée pour la commande d'une LED à faible consommation. La sortie +ALM passe au niveau bas lorsque l'une des lignes (voire les 2) allant au thermocouple est interrompue. On notera que la compensation de jonction froide effectuée par l'AD595A sera affectée en cas d'activation du circuit d'alarme. Ceci signifie tout simplement que les valeurs de mesure effectuées, sortie d'alarme en fonction, ne sont plus valables.

Liste des composants

Résistances:

R1 = 10kΩ

R2 = 2kΩ2

Condensateurs:

C1, C3 = 4μF7/25V radial

C2, C4 = 100 nF

Semi-conducteurs:

D1 = LS3369EH (LED faible courant) rouge

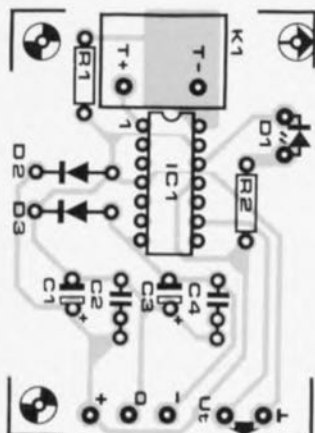
D2, D3 = 1N4007

IC1 = AD595A (Analog Devices)

Divers:

K1 = embase pour thermocouple de type K

boîtier avec compartiment pour pile de 80x60x20 mm



Température du thermocouple [°C]	Tension TC de type K [mV]	Sortie AD595A [mV]
-200	-5,891	-1 454
-180	-5,550	-1 370
-160	-5,141	-1 269
-140	-4,669	-1 152
-120	-4,138	-1 021
-100	-3,3553	-876
-80	-2,920	-719
-60	-2,243	-552
-40	-1,527	-375
-20	-0,777	-189
-10	-0,392	-94
0	0	2,7
10	0,397	101
20	0,798	200
25	1,000	250
30	1,203	300
40	1,611	401
50	2,022	503
60	2,436	605
80	3,266	810
100	4,095	1 015
120	4,919	1 219
40	5,733	1 420
160	6,539	1 620
180	7,338	1 817
200	8,137	2 015
220	8,938	2 213
240	9,745	2 413
260	10,560	2 614
280	11,381	2 817
300	12,207	3 022
320	13,039	3 227
340	13,874	3 434
360	14,712	3 641
380	15,552	3 849
400	16,395	4 057
420	17,241	4 266
440	18,088	4 476
460	18,938	4 686
480	19,788	4 896
500	20,640	5 107
520	21,493	5 318
540	22,346	5 529
560	23,198	5 740
580	24,050	5 950
600	24,902	6 161
620	25,751	6 371
640	26,599	6 581
660	27,445	6 790
680	27,288	6 998
700	26,128	7 206
720	26,965	7 413
740	30,799	7 619
750	31,214	7 722
760	31,629	7 825
780	32,455	8 029
800	32,777	8 232
820	34,095	8 434
840	34,909	8 636
860	35,718	8 836
880	36,524	9 035
900	37,325	9 233
920	38,122	9 430
940	38,915	9 626
960	39,703	9 821
980	40,488	10 015
1 000	41,269	10 209
1 020	42,045	10 400
1 040	42,817	10 591
1 060	43,585	10 781
1 080	44,349	10 970
1 100	45,108	11 158
1 120	45,863	11 345
1 140	46,612	11 530
1 160	47,356	11 714
1 180	48,095	11 897
1 200	48,828	12 078
1 220	49,555	12 258
1 240	50,276	12 436
1 250	50,633	12 524

Sachant que la tension de sortie d'un thermocouple n'est pas une fonction linéaire de la température (voir le tableau ci-après), et que l'AD595A amplifie le signal après compensation, on fera appel, pour déterminer la tension de sortie réelle, à la fonction de transfert suivante :

$$\text{Sortie AD595A} = (\text{Tension de type K} + 11 \mu\text{V}) \cdot 247,3.$$

Comme les thermocouples ANSI de type K et NiCr-Ni DIN sont composés d'alliages identiques, on pourra utiliser indifféremment l'un ou l'autre de ces thermocouples.

Vu le faible nombre de composants nécessaires, la réalisation de ce montage

devrait être une affaire rondement menée. On remarquera la présence d'une petite surface de cuivre entre l'embase du thermocouple et le circuit intégré, surface destinée à améliorer le contact thermique entre ces 2 éléments. Il est important de veiller à une résistance thermique faible si l'on veut que la référence point zéro (*ice point*) intégrée sur le circuit intégré fonctionne correctement.

L'alimentation de l'interface pourra se faire à l'aide d'une tension asymétrique ou symétrique. Dans le premier cas on interconnectera les broches « 0 » et « $\perp$ » (masse) avant de les relier au pôle « - » de la pile. On notera cependant qu'il est impossible de mesurer des température

négative (inférieures à 0°C) si l'on utilise une alimentation asymétrique.

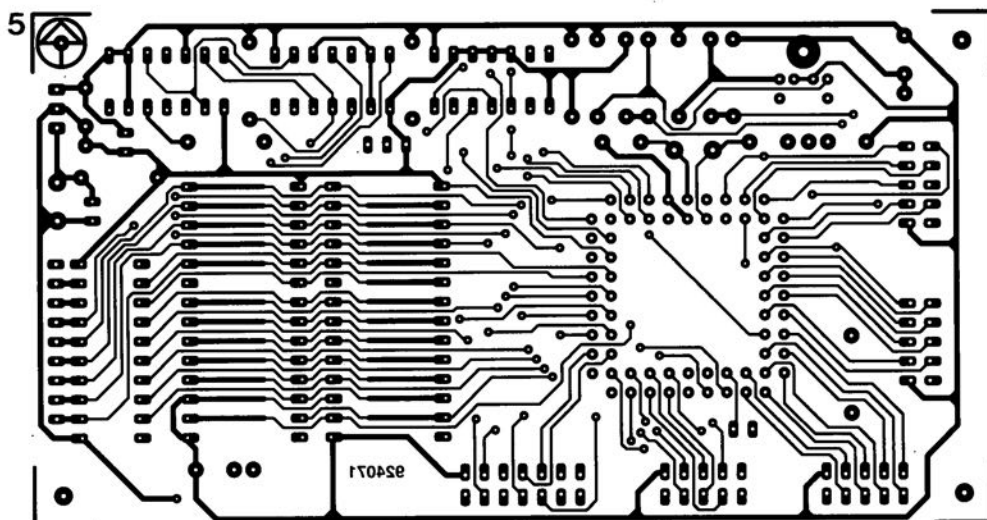
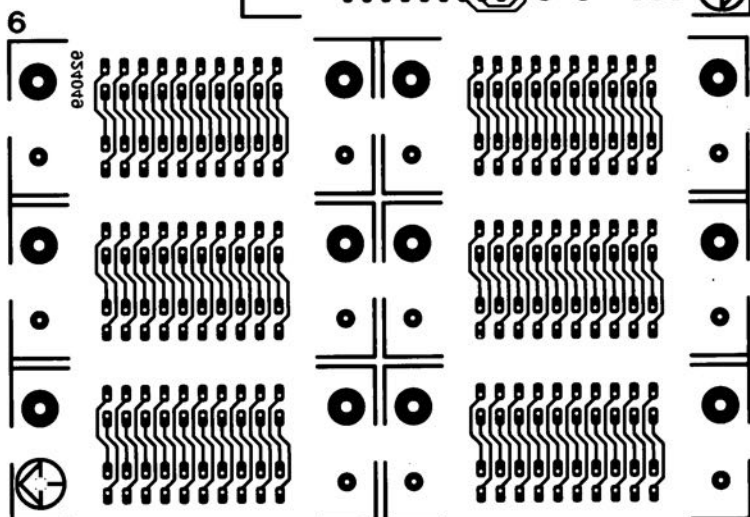
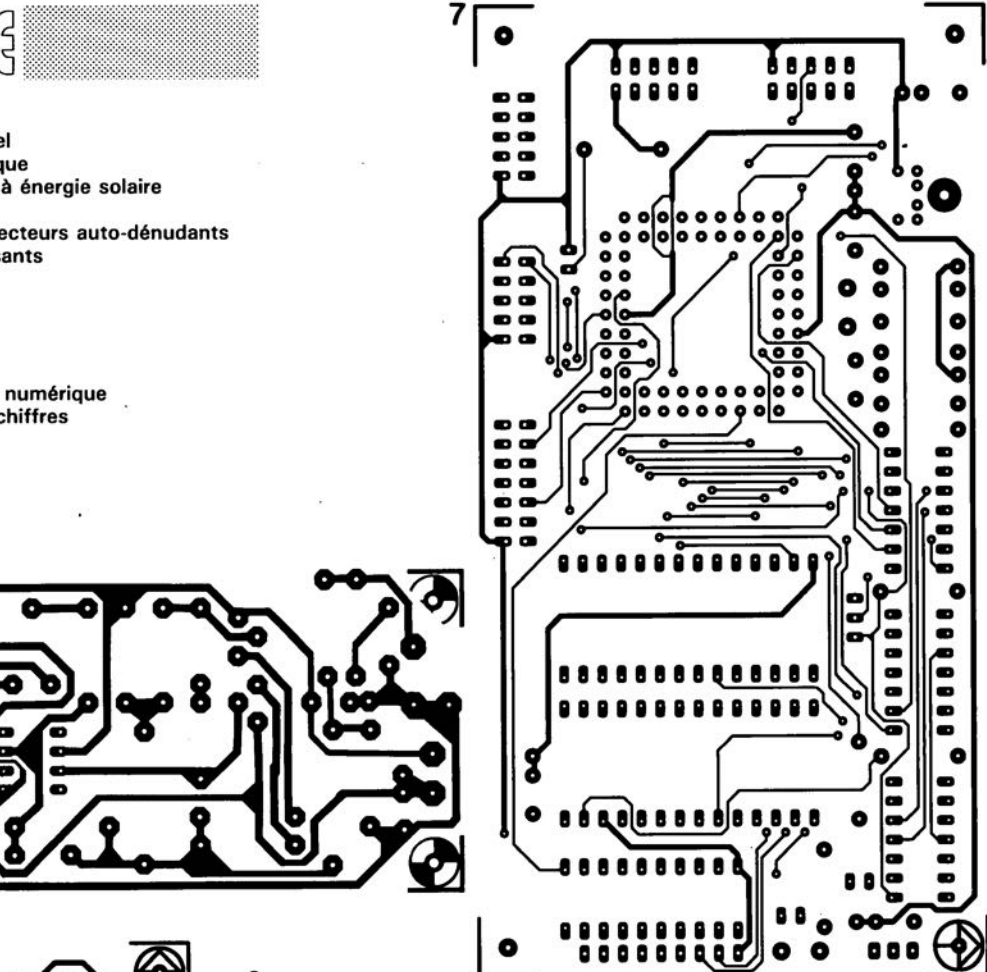
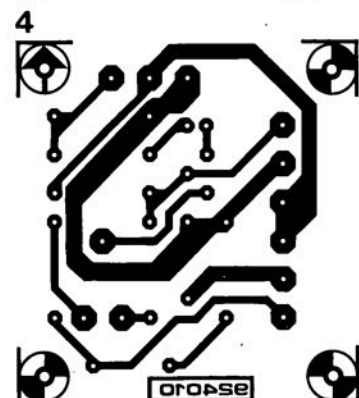
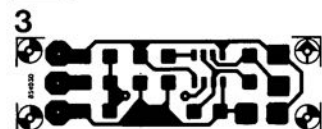
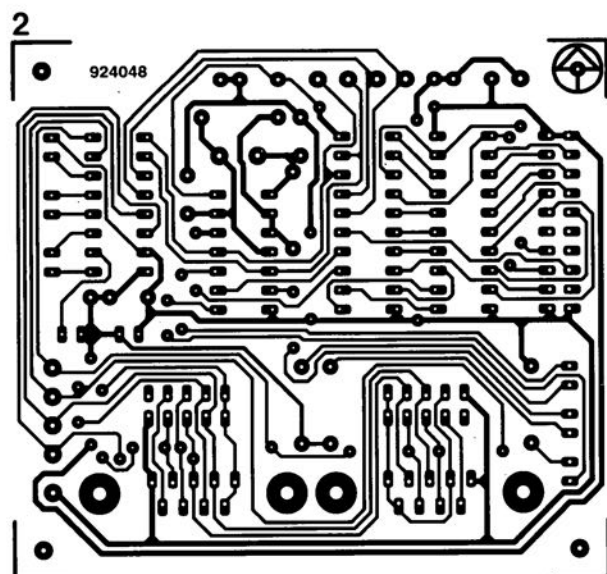
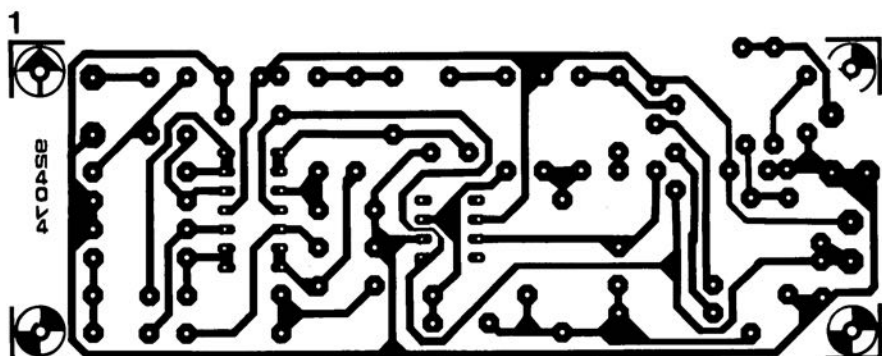
Si l'on opte pour une alimentation symétrique on dispose de la totalité de la plage de température. La solution la plus simple pour réaliser une alimentation symétrique consiste à faire appel à 2 piles compactes de 9 V.

La consommation de courant est, thermocouple connecté, de 1 mA, alors qu'elle passe à un peu moins de 10 mA thermocouple débranché (logique : la LED d'alarme est en fonction).

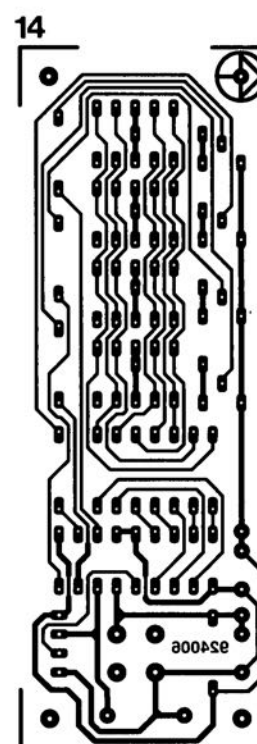
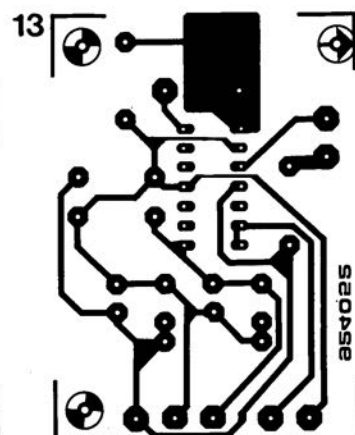
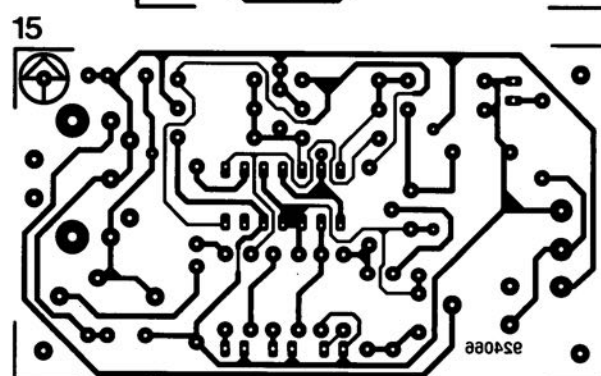
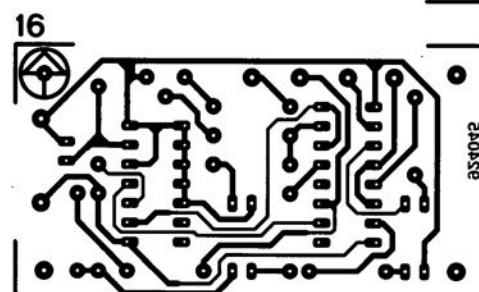
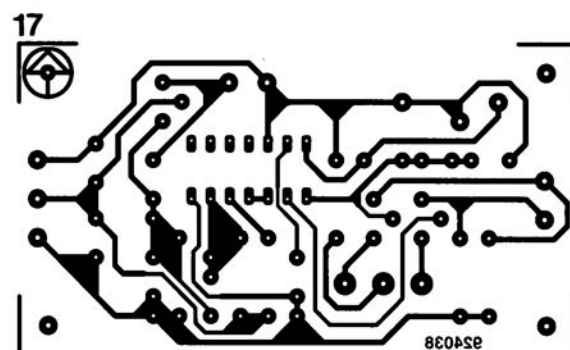
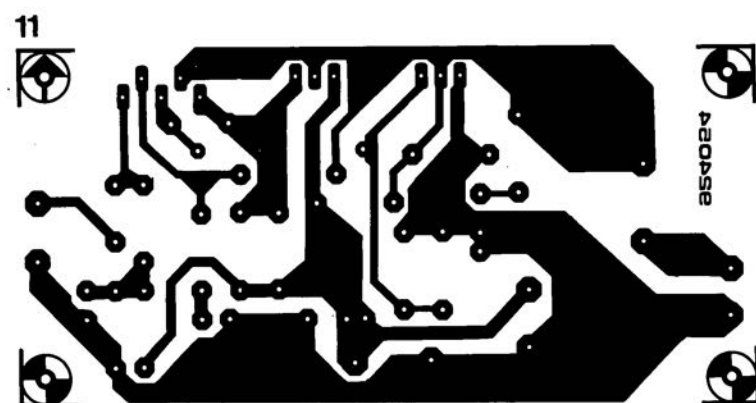
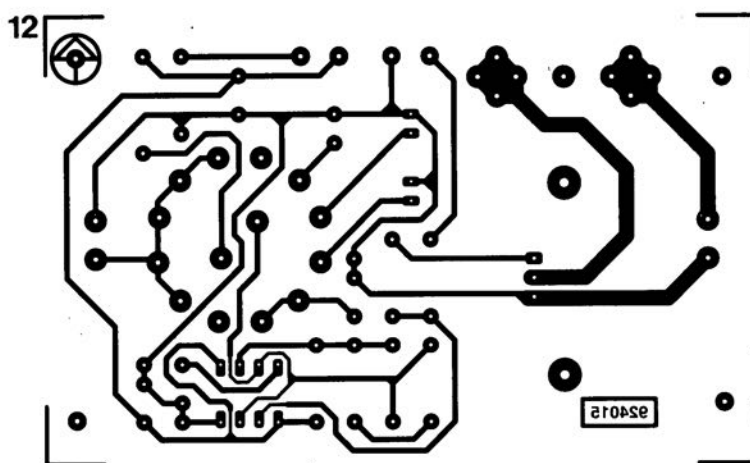
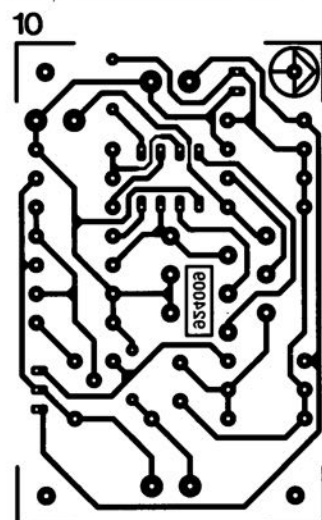
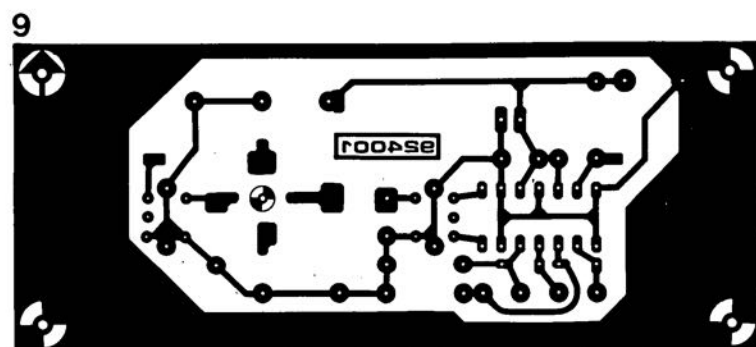
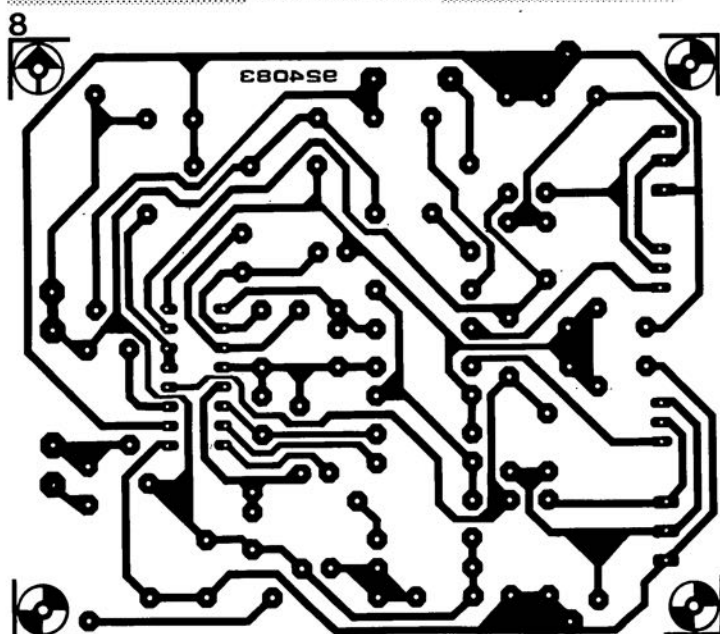
Bibliographie : « thermomètre à thermocouple, Elektor n°163, janvier 1992, page 30 et suivantes

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



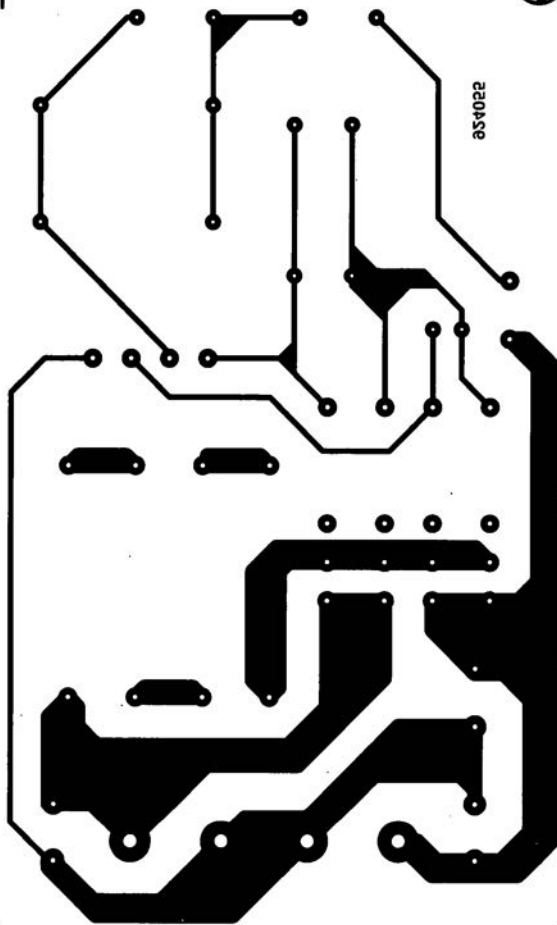
SERVICE



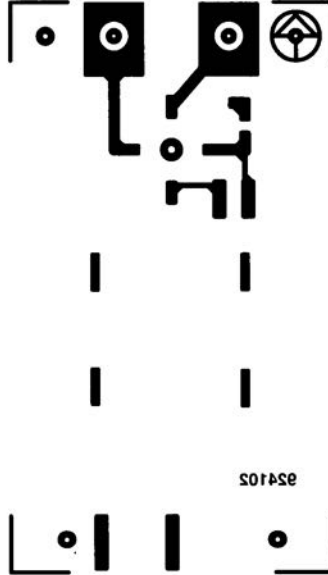
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

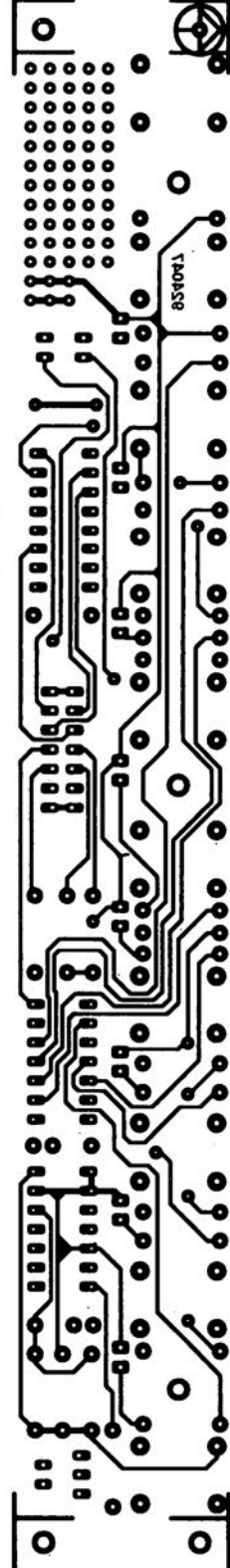
18



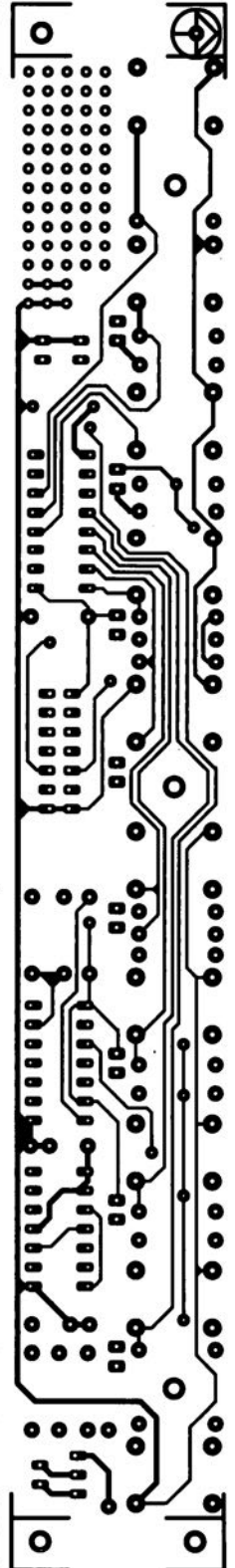
23



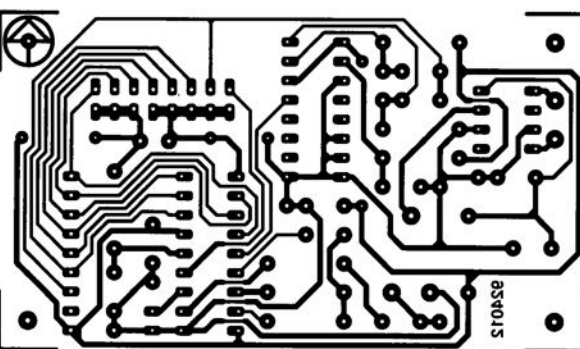
24



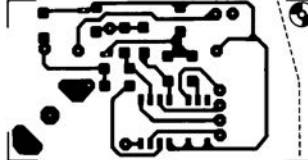
25



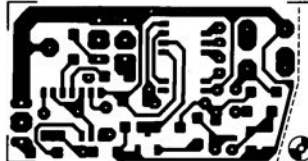
19



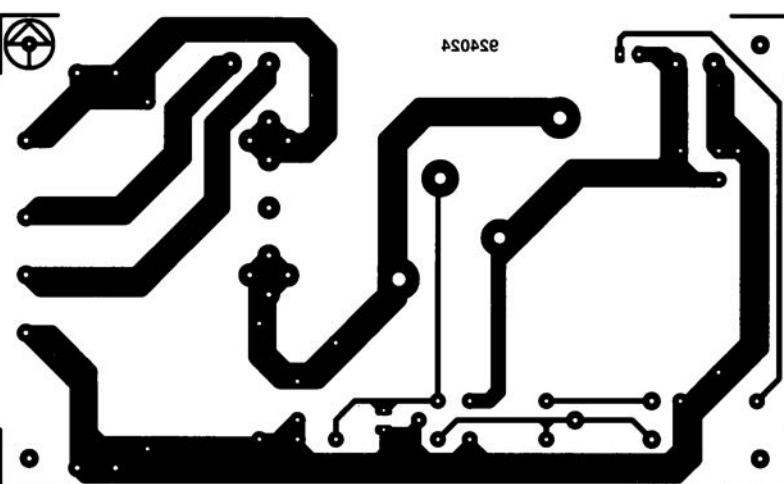
22



21



20





ASTUCE D'UTILISATION DU MAX134

La raison d'être du MAX134 de Maxim est de servir d'entrée analogique pour des instruments de mesure pilotés par microprocesseur. Il permet, en ne faisant appel qu'à un nombre relativement faible de composants, de réaliser un multimètre précis.

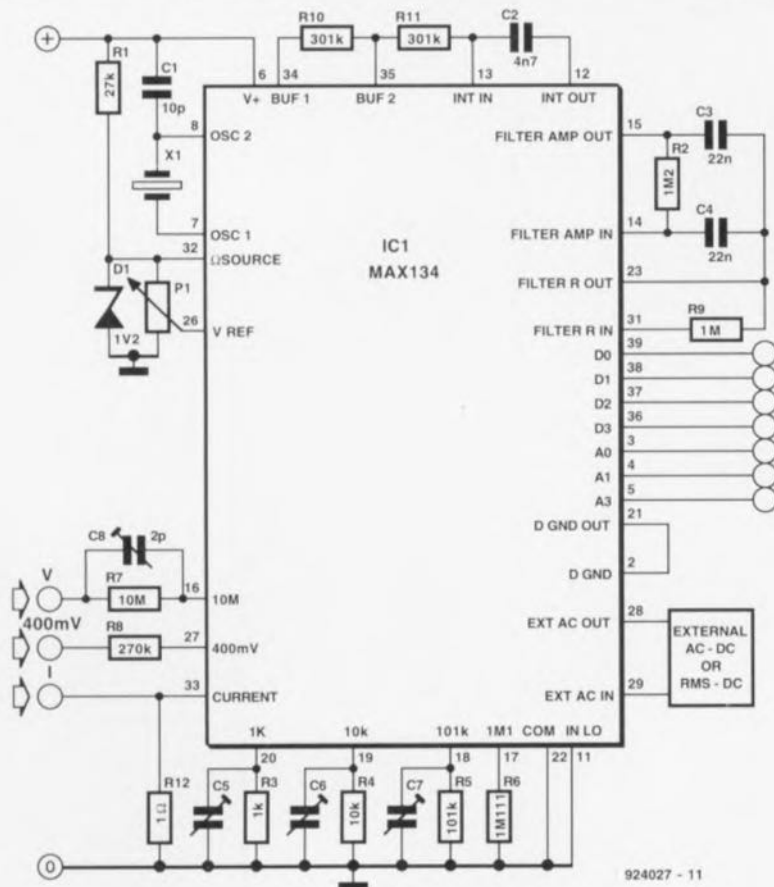
La structure du sélecteur de calibre intégré nécessite l'utilisation, pour la réalisation de l'atténuateur d'entrée (R5 et R6),

de résistances aux valeurs pour le moins « biscornues » difficiles à trouver à la tolérance élevée requise.

Voici l'alternative que nous vous proposons : nous allons utiliser, pour les résistances de l'atténuateur, des résistances de valeur ronde, séparées par un facteur de 10, 100 k Ω pour R5 et 1 M Ω pour R6, et procéderons à une correction par logi-

ciel des valeurs de mesure numériques obtenues.

Le tableau joint indique le facteur de correction à appliquer pour chacun de calibres. Il faudra effectuer cette correction **après** redressement de la dérive en tension (l'offset) et le traitement du signe (de polarité). Les plus expérimentés d'entre vous auront vu au premier coup d'oeil que ce calcul se limite à de simples décalages, additions ou soustractions. Même un Z80 doté d'une horloge de 2 MHz aura besoin de moins d'1 ms pour une telle opération (l'intervalle séparant 2 mesures étant lui de 50 ms). Si tant est que l'instrument de mesure soit doté d'un étalonnage (calibration) numérique, on devrait disposer indubitablement d'une routine de multiplication.



Calibre	Facteur de multiplication
400 mV	---
4 V	1,100000
40 V	1,010000
400 V	1,001000
4 000 V	1,000100
400 Ω	0,999900
4 k Ω	0,999001
40 k Ω	0,990099
400 k Ω	0,909090
4 M Ω	---
40 M Ω	---

Il est préférable d'effectuer les opérations avec un chiffre de plus pour n'arrondir que juste avant la visualisation. Le passage de 5 à 6 chiffres BCD, n'entraîne pas, en arithmétique compilée, de code additionnel et fournit en tout état de cause des résultats exacts.

W. Neff

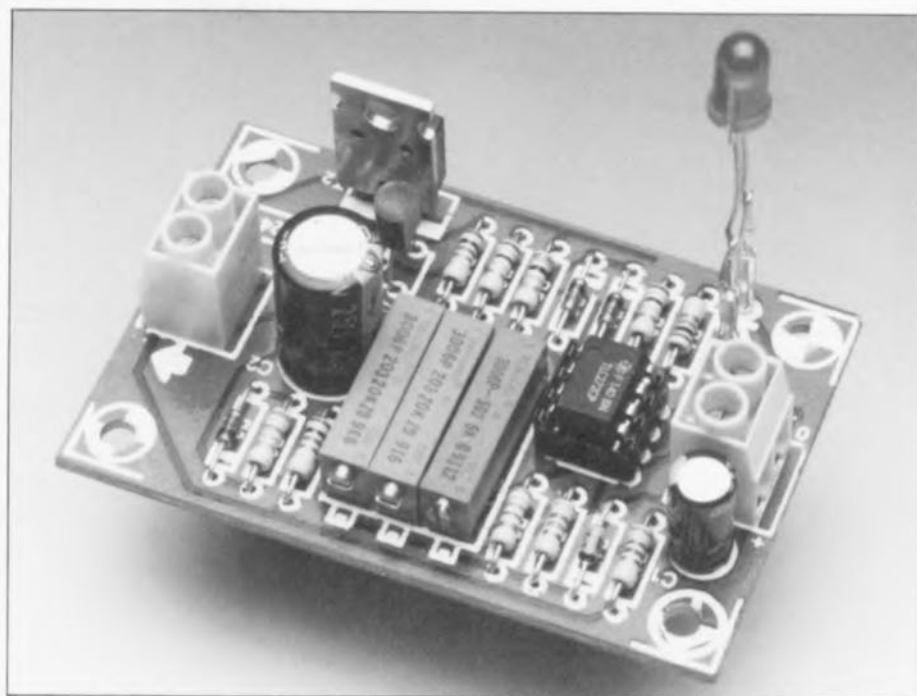


SILENCIEUX POUR VENTILATEUR DE PC

L'une des caractéristiques les plus désagréables de la plupart des ordinateurs du type dit « IBM-PC & Compatibles » est le bruit qu'ils produisent, bruit à la fois gênant (pour l'atmosphère de travail) et inutile (leur fonctionnement à « pleins tubes » n'étant, par les temps qui courent, il en sera sans doute différemment avec des CPU consommant une trentaine de watts, que très rarement justifié); parler de leur consommation est quelque peu hors-sujet, vu le peu d'énergie qu'il leur faut pour ronfler consciencieusement...

Le système de ventilation d'un nombre non négligeable d'alimentations pour PC est surdimensionné, bruyant, tournant à une vitesse tout à la fois constante et trop élevée. Nous ne sommes pas les premiers à penser que la ventilation d'un PC peut remplir sa fonction plus silencieusement, nous n'en voulons pour preuve que la dizaine, voire plus, de « bidules » de ce genre disponibles sur le marché. Les auteurs de ce montage ont pu vérifier qu'un PC peut fort bien continuer de fonctionner parfaitement avec un ventilateur qui tourne bien plus lentement.

Le contrôleur de régime du ventilateur se décompose en 2 sous-ensembles : le premier, le capteur de température, prend ici la forme d'une LED, le second est un régulateur de vitesse de ralenti.

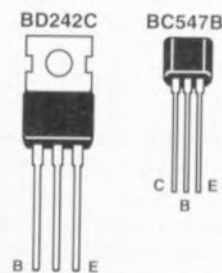
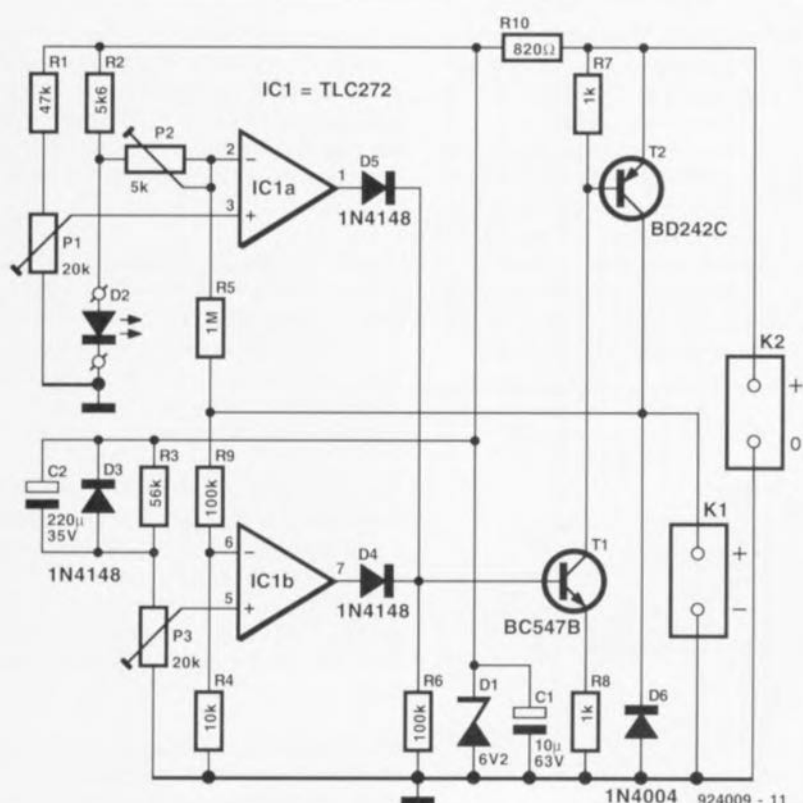


L'association d'un moniteur de température et d'un régulateur de vitesse de ralenti se traduit par une relation linéaire entre la température et le régime du ventilateur. En d'autres termes, le ventilateur ne tourne jamais plus vite qu'il n'est strictement nécessaire. De par l'existence de 2 circuits de régulation distincts, il n'y a pas d'interaction entre le ralenti et la ré-

gulation de température, comme cela est le cas sur de nombreux systèmes concurrents (moins sophistiqués) présents sur le marché. Le résultat de cette approche est un régime de ventilateur faible (peu de bruit) aux températures peu élevées ainsi qu'une ventilation efficace et un bon démarrage en toutes circonstances.

Lorsque la température augmente à l'intérieur du PC, la chute de tension observée aux bornes de la LED D2 varie avec un gradient de l'ordre de -2 mV/K , ce qui se traduit par une tension plus élevée à la sortie de l'amplificateur opérationnel IC1a. L'ajustable P1 sert à définir le niveau de départ, l'ajustable P2 servant lui à définir la pente de la caractéristique du régulateur. La plage de réglage disponible entre le ralenti et le régime « plein pot » va de 2 à 30 °C environ.

On règle le ralenti à la valeur requise par action sur l'ajustable P3. Le condensateur C2 garantit une période de fonctionnement à plein régime pendant les



924009 - 12

Liste des composants

Résistances :

R1 = 47 k Ω

R2 = 5K Ω 6

R3 = 56 K Ω

R6,R9 = 100 k Ω

R10 = 820 Ω

P1,P3 = ajust. 20 k Ω multitour

P2 = ajust. 5 k Ω multitour

Condensateurs :

C1 = 10 μ F/63 V radial

C2 = 220 μ F/25 V radial

Semi-conducteurs :

D1 = diode zener 6V2/400 mW

D2 = LED 5 mm rouge

D3 à D5 = 1N4148

D6 = 1N4004

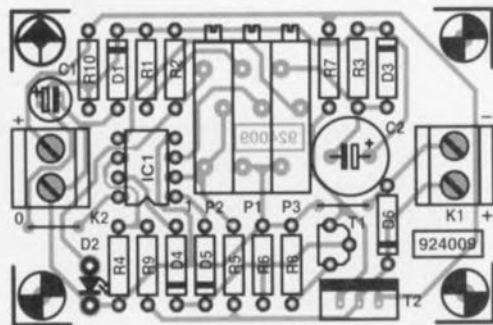
T1 = BC547B

T2 = BD242C

IC1 = TLC272 (Texas Instruments)

Divers :

K1,K2 = bornier encartable à 2 contacts
au pas de 5 mm



4 premières secondes suivant la mise sous tension de l'ordinateur, la diode D3 relançant le ventilateur après une courte interruption de la tension du secteur.

Les sorties du moniteur de température et du régulateur de ralenti sont interconnectées à la base du transistor T1 par l'intermédiaire de 2 diodes, D4 et D5. La stabilisation du régulateur est obtenue par réinjection d'une faible partie de la tension du ventilateur aux entrées inverseuses (-) des amplificateurs opérationnels.

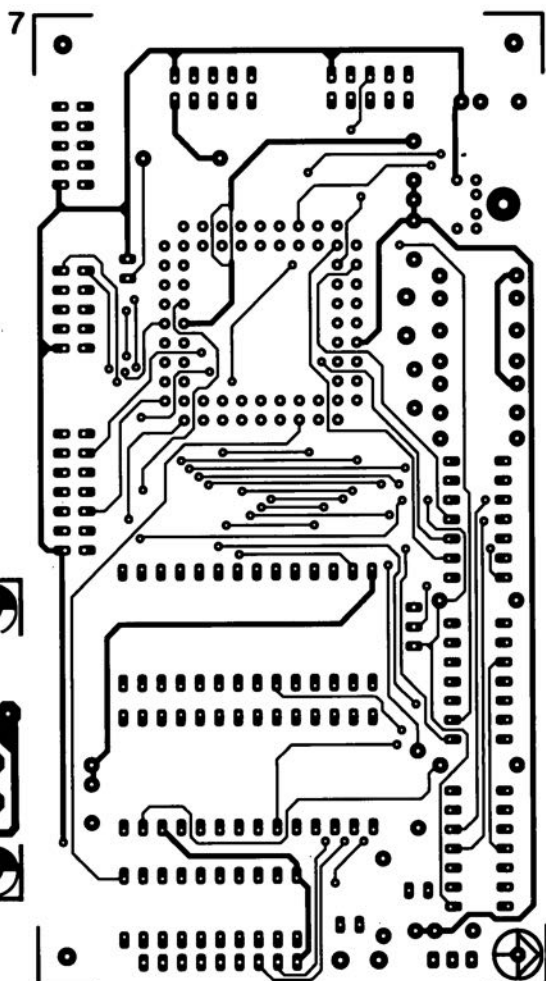
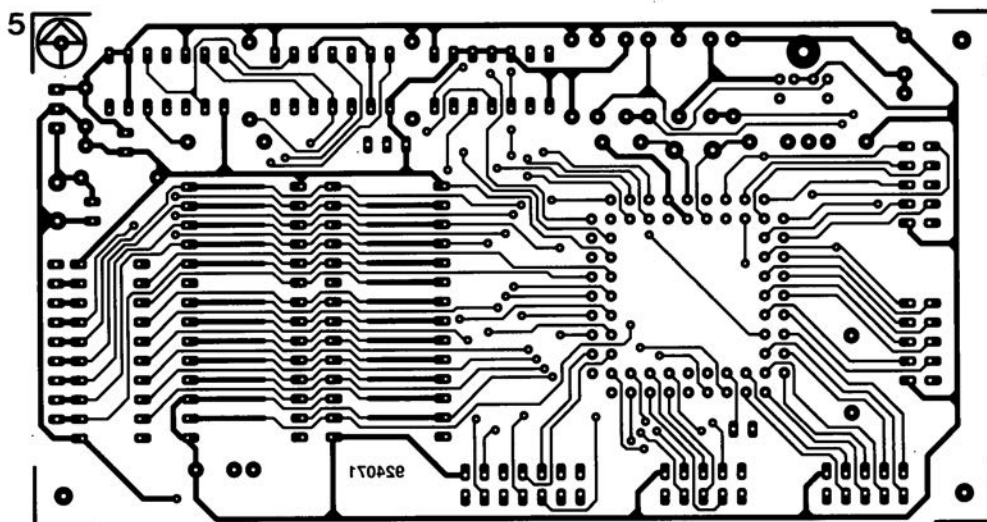
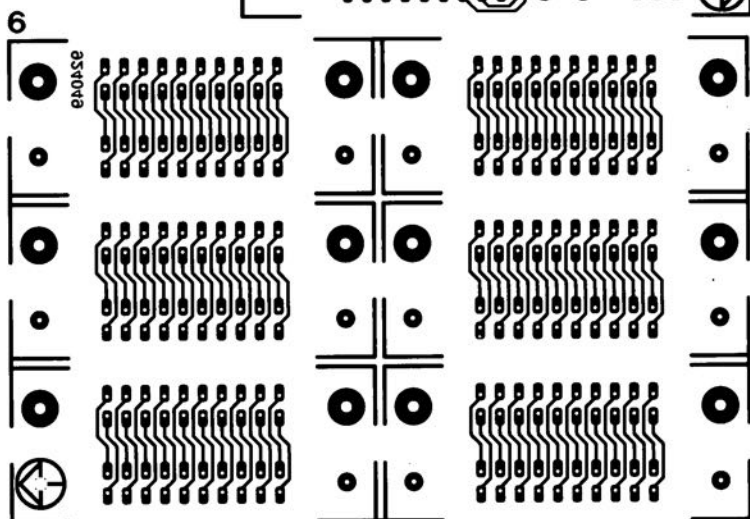
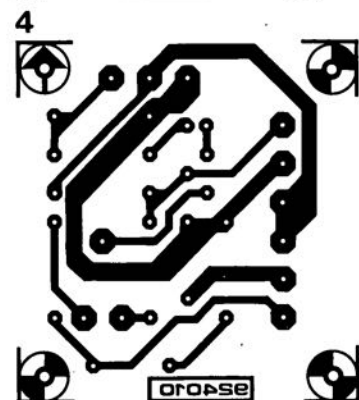
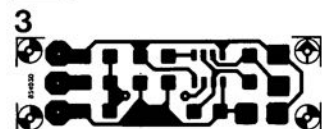
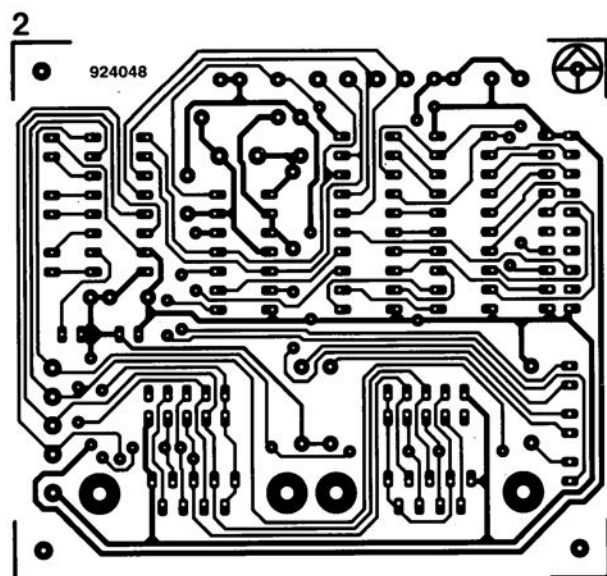
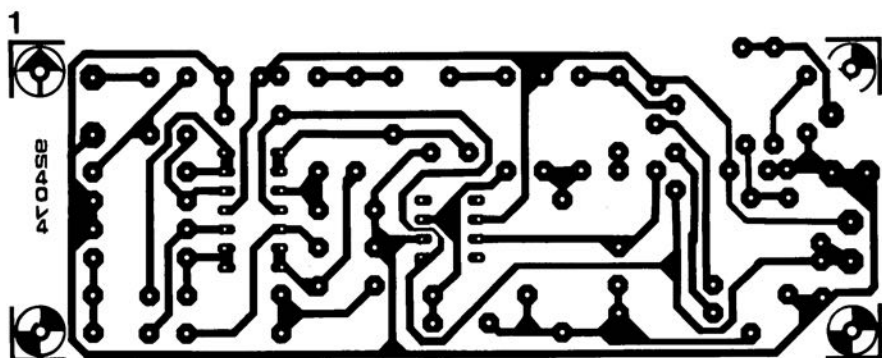
L'électronique prend place sur un petit circuit imprimé dont nous vous proposons le dessin ci-contre. Il ne devrait pas y

avoir de problème pour lui trouver une place dans le boîtier de l'alimentation. Il nous semble préférable de ne pas implanter la LED directement sur la platine, mais de la placer en un endroit où les variations de température sont détectées plus facilement, endroit d'où on la connectera aux points prévus sur la platine à l'aide de 2 petits morceaux de fil de câblage souple; nous pensons par exemple à un positionnement à proximité immédiate de la CPU, les 80386 et 80486 atteignent, surtout leurs versions 40 et 50 MHz, des températures fort « intéressantes ».

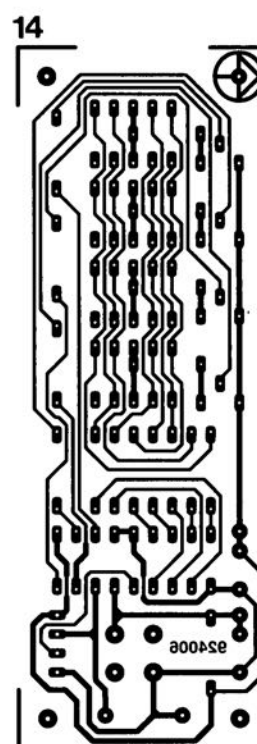
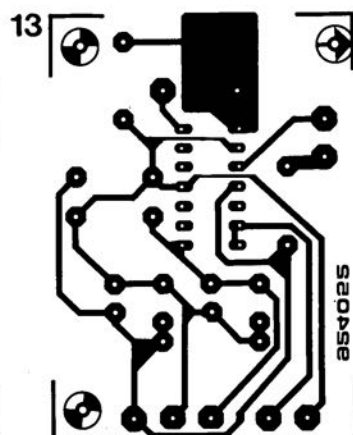
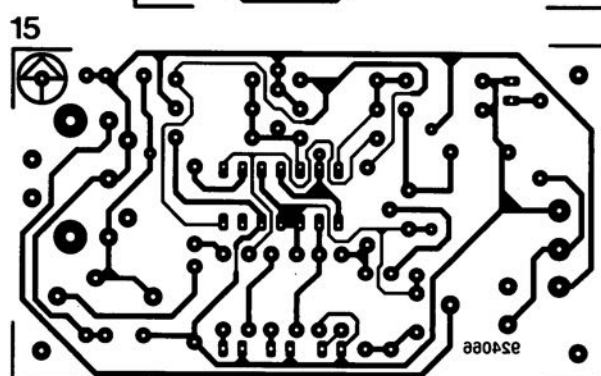
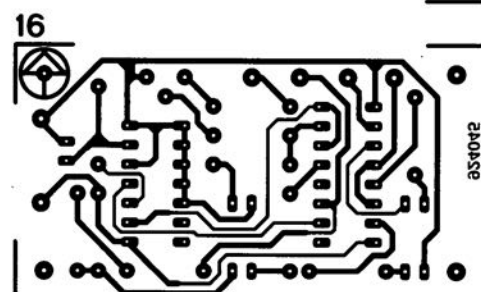
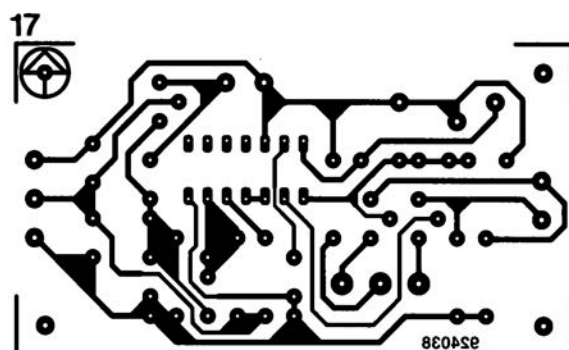
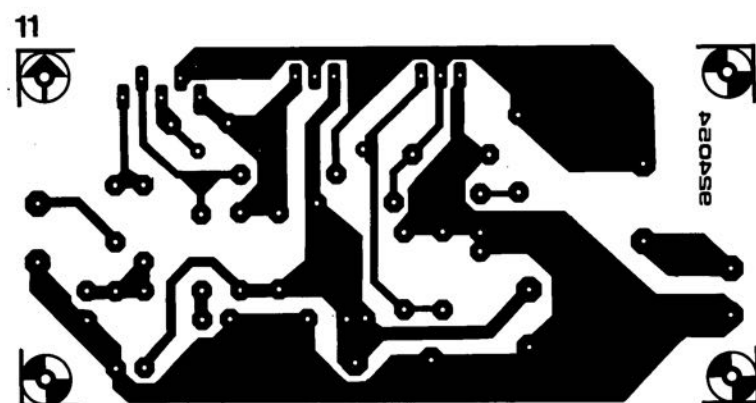
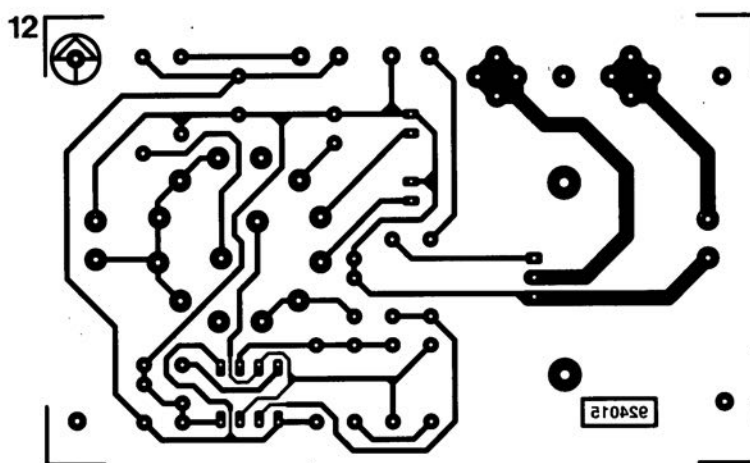
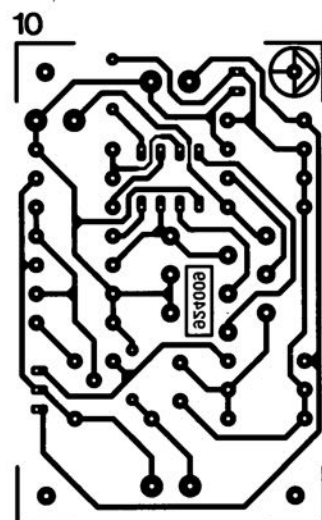
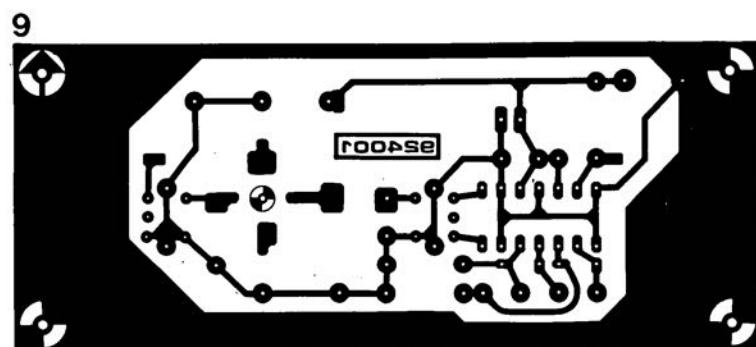
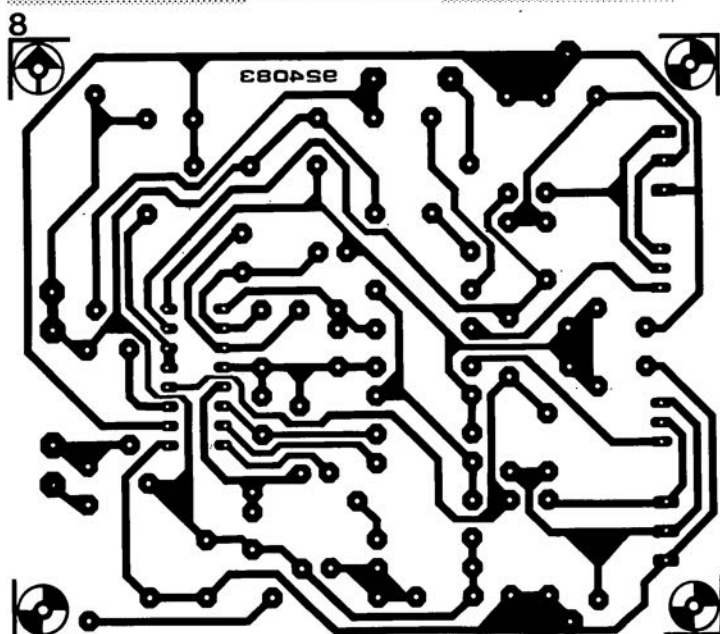
L. Svenkerud & A. Kristiansen

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



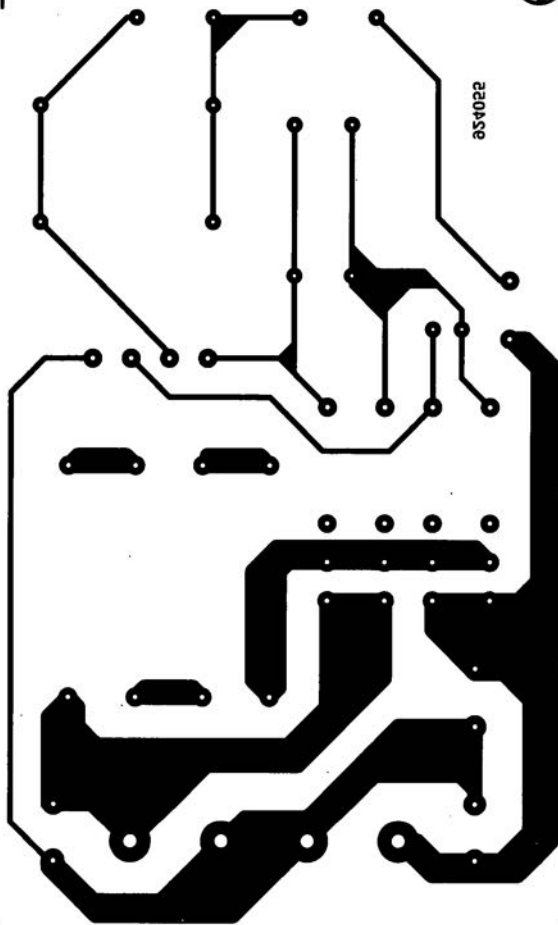
SERVICE



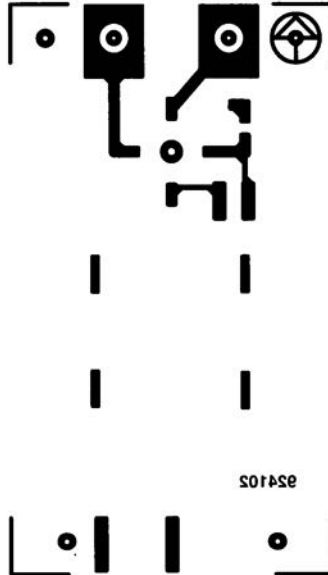
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

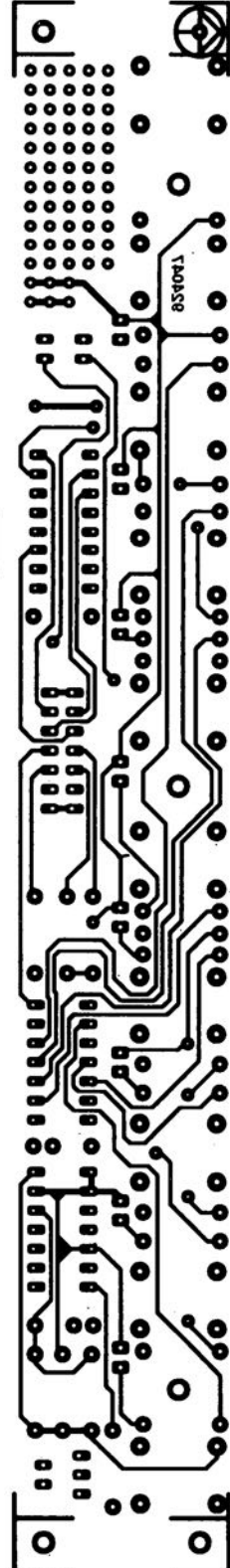
18



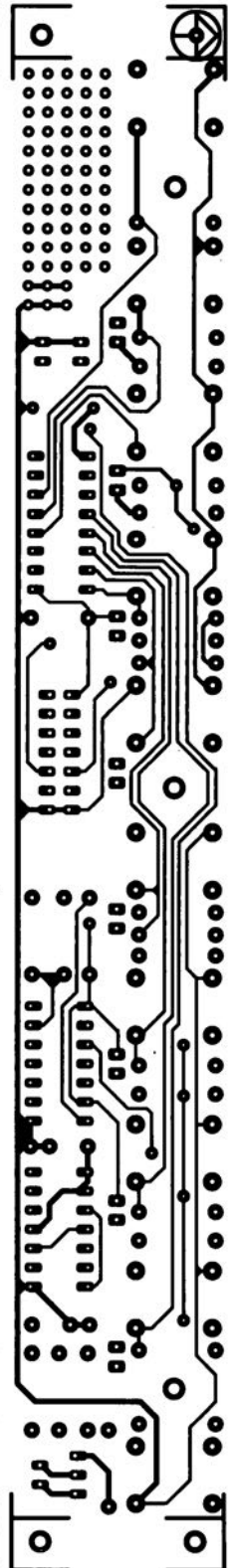
23



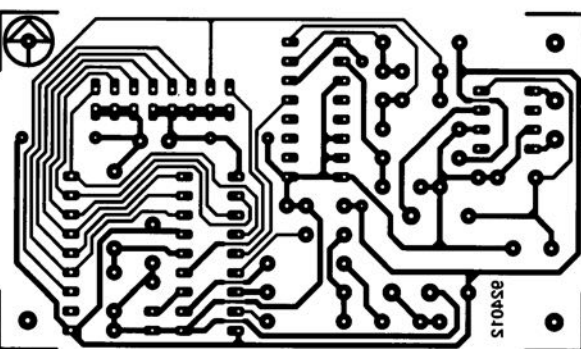
24



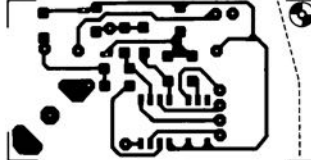
25



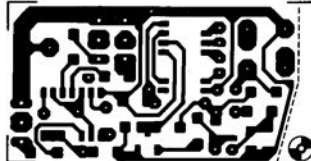
19



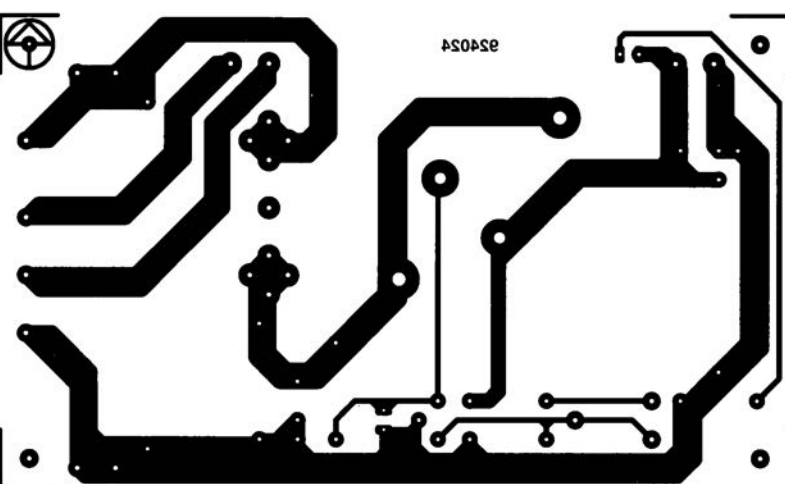
22



21



20

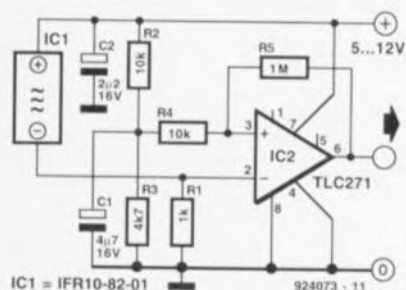




CAPTEUR « NAMUR »

Dès qu'il faut déterminer une vitesse de rotation, compter un nombre de pièces (métalliques) voire identifier leur position, et ceci sans qu'il faille établir de contact physique quelconque, on fait appel à une technique optique ou magnétique. Le capteur « Namur », sujet de cet article, compte parmi les capteurs inductifs qui se caractérisent par l'absence totale d'usure mécanique et de tout risque de production d'étincelles au moment de commutation. Ce n'est pas pour rien que ce type de « commutateurs » est souvent utilisé dans des pièces stockant des matières explosives.

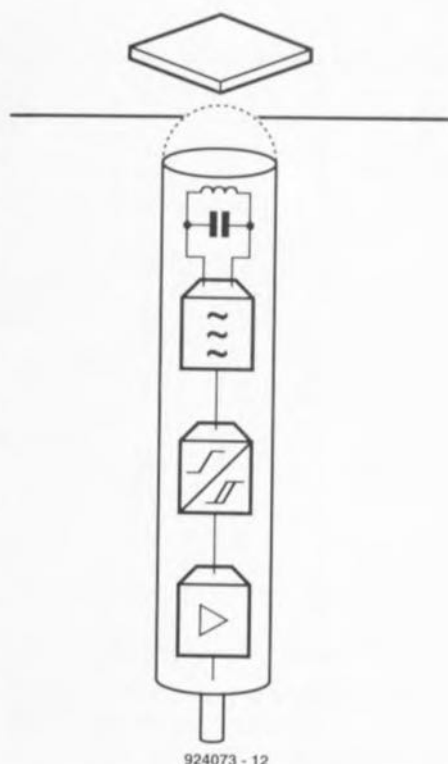
Un capteur « Namur », comme la quasi-totalité des autres commutateurs inductifs d'ailleurs, intègre dans son boîtier (de dimensions étonnamment faibles) un certain nombre de sous-ensembles électroniques : un oscillateur HF, une self à tore de ferrite, un trigger de Schmitt et un amplificateur de sortie.



Dans le cas d'un commutateur inductif —on notera qu'il existe également des versions optiques— le capteur est en fait un oscillateur HF émettant un champ électromagnétique. Si l'on place un objet métallique dans ce champ magnétique, il en résulte une réaction dans l'oscillateur. Dans le cas de IC1 (voir schéma), la proximité d'un objet métallique se traduit (en gros) par une diminution du courant d'alimentation. En présence d'un objet métallique (distance maximale entre l'objet et le capteur = 4 mm) le courant consommé par le capteur est de 1 mA. En absence d'objet métallique, ce courant atteint facilement le quadruple de cette valeur.

L'amplificateur opérationnel IC2 fait office de tampon et travaille en trigger de Schmitt. En fonction de l'importance du courant à travers le capteur —courant converti d'ailleurs en une tension proportionnelle par l'intermédiaire de la résistance R1— la sortie présente soit un niveau logique haut (« 1 ») soit un niveau logique bas (« 0 »). Les résistances R4 et R5 introduisent une certaine hystérésis et le diviseur de tension R2/R3 définit le point de commutation. Bien que le niveau de commutation dépende de la tension d'alimentation, la distance maximale de détection (± 5 mm) reste pratiquement constante.

Alimenté en 12 V la consommation du capteur à trigger de Schmitt reste inférieure à quelque 10 mA.



Le petit capteur cylindrique, référence IFR10-82-01 (5 mm de long, 10 mm de section) que nous avons mis à l'épreuve dans notre laboratoire est fabriqué par : *Baumer Elektrik* et est distribué en France par : *Elesta Électronique* 94134 Fontenay-sous-Bois Cédex tél. : (1)48.76.19.19 au prix unitaire de l'ordre de 150 FF H.T.

K. Moosbauer



CONVERTISSEUR-ABAISEUR DE TENSION

Le convertisseur-abaisseur de tension, décrit dans cet article, transforme une tension continue de 9,5 à 24 V en une tension de 5 V continue elle aussi. On pourrait fort bien pour arriver au même résultat, utiliser un régulateur de tension tripo-de « standard ». L'avantage du circuit intégré proposé ici est le fait qu'il travaille en « découpage », ce qui signifie, entre autres bonnes choses, sans gaspillage (lire dissipation) excessif d'énergie. Le convertisseur-abaisseur peut fournir un courant maximal permanent de 250 mA et des pointes de courant pouvant aller jusqu'à 750 mA.

Le circuit est centré sur un circuit intégré, conçu spécialement pour des applications à alimentation à découpage, le

MC34161 de Motorola. Nous trouvons, en aval de la sortie de ce composant spécialisé, un étage de sortie réalisé à l'aide du transistor T1. La self L1, prise en série sur T1, se charge, avec le condensateur C5 et la diode D1, du lissage de la tension. Le MC34161 possède 2 entrées de comparateur. L'une de ces entrées (broche 2) sert à mesurer la tension de sortie. Pour ce faire l'entrée est reliée, à travers le diviseur de tension R4/R5, à la sortie du circuit. La seconde entrée de comparateur trouve une application dans l'oscillateur; elle est reliée elle, par l'intermédiaire du réseau RC R3/C3, à la sortie de découpage (broche 5).

Après application de la tension d'alimentation, la tension de sortie du convertisseur (et de ce fait aussi la broche 2) est

de 0 V et l'oscillateur fonctionnera normalement.

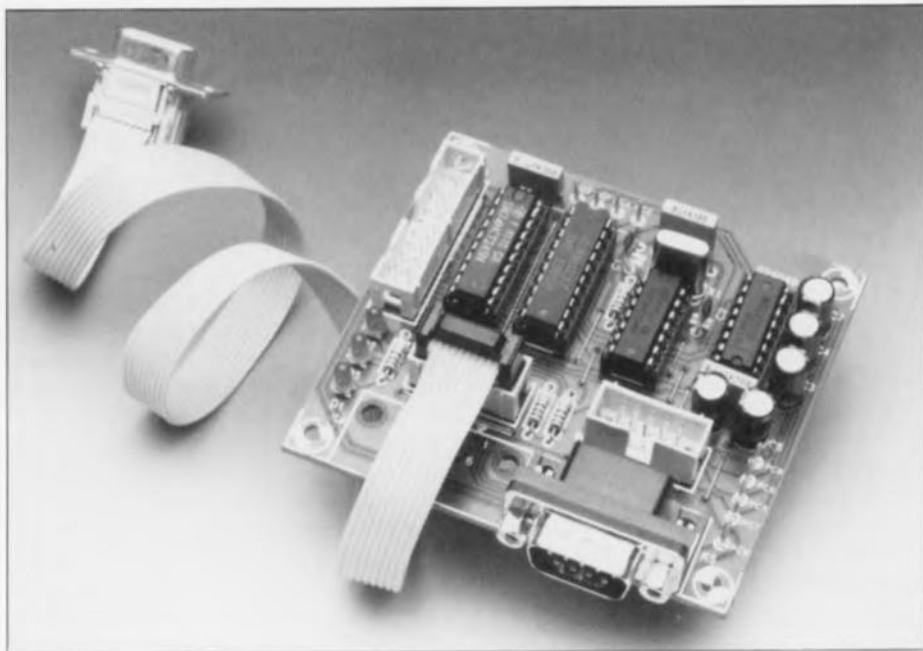
Le transistor T1 charge le condensateur à travers la self L1. Aux instants de blocage du transistor T1, la self L1 « transmettra » au condensateur, à travers la diode de commutation D1, l'énergie qu'elle aura stockée. Dès que la tension aux bornes de ce condensateur est suffisamment élevée, le comparateur de la broche 2 « bascule ». Dans ces conditions l'oscillateur est verrouillé par l'intermédiaire de la broche 6 et le transistor bloque pendant une certaine durée. Dès que le condensateur a perdu une énergie suffisante pour que la tension à ses bornes soit tombée en-dessous de la valeur nominale, l'oscillateur est débloqué et le transistor reprend le processus de charge du condensateur.



INTERFACE RS-232 POUR LE BUS UNIVERSEL

Le circuit décrit dans cet article est une carte d'extension RS-232 pour l'**interface de bus universelle** (pour IBM-PC-XT, AT, 386 et autres, cf. référence [1]). Le coeur de ce montage est un UART (**Universal Asynchronous Receiver/Transmitter** = Émetteur/Récepteur Asynchrone Universel) du type COM81C17 de SMC (*Standard Microsystem Corporation*).

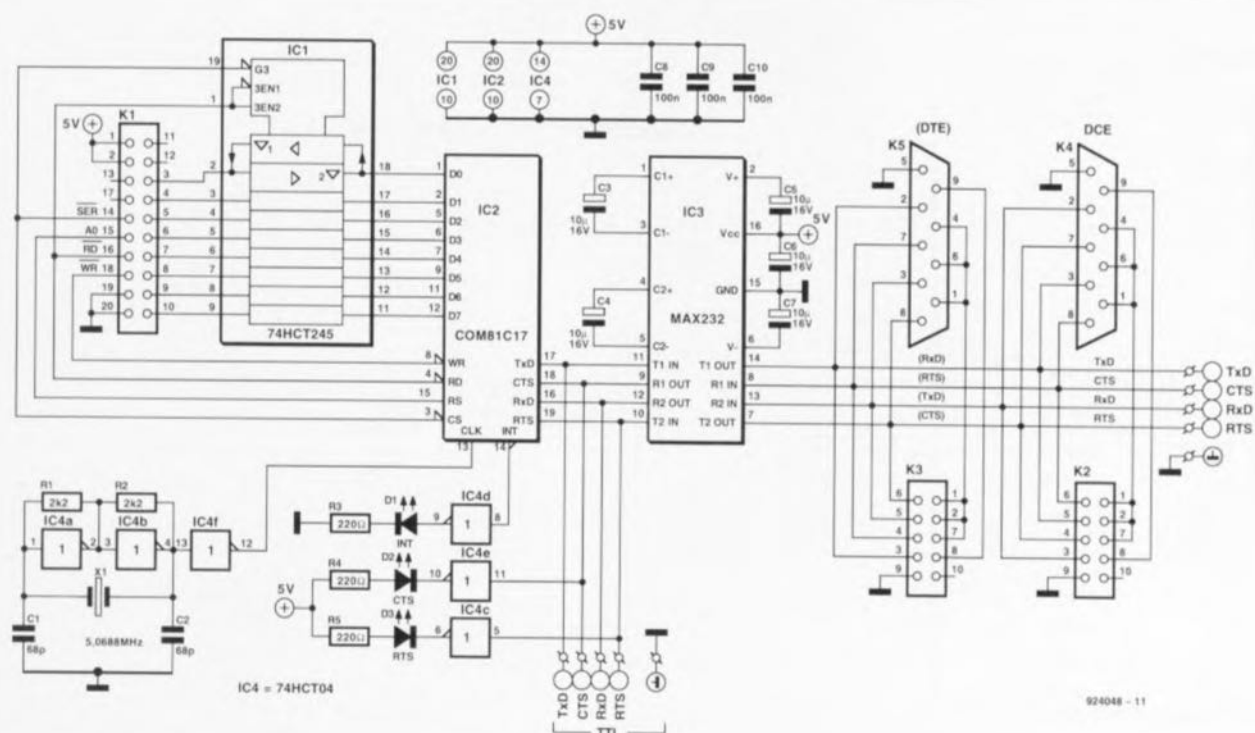
Ce composant performant intègre un générateur de taux de transmission qui dérive son signal d'horloge d'un oscillateur à quartz réalisé ici à l'aide de 3 des inverseurs intégrés dans un 74HCT04. Sur le bus, le COM81C17 se comporte comme un dispositif de lecture/écriture à 8 bits. L'acquittement RS-232 se limite ici à la paire RTS-CTS (**R**equest **T**o **S**end = Demande d'émission et **C**lear **t**o **S**end = Prêt à émettre), approche largement suffisante pour la plupart des applications. 2 LED, D2 et D3, visualisent l'état de ces 2 lignes. La sortie **INT** (**I**NTerrupt request = demande d'interruption) du circuit fait ici office d'indicateur d'activité. La broche **INT** passe au niveau logique bas lorsque le registre d'état (*status register*) a été va-



lidé, état que peut lire l'ordinateur en accédant au registre via le bus.

Il est étonnant, vu ses possibilités, que le

COM81C17 ne comporte que 20 broches seulement. Le fait qu'il ait 20 broches de moins que l'archi-connu UART AY3-1015D (le précédent standard industriel) est dû



924048 - 11

STATUS REGISTER

Bit	Function	Description
D0	pin 18	input pin 18 (inverted)
D1	pin 19	input pin 19 (inverted); 0 if CP2 is output
D2	TX Shift Empty	1 if the transmit shift register is empty
D3	Parity Error	1 if parity error detected
D4	Overrun Error	1 if a character is overwritten before it has been fetched
D5	Frame Error	1 indicates wrong format received
D6	TX Buffer Empty	1 if the transmit buffer is empty
D7	RX buffer full	1 if the receive buffer is full

MODE REGISTER

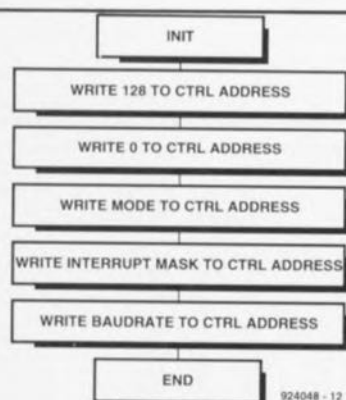
Bit	Function	Description
D0	CP1	pin 18 (CP1): 0 = CTS (in); 1 = input
D1	I/O (CP2)	pin 19 (CP2): 0 = output; 1 = input
D2	CP2	pin 19 (CP2): 0 = RTS (ouput); 1 = input
D3	CLK	0 = internal divider; 1 = divide by 16
D4	PE	0 = no parity; 1 = parity enabled
D5	ODD	0 = even parity; 1 = odd parity
D6	# of data bits	0 = 7 databits; 1 = 8 databits
D7	# of stop bits	0 = 1 stop bit; 1 = 2 stop bits

figure 2, une vue des registres d'état et de mode (*status & mode register*), figures 3 et 4, un tableau de sélection du taux de transmission (*baud rate*), figure 5, et un programme en BASIC, figure 6. Ce programme permet un test fiable du matériel par répétition (*echo*) des caractères transmis.

Il faut, pour ce faire, relier entre elles, d'une part les broches 3 et 5 (Data) du

connecteur K3 ou K2 et de l'autre les broches 4 et 6 (acquiescement). Il suffit pour cela d'implanter un cavalier de court-circuit à l'endroit approprié sur le connecteur concerné.

Notons en passant que le brochage adopté pour les embases K2 et K3 est tel qu'elles peuvent être reliées directement à des connecteurs auto-dénudants de type sub D à l'aide d'un morceau de câble



924048 - 12

pour une grande part au fait que tous les signaux d'état normalement fournis par un tel composant sont disponibles sous la forme de bits dans un registre d'état plutôt que sous celle de niveaux logiques présents sur certaines broches.

Ces signaux d'état incluent registre à décalage Tx vide (*Tx shift registre empty*), erreur de dépassement (*overrun error*), erreur de parité (*parity error*), tampon Rx plein (*Rx buffer full*) et toute une ribambelle d'autres. On y a également remplacé les broches de sélection du taux de transmission par leur équivalent logiciel.

Nous ne pouvons malheureusement pas, dans le cadre très restreint de cet article, entrer dans le détail de toutes les fonctions de programmation du COM81C17. Pour de plus amples informations nous vous renvoyons à la fiche de caractéristiques de SMC ou à l'ouvrage cité en référence [2].

Nous vous proposons cependant un minimum d'informations devant vous permettre de vous jeter à l'eau : l'ordinogramme de la procédure d'initialisation initiale,

BAUD RATE SELECTION

D3 - D0	Baud rate
0000	50
0001	110
0010	134.5
0011	150
0100	300
0101	600
0110	1200
0111	1800
1000	2000
1001	2400
1010	3600
1011	4800
1100	7200
1101	9600
1110	19200
1111	38400

924048-15

Liste des composants

Résistances :

R1, R2 = 2k Ω
 R3 à R5 = 220 Ω

Condensateurs :

C1, C2 = 68 pF
 C3 à C7 = 10 μ F/16 V radial
 C8 à C10 = 100 nF

Semi-conducteurs :

D1 à D3 = LED rouge 3 mm
 IC1 = 74HCT245
 IC2 = COM81C17*
 IC3 = MAX232
 IC4 = 74HCT04

Divers :

K1 = embase 2x10 broches HE10
 K2, K3 = embase 2x5 broches HE10
 K4, K5 = embase sub D à 9 broches
 coudée encartable mâle
 X1 = quartz 5,0688 MHz

plat, interconnectant ainsi une à une les broches de même numéro.

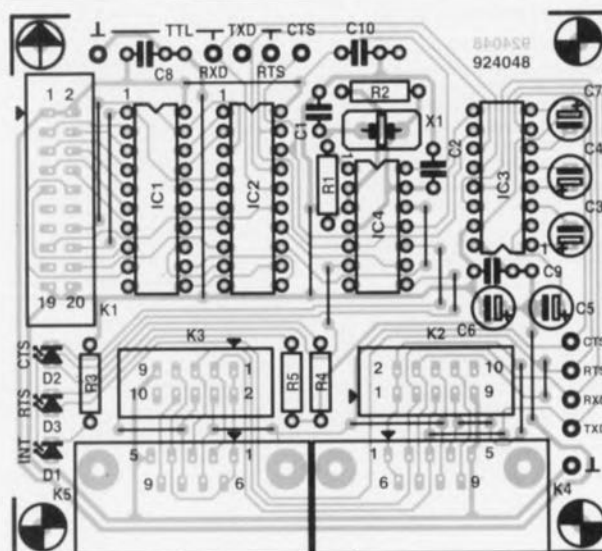
Nous avons fait appel, pour interfacer le COM81C17 au périphérique RS-232 relié au connecteur K4 ou K5, à un MAX232 (à convertisseur de tension négative embarqué) utilisé dans une configuration classique. Comme le montre le schéma, il vous est possible de réaliser un câblage tant pour un DCE (Data Communication Equipment) que pour un DTE (Data Terminal Equipment). La dérivation d'un certain nombre de lignes entre le COM81C17 et le MAX232 permet la création d'une interface série à niveaux TTL que l'on

```

10 ADDRESS = &H300
20 TXADDRESS = ADDRESS+0 : REM write transmit buffer
30 RXADDRESS = ADDRESS+0 : REM read receive buffer
40 CTRLADDRESS = ADDRESS + 1 : REM write only
50 STATUSADDRESS = ADDRESS +1 : REM read only
60 CTRLBYTE = 8+16+64
70 : REM reset tpuart
80 CTRLBYTE = CTRLBYTE OR 128
90 OUT (CTRLADDRESS), CTRLBYTE
100 CTRLBYTE = CTRLBYTE AND 127
110 OUT (CTRLADDRESS), CTRLBYTE
120 CTRLBYTE = CTRLBYTE OR 128
130 OUT (CTRLADDRESS), CTRLBYTE
140 CTRLBYTE = CTRLBYTE AND 127
150 OUT (CTRLADDRESS), CTRLBYTE
160 : REM set cts in rts out and internal clock
170 PARITY = 1 : REM 0: no parity
180 ODD = 0 : REM 0: even parity 1: odd parity
190 BITS = 1 : REM # bits per character 0: 7 bits 1: 8 bits
200 STOPBITS = 0 : REM # of stop bits 0:1 stop bit and 1: 2 stop bits
210 CP1 = 0 : REM cp1 as cts input
220 CP2IO = 0 : REM cp2 as output
230 CP2 = 0 : REM cp2 functions as rts output
240 CLK = 0 : REM internal clock
250 MODE = CP1 * 1 + CP2IO * 2 + CP2 * 4 + CLK * 8
260 MODE = MODE + PARITY * 16 + ODD * 32 + BITS * 64 + STOPBITS * 128
270 OUT (ADDRESS), MODE : REM define outputs and transmit format
280 OUT (ADDRESS), &HFF : REM interrupt on all status changes
290 OUT (ADDRESS), 5 : REM set baudrate to 2400 Bd
300 OUT (CTRLADDRESS), CTRLBYTE
310 A = INP (STATUSADDRESS) : REM dummy read
320 CTRLBYTE = CTRLBYTE OR 64 : REM reset error bits
330 OUT (CTRLADDRESS), CTRLBYTE
340 CTRLBYTE = (CTRLBYTE AND (255-8-16)) OR 38 : REM enable communication
350 OUT (CTRLADDRESS), CTRLBYTE
360 A=INP (STATUSADDRESS) : IF (A AND 128) <>128 THEN 380
370 PRINT A; : A= INP (RXADDRESS) : PRINT A : GOTO 360
380 FOR I=0 TO 255
390 A = INP (STATUSADDRESS) : IF (A AND 64) <>64 THEN 390
400 OUT (TXADDRESS), I
410 A= INP (STATUSADDRESS) : IF (A AND 128) <>128 THEN 410
420 A= INP (RXADDRESS)
430 IF A=1 THEN PRINT " :A; "
440 IF A<>I THEN PRINT A; " :I; " error "
450 AS=INKEYS : IF AS <> "" THEN END
460 NEXT
470 GOTO 380

```

924048 - 16



pourra utiliser pour les applications ne nécessitant pas de niveaux RS-232.

Notons, pour finir, que l'adressage des cartes connectées au bus universel ainsi que les règles régissant l'adjonction de fonctions de lecture/écriture à une seule adresse feront l'objet d'explications intéressantes dans l'article cité en référence [3].

Bibliographie :

- [1] Interface de bus universelle, *Elektor* n°155, mai 1991.
 [2] Guide des circuits intégrés périphériques 2, pages 323 et suivantes,

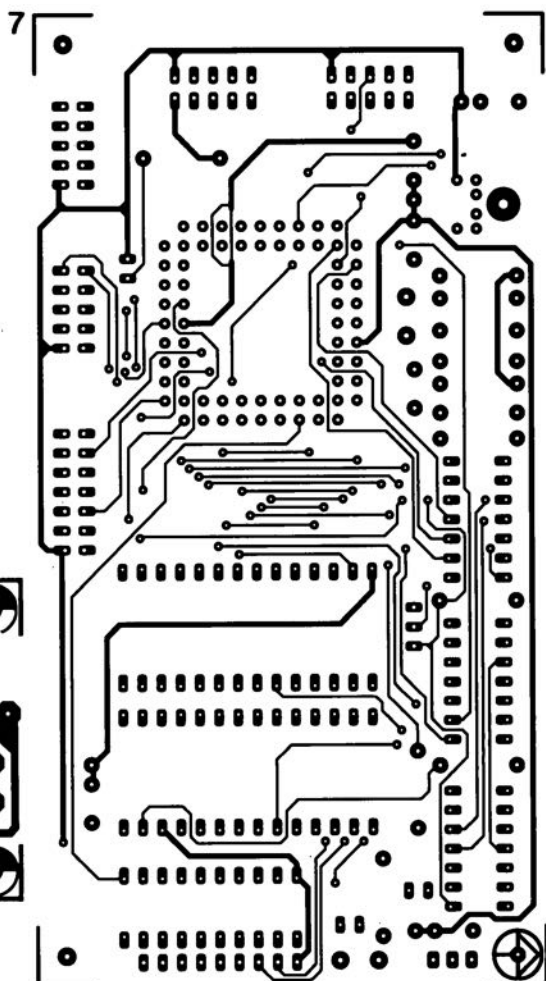
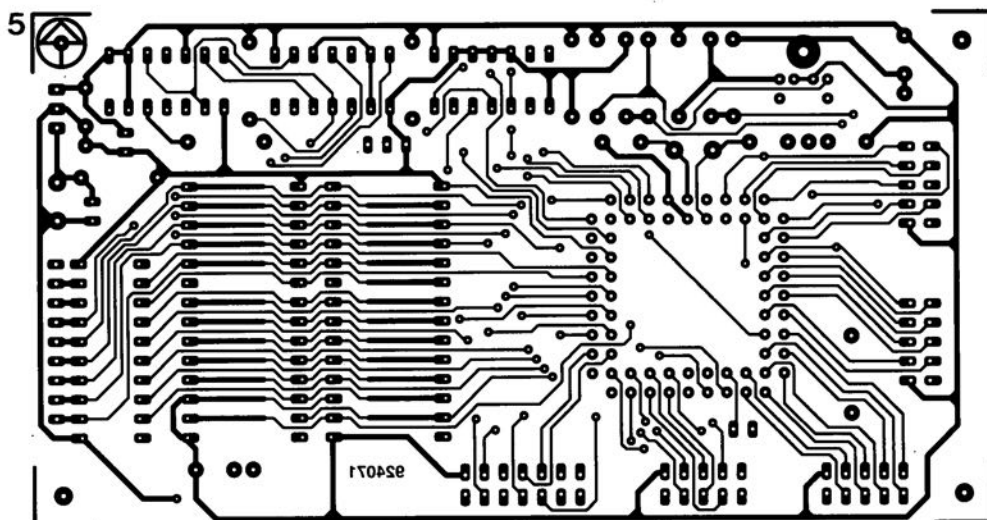
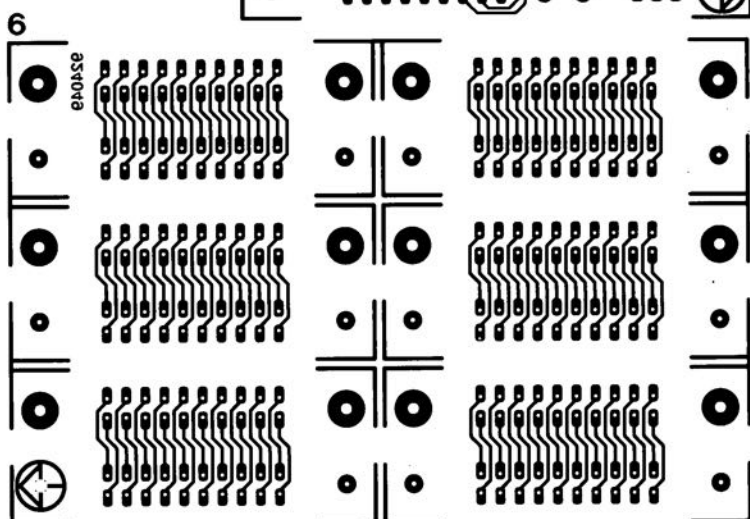
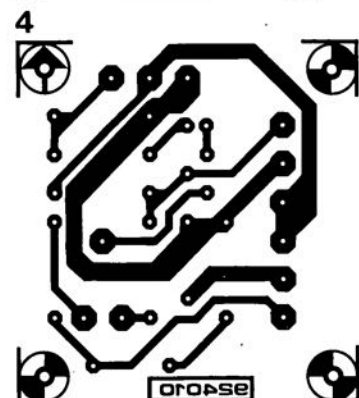
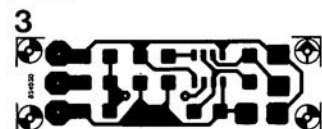
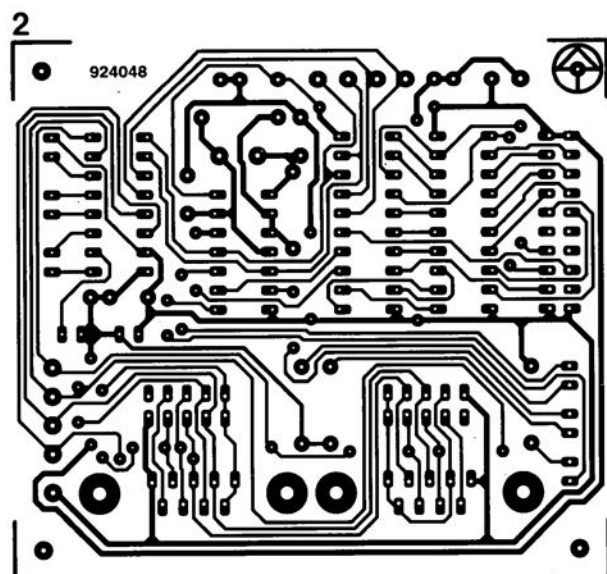
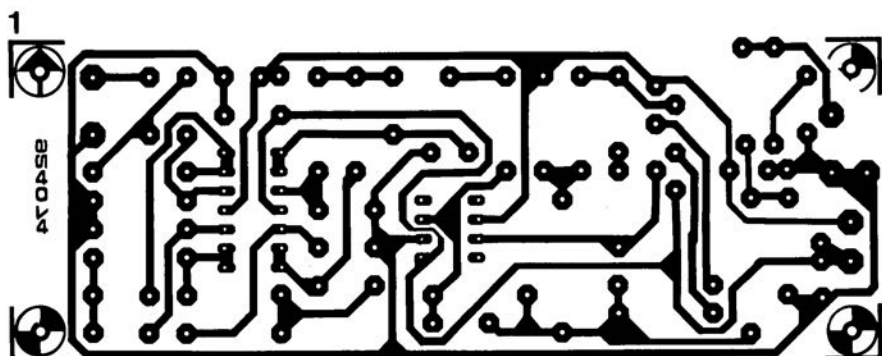
ISBN 2-86661-039-3, Publitronec

[3] Carte à opto-coupleurs pour l'interface de bus universelle, *Elektor* n°171 (probablement) Septembre 1992.

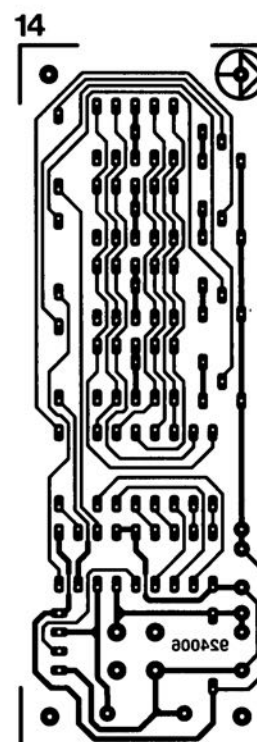
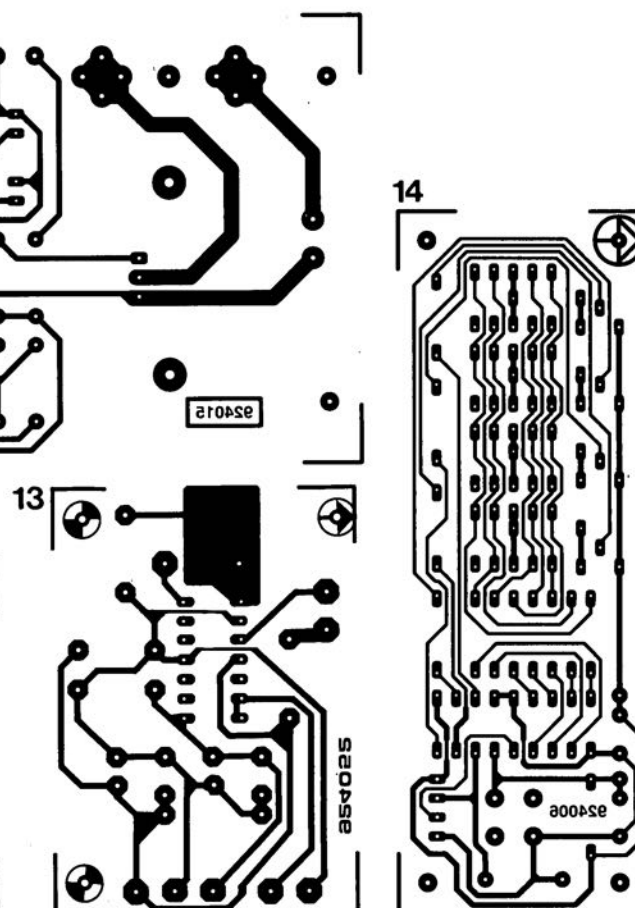
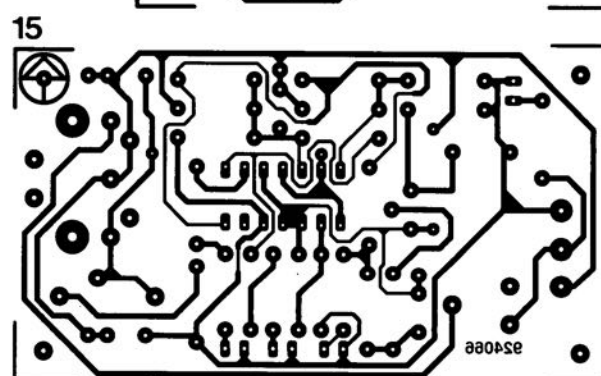
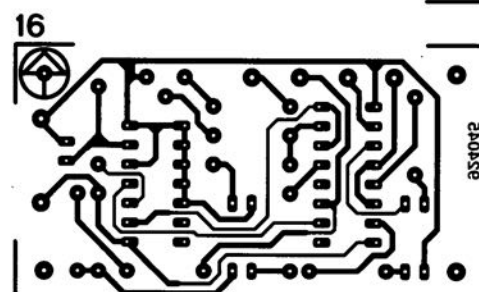
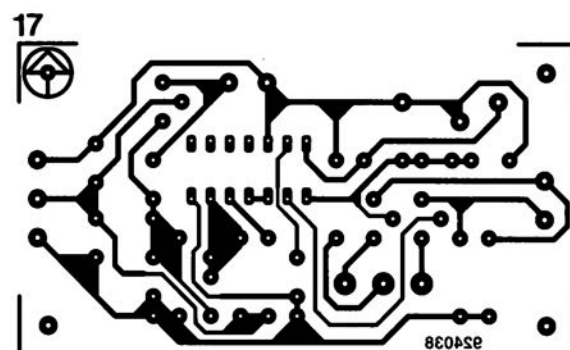
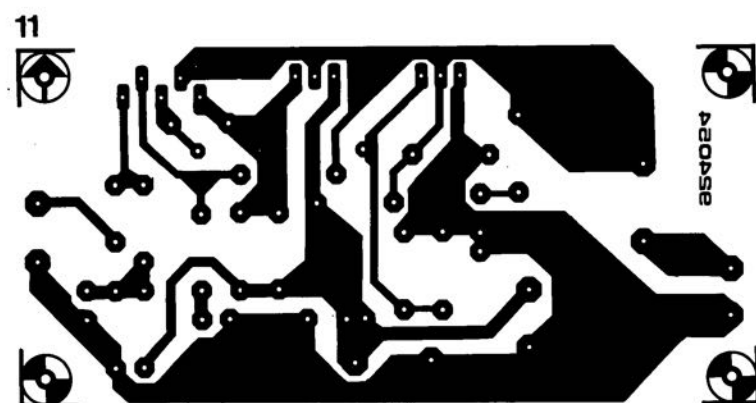
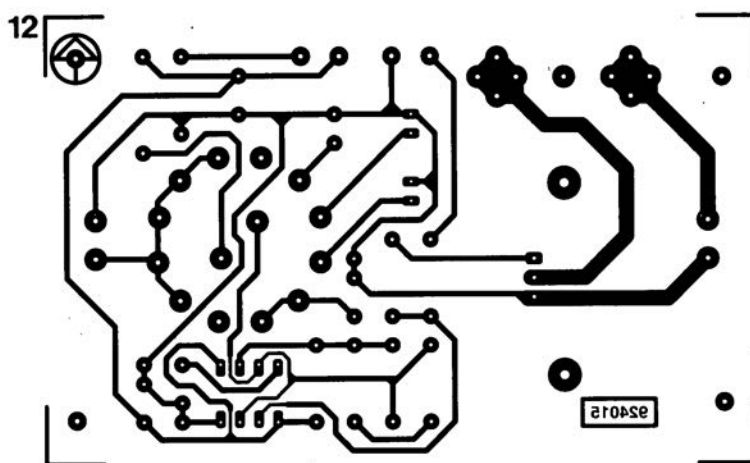
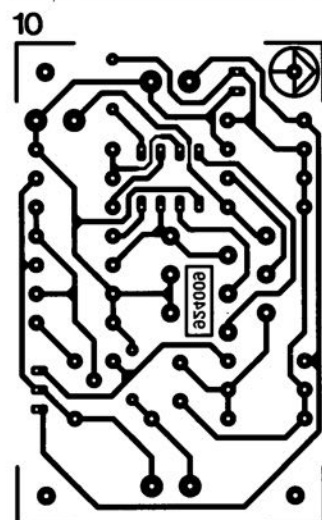
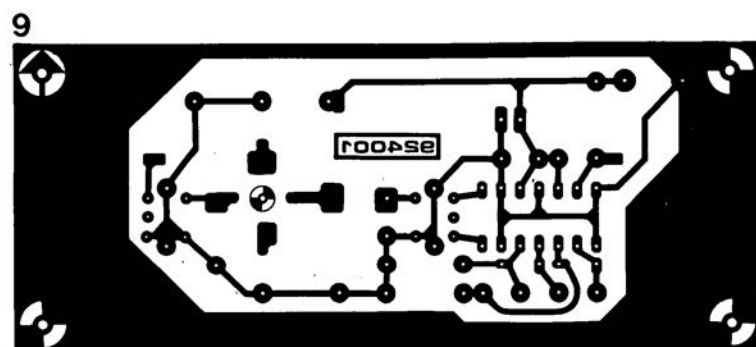
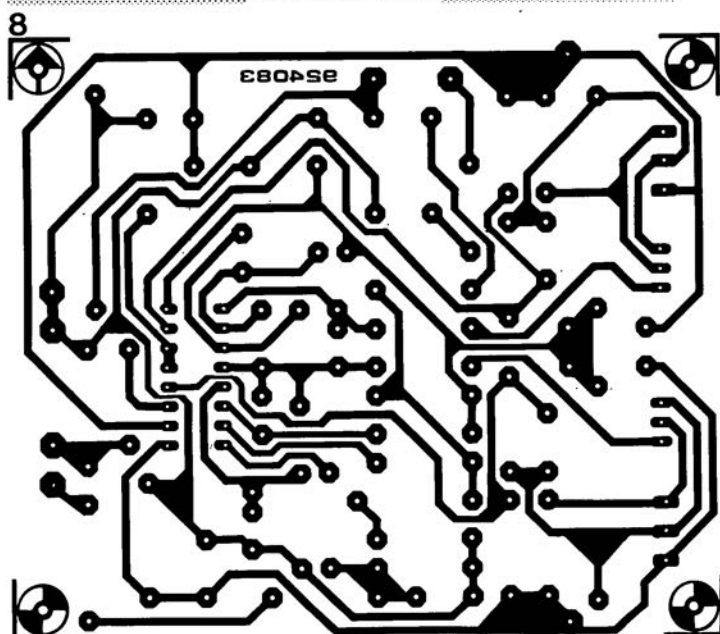
*SMC est distribué par :
 TEKELEC-AIRTRONIC
 Cité des Bruyères
 Rue Carle-Vernet BP 2
 92310 Sèvres
 tél.: (1).46.23.24.25
 fax.: (1).45.07.21.91

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur « musique » de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



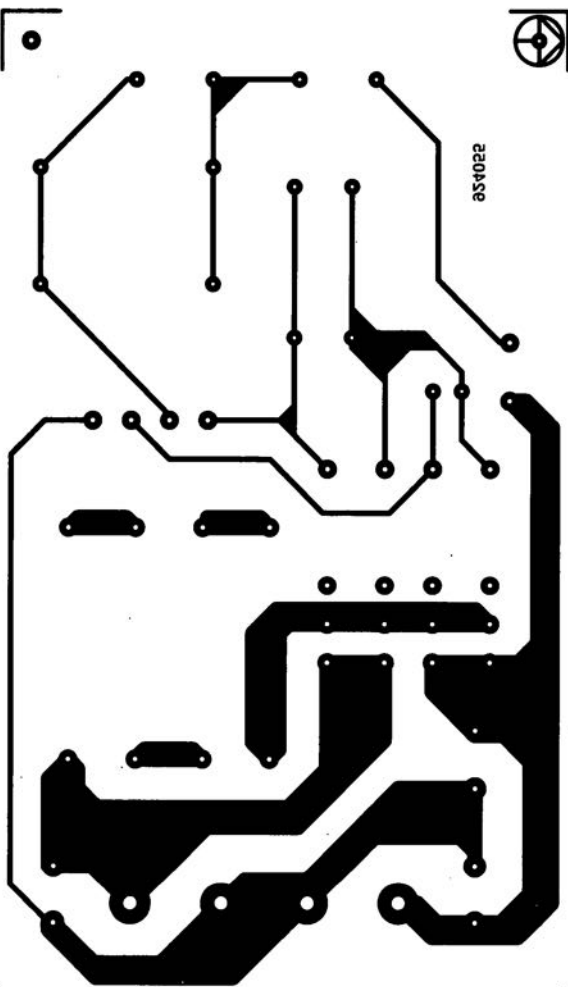
SERVICE



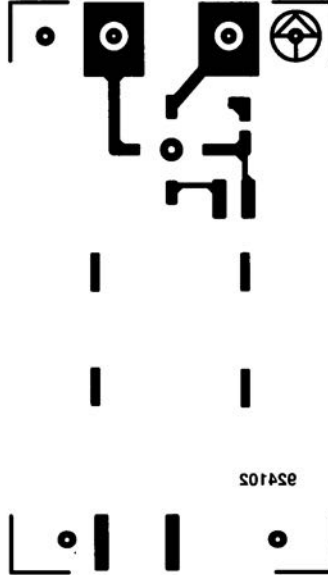
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

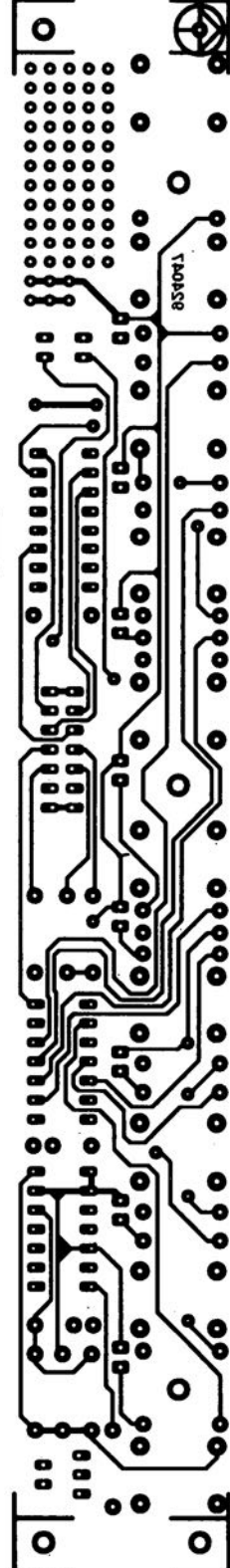
18



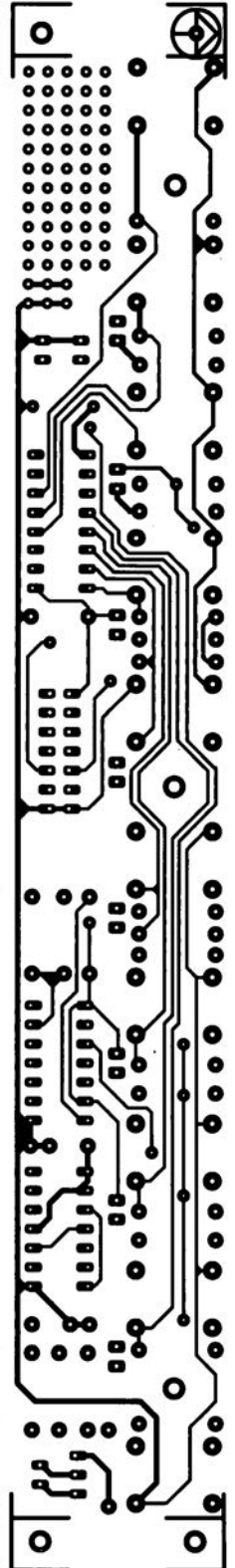
23



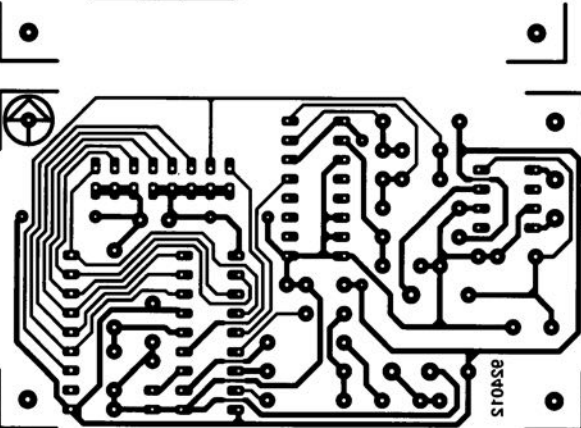
24



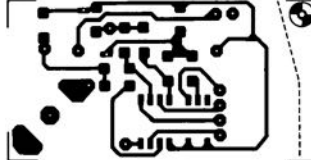
25



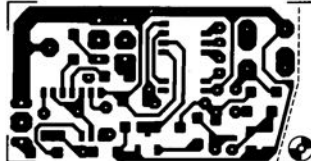
19



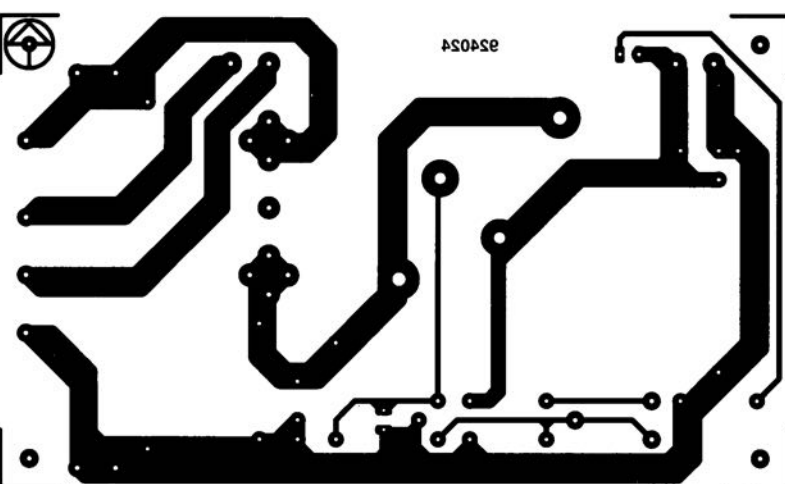
22



21



20



894

CONVERTISSEUR f/U DISCRET

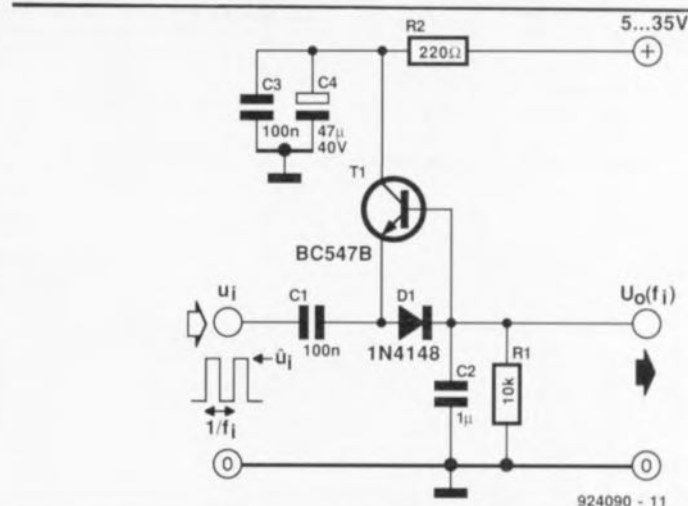
Il existe actuellement de très nombreux circuits intégrés permettant la conversion d'une fréquence en une tension lui étant proportionnelle. Ce circuit prouve que ceci peut également être réalisé à l'aide de quelques composants discrets.

Un circuit aussi simple (voir le schéma) connaît bien évidemment quelques limitations. Il faut que le signal d'entrée ait une forme rectangulaire, présente une amplitude constante et provenir d'une source à basse impédance (50 Ω ou moins). Il s'agit ici d'un circuit dit « pompe à transistor » qui rappelle beaucoup les « pompes de charge » utilisées dans les doubleurs ou les inverseurs de tension.

Dans ce petit circuit, le transistor « rajouté » garantit une charge très rapide du condensateur C1 lorsque le côté gauche de ce composant est tiré vers 0 par le signal d'entrée U_i . Le côté droit de C1 est de ce fait connecté brusquement au potentiel représenté par C2 - U_{BE} (la tension aux bornes du condensateur C2 diminuée de la tension de jonction de T1). Le circuit n'est de ce fait pas influencé par la largeur d'impulsion de la tension d'entrée. La tension, stockée dans C1, est transférée vers C2 qui, quant à lui, est déchargé par une résistance connue (R1).

Le fonctionnement de transfert du circuit peut être déduit de l'état d'équilibre dans lequel l'augmentation de U_o (tension de sortie) doit être équivalente à la chute de tension (entraînée par R1) pendant 1 période. Ceci nous donne la formule suivante :

$$U_o(f_i) = (\hat{u}_i - 0,7) \cdot R1 \cdot C1 \cdot f_i.$$



En respectant le dimensionnement des composants indiqué dans le schéma, la tension de sortie augmente de 4,3 mV par hertz et ceci à une amplitude d'entrée de 5 V. La vitesse à laquelle réagit la tension de sortie dépend de la constante de temps du circuit ($t = R1 \cdot (C1 + C2)$). Les condensateurs C1 et C2 ayant des capacités relativement importantes, la vitesse de réaction ne sera pas très élevée. Il existe pourtant de nombreuses applications pour lesquelles cette relative lenteur ne joue pas de rôle important. Pour le calcul de l'ondulation résiduelle de la tension de sortie on peut utiliser la formule suivante :

$$\hat{u}_r = (\hat{u}_i - 0,7) \cdot C1 / (C1 + C2).$$

Dans le cas de notre prototype, réalisé d'après le schéma, l'ondulation était de 0,4 V environ.

Il faudra alimenter le circuit à l'aide d'une tension qui soit supérieure d'au moins 2 V à la tension de sortie produite par la fréquence d'entrée maximale à mesurer. La consommation du circuit se limite à quelques milliampères.

L'alimentation du circuit comporte un filtre R/C (R2, C3, C4) qui élimine les crêtes de courant lors de la charge de C1. Ce réseau réduit à un niveau acceptable la distorsion HF produite par le circuit. Il faudra « terminer » la sortie du circuit à haute impédance (à l'aide d'un voltmètre numérique ou d'un tampon par exemple).

En cas d'impossibilité, on calculera la valeur de la résistance terminale en tenant compte de la valeur de R1, prise en parallèle sur la dite résistance terminale.

A. de Zwaluw

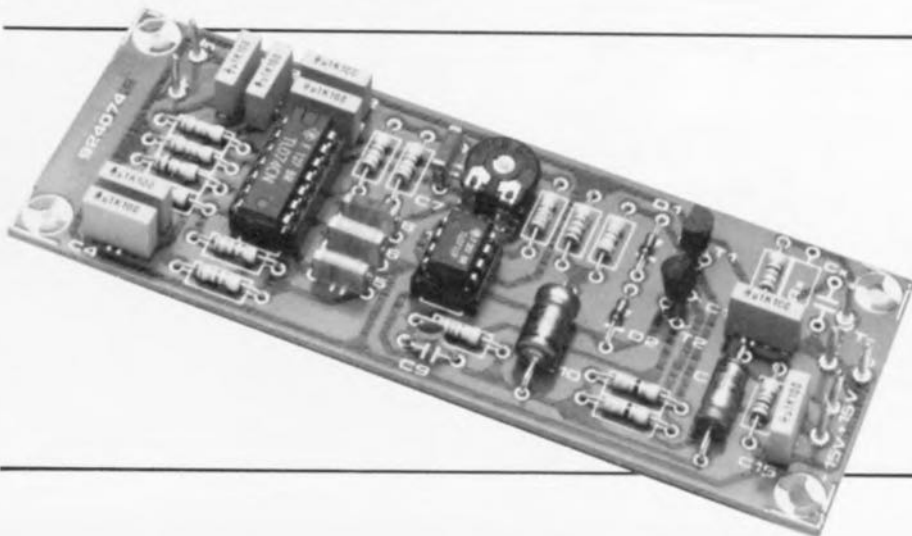
895

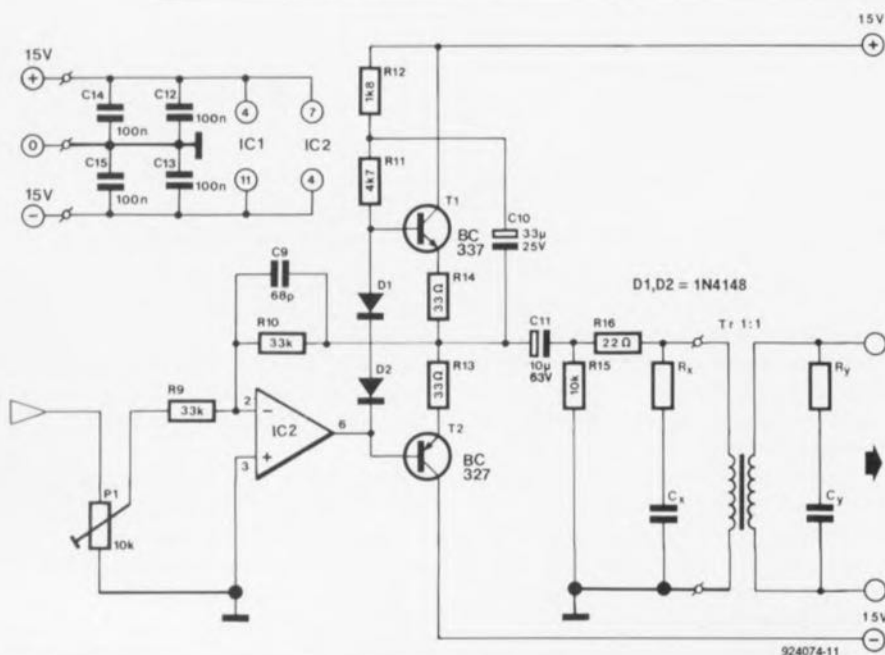
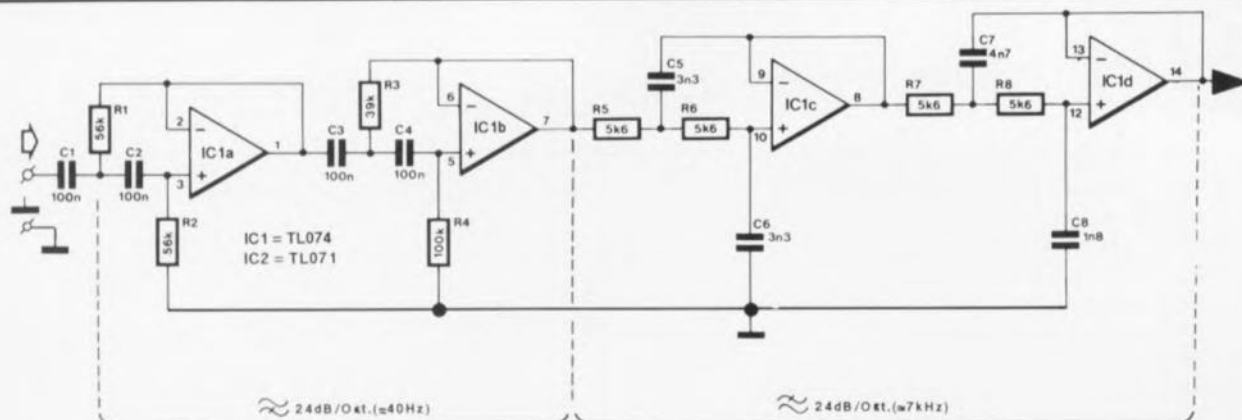
TAMPON DE LIGNE AUDIO AVEC FILTRE

On pourra utiliser ce circuit pour toutes les applications ayant trait à des expérimentations avec un signal audio.

On peut subdiviser ce schéma en 3 sous-ensembles : un filtre passe-haut du quatrième ordre (IC1a, IC1b), un filtre passe-bas du quatrième ordre (IC1c, IC1d) et un étage de commande (driver), IC2, T1 et T2. On peut éventuellement monter, en aval de ce dernier étage, un transformateur d'isolement.

Comme ces divers sous-ensembles fonctionnent indépendamment l'un de l'autre, on pourra, en fonction de l'application envisagée, ne réaliser que les sous-ensembles nécessaires.





La caractéristique des filtres se situe à mi-chemin entre celle d'un Bessel et celle d'un Butterworth.

Le filtre passe-haut a pour fonction d'éliminer tous les « accidents acoustiques » basse fréquence tels que changement de jacks ou ronflement d'un microphone tenu à la main.

Il suffit, pour déplacer la fréquence de coupure des 40 Hz qu'elle a à l'origine vers une autre fréquence, de modifier la valeur des condensateurs C1 à C4, proportionnellement, mais dans le sens inverse, à la variation recherchée, ce qui signifie donc qu'augmenter la valeur de ces condensateurs se traduit par un abaissement de la fréquence de coupure et inversement.

Un exemple : en optant pour une fréquence de coupure de 80 Hz (fréquence 2 fois plus élevée, donc division par 2 de la valeur de C1 à C4), on pourra utiliser le dit filtre pour faire de la réduction de bruit. La modification de la fréquence de coupure pour le filtre passe-bas ($f_c = 7 \text{ kHz}$) est, elle aussi, extrêmement simple. Il suffit, cette fois, de modifier, proportionnellement et dans le sens inverse, les résistances R5 à R8.

Le dernier sous-ensemble est un étage de commande doté d'une sortie à faible impédance. On peut même envisager l'utilisation de cet étage comme sortie pour casque d'écoute. On peut également, nous l'évoquons plus haut, y placer un transformateur d'isolement. On pourra, connaissant les facteurs R_x/C_x et R_y/C_y et en utilisant un signal rectangulaire comme signal de mesure, optimiser la caractéristique de transfert du transformateur.

Il faudra donner aux résistances et aux condensateurs les valeurs gardant au signal rectangulaire disponible à la sortie du transformateur sa forme la meilleure. La consommation de l'ensemble du circuit reste très faible, étant de l'ordre de 10 mA.

W. Teder

Liste des composants

Résistances :

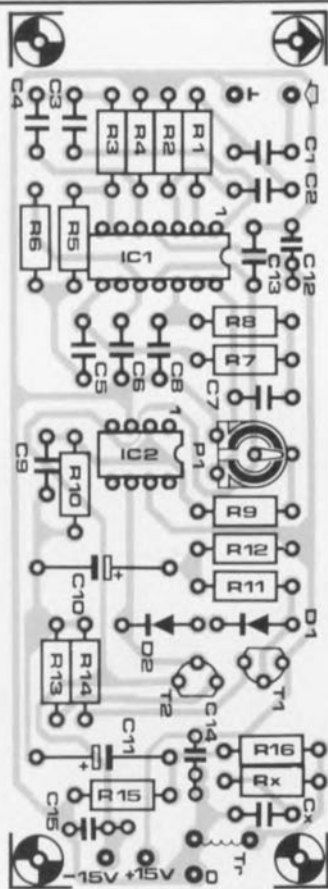
R1, R2 = 56 k Ω
 R3 = 39 k Ω
 R4 = 100 k Ω
 R5 à R8 = 5 k Ω
 R9, R10 = 33 k Ω
 R11 = 4 k Ω
 R12 = 1 k Ω
 R13, R14 = 33 Ω
 R15 = 10 k Ω
 R16 = 22 Ω
 P1 = ajust. 10 k Ω

Condensateurs :

C1 à C4, C12 à C15 = 100 nF
 C4, C6 = 3 nF
 C7 = 4 nF
 C8 = 1 nF
 C9 = 68 pF
 C10 = 33 μ F/25 V
 C11 = 10 μ F/25 V

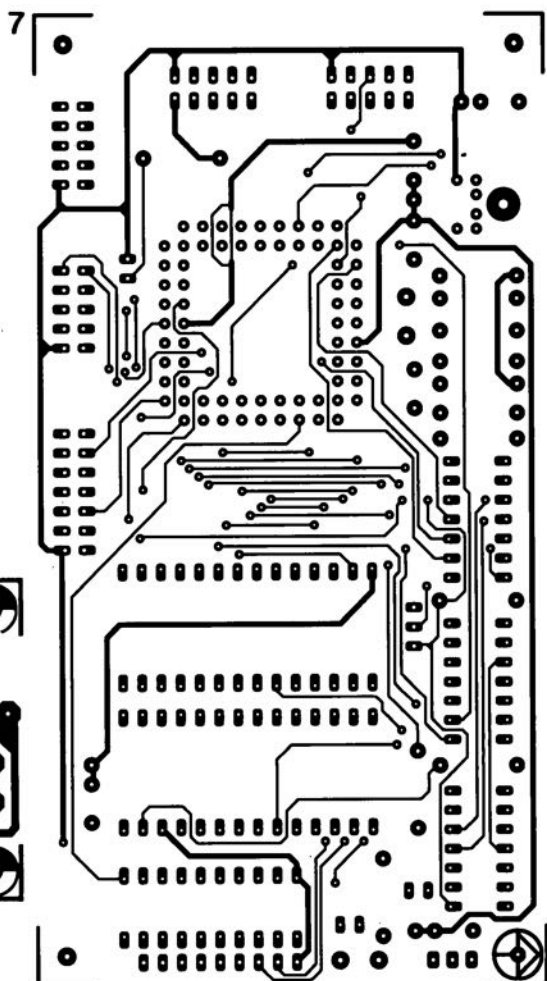
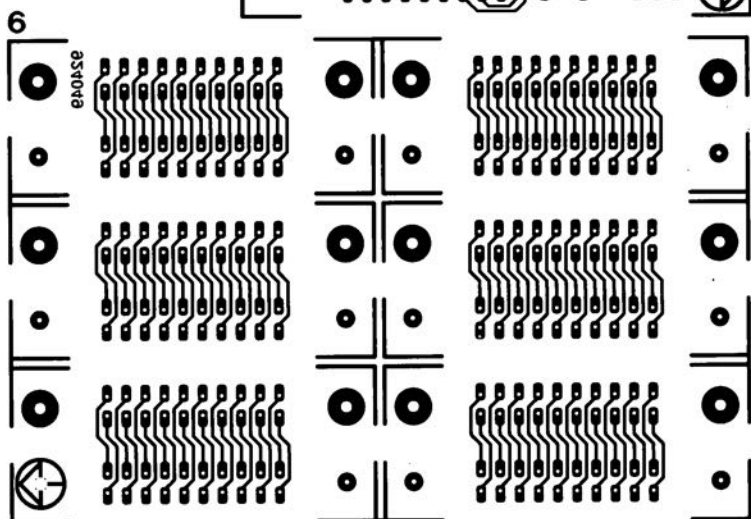
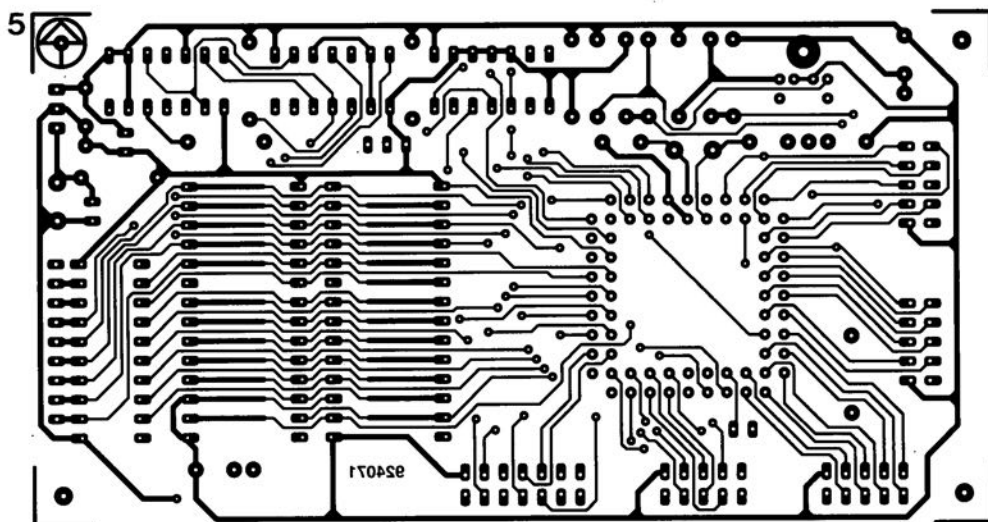
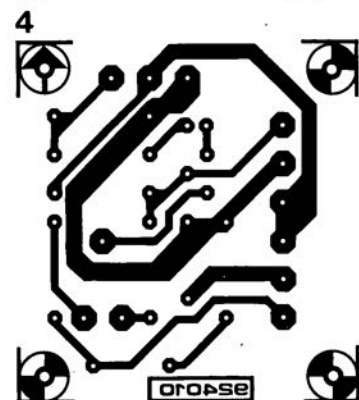
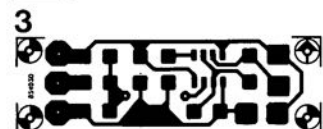
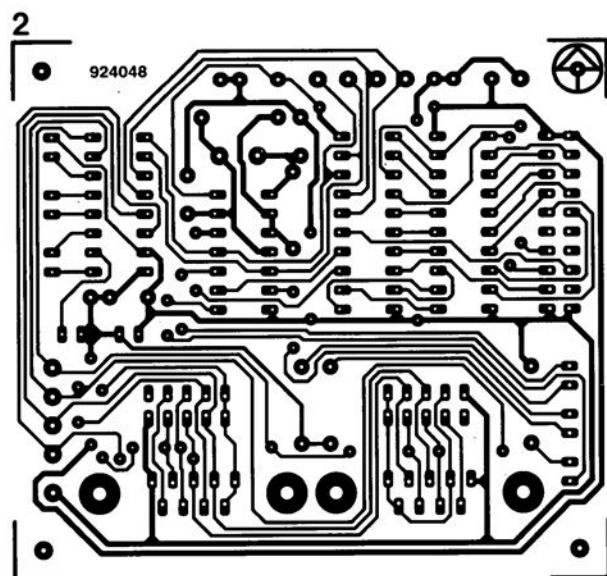
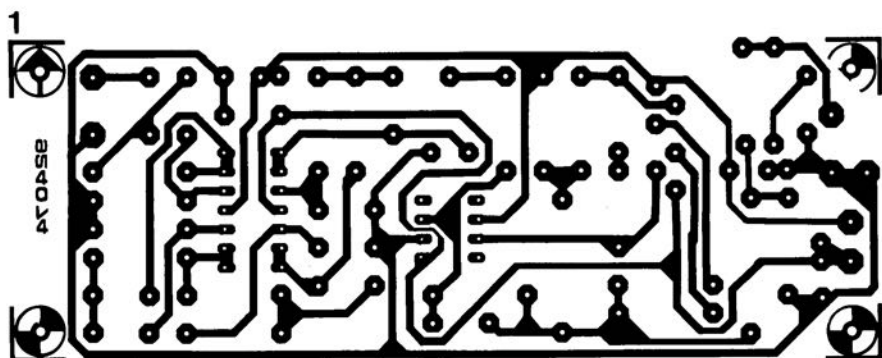
Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4148
 T1 = BC337
 T2 = BC327
 IC1 = TL074
 IC2 = TL071

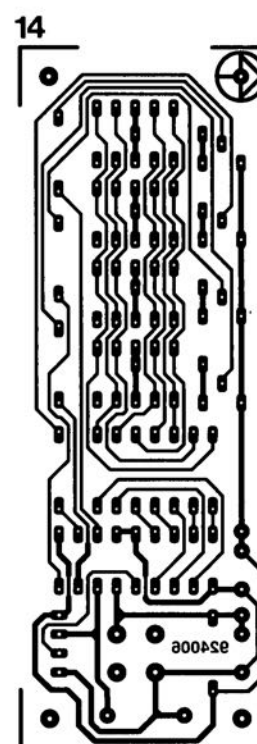
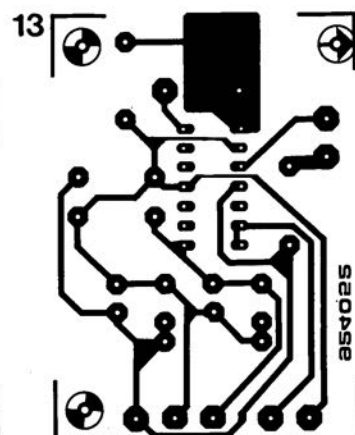
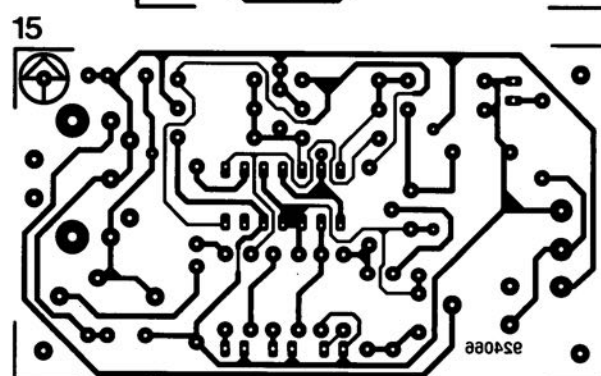
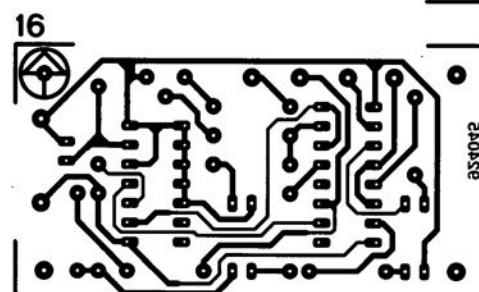
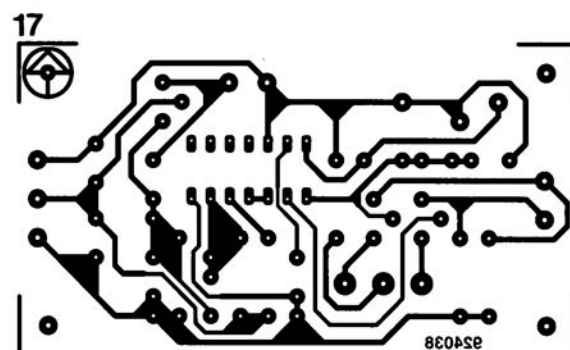
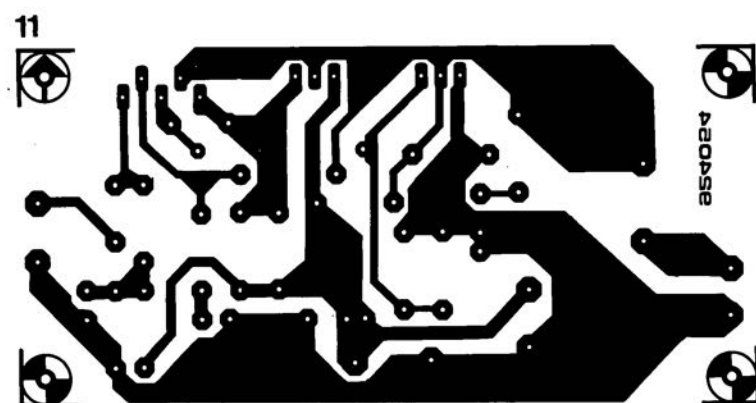
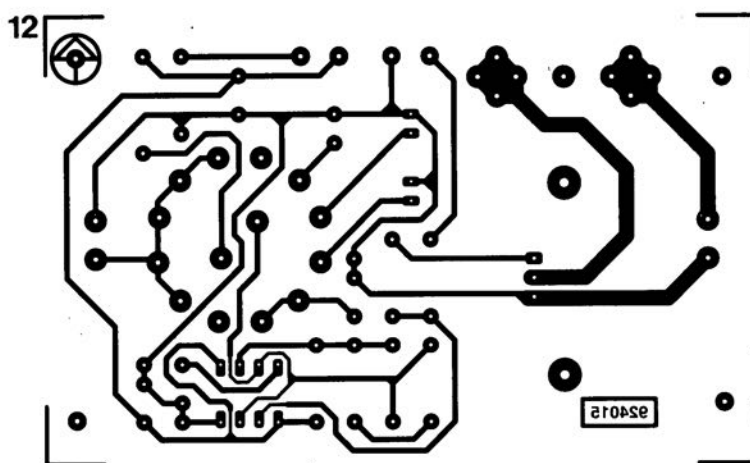
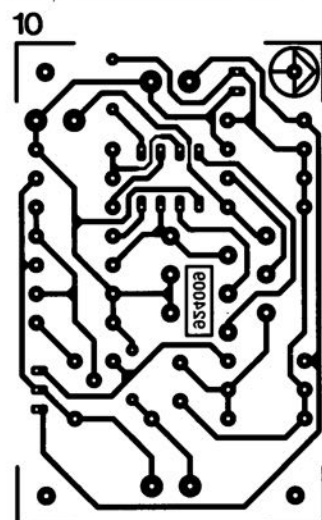
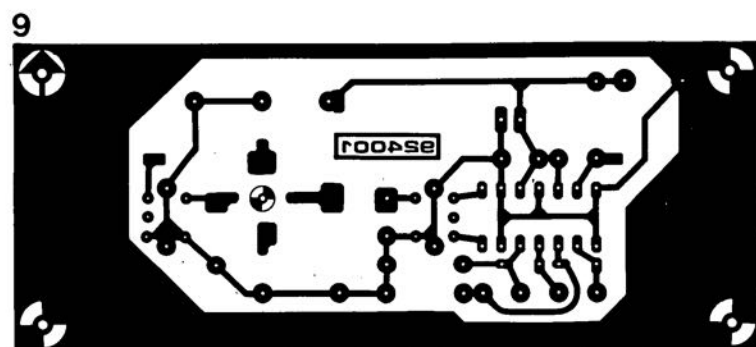
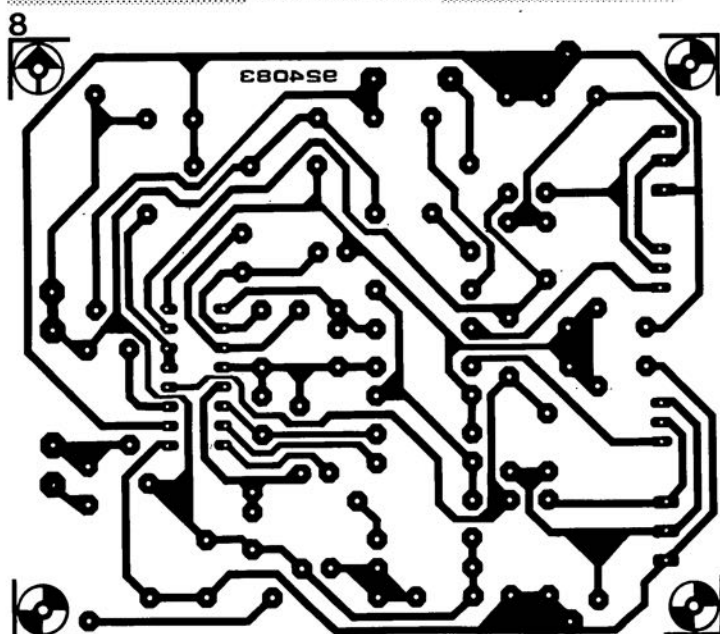


SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



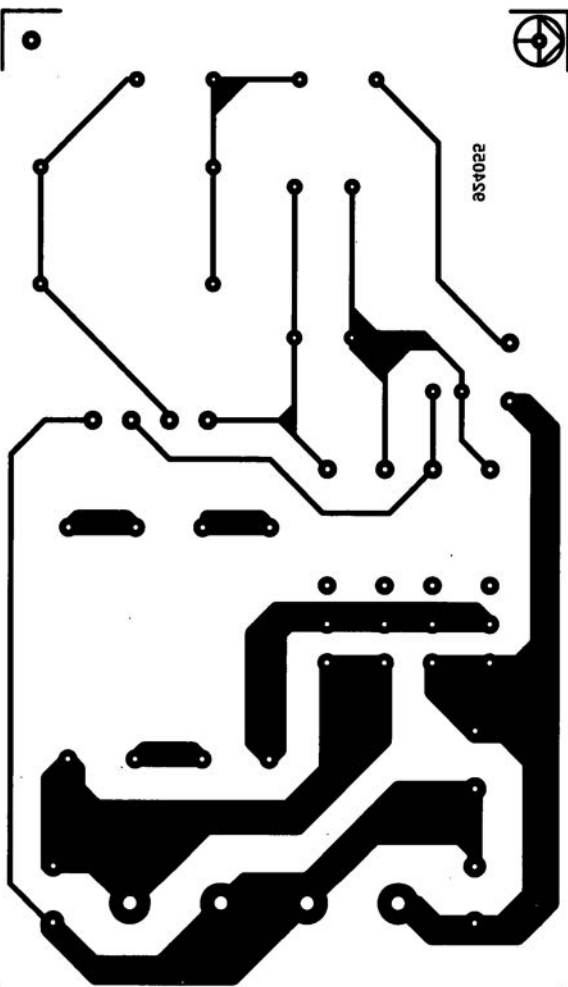
SERVICE



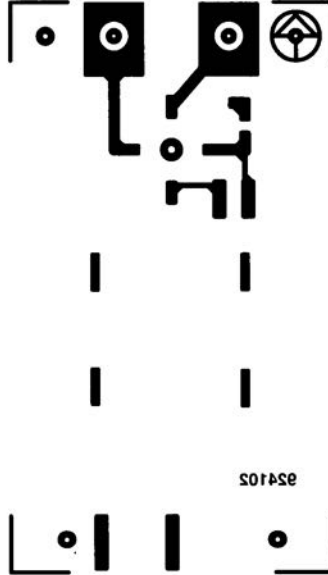
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

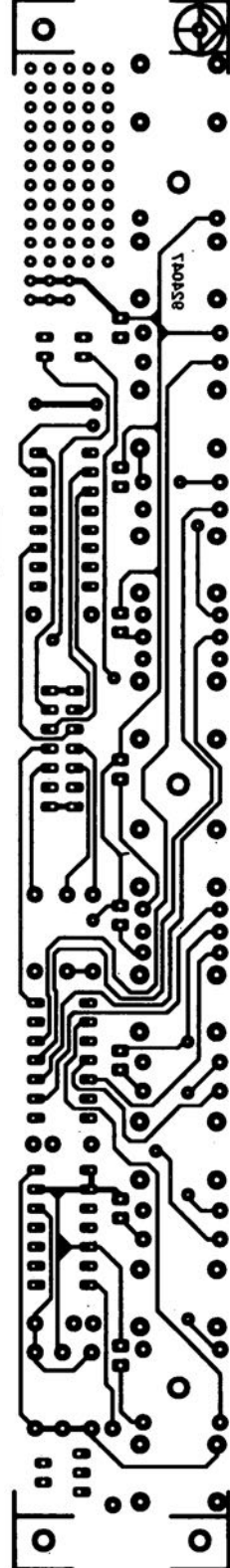
18



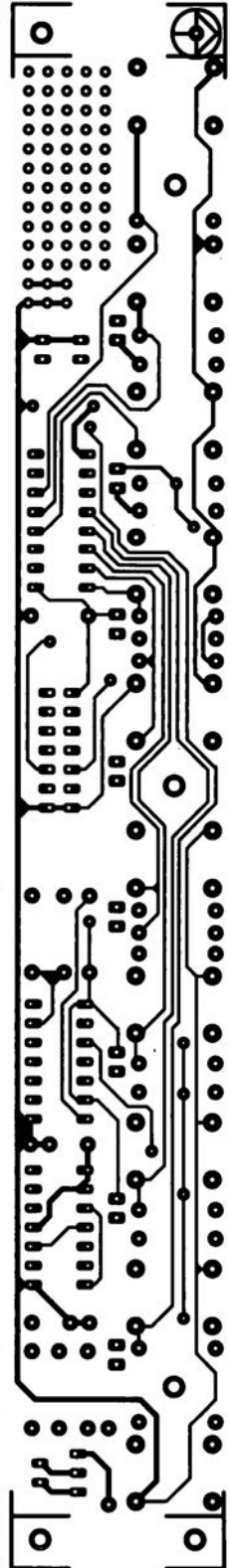
23



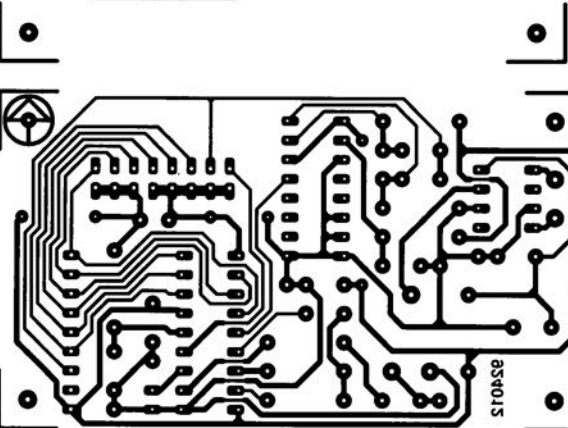
24



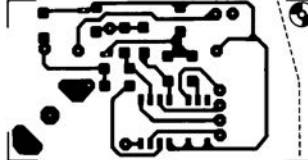
25



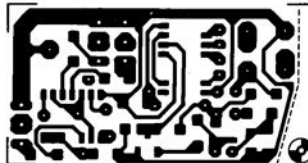
19



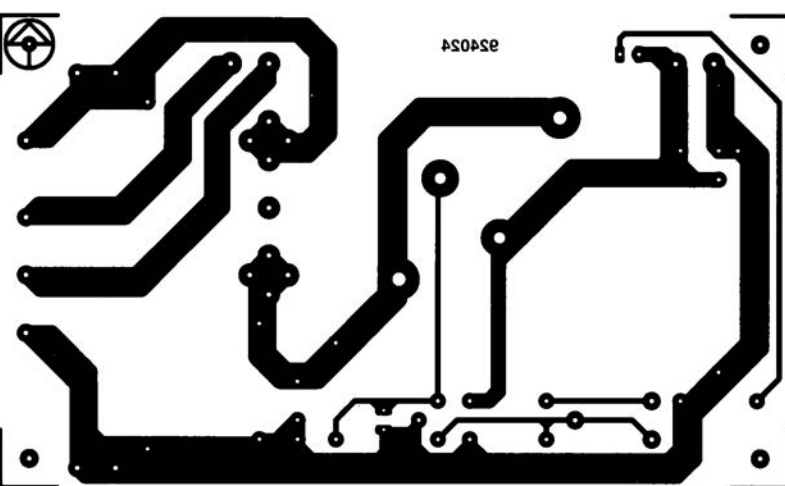
22



21



20



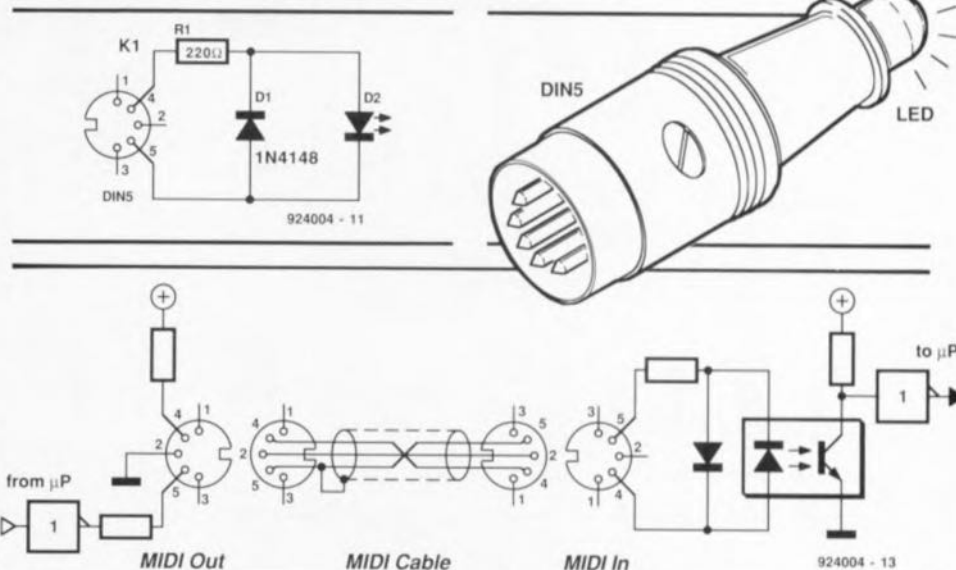
896

TESTEUR (DE CÂBLE) MIDI

Ce testeur de connecteurs et de liaisons MIDI se particularise par son extrême simplicité. Il ne comporte en effet pas plus de 3 composants, auxquels il faut ajouter la prise DIN elle-même. La LED qu'il intègre permet de vérifier que les données MIDI arrivent bien jusqu'à l'endroit où est enfilé le testeur. Sachant que les impulsions concernées n'ont qu'une durée très brève, il est impératif d'utiliser des LED à haute luminosité. Dans ce cas-là, la lumière produite par la LED est d'une intensité suffisante pour que l'on puisse observer son illumination.

Il va falloir, pour pouvoir procéder à tous les tests imaginables, c'est-à-dire tant ceux des sorties que ceux des câbles de liaison, réaliser ce testeur en 2 versions : l'une dotée d'une prise mâle et l'autre dotée d'une prise femelle.

La figure 2 vous permet de vous faire une idée de l'aspect extérieur de cette réalisation. On utilisera de préférence des prises DIN à corps métallique. La LED pourra dans ce cas prendre place à l'extrémité de l'embout de caoutchouc que comporte ce type de prise. Il faudra veiller à



ce que les 2 conducteurs aboutissant à la LED soient parfaitement isolés pour éviter tout court-circuit entre eux suite à un entortillement ou tout autre effort mécanique.

La figure 3 vous propose, pour finir, les

schémas des entrée, sortie et liaison MIDI. S'agissant d'une interconnexion broche à broche, les prises audio DIN à 5 broches constituent une solution idéale.

R. Swusten

897

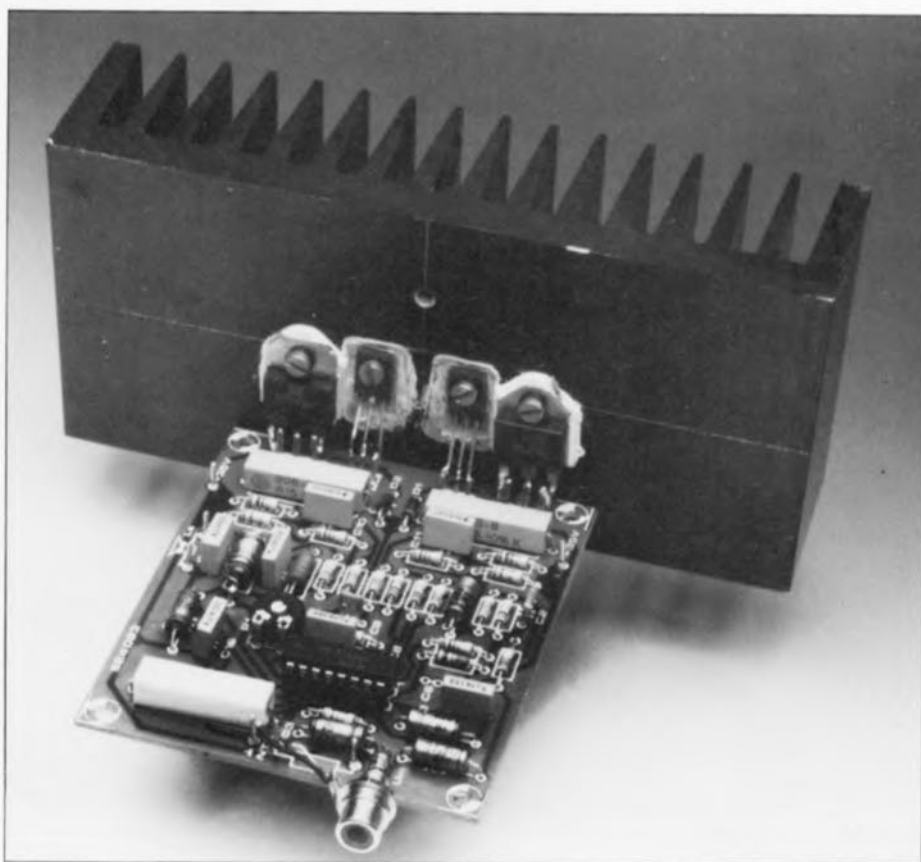
AMPLIFICATEUR « MUSIQUE » DE 60 W

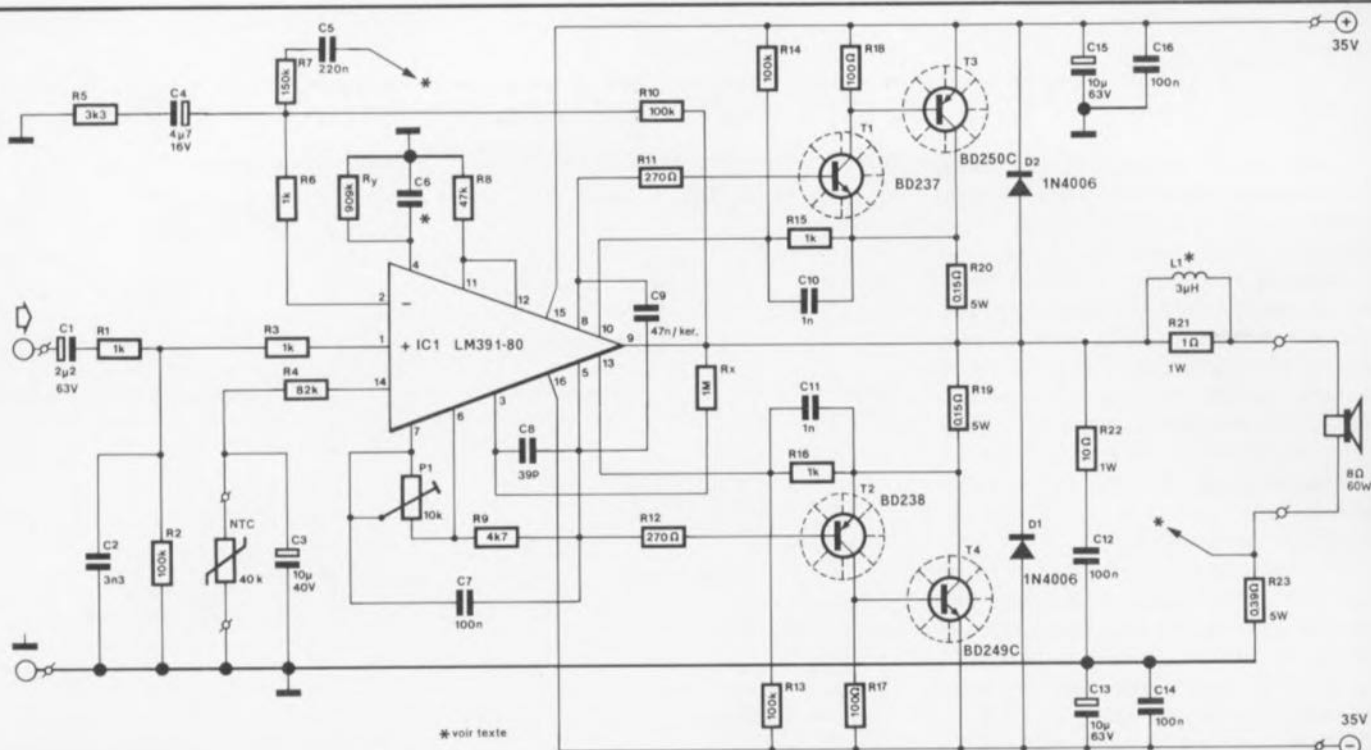
L'amplificateur décrit ici est un amplificateur « no-non-sense » de puissance moyenne, solide et sans additifs extravagants, destiné plus particulièrement une utilisation « mobile » par des guitaristes et autres musiciens de jazz. L'amplificateur est une association directe entre un amplificateur audio intégré, le LM391-80 de Texas Instruments, et un étage de sortie de type « push-pull » faisant appel à des transistors bipolaires.

Nous nous limiterons, dans cet article, à la description des particularités spécifiques de ce montage.

La résistance à coefficient de température négatif, NTC, qui se trouve en contact thermique direct avec les transistors de sortie, permet au LM391 de mettre l'étage de sortie hors-fonction si ce dernier se met à trop « chauffer ». Le point d'entrée en fonction de ce dispositif de thermoprotection est atteint lorsque le courant traversant la NTC est de l'ordre de 200 μ A.

Le condensateur électrolytique, pris en parallèle (shunt) sur la NTC, sert à une mise en fonction « douce », éliminant donc tout « cloc », « ploc » ou autre bruit alarmant à la mise sous tension de l'amplificateur.





Liste des composants

Résistances :

R1, R3, R6, R15, R16 = 1 kΩ
 R2, R10, R13, R14 = 100 kΩ
 R4 = 82 kΩ
 R5 = 3 kΩ
 R7 = 150 kΩ
 R8 = 47 kΩ
 R9 = 4 kΩ
 R11, R12 = 270 Ω
 R17, R18 = 100 Ω
 R19, R20 = 0Ω15/5 W
 R21 = 1 Ω/1 W
 R22 = 10 Ω/1 W
 R23 = 0Ω39/5 W
 Rx = 1 MΩ (voir texte)
 Ry = 909 kΩ (voir texte)
 P1 = ajust. 10 kΩ horizontal

Condensateurs :

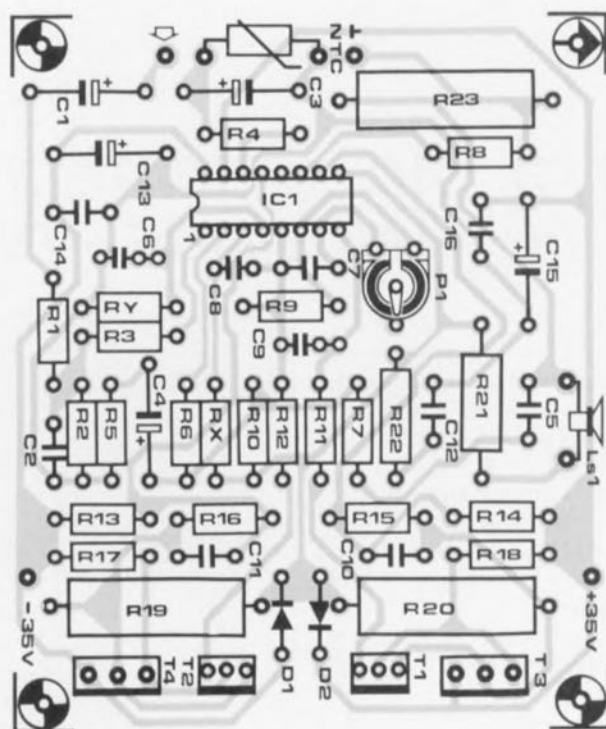
C1 = 2µF/63 V
 C2 = 3nF
 C3 = 10 µF/40 V
 C4 = 4µF/16 V
 C5 = 220 nF
 C6 = voir texte
 C7, C12, C14, C16 = 100 nF
 C8 = 39 pF
 C9 = 47 nF céramique
 C10, C11 = 1 nF
 C13, C15 = 10 µF/63 V

Semi-conducteurs :

D1, D2 = 1N4006
 T1 = BD237
 T2 = BD238
 T3 = BD250C
 T4 = BD249C
 IC1 = LM391-80 (Texas Instruments)

Divers :

L1 = voir texte
 NTC = 40 kΩ (à fixation par vis)
 radiateur (voir texte)



Caractéristiques techniques :

(tension d'alimentation ± 35 V, R23 en court-circuit)

- bande passante 3 dB (8 Ω) : 11 Hz à 20 kHz environ
- distorsion harmonique totale à 1 kHz :
 - 1 W dans 8 Ω : 0,006% ($I_h \approx 400$ mA)
 - 1 W dans 8 Ω : 0,02% ($I_h \approx 50$ mA)
 - 65 W dans 8 Ω : 0,02% ($U_h = 873$ mV)
 - 80 W dans 4 Ω : 0,2% ($U_h = 700$ mV; point d'entrée en fonction de la limitation de courant)

Il peut se faire que l'électronique de la protection thermique ait une sensibilité excessive. Il faudra, si cela est le cas, adapter, empiriquement, la valeur de la résistance R4 ou celle de la NTC.

Il est relativement facile de doter l'amplificateur d'une réinjection de signal. Il suffit, pour ce faire, de connecter la borne supérieure de la résistance R23 au réseau série C5/R7 (composants identifiés sur le schéma par un astérisque). C'est en fait ce réseau qui, en combinaison avec la résistance R10, détermine la réponse en fréquence de l'amplificateur, caractéristique que l'on pourra donc, si nécessaire, adapter à ses goûts personnels.

Le dimensionnement des composants, tel que le représente le schéma, conviendra sans doute à la plupart des applications pratiques. Il suffira tout simplement, pour mesurer, voire écouter, l'effet d'une modification de la valeur de C5 et/ou de R7, de court-circuiter la résistance R23.

Si l'on envisage de connecter à l'amplificateur un haut-parleur d'une impédance

de $4\ \Omega$, il faudra impérativement faire passer à **0 Ω 18** la résistance de **R23**.

Le LM391-80 a la caractéristique (malheureuse) de présenter une forte tendance à entrer en oscillation, phénomène parfaitement contré à l'aide de Rx, C6, C8 et C9 (on pourra, en règle générale se passer de C6).

La résistance Rx sert, spécifiquement, à limiter le gain en boucle ouverte. Si vous optez d'implanter cette résistance il est indispensable de mettre en place également la résistance Ry qui compensera la tension de décalage résultant de la mise en place de Rx.

Les composants R22 et C12 constituent un réseau de Boucherot servant à la stabilisation de l'amplificateur aux fréquences élevées. On connectera à cet amplificateur des sources présentant une impédance faible capables de fournir des signaux audio de niveau « ligne » (0 dB). Le réseau R1/C1 atténue les signaux de fréquence supérieure à 50 kHz environ.

L'ajustable P1 sert au réglage du courant de repos de l'amplificateur. On débutera

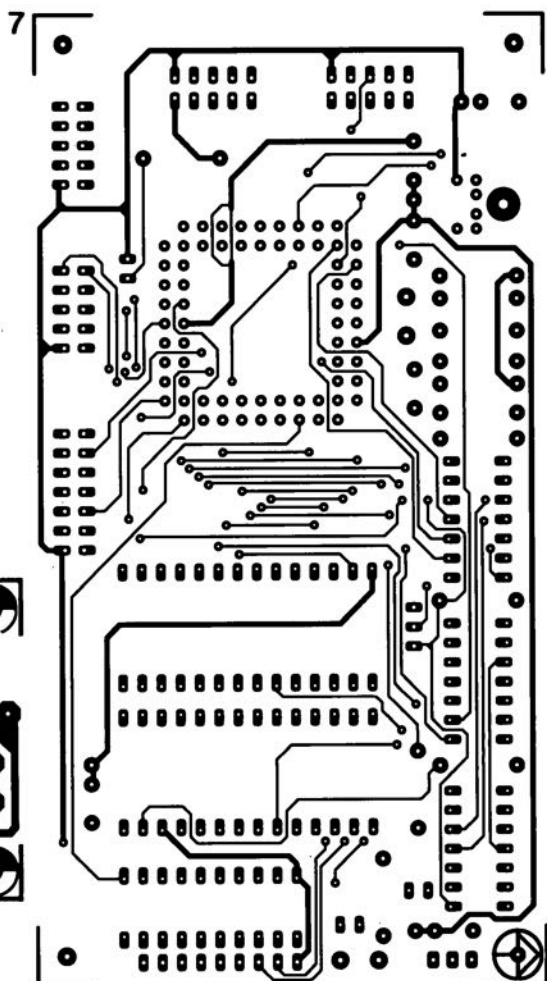
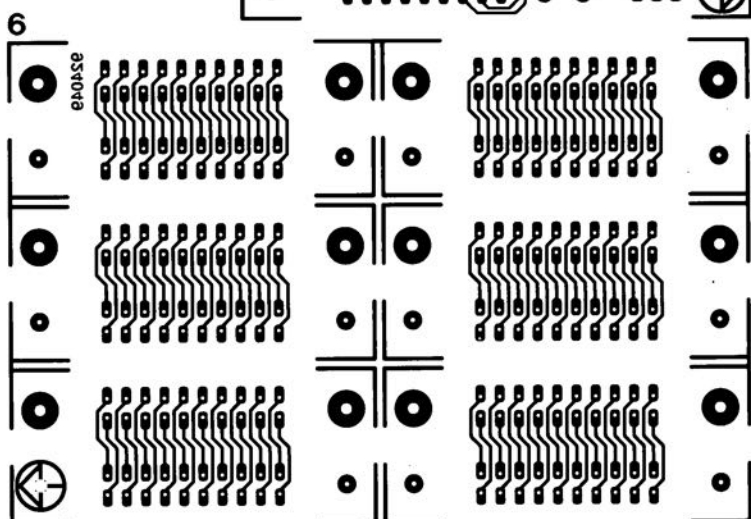
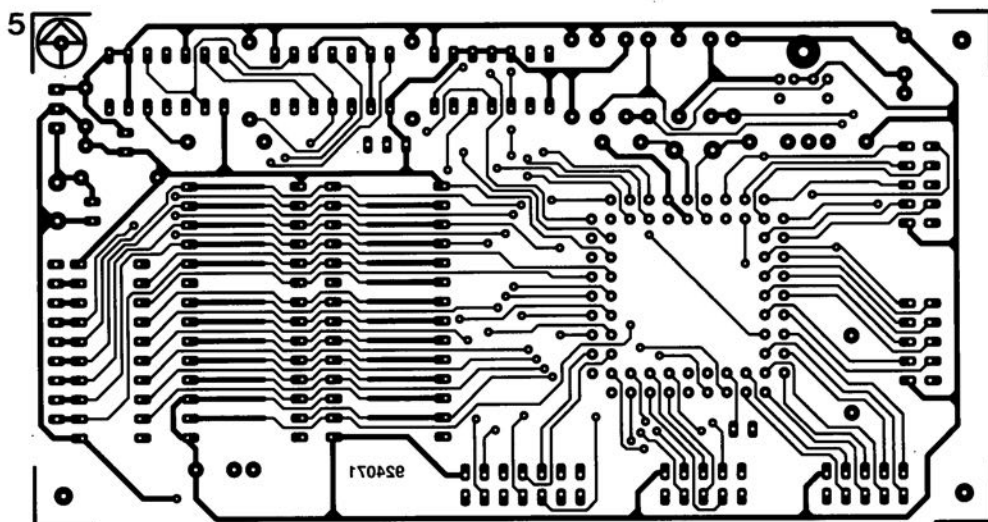
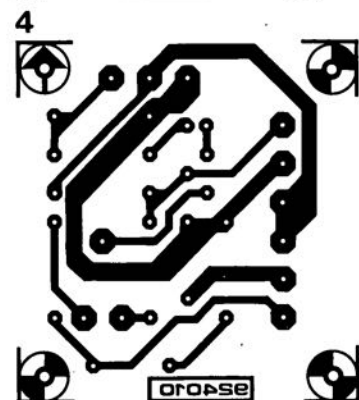
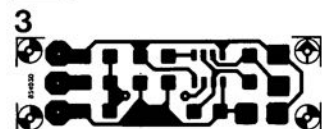
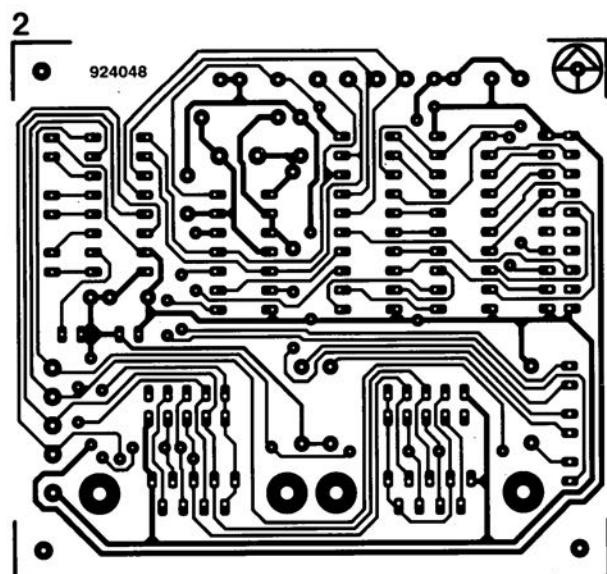
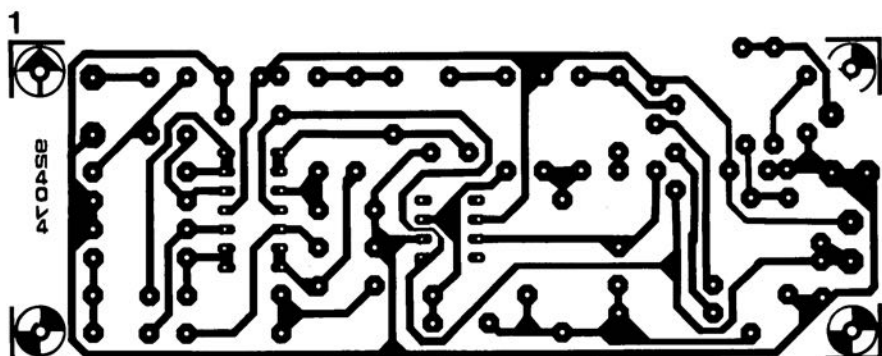
le processus de réglage en donnant à P1 une résistance de $0\ \Omega$ (son curseur sera mis en butée par une rotation dans le sens anti-horaire); on tourne ensuite progressivement le curseur de cet ajustable dans l'autre sens jusqu'à obtenir un courant de repos de 50 mA. Les perfectionnistes, qui mettent un point d'honneur à réduire le plus possible la distorsion, pourront augmenter la valeur du courant de repos jusqu'à 400 mA.

Les transistors de puissance ont tous été placés du même côté de la platine, de sorte que l'on pourra les monter, avec la NTC, sur le même radiateur. Notons qu'il faudra faire appel à un radiateur de taille relativement importante, puisqu'il doit avoir une résistance thermique de 1 K/W voire plus faible encore.

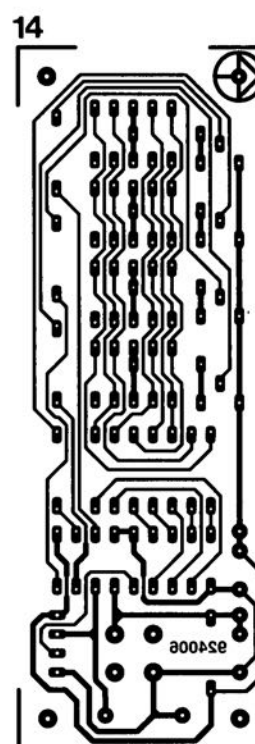
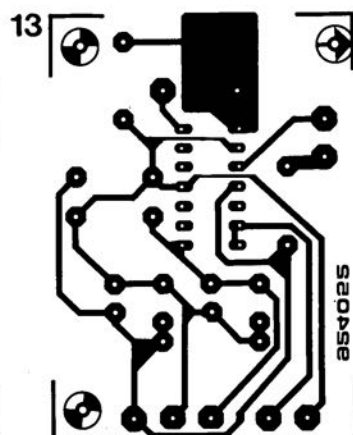
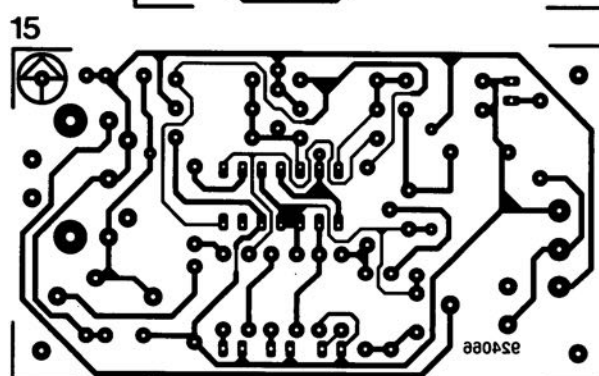
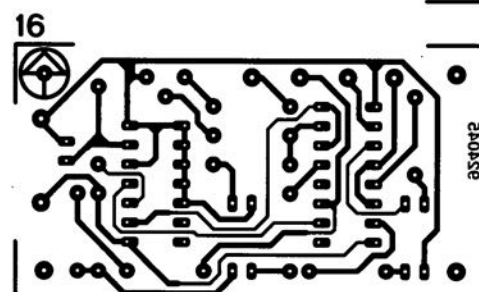
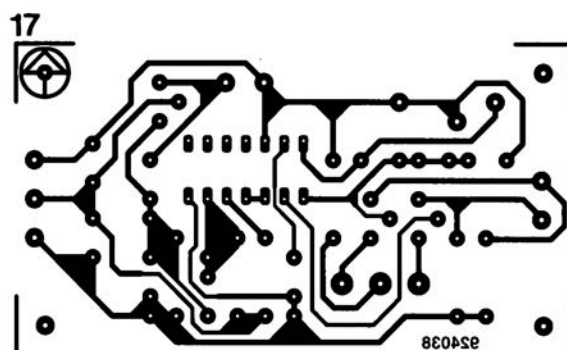
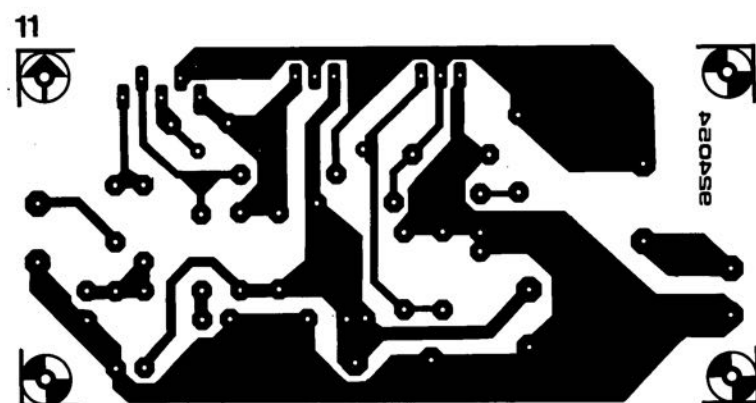
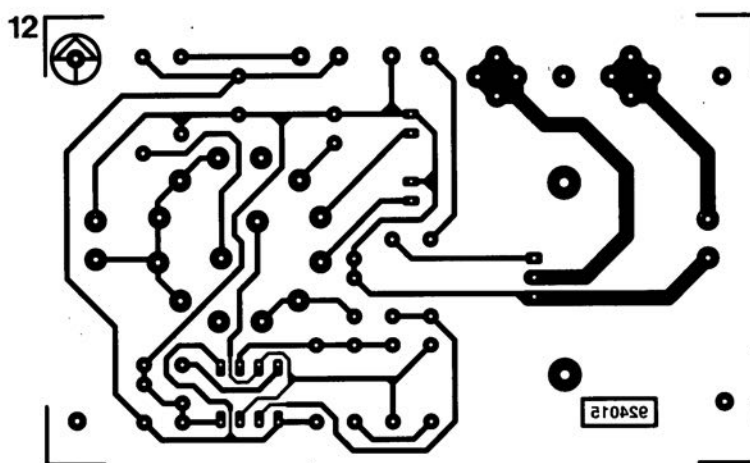
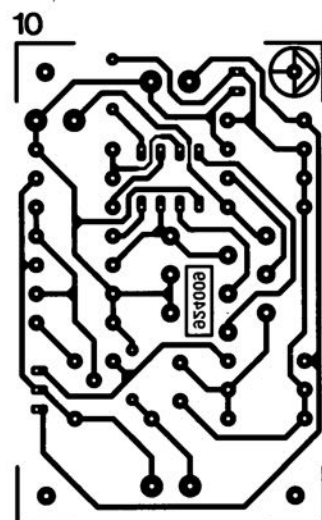
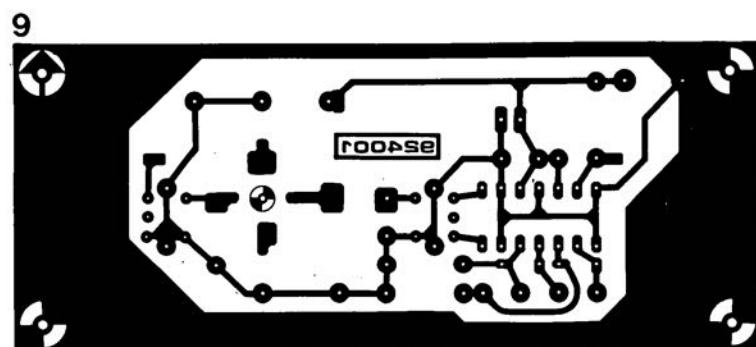
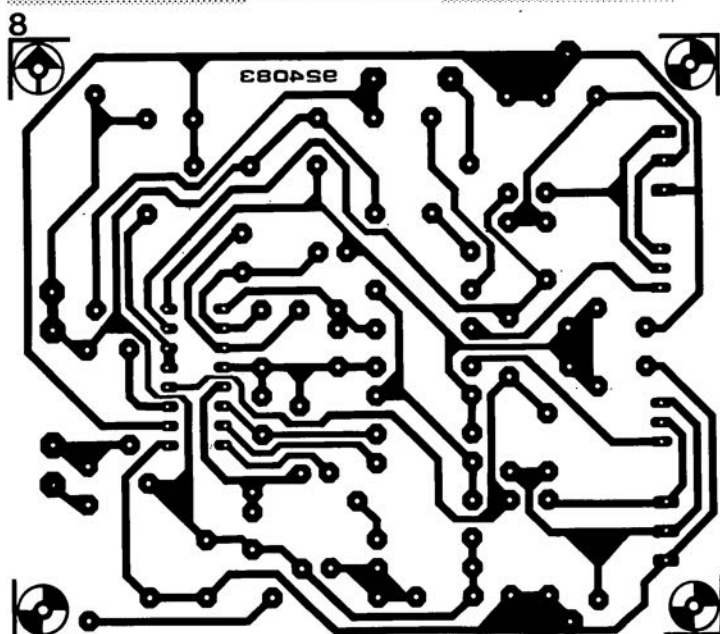
Il ne nous reste plus, étant arrivés à la fin de cet article, qu'à signaler que la bobine L1 consiste en 20 spires de fil de cuivre émaillé (de 0,8 mm de section), embobinées sur la résistance R21 et que C9 est un condensateur céramique.

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



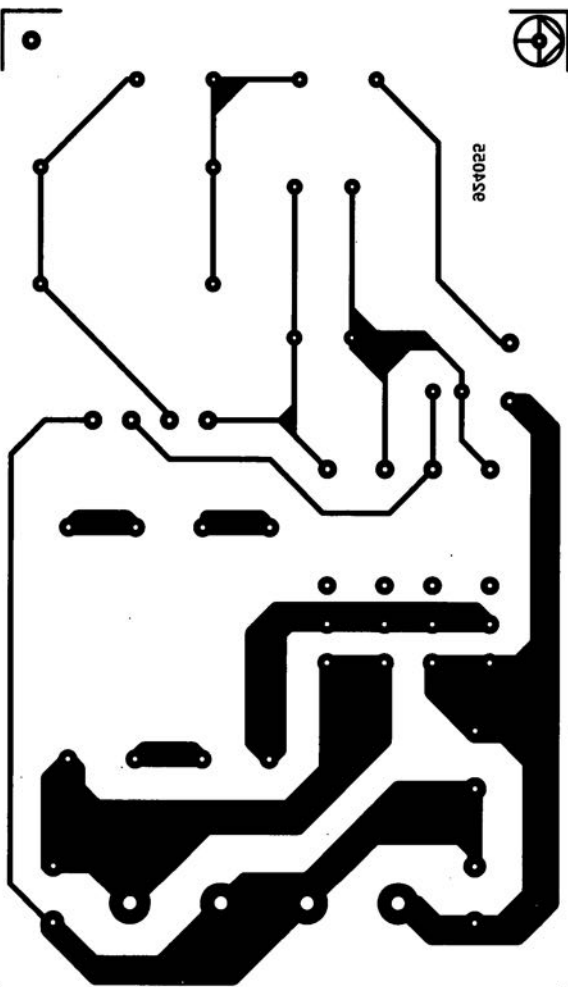
SERVICE



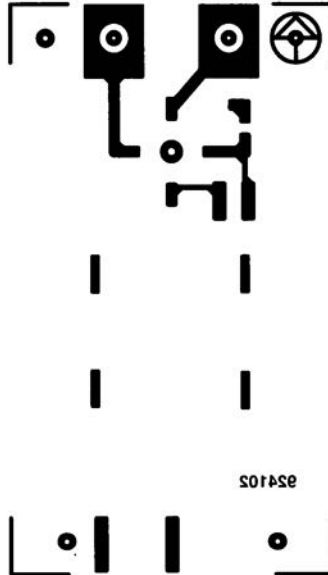
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

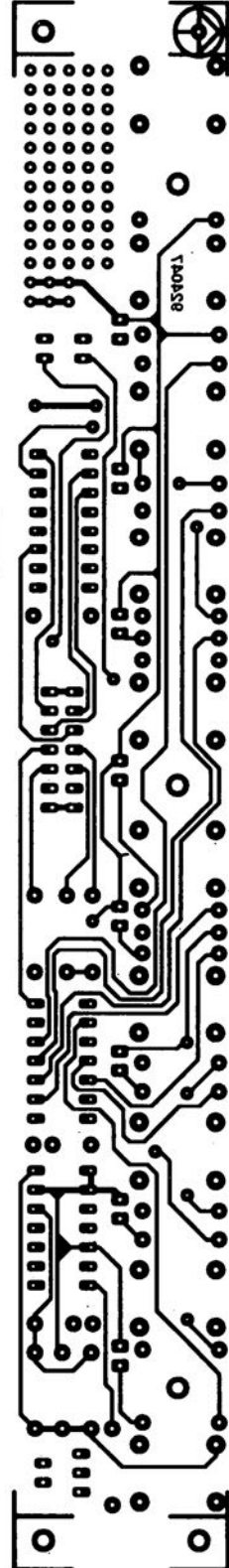
18



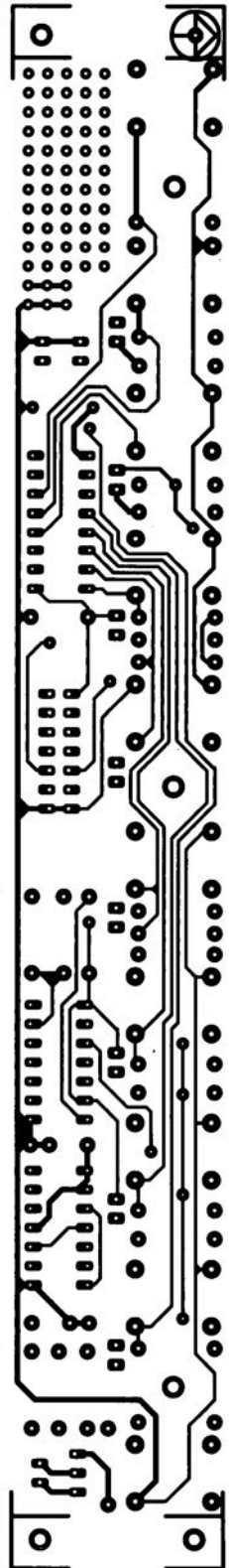
23



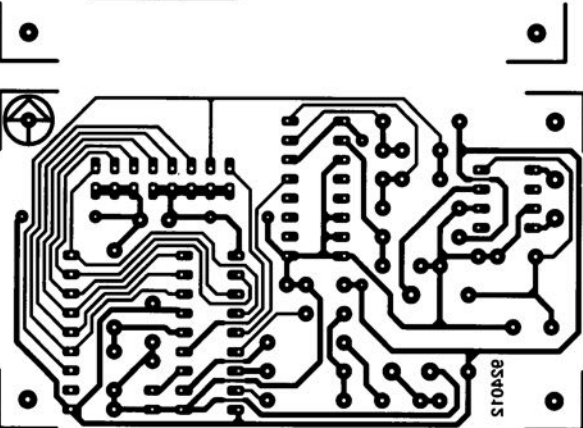
24



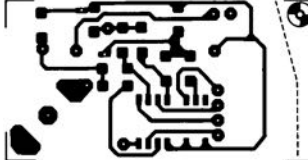
25



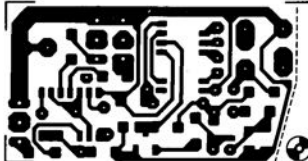
19



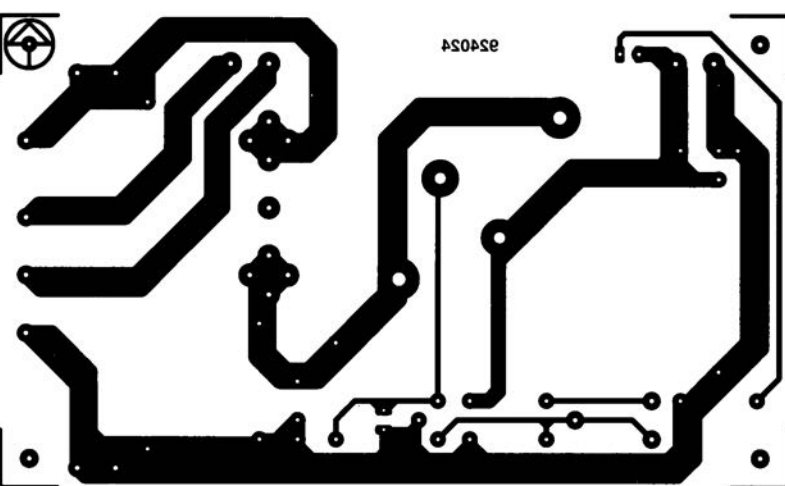
22



21



20





DIODE À CHUTE DE TENSION ULTRA-FAIBLE

Bien qu'il existe des diodes ayant une tension directe de 0,5 à 0,6 V seulement, et cela à un courant pouvant aller jusqu'à plusieurs ampères, il peut arriver que cette perte de puissance reste, pour une application donnée, trop élevée. Nous vous proposons ici un circuit astucieux apportant une solution à ce problème.

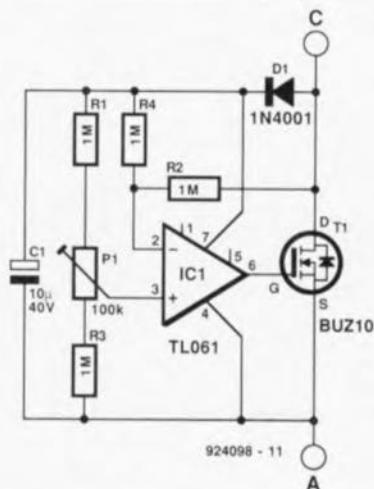
Afin de pouvoir expliquer plus facilement le fonctionnement de cette diode artificielle, nous allons supposer que la cathode (C) est connectée, via une résistance de limitation de courant, à une source de tension alternative sinusoïdale.

L'anode (A) fait donc office de point de référence. Dans ces conditions le condensateur C1 est chargé via la diode D1 jusqu'à la valeur de crête de la sinusoïde et fournit simultanément la tension d'alimentation à l'amplificateur opérationnel lors des périodes négatives.

L'entrée non-inverseuse de IC1 possède de plus un potentiel constant, équivalent à la moitié de l'amplitude de la sinusoïde. De par la présence du diviseur de tension réalisé à l'aide des résistances R2 et R4, le potentiel de l'entrée inverseuse ne sera supérieure à celui de l'entrée non-inverseuse que lors des périodes positives de la tension sinusoïdale. Autrement dit, le canal « drain-source » du transistor MOSFET T1 adopte une impédance faible ($\approx 0,07 \Omega$) si le potentiel de la cathode ris-

que de devenir inférieur au potentiel de l'anode. La tension directe de cette « diode » répond de ce fait au produit du courant de « drain » par la résistance à l'état passant, R_{on} , du MOSFET.

La position du curseur de l'ajustable P1 détermine la tension anode/cathode à laquelle la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel (au fonctionnement pratiquement linéaire) se met à croître. Il faudra disposer, pour effectuer un réglage optimal de P1, d'un oscilloscope, connecté aux connexions « drain » et « source »



du transistor T1. On jouera ensuite sur P1 de façon à obtenir la tension directe la plus faible possible et ceci à la valeur nominale du courant direct.

Nous avons mesuré, dans le cas de notre prototype, une tension de seuil de 0,5 V à un courant alternatif de 50 Hz et d'une intensité de crête de 10 A. Dans le cas d'un courant de 3,3 A la tension de seuil la plus faible possible est de 0,2 V ; sous 300 mA cette valeur sera d'à peine 0,1 V. On notera que la tension de seuil reste constante dans le cas d'un courant direct inférieur à celui pour lequel P1 a été ajusté.

Bien que l'amplificateur opérationnel IC1 puisse travailler jusqu'à une tension de 36 V, la tension de grille maximale admissible par T1, un BUZ10, à savoir 20 V, implique que la tension alternative à redresser ne devra jamais dépasser 15 V_{eff}.

Quelques explications additionnelles à l'intention de tous ceux d'entre nos lecteurs gardant certains doutes quant à ce montage inusuel : dans ce circuit, le transistor T1 est utilisé « à rebours ». Il bloque lorsque le drain est positif par rapport à la source et il est conducteur dans le cas inverse.

La consommation du circuit est pratiquement identique au courant d'alimentation de IC1, se limitant, dans le cas d'un TL061, à quelque 400 µA.

B. Zschocke

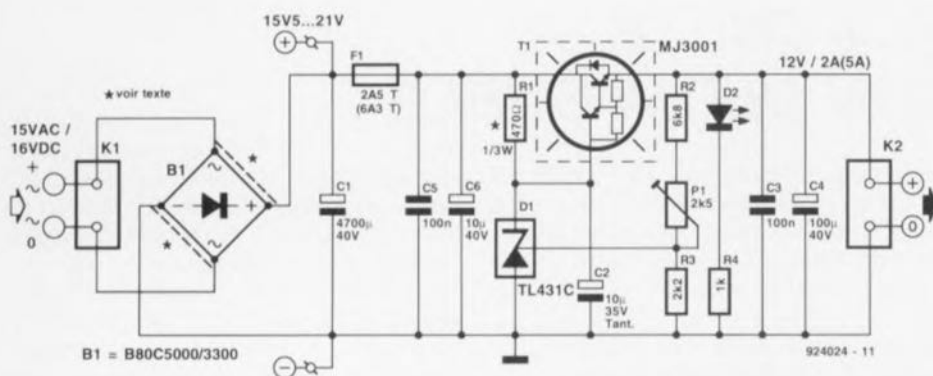
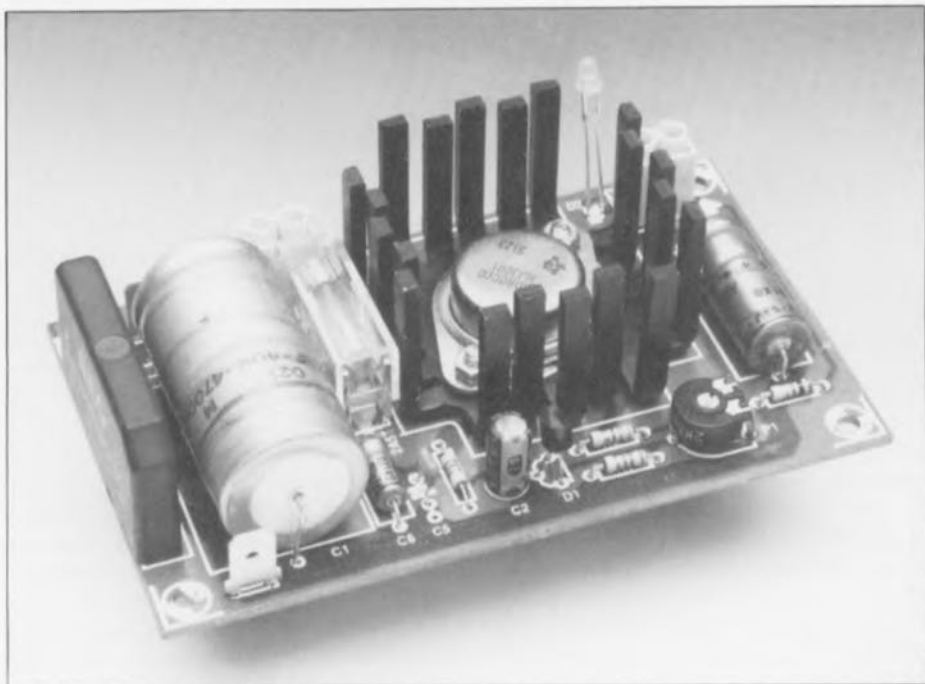


CONCEPT D'ALIMENTATION SIMPLE

Les alternatives les plus connues à une alimentation « vite fait, (moins) bien fait » sont le régulateur de tension intégré tripode et la combinaison diode zener + transistor.

Bien que ces circuits conviennent à un très grand nombre d'applications, ils connaissent leurs limitations qui peuvent, dans certains cas, être fort frustrantes. Tout le monde sait, par exemple, que les régulateurs de tension fixe peuvent fournir un courant de sortie de quelque 1 A seulement. S'il en faut plus, on ajoute bien souvent un transistor-série destiné à le fournir, ce courant.

Cependant, si cette approche a bien l'avantage d'augmenter le courant, elle a également l'inconvénient de faire souffrir la régulation de l'alimentation. Les régulateurs de tension fixe capables de fournir des courants plus importants (disons 5 A) ne constituent pas une alternative non plus, étant donné leur prix notoirement élevé.



La seconde alternative évoquée plus haut, celle du circuit diode zener + transistor est d'emploi limitée elle aussi vu sa réjection de la tension de ronflement résiduel peu impressionnante et la stabilité insuffisante de la tension de sortie en cas de variation de la charge présente à la sortie.

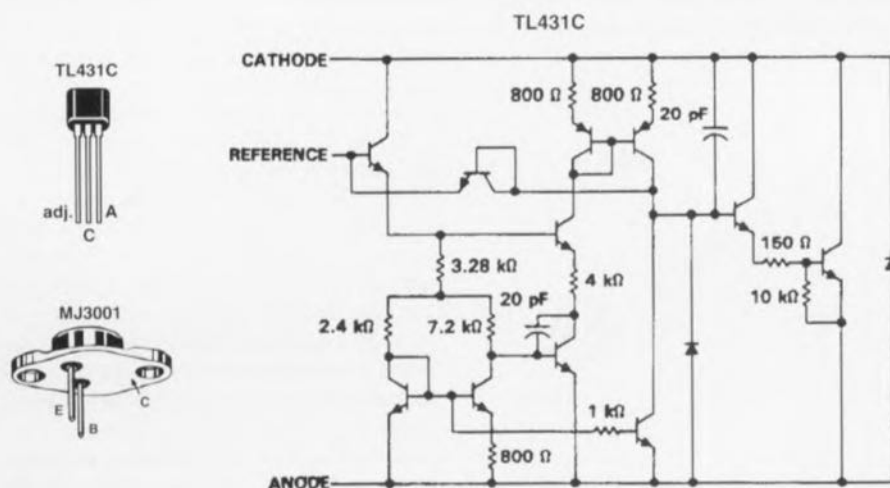
L'alimentation proposée ici ne souffre d'aucun des inconvénients évoqués plus haut, et son concept est facile à mémoriser. C'est l'alimentation simple et bon marché pour une ribambelle d'applications.

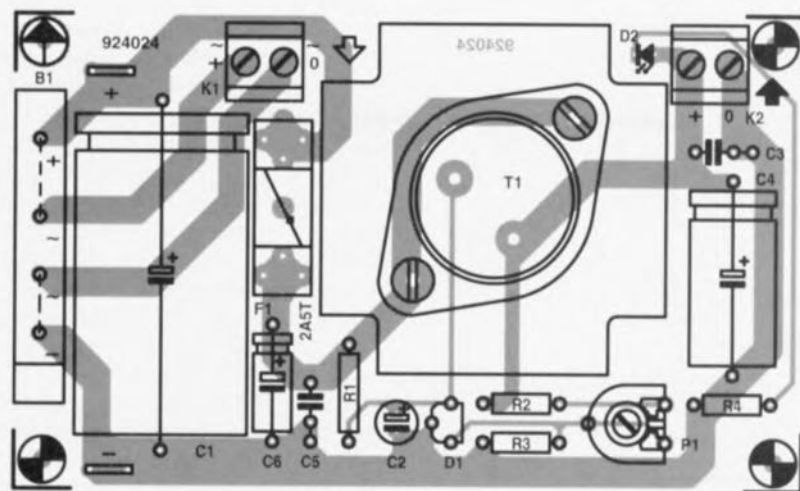
À première vue, ce circuit rappelle beaucoup la combinaison diode zener + transistor classique. L'une des différences essentielles est la présence d'une réinjection, ce qui se traduit par une réjection du ronflement de 100 Hz de plus de 55 dB, résultat de loin supérieur à ce que permet un simple régulateur à diode zener + transistor.

La référence de tension prend ici la forme de D1, un TL431C de Texas Instruments. La **figure 2** donne la structure interne du TL431C. Dans le cas présent, D1 fournit un courant de base au transistor T1 qui se traduit par la présence d'une tension de 2,5 V aux bornes de la résistance R3. Cette valeur nous permet de calculer la tension de sortie de l'alimentation, U_{Sor} à l'aide de la formule suivante :

$$U_{\text{Sor}} = 2,5[1 + (P2 + R2)/R3] \text{ [V]}.$$

Avec les valeurs de composants du schéma, la tension de sortie atteint 12 V. Il suffit, pour obtenir d'autres tensions de sor-





Liste des composants

Résistances :

- R1 = 470 Ω /0,33 W (voir texte)
- R2 = 6k Ω 8
- R3 = 2k Ω 2
- R4 = 1 k Ω
- P1 = ajust. 2k Ω 2 horizontal

Condensateurs :

- C1 = 4 700 μ F/40 V
- C2 = 10 μ F/35 V tantale
- C3, C5 = 100 nF
- C4 = 100 μ F/40 V
- C6 = 10 μ F/40 V

Semi-conducteurs :

- D1 = TL431C (Texas Instruments)
- D2 = LED 3 mm verte
- T1 = MJ3001
- B1 = B80C5000/3300

Divers :

- K1, K2 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm
- F1 = fusible rapide 2,5 A (6,3 A*) avec porte-fusible encartable radiateur tel que SK201 (6K/W) ou SK71/75 mm (1,25 K/W)
- 2 cosses « automobile » pour fixation par vis
- * pour version 5 A seule

tie, d'adapter le diviseur de tension de sortie, en veillant à ce que le courant dans P1, R2 et R3 soit au moins de 1 mA. Il faut cette valeur de courant minimum, pour être certain que le courant drainé par l'entrée de référence du TL431C soit négligeable (2 μ A environ).

Le transistor de puissance est un darlington ayant un gain en courant garanti de 1 000, voire plus, à un courant d'émetteur de 5 A. Ceci signifie qu'un courant de base de 5 mA seulement fait déjà parfaitement l'affaire. Bien que cela ne soit pas beaucoup, il faut en tenir compte lorsque l'on veut modifier la valeur de R1. D1 pour sa part exige un courant cathode/anode minimum de 0,5 mA, ce qui nous donne un courant minimum total de 5,5 mA à travers R1.

Cette information de concept, associée à la tension d'entrée U_{ent} la plus faible possible, mesurée aux bornes de C6, et à la chute sur la jonction base-émetteur de T1 (2 V environ) donne une valeur théorique de la résistance de limitation de courant de :

$$R1 = (U_{ent} - U_{be} - U_{sor})/I1.$$

Sachant que le gain en courant d'un darlington peut être de 2 à 3 fois supérieur à

la valeur garantie indiquée, il peut dans bien des cas être possible de donner à R1 une valeur plus importante que celle trouvée par calcul. Comme une valeur de résistance se traduit par une dissipation moindre de R1 et de D1, quelques essais expérimentaux ne seront sans doute pas à dédaigner.

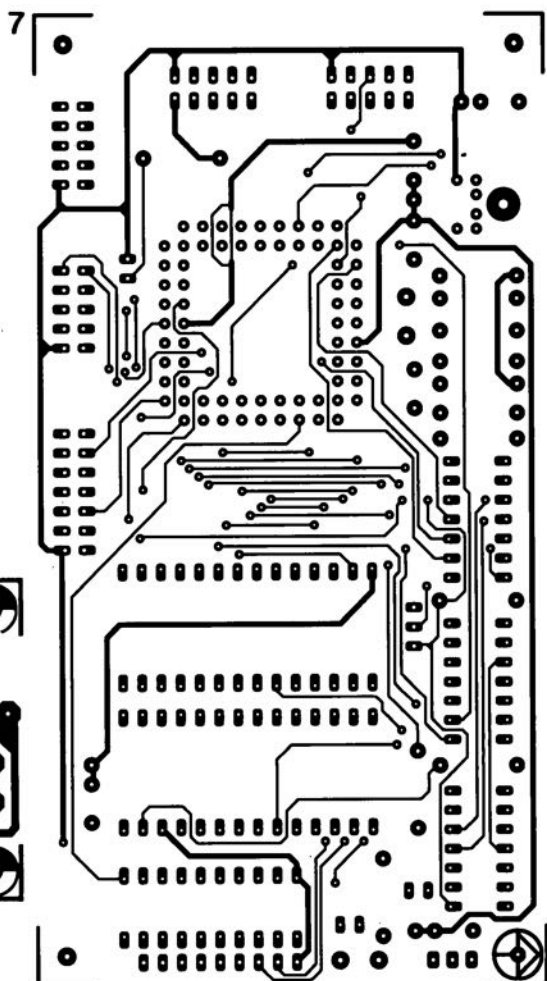
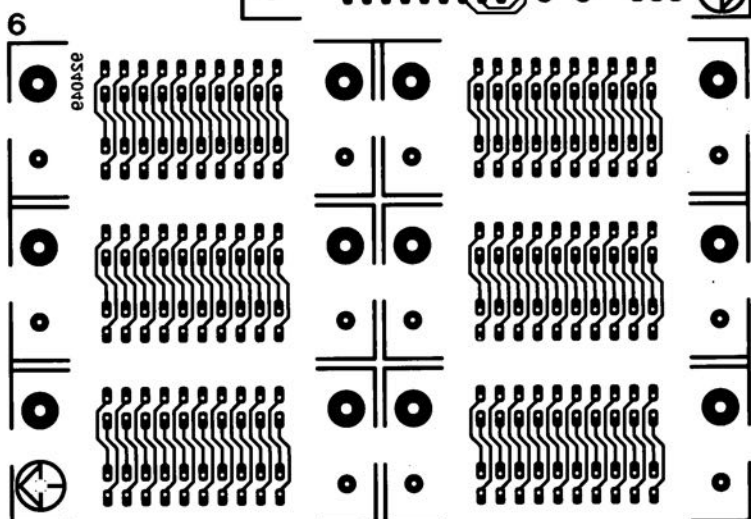
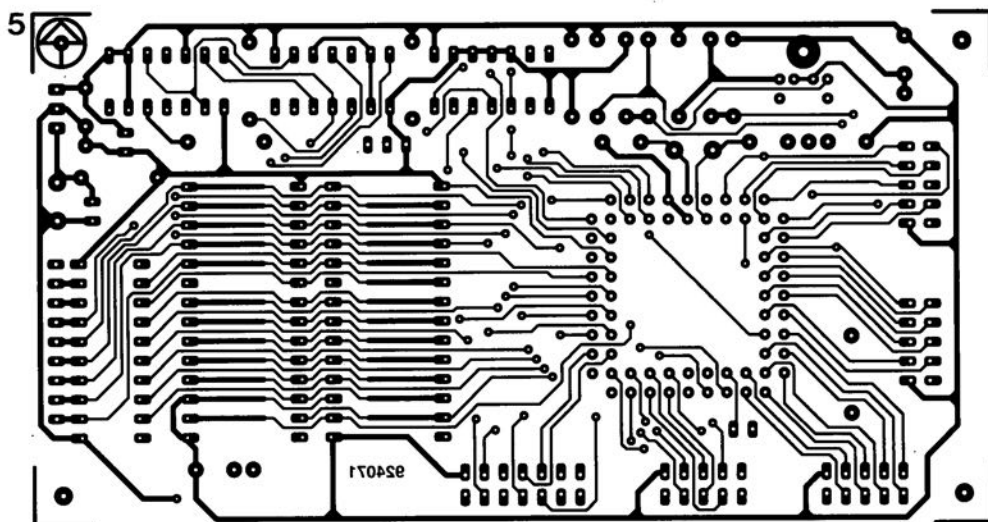
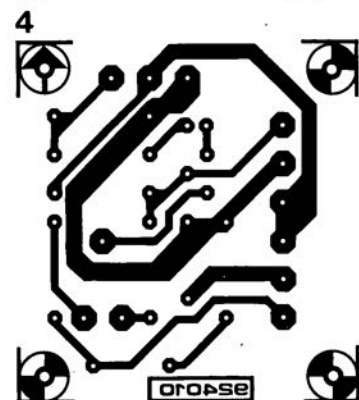
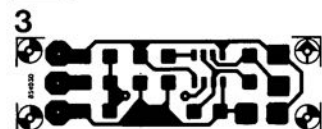
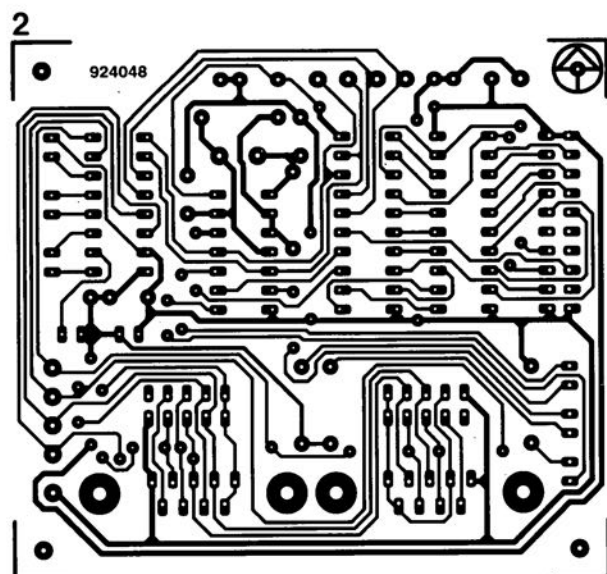
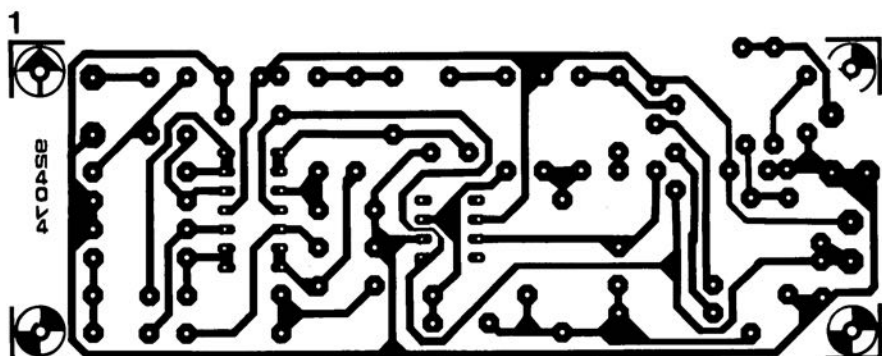
Le circuit imprimé dessiné pour ce montage reçoit l'ensemble de redressement, c'est-à-dire le pont, le condensateur-tampon et un fusible. Le condensateur-tampon, C1 et le radiateur sur lequel est monté T1 permettent des courants de sortie pouvant aller jusqu'à 2 A.

Comme nous le disions plus haut, il s'agit ici d'un concept d'alimentation. Ceux d'entre vous qui n'auraient que faire de la partie redressement peuvent fort bien la supprimer et connecter une tension continue de 16 V au bornier K1. On remarquera que cette approche implique l'implantation de 2 ponts de câblage aux emplacements du pont marqués par 2 lignes pointillées. S'il vous faut un courant plus important en sortie (disons jusqu'à 5 A) il suffira de mettre le transistor T1 sur un radiateur de dimensions plus importantes fixé ailleurs que sur la platine (voir la liste des composants).

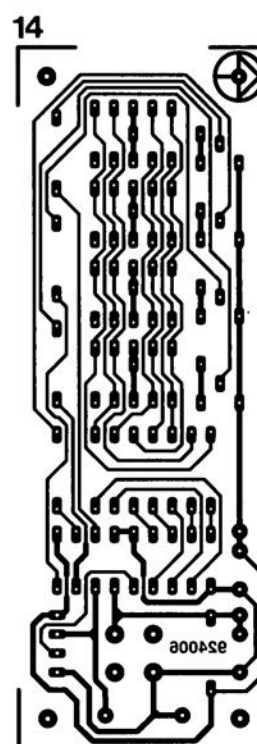
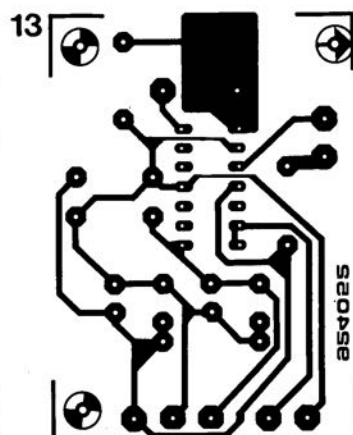
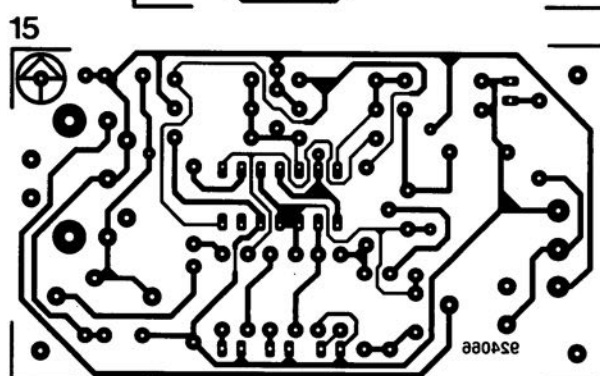
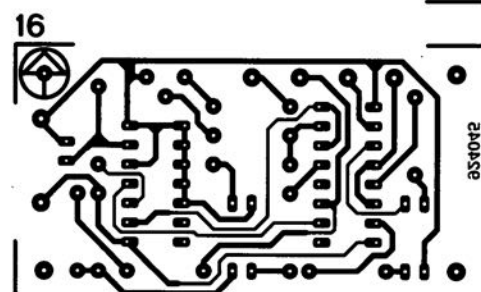
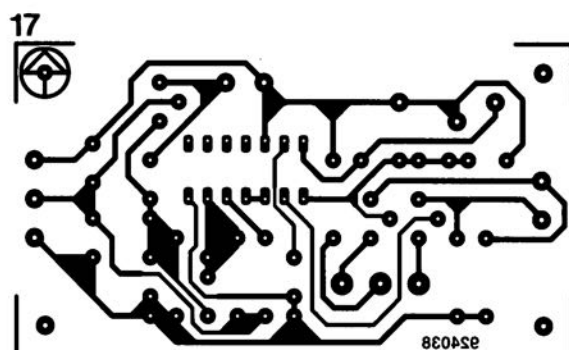
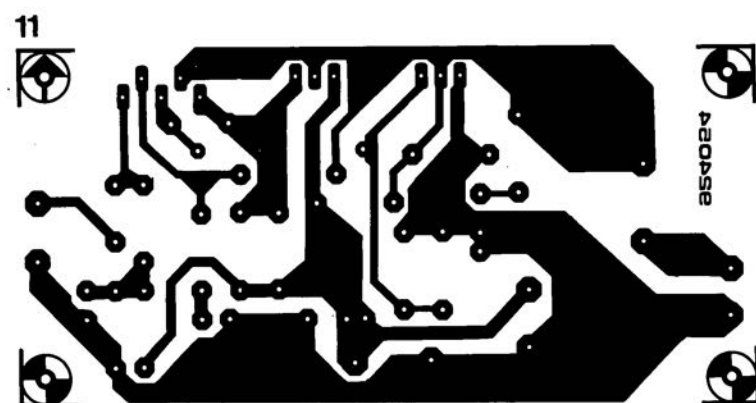
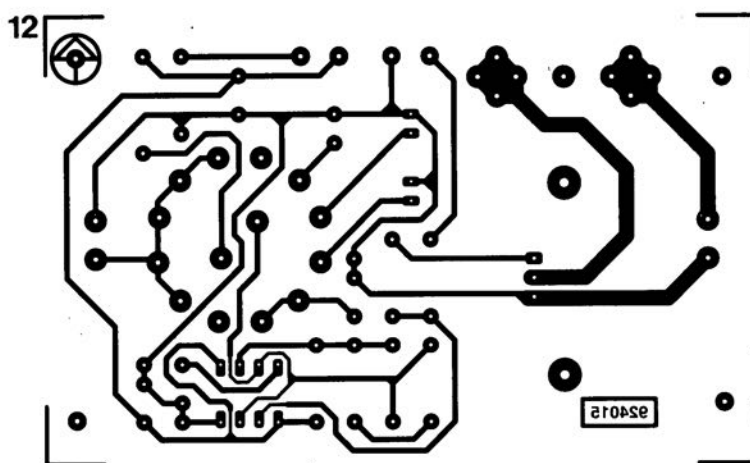
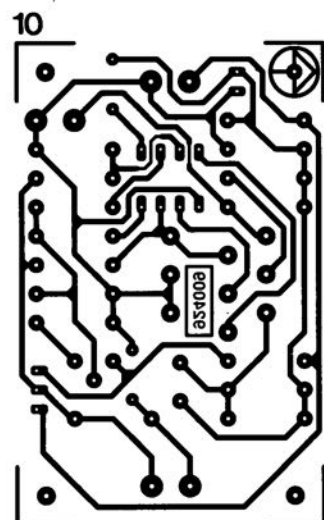
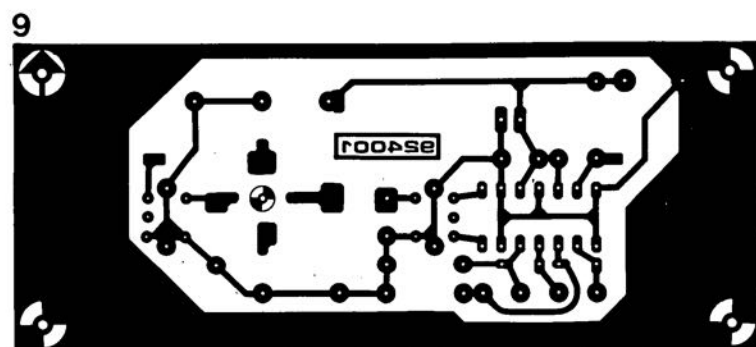
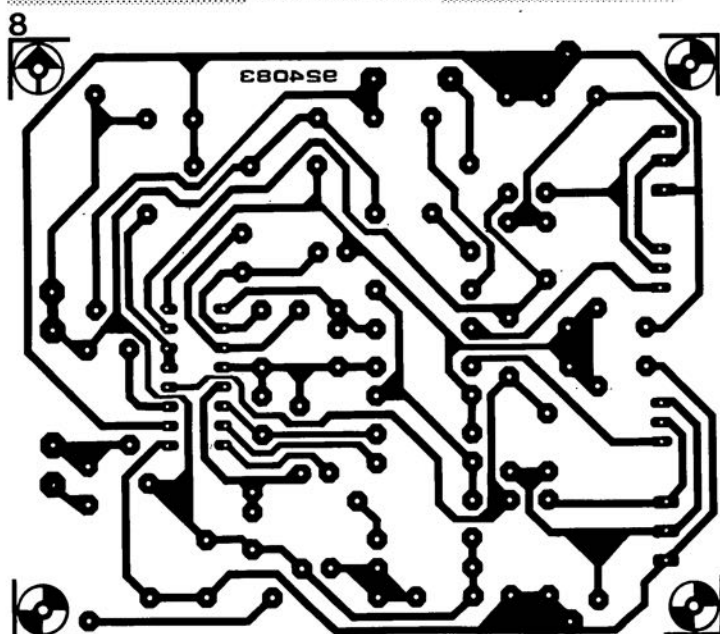
Il faudra également faire passer à 10 000 μ F la capacité du condensateur-tampon. Comme un tel condensateur (ou la série de condensateurs le remplaçant) ne peut pas trouver place sur la platine il faudra l'y connecter à l'aide de morceaux de câbles de bonne section aux cosses « automobile » montées aux points marqués (+) et (-) de la sérigraphie de l'implantation des composants. Un courant de sortie de 5 A nécessite également un certain refroidissement du pont de redressement. La solution la plus simple consiste à laisser le pont sur la platine et à le coincer contre l'un des côtés du boîtier métallique dans lequel sera montée l'alimentation.

SERVICE

- 1 tampon de ligne audio avec filtre
- 2 interface RS-232 pour le bus universel
- 3 convertisseur de température numérique
- 4 régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire
- 5 système à μ C-80C552 : côté pistes
- 6 adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants
- 7 système à μ C-80C552 : côté composants
- 8 amplificateur «musique» de 60 W
- 9 convertisseur-abaisseur de fréquence
- 10 silencieux pour ventilateur de PC
- 11 amplificateur modulaire de 40 W
- 12 testeur d'alimentation
- 13 interface thermocouple $\rightarrow$ multimètre numérique
- 14 module de comptage numérique à 4 chiffres
- 15 contrôle de Θ°
- 16 sélecteur de face active
- 17 détecteur de métaux



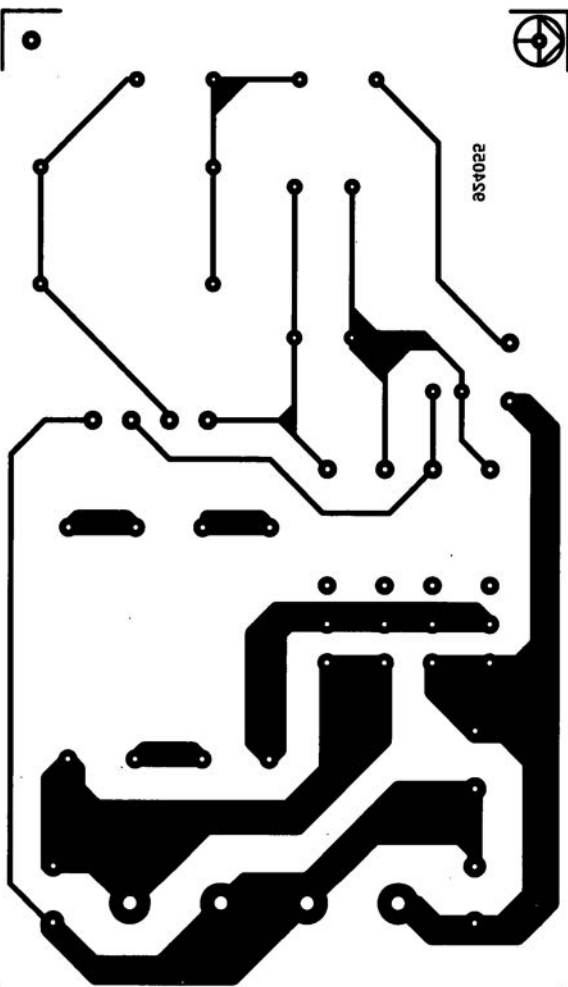
SERVICE



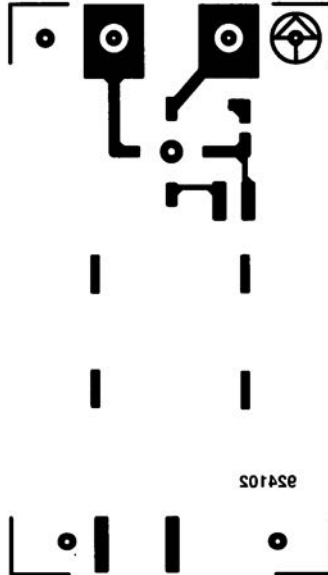
SERVICE

- 18 temporisateur de mise sous tension secteur
- 19 horloge parlante pour I²C
- 20 concept d'alimentation simple
- 21 inverseur électronique de sens de circulation : côté 1
- 22 inverseur électronique de sens de circulation : côté 2
- 23 antenne télescopique active à large bande
- 24 clavier miniature pour Ultima
- 25 clavier miniature pour Ultima

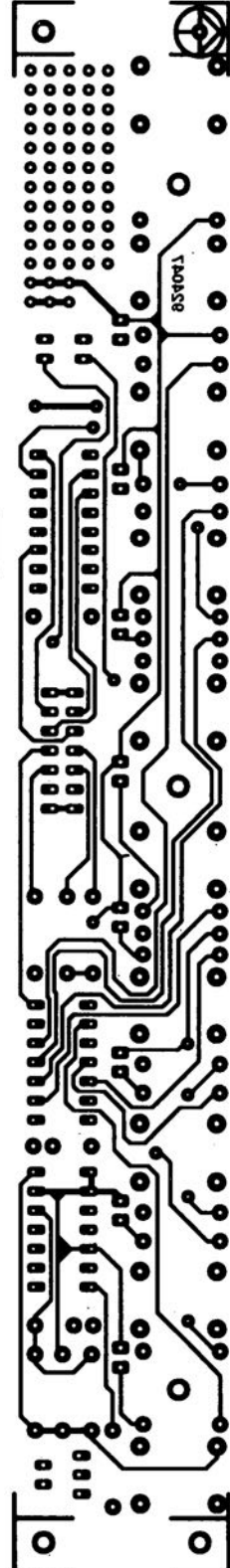
18



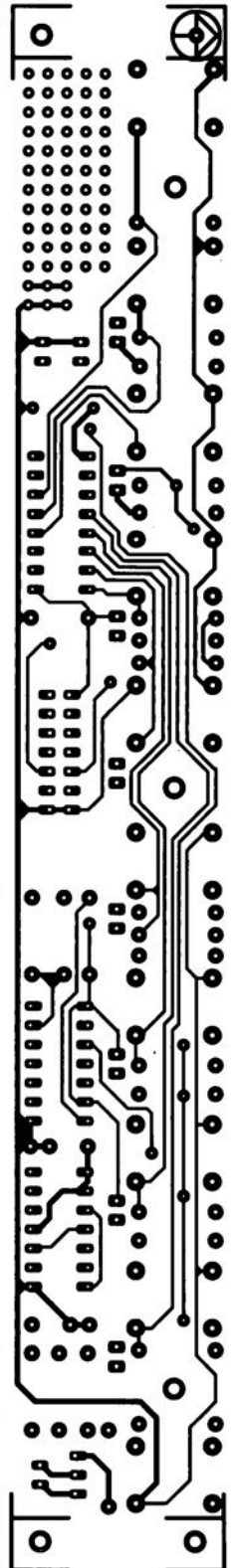
23



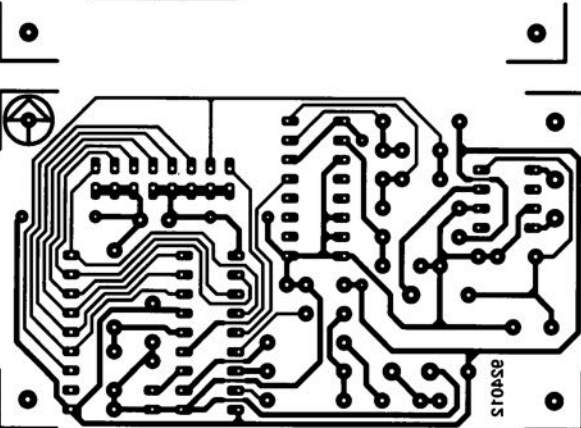
24



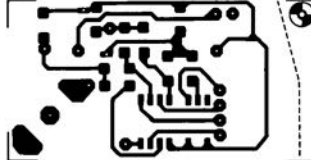
25



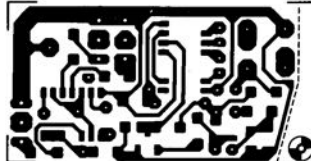
19



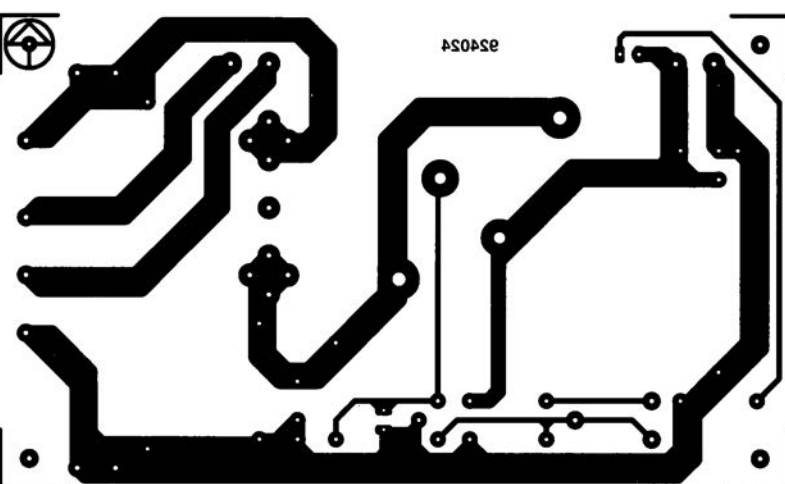
22



21



20





INTERRUPTEUR D'ALIMENTATION ÉCONOMIQUE

Ce petit circuit pratique est destiné aux appareils alimentés par pile. Il travaille comme interrupteur de mise sous tension commandé par touche sensitive et comme interrupteur de mise hors-fonction temporisé.

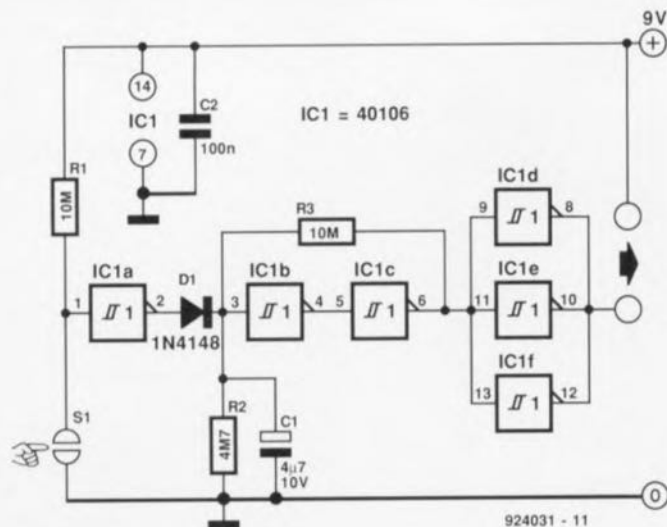
La **figure 1** donne le schéma de l'électronique à utiliser avec des appareils consommant un courant de quelques milliampères seulement.

L'électronique active prend ici la forme de 6 inverseurs à trigger de Schmitt intégrés dans un unique 40106.

La touche sensitive est constituée de 2 surfaces conductrices qu'un simple effleurement du doigt met, par l'intermédiaire de la résistance épidermique, en contact. La résistance R1 force l'entrée de IC1a au niveau logique haut tant qu'il

n'y a pas eu effleurement de la touche S1. La diode prise en aval de IC1a, D1, sert à faire en sorte que le condensateur C1 ne puisse se charger que lorsque la sortie de cet inverseur est « haute ». Un toucher de S1 entraîne une charge rapide de C1. La décharge de ce condensateur peut se faire par l'intermédiaire de la résistance de valeur élevée, R2.

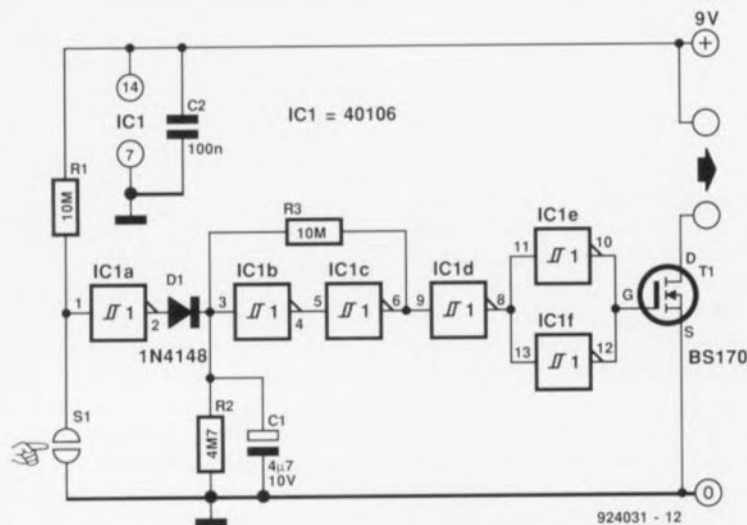
La triplette constituée par les 2 inverseurs



IC1b, IC1c et la résistance R3 garde à l'oeil l'état de charge de C1. La présence de la résistance prise en parallèle sur ces 2 inverseurs montés en série augmente très sensiblement l'hystérésis de l'entrée de IC1b, ce qui signifie que la sortie de IC1c ne passe au niveau haut que lorsque C1 a pratiquement atteint sa charge maximale et qu'elle ne retombe au niveau bas que lorsque le dit condensateur est pratiquement totalement déchargé. Les 3 inverseurs restants sont montés en parallèle, faisant office de tampon de sortie. Dans ces conditions, l'instrument connecté à la sortie du circuit – son « + » au pôle positif de la pile, son « - » à la sortie commune de IC1d à IC1f – sera, en raison de la rapidité de la charge de C1, alimenté dès l'effleurement de la touche sensitive. À l'inverse, la décharge de C1 prend elle un certain temps, dont la durée est fonction de la valeur de R2 et de la résistance de fuite du condensateur. Une fois cette temporisation écoulée, la sortie est mise hors-fonction, coupant du même coup l'alimentation de l'appareil.

Dans cet état, l'électronique ne consomme que de l'ordre de 300 μ A. On pourra modifier à son goût la durée de la mise en fonction de l'appareil en jouant sur la valeur de R2 et/ou C1, en veillant cependant à ne pas donner à ce condensateur une valeur trop grande sous peine de ne plus arriver à mettre l'appareil sous tension par un « rapide » effleurement de la touche sensitive.

La figure 2 vous propose le même circuit, doté cette fois d'un FET en sortie et permettant la commutation d'appareils consommant un courant de 300 mA au maximum.



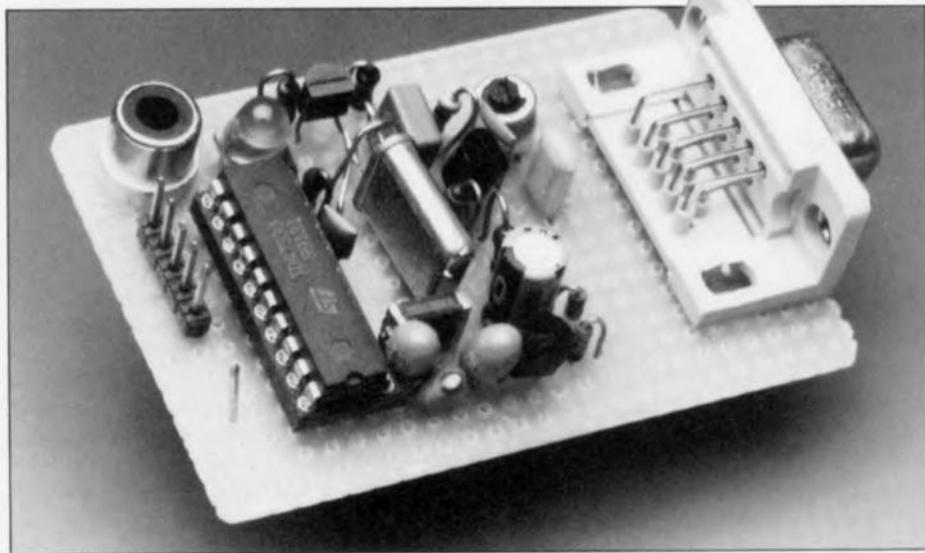


NOUVEAU DÉMODULATEUR R.D.S. À TDA7330

SGS-Thomson propose depuis peu un démodulateur R.D.S. intégré, le TDA7330, qui embarque en outre, sur la même puce, et le filtre et le démodulateur. Le filtre étant réalisé sous la forme d'un filtre à quartz à commutation de condensateurs, il n'est pas nécessaire de prévoir d'étalonnage, ce qui simplifie très notablement la réalisation d'un démodulateur complet. Tout ce dont on a besoin est une tension d'alimentation de 5 V.

On dispose, comme signaux de sortie, des signaux classiques de la R.D.S., à savoir RDCL (*RDS CLock*), RDDA (*RDS-DAta*), RDQ (*RDS-Quality*) ainsi que du signal ARI et d'un signal d'horloge de 57 kHz de niveau TTL.

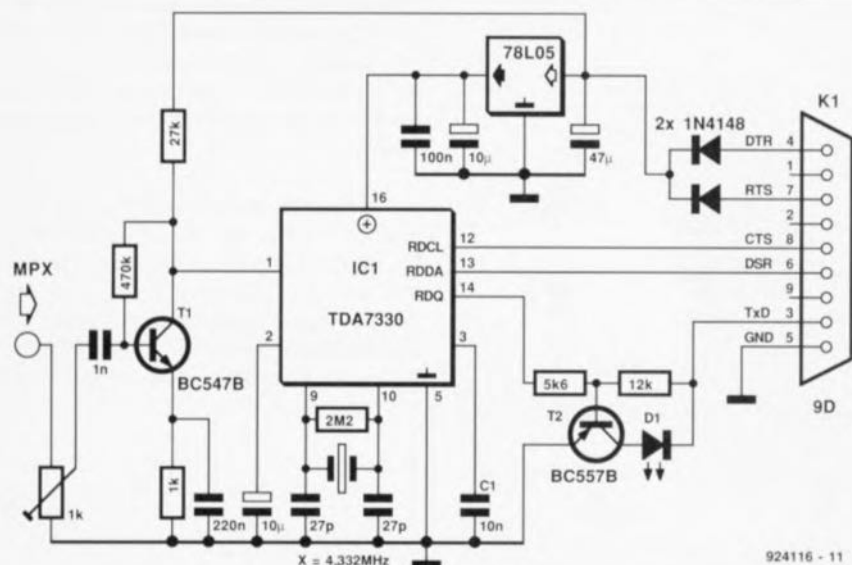
Le TDA7330 peut tout aussi bien travailler avec un quartz de 4,332 MHz (broche 18



en l'air, comme c'est le cas ici) qu'avec un quartz de 8,664 MHz (fréquence double de la précédente, broche 18 reliée à la ligne positive de l'alimentation (V_{CC}) cette fois).

Ce circuit existe en boîtier DIP20 ou SO20, ce qui vous laisse toute liberté de dessiner votre circuit imprimé.

La figure 1 vous propose le schéma de



924116 - 11

cette réalisation. Il permet le décodage des données R.D.S. à l'aide d'un PC et du **logiciel de décodage de données R.D.S.** décrit dans le n° 138 d'Elektor (décembre 1989, **ESS 131**). L'astuce de ce circuit est que la consommation de courant est si faible que ce dernier peut être dérivé directement de l'interface V-24 (RS-232).

Le transistor T1 amplifie le signal multiplexé disponible à la sortie du démodulateur FM du récepteur FM, sachant que la plupart de ces démodulateurs ne fournissent qu'un signal à niveau de tension relativement faible. Le transistor T2 est chargé lui de la commande de la LED D1 qui doit s'illuminer en cas d'erreurs à la réception du signal. Il faudra donc syntoniser le récepteur de manière à ce que la LED D1 (QUAL) s'illumine le **moins** possible. Les signaux de sortie du démodulateur arrivent directement à l'interface série (embase sub D à 9 contacts) où ils sont pris en compte et traités à l'aide du logiciel mentionné plus haut.

L'ensemble du circuit pourra prendre place sur un petit morceau de platine d'expérimentation à pastilles (65 x 45 mm), solution illustrée par la photographie de la **figure 2**, que l'on enfichera, comme un dongle, dans l'une des embases de l'interface série. Que le décodage des données R.D.S. commence...

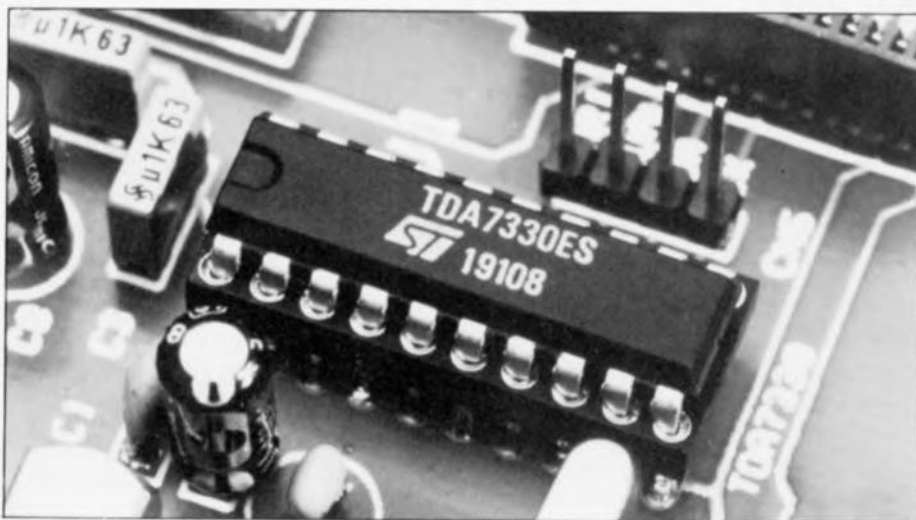
Bibliographie :

SGS-Thomson : Fiche de caractéristiques du TDA7330

Elektor : n°138 page 36 Démodulateur R.D.S. à SAA7579T

Elektor : n°138 page 68 Logiciel de démodulation de données R.D.S.

M. Ohsmann





ANTI-REFLUX POUR SYSTÈME À ÉNERGIE SOLAIRE

Un système classique simple de capteur d'énergie solaire consiste, en règle générale, en un certain nombre de cellules solaires associées à un accumulateur protégé par une diode. La fonction principale de la diode est d'éviter, lors de périodes d'ensoleillement limité, que l'accumulateur ne puisse se décharger dans les cellules. On utilise ici, afin de limiter au strict minimum les pertes introduites par la diode, une diode du type Schottky, de sorte que la tension de seuil est comprise entre 0,3 à 0,4 V seulement.

Il suffit pourtant d'un rien d'électronique pour arriver à abaisser à 0,1 V cette tension de seuil. On fera, pour cela, appel au

circuit **diode à chute de tension ultra-faible**, décrit ailleurs dans ce numéro Hors-Gabarit, dimensionné spécialement pour une application dans un système à énergie solaire (voir schéma).

L'obtention d'une tension de seuil aussi faible est due à la mise en oeuvre d'un transistor SIPMOS-FET du type BUZ10, utilisé ici comme interrupteur « piloté ». Un amplificateur opérationnel du type OP90 se charge du pilotage, c'est-à-dire en fait de la commande, du transistor. Cet amplificateur opérationnel se caractérise par une consommation extrêmement faible (20 mA environ) contribuant ainsi à

l'efficacité remarquable de ce montage. Si la tension fournie par les cellules solaires tombe en-dessous de la tension de l'accumulateur, l'amplificateur opérationnel mettra hors-fonction le transistor FET et de ce fait l'accumulateur. Comme la tension de « grille » minimale du transistor doit impérativement être de 3 V pour garantir une commutation propre de T1, ce circuit ne peut être utilisé qu'avec une tension d'accumulateur (ou de batterie) supérieure à 4 V.

Le réglage du circuit, à l'aide de l'ajustable P1, est très simple. On commencera par connecter au circuit un accumulateur

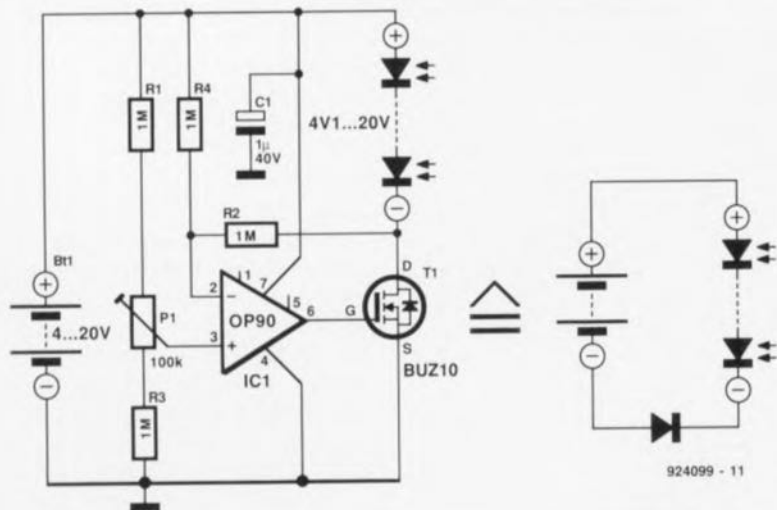
bien chargé et on remplacera les cellules solaires par une alimentation dotée d'une limitation de courant et possédant une

tension de sortie réglable. On règle cette alimentation au courant de charge typique de l'accumulateur utilisé. Si l'on ne

dispose pas d'une alimentation à limitation de courant il faudra prendre une résistance de $100\ \Omega/1\ \text{W}$ en série entre l'alimentation et le montage.

La tension de sortie du module d'alimentation est réglée de façon à obtenir une tension de $0,1\ \text{V}$ entre la source et le drain de T1. Il faudra ensuite jouer sur P1 de façon à obtenir le basculement (tout juste) de la sortie de l'amplificateur opérationnel IC1 d'une tension faible à une tension élevée.

On remplace, pour vérifier le bon fonctionnement du circuit, l'alimentation par les cellules solaires et un ampèremètre, pris en série. En jouant sur l'éclairage des cellules, l'ensoleillement donc, il est très facile de vérifier si, par un éclairage faible, voire absent, il ne circule pas de courant de décharge.



924099 - 11

B. Zschocke



THERMO-INDICATEUR DIFFÉRENTIEL

Le thermo-indicateur différentiel, objet de cet article, permet de surveiller 2 températures, T1 et T2. 2 résistances NTC (*Negative Temperature Coefficient* = à coefficient de température négatif) servent ici de capteurs; ils pourront, le cas échéant, être reliés au circuit à l'aide de quelques mètres de câble bifilaire. Le circuit visualise, à l'aide de 2 LED, D1

et D2, si les températures T1 et T2 sont identiques (avec une certaine marge bien entendu) ou si elles sont différentes. En cas de différence faible entre les 2 températures –c'est-à-dire inférieure à la valeur définie à l'aide de l'ajustable P2– les 2 LED s'illuminent. Si la différence entre les températures devient supérieure à la limite prédéfinie, l'une des

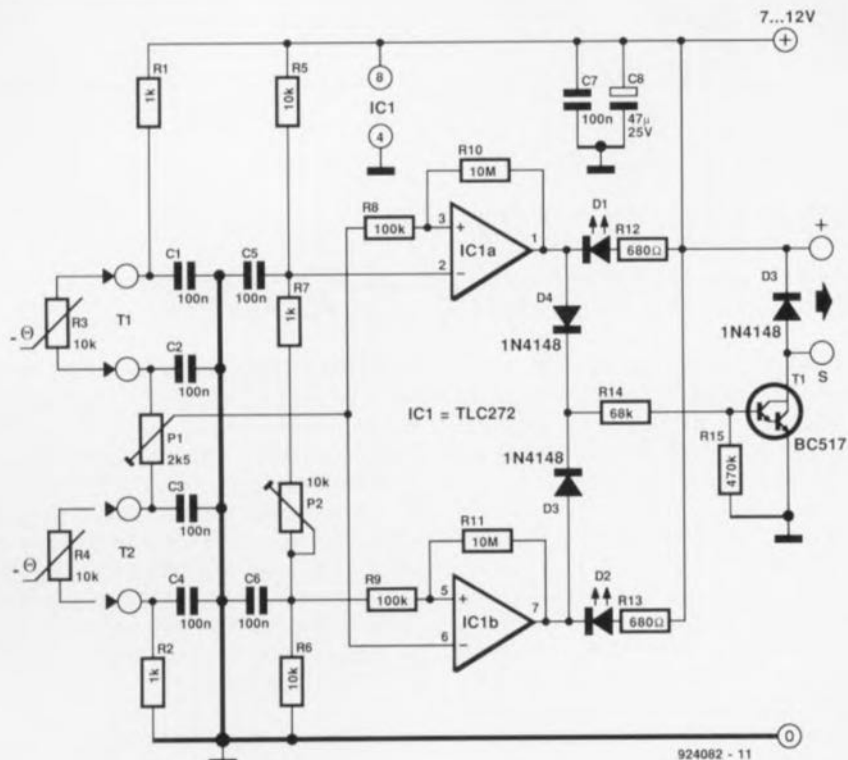
LED s'éteint. La LED D1 s'éteindra en cas d'augmentation de la température T1 alors que ce sera D2 qui s'éteindra lors d'une augmentation de la température T2.

On pourra disposer, outre de l'indication visuelle donnée par les LED, d'une indication acoustique par la connexion d'un résonateur à courant continu à la sortie de commutation S. Il est également possible de connecter à cette sortie un relais dont la tension de service sera fonction de la tension d'alimentation utilisée (comprise entre 7 et 12 V) et dont le courant d'activation ne dépassera pas les 400 mA. Dans ces conditions la diode D5 protège le transistor T1 contre des tensions inductives potentiellement destructives.

La consommation de ce montage alimenté en 12 V est de 35 mA environ. Notons que ce sont les LED qui consomment la majeure partie de ce courant.

L'ajustable P1 peut servir à la définition d'une température de décalage. En règle générale, le curseur de P1 se trouve en position médiane. Si dans ces conditions la différence entre les températures est de 0°C, la borne du curseur de P1 se trouve à un potentiel égal à la moitié de la tension d'alimentation.

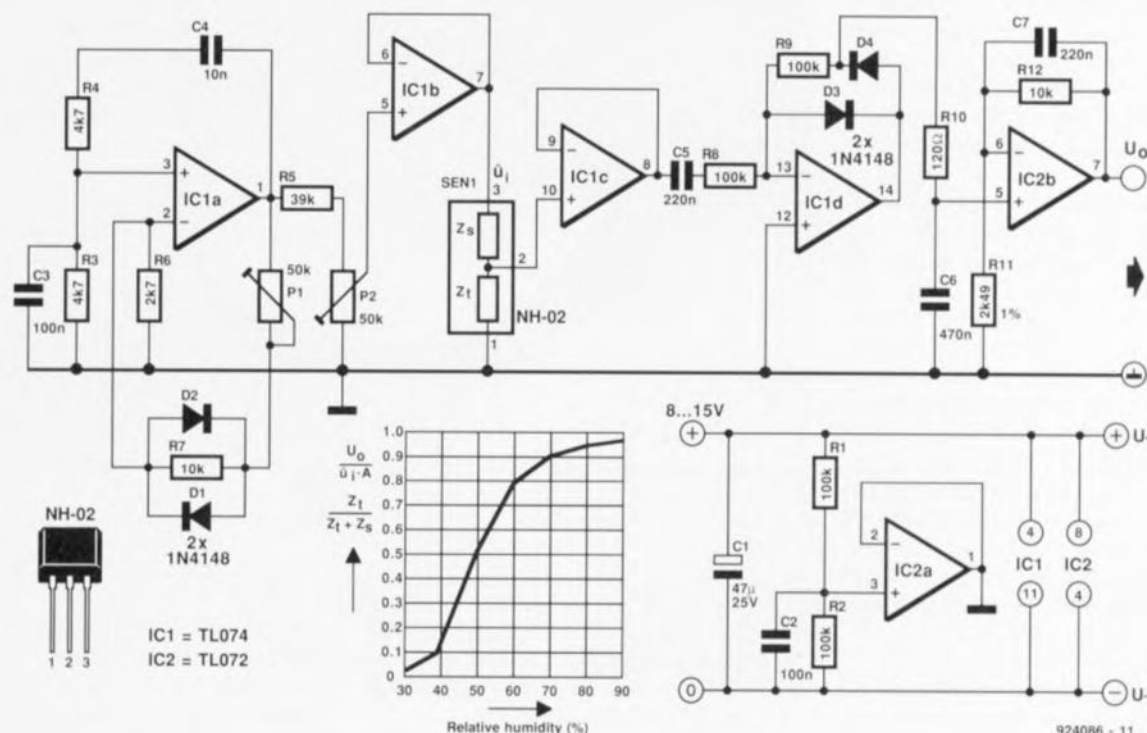
Dans le cas d'une tension d'alimentation stabilisée et d'une température T1 de 25°C, l'ajustable P2 permettra de régler le domaine de surveillance de température entre 1 et 25°C.



d'après une idée de A.B. Tiwana

104

CAPTEUR COMBINÉ DE TEMPÉRATURE & D'HUMIDITÉ



Le nouveau capteur d'humidité « Humice-ram », NH 02, de la société Figaro est un composant électronique fabriqué en technologie hybride. On a pris en série, sur un substrat d'aluminium, **et** un capteur d'humidité capacitif, Z_s , **et** une thermistance, Z_t .

La courbe caractéristique de la thermistance a été choisie de façon à compenser presque totalement la forte thermo-sensibilité du diélectrique du capteur d'humidité aux variations de la température ambiante. Il est mentionné dans la fiche des caractéristiques techniques de ce composant que la dérive de la mesure de l'humidité relative, exprimée en %, n'est au maximum que de 0,3% et ceci sur une plage de températures allant de 15 à 35°C.

La courbe caractéristique de transfert du NH 02 n'est pas linéaire. Si l'on veut uniquement réaliser un simple circuit de mise en ou hors-fonction, cette non-linéarité ne posera pas de problème.

Si, au contraire, on envisage de réaliser un instrument de mesure de l'humidité relative précis il faudra introduire dans le circuit un dispositif de linéarisation électronique.

Le signal nécessite, si l'on veut pouvoir effectuer un traitement ultérieur, une mise en forme à la sortie du capteur. Un simple coup d'oeil au schéma montre que l'électronique nécessaire n'a vraiment pas de

quoi décourager un lecteur aguerri d'Elektor qui en a déjà vu bien d'autres.

Une tension alternative, d'amplitude maximale de 5 V, est appliquée aux broches 1 et 3 du capteur. La plage des fréquences utilisables pour l'alimentation du capteur va de 50 Hz à 1 kHz, conditions dans lesquelles l'impédance du capteur varie, en fonction de l'humidité, entre 10 kΩ et 1 MΩ.

Un oscillateur à pont de Wien, réalisé autour de IC1a, génère la tension d'alimentation sinusoïdale, nécessaire à l'alimentation du capteur. Les réseaux R3/C3 et R4/C4 fixent à quelque 1 kHz la fréquence de l'oscillateur, les diodes D1 et D2 se chargeant de garder au signal une amplitude constante. La tension de sortie de l'oscillateur est disponible sur l'ajustable P2.

Le convertisseur d'impédance, monté en aval de P2, se charge du découplage entre l'oscillateur et le capteur.

IC1c sert de tampon pour la tension de sortie du capteur qui est appliquée ensuite au redresseur de valeur de crête, IC1d. Ce redresseur actif effectue une compensation quasi-totale de la tension directe de la diode de redressement D4. Grâce à la fréquence relativement élevée de l'oscillateur, l'ondulation résiduelle aux bornes du condensateur de sortie C6 est très faible. La tension présente aux bornes de ce condensateur subit un gain selon un

facteur $A = (1 + R12/R11)$ avant d'être disponible à la sortie (broche 7) de IC2b. Le diagramme, intégré au schéma, montre l'évolution de la tension de sortie en fonction de l'humidité relative.

On utilisera, pour l'alimentation de ce montage, un module fournissant une tension continue stabilisée comprise entre 8 et 15 V. IC2a y fera appel pour générer la tension d'alimentation symétrique requise.

L'étalonnage du circuit demande d'utiliser un oscilloscope. On commencera, par action sur l'ajustable P1, par le réglage à 2 V de l'amplitude de l'oscillateur. On prendra, lors de ce réglage, l'oscilloscope entre la broche 1 de IC1 et la masse. On jouera ensuite sur l'ajustable P2 pour régler la tension du capteur, U_i , à la valeur requise. Il est recommandé de la régler à une valeur de crête de 1 V. Après avoir effectué ce réglage, la tension de sortie du montage variera, en fonction de l'humidité, entre 5 V ($A \cdot U_i$) et 0 V.

Toute l'équipe d'Elektor
vous souhaite de bonnes
vacances
et espère vous retrouver (bien
bronzés) à la rentrée.

105

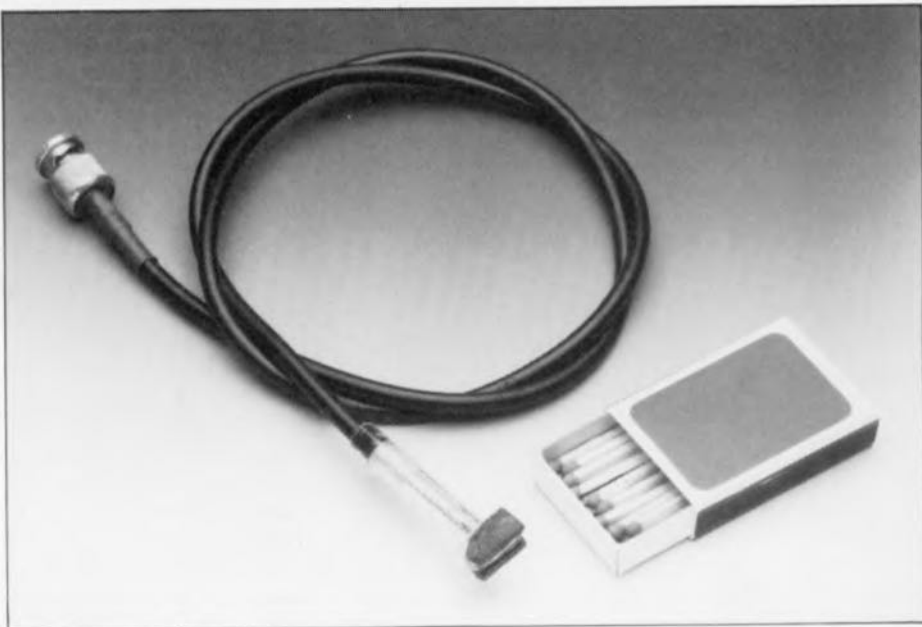
PINCE AMPÈREMÉTRIQUE POUR CIRCUITS IMPRIMÉS

Une pince ampèremétrique est un instrument de mesure destiné à la mesure de courants alternatifs dans des câbles. L'avantage principal d'une pince ampèremétrique, si on la compare à un ampèremètre classique, est qu'elle ne nécessite plus l'interruption de la boucle de courant.

Le principe de fonctionnement de ces instruments est très proche de celui des transformateurs. Une fois la pince (le noyau) disposée autour d'un ou de plusieurs conducteurs (l'enroulement primaire), on y a génération de champs magnétiques. En raison des composantes variables du champ magnétique, une tension est induite dans la bobine (enroulement secondaire), disposée autour du noyau. Conformément à la loi d'induction de Faraday, cette tension est proportionnelle à la somme vectorielle des courants (le courant en mode commun, *common mode current* disent-ils outre-Manche) circulant à travers les conducteurs.

Il arrive bien souvent qu'il soit nécessaire de mesurer le courant alternatif circulant par les pistes cuivrées d'un circuit imprimé. Les électroniciens s'intéressent beaucoup plus aux composantes spectrales du courant —c'est-à-dire à la forme d'onde— qu'à sa valeur efficace. Les pinces ampèremétriques classiques ne sont pas du tout faites pour ce genre de mesure. Il n'est pourtant pas sorcier de fabriquer soi-même une pince ampèremétrique, ou plutôt une sonde à courant, utilisable pour la mesure ou l'évaluation de courants de signal circulant par les pistes cuivrées d'une platine.

Les seuls « composants » nécessaires pour ce faire sont : un morceau de ferrite,



quelques mètres de fil de cuivre émaillé de section relativement fine, une embase BNC et 1 mètre de câble coaxial 50 Ω (du type RG58/U par exemple).

La ferrite se caractérise par une très faible résistance magnétique et aspire quasiment les champs autour d'une piste cuivrée. Il est nécessaire, pour garantir un couplage efficace entre la sonde et les champs magnétiques à capter, de pouvoir disposer le capteur à proximité immédiate de la piste. Le noyau le plus pratique à utiliser est un tore de ferrite scié en deux, entourant la piste cuivrée sur 180°. On embobine, sur de ce demi-tore de ferrite, 40 spires de fil de cuivre émaillé. Il faudra ensuite connecter ce capteur de courant alternatif à l'une des extrémités du mor-

ceau de câble coaxial. Pour ce faire, on soudera l'une des bornes de la bobine au conducteur central (l'âme) du câble coaxial. Après avoir bien isolé cette connexion à l'aide d'un morceau de ruban adhésif, on repliera le blindage du câble coaxial autour de cette soudure isolée pour y souder la seconde borne de la bobine. Il va sans dire qu'une sonde doit posséder un minimum de rigidité mécanique. On pourra faire glisser alors un morceau de tube en plastique (le corps d'un Bic par exemple) autour du câble coaxial jusqu'au capteur que l'on fixera à l'aide de quelques gouttes de colle 2 composants.

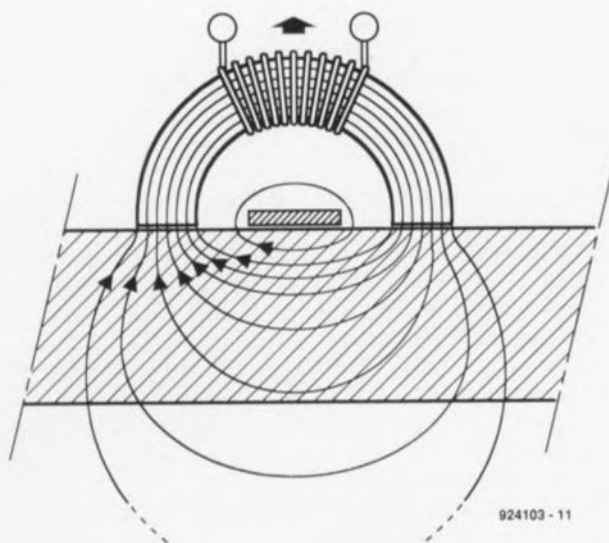
La réalisation de la sonde ampèremétrique se termine par la fixation à l'autre extrémité du câble coaxial de l'embase BNC.

L'auto-induction du capteur comportant 40 spires de fil de cuivre émaillé, est de quelques dizaines de μH (microhenry).

L'impédance ($2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$) dans le domaine de fréquence requis dépasse de ce fait sensiblement la valeur de 50 Ω . La tension mesurée à l'aide d'un oscilloscope ou d'un analyseur de spectre est pour cette raison indépendante de la fréquence du signal et c'est tout juste ce qu'il nous faut, n'est-ce pas.

Le noyau du prototype, fabriqué dans le laboratoire d'Elektor (voir photo), a une section de 4 mm et une longueur de 15 mm. Son auto-induction est de ce fait de 80 μH environ de sorte que la sonde convient des fréquences à partir de 500 kHz.

Tant que le noyau n'entre pas en saturation, sa sensibilité est de 0,2 V/A environ.



source : B. Danker

106

FEUX DE STOP « HORS-SÉRIE »

Le but de ce circuit est de doter votre véhicule de feux de stop additionnels dont le comportement à l'allumage est différent de celui des feux de stop équipant « normalement » votre voiture.

On utilise pour ce faire une rangée de LED qui se comporte en chenillard recommençant un nouveau cycle d'illumination une fois que toutes les LED qui le composent sont allumées (il est fort probable que vous ayez quelques problèmes avec les Services des Mines si vous procédez à une telle adjonction sur votre véhicule, mais rien ne vous interdit d'utiliser ce montage pour un modèle réduit automobile...).

On le voit à l'examen du schéma de la **figure 1** qu'il ne faut à cette réalisation qu'un très faible nombre de semi-conducteurs. L'alimentation du circuit est prise sur l'une des bornes de connexion de l'un des feux de stop. Il n'est pas néces-

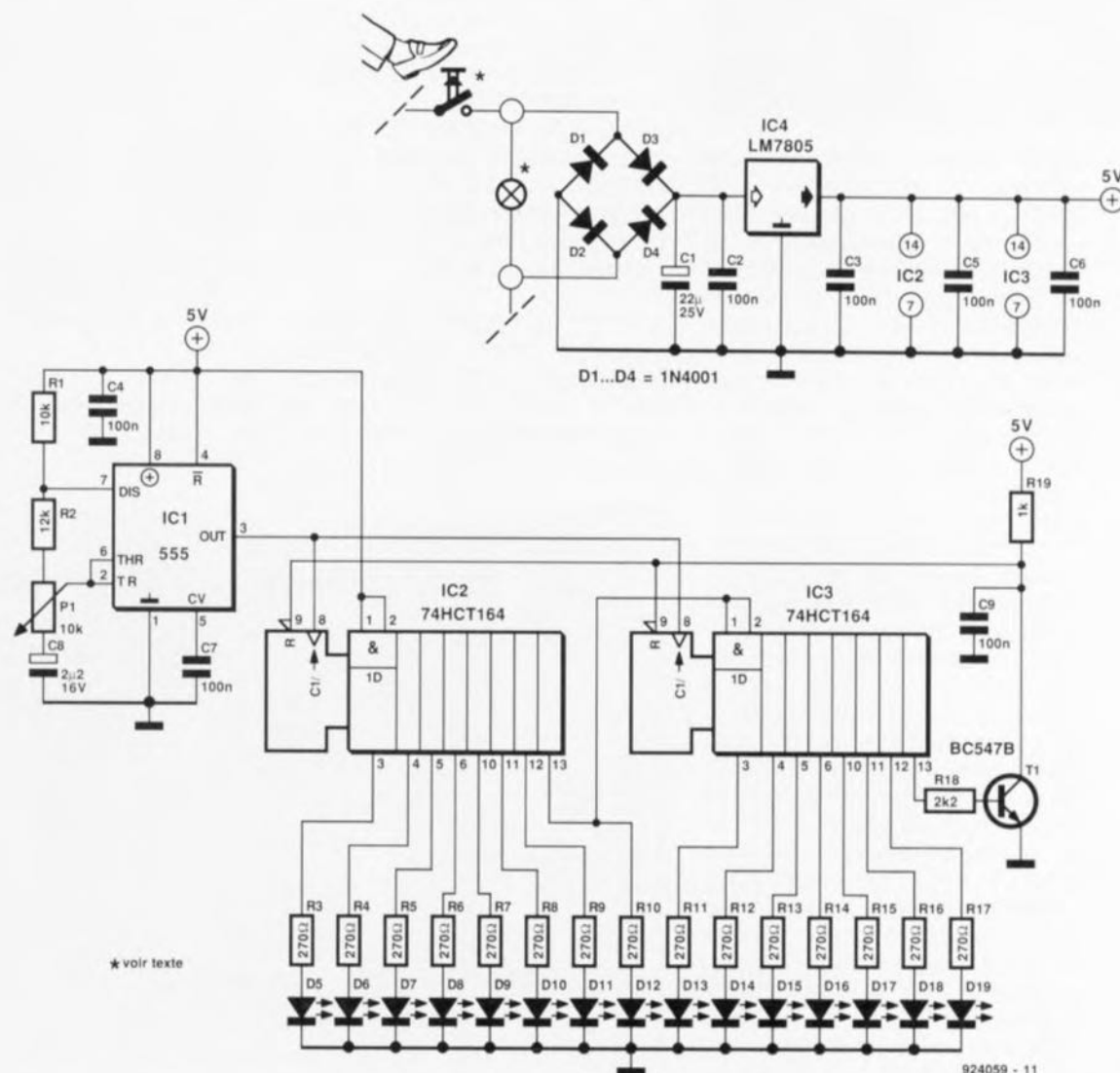
saire, de par la présence d'un redresseur en pont constitué par les diodes D1 à D4, de se soucier de la polarité de la tension disponible. IC4 se charge ensuite de la régulation à 5 V de la dite tension. Les autres circuits tirent de ce régulateur intégré leur tension d'alimentation.

IC1, un temporisateur du type 555, constitue le cœur d'un oscillateur qui, tant que dure l'action sur les freins, fournit des impulsions d'horloge aux registres à décalage IC2 et IC3. L'ajustable P1 permet de définir la fréquence du signal fourni par le 555. Les sorties des registres à décalage attaquent chacune une LED, via une résistance de limitation. Comme les entrées A et B de IC2, ses broches 1 et 2, sont forcées en permanence au niveau de la tension d'alimentation positive, on a, à chaque impulsion d'horloge fournie par IC1, application d'un « 1 » dans le registre à décalage de sorte que le nombre de

LED illuminées ne cesse d'augmenter. La dernière sortie de IC2 étant reliée aux entrées A et B du registre à décalage suivant, on a transmission de « 1 » à IC3 dès l'instant où la dernière sortie de IC2, sa broche 13, passe à « 1 ». Enfin, lorsque la dernière sortie de IC3 passe elle au niveau haut, nos fameux « 1 », le transistor T1 devient conducteur entraînant une remise à zéro des registres à décalage et partant l'extinction de toutes les LED. Si l'action sur la pédale de frein n'a toujours pas cessé, les LED recommencent à s'illuminer l'une après l'autre.

Le réseau RC R19/C9 sert à la remise à zéro des registres à décalage à l'instant de l'application de la tension d'alimentation de sorte que toutes les LED sont alors joliment éteintes.

S. Mitra



AD811

Amplificateur opérationnel monolithique rapide optimisé pour les applications vidéo

Avec un produit gain-bande de 140 MHz, l'AD811 d'Analog Devices est l'amplificateur opérationnel monolithique le plus rapide de l'industrie qui fonctionne avec une alimentation ± 15 V. Les spécifications vidéo, telle que la stabilité du gain, ont été optimisées afin d'assurer une excellente qualité dans les systèmes de transmission. Le gain différentiel et la phase, paramètres critiques pour les caméras vidéo, systèmes et la phase, paramètres critiques pour les caméras, vidéo, systèmes «multimedia» et consoles d'effets spéciaux, sont pleinement spécifiés.

Contrairement à beaucoup de produits déjà existant sur le marché, l'AD811 est capable de fonctionner sur une charge de 150 Ω (câble + charge de 75 Ω), ce qui en fait un amplificateur particulièrement bien adapté à la transmission de ligne en distribution vidéo.

L'amplificateur de transconductance AD811 surpasse les caractéristiques sévères de la vidéo HDTV : le gain ne varie pas plus de 0,1 dB sur la bande de 0 à 35 MHz en gain de 2. Pour ce même gain de 2, la bande passante à 3 dB est de 120 MHz. Le gain différentiel et la phase, paramètres clés pour la distortion d'image et les bavures de couleurs sont respectivement de 0,01% et de 0,01°. La distortion harmonique totale (THD) à 10 MHz est de -74 dB. De plus, l'AD811 a une tension d'offset maximum de sorte que mV et un bruit en tension de 1,9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Il fonctionne avec une alimentation de $\pm 4,5$ à ± 18 V avec un courant minimum de sortie de 100 mA.

Pour les applications en régime impulsif à grande vitesse, telle que l'imagerie à infrarouge et les oscilloscopes numériques, les caractéristiques en réponse transitoire sont primordiales. L'AD811 offre un «slew-rate» typique de plus en plus 500 V/ μs ; les «settling-times» sont de 25 ns à 0,1% pour un échelon de 2 V et 65 ns à 0,01% pour un échelon de 10 V. Quand il est utilisé comme «buffer» pour convertisseur numérique/analogique ou analogique/numérique, l'AD811 offre une faible distortion et, du fait de sa conception en amplificateur de transconductance, une large bande passante pour des gains élevés. Pour un gain de 10, la bande passante est de 100 MHz.

ANALOG DEVICES S.A.

3, rue Georges Besse
CE 27
92182 Antony Cedex
tél. : (1).46.66.25.25
fax. : (1).46.66.24.12

Boîtier TO220 isolé**Réduction des coûts d'assemblage pour des circuits de puissance grâce au nouveau boîtier de Texas Instruments**

Le boîtier isolé TO220 offre de nombreux avantages par rapport à sa version standard. Selon Texas Instruments, l'un des avantages les plus évidents est la réduction du nombre de composants nécessaires au montage, notamment la rondelle et la languette isolantes, ce qui permet des économies considérables aux fabricants d'équipements, au niveau du temps de montage et des coûts.

Par ailleurs, puisque la languette en mica isolant n'est plus nécessaire, une seule application de graisse thermique suffit, alors qu'il fallait auparavant en prévoir une seconde sur les 2 côtés de la languette elle-même. La réduction du nombre de composants contribue aussi à réduire la probabilité d'isolations médiocres ou inefficaces, améliorant la fiabilité de l'équipement terminé. Un atout majeur sur les marchés compétitifs d'aujourd'hui. Les concepteurs seront heureux d'apprendre que ces composants en boîtiers isolés ont des caractéristiques thermiques équivalentes, voire supérieures, à celles des composants standard, selon des tests réalisés «in-situ». Cela leur permet de remplacer, directement sur la carte, tous leurs composants non isolés par leur équivalents isolés. Des circuits de puissance, issus aussi bien des gammes de transistors à haute tension que des gammes à thyristors, sont proposées dans le nouveau boîtier TO220, notamment les toutes récentes versions des triacs 20 et 25 ampères, les TICF256 et TICF266.

TEXAS INSTRUMENTS

Centre d'Affaires et Communication
BP 67
78141 Vélizy Villacoublay Cedex
tél. : (1).30.70.10.10
tlx. : 698 707F
fax. : (1).30.70.10.14

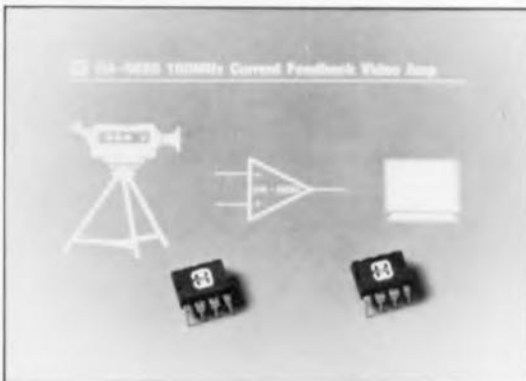
HA-5020**Amplificateur vidéo asservi en courant**

Un amplificateur Harris à 100 MHz asservi en courant avec une alimentation de 10 mA offre nouvelles perspectives pour les applications vidéo ultra-rapides. Cet amplificateur, le HA-5020, destiné aux applications vidéo est destiné à remplacer avec un meilleur rapport performance/coût les circuits EL2020, EL2030 et OP160. Bien que le HA-5020 ait été optimisé pour les performances vidéo, sa vitesse de balayage (slew rate) de 800 V/ μs et son temps d'établissement de 90 ns en font aussi un amplifi-

cateur bien adapté à la conception de systèmes ultra-rapides de communication et d'acquisition de données. On citera comme applications la diffusion de télévision (routeurs, commutateurs/coupleurs, effets spéciaux); l'affichage graphique RVB (extracteurs d'image, multimédias, inspection industrielle); l'imagerie médicale (CAT/MRI, ultrasons); et le militaire (radar, guidage de missiles, suivi de cibles, dispositifs d'affichage tête haute).

Les principales valeurs spécifiées sont:

- tension de décalage 2 mV;
- dérive de cette tension en température 20 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$;
- courant de polarisation 3 mA;
- résistance d'entrée 20 M Ω ;
- taux de réjection en mode commun 50 dB (min.);
- produit gain x bande passante 100 MHz;
- vitesse de balayage (slew rate) 800 V/ μs ;
- temps d'établissement 90 ns;
- tension de sortie disponible 12 V (min);
- courbe de gain plate à 0,1 dB près;
- gain différentiel 0,02%;
- phase différentielle 0,03°.



La valeur de 10 mA du courant d'alimentation maximal, particulièrement faible pour un tel niveau de performances, est obtenu grâce à un nouveau procédé Harris d'isolation diélectrique bipolaire complémentaire.

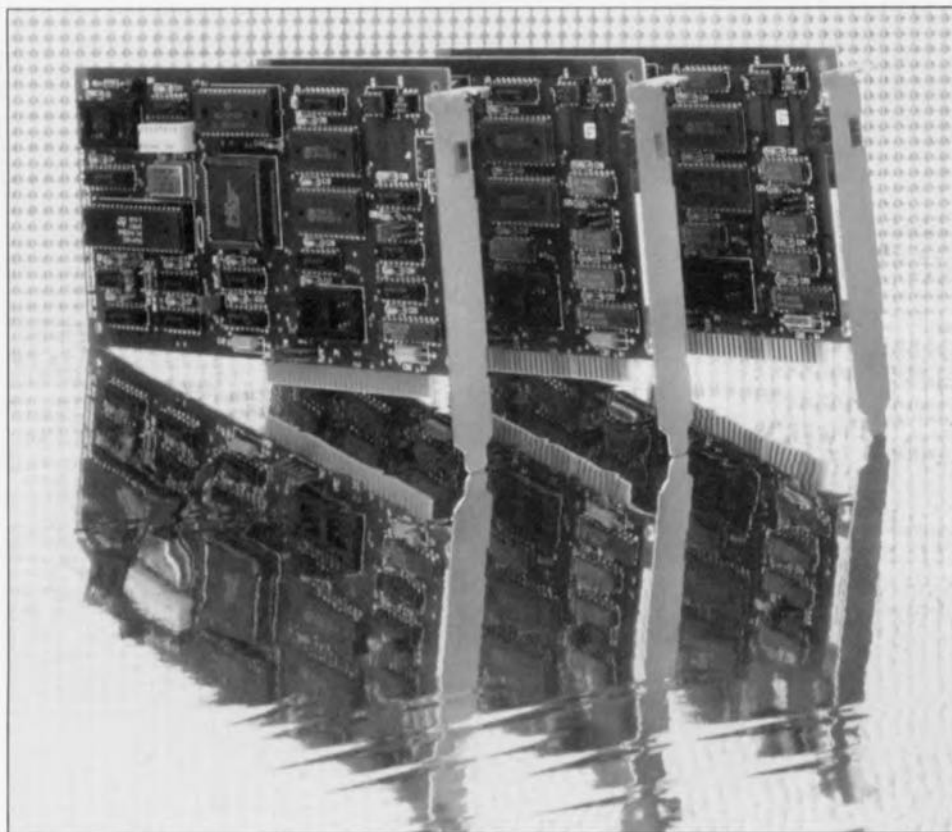
Le HA-5020 utilise l'asservissement en mode courant dans le but de maintenir la bande passante pour un gain donné supérieure à celle des amplificateurs classiques asservis en tension. Comme le produit gain x bande passante de 100 MHz du HA-5020 ne descend qu'à 65 MHz pour un gain de 10, l'utilisateur profite d'une plus grande souplesse de conception. Le HA-5020 possède aussi une fonction d'inhibition. Cela évite le recours à des multiplexeurs dans les conceptions à canaux multiples et fait gagner de la place sur la carte.

Harris Semiconductor

2-4, avenue de l'Europe
78140 Vélizy
tél. : (1).34.65.40.44
fax. : (1).34.65.09.77

Easy-Net

réseau local sous Windows et sous DOS 5.0



MICRO-INFORMATIQUE

Ce réseau tout neuf, le premier, à notre connaissance, à réaliser soi-même, permet l'interconnexion de 2 à 6 ordinateurs du type PC-XT/AT & Compatibles. Il tourne sous DOS, version 3.0 et au-delà, y compris DOS 5.0, mais ne voit pas d'inconvénient à être piloté sous Windows, le standard actuel des GUI (*Graphics User Interface*). Sa mise en oeuvre aisée associée à un rapport qualité/prix, que l'on peut, une fois n'est pas coutume, qualifier à juste titre comme « défiant toute concurrence », fait qu'il entre déjà en ligne de compte pour la mise en réseau de 2 PC seulement.

Easy-Net n'est en fait pas le premier balbutiement d'ELV dans le monde des réseaux locaux, puisque voici plus d'un an déjà qu'est apparu « Super-Net » dont le succès avait, on s'y attendait bien un peu, les espoirs les plus fous.

L'épisode suivant de cette aventure est « Easy-Net » accompagné d'un logiciel récrit, caractérisé par une utilisation à la fois confortable et simple. Que demander de plus.

Le tableau 1 récapitule les caractéristiques techniques majeures de « Easy-Net ».

L'interconnexion en réseau local de plusieurs ordinateurs (PC pour l'instant malheureusement) présente un certain nombre d'avantages. Il suffit, par exemple, d'installer un logiciel donné sur l'ordinateur-maître, le serveur, pour qu'il soit ensuite accessible par tous les utilisateurs du réseau local. Il suffirait donc en principe de disposer d'un unique disque dur, sur le serveur, les stations de travail pouvant y accéder sans nécessiter elles-mêmes ce type de lecteur. Les stations de travail peuvent bien entendu également travailler indé-

pendamment du réseau local et utiliser leur disque dur si tant est qu'elles en comportent un. Tout ceci pour bien montrer qu'un réseau local offre de très intéressantes possibilités additionnelles sans limiter en quoi que ce soit les fonctions existant à l'origine.

Easy-Net d'ELV

ELV propose, de manière à simplifier les choses autant que faire se peut, un ensemble complet permettant la mise en réseau local de 3 PC ainsi qu'un set d'extension permettant la connexion de 3 PC supplémentaires – rien n'interdit bien évidemment de connecter un nombre de PC inférieur à ce nombre maximal.

Le set complet comporte 3 cartes pour réseau local encartables (une carte à enficher dans chaque PC), les câbles de liaison, le logiciel (sur disquettes 3"½ et 5"¼, en allemand) ainsi qu'un mode d'emploi, en allemand lui aussi, pour le moment du moins.

Tout ce qu'il vous reste à faire, une fois les cartes réalisées, c'est à les enficher dans les différents ordinateurs devant constituer le réseau, à les interconnecter à l'aide des câbles bifilaires fournis, à installer le logiciel – installation qui se fait d'ailleurs quasi-automatiquement – et le tour est joué.

Les câbles de liaison faisant partie du « set » peuvent être allongés sans problème jusqu'à plus de 100 mètres, sachant que l'on peut utiliser pour ce faire toute liaison bifilaire (câble de téléphone ou câble pour haut-parleur par exemple).

Exigences posées au système

Easy-Net a été conçu spécifiquement pour les ordinateurs du type PC-XT/AT & Compatibles. Il est supposé que l'on dispose d'un SED (Système d'Exploitation de Disques, un DOS tout simplement, c'est fou comme on s'habitue vite aux dénominations anglo-saxonnes) MS- ou PC-DOS d'une version 3.xx, 4.xx, 5.xx ou d'un DR-DOS, version 3.41 et au-delà.

Il faut, aux stations de travail et au serveur, un lecteur de disquettes ainsi qu'un espace de mémoire vive de 512 Koctets au minimum. Il faut en outre que le serveur soit doté d'un disque dur disposant d'au moins 10 Moctets de libre. Il faut bien entendu, est-il nécessaire de le préciser, que les différents ordina-

teurs aient un connecteur d'extension 8 ou 16 bits de libre, connecteur dans lequel viendra s'enficher la carte de réseau local.

Travailler sous Easy-Net

Commençons cette description de la mise en oeuvre confortable d'**Easy-Net** par une remarque sur une caractéristique quelque peu non conventionnelle dans le monde des réseaux locaux et qui constitue donc un atout supplémentaire pour **Easy-Net**.

Toutes les stations prises dans le réseau local restent parfaitement fonctionnelles, ce qui signifie que même l'ordinateur central, le serveur, peut remplir une fonction de station de travail. On fait ainsi l'économie, par rapport à des très nombreux autres types de réseaux, d'un ordinateur complet.

Easy-Net présente, en ce qui concerne le transfert pur et simple de données entre les différents PC, un certain nombre d'avantages dignes d'être mentionnés.

La fonction la plus importante d'un réseau local est, nous l'évoquons plus haut, le transfert de données entre les différentes machines du réseau.

Le logiciel pour réseau local fourni avec le set donne la possibilité de travailler tout aussi bien sous la houlette d'un DOS, y compris sa version la plus récente à savoir 5.0 – mais combien de temps passera-t-il avant que n'apparaisse MS-DOS 6.0, fin de parenthèse – donc tant sous DOS que sous Windows, interface graphique qu'il n'est plus nécessaire de vous présenter et qu'une grande partie des utilisateurs de PC apprécie énormément, ne relançons pas la polémique. Les programmes nécessaires pour un travail sous cette interface d'exploitation se trouvent eux aussi sur la disquette de logiciel accompagnant le set « **Easy-Net** ».

Comme nous le signalions plus haut, la station de travail définie comme étant le serveur doit avoir un disque dur disposant d'un minimum de 10 Moctets d'espace libre, la limite supérieure de la taille du disque dur ne dépendant elle que des possibilités du SED utilisé. Ce disque dur est baptisé classiquement lecteur C. Dès qu'est terminé le processus d'installation du logiciel, ce disque dur constitue l'espace mémoire central commun à l'ensemble du réseau local.

Résumé des caractéristiques techniques les plus importantes d'« Easy-Net » :

Le matériel :

- de 1 à 6 stations de travail connectable(s),
- Platine encartable à 8 bits pour tout PC,
- Distance entre différentes stations de travail pouvant aller jusqu'à plus de 100 m,
- L'allongement de la ligne de réseau utilise un simple câble bifilaire,
- L'installation du matériel est extrêmement simple.

Le logiciel :

- Le serveur peut également servir de station de travail,
- Simplicité remarquable de l'installation du logiciel,
- Comprend et utilise le cas échéant les fonctions d'extension de mémoire EMS et/ou XMS des ordinateurs modernes,
- Taux de transfert des données, en fonction du type d'ordinateur utilisé:
Opération d'écriture : 27 Koctets/s environ, jusqu'à de l'ordre de 80 Koctets/s pour le serveur
Opération de lecture : 25 Koctets/s environ, de l'ordre de 80 Koctets/s pour le serveur,
- Travaille sous MS/PC-DOS Version 3xx, 4xx, 5x ainsi que sous DR-DOS,
- Respecte la totalité du standard de Windows 3.xx,
- Les stations de travail se laissent utiliser en serveur, de sorte que l'on peut également avoir accès, depuis le réseau local, à ces disques durs,
- Les disques durs présents sur le réseau peuvent être mis à la totale disposition du serveur,
- Il est possible d'installer d'autres partitions logiques sur le serveur,
- Possibilité d'installation d'un ou de plusieurs tampons logiciels (*spooler*) d'imprimante (LPT.. et COM..),
- L'imprimante et d'autres périphériques en tout genre peuvent être connectés à une station quelconque du réseau tout en restant accessibles depuis n'importe quel endroit du réseau.

Seul petit point noir à ce tableau idyllique, le logiciel et le manuel sont en allemand, mais pourraient, peut-être, connaître dans un proche avenir une version anglaise. Le français paraît exclu en dépit des propositions de traduction faites par la rédaction. Dommage...

Partie occupée de la mémoire de travail	sans XMS/EMS	avec XMS/EMS
serveur seul	130 Koctets	69 Koctets
serveur + accès au réseau (mode PEER)	144 Koctets	81 Koctets
station de travail seule	60 Koctets	28 Koctets

Sous **Easy-Net**, il reste possible, comme cela aurait été le cas en l'absence de logiciel pour réseau local, d'adresser normalement ce disque dur depuis l'ordinateur auquel elle appartient, cette fois sous l'égide du logiciel de réseau local.

Les autres stations de travail du réseau local, peu importe qu'elles comportent ou non leur disque dur ou ne possèdent qu'un (ou plusieurs) lecteur(s) de disquettes, peuvent maintenant avoir accès au disque dur du serveur, à une petite modification près cependant. Puisque les stations de travail peuvent elles aussi disposer de leur disque dur, dénommé classiquement lecteur C, l'accès au disque dur du serveur se fera, vu sous l'angle des stations de travail, sous le nom de lecteur D. Si donc l'utilisateur d'une station de travail désire accéder au disque dur du serveur, le lecteur C pour ce dernier, il lui faudra choisir le lecteur D. Le logiciel d'exploitation du réseau local fera en sorte que l'accès à ce lecteur logique se fasse aussi aisément que s'il s'agissait d'un disque dur présent dans la station de travail elle-même.

Si donc l'utilisateur se trouve, après

avoir demandé l'accès au lecteur D en contact avec le disque dur du serveur (le lecteur C de ce dernier), compliqué tout ça, il pourra appeler et faire tourner des programmes comme d'habitude. L'appel à un programme donné en entraîne le transfert dans la mémoire de travail de la station de travail concernée où il est lancé par le SED de l'ordinateur concerné.

La photo de la **figure 1** montre que l'on dispose d'un certain nombre d'options dont on aura vite fait de saisir la raison et la fonction. Faites-vous également partie de ceux qui installent et démarrent un logiciel sans même avoir ouvert le manuel de l'utilisateur ? Dans la situation illustrée par la photo, on a réparti les mémoires de masse des différents serveurs pris dans le réseau (souvenez-vous : il existe également, outre l'approche 1 serveur et x stations de travail, la possibilité de définir plusieurs serveurs pour avoir une situation du type « 3 mousquetaires » (« tous pour un et un pour tous » était leur devise), ce qui implique une interrelation au même niveau des différents serveurs.

Dans notre exemple, on attribue la dénomination C:\NOSPLUS au

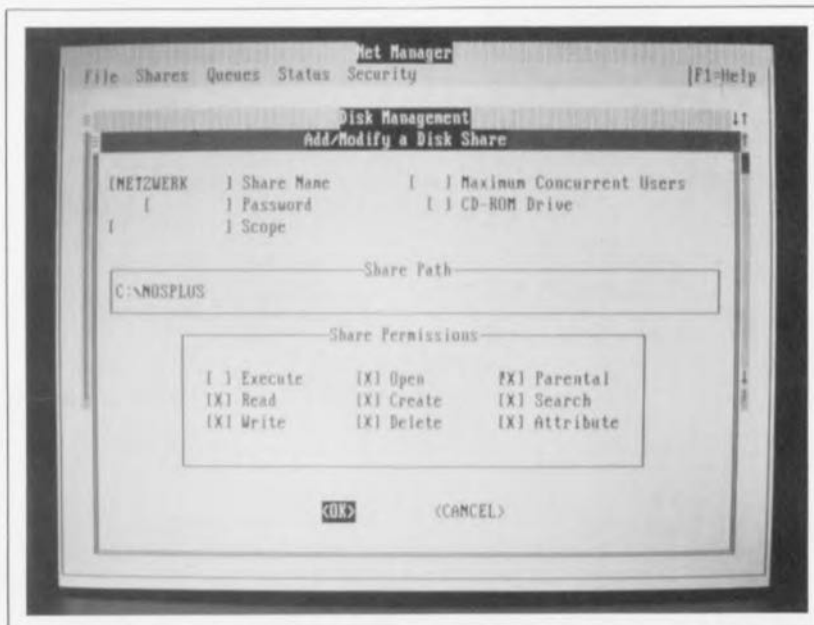


Figure 1. On voit ici comment associer une station de travail à un serveur.

nom de réseau logique « NETDISK » connu du système. Si maintenant on utilise, sur le réseau, le nom logique « NETDISK », on aura accès au sous-répertoire correspondant dans ce serveur. On peut ensuite, à l'intérieur de ce sous-répertoire, définir les différents niveaux de droit d'accès (lecture, écriture, création de fichier, etc).

Un menu très explicite, encore qu'en langue germanique, simplifie toutes les manipulations. Il va sans dire que les programmes lancés par un utilisateur quelconque peuvent demander des données au serveur et/ou écrire des données traitées sur son disque dur. En raison de la vitesse de transfert élevée que connaît ce nouveau système de réseau local on ne constate pratiquement pas de différence de vitesse de transfert des données qu'elles proviennent du disque dur de la station de travail ou de celui du serveur... après avoir couru le long des câbles de liaison du réseau local.

L'un des avantages majeurs du réseau local est que les données communes à l'ensemble des stations de travail ne sont à stocker qu'une seule fois, et qu'elles sont réactualisées en permanence. On peut donc se contenter d'effectuer une sauvegarde des données du serveur uniquement (sauf bien évidemment si les stations de travail possèdent leur propre disque dur non imbriqué dans le réseau local).

Il existe pour la plupart des logiciels mono-poste (*single user*) des versions multi-postes dotées des modules en permettant l'utilisation sur les multiples ordinateurs d'un réseau local. Ce type de logiciel est

bien souvent identifié par le qualificatif « LAN-version », le LAN en question signifiant *Local Area Network*

Ceci n'interdit pas aux programmes non prévus pour être utilisés sur réseau local de continuer de fonctionner parfaitement en version mono-poste. Il suffit pour ce faire de réserver sur le disque dur du serveur un espace mémoire pour la station de travail concernée. Dans ces conditions seule cette station peut utiliser cette zone du disque dur réservée au dit programme d'application. Cette procédure a l'avantage, bien que le serveur ne fasse alors office que de disque dur à distance, de permettre une sauvegarde générale des données du type de celle évoquée plus haut.

Exception faite de ce programme réservé à une station de travail spécifique, la dite station, et toutes les autres, ont accès aux programmes multi-postes et aux banques de données placés sur le disque dur du serveur.

La figure 2 montre quelques-unes des possibilités d'extension permises par le logiciel d'exploitation du réseau local. Dans le cas présent, le lecteur C de l'ordinateur local se voit attribuer le lecteur logique « NETDISK » sur le serveur dénommé « SERVER ». On se trouve alors en présence, sur le réseau local, de 2 serveurs de réseau baptisés respectivement « SERVER » et « SERVER1 ». Le premier serveur possède 2 lecteurs logiques, « NETDISK » et « ELV ».

Easy-Net possède bien d'autres

possibilités de choix, mais dans le concept de base pour les applications standard, la mise en oeuvre reste extrêmement simple.

Nous voudrions aussi insister sur quelques-unes des autres spécificités du travail sous **Easy-Net** :

En règle générale, un logiciel pour réseau local permet à toutes les stations de travail d'accéder au serveur. **Easy-Net** offre la possibilité intéressante de définir comme serveur n'importe quelle station de travail. Dans ces conditions chaque utilisateur du réseau local peut avoir accès à n'importe lequel des autres ordinateurs présents, ce qui ne manque pas de faciliter très sensiblement l'échange d'informations.

Une capacité découlant de la possibilité que nous venons de décrire est celle de l'envoi d'un message à un utilisateur ou groupe d'utilisateurs donnés. Si les correspondants concernés ne sont pas en ligne à ce moment-là, on aura, lors de la mise en route de l'ordinateur concerné, l'apparition automatique d'un message lui signalant un message en attente.

Autre aspect digne d'être noté est le confort de la commande d'imprimantes prises dans le réseau local. On peut, sans que cela ne soit nécessaire d'ailleurs, connecter une imprimante à chacun des ordinateurs du réseau local, y compris le serveur, imprimante dont peut se servir n'importe lequel des ordinateurs. Dès que l'instruction d'impression est envoyée, la station de travail peut reprendre son travail, même si l'imprimante concernée est encore en cours de traitement d'une commande précédente, sachant que l'on pourra installer un tampon pour imprimante logiciel (*spooler*) pour chaque imprimante.

Easy-Net offre pour cela la possibilité d'un choix sans restriction de l'attribution des interfaces du système. On peut ainsi, par exemple attribuer l'interface parallèle LPT1 d'une station de travail à l'interface parallèle LPT1 du serveur du réseau local, en intercalant entre les 2 le tampon pour imprimante logiciel évoqué quelques lignes plus haut. Si dans ces conditions un programme d'application envoie des données à imprimer sur la dite interface parallèle, elles seront automatiquement redirigées par le logiciel d'exploitation du réseau local vers l'interface parallèle du serveur, via le spooler pour atterrir ensuite à l'imprimante connectée à cette sortie. La station

de travail émettrice peut alors, sans la moindre perte de temps, poursuivre sa tâche même si l'imprimante n'a pas encore fini d'imprimer.

Il existe plusieurs possibilités de définition du tampon logiciel pour imprimante. On peut, par exemple, indiquer s'il faut, lors de chaque impression, que l'imprimante se mette en début de page (*Form Feed*) ou s'il faut, à l'impression, faire apparaître sur la feuille la source du document imprimé. Il est bien évidemment également possible de mettre ces différentes options hors-fonction pour éviter toute modification à l'impression du produit fourni par certains programmes qui n'émettent pas continuellement leurs données à imprimer.

En tant qu'utilisateur du réseau local il est une instruction que vous ne pouvez pas ne pas apprécier : celle de « NET CLOCK SERVER ». Par cette instruction on effectue une remise à l'heure de la station de travail à l'heure du serveur, ce qui vous évitera d'avoir à révéifier de temps à autre les horloges en temps réel de tous les ordinateurs (très pratique, hé hé, pour le passage de l'heure d'hiver à l'heure d'été et inversement). Il est même possible d'envisager une automatisation de ce processus en le mettant dans un fichier « batch ».

Nous n'avons pas honte de le reconnaître, les possibilités d'un tel réseau local sont si vastes qu'il est extrêmement difficile d'en faire le tour en 3 ou 4 pages de texte. Il faut se jeter à l'eau, car plus le temps passe, plus nous sommes nombreux à disposer de 2 voire 3 PC, l'« antique » XT à 8088 ou 8086 ne valant plus rien sur le marché de l'occasion et les

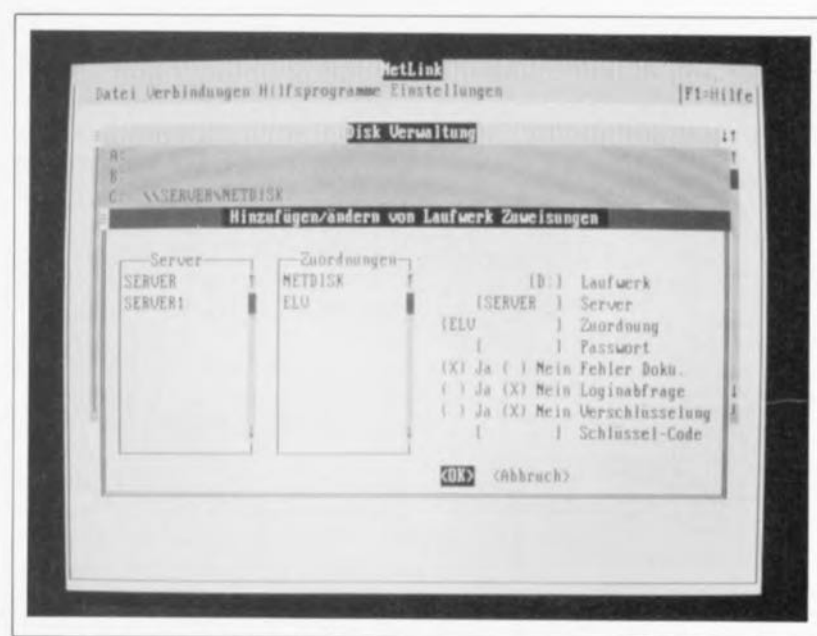


Figure 2. Cette photo d'écran montre l'une des nombreuses fonctions de définition côté serveur.

nouveaux 386, voire 486 voyant leur prix fondre comme neige au soleil. Il ne nous est donc pas possible, dans le cadre restreint de cet article, d'entrer encore plus dans le détail des horizons ouverts par ce set pour réseau local. Il existe bien un ouvrage complet à son sujet, en allemand malheureusement...

Le rapport performances/prix, n'ayons pas peur des mots, spectaculaire, de ce set pour réseau local moderne permettra à nombre d'entre vous n'ayant pas encore eu le courage de faire le grand saut vers la mise en réseau local, de voir s'ouvrir devant eux d'étonnantes perspectives.

Dans le second article consacré à cette réalisation nous décrirons l'aspect électronique de la « bête ». Le troisième et dernier article sera consacré à la réalisation et à quelques remarques d'ordre général. ■

Petit Lexique condensé

Abbruch	: Interruption
Ändern	: modifier
Aufteilen	: répartir, diviser
Ausführen	: exécution
Datei	: fichier
Disk Verwaltung	: exploitation du disque
Drucker	: imprimante
Einstellung	: Choix des options
Erstellen	: créer
Hilfsprogramm	: programme d'aide
Hinzufügen	: ajouter
Laufwerk	: lecteur
Lesen	: lire
Loginabfrage	: Interrogation de Login
Löschen	: effacer
Nutzungsrechte	: droits d'utilisation
Passwort	: mot de passe
Pfad	: cheminement (path)
Offnen	: ouvrir
Schlüssel-Code	: code d'encryptage
Schreiben	: écrire
Sicherheit	: sécurité
Sperren	: interdire, bloquer
Status	: état
Suchen	: rechercher
Unterverzeichnis	: sous-répertoire
Verbindung	: liaison
Verschlüsselung	: encryptage
Zuordnung	: attribution

Finder PRO Version 2.0

Eric Garcin

Le Data Book Électronique

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

Caractéristiques, équivalences de composants, recherche « floue »... et bien plus encore

Finder 2.0, à quoi ça sert ?

Finder PRO, qui en est à sa 3^{ème} version, se veut être un outil de travail pour tout électronicien créatif, donc tout lecteur d'Elektor. En effet, ce logiciel écrit en Turbo Vision constitue une banque de données véritablement universelle, permettant une recherche de



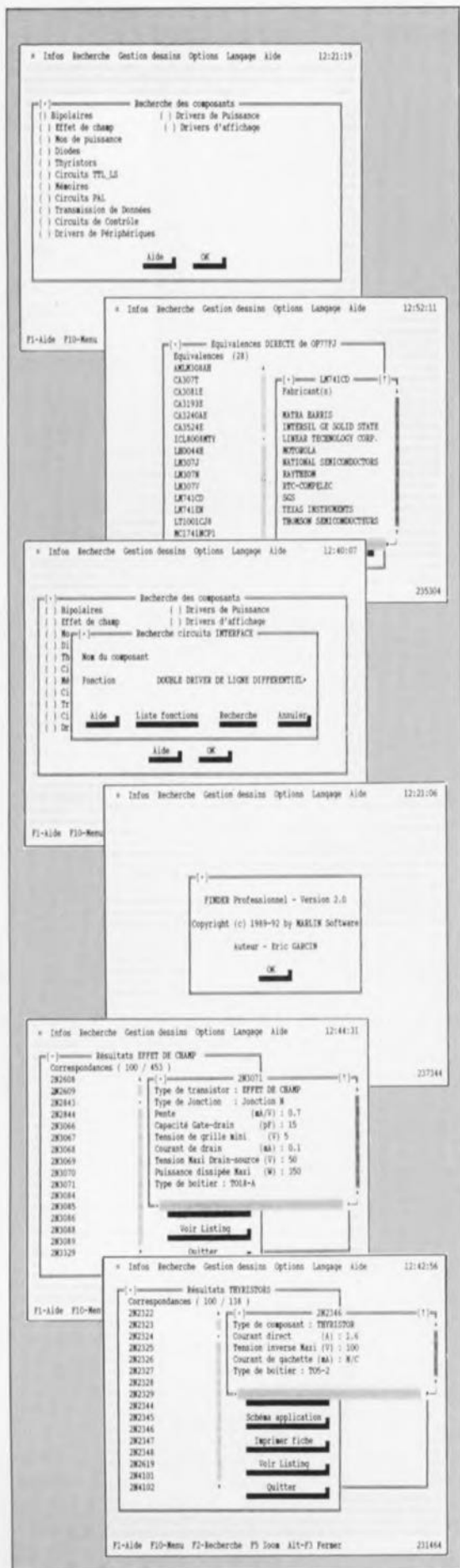


Figure 1. Sortie sur imprimante à jet d'encre de quelques recopies d'écran correspondant à différentes étapes de quelques recherches de composants et d'équivalences.

composants par Nom, Caractéristiques ou Fonctions, dans une base de données comportant à l'origine plus de 8 600 fiches techniques. Il permet également une recherche d'équivalence de transistors directe ou complémentaire, avec paramétrage des critères d'équivalences. Ou encore la recherche d'équivalence de circuits intégrés dans une base d'origine comportant plus de 54 000 équivalences. Cette recherche peut se faire pour des équivalences broche à broche ou par fonction. FINDER PRO vous propose plus de 120 boîtiers référencés avec dimensions.

Autre aspect très intéressant de FINDER PRO sa méthode de recherche « floue » (fuzzy disent les anglais) qui lorsqu'elle ne trouve pas le composant donné par l'utilisateur va à la recherche du composant le plus proche de par sa dénomination ou ses caractéristiques.

Et « *last but not least* », FINDER PRO dispose d'un éditeur graphique permettant la création de schémas ou de dessins de boîtiers ainsi qu'un éditeur de texte pour la création de notes d'applications. Comme vous le voyez, du travail en perspective.

Il nous faut avouer cependant que la juxtaposition de fiches de caractéristiques en français et en anglais a quelquefois de quoi surprendre, mais qu'elle s'explique aisément par la concision de l'anglais et la difficulté de traduction correcte des termes concernant l'électronique. Les transistors existent en langue de Molière, les circuits intégrés en langue de Shakespeare quelle que soit l'option langue choisie. Il serait peut-être intéressant de pouvoir désigner un composant dans la liste et d'avoir ainsi directement toutes les informations le concernant, de la même façon qu'il est possible de définir une fonction dans une liste avant de se lancer à la recherche du (des) composants qui y répond.

De l'intérêt d'un tel logiciel

Tout électronicien se trouve un jour ou l'autre confronté à un composant, qu'il soit utilisé dans un schéma ou qu'il s'agisse d'un composant « en chair et en os » dont il ignore tout. « Ce circuit intégré, qu'est-ce, par quoi puis-je le remplacer... » sont quelques-unes des questions les plus souvent posées dans le monde de l'électronique amateur, voire même et surtout dans celui des professionnels.

FINDER PRO est un logiciel que devrait posséder tout amateur de réalisations personnelles utilisant des composants exotiques, voire tout simplement tout électronicien curieux. Il est vrai que le

coût d'achat et de l'abonnement de tenue à jour donnera à penser à de (trop ?) nombreux amateurs.

Il existe à leur intention un logiciel plus simple, **Memo**, qui ne met pas moins d'une dizaine de milliers de composants à leur disposition.

Le matériel ?

FINDER PRO n'est pas un logiciel exigeant, puisqu'il se contente fort bien d'un PC tout ce qu'il y a de plus prolétaire, et se trouvera donc fort à son aise sur le « vieux » PC dont personne ne veut plus et qui balance au bord de l'abîme (sur le rebord de la table de travail). Il est vrai cependant qu'avec un 386, voire 486, les choses vont plus vite. Il faut disposer d'une souris, voire mieux encore, d'une « boule de poursuite » traduction mot à mot du terme anglais track-ball, pour pouvoir travailler avec FINDER PRO.

Les « critiques »

Il nous faut bien avouer qu'il n'y a pas grand chose à redire bien que nous ne voulions pas donner l'impression d'être trop partiaux.

Le logiciel ne comporte pas de manuel, ce dont il n'a d'ailleurs très logiquement rien à faire.

Autre point : le prix, 1 767 FF HT (1 237 FF HT, pour l'Éducation Nationale) a peut-être de quoi effrayer un acquiescent potentiel, mais ne devrait pas rebuter les professionnels auquel il est en fait destiné; il nous faut en outre reconnaître que l'immensité de la tâche accomplie le justifie en grande partie. Une réactualisation d'une version précédente coûte 620 FF HT. Les nouvelles mises à jour, disponibles courant 3^{ème} trimestre 92, coûtent 840 FF HT pour un an et couvriront un nombre très important de nouveaux circuits, HC de Texas, Modems de SGS-Thomson, PMI, Intel, Motorola etc, etc, la liste n'est pas prête d'arriver à sa fin.

En guise de conclusion

Il nous faut reconnaître que nous avons beaucoup apprécié les caractéristiques novatrices de FINDER PRO, en particulier la recherche floue et les possibilités de l'éditeur graphique. Tant qu'il restera suffisamment de place sur le disque dur, nous y garderons FINDER PRO.

Ce logiciel a été gracieusement mis à notre disposition par la société:

MARLIN Software
BP 32
83140 Six Fours Les Plages
tél. : (94).34.55.93
fax. : (94).34.29.78

SOMMAIRE

Divers

079	adaptateurs multi-fonction pour connecteurs auto-dénudants	109
031	automatisme de mise à la terre K. Schönhoff	50
064	chronocommutateur programmable mono-circuit	93
049	compensation de polarisation pour ampli-op bipolaire	68
080	compteur de bande rustique A.B. Tiwana	110
042	générateur de salves d'impulsions M.I. Mitchell	62
016	«indic» pour fusible I. Fietz	35
012	module de comptage numérique à 4 chiffres A.B. Tiwana	31
067	relais de commutation à commande par impulsion K. Lorenz	97



Domestique

102	anti-reflux pour système à énergie solaire B. Zschocke	133
062	commande de pompe à eau pour chauffage à énergie solaire	91
077	gradateur pour tubes luminescents	108
028	LED «occupé» pour téléphone P. Holmes	48
043	régulateur de batterie pour systèmes à énergie solaire	62
090	signalisation acoustique de niveau de liquide	120
011	sonnette téléphonique	30
078	starter à FLUORACTOR™ pour tube luminescent application Texas Instruments	108
054	starter à «SIDAC» pour tubes luminescents	72
003	temporisateur de mise sous tension secteur	23



Expérimentation

052	anti-rebonds «garanti» B. Zschocke	71
091	capteur «Namur» K. Moosbauer	121
069	commutateur anti-rebonds à 1 circuit	99
094	convertisseur f/U discret A. de Zwaluw	125
098	diode à chute de tension ultra-faible B. Zschocke	129
007	générateur de données sérielles	27

041	générateur d'impulsions de comptage	61
048	limiteur de tension	67
001	oscillateur à un seul inverseur	22
005	«pied de biche» électronique	25
061	simulateur de triphasé	89

Jeux, modélisme, bricolage

032	chargeur ultra-rapide pour accumulateurs CdNi	51
020	chenillard à commande par volume H. Hoekstra & K. Deelstra	39
083	circuit de maintien de charge pour accumulateurs A. B. Tiwana	112
023	commande de tubes luminescents Groupe d'Aix-la-Chapelle	42
022	contrôle de Θ° C. Millasson	40
072	détecteur de métaux K. Kraus	102
024	économiseur d'ampoules de projecteur J. Paauwe	43
068	inverseur électronique de sens de circulation Chr. Wolf	97
033	starter pour avion à moteur électrique G. Bartelt	52
065	variateur de vitesse pour mini-perceuse A.B. Tiwana	94



Micro-informatique

015	adaptateur CGA → SCART S. Pluis	34
060	affichage LCD pour le bus universel	86
075	bus d'extension universel pour MSX	104
057	clavier miniature pour Ultima	85
076	horloge parlante pour I2C	106
093	interface RS-232 pour le bus universel	122
019	isolateur RS-232 à 1 circuit	38
014	régulation de ventilateur pour PC	33
039	retardeur de mise sous tension pour Atari-ST R. Lucassen	59
037	sélecteur de face active P. Leroux	57
089	silencieux pour ventilateur de PC L. Svenkerud & A. Kristiansen	119
027	système à μ C-80C552	46



Voiture, moto, vélo

038	adaptateur pour l'utilisation d'un compte-tours conventionnel N. Sauer	58
081	coupleur d'essuie-glaces avant & arrière I. Fietz	111
106	feux de stop «hors-série» S. Mitra	137
073	indicateur d'oubli des feux E. Tienken	103
055	super-starter J. Vaessen	73