

ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMERO 202 - AVRIL 1996 MJD

25^f

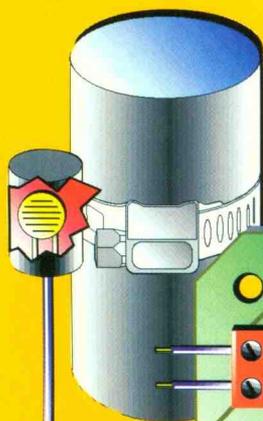


SPECIAL montages auto

MODULATEURS
UHF



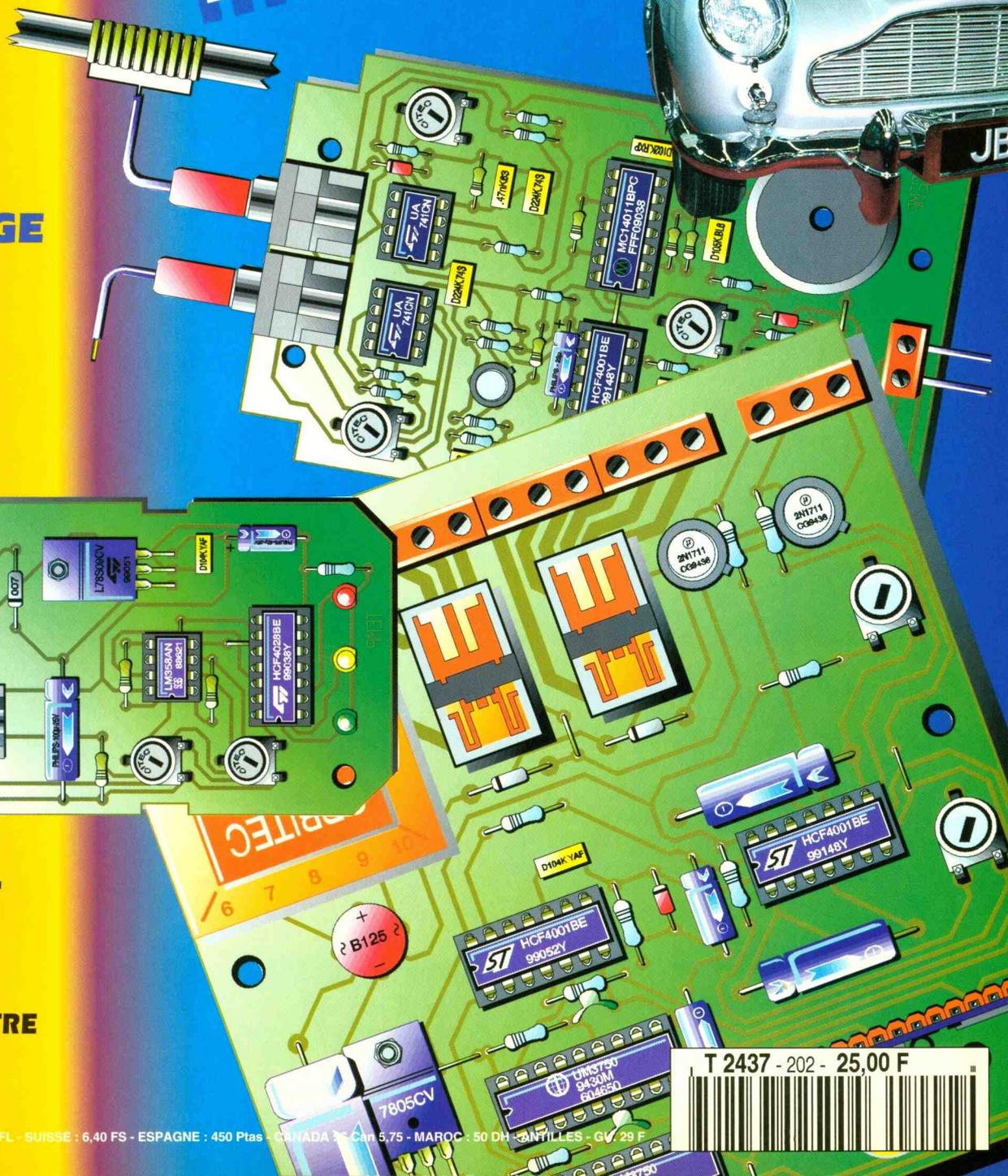
GESTION
D'ÉCLAIRAGE



E.P. SUR
INTERNET



INDUCTANCEMÈTRE



T 2437 - 202 - 25,00 F



ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 202 AVRIL 1996

I.S.S.N. 0243 4911 AMM.06122017

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

S.A. au capital de 5 160 000 F

2 à 12, rue Bellevue, 75019 PARIS

Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40

Télex : 920 409 F

Principaux actionnaires :

M. Jean-Pierre VENTILLARD

Mme Paule VENTILLARD

Président-Directeur Général

Directeur de la Publication :

Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur honoraire : Henri FIGHIERA

Directeur de la rédaction : Bernard FIGHIERA

Rédacteur en chef : Claude DUCROS

Maquette : Jean-Pierre RAFINI

Couverture : R. MARAI

Avec la participation de M. Benaya, U. Bouteville,

H. Cadinot, A. Garrigou, F. Jongbloët, P. Morin,

R. Knoerr, E. Larchevêque, L. Lellu, P. Oguic,

A. Sorokine, .

La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs.

Marketing/Ventes : Jean-Louis PARBOT

Tél. : 44.84.84.85

Inspection des Ventes :

Société PROMEVENTE, M. Michel IATCA

6 bis, rue Fournier, 92110 CLICHY

Tél. : 47.56.14.24 - Fax : 47.56.11.05

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

70, rue Compans, 75019 PARIS

Tél. : 44.84.84.85 - CCP Paris 3793-60

Directeur général : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Pascal DECLERCK

Assisté de : Karine JEUFFRAULT

Abonnement : Annie DE BUJADOUX

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 101).

Préciser sur l'enveloppe « SERVICE ABONNEMENTS »

Important : Ne pas mentionner notre numéro de

compte pour les paiements par chèque postal.

Les règlements en espèces par courrier sont

strictement interdits. ATTENTION ! Si vous êtes déjà

abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à

vos règlements soit l'une de vos dernières bandes-

adresses, soit le relevé des indications qui y figurent.

• Pour tout changement d'adresse, joindre 2,80 F et la dernière bande.

Aucun règlement en timbre poste.

Forfait 1 à 10 photocopies : 30 F.

Distribué par : TRANSPORTS PRESSE

Abonnements USA - Canada : Pour vous abonner à

Electronique Pratique aux USA ou au Canada,

communiquez avec Express Mag par téléphone au

1-800-363-1310 ou par fax au (514) 374-4742. Le tarif

d'abonnement annuel (11 numéros) pour les USA est

de 49 \$US et de 68 \$can pour le Canada.

Electronique Pratique, ISSN number 0243 4911, is

published 11 issues per year by Publications

Ventillard at 1320 Route 9, Champlain, N.Y., 12919 for

49 \$US per year. Second-class postage paid at

Champlain, N.Y. POSTMASTER : Send address

changes to Electronique Pratique, c/o Express

Mag, P.O. Box 7, Rouses Point, N.Y., 12979.

REALISEZ VOUS-MEME

Revue Pdf

- 28 3 Modulateurs TV UHF canal 36
- 34 8 Une gestion automatique d'éclairage
- 91 59 Convertisseurs parallèle → série et série → parallèle
- 103 69 Module de spécialisation de postes téléphoniques

DOSSIER ELECTRONIQUE AUTO

- 39 13 Chargeur de batteries
- 45 19 Contrôleur de feux et de plafonnier
- 49 22 Radar de recul
- 53 26 Radiocommande de porte de garage
- 60 31 Stroboscope de réglage moteur
- 66 37 Plafonnier à extinction progressive
- 68 39 Contrôle de température moteur
- 75 46 Localisateur de voiture
- 80 50 Avertisseur de recul

MESURES

- 84 52 Varicap/Inductancemètre

PRATIQUE ET INITIATION

- 107 73 La conversion A/N et N/A

24/26 - INFOS OPPORTUNITES

DIVERS

- 38 - Electronique Pratique sur Internet

Ce numéro comporte un encart broché Eurotechnique folioté I, II, III, IV, entre les pages 58 et 59 pour toute la diffusion sauf l'export, et un encart 8 pages collé des Editions WEKA page 43 uniquement pour la diffusion abonnements.



DOMOTIQUE



PC



ROBOT



RADIO



FICHE TECHN



AUTO



JEUX



MODÉLISME



MESURES



AUDIO



GADGETS



INITIATION



COURRIER



FICHE À DÉCOUPER



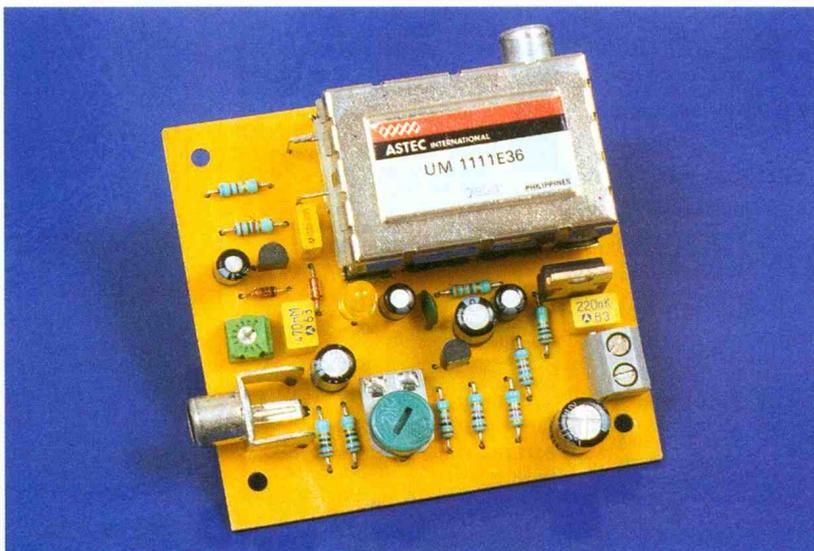
« Ce numéro a été tiré à 72 100 exemplaires »





MODULATEURS VIDEO CANAL 36

Dans le cadre d'une vidéosurveillance, on peut être amenés à utiliser un petit téléviseur portable en guise d'écran de contrôle, pour des raisons d'économie, de disponibilité ou de commodités. Ces téléviseurs sont pour la plupart démunis de prise péritélévision et le signal vidéo issu de la caméra de surveillance doit être modulé pour attaquer l'entrée d'antenne du téléviseur. De même, vous pouvez être amené à utiliser un ancien magnétoscope dépourvu d'entrée vidéo.



Les modulateurs vidéo économiques ne sont pas l'apanage de la vidéosurveillance car, à l'origine, ils équipaient la plupart des micro-ordinateurs domestiques et des consoles de jeux vidéo. Encore aujourd'hui, ils peuvent être utilisés pour déporter quelques petites applications informatiques sur un téléviseur auxiliaire.

Les deux montages que nous vous proposons utilisent chacun un modulateur UHF du fabricant Astec, pré-réglé sur le canal 36 de télévision (591 MHz). Ces modulateurs ont l'avantage d'être bon marché et de

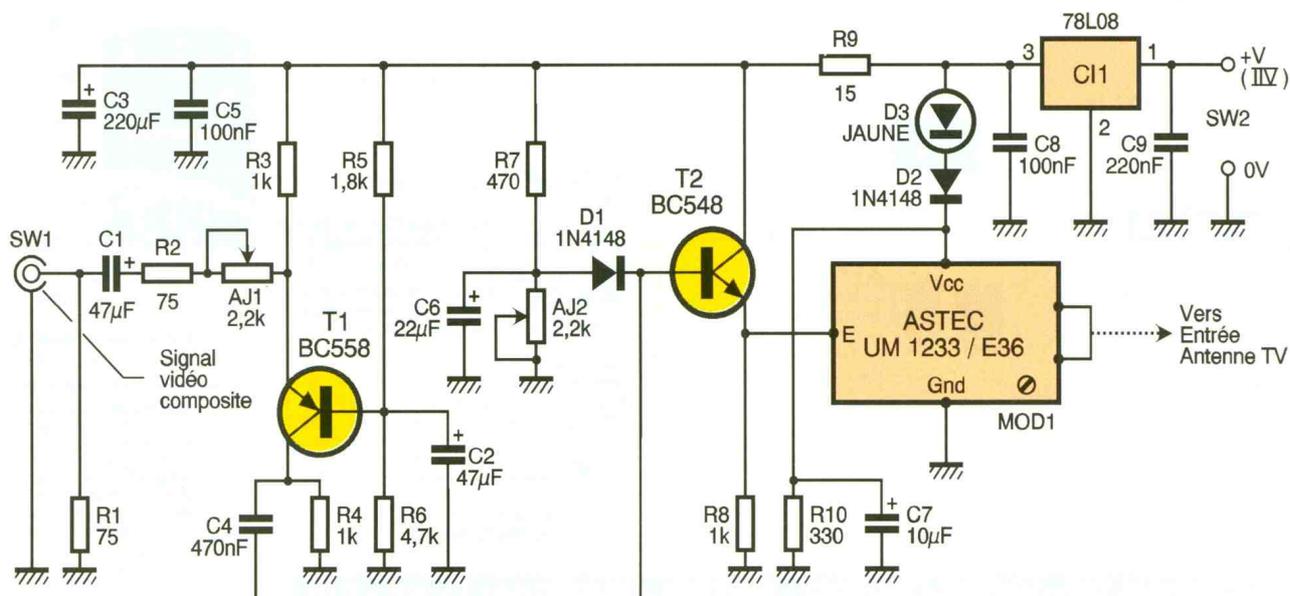
nécessiter une électronique complémentaire minimale.

L'un est un modulateur couleur, destiné à être modulé par le signal vidéo composite de 1 V crête à crête, d'une caméra couleur.

L'autre est un modulateur noir et blanc, très bon marché (coût inférieur à 10 F), qui conviendra parfaitement aux caméras N&B, qui demeurent les plus utilisées dans les applications de vidéosurveillance.

1

LE MODULATEUR COULEUR



Le schéma 1

La **figure 1** présente le schéma du modulateur couleur, constitué d'une alimentation spécifique, d'un amplificateur de gain réglable, d'un amplificateur de clamp et du modulateur proprement dit.

L'alimentation

L'alimentation est principalement confiée à un régulateur de tension positif de 8 V dont l'entrée et la sortie sont découplées par les condensateurs C_8 et C_9 .

L'alimentation du modulateur Astec est ramenée à 5 V, tension d'utilisation recommandée par le fabricant. Cette tâche est confiée aux diodes D_2 et D_3 dont la tension directe soustrait environ 3 V à la tension régulée par C_1 . La résistance R_{10} polarise ces diodes de manière à ce que le courant qui les traverse soit nettement supérieur à celui consommé par le modulateur UM1233.

Le condensateur C_7 complète le découplage interne du modulateur Astec. Par ailleurs, le réseau R_9 , C_3 filtre l'alimentation de l'amplificateur d'entrée et du circuit d'alignement.

L'amplificateur d'entrée

Cet étage d'amplification est destiné à corriger l'amplitude du signal vidéo afin que la modulation soit la meilleure possible. Bien que le signal vidéo - composite soit normalisé, en particulier pour les petites caméras CCD nouvellement apparues sur le marché, cette correction s'est avérée nécessaire pour pallier les différents cas de figures. De plus, grâce à ce réglage, le modulateur devient d'un usage plus souple dans son ensemble.

Un amplificateur/atténuateur est réa-

lisé avec un seul transistor, grâce au montage base commune de ce dernier. En effet, pour les signaux dynamiques, la base du transistor T_1 est portée à la masse par le condensateur C_2 . La polarisation statique de ce transistor est assurée par le diviseur de tension R_5/R_6 .

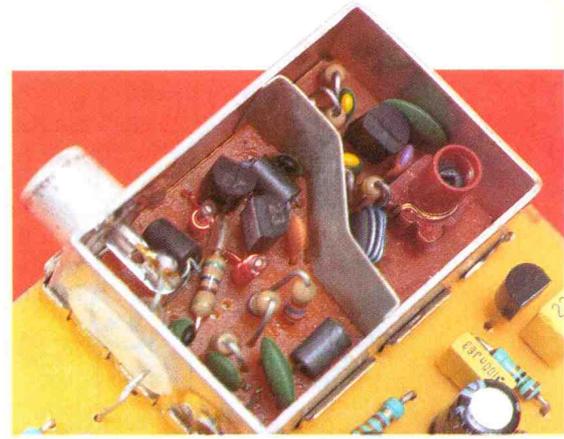
Le signal vidéo est injecté dans le circuit d'émetteur au travers des composants C_1 , R_2 et de la résistance AJ_1 , dont le réglage permet un dosage du signal vidéo. Ainsi, sur le collecteur de T_1 , le signal vidéo peut être plus ou moins important, voire atténué en fonction de la résistance de l'ajustable AJ_1 .

Le circuit de clamp

Clamper un signal consiste en fait à l'aligner sur une composante continue. Pour un signal vidéo, les tops de synchronisation ou le palier de suppression (retour ligne) reposent sur un certain niveau de tension continue.

Ici, l'alignement du fond des tops de synchronisation du signal vidéo-composite sur une composante continue, d'environ 2,4 V, est nécessaire au bon fonctionnement du modulateur Astec. Afin de pouvoir satisfaire ce critère, la tension de clamp est réglable à l'aide de l'ajustable AJ_2 .

En effet, à partir de la tension régulée de 8 V, le diviseur de tension R_7/AJ_2 , associé au condensateur de filtrage C_6 , donne une tension continue à la fois utilisée pour polariser le transistor tampon T_2 et pour aligner le signal vidéo. D'une part, le courant de base prélevé sur le diviseur de tension est amplifié par le transistor T_2 , monté en collecteur commun, d'autre part, le signal vidéo est aligné



L'UM 1233 « DÉCAPSULÉ »

grâce à la diode D_1 .

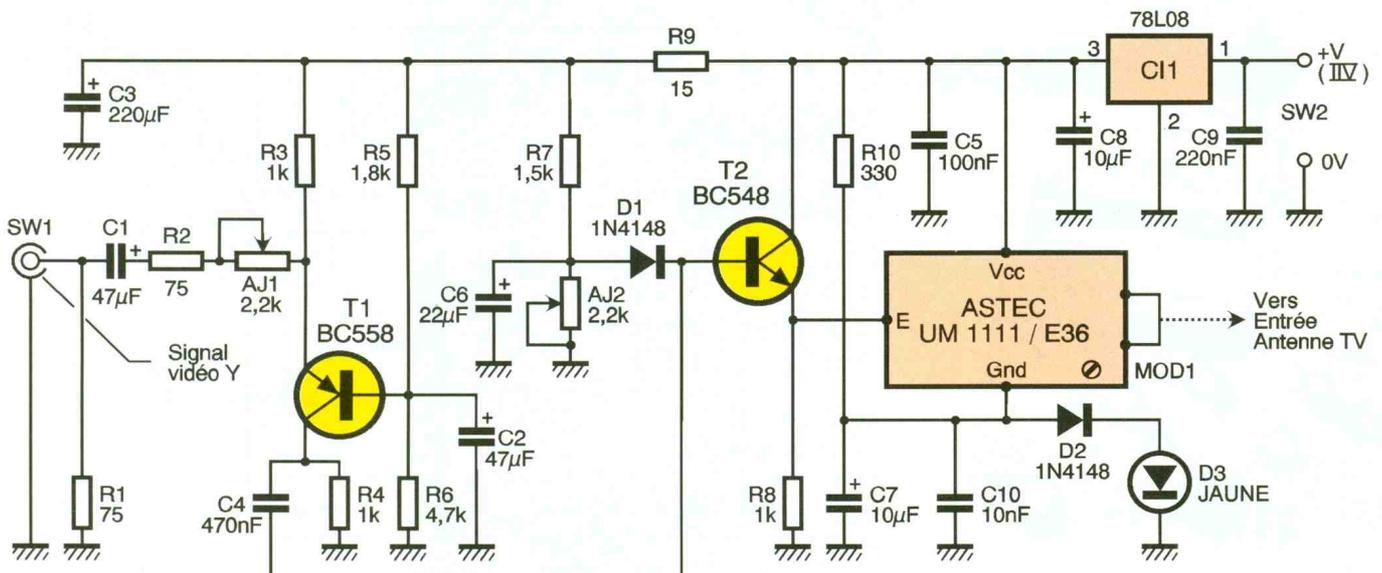
Finalement, un signal vidéocomposite, d'amplitude et d'alignement réglables, est appliqué à l'entrée du modulateur Astec, qui se charge alors de la partie la plus pointue : la modulation d'amplitude de la porteuse à 591 MHz. Il ne vous reste plus qu'à régler votre téléviseur sur cette fréquence, sans oublier que le transfert de modulation est négatif. Le téléviseur doit donc être positionné sur les standards B/G/I.

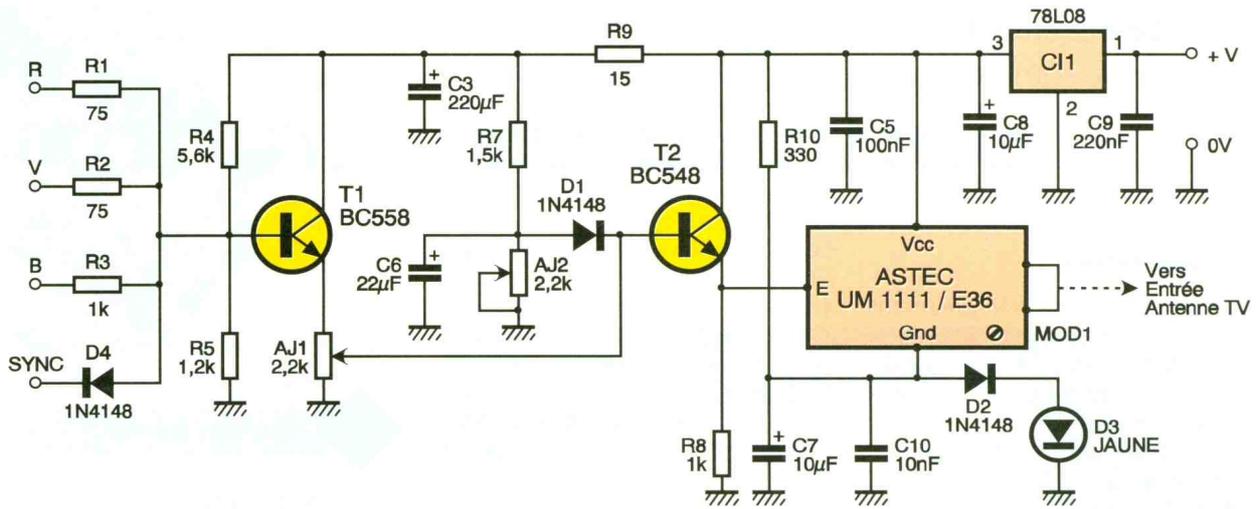
Le schéma 2

Le schéma du modulateur noir et blanc de la **figure 2** est similaire à celui du modulateur couleur, à l'exception de l'alimentation du module Astec UM1111 dont le signal d'entrée doit être aligné sur une composante continue d'environ 0,08 V. Pour y parvenir facilement tout en disposant d'une correction possible de l'alignement du signal vidéo d'at-

2

LE MODULATEUR N/B VERSION LUMINANCE





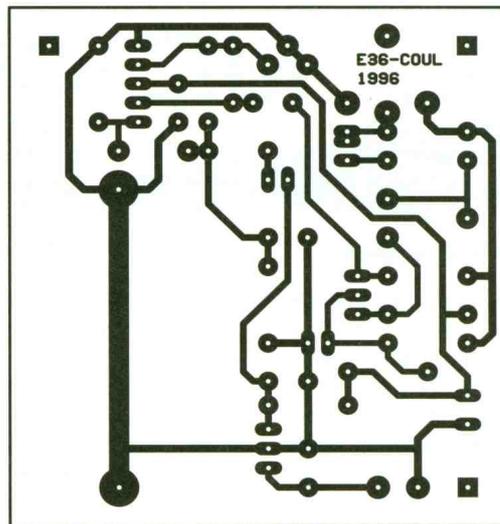
3

**LE MODULATEUR N/B
ENTRÉES R V B**

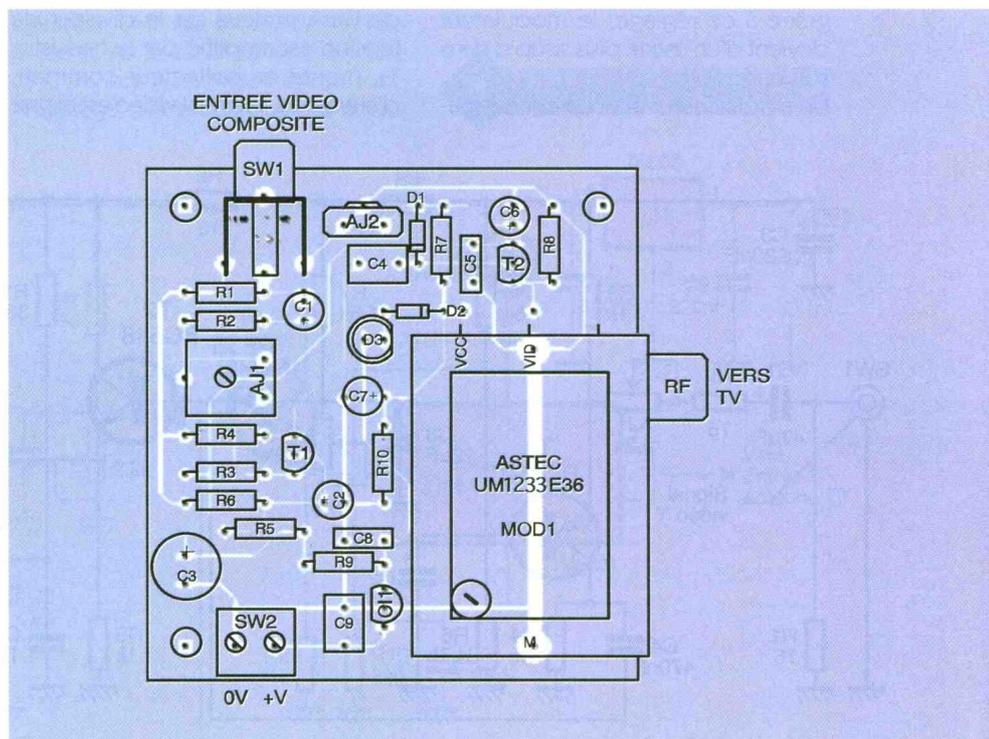
taque, la masse du modulateur Astec est portée à un potentiel positif de quelques volts. Cette particularité est obtenue encore une fois grâce aux diodes D_2 et D_3 , qui sont alors équivalentes à une diode zener de 3 V. La résistance de polarisation est alors la résistance R_{10} qui impose un courant de zener très supérieur au courant consommé par le modulateur Astec. Le découplage de la masse du module Astec au 0 V de l'alimentation du montage, est assuré par les condensateurs C_7 et C_{11} . Pour le reste du schéma, reportez-vous aux explications du modulateur couleur. Une différence est à noter toutefois pour les valeurs du diviseur de tension R_7/A_{j2} qui doit, pour cette application N&B, produire un alignement des tops de synchronisation sur une composante continue légèrement inférieure à 0,1 V (2,4 V était nécessaire précédemment).

4/6

**CI ET IMPLANTATION DE
LA VERSION COULEUR**



LA VERSION COULEUR



Une autre utilisation du modulateur noir et blanc UM1111E36 est le fait de produire un signal UHF à partir des signaux vidéo de couleurs primaires R, V, B. Ce type d'application était d'ailleurs l'utilisation initiale de ce modulateur dont le circuit périphérique d'attaque réalisait une conversion des signaux R, V, B et synchro en un signal de luminance. Le schéma d'une telle application est donné par la **figure 3**, où les signaux vidéo d'entrée sont au standard TTL.

La réalisation

Les **figures 4** et **5** donnent, respectivement, le tracé des pistes du modulateur couleur et du modulateur N/B.

Très limpides, ces tracés pourront être reproduits par une quelconque méthode. Veillez toutefois à ce que les pastilles de fort diamètre (embase, fixation, bornier) soient suffisamment importantes pour accepter des trous de 2 mm.

L'implantation des composants des **figures 6** et **7** est ensuite entreprise en commençant par les résistances. Le régulateur de 8 V peut être au choix un modèle en boîtier TO220 ou TO92. Reportez-vous à la **figure 8** pour connaître le brochage de ces régulateurs.

Finalement, chaque montage est alimenté depuis le secteur par un petit bloc adaptateur. Dès son branchement au 220 V, la diode électroluminescente D₃ doit s'allumer. Si ce n'est pas le cas, débranchez rapidement et vérifiez la polarité de la tension fournie par le bloc secteur (un inverseur permet généralement l'inversion de la polarité).

Le niveau de sortie typique des modulateurs Astec est de 55 dB pour le modèle UM1111 et de 60 dB pour le modèle UM1233. Pour des câbles de raccordement de longueur importante, le UM1233 sera préféré.

Réglage du modulateur couleur

Avant de relier le modulateur au téléviseur, commencez par régler la tension d'alignement du signal vidéo à l'aide de l'ajustable Aj₂. Pour cela, mesurez la tension entre la masse et

l'entrée du modulateur Astec. Réglez alors Aj₂ pour afficher 2,4 V.

Maintenant, vous pouvez injecter un signal vidéo et raccorder le modulateur au téléviseur. Procédez à un premier réglage du canal de réception du téléviseur (canal 36 en standard B/G).

Réglez ensuite la résistance Aj₁ afin d'obtenir une image colorée stable. Reprenez alors le réglage de la fréquence de réception du téléviseur pour l'affiner, dans le but d'obtenir l'image la plus nette et la plus stable. Retouchez éventuellement le réglage de l'amplitude du signal vidéo à l'aide de l'ajustable Aj₁.

Si vous n'êtes pas pleinement satisfait de votre image, vous avez encore la possibilité de réduire avec Aj₁ l'amplitude du signal modulant. Vous constaterez alors une diminution de brillance de l'image que vous compenserez par une augmentation de la luminosité de votre téléviseur.

Réglage du modulateur N/B

Il est similaire à celui du modulateur couleur. La mesure de la tension d'alignement s'effectue également entre la masse du module Astec et son entrée, mais pour rappel, la masse du modulateur Astec n'est pas au 0 V d'alimentation. Par

NOW, THE BATTLE IS OVER

ULTIBOARD

ULTIBOARD

BUNDLED WITH SPECCTRA SHAPE BASED AUTOROUTER

Les qualités d'interactivité d'ULTIboard ont été déterminantes pour sa popularité dans le monde des concepteurs de circuits imprimés professionnels. Vu que maintenant chaque système ULTIboard Designer sera doté en standard du fameux autorouteur SPECCTRA SP4, les utilisateurs d'ULTIboard disposeront du *best of both worlds*. Tous les utilisateurs d'ULTIboard Designer en possession d'un abonnement de mise à jour en cours de validité ont reçu une mise à jour de maintenance (MAINTENANCE UPGRADE) gratuite comportant l'autorouteur SPECCTRA SP4 (4 couches de signal + couches pour le plus et la masse de l'alimentation), autorouteur basé sur les formes (shape based) et travaillant donc hors-grille. Ceci prouve une fois de plus combien ULTIboard, la source de logiciels CAO, tient ses utilisateurs existants à cœur!

THE ULTIMATE SPECIAL OFFER ULTIboard Entry Designer* 9.895 F/65.950 BF (HT) fourni maintenant avec SPECCTRA Shape Based Autorouter

*Upgrade gratuite avec EMC-EXPERT au milieu de 1996 (Prix normal à la sortie 14 975 F/99.750 BF)

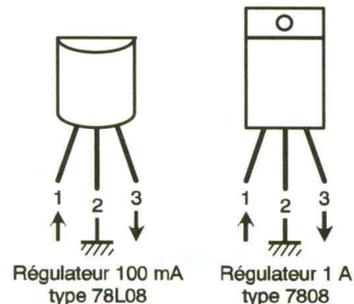
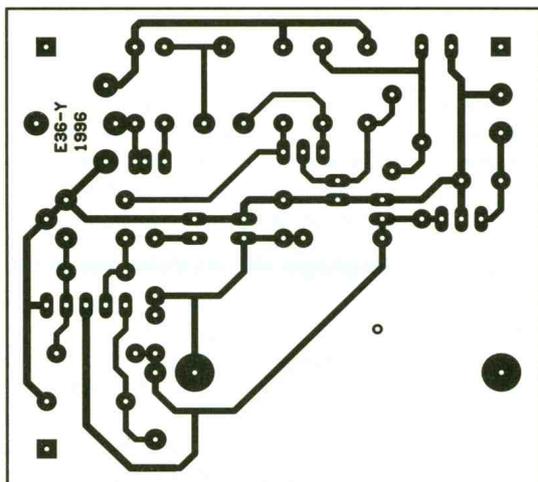
ULTIMATE TECHNOLOGY

ULTIMATE Technology Bureaux centraux
Energijstraat 36 • NL 1411 AT Naarden
Pays-Bas • tél.: 19.31.35.6944444 • fax: 19.31.35.6943345

ULTIMATE Technology Belgique
1, Place du Cardinal Mercier
2800 Malines • tél.: 015-401895 • fax: 015-401897

Sté. MDS Electronique
FR 89430 MELISEY
tél.: 86 75 83 63 • fax: 86 75 83 64

* Capacité de tracé 1 400 broches. Upgrade gratuit à EMC Expert en 1996. Version d'Evaluation (cap. 200 broches, manuel d'introduction et course de prise en main inclus 230 F TTC 230 F)

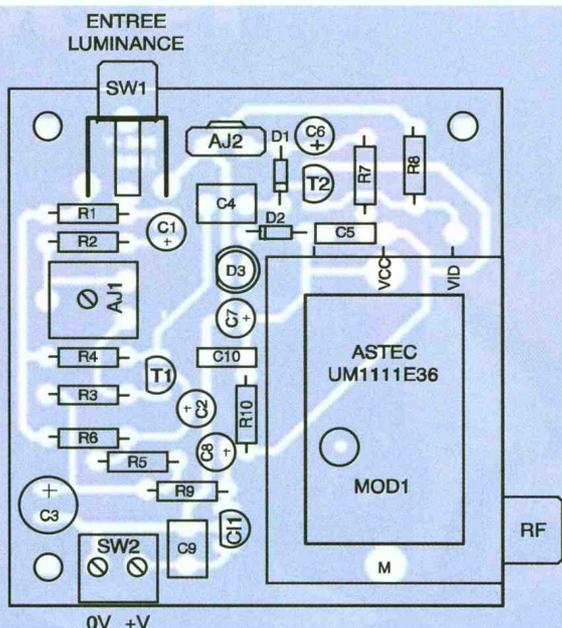


8

BROCHAGE DES RÉGULATEURS

5/7

CI ET IMPLANTATION DE LA VERSION N/B



ON PEUT AFFINER LE RÉGLAGE DE FRÉQUENCE AVEC UN BATONNET SIX PANS



conséquent, les boucles de masse entre le téléviseur, la source vidéo et le modulateur doivent être impérativement évitées.

En observant la tension mesurée, réglez Aj_2 pour mesurer une tension légèrement inférieure à 0,1 V.

Les réglages suivants sont ensuite identiques à ceux du modulateur couleur.

Placez Aj_1 près de la butée gauche et réglez le téléviseur sur la fréquence 591 MHz/vidéo négative.

Réglez ensuite Aj_1 pour obtenir une image nette et reprenez éventuellement le réglage fin de la fréquence du récepteur TV.

Hervé CADINOT

NOMENCLATURE

Résistances

R_1, R_2 : 75 Ω
(violet, vert, noir)
 R_3, R_4, R_8 : 1 k Ω
(marron, noir, rouge)
 R_5 : 1,8 k Ω
(marron, gris, rouge)
 R_6 : 4,7 k Ω
(jaune, violet, rouge)
 R_7 : 1,5 k Ω^*
(marron, vert, rouge)
 R_8 : 470 Ω^{**}
(jaune, violet, marron)
 R_9 : 15 Ω (marron, vert, noir)
 R_{10} : 330 Ω
(orange, orange, marron)
 Aj_1, Aj_2 : 2,2 k Ω

Condensateurs

C_1, C_2 : 47 $\mu F/16 V$
 C_3 : 220 $\mu F/16 V$
 C_4 : 470 nF
 C_5 : 100 nF
 C_6 : 22 $\mu F/16 V$
 C_7 : 10 $\mu F/16 V$
 C_8 : 100 nF* et 10 $\mu F/16 V^{**}$
 C_9 : 220 nF
 C_{10} : 10 nF**

Semiconducteurs

D_1, D_2 : 1N4148
 D_3 : DEL jaune
 T_1 : BC558, 2N2907
 T_2 : BC548, 2N2222
 CI_1 : 78L08, 7808

Divers

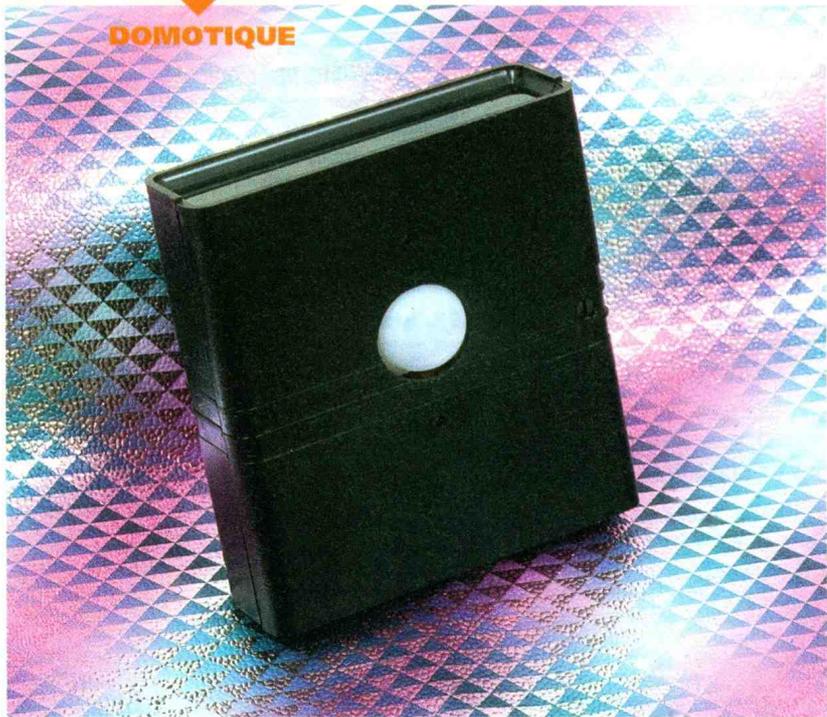
MOD1 : modulateur couleur UM1233* ou modulateur noir et blanc UM1111**
SW1 : embase RCA
SW2 : bornier 2 plots pour CI

* Pour carte couleur uniquement.

** Pour carte N/B seulement.



DOMOTIQUE



Ce montage a pour objet de gérer l'éclairage d'un local dans lequel évoluent des personnes de façon plus ou moins permanente. Environ cinq minutes après le départ du dernier occupant, l'éclairage est coupée automatiquement.

UNE GESTION AUTOMATIQUE DE L'ECLAIRAGE

I - Le principe (fig. 1)

Le contrôle de la présence de personnes est confié à un détecteur pyrométrique. Son signal de sortie est uniquement validé si le niveau de l'éclairage ambiant naturel est jugé suffisamment bas. Dans ce cas, dès qu'une personne se trouve détectée dans le local, l'éclairage s'allume. Celui-ci est temporisé. Mais cette temporisation est régulièrement remise à zéro et aussi fréquemment qu'un mouvement de personnes est observé dans la pièce contrôlée.

Lorsque aucune présence n'est plus détectée, la temporisation peut enfin évoluer vers son terme, à savoir l'extinction de l'éclairage.

II - Le fonctionnement (fig. 2)

a) Alimentation

L'énergie est prélevée du secteur 220 V par le biais d'un couplage capacitif assuré par le condensateur C_6 . Cette disposition évite le recours au traditionnel et encombrant transformateur d'alimentation. Une telle alimentation est généralement suffisante lorsque la consommation n'excède pas quelques dizaines de

milliampères, ce qui est justement le cas dans le présent montage.

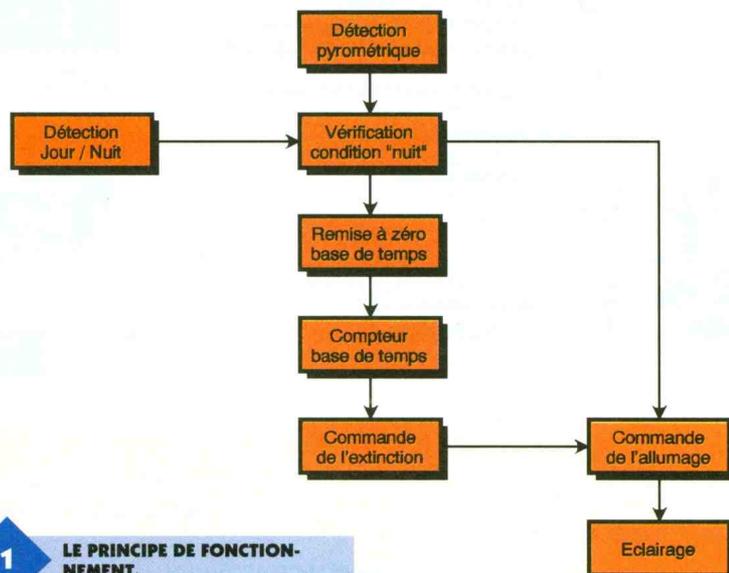
Lors des alternances que nous appellerons « positives » par convention, la capacité C_1 se charge à travers D_2 , R_1 et C_6 . Le potentiel de l'armature positive est écrêtée à 10 V par la diode Zener DZ. Pendant l'alternance « négative » suivante, la capacité C_6 se trouve déchargée à travers R_1 et D_1 , ce qui la rend apte à assurer de nouveau sa mission lors de l'alternance positive suivante. La

diode D_2 bloque le potentiel sur sa cathode, ce qui évite le déchargement de C_1 .

Au niveau de l'armature positive de C_1 , on relève alors une tension continue, très légèrement ondulée, de 10 V. La résistance R_2 décharge C_6 quand on débranche le montage du secteur. Cette précaution évite à l'amateur imprudent et trop pressé de ressentir une fort désagréable secousse s'il venait à toucher par inadvertance les armatures de C_6 ...

b) Détection pyrométrique

Le SGM 5910 RE est un détecteur pyrométrique fortement miniaturisé, de la taille d'un timbre poste. Son capteur est placé dans le foyer d'une enveloppe hémisphérique constituée d'un grand nombre de lentilles de Fresnel qui découpent l'espace en-



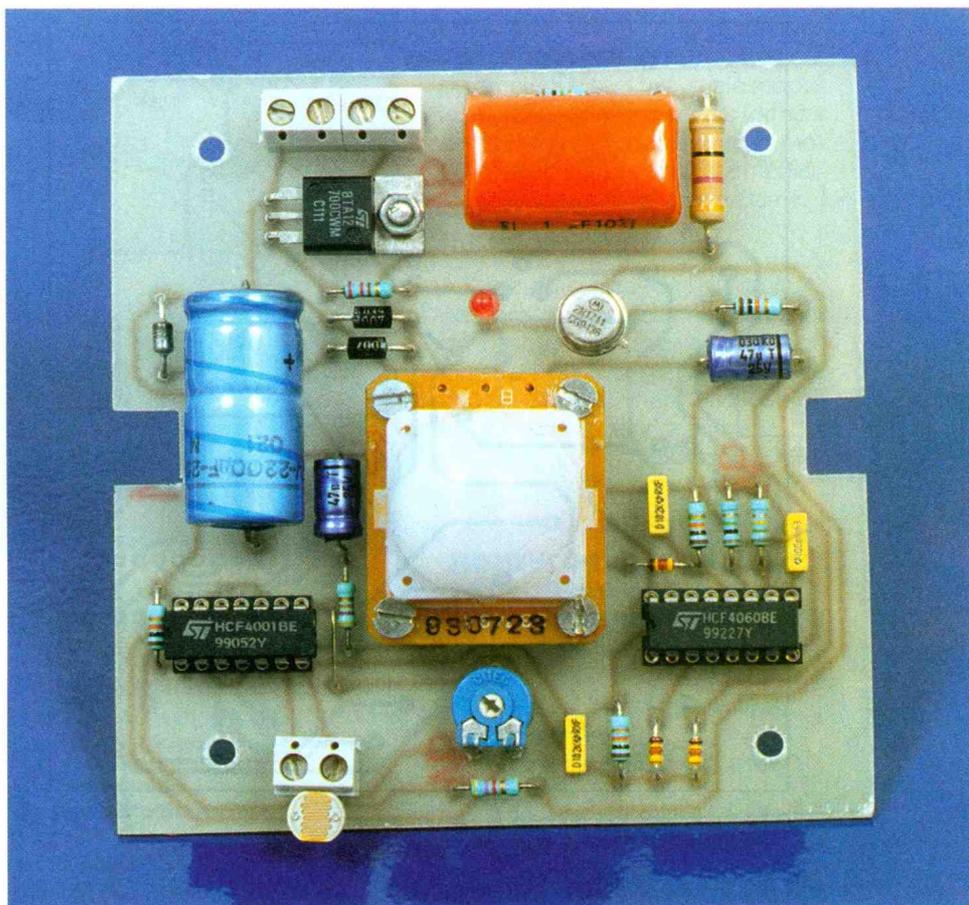
1 LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

virottant en autant de secteurs angulaires, et cela dans les plans horizontal et vertical. Tout d'placement d'un corps pr'sentant une diff'rence de temp'rature par rapport au milieu ambiant se trouve alors mis en vidence par des variations de radiations thermiques. Ces variations sont accentu'es par les lentilles de Fresnel de l'enveloppe qui concentre les perturbations calorifiques vers le capteur. La sortie du d'tecteur, reli'e a la polarit'e positive de l'alimentation par l'interm'diaire de R₄ pr'sente :

- un 'tat haut permanent en situation de veille;
- un 'tat bas en cas de d'tection d'un mouvement.

c) Contr'le de l'clairage ambiant

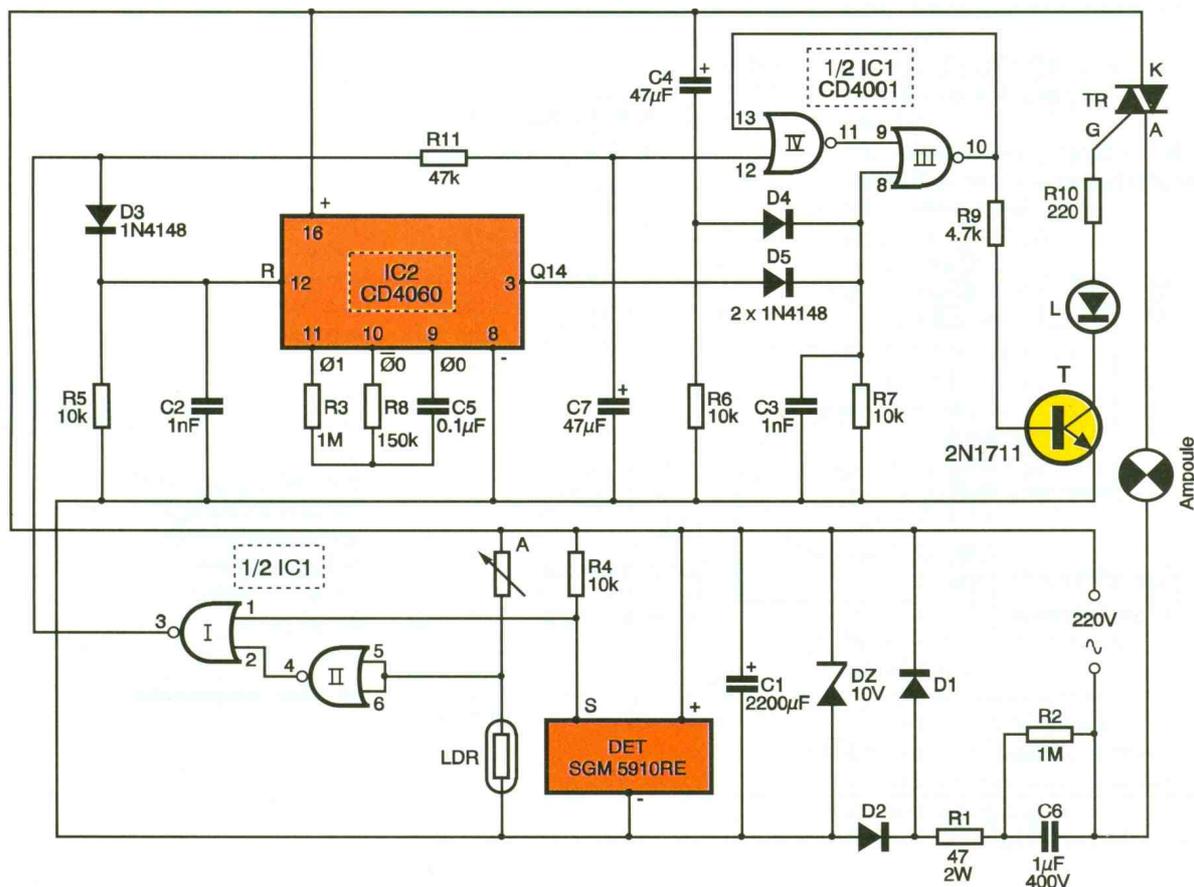
La photor'sistance LDR est soumise a l'clairage ambiant ext'rieur, par exemple en 'tant plac'ee de mani'ere a capter l'clairage diurne et en 'tant reli'ee au bo'tier par l'interm'diaire d'un c'ble. Lorsque la LDR est frapp'ee par l'clairage naturel, sa r'sistance ohmique est tr's faible : quelques centaines d'ohms seulement. Il en r'sulte, au niveau des entr'es r'unies de la porte NOR II de IC₁, un potentiel voisin de z'ero. En revanche, lorsque la LDR est plac'ee dans l'obscurit'e, sa r'sistance ohmique devient tr's grande : plusieurs

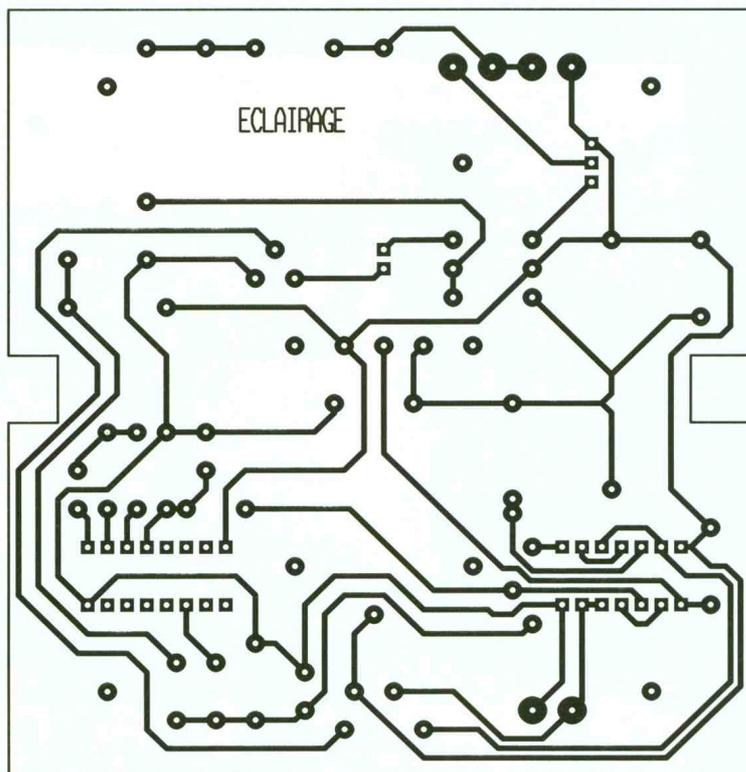


2

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

LA CARTE PRINCIPALE.



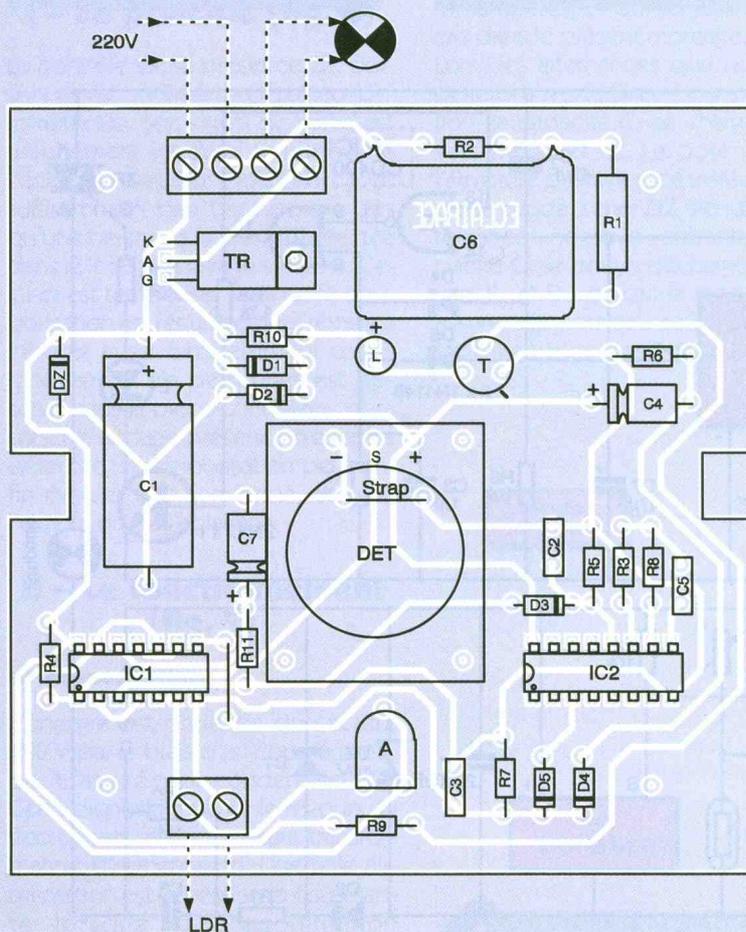


3

LE CIRCUIT IMPRIME.

4

L'IMPLANTATION.



mégohms. Le potentiel des entrées de la porte NOR est alors voisin de la polarité positive de l'alimentation. En définitive, et au niveau de la sortie de la porte NOR II de IC₁, on observe :

- un état haut si la LDR est éclairée ;
- un état bas si la LDR est placée dans l'obscurité.

Dans le premier cas, la sortie de la porte NOR I de IC₁ reste bloquée à l'état bas, même si le détecteur pyrométrique réagit.

En revanche, dans le second cas et pour chaque détection de mouvement de la part du SGM 5910 R, on note sur la sortie de la porte NOR I l'apparition d'un état haut. Grâce au curseur de l'ajustable A, il est possible de déplacer dans un sens ou dans l'autre le point de transition de la détection jour/nuite de la photorésistance LDR.

d) Temporisation

Le circuit intégré référencé IC₂ est un CD 4060. Il s'agit d'un compteur de 14 étages binaires. De plus, il comporte un oscillateur dont la base de temps se caractérise par une période déterminée essentiellement par les valeurs de R₃ et de C₅. Dans le cas présent, cette période est de l'ordre de 33 millisecondes. En fin d'article, notre encart technique précise davantage le fonctionnement de ce type de compteur. En particulier, sur la sortie Q₁₄, la période du signal est de $0,033 \text{ s} \times 2^{14} = 540 \text{ secondes}$. En fait, on observe sur la sortie Q₁₄; le passage de l'état bas à l'état haut au bout d'une demi-période du créneau de Q₁₄, c'est-à-dire après une temporisation de 270 secondes, ce qui correspond à 4 minutes et 30 secondes.

Ainsi, tant que l'entrée « Reset » (broche 12) reste soumise à un état bas, la temporisation poursuit son cycle avec opposition d'un état haut sur Q₁₄, au bout de 4 minutes et 30 secondes.

Mais comme nous l'avons déjà évoqué au paragraphe précédent, chaque détection de mouvement de personnes a pour conséquence la remise à zéro de IC₂, ce qui réinitialise la temporisation par la même occasion, grâce à la liaison entre la sortie de la porte NOR I et l'entrée Reset de IC₂ via la diode D₃.

e) Mise en marche

Les portes NOR III et IV constituent une bascule R/S (Reset/Set). Toute impulsion positive sur l'entrée 12 a pour conséquence le passage à l'état haut de la sortie de la bascule. Cet état haut subsiste tant que l'en-



LE MODULE MS02 OU SON EQUIVALENT S-230.

trée 8 reste soumise à l'état bas. Ainsi, au moment d'une détection d'un mouvement, l'entrée 12 de la bascule est soumise à un état haut. En réalité, la soumission de cette entrée à l'état haut est légèrement retardée à cause de la charge de C_7 à travers R_{11} . Ce retard, introduit de façon volontaire, évite le réenclenchement de la bascule R/S au moment de la coupure de l'éclairage, étant donné que cette dernière se traduit inévitablement par des perturbations de courte durée au niveau du détecteur pyrométrique.

f) Arrêt

La bascule R/S se désamorce par toute impulsion positive sur l'entrée 8 de la porte NOR III. Cette impulsion peut avoir deux origines. Une première, au moment de la mise sous tension du montage : à ce moment, la capacité C_4 se charge à travers R_6 , ce qui se traduit par une impulsion positive sur l'entrée 8, acheminée par le biais de D_4 . Cette

LE DETECTEUR PYROMETRIQUE.



disposition initialise automatiquement la bascule R/S sur son état de repos. Une seconde raison d'arrêt de la bascule R/S est causée par la fin de la temporisation de IC_2 quand la sortie Q_{14} présente un état haut.

g) Commande du triac d'utilisation

Lorsque la bascule R/S est activée, le transistor T est saturé. Un courant continu s'établit alors entre la cathode (K) et la gâchette (G) du triac d'utilisation, à travers R_{10} et la DEL de signalisation D. Le triac conduit et l'ampoule branchée sur l'anode (A) s'allume.

En revanche, dès que la bascule R/S est désactivée, le transistor T se bloque et le triac cesse de conduire.

III - La réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 3)

La configuration du circuit imprimé est relativement simple. Aussi, sa reproduction ne pose pas de problème particulier. Il est même possible de procéder par application directe des éléments de transfert sur le cuivre du module époxy.

Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, le module sera abondamment rincé à l'eau tiède. Par la suite, toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir par la suite afin de les adapter aux diamètres des connexions des composants les plus volumineux.

b) Implantation des composants (fig. 4)

Après la mise en place des straps de liaison, on soudera les diodes, les résistances et les supports des circuits intégrés. Ensuite, ce sera le tour des capacités et du restant des compo-

sants. Attention à l'orientation des composants polarisés. Le détecteur pyrométrique sera fixé sur le module à l'aide de vis et d'écrous formant entretoises. Les liaisons avec le module s'effectueront par l'intermédiaire de straps en fil de cuivre étamé.

c) Réglage éventuel

A l'aide du curseur de l'ajustable A, il est possible de déterminer le point de basculement de la détection jour/nuit pour le degré de luminosité choisi. Généralement, la position médiane du curseur convient.

Robert KNOERR

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

2 straps (1 horizontal, 1 vertical)

R_1 : 47 Ω /2 W (jaune, violet, noir)

R_2, R_3 : 1 M Ω (marron, noir, vert)

R_4 à R_7 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_8 : 150 k Ω (marron, vert, jaune)

R_9 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)

R_{10} : 220 Ω (rouge, rouge, marron)

R_{11} : 47 k Ω (jaune, violet, orange)

LDR : photorésistance (hors module)

D_1, D_2 : diodes 1N4004

D_3 à D_5 : diodes signal 1N4148

DZ : diode Zener 10 V/1,3 W

DET : détecteur pyrométrique SGM 5910 RE ou son équivalent S-230

L : DEL rouge \varnothing 3

C_1 : 2 200 μ F/25 V électrolytique

C_2, C_3 : 1 nF milfeuill

C_4, C_7 : 47 μ F/10 V électrolytique

C_5 : 0,1 μ F milfeuill

C_6 : 1 μ F/400 V polyester

T : transistor NPN 2N1711, 1613

TR : triac 5 A

IC_1 : CD 4001 (4 portes NOR)

IC_2 : CD 4060 (compteur binaire 14 étages avec oscillateur)

1 support 14 broches

1 support 16 broches

1 bornier soudable 4 plots

1 bornier soudable 2 plots

A : ajustable 220 k Ω

Boîtier MMP (115 x 105 x 45)

ENCART TECHNIQUE : CD 4060 : COMPTEUR BINAIRE AVEC OSCILLATEUR

Il s'agit d'un compteur à grande amplitude de comptage qui a la particularité de comporter sa propre base de temps.

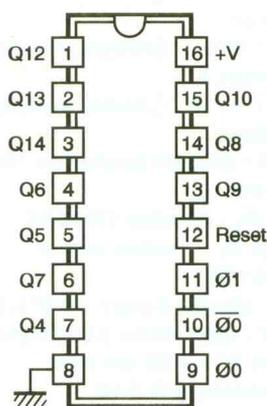
I – Caractéristiques générales

Alimentation : 3 à 18 V.
Intensité sur une sortie limitée à quelques milliampères sous un potentiel de 10 V.
Fréquence maximale des créneaux sur l'entrée \emptyset_0 : 16 MHz.

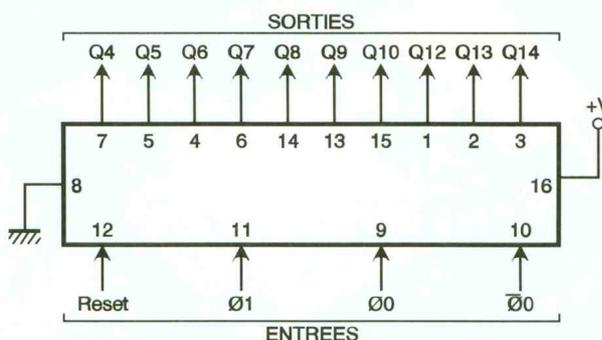
II – Brochage (fig. 1)

Le boîtier CD 4060 comporte seize broches « dual in line » dont la broche 16 est destinée au « plus » alimentation et la broche 8 au « moins ».

La structure interne peut se décomposer en deux parties : une première partie est essentiellement



1 BROCHAGE DU CD 4060.



2

DIAGRAMME FONCTIONNEL.

composée de trigger-inverseurs dont le branchement avec des composants périphériques constitue la base de temps ; une seconde partie est formée par une série de bascules maître-esclaves « flip-flop » montées l'une à la suite de l'autre en formant une configuration en cascade.

Les broches 9, 10 et 11 correspondent à la base de temps interne et sont à relier à des composants extérieurs. La broche 12 est destinée à la remise à zéro générale de toutes les bascules.

Enfin, les broches 1 à 7 et 13 à 15 constituent les sorties des bascules. On notera que toutes les sorties des quatorze bascules du circuit intégré ne sont pas accessibles : en effet, les sorties Q_1 à Q_4 ainsi que la sortie Q_{11} ne sont pas connectées.

III – Fonctionnement (fig. 2 et 3)

La base de temps étant réalisée et reliée comme nous l'indiquerons au paragraphe suivant, le compteur avance en mode binaire au rythme des fronts négatifs sur l'entrée de la première bascule, c'est-à-dire sur

$$T = 2n \times t$$

Q_4	16 t	Q_9	512 t
Q_5	32 t	Q_{10}	1 024 t
Q_6	64 t	Q_{12}	4 096 t
Q_7	128 t	Q_{13}	8 192 t
Q_8	256 t	Q_{14}	16 384 t

3

PERIODE DES CRENEAUX SUR LES DIFFERENTES SORTIES.

\emptyset_1 . Il peut ainsi occuper 2^{14} , soit 16 384, positions différentes. Si la période de comptage est « t », on obtient une division de la fréquence à une sortie Q_n donnée, par un nombre $N = 2^n$. Ainsi, en Q_{10} , notre compteur divisera la fréquence des créneaux d'entrée par 1 024 ; la période du créneau disponible est donc égale à 1 024 t. Notons que l'entrée « Reset » doit être reliée à un état bas pour que le compteur fonctionne. Toute impulsion positive présentée sur cette entrée a pour effet immédiat la remise à zéro du compteur. Si l'on soumet cette entrée Reset à un état haut permanent, le compteur reste bloqué sur sa position zéro et les transitions négatives des signaux acheminés sur l'entrée de la première bascule restent sans effet.

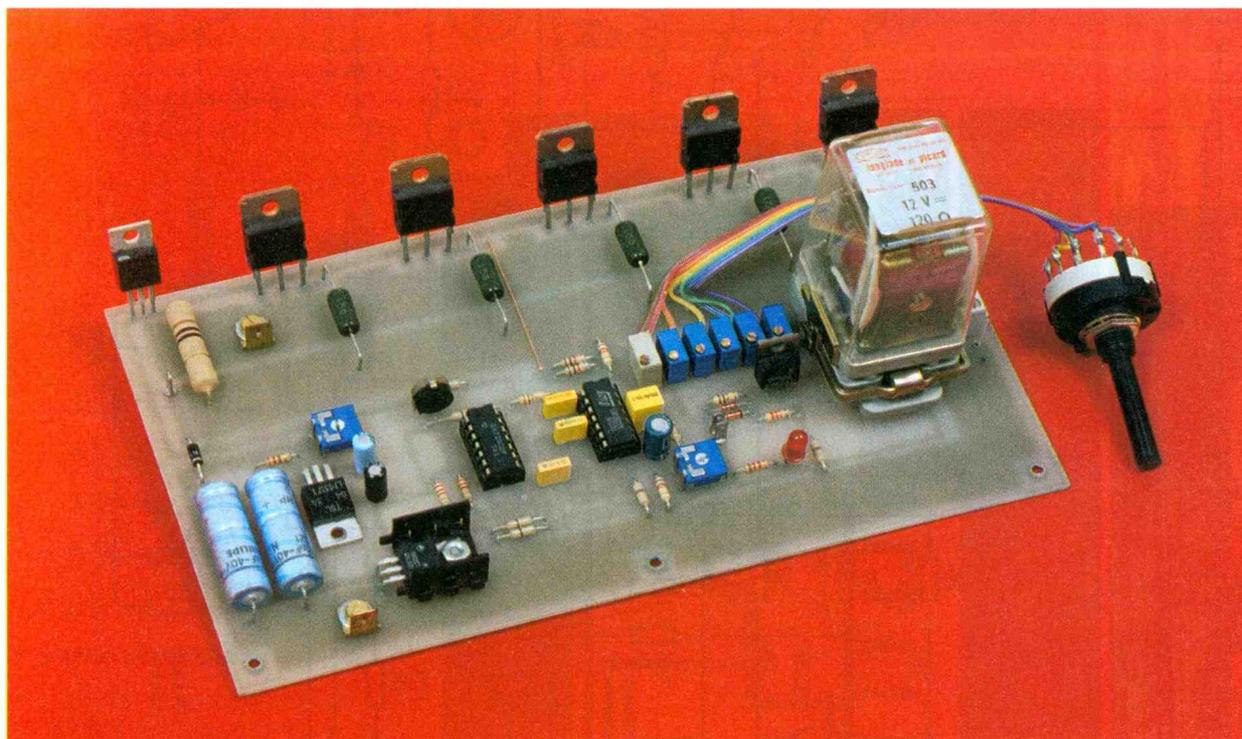
ELECTRONIQUE PRATIQUE ARRIVE SUR INTERNET <http://www.eprat.com>

Se voulant à la fois support et complément de l'information disponible sur papier, notre serveur vous propose de nombreux services, comme le téléchargement, une présentation mensuelle des articles, des liens sur les différents sites électroniques, des fiches techniques, etc. Dans un futur proche, d'autres possibilités, comme la commande d'anciens articles au format Acrobat, la liste complète des montages publiés intégrant la recherche par mots-clés, ou des petites annonces, seront mises en place.

Vous pouvez maintenant joindre la rédaction à l'adresse redac@eprat.com et adresser vos remarques et suggestions quant au serveur à gestion@eprat.com.

Nous vous souhaitons nombreux à explorer notre site et nous ne pouvons qu'espérer que vous y trouverez des renseignements utiles sur les sujets électroniques vous intéressant.

CHARGEUR DE BATTERIE AUTOMATIQUE 10A.



L'un des organes les plus fragiles du système électrique d'une automobile reste sans aucun doute la batterie, même si cette dernière est dite " sans entretien ". Une batterie mal chargée supportera très mal une nuit passée sous une température tombée au dessous de 0°C. Nous vous proposons donc la réalisation d'un chargeur qui vous permettra des démarrages immédiats même par temps très froid.

Il existe des chargeurs de batterie que l'on trouve à très bas prix dans les grandes surfaces. Ces derniers ne comportent la plupart du temps qu'un transformateur et un redresseur. La batterie ne pourra donc être chargée que sous un courant dépassant très largement la valeur admissible (tout au moins durant les premiers temps de la charge), soit 1/10ème de sa capacité. Par exemple, un modèle présentant une capacité de 80Ah (75Ah normalisé) devrait être soumise à un courant ne dépassant pas 8A, au risque de subir des dommages irréparables.

C'est pour cette raison que, outre un automatisme de coupure du chargeur en fin de processus, notre montage comporte une régulation du courant de charge qui permet de ne pas dépasser le courant maximal admissible par la batterie.

Le schéma de principe

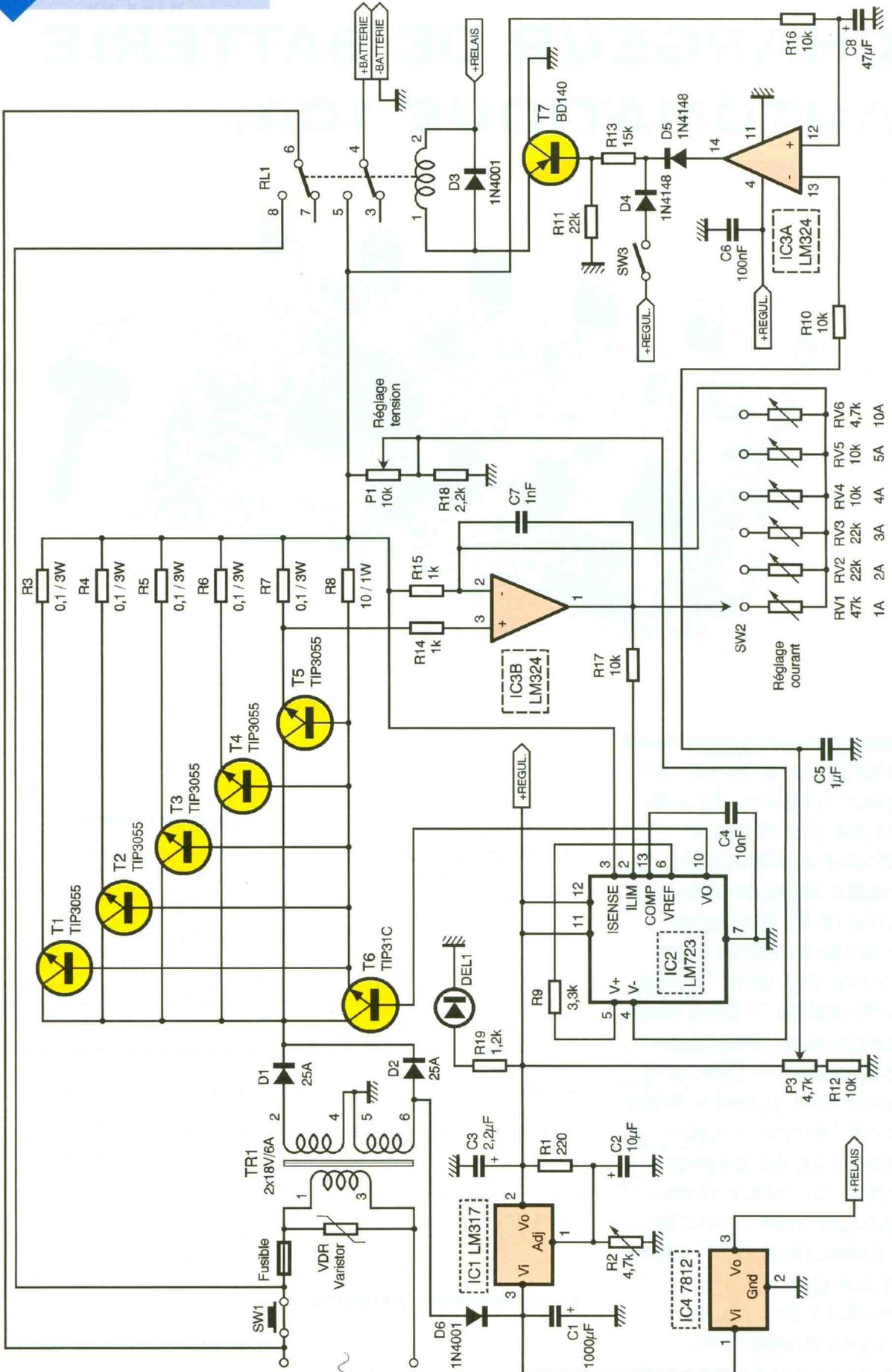
Le schéma de principe de notre réalisation est donné en **figure 1**. Malgré sa complexité qui n'est qu'apparente, le fonctionnement du chargeur est très simple. Il se dé-

compose en deux parties distinctes: la partie puissance et la partie régulation.

La partie puissance

Le transformateur utilisé est un modèle à double enroulement fournissant deux fois 18V sous un courant de 6A minimum. Le redressement est effectué par deux diodes de puissance pouvant supporter un courant de 25A, ce qui donnera la possibilité, si on le désire, d'augmenter le courant disponible en sortie du montage en augmentant simplement la puissance du transformateur. Le fait d'utiliser ce type de diodes permettra également de se contenter d'un petit dissipateur pour leur refroidissement. On peut remarquer l'absence de condensateurs de filtrage, ceux-ci étant parfaitement inutiles dans le cas qui nous intéresse, l'accumulateur à charger ne demandant pas une tension lissée.

Vient ensuite la batterie de transistors ballasts de type TIP3055 (T_1 à T_5). Chacun d'entre eux possède une résistance dite d'équilibrage connectée dans son circuit d'émetteur (résistances R_3 à R_7 de 0,1 Ω , 3W). Ainsi, si l'un des transistors tendait à débiter un courant plus fort, la



résistance limiterait ce dernier à une valeur sensiblement égale à celui débité par les autres transistors tout en réduisant sa dissipation de puissance. Si nous avons utilisé ce type de transistor en boîtier TOP₃, c'est par souci de simplification. En effet, la fixation de ce type de boîtier sur un dissipateur thermique est très simple et ne nécessite qu'un canon isolant pour l'unique trou de fixation, une semelle en mica et un jeu de vis-rondelle-écrou par transistor, ce qui est loin d'être le cas des transistors TO₃ dont le positionnement sur un refroidisseur exige tout d'abord un perçage parfaitement exact de ce dernier.

La commande des transistors ballasts nécessite un transistor de moyenne puissance. Nous avons choisi un modèle de type TIP31C. Ce dernier devant aussi fournir un certain courant à la charge, une résistance de limitation est également nécessaire, résistance qui sera d'une valeur nettement supérieure à celle des transistors ballasts (résistance R_B de 10Ω 1W). C'est sur la base de T₆ que le système de régulation agira afin de commander le courant débité par le chargeur.

La partie régulation

Cette partie du montage nécessite une tension parfaitement stable qui est obtenue par un redressement en monoalternance de la tension issue de l'un des enroulements du transformateur TR₁. Le filtrage de la tension redressée est assuré par le condensateur C₁ d'une valeur de 1000 μ F. Un régulateur de tension de type LM317 fournit une tension parfaitement filtrée, régulée et ajustable à l'aide de la résistance variable R₂. Comme nous le verrons plus loin, lors des réglages et des essais, sa tension de sortie devra être fixée à environ 17V.

La régulation du courant débité est confiée au circuit intégré IC₂ de type μ A723 (ou LM723). Ce circuit comporte en interne un comparateur, une tension de référence et une paire de transistors de sortie qui permettra la commande des transistors ballasts.

Les deux broches qui nous intéressent sont les broches ISENSE et ILIM. C'est à ces bornes que doit être connectée la résistance qui permet la mesure du courant de sortie, et la limitation de ce dernier intervient lorsqu'une d.d.p. de 0,6V naît entre les deux pôles de la résistance. On comprend donc immédiatement que plusieurs résistances de différentes valeurs seraient nécessaires selon le courant débité par le char-

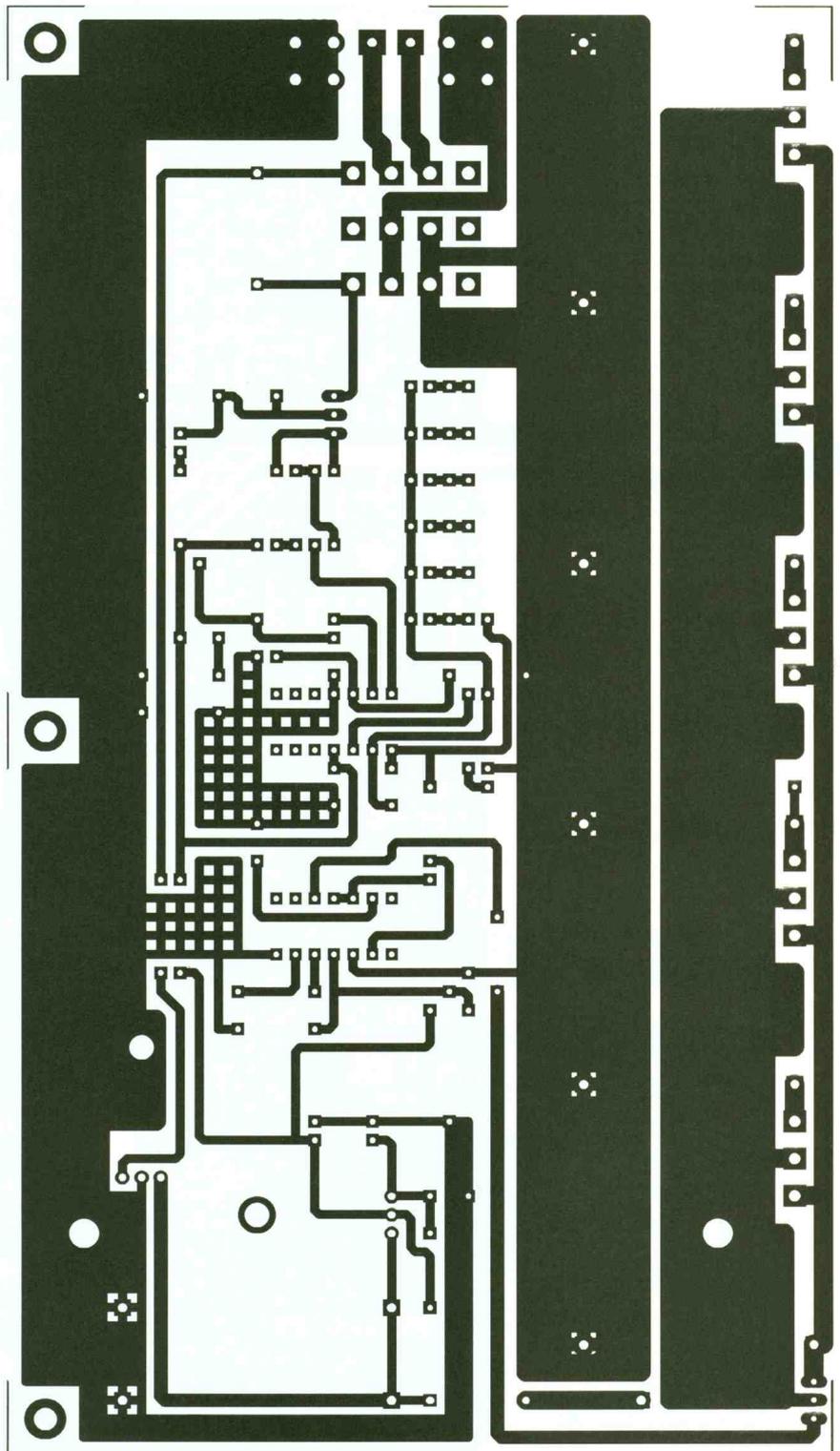
geur, ce qui compliquerait notablement la commutation et grèverait lourdement le prix de revient du montage, les résistances de puissance étant relativement onéreuses.

Nous avons donc opté pour une solution nettement plus simple, en utilisant la résistance de limitation de l'un des transistors de puissance afin de mesurer le courant. Nous

pouvons en effet supposer que le courant débité par le chargeur est réparti à peu près également entre les cinq transistors (si l'on néglige le faible courant issu du transistor de commande T₆). La résistance présentant une valeur faible, il est nécessaire d'amplifier la tension pré-

2

TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ



sente à ses bornes. C'est ce que nous avons confié à l'amplificateur opérationnel IC_{3B} de type LM 324, choisi pour sa particularité de pouvoir fonctionner à l'aide d'une tension unique. Ses deux entrées (non inverseuse et inverseuse) sont connectées aux bornes de la résis-

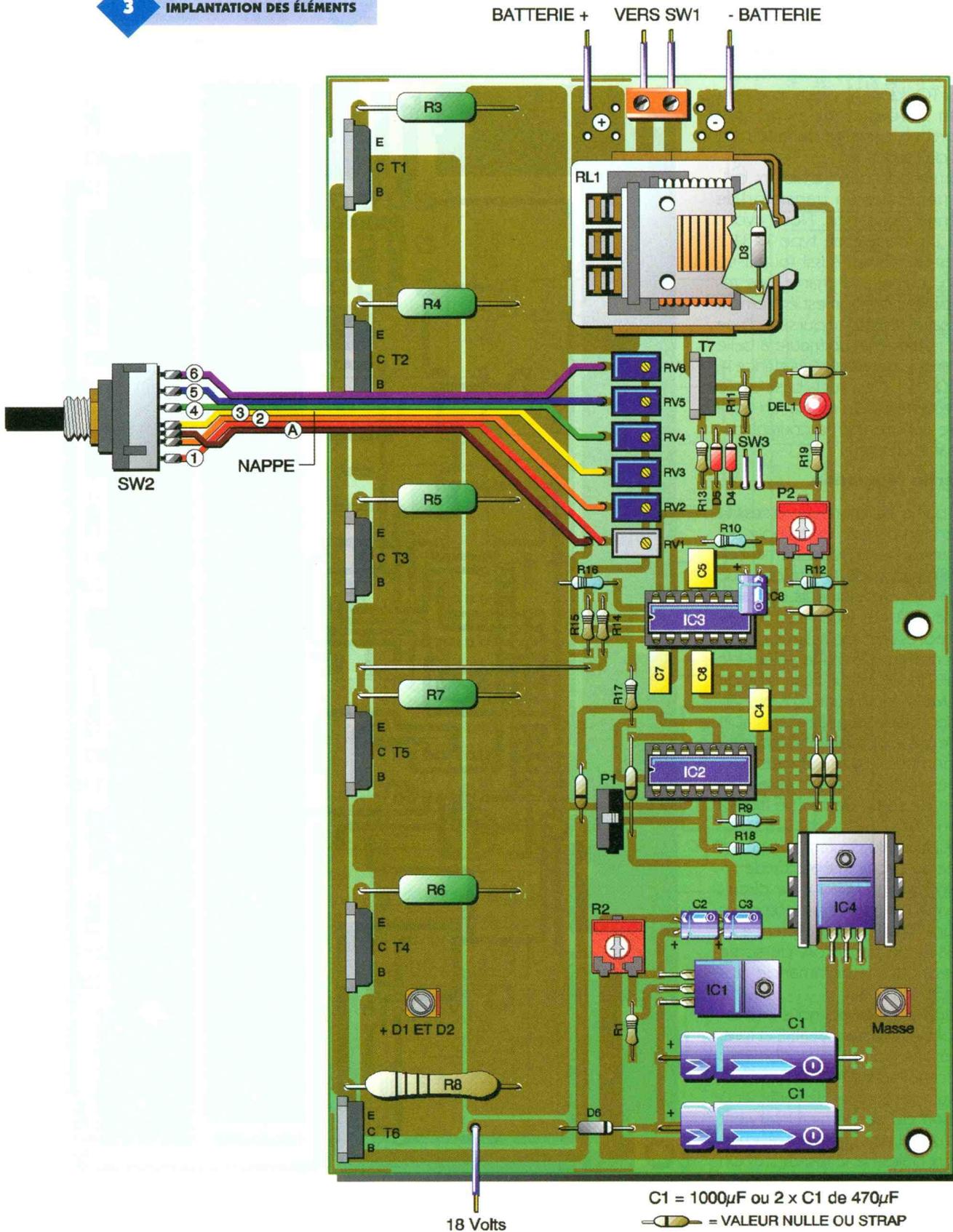
tance de mesure.

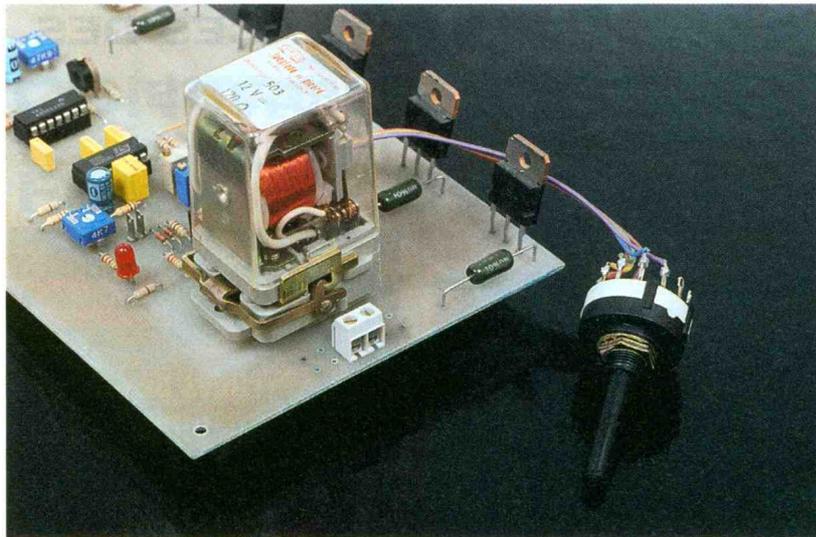
Le gain de l'amplificateur est ajusté à l'aide des résistances variables RV₁ à RV₆, et le condensateur C₇ d'une valeur de 1nF intègre les sinusoïdes, car n'oublions pas que cette tension n'est pas filtrée. La sortie de IC_{3B} commande la broche de limitation

de courant du μ A7923. Nous avons choisi arbitrairement des valeurs de 1A, 2A, 3A, 4A, 5A et 10A, mais n'importe quelle valeur intermédiaire pourra être obtenue vue la souplesse du réglage.

La tension de sortie du chargeur sera ajustée à l'aide de la résistance

3 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS





GROS PLAN SUR LE RELAIS DE PUISSANCE PLACÉ SUR SON SUPPORT

variable P_1 .

Le circuit de coupure automatique du chargeur est confié à l'amplificateur opérationnel IC_{3A} configuré en comparateur. Son entrée inverseuse reçoit une tension de référence issue du régulateur IC_1 et réglable à l'aide de la résistance P_3 . Son entrée non inverseuse est connectée à la sortie du chargeur par l'intermédiaire de la résistance R_{16} de $10\text{ k}\Omega$, formant avec le condensateur C_8 un filtre destiné à disposer d'une tension parfaitement continue. Ainsi, lorsque la tension de la batterie sera parvenue à une valeur égale à celle de la tension de référence (ce qui équivaldra à une batterie chargée), la sortie de IC_{3A} passera au niveau bas en bloquant le transistor T_7 , ce qui décollera le relais et coupera l'alimentation du chargeur.

Le commutateur SW_3 permet de mettre le chargeur sous tension même si aucune charge n'est connectée au montage, ce qui sera pratique lors des réglages.

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2** et l'on utilisera le schéma d'implantation représenté en **figure 3** afin de câbler la maquette. Avant de commencer le câblage, il conviendra de procéder à l'étamage des larges pistes véhiculant un important courant. Cet étamage sera effectué en utilisant un fer à souder de grosse puissance (100W) et en déposant une couche assez épaisse d'étain.

On implantera d'abord les straps qui seront soit des morceaux de fil de câblage, soit des résistances "valeur nulle", si on le désire. On continue-

ra par la mise en place des résistances, des condensateurs et des régulateurs de tension. Le régulateur IC_4 sera de préférence fixé sur un petit dissipateur, ce dernier devant alimenter durant une durée assez longue un relais consommant un minimum de 100mA .

Les circuits intégrés seront positionnés sur des supports. Les résistances RV_1 à RV_6 seront obligatoirement des modèles multitours permettant un réglage fin et durable du courant de sortie.

On achèvera le câblage par la mise en place des six transistors de puissance, transistors qui devront être fixés sur un dissipateur de grande taille et de plus faible résistance thermique possible.

Les résistances de puissance R_3 à R_8 devront être soudées sur la platine en laissant un espace minimum de 5mm afin d'obtenir une ventilation efficace de ces dernières.

Les câbles provenant des diodes (+) et du point milieu du transformateur (-) seront fixés sur la platine à l'aide de connecteurs automobile (ou fast-

on) directement fixés sur celle-ci à l'aide de vis et d'écrous.

La sortie du chargeur se fera à l'aide de quatre fils ($1,5\text{mm}^2$) soudés sur le circuit aux endroits indiqués sur le dessin d'implantation.

Après une minutieuse vérification des soudures, nous pourrons passer aux essais.

Les réglages et les essais.

On ne positionnera pas immédiatement les deux circuits intégrés IC_2 et IC_3 sur leur support. Il conviendra de connecter les câbles d'alimentation + et - provenant des diodes de redressement et du point milieu du transformateur aux endroits indiqués " + D_1 ET D_2 " et " MASSE " sur la platine. On connectera également l'une des extrémités de l'un des enroulements au point marqué " 18V ".

On mettra le montage sous tension et l'on réglera la tension de sortie de IC_1 à $+17\text{V}$. La platine hors tension, on placera IC_2 et IC_3 sur leur support respectif et l'on alimentera à nouveau le montage. Par action sur la résistance ajustable P_1 on ajustera la tension de sortie à $+14,4\text{V}$.

En manoeuvrant la résistance P_3 , on vérifiera que le relais décolle lorsque la tension issue du curseur de P_3 dépasse très légèrement la valeur de la tension de sortie. On connectera ensuite une batterie en sortie du chargeur en positionnant le commutateur SW_2 de manière à mettre la résistance RV_1 en service. En appuyant sur le bouton poussoir SW_1 , le relais devra coller et en insérant un ampèremètre réglé sur la gamme 10A ou 20A dans la ligne positive de sortie, on lira le courant de charge. En ajustant RV_1 , on règle-

ON DISTINGUE LE TRANSISTOR TIP31C ET LA RÉSISTANCE DE PUISSANCE R_8



ra ce courant à 1A. Il faudra procéder de la même manière avec les cinq autres ajustables (RV₂, RV₃, RV₄, RV₅ et RV₆) en réglant le courant à la valeur souhaitée.

On pourrait envisager la transformation de ce chargeur et son utilisation pour la recharge de batterie plus puissante (jusqu'à 200Ah). Le courant de charge devra alors atteindre 20A. Il est évident que le nombre de transistors ballasts ne sera alors pas suffisant. En effet, dans ce cas, chaque transistor devra dissiper une puissance approximative de 40W dans le pire des cas (batterie très déchargée).

Il conviendra d'ajouter deux transistors supplémentaires ainsi que leur résistance de limitation. Le transformateur devra être échangé contre un modèle d'une puissance de 400VA. Pour une utilisation intensive, il est également recommandé de disposer un ventilateur à l'intérieur du coffret. Il sera de type 12V et alimenté à l'aide du régulateur IC₄.

Patrice OGUIC

NOMENCLATURE

Résistances:

R₁ : 220 Ω
(rouge, rouge, marron)
R₂ : résistance ajustable 4,7 kΩ
R₃, R₄, R₅, R₆, R₇ : 0,1 Ω 3W
R₈ : 10 Ω
(marron, noir, noir) 1W
R₉ : 3,3 kΩ
(orange, orange, rouge)
R₁₀, R₁₂, R₁₆, R₁₇ : 10 kΩ
(marron, noir, orange)
R₁₁ : 22 kΩ
(rouge, rouge, orange)
R₁₃ : 15 kΩ
(marron, vert, orange)
R₁₄, R₁₅ : 1 kΩ
(marron, noir, rouge)
R₁₈ : 2,2 kΩ
(rouge, rouge, rouge)
R₁₉ : 1,2 kΩ
(marron, rouge, rouge)
P₁ : résistance ajustable 10 kΩ
P₃ : résistance ajustable 4,7 kΩ
P₂ n'existe pas (R₂)

RV₁ : résistance ajustable multitours 47 kΩ
RV₂ : résistance ajustable multitours 22 kΩ
RV₃ : résistance ajustable multitours 22 kΩ

RV₄ : résistance ajustable multitours 10 kΩ
RV₅ : résistance ajustable multitours 10 kΩ
RV₆ : résistance ajustable multitours 4,7 kΩ

Condensateurs:

C₁ : 1000 μF ou 2 X 470 μF, 35V
C₂ : 10 μF, 25V
C₃ : 2,2 μF, 25V
C₄ : 10 nF
C₅ : 1 μF
C₆ : 100 nF
C₇ : 1 nF
C₈ : 47 μF, 25V

Semi-conducteurs:

T₁, T₂, T₃, T₄, T₅ : TIP3055
T₆ : TIP31C
T₇ : 2N6041 ou BD140 (dans ce dernier cas, il conviendra d'orienter la semelle du transistor vers les résistances ajustables RV₁ à RV₆ : base et émetteur inversés sur les boîtiers TO126 par rapport aux boîtiers TO220)
D₁, D₂ : diodes de redressement à vis 25A (hors carte)
D₃, D₆ : 1N4001 à 1N4007
D₄, D₅ : 1N4148
DEL₁ : diode électroluminescente rouge

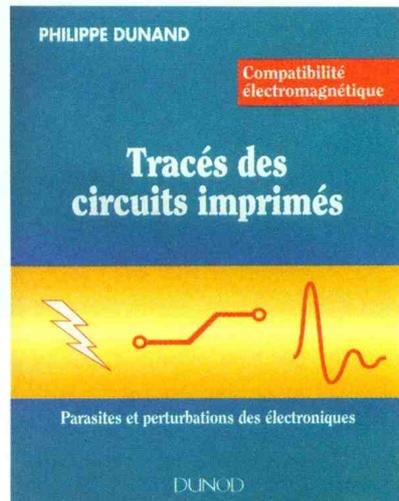
Circuits intégrés:

IC₁ : régulateur de tension LM317
IC₂ : μA723 ou LM723
IC₃ : LM324
IC₄ : régulateur de tension 7812

Divers:

2 supports pour circuit intégré 14 broches
1 commutateur rotatif type LORLIN 1 galette 6 positions
1 bouton poussoir (hors carte)
1 interrupteur unipolaire (hors carte)
1 relais de puissance bobine 12V pouvoir de coupure 10A par contact
1 transformateur 2 X 18V, 6A (hors carte)
1 varistor (hors carte)
1 porte-fusible (hors carte)
1 fusible (hors carte)
1 coffret au choix
1 refroidisseur thermique

TRACÉS DES CIRCUITS IMPRIMÉS



Les parasites posent de nombreux problèmes à toutes les personnes concernées par la conception, l'installation et la mise en œuvre de systèmes électriques ou électroniques. Dans encore bien des cas, ces problèmes ne sont traités qu'après coup et le tâtonnement reste trop souvent la seule méthode de mise au point ou d'investigation.

L'évolution des systèmes et l'apparition de réglementations internationales imposent dorénavant une prise en compte de ces phénomènes dès le début de la conception des équipements. Toutes les étapes, de la feuille blanche à l'installation, doivent donc intégrer le paramètre Compatibilité ElectroMagnétique. Les informations pratiques contenues dans ce manuel permettent de prendre en compte les points essentiels de routage d'une carte de circuit imprimé.

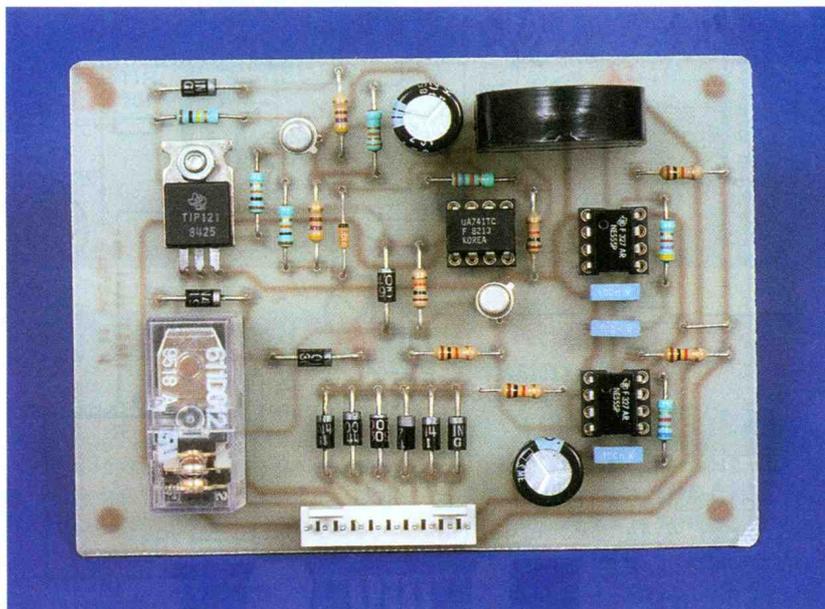
Ce manuel a pour objectif d'expliquer les différents modes de couplage sur une carte électronique. Des conseils simples et pratiques permettront aux personnes concernées par le routage des cartes de circuits imprimés de maîtriser les règles à appliquer dès le début de la conception d'une carte électronique.

Volume broché de 148 pages
au prix de 150F
DUNOD Editeur



CONTRÔLE D'EXTINCTION DES FEUX ET DU PLAFONNIER.

Qui n'a jamais oublié ses phares allumés après avoir quitté son véhicule ? Cette situation étant préjudiciable pour la batterie il est utile de disposer d'un système qui attire l'attention du conducteur. C'est le but du montage que nous vous proposons dans ces pages.



Avertir le conducteur qu'il a oublié d'éteindre un équipement électrique avant qu'il ne quitte son véhicule peut lui éviter de se retrouver bloqué quelques heures plus tard. De nombreux montages existent pour répondre à ce problème. Le montage que nous vous proposons dispose d'une deuxième fonction qui se charge de prolonger l'allumage de la lampe du plafonnier, sans pour autant déclencher l'avertisseur de surveillance des feux.

schéma

Le schéma de notre montage est visible en **figure 1**. Les dispositifs à contrôler verront leur borne d'alimentation positive connectée sur les diodes d'entrée via CN₁. Les diodes permettent de réaliser une fonction logique "ET" à plusieurs entrées. Si l'un des équipements à surveiller est alimenté, le potentiel appliqué aux bornes de la résistance R₁ sera de 11,4V (soit les 12V de la batterie moins la chute de tension aux bornes des diodes). D'un point de vue logique ce potentiel correspond à un niveau haut. Si la tension issue de la clé de contact (broche 2 de CN₁) est au niveau haut, le transistor T₃ voit sa base alimentée. Avec les valeurs retenues pour R₁₀ et R₉, le transistor T₃

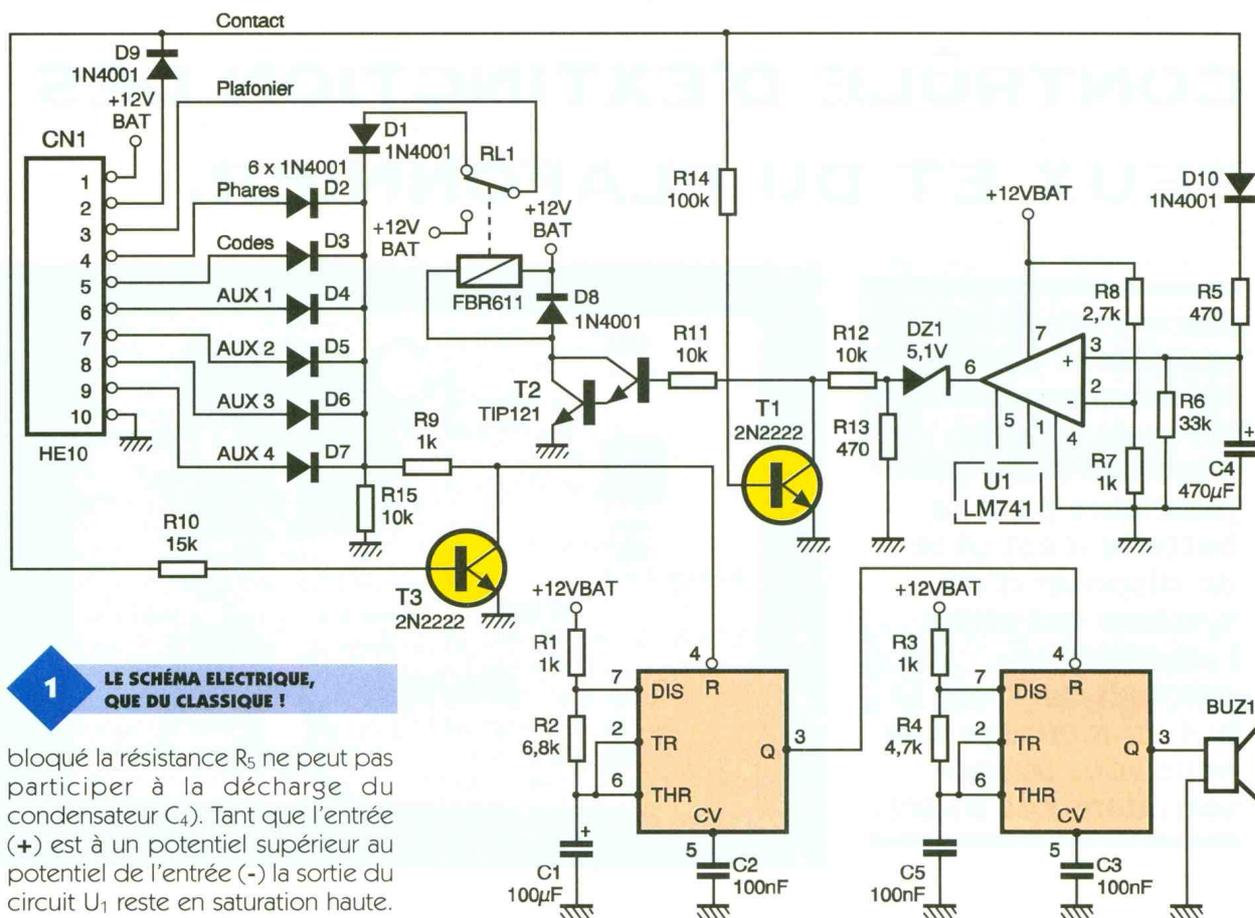
est dans un état saturé si le contact est mis. Dans ce cas l'oscillateur articulé autour du circuit U₃ est bloqué (niveau bas sur la broche 4). Dès que la clé de contact est mise en position d'arrêt, la base du transistor T₃ n'est plus alimentée. Le transistor devient bloqué. Si l'une des entrées à surveiller est au niveau haut, la broche 4 du circuit U₃ passe au niveau haut. L'oscillateur astable organisé autour de U₃ se met en action. La sortie du circuit U₃ va osciller à une fréquence très basse en raison de la valeur des éléments R₁, R₂ et C₁. Le circuit U₃ va piloter à son tour le circuit U₂. La fréquence d'oscillation du circuit U₂ est nettement plus élevée cette fois-ci, en vue d'exciter le transducteur piézo-électrique (BUZ₁) d'une façon audible. Le résultat de l'association des circuits U₃ et U₂ est un signal audible saccadé (plus agréable et plus supportable qu'un signal émis de façon continue).

Voici pour la partie de surveillance des équipements. Abordons maintenant la partie qui se charge de maintenir le plafonnier allumé quelques instants après le retrait de la clé de contact. Tant que le contact est établi le transistor T₁ voit sa base suffisamment polarisée pour le maintenir en conduction saturée. Pendant ce temps le transistor T₂ ne peut donc pas conduire,

quel que soit l'état de la sortie du circuit U₁.

Toujours pendant que le contact est mis, le condensateur C₄ voit sa charge maintenue par la résistance R₅, alimentée via la diode D₁₀. La résistance R₆ ayant une valeur très grande par rapport à celle de R₅, son influence est négligeable sur la tension de charge finale du condensateur C₄ (rapport du pont diviseur R₅ et R₆ quasiment égal à 1). L'entrée notée (+) du circuit U₁ est alors à un potentiel proche de 11,4V_{DC}. L'entrée notée (-) est, quant à elle, amenée à environ 3,2V en raison de la présence du pont diviseur constitué de R₇ et R₈. La différence de potentiel des entrées du circuit U₁ amène ce dernier en saturation haute. La sortie du circuit U₁ est alors à un potentiel proche de 10V_{DC} (12V_{DC} moins la tension de saturation haute du circuit). La diode Zener DZ₁ est alors polarisée dans sa zone d'avalanche, de sorte que la tension aux bornes de la résistance R₁₃ sera environ de 5V_{DC}. N'oublions pas que le transistor T₁ étant passant, le courant de base de T₂ fourni par R₁₂ est dévié, ce qui empêche T₂ de conduire.

Quand la clé de contact est retirée le condensateur C₄ est chargé. Le potentiel de l'entrée notée (+) va décroître lentement, au rythme imposé par la constante de temps liée à C₄ et R₆ (la diode D₁₀ étant à l'état



1 LE SCHÉMA ELECTRIQUE, QUE DU CLASSIQUE !

bloqué la résistance R_5 ne peut pas participer à la décharge du condensateur C_4). Tant que l'entrée (+) est à un potentiel supérieur au potentiel de l'entrée (-) la sortie du circuit U_1 reste en saturation haute. Pendant ce temps le transistor T_1 n'étant plus alimenté, il ne peut plus soustraire le courant de base du transistor T_2 . Ce dernier devient conducteur et alimente le relais qui à son tour alimente la lampe du plafonnier.

Lorsque le potentiel aux bornes de C_4 chute en dessous du potentiel de l'entrée (-), la sortie du circuit U_1 passe en saturation basse. En raison de la constitution interne du circuit U_1 , la sortie ne peut descendre en dessous de $2V_{DC}$ environ. Mais grâce à la diode Zener DZ la tension résiduelle en saturation basse est bloquée de sorte que la tension aux bornes de la résistance R_{13} passe à $0V_{DC}$. Le transistor T_2 cesse de conduire ce qui libère le relais.

En définitive, la temporisation qui permet le maintien de l'allumage de la lampe du plafonnier dépend uniquement de la constante de temps imposée par R_6 et C_4 . Si vous souhaitez modifier cette constante vous n'aurez qu'à modifier la valeur de C_4 ou de R_6 . Notez toutefois que la valeur de la résistance R_6 doit rester très grande devant la valeur de R_5 . Limitez tout de même la valeur de R_6 à $1M\Omega$ maximum et la valeur de C_4 à $1000\mu F$.

Vous aurez noté que l'entrée de surveillance du plafonnier passe par le contact repos du relais RL_1 .

Quand le relais est excité par le transistor T_2 , l'entrée de surveillance du plafonnier est déconnectée automatiquement. Ceci évite de déclencher inutilement le signal audible. Par contre dès que la temporisation du plafonnier est terminée, le relais revient au repos et l'entrée est de nouveau mise sous surveillance.

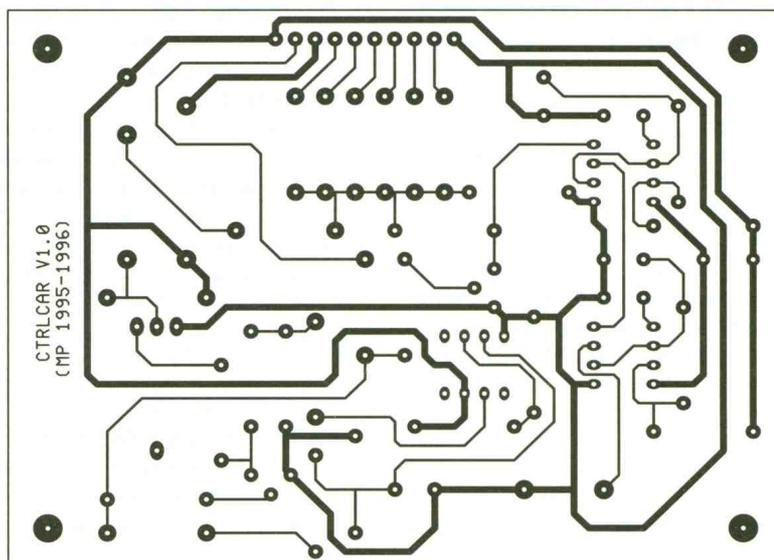
Le montage sera alimenté directement par la batterie du véhicule. Les circuits retenus pour ce montage peuvent être alimentés directe-

ment en $12V_{DC}$, ce qui évite l'usage d'un régulateur. Ne vous trompez pas de polarité, au moment de raccorder le montage, car il n'y a pas de protection.

Réalisation

Le dessin du circuit imprimé à réaliser est visible en **figure 2**. La vue

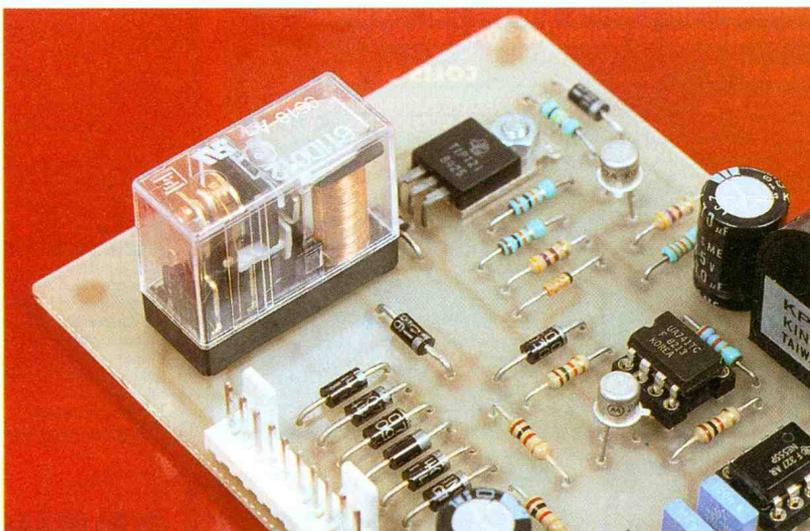
2 LE CIRCUIT IMPRIMÉ SIMPLE FACE AVEC UN SEUL STRAP.



d'implantation associée est reproduite en **figure 3**. Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre, pour la plupart. En raison de la taille réduite des pastilles concernées, il vaudra mieux utiliser des forets de bonne qualité (pour éviter d'emporter les pastilles). En ce qui concerne CN₁, T₂ et les diodes, il faudra percer les pastilles avec un foret de 1 mm de diamètre. Enfin pour le transducteur piézo-électrique, il faudra percer les pastilles avec un foret de 2 mm de diamètre.

Avant de réaliser le circuit imprimé, il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurer qu'ils s'implanteront correctement. Cette remarque concerne particulièrement le transducteur piézo-électrique.

Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. N'oubliez pas l'unique strap à implanter sur le circuit (voir la figure 3). Soyez attentifs au sens des condensateurs, et des composants actifs. Étant donné que dans une automobile les vibrations sont très importantes, il est peu recommandé de monter les circuits intégrés sur des supports. Il vaut mieux souder soigneusement tous les composants sur le circuit imprimé. Pour cette raison il faut bien veiller au sens d'implantation des circuits intégrés avant la première mise sous tension. L'erreur n'est pas permise à ce niveau. Si vous tenez absolument à monter les circuits intégrés sur des supports, choisissez des supports de type "tulipe" et prévoyez un moyen de maintenir les circuits en place (mousse très serrée dans un boîtier, par exemple). Aucun réglage n'est nécessaire. Le

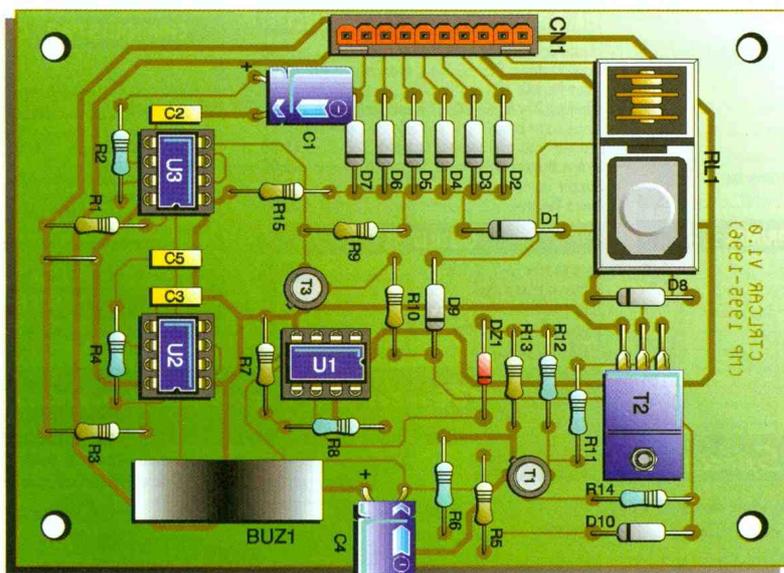


SI L'ON CHOISIT DES SUPPORTS, PRENDRE DES CONTACTS TULIPE.

montage doit fonctionner dès la mise sous tension. Si vous choisissez d'installer le montage dans l'habitacle du véhicule sans boîtier (ce que l'auteur déconseille vivement), veuillez choisir un emplacement suffisamment accessible. Si vous avez soudé les fils directement sur le circuit imprimé (sans adjoindre le connecteur CN₁) soyez particulièrement vigilant pour ne pas créer un court-circuit avec la tôle lors de l'installation. Enfin, placez le circuit légèrement surélevé à l'aide de petites entretoises (en plastique de préférence).

Souhaitons que ce petit montage sans prétention vous rende néanmoins de grands services.

3 UNE IMPLANTATION AU CORDEAU



NOMENCLATURE

BUZ₁ : Transducteur Piézo-électrique vertical au pas de 10,24mm (par exemple Euroind référence KPE-520).

C₁ : 100 µF 25 V, sorties radiales

C₂, C₃, C₄ : 100 nF

C₅ : 470 µF 25 V, sorties radiales

CN₁ : Barrette mini-KK, 10 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence MOLEX 22-27-2101.

D₁ à D₁₀ : 1N4001 (diode de redressement 1A/100V)

DZ1 : Diode Zener 5,1V 1/4W

R₁, R₂, R₃, R₄ : 1kΩ 1/4W 5 % (Marron, Noir, Rouge)

R₅ : 6,8 kΩ 1/4W 5 % (Bleu, Gris, Rouge)

R₆ : 4,7 kΩ 1/4W 5 % (Jaune, Violet, Rouge)

R₇, R₈ : 470 Ω 1/4W 5 % (Jaune, Violet, Marron)

R₉ : 33 kΩ 1/4W 5 % (Orange, Orange, Orange)

R₁₀ : 2,7 kΩ 1/4W 5 % (Rouge, Violet, Rouge)

R₁₁ : 15 kΩ 1/4W 5 % (Marron, Vert, Orange)

R₁₂, R₁₃, R₁₅ : 10 kΩ 1/4W 5 % (Marron, Noir, Orange)

R₁₄ : 100 kΩ 1/4W 5 % (Marron, Noir, Jaune)

RL : Relais 12V, 1 contact repos et travail, pouvoir de coupure 10A, à souder sur circuit imprimé, référence FUJITSU FBR611-D012 (ou équivalent).

T₁, T₃ : 2N2222

T₂ : TIP121

U₁ : LM741

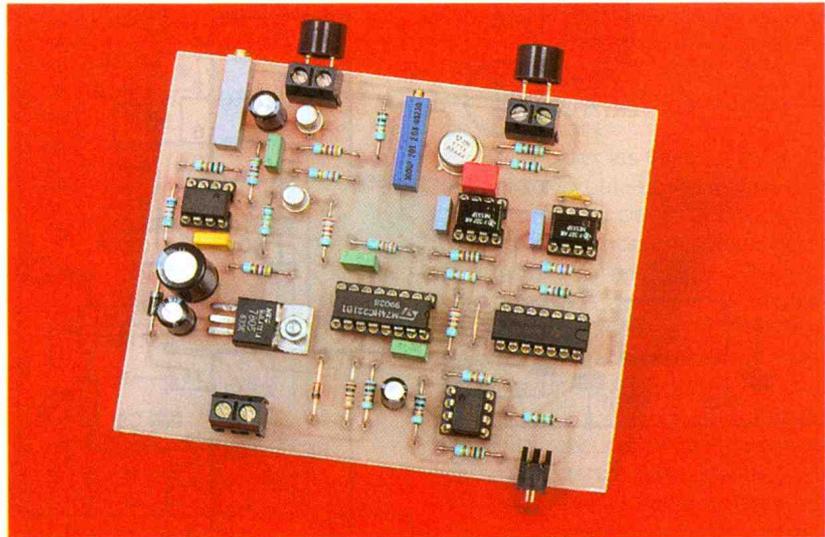
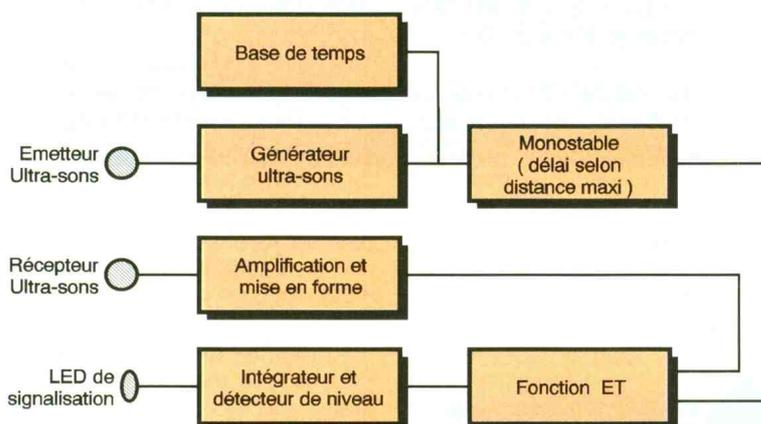
U₂, U₃ : NE555

Manœuvrer une automobile pour s'insérer dans une place de parking très serrée n'est pas toujours une chose facile. Avec l'aide d'une seconde personne qui vous guide, hors du véhicule, c'est déjà plus simple. Mais on ne rencontre pas toujours une âme compatissante qui accepte de venir à notre secours. Le petit radar que nous vous proposons ce mois-ci devrait vous aider à vous garer dans un "mouchoir de poche" sans aide extérieure.

Schéma

Le schéma synoptique de notre montage est visible en **figure 1** tandis que le schéma électronique est représenté en **figure 2**. L'idée du montage consiste à émettre un train d'ultrasons et d'en attendre l'écho dans un temps fixé. Le temps d'attente de l'écho détermine la distance à partir de laquelle on détecte qu'un obstacle est proche. La base de temps est articulée au-

1 SYNOPTIQUE



RADAR DE REcul

tour du circuit U_1 monté en multivibrateur astable. Le signal de sortie du multivibrateur est inversé par la porte U_{6D} pour obtenir une impulsion de 0,5ms toutes les 10ms. La porte U_{6D} est nécessaire car le circuit U_1 ne peut pas générer un signal dont le temps à l'état bas dépasse le temps à l'état haut.

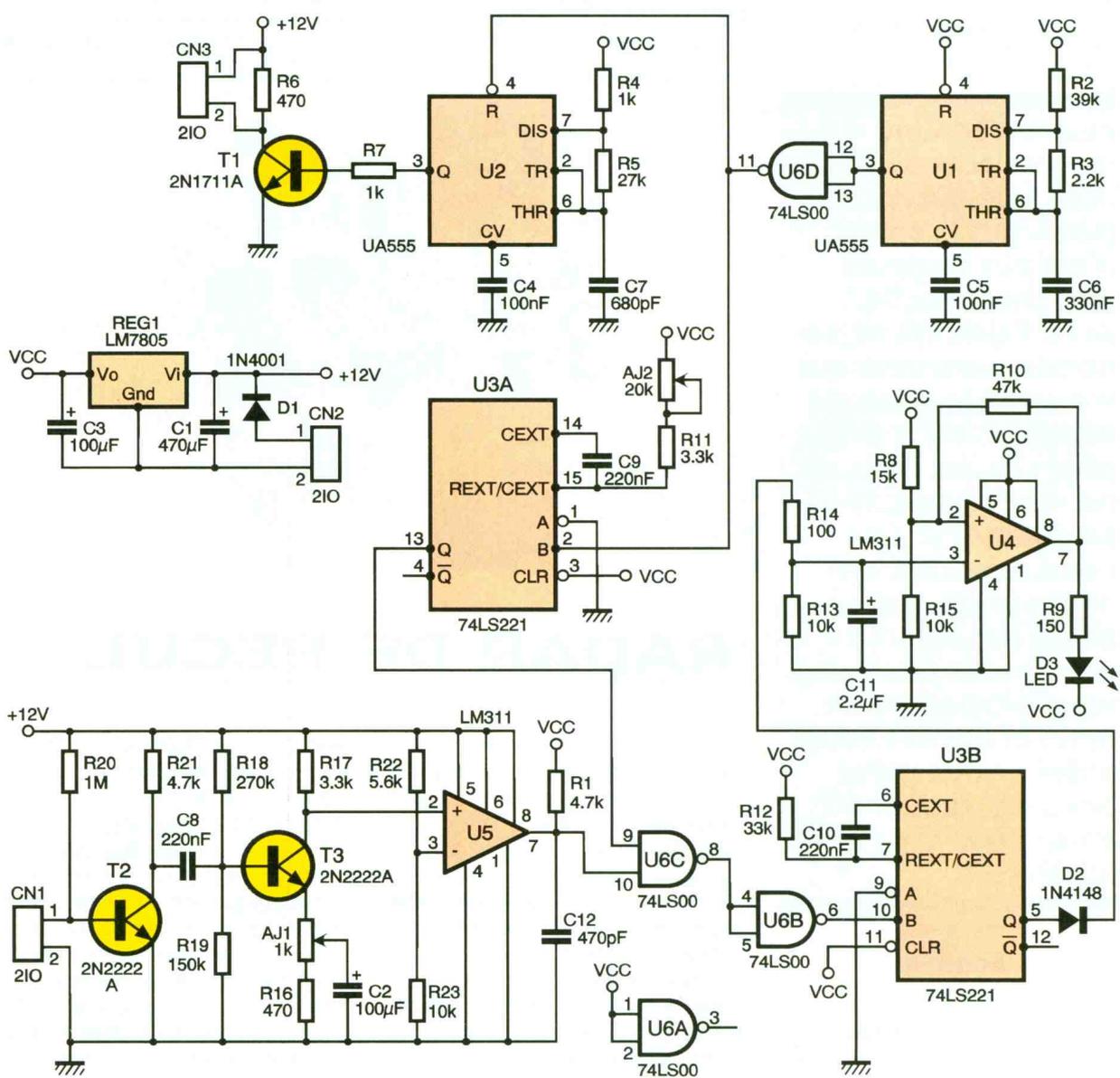
Lorsque la sortie de la porte U_{6D} est à l'état haut, elle autorise l'oscillateur U_2 à fonctionner. Le circuit U_2 génère le signal ultrasonique destiné au transducteur émetteur relié à CN3. Le transistor T_1 permet d'amplifier la sortie du circuit U_2 . Notez que le transducteur est alimenté directement à partir du 12V issu de la batterie du véhicule, via D_1 . Il faudra être prudent au choix du transducteur et éviter les modèles en métal. Nous y reviendrons plus tard, dans le paragraphe consacré à la réalisation. Par ailleurs, la composante continue appliquée au transducteur émetteur n'est pas

nulle. Ceci n'est habituellement pas recommandé pour une question de durée de vie du transducteur. Pour remédier à ce problème, il faudrait alimenter le transducteur émetteur par un montage en pont (4 transistors plus la logique de commande). Etant donné que notre montage ne fonctionnera pas en permanence, nous avons préféré garder une solution bien plus simple. La résistance R_6 , placée aux bornes du transducteur émetteur, permet de décharger rapidement la capacité du transducteur, pour augmenter l'amplitude du signal d'excitation.

Le transducteur récepteur sera connecté à CN1. Le signal reçu en écho du train d'ondes ultrasonores sera amplifié par les transistors T_1 et T_3 . Finalement le signal reçu sera mis en forme par le comparateur U_5 . Notez au passage que la section amplification et mise en forme est alimentée sous 12VDC. La sortie du comparateur U_5 est une sortie à collecteur ouvert. Il suffit donc de porter la résistance de rappel (R_1) à VCC pour effectuer l'adaptation de niveau avec les portes logiques.

Au moment du front montant du signal issu de la porte U_{6D} (lorsque le train d'ondes est mis en route), le monostable U_{3A} est déclenché. Sa sortie passe à l'état haut pour une durée déterminée par AJ_2 , R_{11} et C_9 . Tant que la sortie de U_{3A} est à l'état haut, elle valide la porte U_{6C} qui peut transmettre le signal de réception de l'écho, après mise en forme.

Si l'écho arrive avant la fin du temps réglé par AJ_2 , cela déclenche le mo-



2

LE SCHÉMA COMPLET

monostable U_{3B}.

Le son se déplace à la vitesse de :
V = 333 m/s environ.

Pour déterminer le temps que mettra

l'écho de notre train d'ondes pour revenir d'un obstacle situé à une distance D, il ne faut pas oublier que le chemin parcouru sera double. Le temps de validation fourni par le monostable U_{3A} est donc lié à la distance par la formule :

$$T = 2xD/V$$

Avec les valeurs retenues pour notre montage, la distance de détection pourra varier entre 10cm et 90cm environ.

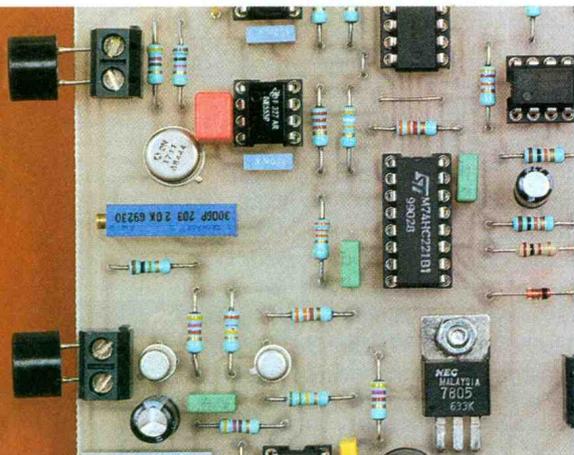
Lorsque la sortie du monostable U_{3B} passe à l'état haut, elle charge rapidement le condensateur C₁₁ via D₂ et R₁₄. Le comparateur U₄, monté en trigger, voit alors son entrée "-" passer à un potentiel supérieur à son entrée "+". La sortie du comparateur passe alors à l'état bas ce qui alimente la diode LED D₃. A chaque

train d'ondes émis, si l'écho arrive avant le temps réglé par AJ₂, le monostable U_{3B} sera de nouveau déclenché, ce qui va recharger le condensateur C₁₁.

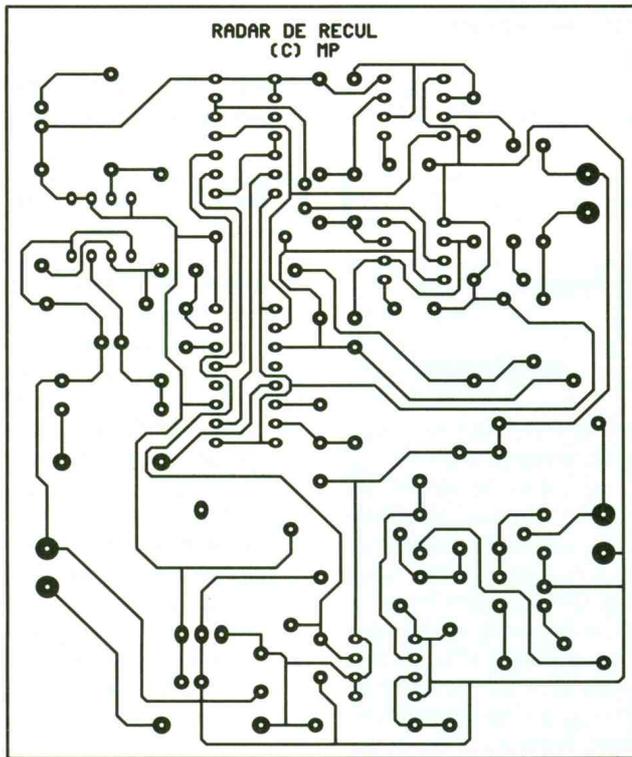
Si l'écho est trop faible ou trop en retard, ce qui correspond dans les deux cas à une distance trop longue, le monostable U_{3B} ne sera pas déclenché car la porte U_{6C} bloque le signal (le temps imposé par U_{3A} est dépassé). Le condensateur C₁₁ pourra se décharger via R₁₃, avec une constante de temps relativement longue.

Si les échos suivants arrivent aussi en retard, le condensateur C₁₁ se déchargera suffisamment pour que la sortie du comparateur U₄ passe à l'état haut, ce qui éteindra la diode LED D₃.

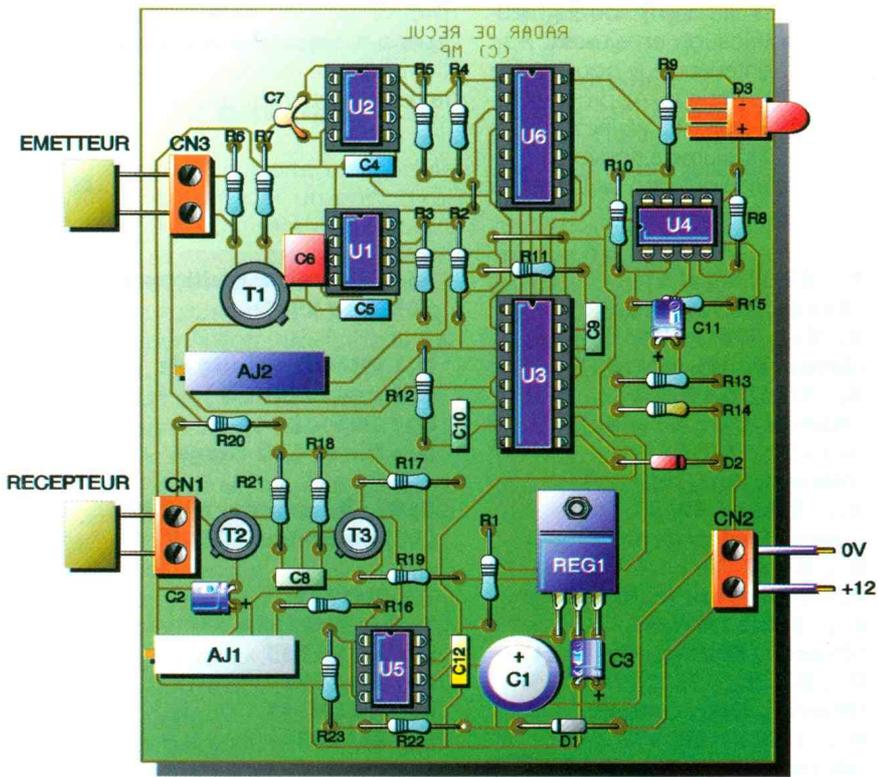
Pour en finir avec le schéma, ajoutons que le montage sera alimenté par une tension de 12V_{DC} issue de la batterie (ou prise en parallèle sur les



UNE MISE EN ŒUVRE SIMPLE
AVEC LES TROIS BORNES



3/4 **CIRCUIT IMPRIMÉ ET IMPLANTATION AVEC UN SEUL STRAP**



feux de recul). La diode D₁ permet de protéger le montage contre l'inversion de polarité de l'alimentation, ce qui rendra service aux étourdis (dont l'auteur fait partie de temps en temps). La partie logique du montage est alimentée par le régulateur LM7805 (REG₁).

Réalisation

Avant de réaliser le circuit imprimé, il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurez qu'ils s'implanteront correctement. Cette remarque concerne particulièrement les ajustables multitoirs

AJ₁ et AJ₂. Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentifs au sens des condensateurs et des circuits intégrés. N'oubliez pas les deux straps qu'il est préférable d'implanter en premier, pour plus de commodité. Pour raccorder les transducteurs ultrasoniques, utilisez du câble une paire torsadée de 25 à 50 cm au maximum. Le montage devra donc être installé à l'arrière du véhicule. N'essayez pas de placer le montage près du tableau de bord puis de déporter les transducteurs sur toute la longueur du véhicule. Bien que l'impédance d'entrée de l'amplificateur soit relativement basse (résistance base-émetteur de T₂), vous risquez de récupérer pas mal de parasites. Si vous installez le montage dans le coffre de votre voiture, par exemple, il vous faudra trouver un orifice pour faire passer les fils, les transducteurs devant prendre place à l'extérieur bien évidemment. Si vous préférez installer le montage sous le pare-chocs arrière, installez-le dans un boîtier rendu parfaitement étanche pour résister aux intempéries.

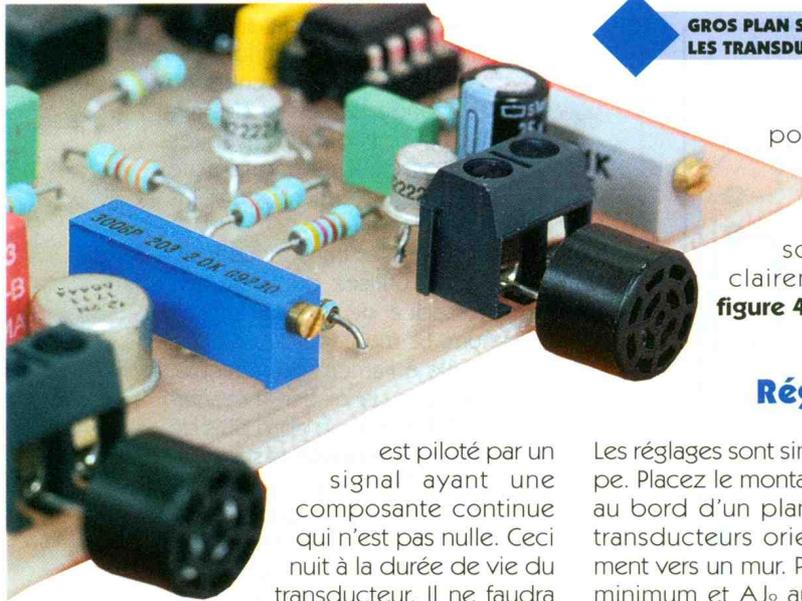
Selon le modèle de transducteur que vous achèterez, vous pourrez, ou non, intervertir l'émetteur et le récepteur. Le modèle indiqué en référence dans la nomenclature est réversible. Si vous utilisez un autre modèle faites-vous préciser par le vendeur lequel est l'émetteur et lequel est le récepteur. Si les transducteurs que l'on vous propose sont en métal, réfléchissez bien à ce que vous faites.

Il faudra ensuite veiller à ne pas les mettre en contact avec la masse du véhicule, sinon vous risquez de court-circuiter les signaux. Ceci est particulièrement gênant pour le transducteur émetteur, puisque, dans ce cas, vous court-circuiteriez la batterie via la diode D₁ qui fera office de fusible! Mieux vaut donc choisir un modèle dont le boîtier est en plastique.

Pour alimenter le montage vous avez le choix entre deux solutions : soit directement par la batterie, soit en parallèle sur les feux de recul. Dans ce deuxième cas de figure, le montage ne fonctionnera que le temps nécessaire à la manœuvre, ce qui est sûrement la meilleure des solutions.

Si vous préférez alimenter le montage en fixe, n'oubliez pas d'ajouter un interrupteur en série avec le +12V pour pouvoir l'éteindre. Rappelons que le transducteur émetteur

GROS PLAN SUR LES TRANSDUCTEURS



Les polarités sont les mêmes que pour la diode LED, et elles sont indiquées clairement sur la figure 4.

Réglages

est piloté par un signal ayant une composante continue qui n'est pas nulle. Ceci nuit à la durée de vie du transducteur. Il ne faudra donc pas oublier d'éteindre le montage, faute de quoi le transducteur ne vivra que quelques semaines (à moins que vous ne rouliez pas beaucoup!).

Pour notre prototype, la diode LED D₃ a été installée directement sur le circuit imprimé. Il est évident que vous devrez déporter cette diode LED jusqu'au tableau de bord, car sinon le signal lumineux ne servirait à rien.

Si vous le souhaitez, vous pourrez remplacer la diode LED par un buzzer (de préférence piézo-électrique). Dans ce cas, vous devrez remplacer la résistance R₉ par un strap et bien repérer les polarités d'alimentation du buzzer. Les

réglages sont simples, en principe. Placez le montage bien dégagé au bord d'un plan de travail, les transducteurs orientés parallèlement vers un mur. Pré-réglez AJ₁ au minimum et AJ₂ au maximum, de sorte que la distance de détection n'ait pas d'incidence sur la suite des opérations. La diode LED D₃ doit alors être éteinte. Placez ensuite un objet à environ 50 centimètres des transducteurs. Réglez AJ₁ pour que la diode LED s'allume.

Lorsque la diode LED s'allume, cela signifie que le signal reçu est suffisamment amplifié. Ensuite, déplacez l'objet à la distance qui vous intéresse. Vérifiez que la diode LED est toujours allumée, sinon augmentez l'amplification en ajustant AJ₁. Réglez maintenant AJ₂ pour que la diode LED s'éteigne. Approchez légèrement l'objet et vérifiez que la diode LED s'allume à nouveau.

Lors de la manipulation de l'objet, la

LED peut clignoter en raison d'échos multiples occasionnés par l'opérateur. Ignorez ces états transitoires. Pour la même raison, il faudra veiller à ce que les transducteurs soient bien au bord du plan de travail.

Vous constaterez, sur le terrain, que la diode LED peut clignoter selon la position des obstacles et selon le mouvement de la voiture.

Il est évident que l'indication donnée par notre appareil ne peut pas tenir compte de tous les cas de figures. Par exemple, certaines automobiles qui sont relativement basses seront facilement détectées par notre radar. D'autres automobiles qui sont plus hautes avec un pare-chocs avancé sont plus difficiles à détecter, l'écho n'arrivant pas exactement dans l'axe du transducteur (cas des véhicules 4x4 par exemple). Il faudra donc tenir compte des transitions de l'état de la LED et tirer une conclusion en fonction du véhicule placé en amont.

Vous voici maintenant équipés pour affronter un peu plus sereinement les manœuvres les plus délicates. Mais n'ayez pas une confiance aveugle dans votre appareillage. Au volant de son véhicule il faut faire preuve de bon sens et surveiller quand même attentivement ses rétroviseurs. Le montage vous donnera seulement une indication..

NOMENCLATURE

CN₁, CN₂, CN₃ : Bornier de connexion à vis, 2 plots, au pas de 5,08mm, à souder sur circuit imprimé, profil standard.

C₁ : 470µF / 25 V, sorties radiales

C₂, C₃ : 100µF / 25 V, sorties radiales

C₄, C₅ : 100nF

C₆ : 330nF

C₇ : 680pF

C₈, C₉, C₁₀ : 220nF

C₁₁ : 2,2µF/25 V, sorties radiales

C₁₂ : 470pF

R₁, R₂₁ : 4,7kΩ 1/4W 5%

(Jaune, Violet, Rouge)

R₂ : 39kΩ 1/4W 5%

(Orange, Blanc, Orange)

R₃ : 2,2kΩ 1/4W 5%

(Rouge, Rouge, Rouge)

R₄, R₇ : 1kΩ 1/4W 5%

(Marron, Noir, Rouge)

R₅ : 27kΩ 1/4W 5%
(Rouge, Violet, Orange)

R₆, R₁₆ : 470Ω 1/4W 5%
(Jaune, Violet, Marron)

R₈ : 15kΩ 1/4W 5%
(Marron, Vert, Orange)

R₉ : 150Ω 1/4W 5%
(Marron, Vert, Marron)

R₁₀ : 47kΩ 1/4W 5%
(Jaune, Violet, Orange)

R₁₁, R₁₇ : 3,3kΩ 1/4W 5%
(Orange, Orange, Rouge)

R₁₂ : 33kΩ 1/4W 5%

(Orange, Orange, Orange)

R₁₃, R₁₅, R₂₃ : 10kΩ 1/4W 5%

(Marron, Noir, Orange)

R₁₄ : 100Ω 1/4W 5%

(Marron, Noir, Marron)

R₁₈ : 270kΩ 1/4W 5%

(Rouge, Violet, Jaune)

R₁₉ : 150kΩ 1/4W 5%

(Marron, Vert, Jaune)

R₂₀ : 1MΩ 1/4W 5%

(Marron, Noir, Vert)

R₂₂ : 5,6kΩ 1/4W 5%

(Bleu, Vert, Rouge)

AJ₁ : Ajustable multitours, 1kΩ

AJ₂ : Ajustable multitours
20kΩ ou 22kΩ

D₁ : 1N4001 (diode de redressement 1A)

D₂ : 1N4148

D₃ : Diode LED rouge

REG₁ : Régulateur LM7805
(5V) en boîtier TO220

T₁ : 2N1711

T₂, T₃ : 2N2222A

U₁, U₂ : NE555

U₃ : 74LS221

U₄, U₅ : LM311

U₆ : 74LS00

2 Transducteurs ultrasoniques 40kHz (par exemple Murata référence MA 40 B6).

Prévoir un émetteur et un récepteur si vous choisissez une autre référence.

RADIOCOMMANDE DE PORTE DE GARAGE

Les modules HF émetteur/récepteur pré-réglés sont encore utilisés dans cette application pour assurer la commande à distance de l'ouverture et de la fermeture d'une porte de garage, ou d'un portail d'entrée. Associé à un encodeur approprié, l'UM3750, l'ensemble présente une fiabilité d'utilisation tout à fait remarquable.



Le fonctionnement

L'émetteur (figures 1 et 3)

a/ Alimentation

L'énergie est fournie par une pile alcaline de 12 V de faible encombrement qui ne fournit aucun débit tant que l'on n'appuie pas sur l'un des deux boutons-poussoirs de commande. En sollicitant l'un de ces derniers, le circuit est mis en relation avec le moins de la pile.

Le module émetteur fonctionne directement sous le potentiel de 12 V. Quant au circuit intégré UM3750, son potentiel d'alimentation doit rester inférieur à 11 V. La diode zener Dz maintient la base du transistor T à une

valeur de 10 V. Il en résulte, au niveau de l'émetteur de T, une tension limitée à une valeur de l'ordre de 9,4 V destinée à l'alimentation de IC1.

Le courant débité par la pile ne dépasse guère quelques milliampères en cas d'appui sur l'un ou l'autre des boutons-poussoirs.

b/ Codage

Le circuit intégré référencé IC₁ est un encodeur UM3750. Etant donné que son entrée MS (Mode Sélection) est reliée à un état haut, le circuit fonctionne en encodeur. En particulier il délivre au niveau de sa sortie OUT une suite ininterrompue mais répétitive de crêteaux dont une série représente un " bit " d'entrée aussitôt suivi de 12 " bits " codés, dont cha-

Le principe

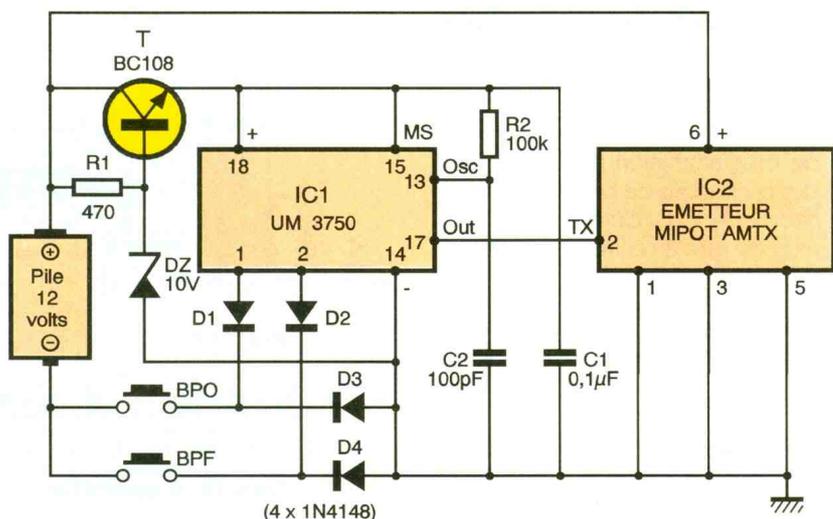
L'émetteur comporte un module MIPOT piloté par un encodeur UM3750 en utilisant deux codes différents ce qui permet d'obtenir deux canaux d'utilisation : un pour la commande d'ouverture et un autre pour la commande de la fermeture.

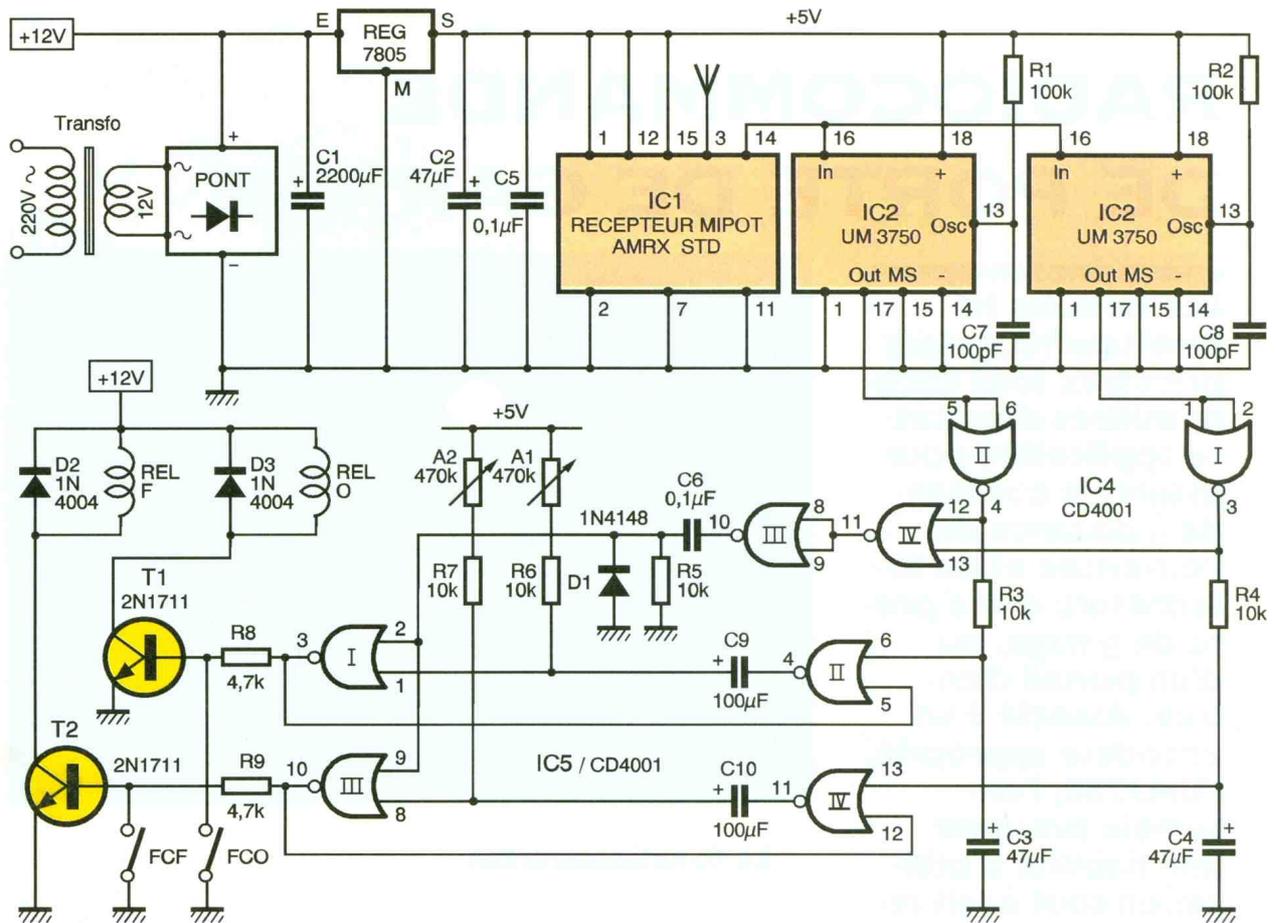
La réception s'articule essentiellement autour du module MIPOT couplé avec deux encodeurs UM3750, chacun étant affecté à un canal. La sollicitation d'un canal se matérialise par la fermeture temporisée du relais 2RT correspondant. Ce relais s'ouvre normalement avant la fin de la temporisation de commande grâce à l'action d'un micro-contact de fin de course ouverture ou fermeture de la porte contrôlée.

Toute action sur un canal, alors que l'autre canal est en cours d'activation, se traduit automatiquement par l'arrêt de l'activité de ce dernier, pour d'évidentes raisons de sécurité de fonctionnement.

1

SCHÉMA DE L'ÉMETTEUR





2

SCHEMA DU RECEPTEUR

cun présente la valeur 0 ou 1. La **figure 3** représente le détail du codage d'un bit. La durée totale d'un signal de 12 bits est de l'ordre de 10 ms. Deux séries successives sont séparées par une période de repos de la même durée.

La programmation se réalise en reliant les 12 entrées de programmation à l'état bas (bit valeur 0) ou encore en les laissant "en l'air", ce qui les place automatiquement à l'état haut (bit valeur 1). Dans la présente application, on remarquera que le canal "ouverture" se caractérise par un bit de valeur 0 sur l'entrée de programmation N°1; le canal "fermeture" est déterminé par un bit de valeur 0 sur l'entrée de programmation n°2. La période des oscillations de base est déterminée par R₂ et C₂ dont le point commun est relié à l'entrée "oscillateur" du circuit intégré.

Ce type de codage est très fiable. En particulier ses possibilités de codage sont vastes puisqu'elles atteignent 2¹² = 4096 combinaisons possibles.

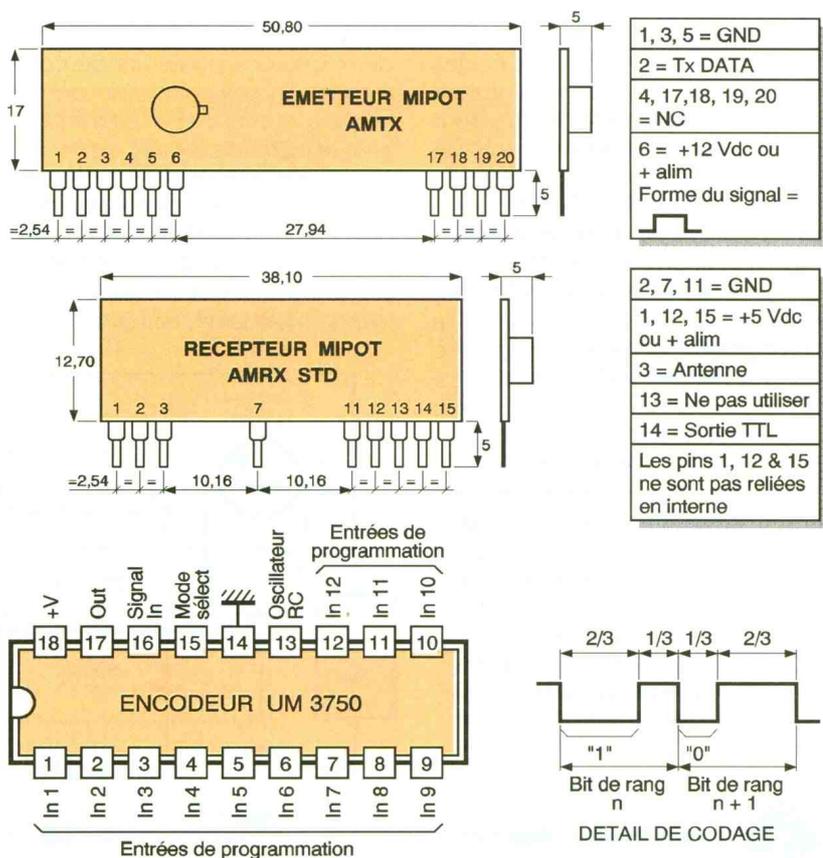
c/ Emission

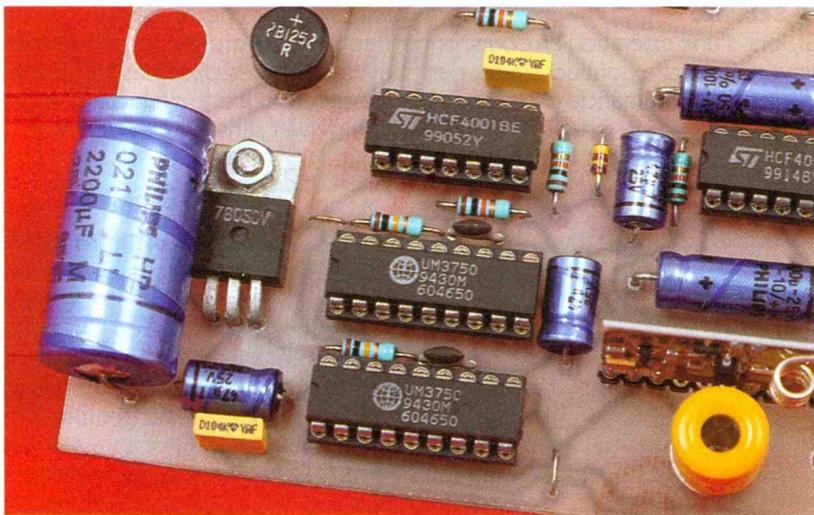
Le module émetteur MIPOT utilisé travaille avec un résonateur à "ondes

de surface" à une fréquence de 433,92 MHz avec une puissance d'émission limitée à 1 mW, afin de rester conforme à la législation. L'émission

3

BROCHAGE DES MODULES E/R ET ENCODEUR





se réalise à condition que l'entrée 2 soit soumise à un état haut. Il s'agit d'un modèle travaillant en AM dont toutes les caractéristiques ont été pré-réglées en usine, ce qui lui confère une très bonne stabilité de fonctionnement. L'antenne d'émission a été incorporée dans le module lui-même sous la forme d'une spirale.

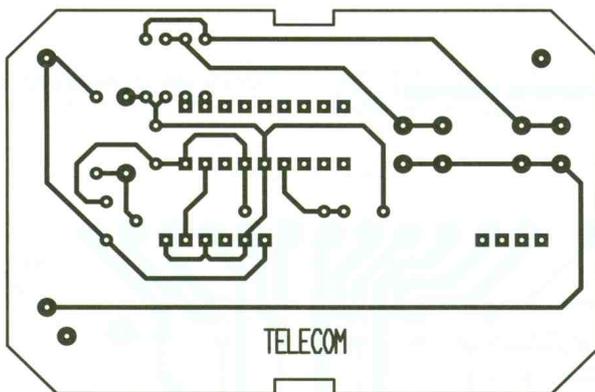
Le Récepteur (figures 2 et 3)

a/ Alimentation

Etant donné que le récepteur se

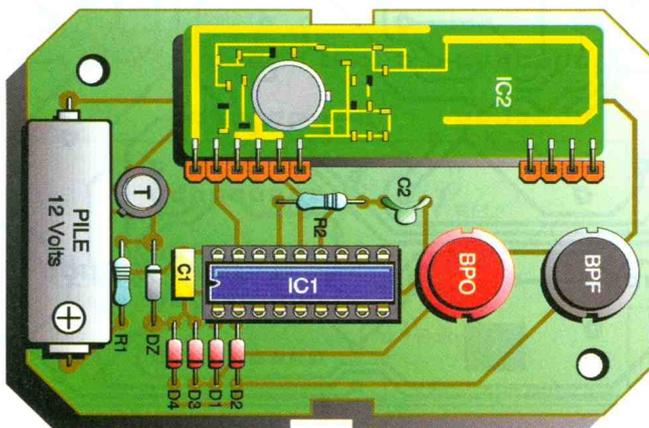
GROS PLAN SUR LE DÉCODAGE À LA RÉCEPTION

trouve installé à poste fixe, l'énergie nécessaire à son fonctionnement sera fournie par le secteur 220 V par l'intermédiaire d'un transformateur dont le secondaire délivre une tension alternative de 12 V. Un pont de diodes redresse les deux alternances, tandis que la capacité C_1 effectue un premier filtrage. A la sortie du régulateur 7805, on recueille un potentiel continu et stabilisé à 5 V,



4a/5a

CUIVRE ET IMPLANTATION DE L'ÉMETTEUR



valeur imposée par le module récepteur MIPOT. La capacité C_2 réalise un complément de filtrage tandis que C_5 découple l'alimentation du montage proprement dit.

b/ Réception et décodage

La réception du signal HF est assurée par le récepteur MIPOT AMRX STD. Les conditions de la réception peuvent être améliorées en y adjoignant une antenne reliée à la broche n°3. Sur la sortie (broche n°14) on recueille les mêmes signaux de codage BF que ceux évoqués au paragraphe "b" consacré à l'émetteur. Ces signaux sont acheminés sur l'entrée "IN" de deux UM3750 référencés IC₂ et IC₃. Ces derniers fonctionnent en mode "décodage" étant donné que leur entrée "MS" est reliée à l'état bas.

A noter qu'ils comportent les mêmes valeurs R/C d'"oscillateur" que l'UM3750 monté dans l'émetteur. Le circuit IC₂ a son entrée N°1 reliée à l'état bas, tandis que pour IC₃, c'est l'entrée de programmation N°2 qui est à l'état bas.

En définitive, lorsque l'on sollicite le bouton-poussoir "0" de l'émetteur, on constate un état bas sur la sortie "OUT" de IC₂. Sur la sortie "OUT" de IC₃, on recueille un état bas lorsqu'au niveau de l'émetteur on appuie sur le bouton-poussoir "F".

c/ Activation d'un canal

Dans les explications qui vont suivre, nous prendrons l'exemple d'activation du canal



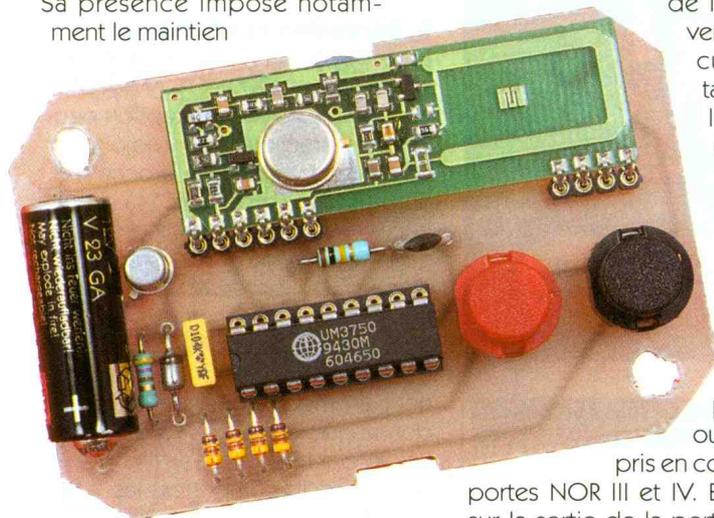
LE RÉCEPTEUR DANS SON BOÎTIER

"ouverture" étant donné que, bien entendu, le fonctionnement du canal "fermeture" est rigoureusement identique.

L'activation du canal "ouverture" se traduit par un état haut sur la sortie de la porte inverseuse NOR II contenue dans le boîtier IC₄. Dans un premier temps, la capacité C_3 se charge à travers R_3 . Au bout de 2 à 3 dixièmes de seconde, sur l'armature positive de C_3 , le potentiel est suffisamment élevé pour assurer le démarrage de la bascule monostable formée par les portes NOR I

et II de IC₅. Cette temporisation a été volontairement introduite dans le dispositif pour une meilleure fiabilité de fonctionnement de la télécommande.

Sa présence impose notamment le maintien



LA CARTE D'ÉMISSION

de l'appui sur le bouton-poussoir de l'émetteur, pendant au moins quelques dixièmes de seconde afin de bien confirmer l'ordre d'ouverture ou de fermeture de la porte.

La sortie de la bascule monostable délivre alors un état haut dont la durée est essentiellement fonction des valeurs de C₉, R₆ et A₁. Grâce au curseur de l'ajustable A₁, il est possible de régler la durée de cet état haut jusqu'à une valeur maximale de 45 secondes environ.

Pendant la présence de cet état haut, le transistor T₁ se trouve en état de saturation. Le relais "REL 0" monté dans le circuit collecteur de T₁ se ferme. A noter que ce dernier est directement alimenté par le potentiel de 12 V disponible sur l'armature positive de C₁.

La diode D₁ protège le transistor T₁ des effets liés à la surtension de self qui se manifestent lors des coupures.

Pendant la fermeture du relais, le moteur actionne le mécanisme réalisant l'ouverture de la porte. La durée de fermeture du relais est réglée de façon à ce qu'elle soit légèrement supérieure à l'opération d'ouverture elle-même. Ainsi lorsque celle-ci est terminée, un micro-contact de fin de course réalise une liaison entre la base de T₁ et le "moins" de l'alimentation. Il en résulte le blocage de T₁ et donc l'ouverture du relais correspondant, au moment précis où l'opération d'ouverture est effectivement achevée.

d/ Sécurité

Si, lors d'une opération en cours, on envoie un ordre contradictoire, par exemple la commande de la fermeture

en plein milieu

de la phase ouverture, une sécurité consistant à annuler l'opération en cours intervient. En effet, tout front ascendant issu de l'une ou de l'autre sortie des portes NOR I

ou II de IC₃, est pris en compte par les portes NOR III et IV. En particulier sur la sortie de la porte NOR III on observera un front montant qui influencera immédiatement le dispositif de dérivation formé par D₁, R₅ et C₆. Sur les entrées 2 et 9 des portes NOR I et III des deux bascules monostables précédemment évoquées, se produira une très brève impulsion positive correspondant à la charge rapide de C₆ à travers à R₅. Cela se traduit par le passage prématuré au repos de la bascule en cours d'activation. En re-

vanche, comme le démarrage de l'autre bascule est commandée avec quelques dixièmes de seconde en retard, cette dernière prendra son départ sans aucun problème.

La réalisation

a/ Circuits imprimés (figure 4)

Pour la reproduction des circuits imprimés, les moyens habituels peuvent être utilisés : application directe des éléments de transfert, confection d'un typon, méthode photographique en partant des modèles publiés. On notera la plus grande largeur des pistes destinées à véhiculer le courant de puissance au niveau des contacts C, R, T des relais d'utilisation.

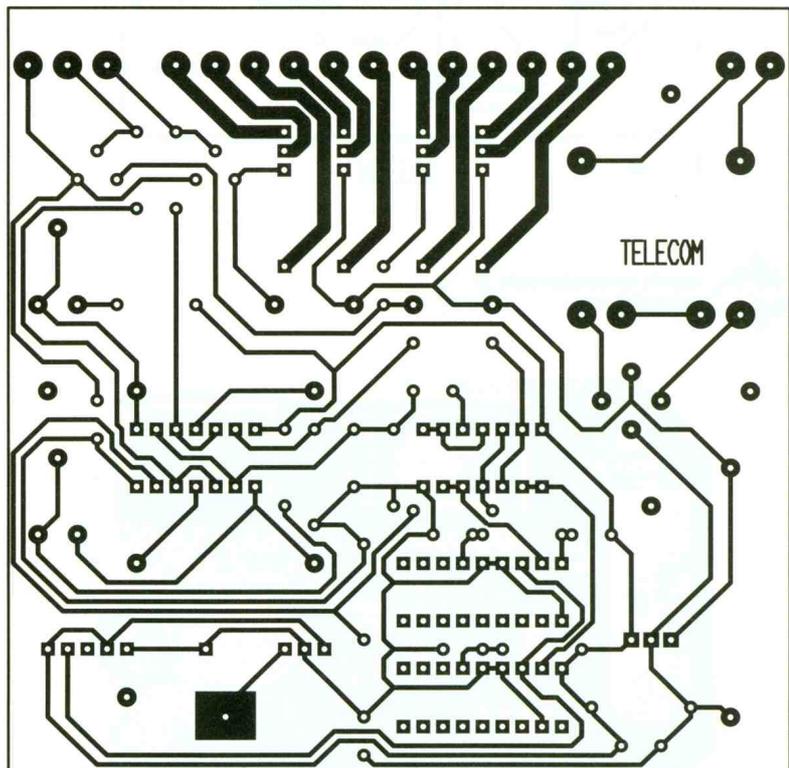
Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, les modules sont à rincer. Ensuite, les pastilles sont à percer avec un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains seront agrandis à 1, voire 1,3 mm, suivant le diamètre des connexions des composants auxquels ils sont destinés.

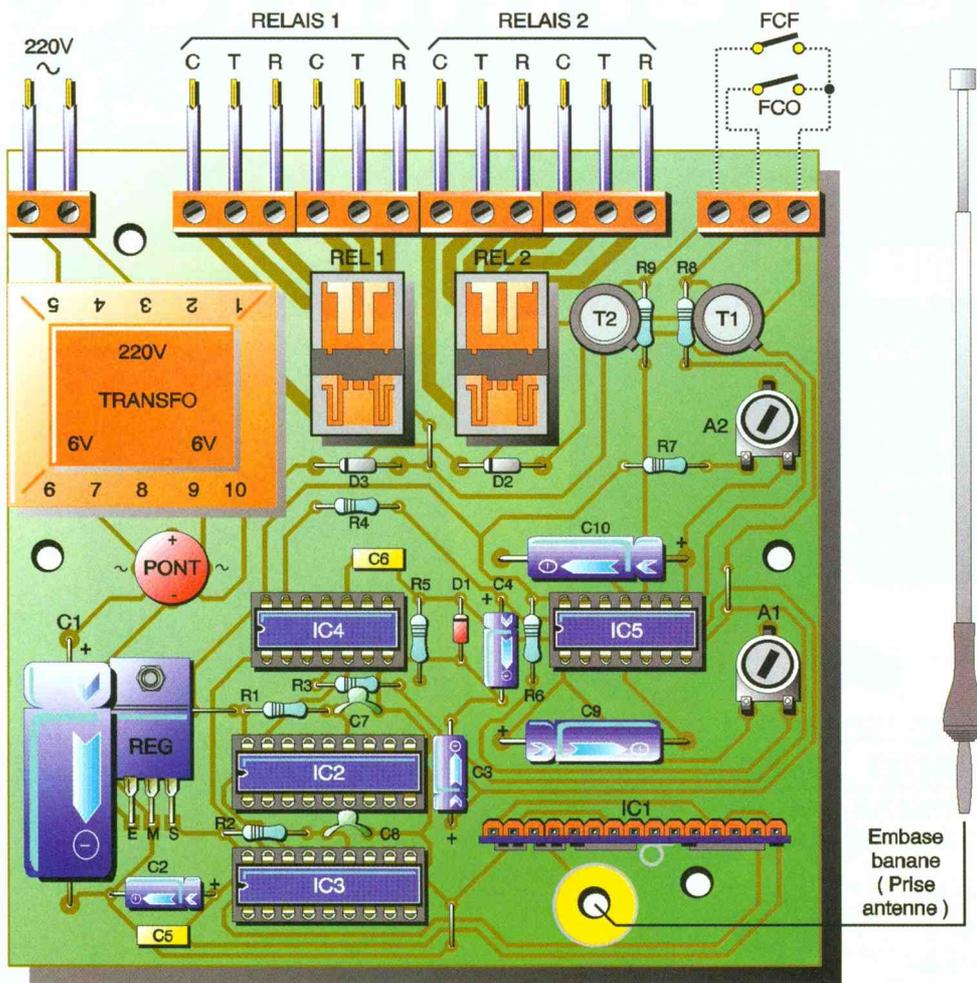
b/ Implantation des composants (figure 5)

On implante d'abord les straps, les résistances, les diodes, les ajustables et les supports de circuits intégrés. On continue avec les capacités, les transistors pour terminer avec les composants les plus volumineux. Attention au respect de l'orientation correcte des composants polarisés. Les modules MIPOT sont à monter

4b

LE CUIVRE DU RÉCEPTEUR





NOMENCLATURE

Module EMETTEUR :

R₁ : 470 Ω
 (jaune, violet, marron)
R₂ : 100 kΩ
 (marron, noir, jaune)
D₁ à D₄ : Diodes signal
 1N 4148
Dz : Diode zener 10V/1,3W
C₁ : 0,1 μF milfeuille
C₂ : 100 pF céramique
T : Transistor NPN BC 108,
 BC 109, 2N 2222
IC₁ : UM 3750 (Codeur)
IC₂ : Module émetteur MIPOT
 -AMTX-
 Support 18 broches
 Support barrette 6 broches
 Support barrette 4 broches
 BPO et BPF : Boutons-
 poussoir à contact travail
 (pour CI)
 Pile miniature 12 V (∅10 -
 longueur 30 mm)
 Boîtier TEK0 (78x54x24mm)

Module RECEPTEUR :

4 straps (1 horizontal, 3
 verticaux)
R₁, R₂ : 100 kΩ
 (marron, noir, jaune)
R₃ à R₇ : 10 kΩ
 (marron, noir, orange)
R₈, R₉ : 4,7 kΩ
 (jaune, violet, rouge)
D₁ : Diode signal 1N 4148
D₂, D₃ : Diodes 1N 4004
Pont de diodes 1,5 A
REG : Régulateur 5 V (7805)
C₁ : 2200 μF/16 V
 électrolytique
C₂ à C₄ : 47 μF/16 V
 électrolytique
C₅, C₆ : 0,1 μF milfeuille
C₇, C₈ : 100 pF céramique
C₉, C₁₀ : 100 μF/16 V
 électrolytique
T₁, T₂ : Transistors NPN
 2N 1711, 2N 1613
IC₁ : Module récepteur MIPOT
 -AMRX-STD-
IC₂, IC₃ : UM 3750 (Codeur)
IC₄, IC₅ : CD 4001
 (4 portes NOR)
 1 support barrette 15 broches
 2 supports barrette 18 broches
 2 supports barrette 14 broches
 Transformateur
 220V/2x6V/1VA
 1 bornier soudable 2 plots
 1 bornier soudable 12 plots
 (4x3)
 1 bornier soudable 3 plots
 2 ajustables 470 kΩ
 2 relais 12V/2RT - NATIONAL
 Embase banane miniature
 Boîtier MMP
 (115x105x44mm)

5b IMPLANTATION DU RÉCEPTEUR

sur supports "tulipe". Au niveau de l'émetteur, la pile d'alimentation a été raccordée aux pastilles correspondantes du module par straps soudés, ce qui immobilise également la pile.

c/ Utilisation (figure 6)

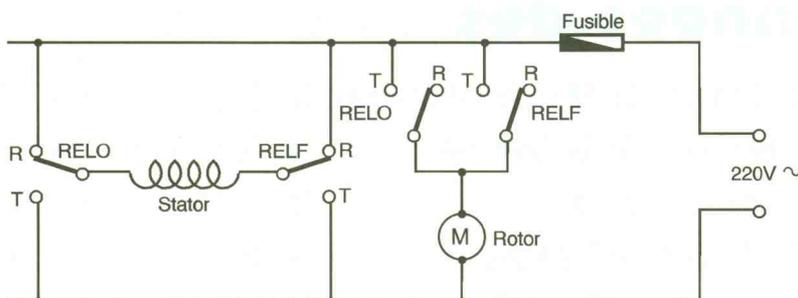
Dans l'exemple indiqué, on a traité le cas du moteur à courant continu ou alternatif dit "universel". Afin de pouvoir faire tourner le rotor d'un tel moteur dans un sens ou dans

l'autre, il convient d'inverser le courant uniquement soit dans le rotor, soit dans le stator, d'où la configuration de la **figure 6**.

On n'oubliera pas d'y adjoindre un fusible de protection qui devra fondre au moindre blocage mécanique du système.

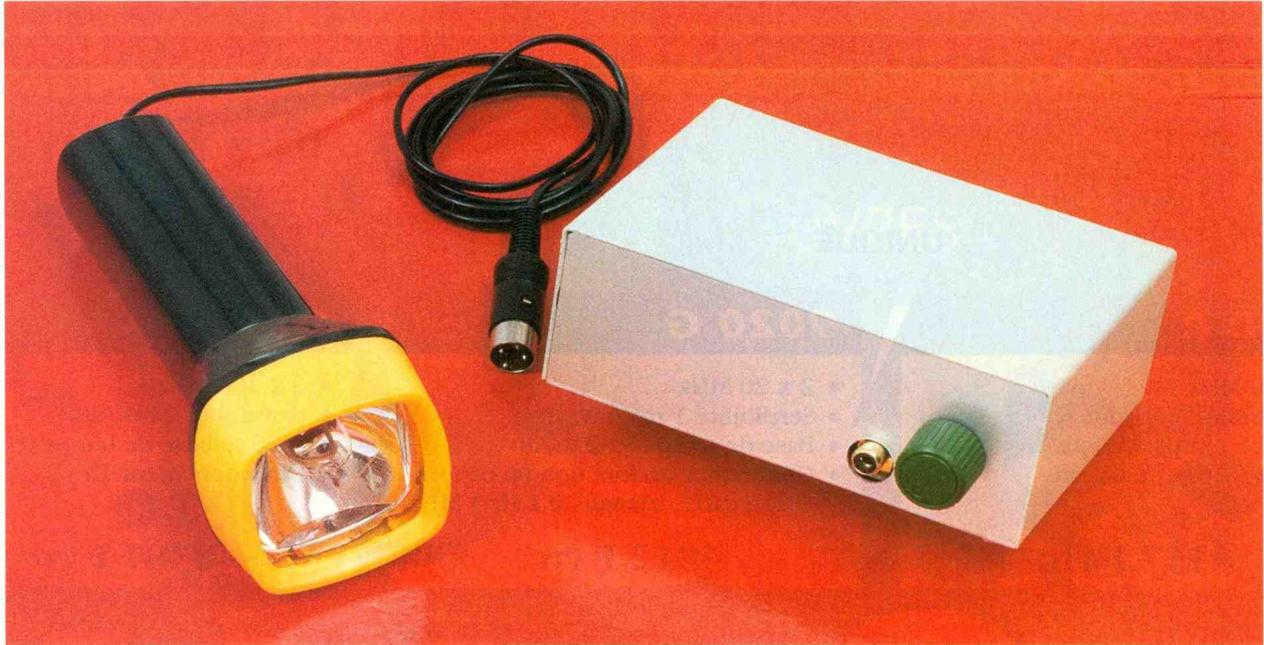
Enfin, il convient de bien brancher les micro-contacts de fin de course d'ouverture et de fermeture. Il ne reste plus qu'à régler sur la position correcte les curseurs des ajustables compte tenu des durées réelles des opérations.

6 DEUX FAÇONS DE BRANCHER LE MOTEUR : REL 1 ⇔ "0", REL 2 ⇔ "F"



R.KNOERR

STROBOSCOPE POUR LE REGLAGE D'UN MOTEUR



Le stroboscope est surtout connu pour sa contribution dans le domaine de l'animation lumineuse et de la signalisation. Plusieurs montages ont d'ailleurs été publiés dans notre revue. Dans la présente application, nous faisons appel à l'effet stroboscopique pour mettre en évidence le point d'allumage d'un moteur à essence.

Le principe

L'étincelle au niveau de la bougie du cylindre n°1 est détectée par un couplage très simple consistant à entourer le câble haute tension, en provenance du distributeur, de quelques spires. Le signal ainsi détecté est ensuite amplifié puis traité avec possibilité d'introduire un retard réglable. Si "N" est la vitesse de rotation du moteur, exprimée en

tours par minute, on enregistre au niveau d'un cylindre donné, une étincelle tous les deux tours de vilebrequin pour un moteur 4 temps (une étincelle par tour pour un moteur 2 temps). En 60 secondes, il se produit donc $N/2$ étincelles et par seconde, autrement dit la période du signal s'exprime par la relation : $T = N/120$.

Toujours pour un moteur à 4 temps. Pour un moteur à 2 temps, cette relation devient : $T = N/60$.

La haute tension nécessaire au fonctionnement du stroboscope est produite à partir du 12V de la batterie par hachage du courant puis élévation par transformateur. Enfin, la lampe à éclats est déclenchée par l'intermédiaire d'un thyristor et d'une self de déclenchement, en phase avec le signal de détection de l'étincelle.

Le fonctionnement (figures 1 et 2)

Alimentation :

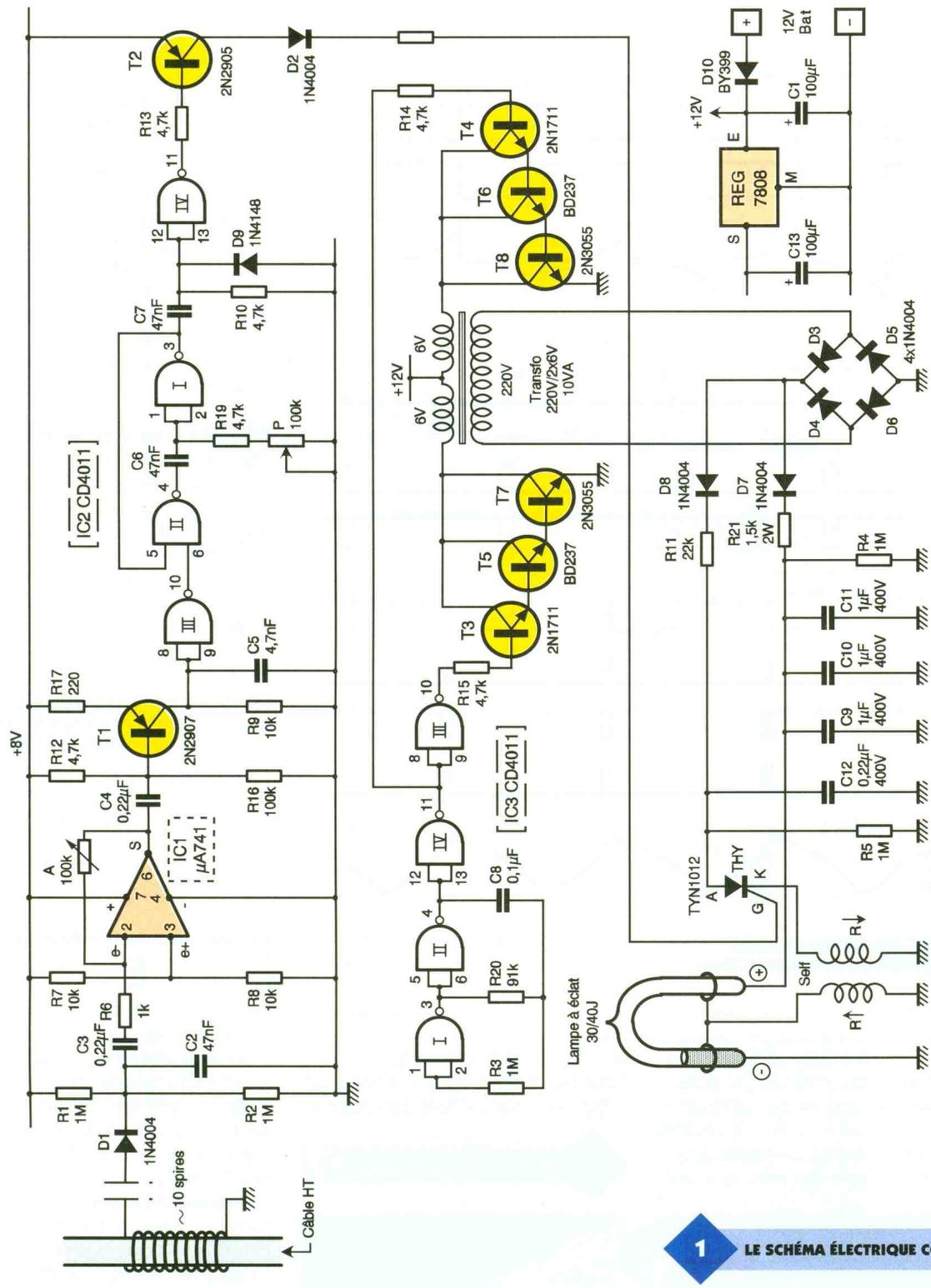
L'énergie nécessaire au fonctionnement du stroboscope est fournie par la batterie 12V du véhicule, ou toute autre source de courant continu de même potentiel. A noter que le courant ainsi prélevé peut atteindre jusqu'à 1,5A. La capacité C1 réalise le filtrage du potentiel, qui est toujours légèrement ondulé, à cause de la charge de la batterie effectuée par

l'alternateur. Cette tension de 12V est directement utilisée pour alimenter les enroulements basse tension du transformateur-élévateur de potentiel. Un régulateur 7808 délivre sur sa sortie un potentiel stabilisé à 8V auquel C13 apporte un complément de filtrage. Cette tension de 8V est destinée à l'électronique de détection et de pilotage du stroboscope.

La diode D10 fait office de détrompeur et évite les erreurs de polarité lors du branchement du stroboscope sur la batterie.

Détection de l'étincelle

Le couplage inductif consiste à enrouler une dizaine de spires de fil isolé autour du câble haute tension issu du distributeur et relié à la bougie du cylindre n°1. Par convention, le cylindre n°1 est celui qui se trouve placé du côté de la boîte de vitesse du moteur pour un véhicule automobile français. Une des extrémités de ce couplage est à relier à la masse du véhicule. L'autre extrémité est reliée au boîtier principal par l'intermédiaire d'un fil isolé (câble blindé par exemple). Une première mise en forme du signal est réalisée par R1, R2, D1 et C2. Le signal est ensuite acheminé sur l'entrée inverseuse d'un "741" référencé IC1, via C3 et R6. L'entrée "+" est soumise à un potentiel de 4V grâce au pont diviseur que forment les résistances R7 et R8. C'est

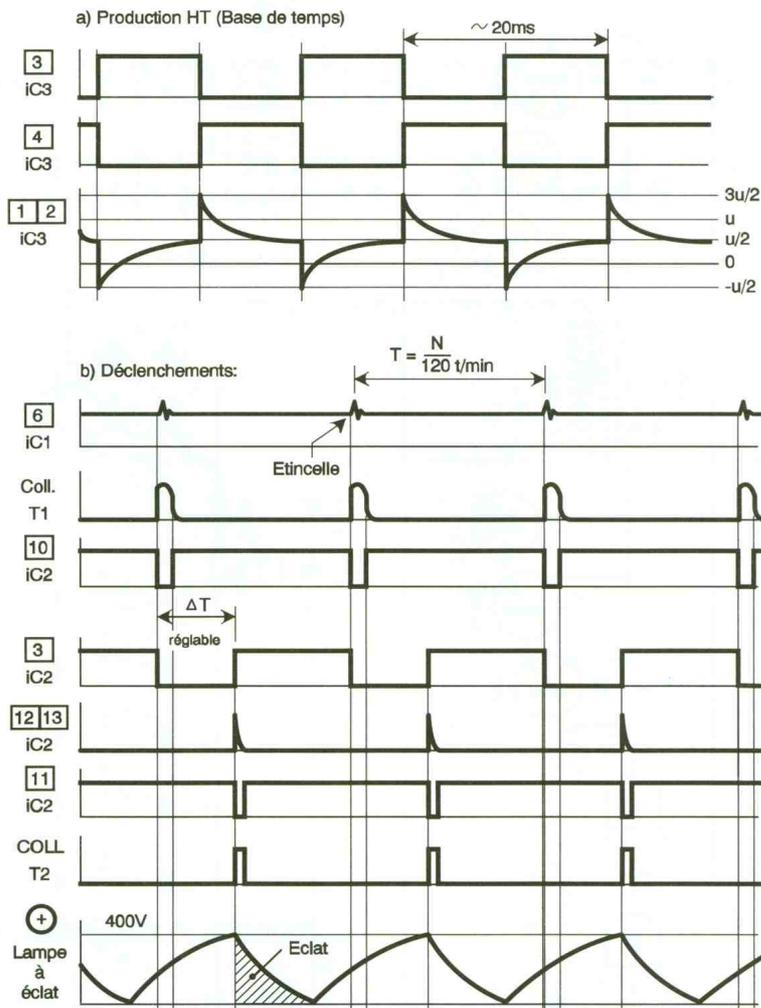


1 LE SCHÉMA ÉLECTRIQUE COMPLET

d'ailleurs ce potentiel qui est disponible sur la sortie de IC₁, à l'état de repos. Grâce à l'ajustable A, il est possible de régler le gain de cet étage amplificateur. Le transistor PNP T₁ est monté en émetteur commun. Sa base est polarisée de telle manière qu'en l'absence de signaux issus de IC₁, le collecteur présente un potentiel nul. En revanche, lors de la transmission des signaux issus de IC₁ par l'intermédiaire de C₄, on enregistre sur le collecteur de brèves impulsions positives d'une amplitude de 8V. Le

début de ces impulsions correspondent au début de l'étincelle au niveau de la bougie. La capacité C₅ élimine les éventuelles fréquences parasites du signal. **Mise en forme du signal et réglage du décalage** La porte NAND III de IC₂ inverse les impulsions précédemment évoquées. Elle délivre sur sa sortie de brefs états bas en phase avec la production de l'étincelle au niveau de la bougie. Les portes NAND I et II de IC₂ forment une bascule mono-

stable. Cette dernière délivre sur sa sortie des états bas dont la durée dépend de la valeur de C₁₁ et surtout de la position angulaire du curseur du potentiomètre P. En cas de résistance minimale de celui-ci, la durée des états bas est très réduite : de l'ordre de 0,15 ms. Pour la résistance maximale, cette durée atteint 3,5 ms. Lorsque le moteur tourne à N t/minute, la vitesse angulaire correspond à 360 x N degrés/minute soit 6N degrés/seconde. Ainsi, lorsque le moteur tourne au ralenti à 900 trs/minute, en position mi-



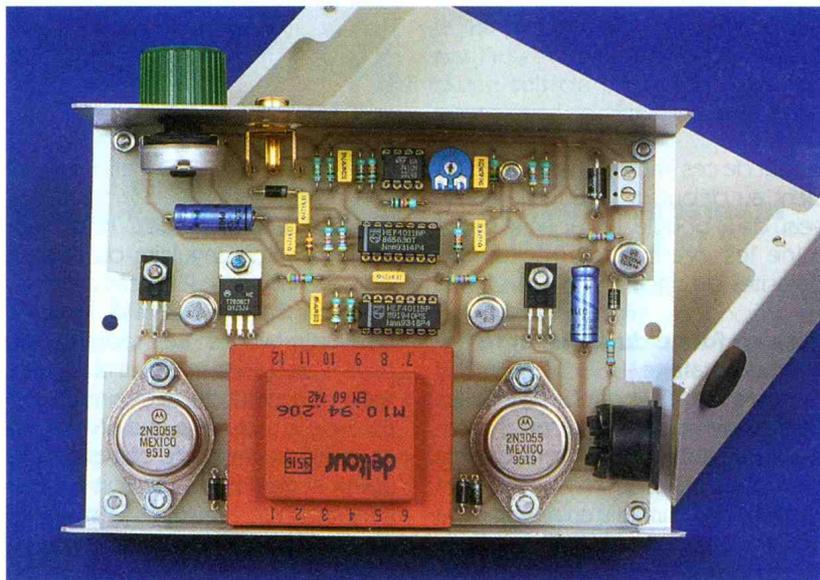
2

CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT

ni de P, pendant la durée de l'état bas, le volant du moteur aura parcouru 0,8 degré. Ce même angle devient 19 degrés en position maximale du potentiomètre. Pour une vitesse de rotation donnée, il est donc possible de graduer la plage du potentiomètre directement en degrés. En effet, si R ($k\Omega$)

est la résistance de P pour une position donnée, cette valeur en degrés peut se déterminer par la relation : $\alpha = 0,7 \times (4,7 + R) 10^3 \times 47 \times 10^{-9} \times 6 \times N$ soit : $\alpha = 197,4 \cdot 10^{-6} \cdot N (R + 4,7)$. L'état bas disponible sur la sortie de la bascule monostable manifeste sa

LA PLATINE DE COMMANDE EN COFFRET



fin par l'apparition d'un front ascendant qui se trouve pris en compte par le dispositif dérivateur que constitue l'ensemble $C_7 / R_{10} / D_9$. Ainsi, sur la sortie de la porte NAND IV de IC₂, on relève un bref état bas correspondant à la charge rapide de C_7 à travers R_{10} .

Il convient donc de bien retenir à ce niveau que cet état bas se manifeste avec un retard proche d'un parcours angulaire de 1 degré en position mini de P et à une vitesse de rotation de 900 t/minute, après la production de l'étincelle.

Base de temps du 50 Hz

Les portes NAND I et II forment un multivibrateur astable. Etant données les valeurs de R_{20} et de C_8 , ce montage délivre sur sa sortie des créneaux de forme carrée à une période de 20 ms, ce qui correspond à une fréquence de 50 Hz. Les portes NAND III et IV réalisent deux inversions successives. La sortie de la première porte alimente une chaîne de 3 transistors (T_3 , T_5 et T_7) montés en Darlington. La sortie de la seconde porte est reliée à une deuxième chaîne T_4 , T_6 et T_8 . Ces montages en Darlington réalisent une très forte amplification en courant. Ils alimentent alternativement l'un et l'autre enroulement de 6V d'un transformateur de 10VA.

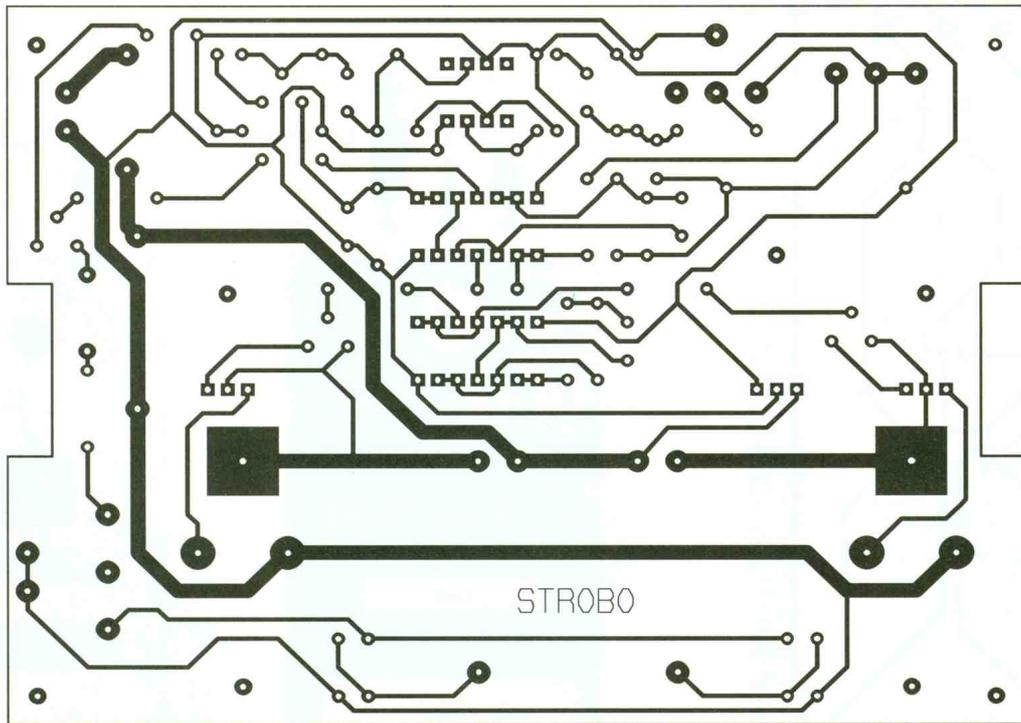
Production de la haute tension

Sur les bornes de l'enroulement 220V du transformateur, on relève un potentiel alternatif non sinusoïdal, dont les crêtes atteignent des valeurs relativement élevées de plusieurs centaines de volts. Les diodes D_3 et D_6 , montées en pont, redressent les deux alternances. Par l'intermédiaire de D_7 et de R_{21} , les capacités C_9 à C_{11} sont régulièrement chargées. On relève sur leurs armatures un potentiel continu de l'ordre de 400V, lorsque la lampe à éclat ne fonctionne pas. Ce même potentiel est disponible sur les armatures de C_{12} , grâce à sa charge par l'intermédiaire de D_8 et de R_{11} .

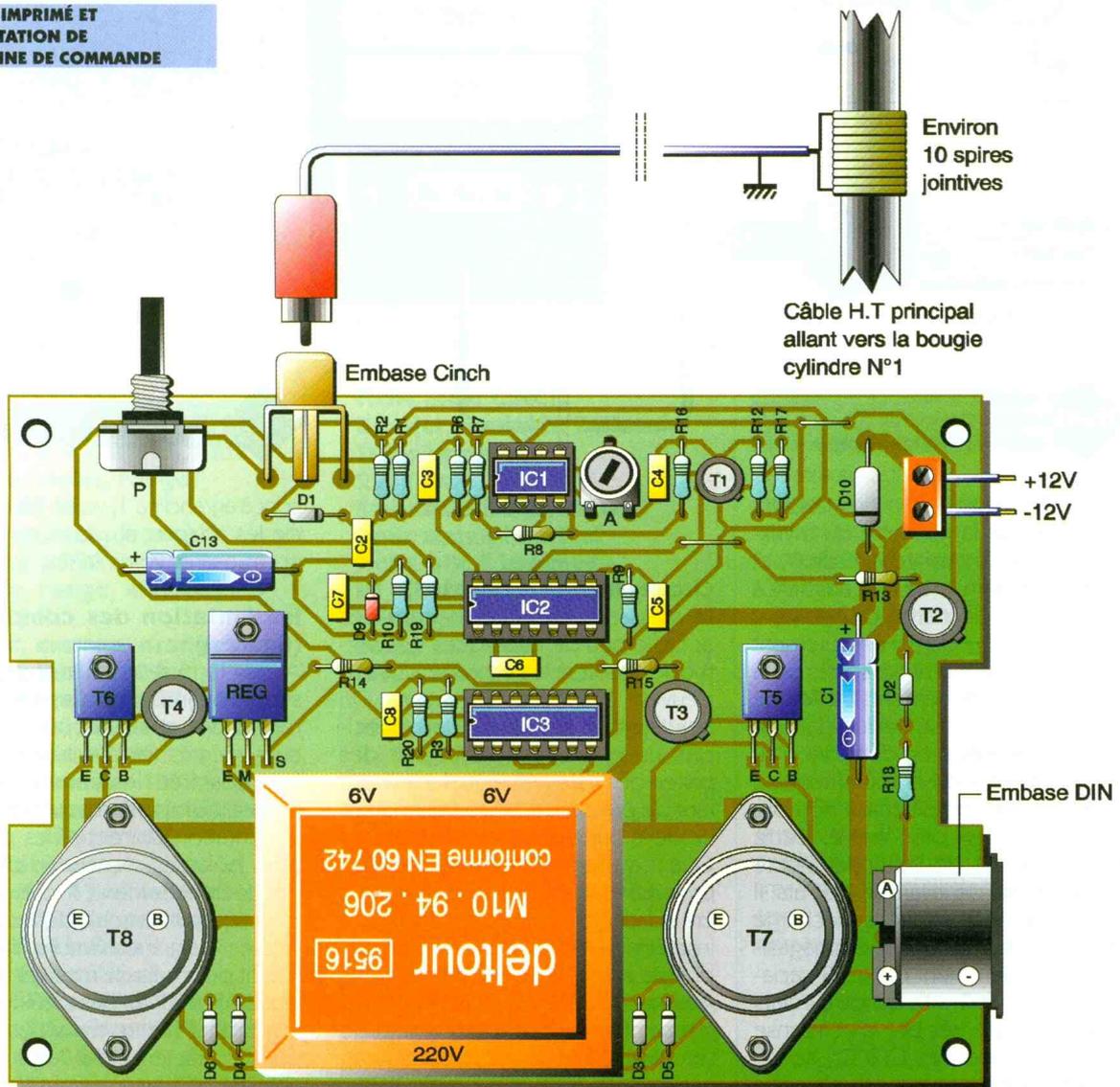
Les résistances R_4 et R_5 déchargent ces diverses capacités lorsque le stroboscope n'est plus alimenté; cette précaution évite à l'utilisateur pressé, de bien désagréables secousses s'il venait à toucher les armatures des capacités HT.

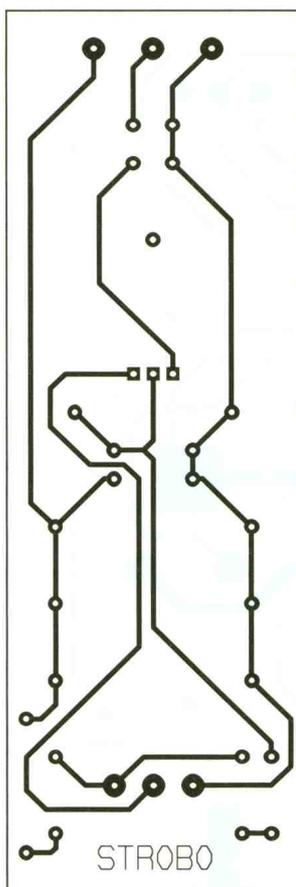
Déclenchements de la lampe à éclats

Pour chaque état bas disponible sur la sortie de la porte NAND IV de IC₂, le transistor PNP T_2 conduit. En



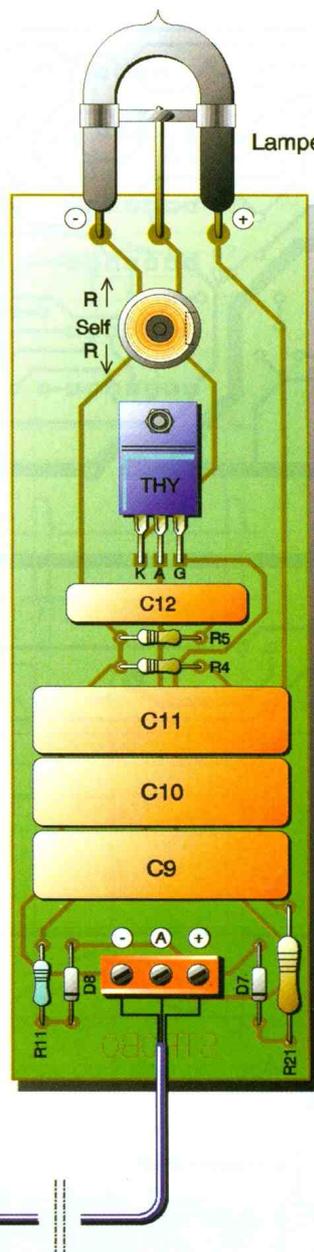
3a/4a CIRCUIT IMPRIMÉ ET IMPLANTATION DE LA PLATINE DE COMMANDE





3b/4b CIRCUIT IMPRIMÉ ET IMPLANTATION DU MODULE STROSCOPE

particulier, il injecte un bref courant au niveau de la gâchette du thyristor THY, par l'intermédiaire de D_2 et de R_{18} . Ce dernier se met aussitôt à conduire et décharge brutalement la capacité C_{12} dans l'enroulement comportant le moins de spires de la self de déclenchement. L'effet de self ainsi produit se traduit par une très grande élévation de tension au niveau du second enroulement de la self et qui comporte un nombre de spires bien plus élevé. Cette brutale pointe de potentiel assure le démarrage de la lampe à éclats. Il en résulte notamment la décharge de l'énergie importante emmagasinée précédemment par les 3 capacités C_9 , C_{10} et C_{11} . La lampe à éclats émet alors une très brève et intense lueur. Les capacités C_9 à C_{12} se rechargent lors des temps morts entre les commandes successives de déclenchement.



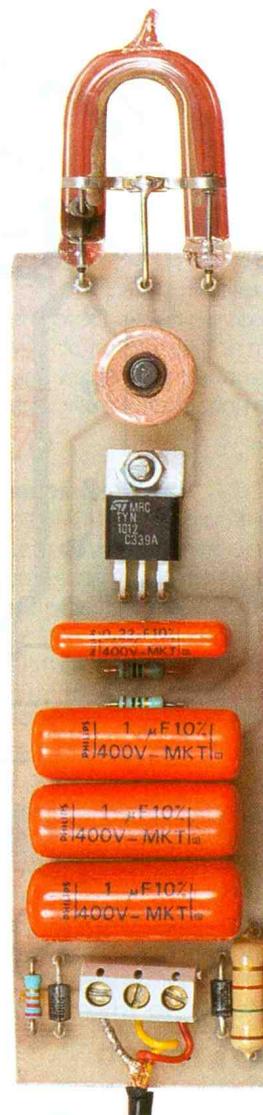
La réalisation

Circuits imprimés (figure 3)

La réalisation des circuits imprimés appelle peu de remarques. Les méthodes habituelles de reproduction peuvent être mises en œuvre. On notera, au niveau du module principal, une plus grande largeur des pistes destinées à véhiculer le courant de puissance 12V en provenance de la batterie.

Quant au module stroboscopique proprement dit, ses dimensions ont été adaptées afin de permettre son insertion à l'intérieur du corps cylindrique d'une lampe torche. Après gravure des modules dans un bain de perchlore de fer, ces derniers seront abondamment rincés à l'eau tiède. Par la suite, toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous

Lampe à éclats



LE MODULE CABLÉ ENTRANT DANS UN CORPS DE TORCHE

sont à agrandir à 1, voire 1,3 mm, afin de les adapter aux connexions des composants volumineux.

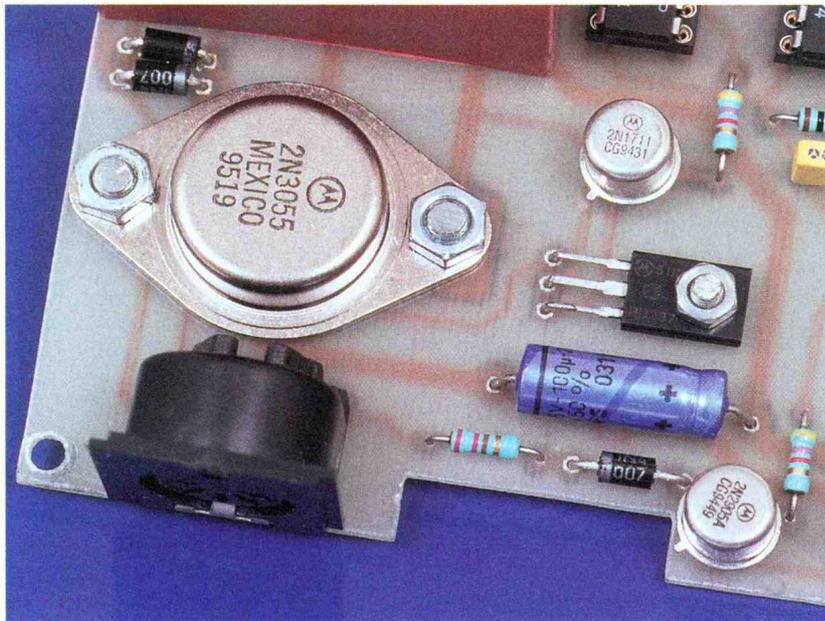
Implantation des composants (figure 4)

Après la mise en place des deux straps, on implantera les diodes, les résistances et les supports des circuits intégrés. Par la suite, on soudera les capacités, les transistors et les autres composants. Attention à l'orientation correcte des composants polarisés. Au niveau de la self de déclenchement, il convient de bien repérer l'enroulement comportant le plus grand nombre de spires. Il suffit pour cela de mesurer les résistances ohmiques des deux enroulements pour mettre en évidence celui qui se caractérise par le plus grand nombre de spires, et qui devra correspondre à la liaison avec le circuit d'amorçage de la lampe à éclats.

Utilisation :

Le montage ne nécessite aucun réglage particulier. Le curseur de l'ajustable A est à placer dans sa position médiane, qui convient généralement. On augmente le coefficient d'amplification de la détection de l'étincelle en tournant le curseur dans le sens horaire. En faisant tour-

ner le moteur au ralenti et en dirigeant l'éclat du stroboscope sur le volant, on pourra alors vérifier si les repères du volant et du carter fixe correspondent. On se référera aux données techniques relatives à l'avance à l'allumage fournies par le constructeur du véhicule.



NOMENCLATURE

Module principal :

2 straps

R₁ à R₃ : 1 MΩ
(marron, noir, vert)

R₆ : 1 kΩ
(marron, noir, rouge)

R₇ à R₉ : 10 kΩ
(marron, noir, orange)

R₁₀, R₁₂ à R₁₅, R₁₉ : 4,7 kΩ
(jaune, violet, rouge)

R₁₆ : 100 kΩ
(marron, noir, jaune)

R₁₇, R₁₈ : 220 Ω
(rouge, rouge, marron)

R₂₀ : 91 kΩ
(blanc, marron, orange)

A : Ajustable 100 kΩ

REG : Régulateur 8V (7808)

D₁ à D₆, D₉ : Diodes 1N 4148

D₁₀ : Diode BY399

P : Potentiomètre 100 kΩ
(linéaire) pour circuit imprimé

C₁, C₁₃ : 100 µF/16V
électrolytique

C₂, C₆, C₇ : 47 nF milfeuillet

C₃, C₄ : 0,22 µF milfeuillet

C₅ : 4,7 nF milfeuillet

C₈ : 0,1 µF milfeuillet

T₁, T₂ : Transistor PNP 2907

T₃, T₄ : Transistor NPN 2N 1711, 2N 1613

T₅, T₆ : Transistor NPN BD237

T₇, T₈ : Transistor 2N 3055

IC₁ : µA 741 (Ampli OP)
IC₂, IC₃ : CD 4011 (4 portes NAND)

1 support 8 broches

2 supports 14 broches

Bouton pour axe de potentiomètre

Embase CINCH pour circuit imprimé

Fiche mâle CINCH

Bornier soudable 2 plots

Transformateur

220V/2x6V/10VA

Embase DIN (3 broches)

pour circuit imprimé

Fiche DIN 3 broches

Fil blindé (2 conducteurs + blindage)

Boîtier ESM métal

(140 x 100 x 50)

Module "Lampe à éclats" :

R₄, R₅ : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₁₁ : 22 kΩ

(rouge, rouge, orange)

R₂₁ : 1,5 kΩ /2W

(marron, vert, rouge)

D₇, D₈ : Diodes 1N 4004 à 1N 4007

C₉ à C₁₁ : 1 µF/400V polyester

C₁₂ : 0,22 µF/400V polyester

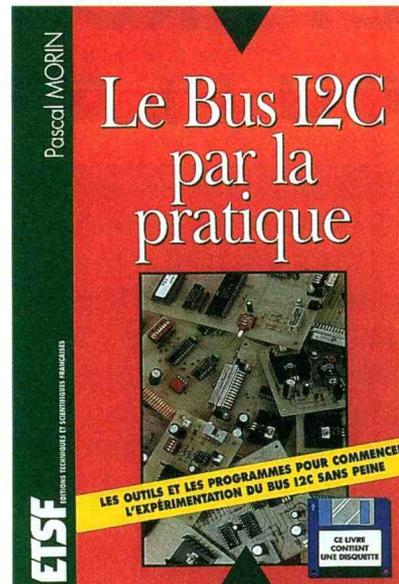
Lampe à éclats 30/40 joules

Self de déclenchement pour lampe à éclat 30/40 joules

THY : Thyristor TYN 1012

Bornier soudable 3 plots

LE BUS I2C PAR LA PRATIQUE



Ce livre intéressera les lecteurs qui souhaitent aborder l'expérimentation du Bus I2C dans un minimum de temps. Le Bus I2C offre des solutions modulaires intéressantes. Mais en contrepartie, la programmation des composants spécifiques pour le bus I2C requiert un travail plus complexe.

Ce livre aidera les lecteurs qui souhaitent commencer l'expérimentation des modules prévus pour le Bus I2C, sans perdre des heures à apprendre le maniement d'outils spécifiques. Les cartes proposées dans ce livre couvrent différents besoins, tout en adoptant une "interface utilisateur" homogène. Certaines interfaces deviendront vite familières pour vous.

Par exemple, les lecteurs trouveront dans ces pages une interface pour Bus I2C qui se connecte au port parallèle d'un ordinateur compatible IBM/PC. Le prix de revient de l'interface est à peine plus élevé que le prix des connecteurs. Il y a fort à parier que cette interface deviendra très vite votre outil de test favori, tellement son utilisation et sa mise en œuvre sont simples.

VOLUME BROCHÉ DE 224 PAGES
AVEC DISQUETTE AU PRIX DE 190F
ETSF EDETEUR

EXTINCTION TEMPORISÉE ET PROGRESSIVE DU PLAFONNIER

A l'instar de certaines voitures récemment apparues sur le marché, il est possible, moyennant peu de modifications, d'ajouter au plafonnier de votre véhicule une temporisation de son extinction, laquelle, de surcroît, sera progressive.



Le fonctionnement

Situation existante :

Le plafonnier s'allume généralement de deux manières différentes :

- l'allumage manuel dû à la fermeture d'un interrupteur,
- l'allumage automatique commandé par la fermeture de l'un des contacts de portières si on ouvre ces dernières.

Dans les deux cas, l'allumage consiste à relier une polarité de l'ampoule au "moins" de la batterie. Bien entendu, si toutes les portières sont fer-

mées, le plafonnier s'éteint immédiatement.

Certains véhicules comportent en plus, à côté du plafonnier, un spot de lecture, commandé dans ce cas par un inverseur à trois positions : plafonnier, arrêt ou spot de lecture. Généralement, l'ampoule constituant le plafonnier se caractérise par une puissance de 7W.

Dans le boîtier renfermant le plafonnier, la modification consiste dans un premier temps à mettre en évidence quatre points de branchement (voir **figure 1**) :

"+" : C'est la polarité positive directement issue du "plus" de la batterie.

"-" : Il s'agit du "moins" de la batterie.

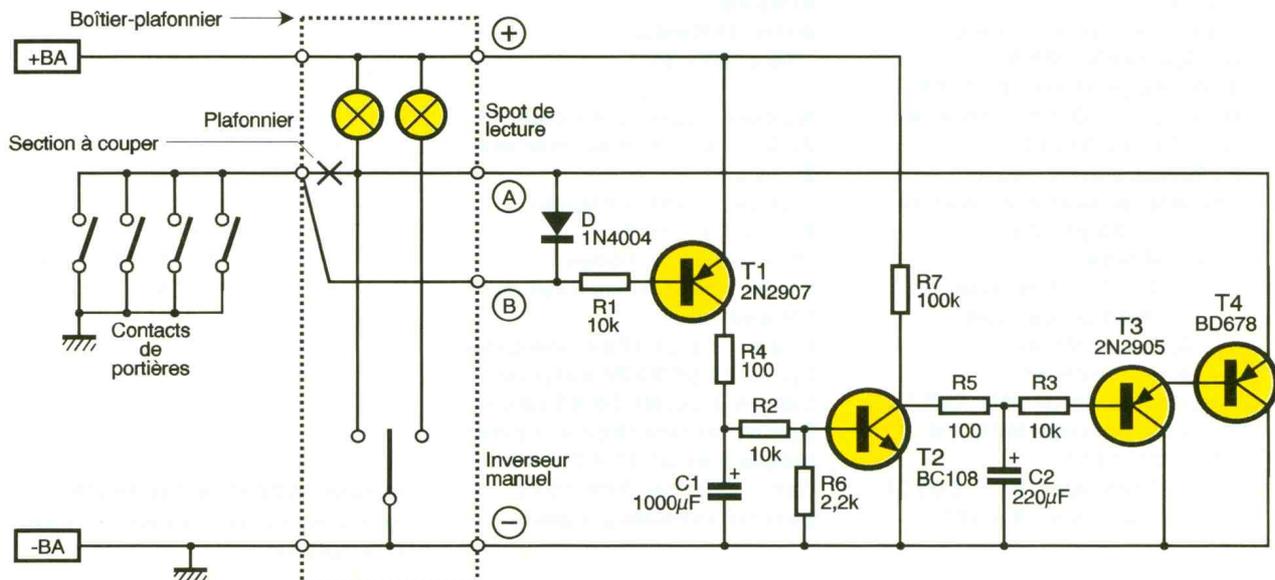
A : C'est le retour du plafonnier vers les contacts de portière au niveau de l'ampoule.

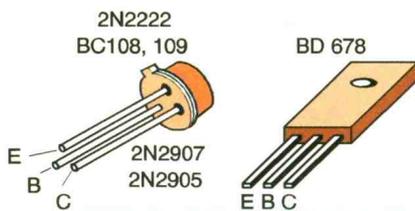
B : C'est le fil qui relie le point A aux contacts de portière.

Les points A et B n'en forment qu'un dans la situation existante. Il convient donc de les séparer pour constituer deux points A et B séparés.

1

LE SCHÉMA AVEC LE BRANCHEMENT



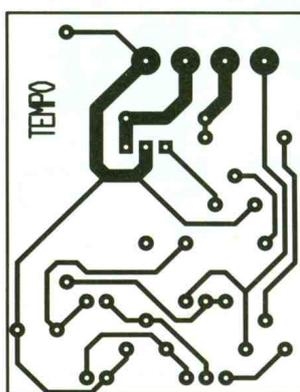


2

BROCHAGE DES TRANSISTORS UTILISÉS

Ouverture d'une portière :

Dès qu'une portière s'ouvre, le plafonnier s'allume grâce à la présence de la diode D. En même temps, le transistor PNP T₁ se trouve en état de saturation. La capacité C₁ est rapidement chargée à travers R₄. Il en résulte

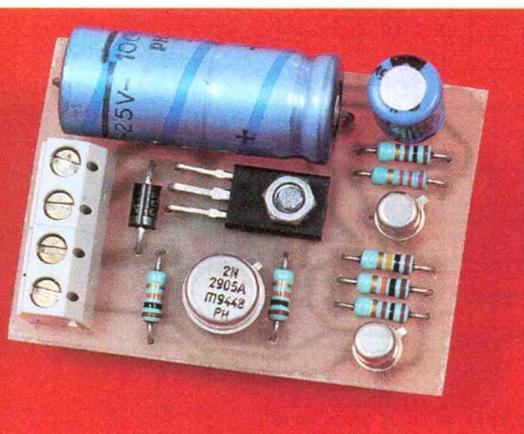


3

UN CIRCUIT SIMPLE : RESPECTER LA TAILLE DES PISTES VÉHICULANT UNE FORTE INTENSITÉ

te la saturation du transistor NPN T₂ dont le collecteur passe à un potentiel quasiment nul. Cette saturation entraîne à son tour la saturation des transistors PNP T₃ et T₄. Le transistor T₄ est un transistor de puissance. Avec T₃, il forme un Darlington qui est un montage se caractérisant par une forte amplification du courant. Dans cette situation, on peut considérer qu'une partie du courant d'alimenta-

LE MONTAGE CABLÉ



tion de l'ampoule du plafonnier passe par la diode D et qu'une autre partie s'écoule par le Darlington. A noter que la capacité C₂ est entièrement déchargée par R₅.

Fermeture de la portière :

Dès que toutes les portières sont fermées, le transistor T₁ se bloque, mais T₂ continue de conduire grâce à la charge de C₁. En conséquence, le potentiel au niveau du collecteur de T₂ reste voisin de zéro volt. Le Darlington T₃/T₄ reste en état de saturation. Il en résulte la continuation normale de l'éclairage du plafonnier.

Extinction progressive :

Après environ 20 secondes d'éclairage normal, la capacité C₁ est suffisamment déchargée pour que s'annonce le début du blocage du transistor T₂ dont le potentiel collecteur croît assez rapidement. Dans un premier temps, le Darlington T₃/T₄ continue de conduire normalement; mais la capacité C₂ se charge progressivement à travers R₃ et R₇/R₅. Au fur et à mesure que le potentiel sur l'armature positive de C₂ augmente, le Darlington monté ici en suiveur de potentiel, présente au niveau de l'émetteur de T₄ un potentiel croissant si bien que la brillance de l'ampoule du plafonnier diminue progressivement, étant donné que le potentiel à ses bornes va lui-même en diminuant. Au bout de 30 secondes environ, l'ampoule est totalement éteinte.

La réalisation

Circuit imprimé : (figure 3)

Le circuit imprimé est réduit à sa plus simple expression. Sa reproduction n'appelle aucune remarque particulière. A noter cependant la plus grande largeur des pistes destinées à véhiculer le courant de puissance au niveau de la diode et du transistor T₄.

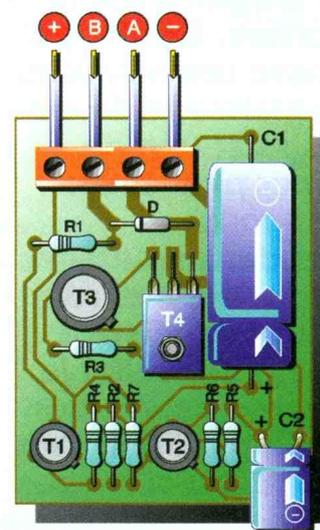
Après gravure dans un bain de perchlore de fer, le module est à rincer abondamment à l'eau tiède. Toutes les pastilles sont ensuite à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous destinés à l'implantation de C₁, de D de T₄, et du bornier, sont à agrandir à 1 ou à 1,3 mm.

Implantation des composants : (figures 2 et 4)

Après la mise en place des résistances et de la diode D, on implantera les transistors et les capacités pour terminer par le bornier de raccordement. Attention au respect de l'orientation correcte des compo-

sants polarisés. Le montage ne nécessite normalement aucun réglage. Si on désire augmenter par exemple la durée de l'éclairage normal du plafonnier après la fermeture de la dernière portière, même si on veut obtenir une progression plus rapide du phénomène d'extinction, la résistance R₇ de 100 kΩ peut être remplacée par une valeur de 68 kΩ ou même de 47 kΩ.

Le module est suffisamment petit en dimensions pour qu'il puisse soit être installé dans le boîtier plafonnier/liseuse lui-même, soit posé à proximité dans un mini-coffret, conférant à l'ensemble un maximum de discrétion.



4

UNE IMPLANTATION SANS SURPRISE

NOMENCLATURE

- R₁ à R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₄, R₅ : 100 Ω (marron, noir, marron)
- R₆ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₇ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- D : Diode 1N 4004
- C₁ : 1000 µF/16V électrolytique
- C₂ : 220 µF/16V électrolytique (sorties radiales)
- T₁ : Transistor PNP 2N 2907
- T₂ : Transistor NPN BC108, BC109, 2N 2222
- T₃ : Transistor PNP 2N 2905
- T₄ : Transistor PNP BD678
- Bornier soudable 4 plots
- Boîtier plastique DIPTAL (58 x 43 x 19 mm)

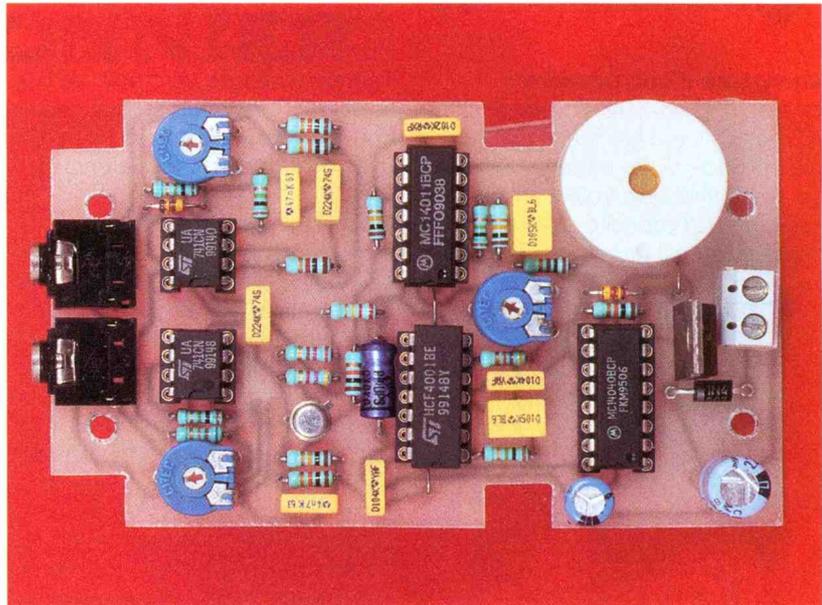
CONTROLE DE LA TEMPERATURE DU MOTEUR

Faire tourner à un régime trop élevé un moteur encore froid est une erreur à ne pas commettre au risque de compromettre sérieusement la longévité de la voiture. En effet, à basse température, le graissage du moteur est loin de jouer pleinement son rôle. Les deux montages proposés aideront l'automobiliste à mieux surveiller la vitesse de rotation de son moteur tant que celui-ci n'a pas atteint une température suffisante.

Le principe

En situation normale, le graissage interne du moteur se caractérise par la simultanéité de deux phénomènes :

- Les arbres tournant dans des paliers (vilebrequin, arbre à cames) sont graissés par de l'huile sous pression



établie par la pompe à huile et acheminée aux endroits prévus au moyen de canaux internes et de gorges circulaires.

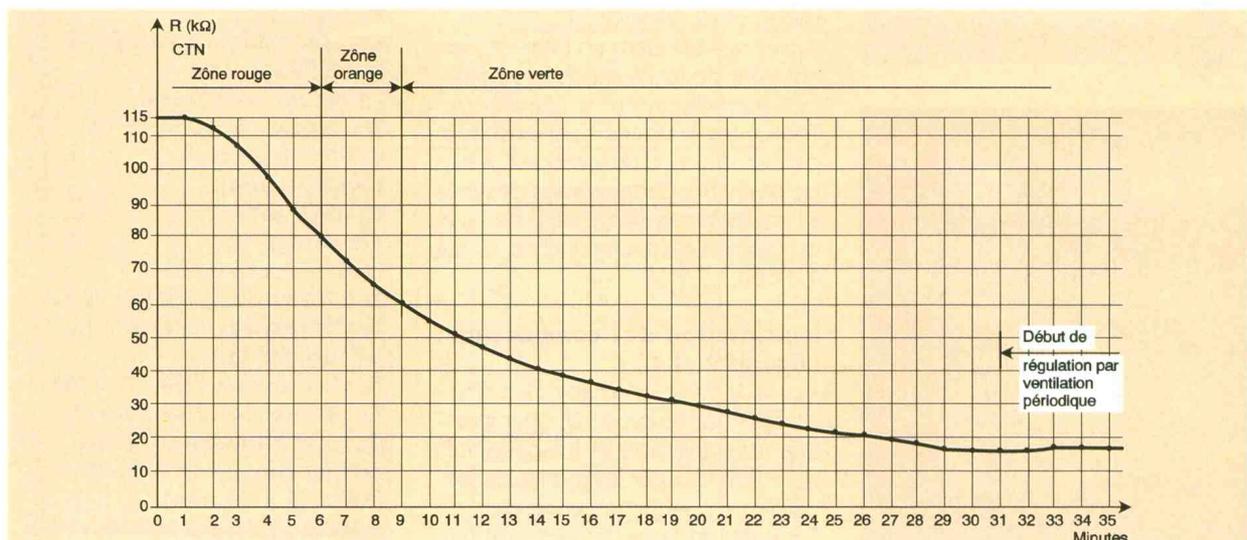
- La surface interne des chemises dans lesquelles couissent les pistons est graissée par la condensation de vapeurs d'huile en provenance du carter sur la dite surface refroidie par l'eau du circuit de refroidissement. A la base du piston est monté un segment "racleur" d'huile qui ramène cette dernière à l'intérieur du piston grâce à des petits canaux pratiqués dans le fond de la gorge. Cette huile ainsi récupérée graisse le pied de bielle qui s'articule sur l'axe du piston. A basse température, cette seconde

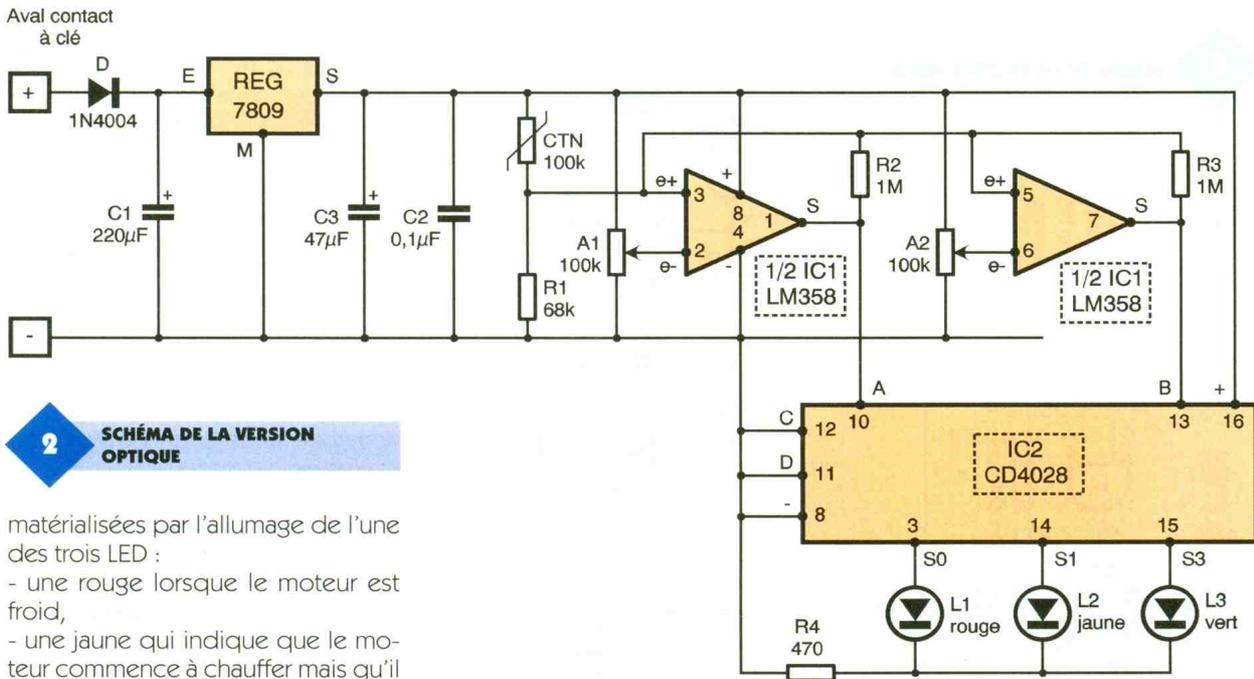
partie du graissage se réalise très mal. C'est la raison pour laquelle il convient de ne jamais pousser le régime du moteur dans cette situation de départ.

Dans nos deux montages, la température du moteur est contrôlée par la mise en oeuvre d'une thermistance placée au niveau de la durit sortant de la culasse du moteur.

Dans le premier montage, la résistance ohmique de la thermistance est à la base d'un potentiel comparé à des potentiels de référence pour obtenir trois plages elles-mêmes

1 EVOLUTION DE LA RÉSISTANCE DE LA CTN





2

SCHÉMA DE LA VERSION OPTIQUE

matérialisées par l'allumage de l'une des trois LED :

- une rouge lorsque le moteur est froid,
- une jaune qui indique que le moteur commence à chauffer mais qu'il convient toujours de surveiller le régime de rotation,
- une verte qui signale une température suffisante du moteur.

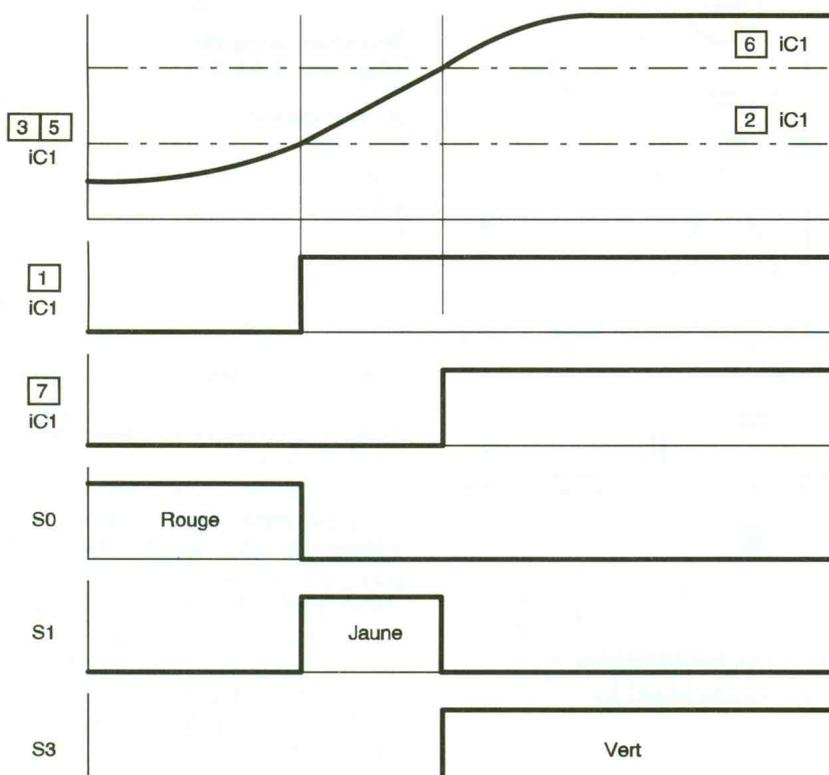
Dans le deuxième montage, il est fait appel en plus à l'information " vitesse de rotation " par un simple couplage inductif avec le câble haute tension issu du distributeur.

Tant que le moteur n'a pas atteint une température jugée suffisante, un buzzer retenti à chaque fois que l'on atteint ou dépasse un seuil donné de la vitesse de rotation du moteur. Bien entendu, cette signalisation sonore se neutralise automatiquement une fois la température atteinte.

La thermistance est logée dans une petite capsule métallique refermée avec de la colle époxy pour obtenir l'étanchéité. Cette sonde est ensuite fixée sur un collier lui-même enserrant la durite. La figure 1 indique l'évolution de la résistance ohmique de la thermistance en partant d'un moteur froid et tournant au ralenti. La zone orange correspond au début de l'ouverture du " Calorstat ", alors qu'en zone verte, ce dernier est entièrement ouvert.

3

CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT



Le Fonctionnement

Version Optique : (figures 2, 3 et 5)

a/ Alimentation

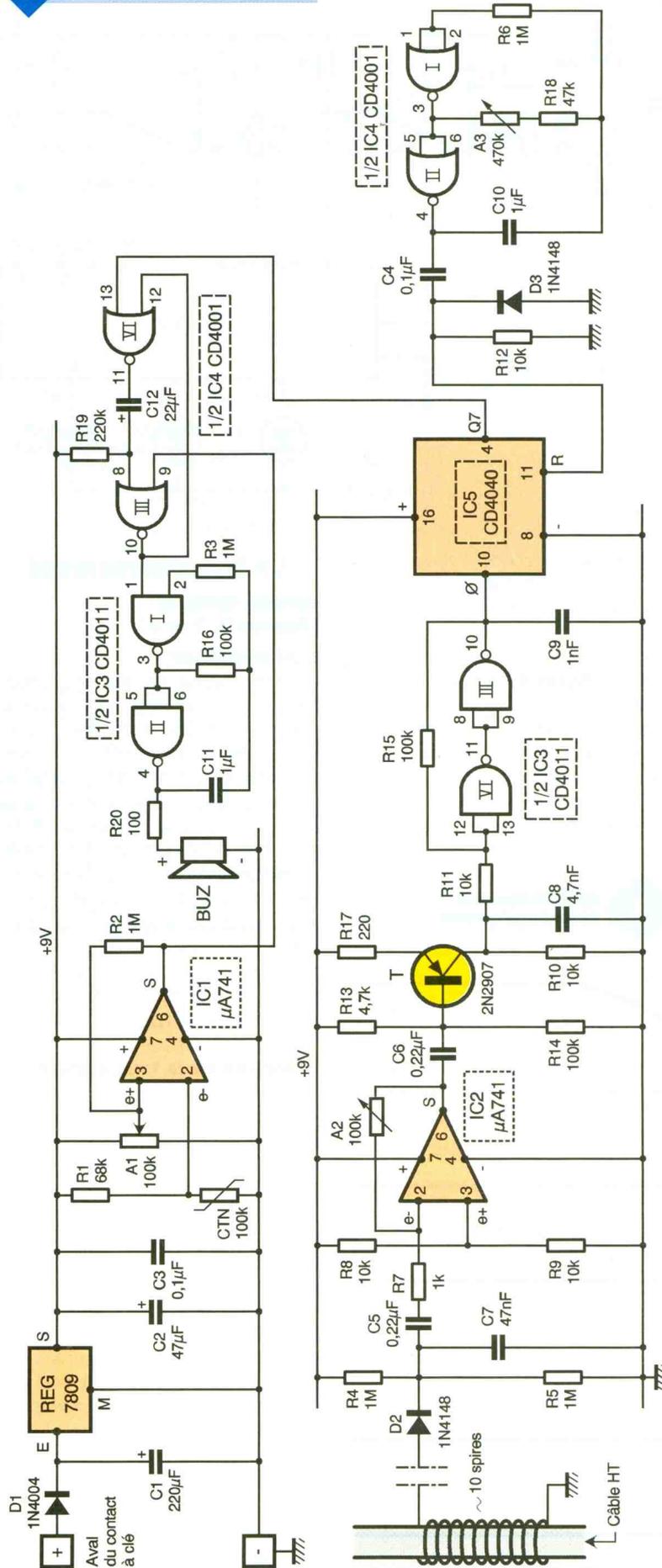
L'énergie nécessaire au fonctionnement du montage est délivrée par le potentiel de 12V de la batterie, prélevé en aval du contact à clé. La diode D fait office de détrompeur au moment du branchement initial. La capacité C₁ réalise un premier filtrage et élimine les petites ondulations de potentiel issues de la rotation de l'alternateur. A la sortie du régulateur 7809, on recueille une tension continue et stabilisée à 9V. La capacité C₃ effectue un complément de filtrages tandis que C₂ découple cette alimentation du restant du montage.

b/ Mesure de la température

La CTN (résistance à coefficient de température négatif) fait partie d'un pont diviseur, avec R₁, dont la sortie est reliée aux entrées "+" de deux amplis-op montés en comparateur. Les entrées inverseuses sont reliées, chacune en ce qui la concerne, au point médian d'une ajustable dont la rotation du curseur permet le réglage du potentiel. Ces deux potentiels sont réglés de manière à ce que les potentiels appliqués sur les entrées inverseuses soient supérieurs à ceux disponibles sur les entrées directes, lorsque la CTN est placée dans une ambiance thermique considérée comme froide.

Dans cette situation, les sorties des deux ampli-op présentent un état bas, au potentiel de déchet près, qui est de l'ordre de 1,8V.

Au fur et à mesure que la température captée par la CTN augmente, sa ré-



sistance ohmique diminue. On observera à un moment donné le potentiel sur l'entrée "+" du premier ampli-op devenir supérieur à celui de l'entrée inverseuse. La sortie de ce premier ampli-op passe à l'état haut. La température continuant de s'élever, le même phénomène se produit pour le second ampli-op dont la sortie passe également à l'état haut. Les résistances d'assez forte valeur, R_2 et R_3 , introduisent au moment du basculement des ampli-op, une réaction positive qui accélère le phénomène afin de la rendre plus franc et plus net.

c/ Décodage et affichage

Dans le paragraphe précédent, nous avons mis en évidence les trois situations possibles selon le **tableau 1**.

Les sorties des deux ampli-op sont reliées aux entrées A et B d'un circuit décodeur BCD → décimal (le CD 4028). Les deux autres entrées C et D sont reliées en permanence à l'état bas. Si on reprend les trois situations évoquées ci-dessus, on constate les niveaux logiques suivants sur les entrées A et B : 00, 01 et 11 (sens de lecture B → A).

En notation binaire, cela correspond respectivement aux nombres 0, 1 et 3. En conséquence, au niveau des sorties S_0 à S_9 de IC₂ on observera l'apparition successive d'un état haut sur les sorties S_0 , S_1 et S_3 . La sortie S_0 est reliée à une LED rouge (L_1). Les sorties S_1 et S_3 sont respectivement en contact avec une LED jaune (L_2) et verte (L_3).

La résistance R_4 limite le courant dans les LED de signalisation.

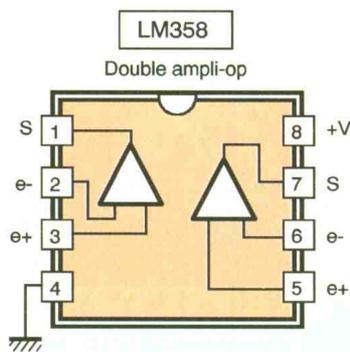
Version sonore : (figures 4 et 5)

Alimentation

Cette partie est rigoureusement identique à celle qui équipe la version optique. Le potentiel stabilisé d'utilisation est également de 9V.

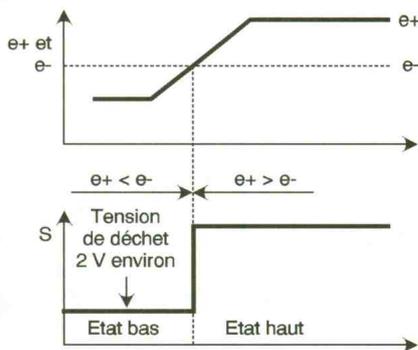
Mesure de la température :

La CTN et R_1 forment un pont dont le point médian est relié à l'entrée inverseuse d'un ampli-op monté en comparateur, référencé IC₁. L'entrée "+" a son potentiel réglable grâce à l'ajustable A_1 . Le réglage de ce dernier est réalisé de manière à ce qu'en situation de température basse, le potentiel de l'entrée "+" soit inférieur à celui de l'entrée inverseuse. Il en résulte un état bas sur la sortie de IC₁. En revanche, lorsque la CTN est placée dans une ambiance thermique jugée suffisante en température, cette situation s'inverse et la sortie de IC₁ passe à l'état haut. Comme dans le montage précédent, la résistance R_2 introduit

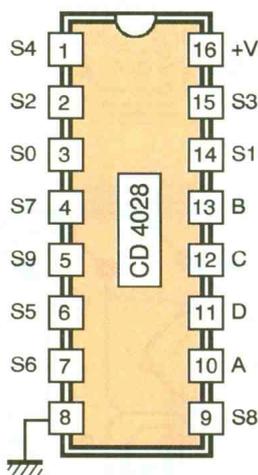


5a

BROCHAGE ET FONCTIONNEMENT EN COMPAREUR D'UN 358



une réaction positive d'accélération de la vitesse du basculement de l'ampli-op.



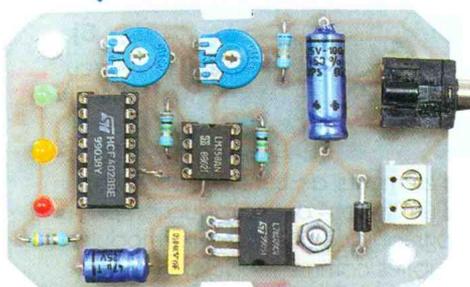
Décodeur BCD / décimal

5b

DÉCODEUR BCD → DÉCIMAL 4028

D	C	B	A	S0	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

LA VERSION "OPTIQUE"



Détection de la vitesse de rotation du moteur

L'entrée inverseuse d'un autre ampli-op (IC₂) reçoit les signaux issus d'un couplage inductif avec le câble haute tension issu du distributeur, par l'intermédiaire de C₅ et de R₇. L'entrée "+" est soumise à la demi-tension d'alimentation grâce au pont diviseur formé par R₈ et R₉. C'est d'ailleurs cette valeur que l'on relève sur la sortie de IC₂, à l'état de repos. Grâce à l'ajustable A₂, il est possible de régler le coefficient d'amplification de IC₂ à la valeur souhaitée.

Pour un moteur 4 cylindres et à 4 temps, si N est la vitesse de rotation exprimée en trs/minute, la fréquence du signal ainsi détecté se détermine au moyen de la relation :

$$F = N/30$$

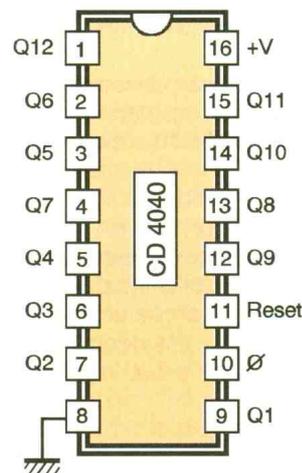
Ainsi, si le moteur tourne au ralenti à 900 trs/minute par exemple, cette fréquence est de 30 Hz.

Mise en forme du signal

Le transistor PNP T est monté en émetteur commun. La polarisation de sa base est telle qu'en l'absence de signaux issus de IC₂, le potentiel disponible sur le collecteur est nul. En revanche, dès que des signaux apparaissent sur la sortie de l'amplificateur, on observe au niveau du collecteur des impulsions positives arrondies et intégrées par C₈.

Les portes NAND III et IV de IC₃, avec leurs résistances périphériques R₁₁ et R₁₅, forment un trigger de SCHMITT.

Rappelons qu'un tel montage raidit les fronts ascendants et descendants, ce qui les rend davantage



Compteur binaire de 12 étages

5c

COMPTEUR BINAIRE 12 ÉTAGES 4040

Q1	2 t	Q7	128 t
Q2	4 t	Q8	256 t
Q3	8 t	Q9	512 t
Q4	16 t	Q10	1024 t
Q5	32 t	Q11	2048 t
Q6	64 t	Q12	4096 t

$$T = 2^n \times t$$

aptes à attaquer l'entrée " Horloge " d'un compteur placé en aval.

Limite maximale de la vitesse de rotation :

Le circuit intégré référencé IC₅ est un CD 4040. Il s'agit d'un compteur binaire de 12 étages montés en cascade. Si T₀ est la période des créneaux présentés sur l'entrée ∅, chaque étage délivre sur sa sortie Q_n, un créneau carré dont la valeur de la période a été multipliée par 2, par rapport à l'étage précédent; sur une sortie Q_n quelconque, on relèvera alors la période : T_n = T₀ x 2ⁿ

Par exemple sur la sortie Q₇, la période relevée est de T₇= 128 x T₀, ce qui revient à dire qu'après une remise à zéro de IC₅, on notera l'apparition d'un état haut sur Q₇ après une durée :

$$DT = 128/2 T_0 = 64 \times T_0$$

DÉCODAGE DES TROIS ZONES

- température basse :	1er ampli-op:	sortie état bas
	2ème ampli-op:	sortie état bas
- température plus élevée :	1er ampli-op:	sortie état haut
	2ème ampli-op:	sortie état bas
- température élevée :	1er ampli-op:	sortie état haut
	2ème ampli-op:	sortie état haut

étant donné qu'il s'agit de signaux carrés.

Si N est la vitesse de rotation du moteur que l'on considère comme limite, cette durée DT s'exprime par la relation :

$$DT = 64 \cdot x \cdot 30/N.$$

Par exemple, si on fixe N à 2750 trs/minute, la valeur de DT devient 698 ms. Si donc pour cette vitesse de rotation, l'entrée de remise à zéro de IC_5 est périodiquement soumise à une brève impulsion po-

positives, limitée en durée par la charge rapide de C_4 à travers R_{12} .

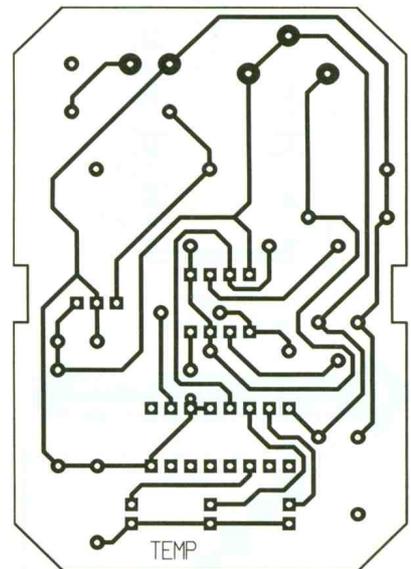
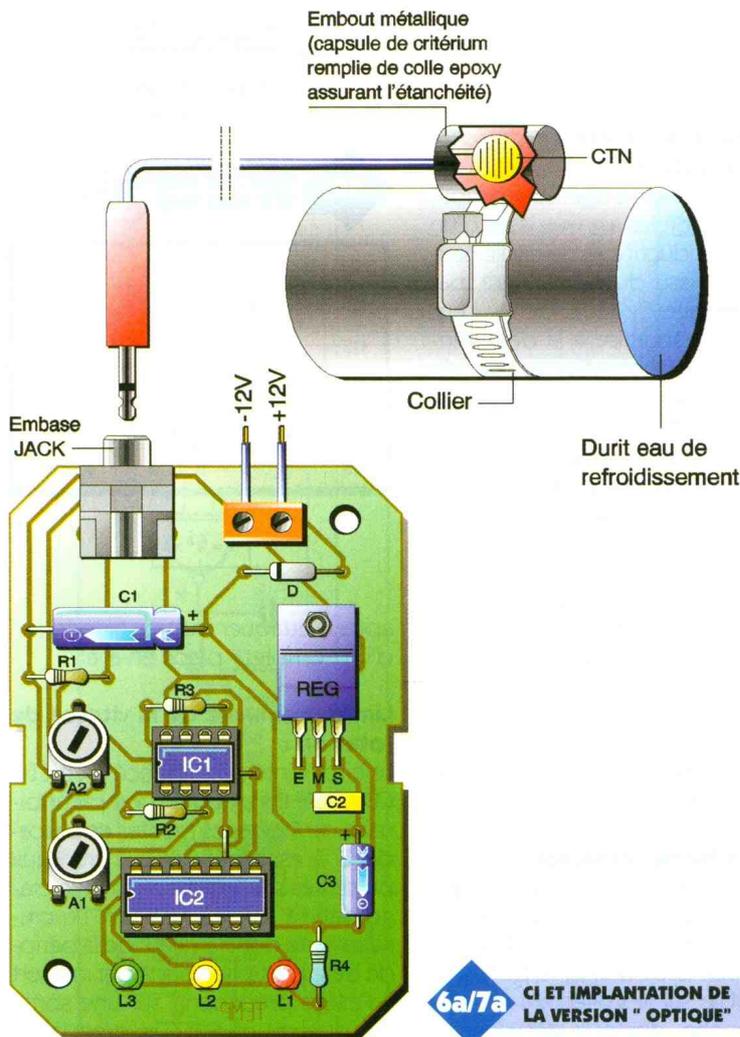
Signal sonore

Les portes NOR III et IV de IC_4 forment une bascule monostable. Lorsque l'entrée 13 est soumise à un état haut de durée quelconque, la sortie de la bascule délivre un état haut de durée fixe et déterminée par les valeurs de R_{19} et de C_{12} . Dans le cas présent, celle-ci est de l'ordre de 3 à 4 secondes. A noter



RÉALISATION DE LA SONDE

Ainsi, si le moteur du véhicule est encore froid et que l'on fait tourner ce dernier à une vitesse supérieure à une limite fixée, le buzzer émet des séries de "bips" d'avertissement aussi longtemps que cette limite est



sitive à une période légèrement inférieure à 698 ms, on n'enregistre jamais d'état haut, même très bref, sur la sortie Q_7 . Par contre, si on dépasse 2750 t/minute, on observera sur Q_7 , l'apparition d'un front ascendant.

La périodicité des remises à zéro est assurée par l'oscillateur astable formé par les portes NOR I et II de IC_4 . Ce dernier délivre sur sa sortie des créneaux de forme carrée dont la période est réglable grâce à l'ajustable A_3 . Les fronts montants du signal sont pris en compte par le dispositif dérivateur que forment C_4 , D_{13} et R_{12} . Ainsi sur l'entrée de remise à zéro du compteur IC_5 , on dispose alors de très brèves impulsions

que la bascule monostable est neutralisée si l'entrée 9 est soumise à un état haut. Rappelons que cela se produit lorsque la température CTN a atteint une valeur jugée suffisamment élevée.

Les portes NAND I et II de IC_3 constituent un oscillateur astable commandé. Tant que son entrée de contrôle 1 est soumise à un état bas, la sortie de l'oscillateur présente un état bas de repos. Par contre, si cette entrée est soumise à un état haut, l'oscillateur entre en oscillation. Il délivre des créneaux de forme carrée à une période de l'ordre de 0,25 seconde. Pour chaque état haut de ces derniers, le buzzer piézo-électrique émet un "bip" caractéristique.

dépassée. Ces "bips" cesseront soit parce que la vitesse de rotation est revenue à une valeur plus faible, soit parce que la température du moteur a atteint une valeur acceptable.

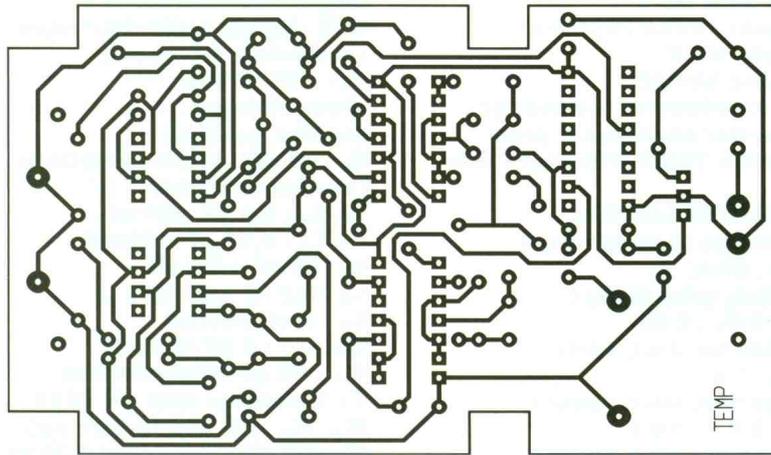
La réalisation

Circuits imprimés (figure 6)

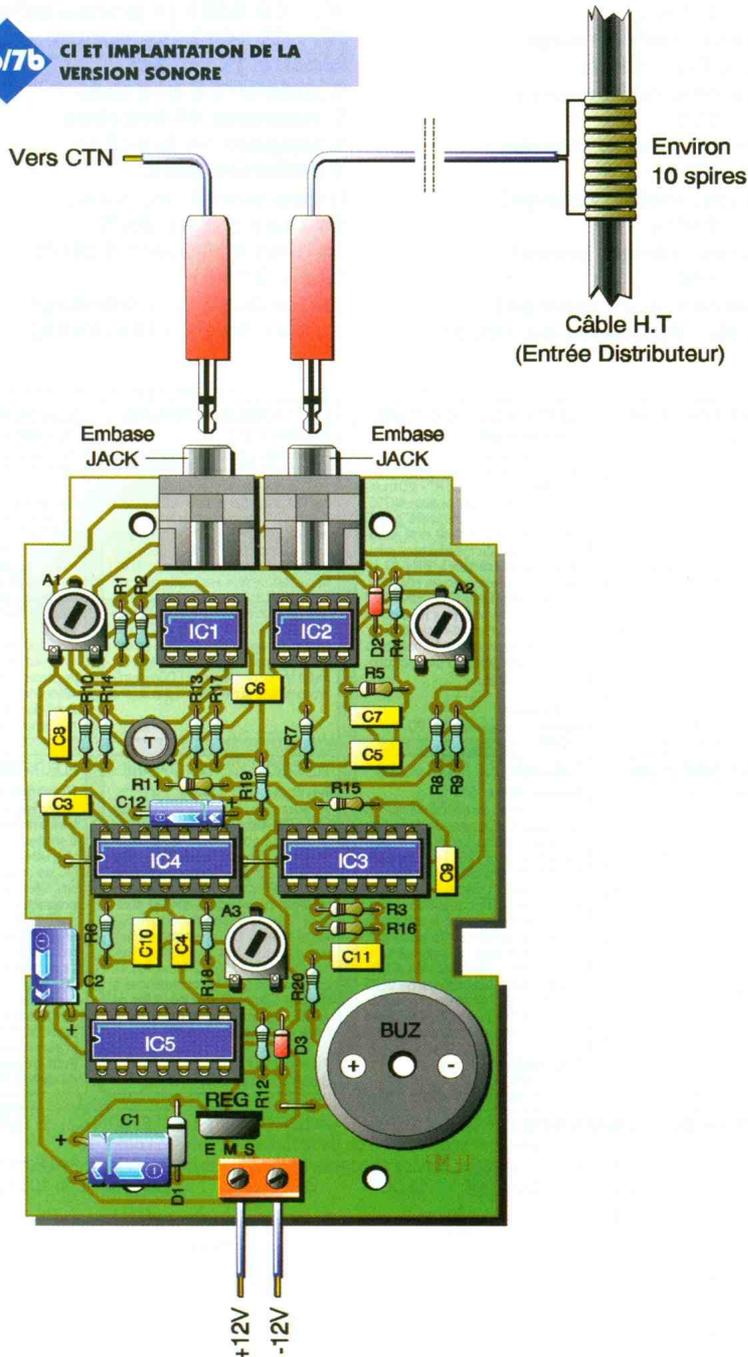
Ces circuits imprimés appellent peu de remarques. Les moyens habituels de reproduction peuvent être mis en œuvre : application directe d'éléments de transfert, confection d'un "typon" ou reproduction photographique en utilisant les modules publiés comme modèle. Après gravure dans un bain de per-

chlorure de fer, les modules seront soigneusement rincés. Toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Cer-

tains seront à agrandir afin de les adapter aux diamètres des connexions des composants les plus volumineux.



66/76 CI ET IMPLANTATION DE LA VERSION SONORE



Implantation des composants (figure 7)

Après la mise en place des straps de liaison, on soudera les diodes, les résistances et les supports des circuits intégrés. Ensuite, ce sera le tour des capacités, ajustables, transistors et tous les autres composants généralement plus volumineux. Il va sans dire qu'il convient de bien veiller à l'orientation correcte des composants polarisés.

Réglages

Une méthode simple consiste d'abord à établir le diagramme de la figure 1 pour le modèle de voiture considéré. La résistance ohmique de la CTN a été mesurée toutes les minutes, en partant d'un moteur froid et tournant au ralenti. Il est alors relativement simple de délimiter les zones rouges, oranges et vertes, sur le graphique. Les potentiels des points médians des ajustables A_1 et A_2 se calculent alors directement. Par exemple, si ces deux valeurs correspondent respectivement à des valeurs de CTN de 80 et de 60 $k\Omega$, les potentiels afférents deviennent : $9 \times 68 / (80 + 68)$ et $9 \times 68 / (60 + 68)$ soit 4,14 V pour A_1 et 4,78 V pour A_2 . Cela s'appliquant à la version optique.

Si on a choisi de réaliser la version sonore, le point de basculement de IC_1 est toujours déduit de l'examen du même graphique. Dans le présent exemple, c'est la valeur de 60 $k\Omega$ qui a été retenue comme température de la CTN. Dans ce cas, le potentiel du point médian de l'ajustable A_1 est à régler sur la valeur : $9 \times 60 / (60 + 68) = 4,2V$. Quant à l'ajustable A_2 , la position médiane du curseur convient généralement. En tournant ce dernier dans le sens des aiguilles d'une montre, on augmente le coefficient d'amplification de IC_2 .

Enfin, le curseur de l'ajustable A_3 se règle à la demande. Dans un premier temps, il est à positionner à fond,



LA VERSION OPTIQUE EN COFFRET

sens anti-horaire. Ensuite, il convient de faire tourner le moteur à une vitesse de rotation N considérée comme limite (2500 à 2800 t/minute). En tournant doucement le curseur de A₃ dans le sens horaire, on s'arrêtera sur la position obtenue dès que le dispositif de signalisation sonore s'enclenche.

NOMENCLATURE

VERSION OPTIQUE

2 straps
(1 horizontal, 1 vertical)
R₁ : 68 kΩ (bleu, gris, orange)
R₂, R₃ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R₄ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
A₁, A₂ : Ajustable de 100 kΩ
D : Diode 1N 4004
REG : Régulateur 9V (7809)
CTN : Résistance à coefficient de température négatif de 100 kΩ
L₁ : LED rouge Ø3
L₂ : LED jaune Ø3
L₃ : LED verte Ø3
C₁ : 220 µF/16V électrolytique
C₂ : 0,1 µF milfeuill

C₃ : 47 µF/16V électrolytique
IC₁ : LM 358 (double ampli-op)
IC₂ : CD 4028 (décodeur BCD A décimal)
Support 8 broches
Support 16 broches
Embase JACK (pour circuit imprimé)
Fiche JACK
Câble blindé (1 conducteur + blindage)
Bornier soudable 2 plots
Boîtier TEKO (78x55x24 mm)

VERSION SONORE

3 straps (horizontaux)
R₁ : 68 kΩ (bleu, gris, orange)
R₂ à R₆ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R₇ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R₈ à R₁₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₁₃ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₁₄ à R₁₆ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₁₇ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R₁₈ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R₁₉ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R₂₀ : 100 Ω (marron, noir, marron)
A₁, A₂ : Ajustable de 100 kΩ

A₃ : Ajustable de 470 kΩ
D₁ : Diode 1N 4004
D₂, D₃ : Diodes signal 1N 4148
REG : Régulateur 9V (7809)
CTN : Résistance à coefficient de température négatif de 100 kΩ
BUZ : Buzzer piézo-électrique (oscillateur incorporé)
C₁ : 220 µF/16V électrolytique (sorties radiales)
C₂ : 47 µF/16V électrolytique (sorties radiales)
C₃, C₄ : 0,1 µF milfeuill
C₅, C₆ : 0,22 µF milfeuill
C₇ : 47 nF milfeuill
C₈ : 4,7 nF milfeuill
C₉ : 1 nF milfeuill
C₁₀, C₁₁ : 1 µF milfeuill
C₁₂ : 22 µF électrolytique
T : Transistor PNP 2N 2907
IC₁, IC₂ : µA 741 (ampli-op)
IC₃ : CD 4011 (4 portes NAND)
IC₄ : CD 4001 (4 portes NOR)
IC₅ : CE 4040 (compteur binaire 12 étages)
2 supports 8 broches
2 supports 14 broches
1 support 16 broches
2 embases JACK (pour circuit imprimé)
2 fiches mâles JACK
Bornier soudable 2 plots
Câble blindé (1 conducteur + blindage)
Boîtier MMP (110x68x24)

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Janvier 1995 n° 566
 Au sommaire : Emulateur d'EPROM 27C64 à 27C256. Traceur de caractéristiques de semi-conducteurs. Vidéo grabber : carte d'acquisition vidéo multipasse pour PC. Générateur de fonctions subminiature 0 à 20 MHz. Tosmètre 20-220 MHz. Lab-sonde : analyseur-timer pour labo photo. Retour sur le programmeur de 69HC705C8. Le facteur de puissance : solutions actives et instrumentation. Le générateur de miroirs vidéo Fluke PM5418. Les «simple switchers» national semiconductor. La carte de développement I2C OM5027. Synthèse du logarithme sur microcontrôleur. VGA sur TV : améliorations et extensions. Le salon «cartes» 94.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Février 1995 n° 567
 Au sommaire : Générateur HF AM-FM : les cartes de contrôle. Commutateur 4 voies RS232. Codeur PAL simple pour enregistrement VGA. Emetteur-récepteur ondes longues de détresse. Labtimer : timer pour labo photo. Carte d'entrées-sorties pour port parallèle. Chargeur de batteries Ni.MH 12 V. Programmeur de PIC 16C84. L'analyseur logique HP 54620A. Les bus série : le CAN. Les ISPLSI Lattice. EZ-ABEL : TV numérique et écrans 16/9. IGBT «JFS» ultra-rapides Harris nouvelle orientation chez CK Electronics. Les multimètres graphiques Fluke série 860. Le multimètre 6 décades 1/2 Keithley 2000. Inverseurs subminiatures Knitter. Le RSE Carlo Gavazzi : module de démarrage progressif pour moteurs.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Mars 1995 n° 568
 Au sommaire : Centrale I2C à 80C52 Basic. Adaptateur capteur de pression pour ADC10. Dimètre et source HF 2-200 MHz. Mini-régie audio pour karaoke. Kit de développement et programmation 8051. Ampli audio monolithique 2 x 40 W / 8 W. Le Palmscope Escort 320 : combiné DSO-analyseur multimètre. Les antennes. Le 82C200 et la carte CAN-PC SECCOM. Développement pour PIC16C5X : réflexion et Clearview 5 X. Gravure mécanique et circuits imprimés : les machines LPKF. Conversion analogique-numérique sur contrôleur.

Publi-dossier :
 les générateurs de fonction.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Avril 1995 n° 569
 Au sommaire : Deux correcteurs de facteur de puissance. Un 421 électronique avec Abel. Interface PC/LPT- I2C multi-master. Chien de garde pour 68705. Thermostat programmable à PIC 16C54. Télécommande IR multi récepteurs. Alimentation audio pour mini-antenne cadre pour radiogoniométrie. Manumètre fête ses trente ans. Di-comtech et la compatibilité électromagnétique. Chargeur rapide pour batterie au plomb avec le BD 2003. Les Mosfet en régime d'avalanche. Le calcul des condensateurs de filtrage. Simulat V 1.0. Gestion des LCD par microcontrôleur sur 4 bits.

Publi-dossier :
 les cartes d'acquisition pour PC.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Mai 1995 n° 570
 Au sommaire : Ballast électronique pour tube fluorescent 36 W. Programmeur-limer domestique I2C. Simulateur de présence programmable. Modules PFL/Record et lignes stéréo pour mini-régie. Synthétiseur de fréquence à PLL. Espion pour cartes à puce. Antenne cadre pour radiogoniométrie. Manumètre fête ses trente ans. Di-comtech et la compatibilité électromagnétique. Chargeur rapide pour batterie au plomb avec le BD 2003. Les Mosfet en régime d'avalanche. Le calcul des condensateurs de filtrage. Simulat V 1.0. Gestion des LCD par microcontrôleur sur 4 bits.

Publi-dossier :
 microcontrôleurs 8/16 bits.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Juin 1995 n° 571
 Au sommaire : Générateur de lignes test vidéo. Analyseur de signature courant-tension. Un module amplificateur 60 W ultra-protégé. Dossier cartes PC : carte de décodage d'adresses - carte 32 entrées/sorties - carte convertisseur analogique/numérique - commande de moteur pas à pas avec maintien - carte de contrôle pour 4 moteurs pas à pas - commande de moteur pas à pas par microcontrôleur - carte de contrôle de moteur C.C. La station de mesure Altai MS-9150. Bus Can : le SLLIO 82C150. Gros plan sur les mémoires. Compteur de passages à GAL avec Abel. Le radiotéléphone numérique GSM.

Publi-dossier :
 microcontrôleurs 8/16 bits.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Juillet 1995 n° 572
 Au sommaire : Deux adaptateurs secteur à découpage 12 V/6 W. Générateur de fonctions 12 MHz à la carte. VCO, oscillateur contrôlé par tension, 88-108 MHz. Carte à puce à PIC 16C71/84. Distribution de sorties audio pour mini-régie. Alarme extensible à PIC 16C55. Carte d'application CAN à 82C150. Extensions pour programmeur-timer. Arbitre de bus à GAL 22 V 10. L'ensemble de développement RKIT-51 de raisonance. Le NAB 95 à Las Vegas. Calcul de dérivée sur microcontrôleur.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Août 1995 n° 573
 Au sommaire : Enregistreur de données pour PC. Commutateur péritel avec incrustation OSD. Système d'ouverture automatique sécurisé. Programmeur domestique : programmation et exploitation. Interfaces, imprimante et extension RAM I2C. Deux amplis «intégrés» : modules à TDA 1514 et 7294. Le bootstrap en électronique. Les modules hybrides HF MIPOT. Le routeur Winboard par Inex. Mini-simulateur de carte à puce asynchrone. Calcul d'intégrale sur microcontrôleur.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Septembre 1995 n° 574
 Au sommaire : Interface souris pour bus I2C. Deux montages pour téléphonie. Liaison vidéo par fibre optique. Serrure codée à 68705P3. Système de surveillance périmétrique. Elops, satellite d'horloge radio. Les Tekscopes THS 710 et 720 Tektronix. Le mini-analyseur logique SLA-16 Pico Technology. Test des télécommandes et modules IR. Transmissions numériques et modems. Montreux 95 : la TV numérique. Tracés de droites sur microcontrôleurs.

Publi-dossier :
 systèmes de développement pour microcontrôleurs.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Octobre 1995 n° 575
 Au sommaire : Interface clavier PC pour bus I2C. Commande de moteur à courant continu. Lecteur-programmeur de carte T2G. Trois modules pour sono et studio. Volubateur vidéo 15 MHz. Emetteur AM vidéo + audio. Carte d'acquisition vidéo. Synchronisateur vidéo à comptage lignes. Distributeur audio-vidéo trois voies. Génération de signaux arbitraires HP : HP33120A + BEN-CHLINK.ARB. Applications du SLLIO CAN 82C150. Transmissions numériques et modems (2). Tracé de cercles sur microcontrôleurs.

Publi-dossier :
 les oscilloscopes

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Novembre 1995 n° 576
 Au sommaire : Emetteur et récepteur vidéo FM 400 MHz. Carte automate programmable pour PC. COMEPROM : roues codeuses par EPROM. Platine d'expérimentation pour FGPA Xilinx. Module de commutation pour liaisons série et mini-ell@. Renifleur électromagnétique large bande. L'instrument virtuel Handyprobe. Les shunts électroniques MAX 471/472 Maxim. Les composants pour télécommandes à «Rolling Code». Abel et les tables de vérité. Connaitre Internet. Nano nouveau multitél@ pour 8051.

Publi-dossier :
 la distribution par catalogue.

ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

Décembre 1995 n° 577
 Au sommaire : Alimentation de laboratoire à redressement contrôlé. Cartes d'entrées-sorties analogiques pour le test. Carillon avec le ST 6225. Interface I2C de commande de moteurs pas à pas. Détecteur horaire Radiotop. Temporisateur multi-usages avec le PIC Basic. Synchronisateur numérique pour oscilloscope. Liaison HF RS232 unidirectionnelle. L'alimentation ELC AL 936. Le démodulateur son stéréo satellite TDA8745. Le simulateur Logique Works. Le CD ROM Data SGS-Thomson. Le salon «Cartes 95» Internet : les applications électroniques. Microcontrôleurs : problèmes et solutions.

Publi-dossier :
 les starters kits.



Sommaire des anciens numéros disponibles
25 F
+ 5 F de frais de port

BON DE COMMANDE DES ANCIENS NUMEROS D'ELECTRONIQUE RADIO-PLANS

à retourner accompagné de votre règlement libellé à l'ordre de :
 Publications Georges Ventillard, service abonnement, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19

Chèque bancaire CCP Mandat CB (à partir de 100 F)

Veuillez me faire parvenir les n° suivants x 30 F = F

Nom Prénom

Adresse

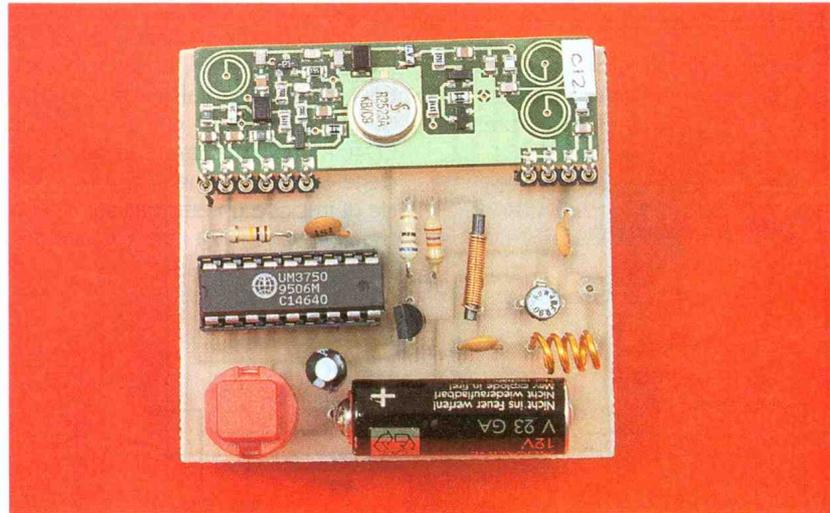
Ville

Signature :

date d'expiration

LOCALISATEUR DE VOITURE

Lorsque l'on gare sa voiture dans un grand parking, il n'est pas rare de tourner en rond un certain temps avant de la retrouver, surtout quand on possède une voiture assez classique. Afin de vous éviter de déambuler le long des allées souterraines des aires géantes de stationnement, nous vous proposons un localisateur de voiture utilisant une transmission H.F. à 434 MHz pour la commande et le Klaxon pour la signalisation. Si vous le désirez, la commande des phares peut aussi être activée par notre dispositif.



un interrupteur général permettant la mise hors service du montage. Ceci peut être utile dans certains cas comme, par exemple, si le véhicule est immobilisé pendant une longue période. Maintenant que nous avons pris connaissance des fonctionnalités du montage, il est temps de se plonger dans l'étude des deux schémas de principe.

L'émetteur

Le schéma de principe de l'émetteur est représenté sur la figure 1. Celui-ci est tout à fait classique et l'on retrouve la configuration habituelle: IC₁ (MM53200) code l'informa-

tion à envoyer et la transmet à IC₂, émetteur MIPOT AMTX ACC 50 Ω. Les connexions ou leur absence entre IN₁ à IN₁₂ et masse seront reportées à l'identique sur le récepteur selon le code envisagé par straps. L'étage amplificateur composé de C₃, R₂, R₃, C₄, T₁ et L₁ permet d'assurer une meilleure portée au dispositif. Il est à noter à ce propos que France Télécom interdit l'utilisation d'émetteur 434 MHz de plus de 10 mW de puissance.

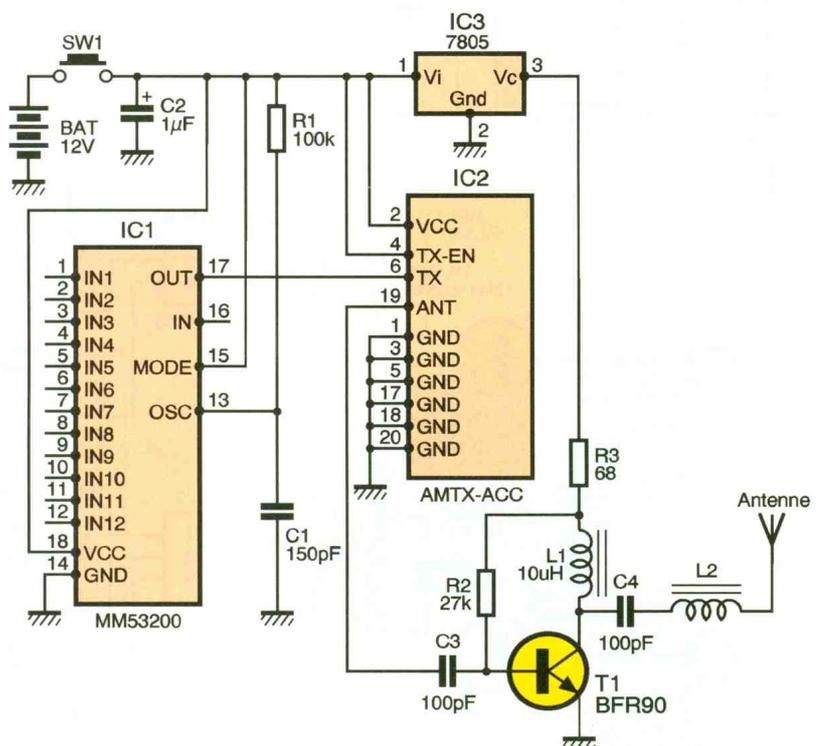
Il va donc sans dire que vous ne

Description

L'ensemble est composé d'un émetteur mobile à commande unique, et d'un récepteur fixe installé dans le véhicule à localiser. Lors de l'appui sur la télécommande, un ordre codé est transmis au récepteur qui active alors le Klaxon et / ou les phares. La liaison H.F. est laissée aux bons soins d'une paire de MIPOT (émetteur AMTX ACC et le récepteur super hétérodyne). Afin d'obtenir une portée acceptable, un étage amplificateur à transistors est rajouté en sortie de l'émetteur. On pourra ainsi espérer un rayon d'action de 200 mètres avec des antennes accordées.

Le récepteur contient deux relais afin d'obtenir une commande aisée des dispositifs de localisation. Chacun de ces derniers peut être mis en service ou non par l'adjonction d'un cavalier. De plus, le circuit contient

1 SCHÉMA DE L'ÉMETTEUR



pourrez utiliser ce montage qu'à la condition de vous trouver dans une cage de Faraday afin de ne pas poser de problèmes de compatibilité électromagnétique...

Le récepteur

Le schéma de principe du récepteur est donné sur la **figure 2**. Tout comme celui de l'émetteur, il ne présen-

te pas de difficulté particulière. Le circuit de réception est organisé autour du module MIPOT. Le circuit MM53200 (ou son équivalent CMOS UM3750) permet le décodage des données présentes sur la broche 14 du module. Afin d'obtenir un son de longueur suffisante, une temporisation est créée à l'aide de 2 portes NAND contenues dans un circuit CD4011. Lorsque le circuit de décodage a reconnu une séquence valide, il impose un état bas sur sa sortie (broche 17). Le circuit de

temporisation se déclenche lors du front descendant de la broche 17 et force alors un état bas pendant environ 0,8 seconde. La sortie du temporisateur attaque un inverseur (porte NAND dont les deux entrées sont court-circuitées) afin de saturer les transistors T₁ et T₂.

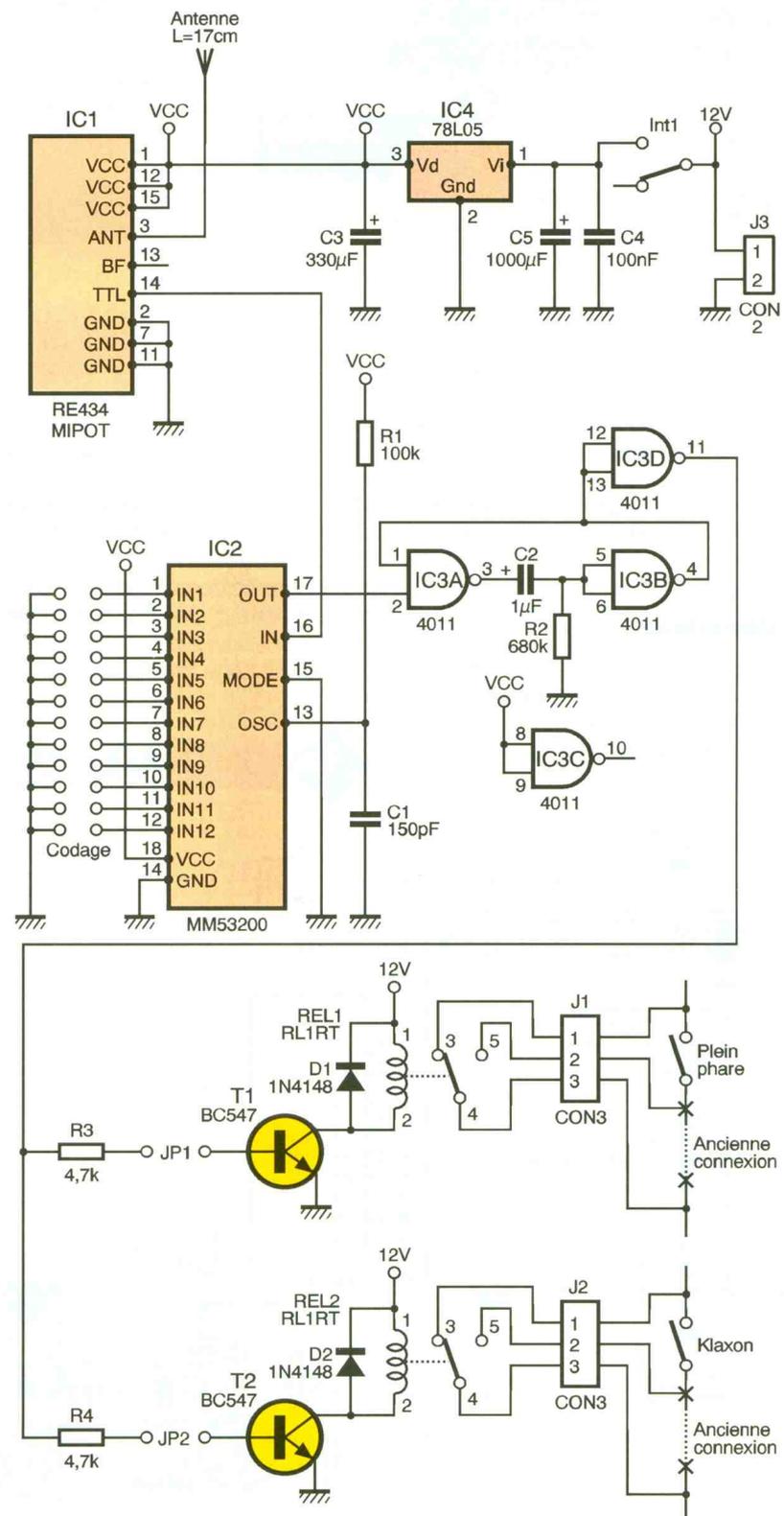
La saturation d'un transistor se traduit par une tension quasi nulle entre son émetteur et son collecteur, on voit que la différence de tension aux bornes des bobines est d'environ 12V ce qui fait "coller" le relais. Lorsque la sortie du temporisateur est à l'état haut (état de repos), le courant de base des transistors est nul ce qui a pour effet de les bloquer.

Dans ce cas, la tension du collecteur est de 12V. La différence de tension aux bornes des bobines des relais est donc presque nulle.

Les diodes placées en parallèle sur les bobines des relais sont appelées "diodes de roue libre" et servent à éviter des surtensions inverses trop importantes dans les transistors lors des transitions.

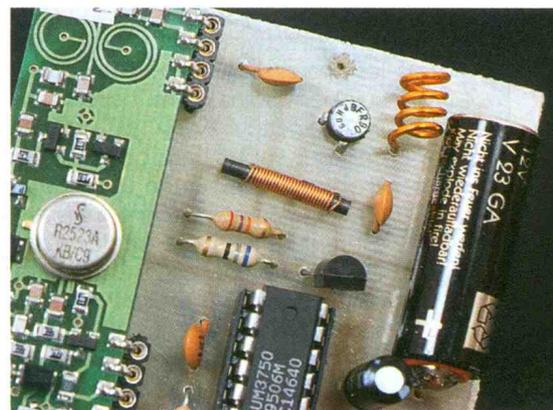
L'alimentation est construite à l'aide d'un 78L05. Ce circuit est de la même famille que le 7805 mais consomme moins de courant. La capacité C₅ de 1000µF placée en tête est très importante et sert à éviter les collages intempestifs des relais. En effet, la tension aux bornes de la batterie est reliée directement aux bobines des relais. Hors, la tension fournie par cette dernière est loin d'être régulière et varie avec le régime moteur ou lorsque les essuie-glaces fonctionnent.

2 SCHEMA DU RECEPTEUR. ON REPORTERA LES LIAISONS DE CODAGE DE L'EMETTEUR

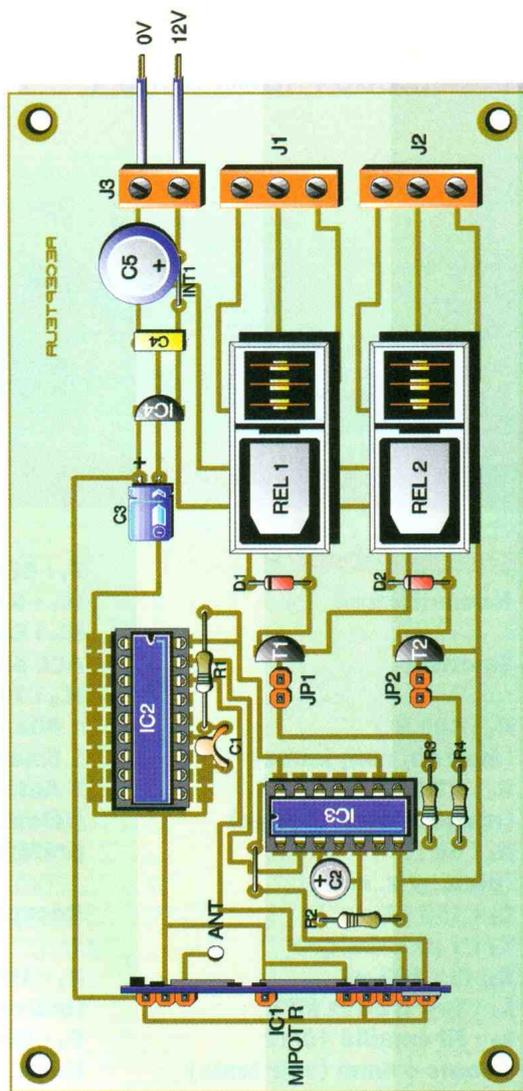
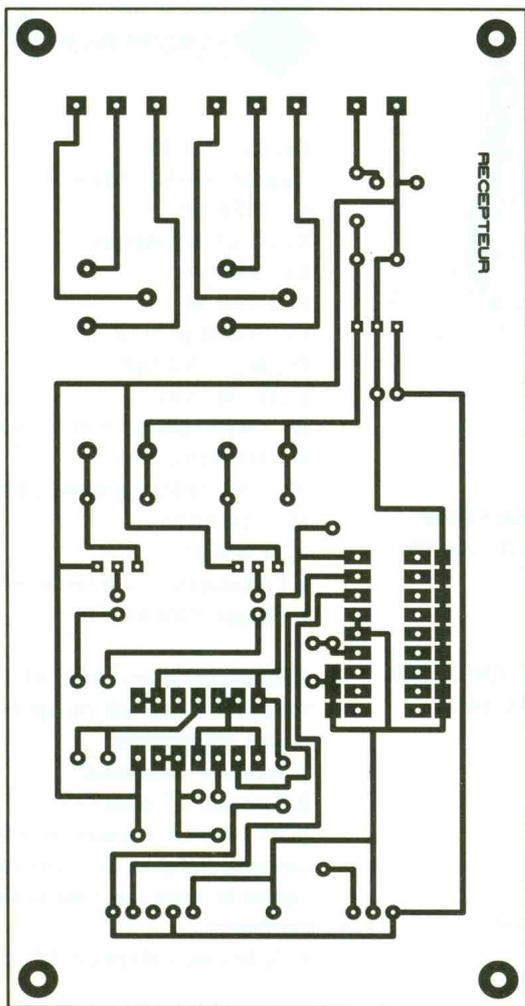


Réalisation

La réalisation de ces deux circuits devrait se faire sans difficulté. Le circuit imprimé de l'émetteur est donné sur la **figure 3** et celui du récep-



L'ÉTAGE AMPLIFICATEUR ASSOCIÉ À L'ÉMETTEUR



4/6

CIRCUIT IMPRIMÉ ET IMPLANTATION DU RÉCEPTEUR

teur, sur la **figure 5**. Les schémas d'implantations correspondants sont respectivement représentés sur les **figures 4 et 6**.

Nous ne saurions trop vous conseiller d'utiliser des supports pour les modules MIPOT et pour les circuits UM3750. Il faudra aussi vérifier la mise en place des capacités polarisées pour éviter les mauvaises

surprises au moment du branchement.

La bobine L_2 sera construite à l'aide de fil émaillé 10/10. On enroulera environ 4 tours de fil sur un support de 4 mm de diamètre environ. On pourra utiliser la queue d'un foret comme forme par exemple. La précision de cette self n'est pas du tout critique alors rassurez-vous, même si vous n'êtes pas très habitué à faire ce genre de manipulation, tout devrait se passer sans problème.

Branchement et Utilisation

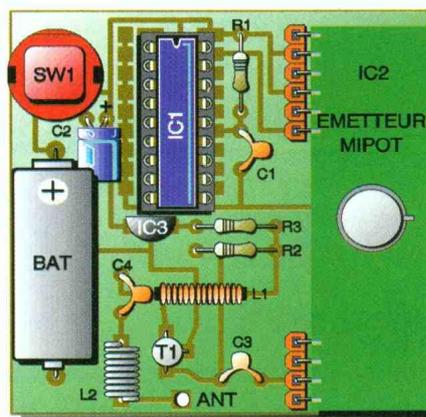
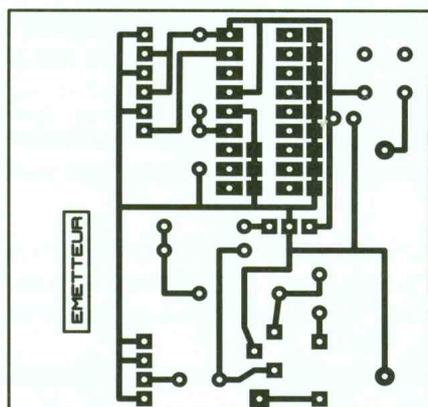
Pour connecter le récepteur aux différents organes de la voiture, on se

reportera au schéma de principe. Lorsque le relais est en position repos, il faut que le Klaxon (et / ou les phares) conserve la même connexion que s'il n'y avait pas le montage. Lorsqu'il est en position travail, la commande manuelle habituellement utilisée est court-circuitée.

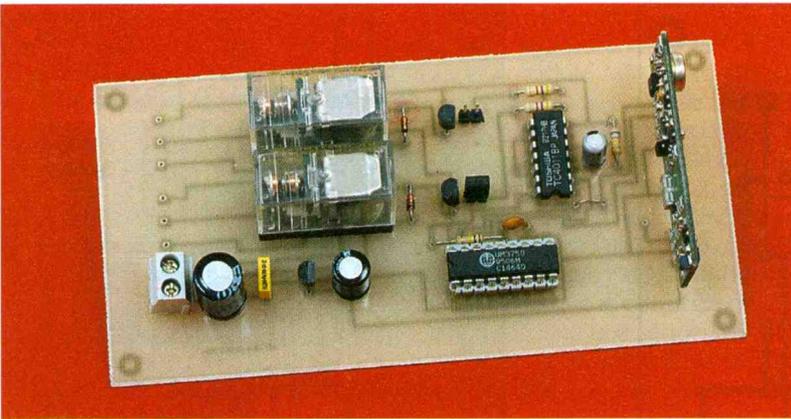
On aura bien sûr vérifié au préalable qu'aucun court-circuit n'est présent sur la platine afin d'éviter de mettre en péril la vie de la batterie.

3/5

CIRCUIT ET IMPLANTATION DE L'ÉMETTEUR



Laurent LELLU



Nomenclature

Emetteur

R₁ : 100 k Ω
 (marron, noir, jaune)
R₂ : 27 k Ω
 (rouge, violet, orange)
R₃ : 68 Ω
 (bleu, gris, noir)
C₁ : 150 pF
C₂ : 1 μ F chimique
C₃, C₄ : 100 pF
L₁ : Self d'arrêt MPK
L₂ : Fil émaillé 10/10
4 tours ϕ 4mm (voir texte)

T₁ : BFR90
IC₁ : UM3750 ou MM53200
IC₂ : Emetteur MIPOT AMTX
ACC 50 Ω
IC₃ : 78L05
1 Pile de 12V
1 Emetteur MIPOT AMTX ACC
1 Antenne adaptée 50 Ω
 (télescopique de préférence)

Récepteur

R₁ : 100 k Ω
 (marron, noir, jaune)
R₂ : 680 k Ω
 (bleu, gris, jaune)

R₃, R₄ : 4,7 k Ω
 (jaune, violet, rouge)
C₁ : 150 pF
C₂ : 1 μ F chimique
C₃ : 330 μ F
C₄ : 100 nF
C₅ : 1000 μ F/25V
D₁, D₂ : 1N4148
T₁, T₂ : BC547
IC₁ : Récepteur MIPOT super
hétérodyne AM
IC₂ : UM3750 ou MM53200
IC₃ : CD4011
IC₄ : 78L05
2 Cavaliers + barrette HE10
2 Relais 12V/1RT

1 Interrupteur (celui-ci a été
remplacé par un strap sur
notre maquette)
1 Bornier 2 entrées
3 Borniers 3 entrées
 (Les borniers peuvent être
 remplacés par des cosses
 selon le type de connexion
 souhaité)
1 Antenne adaptée 50 Ω

CAO

"CADPAK" & "PROPAK"

sur
 PC/AT
 et
 compatibles

DEUX LOGICIELS DE CAO SUR PC

utilisés par des électroniciens professionnels, les écoles et les amateurs pour accomplir, d'une manière simple et conviviale les tâches suivantes...

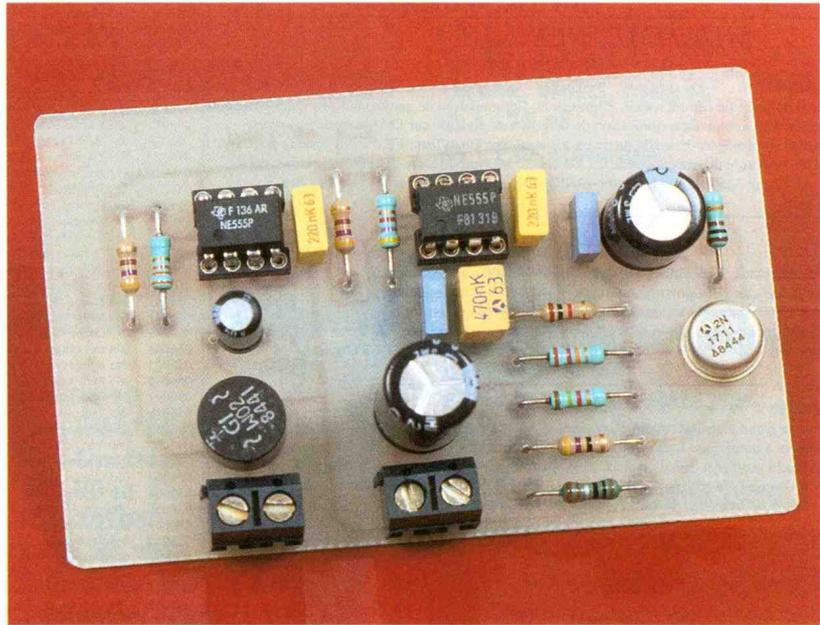
- Saisie de schémas
(Multifeuilles avec PROPAK)
- Routage manuel du circuit-imprimé
(Routage automatique avec PROPAK)
- Génération des plans de masse et des sorties Gerber, Drill, Lasers HP, Jet-d'encre, Postscript, BMP, Plotters.
- Création de nouveaux symboles personnalisés pour schémas et PCB

Vous pouvez commencer avec CADPAK et évoluer
 ultérieurement vers PROPAK et PROTEUS...
 en ne payant que la différence de prix !

Extension ultérieure vers PROTEUS possible
 (pour ajouter la simulation de type Spice)
 La version Windows de Proteus est prévue courant 1996.

Multipower

Lors des manœuvres de marche arrière, le conducteur d'un véhicule doit être très attentif aux mouvements autour de lui. Pour attirer l'attention des passants, les véhicules industriels sont équipés d'avertisseurs sonores qui signalent les manœuvres en marche arrière. Le petit montage que nous vous proposons dans ces pages vous permettra d'équiper votre automobile de ce type d'avertisseur.



AVERTISSEUR DE RECUL

Schéma

Le principe retenu pour ce montage est très simple. Il consiste à alimenter le module d'avertissement en parallèle sur les feux de recul du véhicule, comme l'indique la **figure 1**.

Le schéma qui en découle est donc très simple. Il est reproduit en **figure 2**. Le signal audible sera obtenu par excitation d'un petit haut-parleur relié à CN₂. C'est le circuit U₂, monté en oscillateur, qui pilotera le haut-parleur. Le circuit U₂ est monté en astable dont la fréquence est donnée par la relation : $1/[0,7 \times C_3 \times (R_3 + 2 \times R_4)]$.

Le fonctionnement du circuit U₂ est conditionné par son entrée de remise à 0 (patte 4), issue d'un autre circuit NE555 (U₁). Le circuit U₁ a pour rôle de commander périodiquement le circuit U₂, de façon à produire un signal audible pulsé, ce qui est plus agréable à l'oreille.

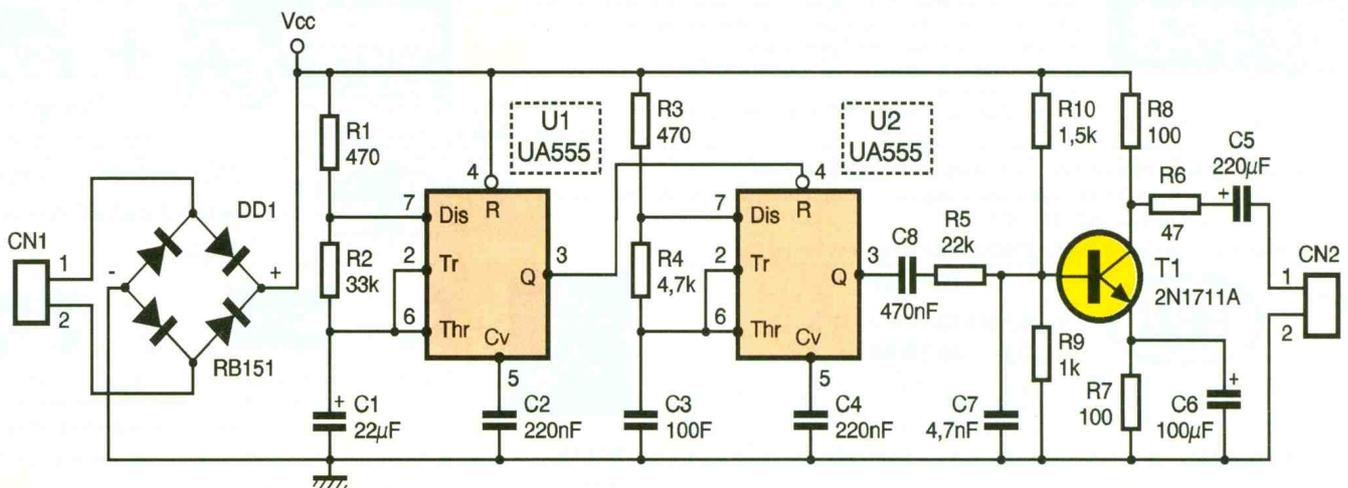
Plutôt que de commander le haut-parleur à partir d'un signal carré, nous avons préféré ajouter un filtre en sortie pour adoucir la sonorité produite. Pour ce faire, l'étage amplificateur articulé autour du transistor T₁ est couplé à l'oscillateur U₂ via la cellule RC constituée par R₅ et C₇. Le condensateur C₈ élimine la composante continue de la sortie

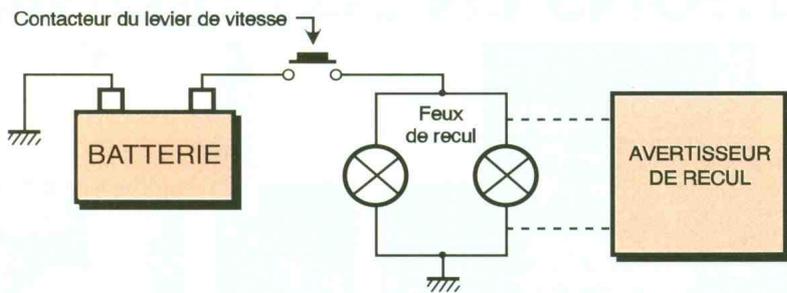
de U₂, composante qui viendrait perturber la polarisation de T₁, sans cela.

Le circuit U₁ oscille en permanence dès qu'il est alimenté de sorte que le signal sonore cadencé se fait entendre dès que les feux de recul sont mis en service. Le pont de diodes DD₁ permet de ne pas se soucier de la polarité de raccordement du montage, ce qui est bien pratique. Ceci évite, pour les indécis, de voir les composants du montage partir en fumée à la première mise en route. Vu le prix

2

UN SCHÉMA ON NE PEUT PLUS SIMPLE.





rieur, vous devrez déporter le haut-parleur pour le placer en dehors de l'habitacle. Là aussi veillez à ce que les fils connectés au haut-parleur n'entrent pas en contact avec la masse du véhicule.

Après ces quelques recommandations, vous voici maintenant à même de tirer profit de cette petite réalisation qui ne manquera pas d'attirer l'attention de votre entourage.

1 SYNOPTIQUE DE BRANCHEMENT

3/4 LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET L'IMPLANTATION ASSOCIÉE

P. MORIN

d'un pont de diodes, il aurait été mesquin de se passer de cette protection.

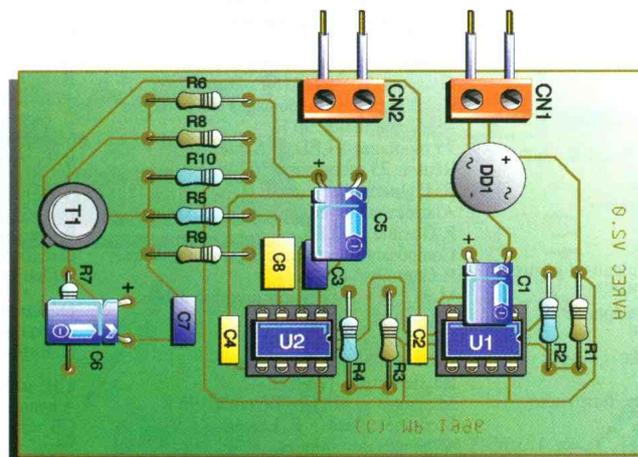
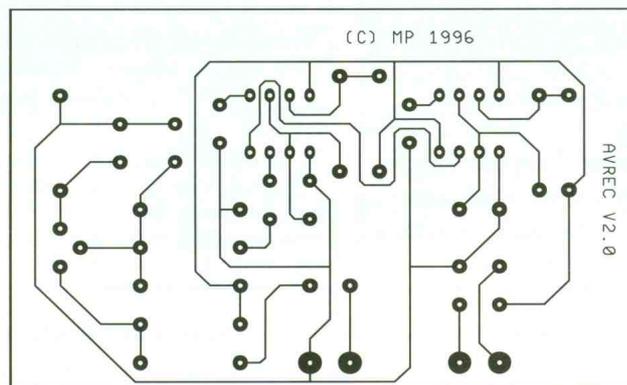
Réalisation

Le circuit imprimé à reproduire est d'une extrême simplicité, cela va de soi pour un montage aussi complexe ! Le dessin du circuit est reproduit en **figure 3** tandis que la vue d'implantation associée est visible en **figure 4**. Le perçage des pastilles s'effectuera avec un foret d'un diamètre de 0,8 mm pour la plupart. Pour CN₁, CN₂ et DD₁, vous devrez percer les pastilles avec un foret de 1 mm de diamètre.

Soyez vigilant au sens de DD₁, T₁, et bien sûr au sens de U₁ et U₂. Il n'est pas souhaitable de monter les circuits U₁ et U₂ sur un support car dans une automobile les vibrations ne manquent pas. Si vous tenez absolument à monter les circuits intégrés sur des supports, choisissez alors des modèles tulipe. Pour la même raison, veillez à ce que vos soudures soient irréprochables, pour éviter que le montage ne tombe en panne après quelque temps.

La connexion du module ne devrait pas vous poser de problème. Dérivez deux fils aux bornes de l'un des feux de recul de votre véhicule. Connectez les fils au montage via CN₁. Ne vous cassez pas la tête avec un voltmètre pour savoir où est le "+" et où est le "-", car le montage ne s'en soucie guère (grâce à DD₁). Par contre, pour immobiliser le module dans le véhicule, vous devrez veiller à ce qu'aucune piste ne touche le châssis. Il sera plus prudent d'installer le montage dans un petit boîtier en plastique.

Si vous souhaitez que le signal sonore soit bien entendu à l'exté-



NOMENCLATURE

CN₁, CN₂ : Borniers à vis, profil standard, au pas de 5,08mm

C₁ : 22 µF, 25V sorties radiales

C₂, C : 220 nF

C₃ : 100 nF

C₅ : 220 µF, 25V sorties radiales

C₆ : 100 µF, 25V sorties radiales

C₇ : 4,7 nF

C₈ : 470 nF

DD₁ : Pont de diodes RB151 ou équivalent (50V 1,5A en petit boîtier rond)

R₁, R₃ : 470 Ω 1/4W 5% (jaune, violet, marron)

R₂ : 33 kΩ 1/4W 5%

(orange, orange, orange)

R₄ : 4,7 kΩ 1/4W 5%

(jaune violet, rouge)

R₅ : 22 kΩ 1/4W 5%

(rouge, rouge, orange)

R₆ : 47 Ω 1/4W 5%

(jaune, violet, noir)

R₇, R₈ : 100 Ω 1/4W 5%

(marron, noir, marron)

R₉ : 1 kΩ 1/4W 5%

(marron, noir, rouge)

R₁₀ : 1,5 kΩ 1/4W 5%

(marron, vert, rouge)

T₁ : 2N 1711A

U₁, U₂ : NE 555

VARICAP ET INDUCTANCEMETRE

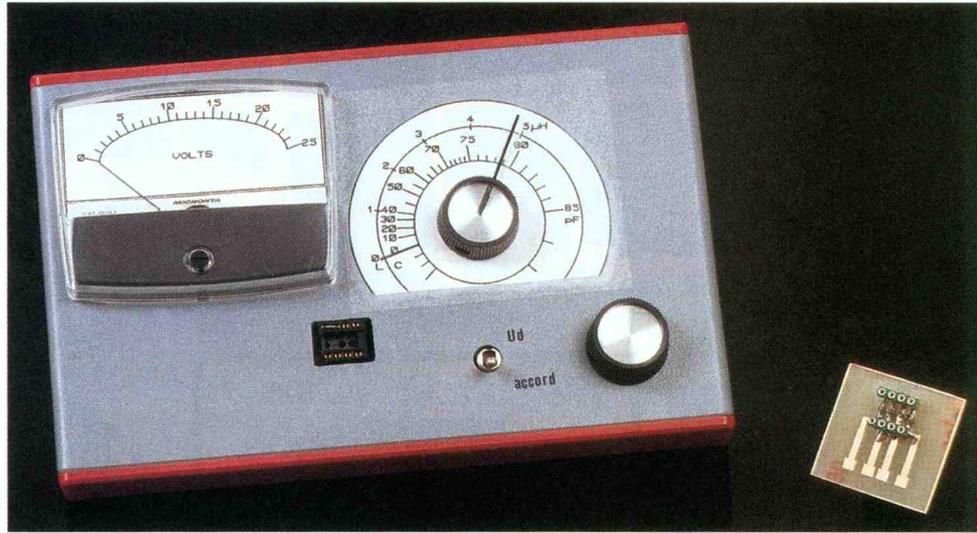
Les progrès technologiques de ces dernières années en matière de semiconducteurs ont largement contribué au remplacement des condensateurs variables par leur équivalent silicium que sont les diodes varicap. Ce remplacement, qui permet un gain de place important au niveau de la réalisation des récepteurs, pose cependant quelques problèmes à l'amateur qui ne connaît pas toujours les caractéristiques de la varicap dont il dispose, d'autant que l'identification des modèles miniatures est très souvent des plus délicate quand elle n'est pas impossible.

Pour remédier à ce problème, nous vous proposons de réaliser un montage destiné au relevé des caractéristiques des diodes varicap, montage qui pourra accessoirement servir à mesurer l'inductance de bobinages de valeur comprise entre quelques centaines de nanohenrys et une quarantaine de microhenrys.

Les diodes varicap

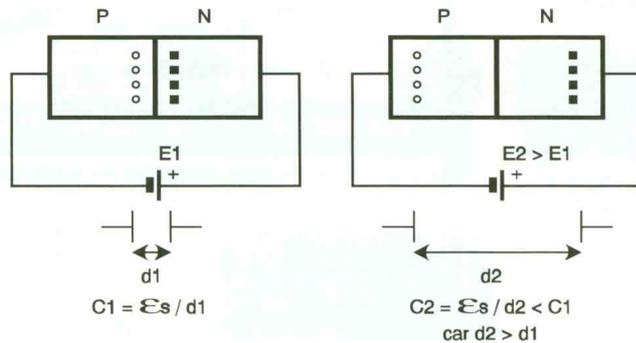
Capacité d'une jonction polarisée en inverse

Dans une jonction PN polarisée en inverse, comme le montre la figure 1, le champ électrique éloigne d'autant plus les porteurs majoritaires de chaque semiconducteur



(électrons dans N et trous dans P) que ce champ est plus intense donc que la tension inverse V_p appliquée est plus grande. La jonction PN peut ainsi être assimilée à un condensateur dont la distance des armatures

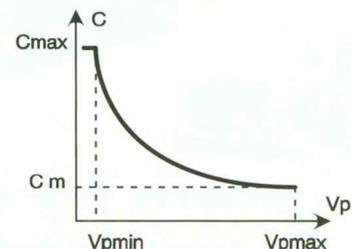
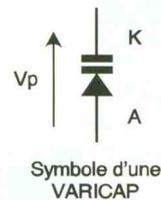
semiconducteurs utilisés. Les diodes varicap sont des jonctions pour lesquelles ce phénomène est recherché. Leur symbole résulte de l'association de celui des condensateurs et des diodes (fig. 2a). La capacité



dépend de la tension inverse qui lui est appliquée. Comme la capacité d'un condensateur plan s'exprime par la formule $C = \epsilon S / d$, expression dans laquelle « ϵ » représente la constante diélectrique du milieu situé entre les armatures, « S » leur section et « d » la distance qui les sépare, on comprend que la modification de la tension inverse V_p appliquée aux bornes de toute jonction puisse faire varier sa capacité propre. Grâce à cette expression, on constate que si V_p augmente, « d » en fait de même et donc que C diminue. La capacité d'une jonction est donc maximale pour une polarisation faible, généralement limitée à environ 0,8 V, et décroît au fur et à mesure que V_p croît.

Pour renforcer ou minimiser ce comportement des jonctions, on agit sur l'épaisseur, la forme et la nature des

1 CAPACITE D'UNE JONCTION POLARISEE EN INVERSE.



2a/b CAPACITE MAX POUR UNE TENSION MIN.

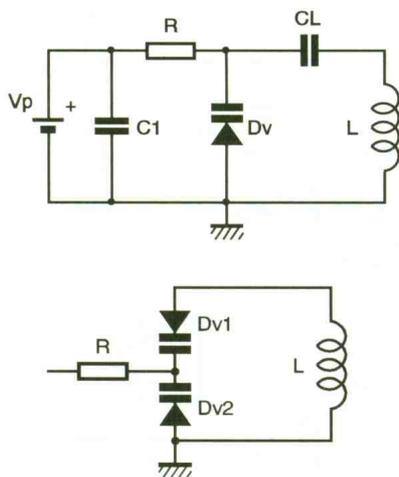
Cd d'une varicap évolue de façon non-linéaire en fonction de la tension V_p , comme le montre la **figure 2b**. La valeur de Cd vérifie approximativement la formule :

$$C_d = \frac{C_o}{\left(1 + \frac{V_p}{V_o}\right)^n}$$

les différentes constantes pouvant avoir des valeurs telles que $C_o = 30 \text{ pF}$, $V_o = 700 \text{ mV}$ et $n = 0,7$ pour des modèles comme la BB909A ou la BB204 qui est une diode double avec cathodes communes.

Méthode de polarisation d'une varicap

La diode varicap étant essentiellement utilisée dans les circuits oscillants, son mode de polarisation est souvent conforme au schéma de la



3a/b METHODE DE POLARISATION.

figure 3. Dans ce montage, les éléments actifs tels que les transistors n'ont pas été représentés. Le condensateur de liaison CL empêche l'inductance L de court-circuiter la tension de polarisation continue appliquée à la varicap. L'impédance de CL doit être très faible pour la fréquence de travail qui est le plus souvent la fréquence d'accord du circuit (L-Cd) et qui vaut $F_o = 1/2 \pi \sqrt{LCd}$.

La résistance R doit en revanche posséder une valeur importante afin que le générateur continu de polarisation V_p ne constitue pas un court-circuit pour les signaux HF. Le condensateur C_1 assure le découplage HF du générateur V_p .

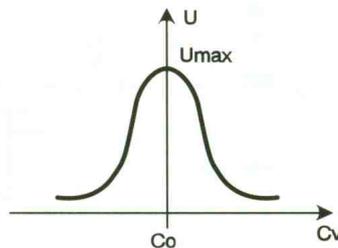
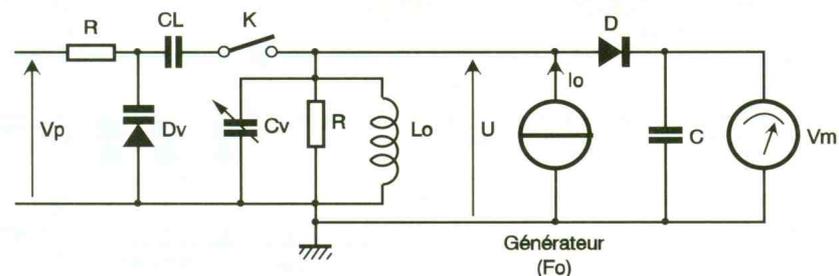
Le schéma de la **figure 3b** montre que l'utilisation de composants associant dans un même boîtier deux diodes varicap ayant une cathode commune évite l'adjonction du condensateur CL.

Principe du circuit de mesure

Conditions de mesure

Comme pour un condensateur variable, les grandeurs intéressantes pour une varicap sont essentiellement sa capacité maximale C_M pour $V_p \approx 0$ et sa capacité minimale C_m pour V_{pmax} . Cette dernière valeur est souvent proche de 30 V, mais on fera cependant attention car certains modèles ne supportent pas plus de 9 V.

Pour mesurer C_M et C_m , la diode doit donc être polarisée (option qu'un simple capacimètre ne propose pas) et si possible travailler à une fréquence proche de son domaine d'utilisation. Ce dernier critère se justifie par le fait que, comme tout semiconducteur, la varicap présente un comportement qui dépend de sa fréquence de fonctionnement. Comme on ne dispose généralement pas des fiches de caractéristiques, sinon il suffirait de s'y reporter pour tout connaître de l'élément que l'on s'est procuré, le plus sûr consiste à effectuer une mesure en HF.



Principe de la mesure

Celui-ci repose sur l'utilisation d'un circuit accordé parallèle R, L_o , C_v (**fig. 4a**) de fréquence propre $F_o = 1/2 \pi \sqrt{L_o C_o}$, alimenté par un générateur délivrant des signaux sinusoïdaux de fréquence égale à la fréquence propre F_o . Une étude mathématique simple montre que la tension U aux bornes de ce circuit est maximale lorsque $C_v = C_o$. Ce maximum est mis en évidence par le détecteur crête « D-C » associé au voltmètre V_m . La courbe de la **figure 4b** traduit l'évolution de la tension U quand C_v varie autour de la valeur d'accord C_o .

Si le condensateur C_v est étalonné et

que son réglage C_o (pour K ouvert) correspond au maximum pour la tension U, toute introduction d'un élément C_x ou, pour ce qui nous concerne, de la capacité d'une varicap (K fermé), en parallèle sur le circuit R, L_o , C_v , entraînera une réduction de la tension U. En réduisant la valeur de C_v de façon que $C_v + C_x = C_o$, la tension U redevient maximale, ce qui permet de déduire la valeur $C_x = C_o - C_v$ si les quantités C_v et C_o sont elles-mêmes connues.

Pour que le relevé de C_x soit plus aisé, on étalonne l'appareil de façon telle que la lecture de C_v donne directement la valeur C_x .

Utilisation annexe

La méthode décrite ici permet d'effectuer des mesures aussi bien sur des condensateurs fixes (ou variables) que sur des varicap, mais aussi sur des inductances qui pourront être associées à L_o en série ou en parallèle.

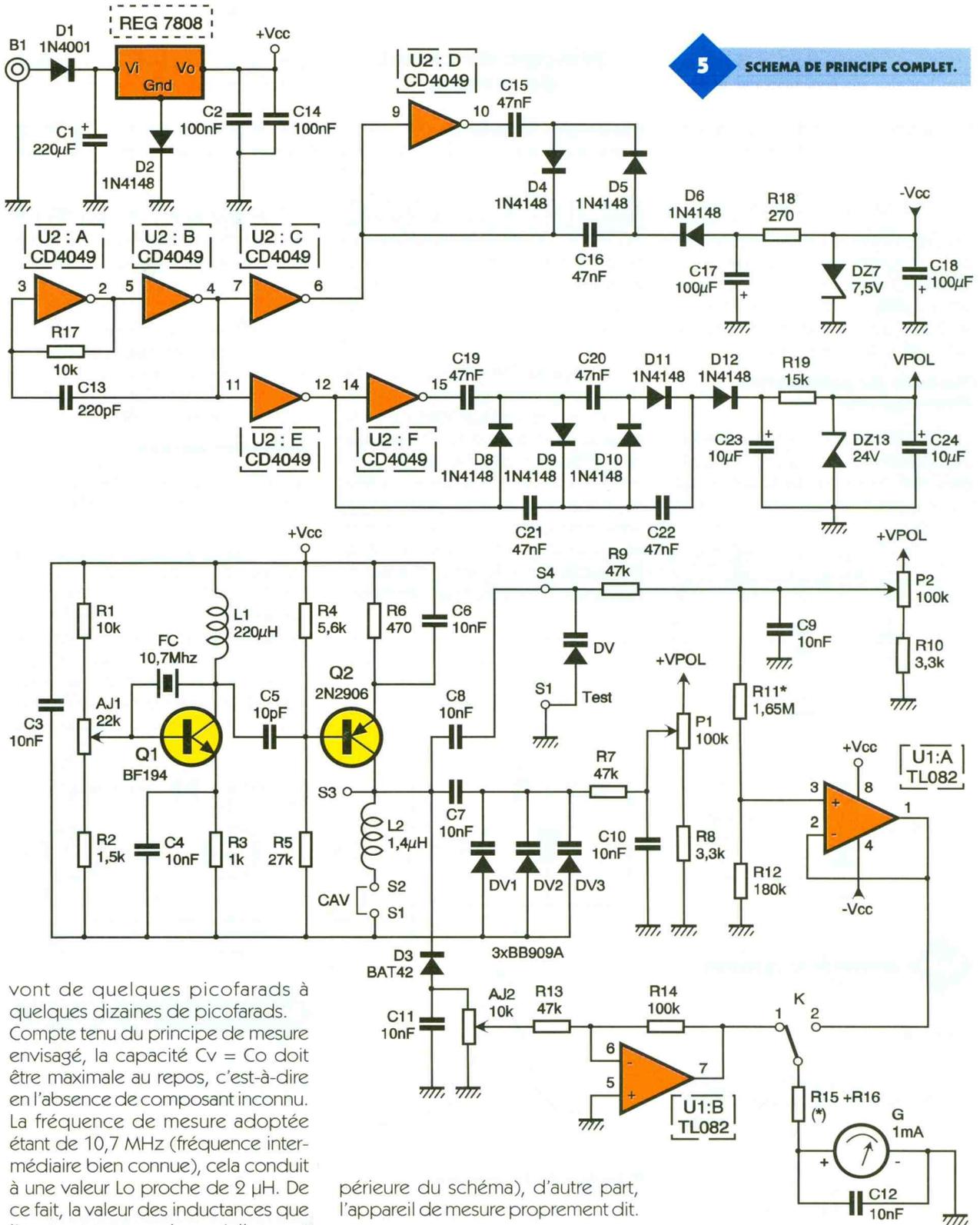
Lorsqu'on introduit une inductance L_x en série avec L_o , la valeur globale de L augmentant, il faut réduire la valeur de C_v pour retrouver l'accord du circuit (U maximale), alors que pour

4a/b MESURE DU Cdv.

une mise en parallèle, l'inductance globale diminuant, il faut augmenter C_v pour retrouver l'accord. Un étalonnage préalable de l'appareil permet donc d'augmenter son champ d'application.

Limitations technologiques

Le montage ayant été conçu principalement pour effectuer des mesures sur des diodes varicap courantes, la plage de variation du condensateur C_v est en rapport direct avec les valeurs que l'on rencontre le plus fréquemment. Cette plage est comprise entre quelques picofarads et 90 pF, le condensateur C_v étant lui-même réalisé à partir de varicap. Bien que modeste, cette plage de variation est suffisante pour effectuer des mesures sur la majorité des diodes varicap travaillant en HF et VHF dont les capacités extrêmes



vont de quelques picofarads à quelques dizaines de picofarads. Compte tenu du principe de mesure envisagé, la capacité $C_v = C_o$ doit être maximale au repos, c'est-à-dire en l'absence de composant inconnu. La fréquence de mesure adoptée étant de 10,7 MHz (fréquence intermédiaire bien connue), cela conduit à une valeur L_o proche de 2 μ H. De ce fait, la valeur des inductances que l'on peut mesurer lorsqu'elles sont associées en série avec L_o ne peut excéder 5 μ H et doit être comprise entre 1 et 40 μ H lorsqu'elles sont associées en parallèle, avec obligation d'ajouter dans ce cas une capacité de 30 à 60 pF en parallèle sur le montage pour ne pas être limité par la plage de variation de C_v .

Schéma du montage (fig. 5)

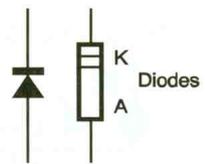
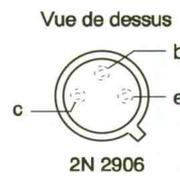
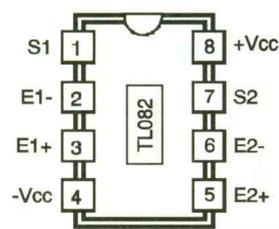
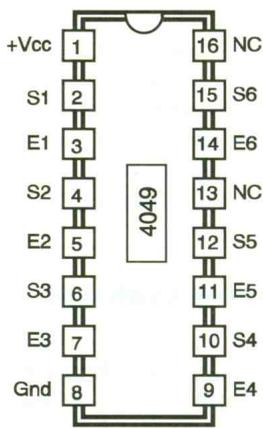
On peut assez facilement scinder ce schéma en deux parties distinctes : d'une part, l'alimentation (zone su-

périeure du schéma), d'autre part, l'appareil de mesure proprement dit.

L'alimentation

L'énergie continue nécessaire à l'alimentation de ce module est issue d'un bloc secteur délivrant une douzaine de volts sous une centaine de milliampères que l'on connecte au bornier B1. La diode D1 ne sert que de protection contre les inversions de polarité éventuelles. Le condensateur C1 améliore le filtrage très succinct du bloc secteur alors que le régulateur 7808, dont la connexion de référence est reliée à D2, délivre une tension stabilisée « + Vcc » proche de 8,7 V. Pour obtenir une tension de polarité

negative nécessaire au fonctionnement des AOP contenus dans le boîtier U1, on utilise un convertisseur DC-DC inverseur, bâti autour du circuit intégré U2 (CD 4049) qui contient six portes CMOS inverseuses. Les deux premières portes U2a et U2b forment un oscillateur travaillant à une fréquence de plus de 100 kHz. Les deux portes U2c et U2d fonctionnent en tampon afin de ne pas surcharger l'étage oscillateur. Les tensions d'entrée et de sortie de U2d, qui sont en opposition de phase,



5a BROCHAGES DES COMPOSANTS ACTIFS.

sont appliquées au doubleur de tension constitué de C_{15} , C_{16} , D_4 , D_5 , D_6 ; ces éléments sont connectés de telle façon que la tension que l'on recueille aux bornes de C_{17} soit négative par rapport à la masse (environ 16 V à vide). Cette tension est ensuite stabilisée par la Zener D_7 à environ 7,5 V et filtrée par C_{18} . Un tel montage est capable de fournir les 4 ou 5 mA nécessaires à l'AOP U_1 .

Les deux autres portes, U_{2e} et U_{2f} , sont mises à contribution pour alimenter cette fois un quadrupleur de tension positif réalisé à partir de C_{19} à C_{22} et D_8 à D_{12} . La tension continue que l'on recueille à vide aux bornes de C_{23} atteint près de 35 V. Cette tension est stabilisée à 24 V par la Zener D_{13} et filtrée par C_{24} . C'est cette tension (+ Vpol = 24 V) qui alimente les potentiomètres P_1 et P_2 utilisés pour polariser les varicap.

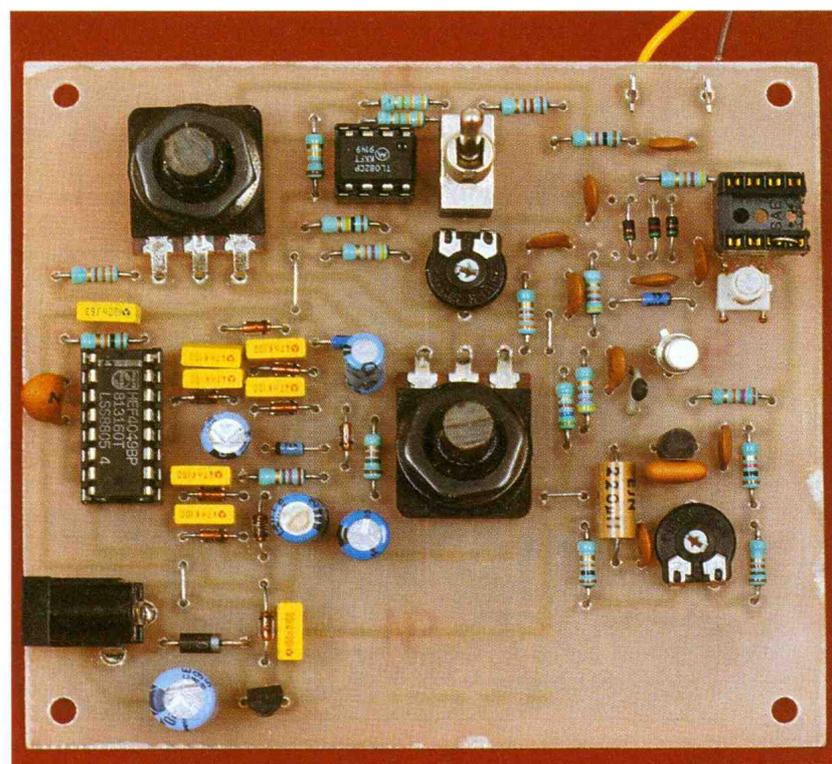
Le lecteur se sera probablement demandé pourquoi nous avons ajouté la diode D_2 au niveau du régulateur. La raison vient de ce que la tension de sortie des étages doubleur et quadrupleur dépend fortement de la tension d'alimentation de U_2 et qu'avec seulement 8 V il n'était pas possible de garantir la stabilité des tensions « - Vcc » et « Vpol », alors qu'avec 8,7 V (ou plus) ces deux tensions restent parfaitement stables dans toute la plage de fonctionnement de notre montage, ceci expliquant cela.

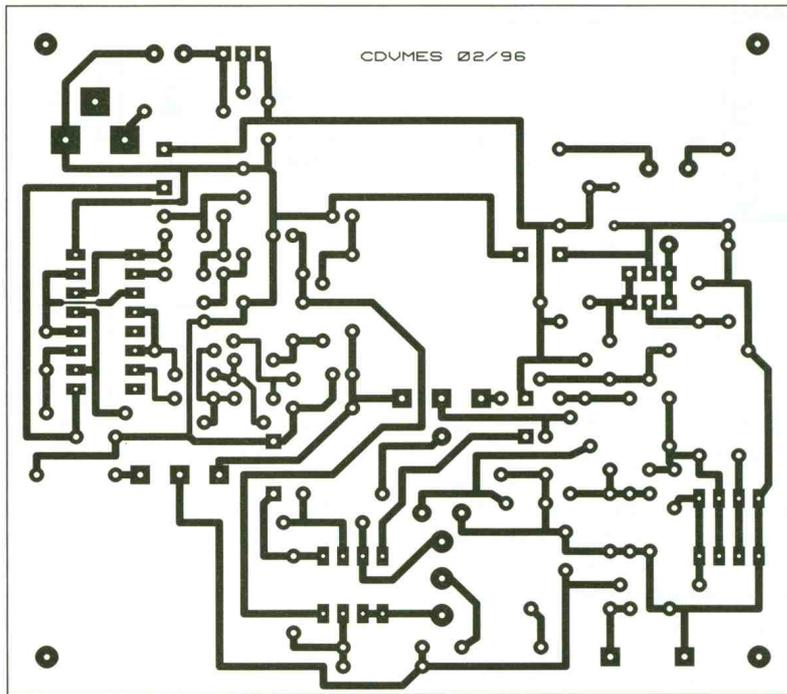
Le circuit de mesure

Le générateur de courant HF fait appel aux transistors Q_1 et Q_2 . La fréquence d'oscillation est fixée par le filtre céramique 10,7 MHz disposé entre la base et le collecteur de Q_1 . La tension HF engendrée par cet oscillateur est disponible aux bornes de l'inductance de choc L_1 . Le couplage capacitif avec Q_2 est assuré par C_5 .

Le rôle de l'inductance L_0 du schéma de principe est tenu par L_2 et celui du condensateur C_v par l'association des trois diodes varicap DV_1 à DV_3 dont la polarisation est assurée par la tension prélevée sur le curseur de P_1 . La résistance talon R_3 limite la valeur minimale de V_p à environ 0,8 V. Les contacts S_1 et S_2 sont normalement reliés par un cavalier sauf pendant les phases de mesures d'inductances (< 5 μ H) utilisant l'association en série avec L_2 . Le cavalier est alors remplacé par l'inductance inconnue. Pendant les phases d'étalonnage ou de mesure d'inductances placées en parallèle sur L_2 , les éléments sont disposés entre les bornes S_1 et S_3 . La diode varicap dont on souhaite connaître les caractéristiques doit être insérée entre les bornes S_1 et S_4 (cathode dirigée vers S_4). Les éléments de polarisation utilisés pour ces varicap sont identiques à ceux utilisés pour DV_1 à DV_3 . La diode D_3 forme avec C_{11} et AJ_2 le circuit de mesure de la tension U .

APERCU DE LA PLATINE CABLEE.





6

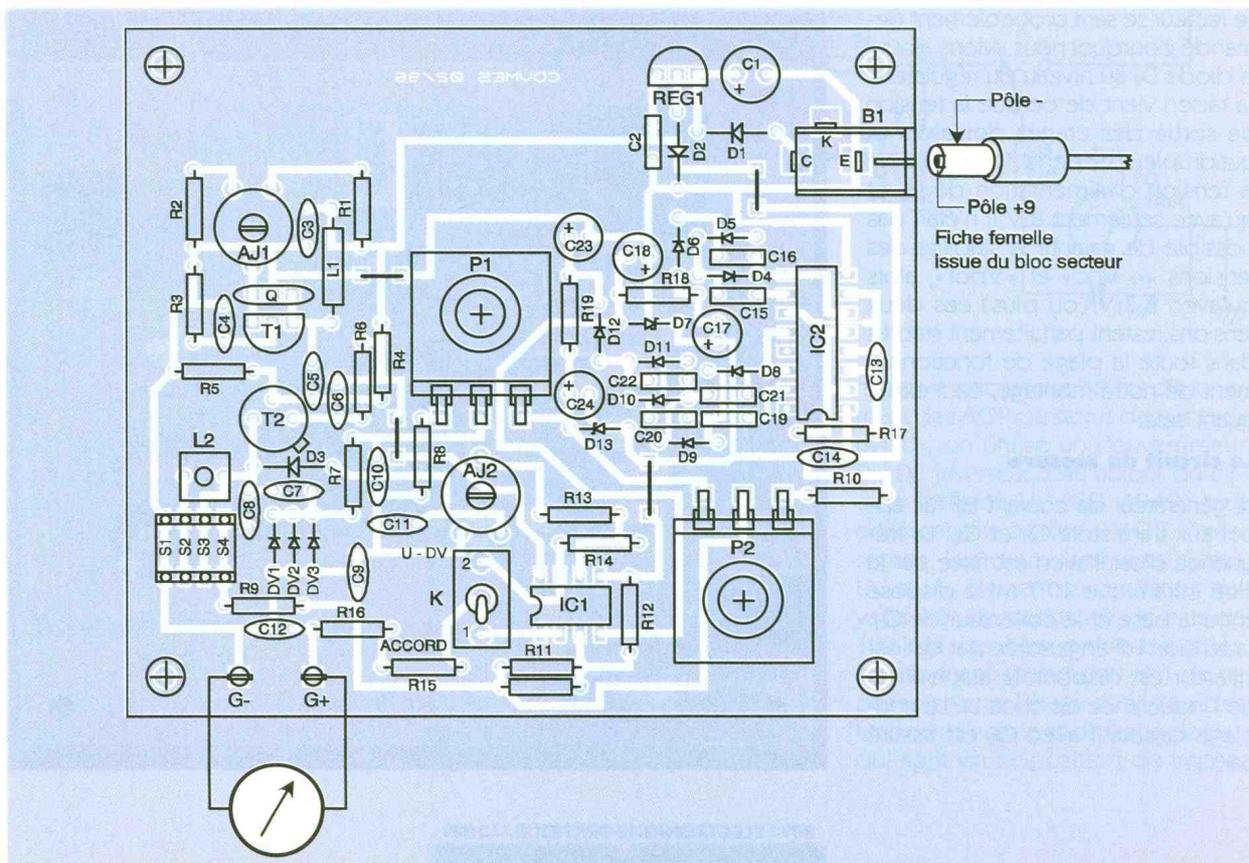
TRACE DU CIRCUIT IMPRIME A L'ECHELLE.

le galvanomètre à pleine échelle. Les résistances R_{15} et R_{16} associées en série sont choisies pour que le galvanomètre dévie complètement lorsque la tension de sortie de U_{1a} atteint 2,5 V ($\approx V_{pol}/10$). Bien qu'une seule résistance de valeur appropriée (prise dans la série E96) soit suffisante pour remplir cette fonction, nous avons préféré la solution à deux résistances qui donne satisfaction, même avec des résistances de

la série E12 qu'il est plus facile de se procurer. Notons que c'est la même démarche qui a conduit au dédoublement de R_{11} réalisé à partir de deux résistances de 3,3 M Ω mises en parallèle. La somme des résistances R_{15} et R_{16} vérifie la formule $(R_{15} + R_{16}) = (2,5/I) - R_a$, expression dans laquelle I représente le courant à pleine échelle du galvanomètre et R_a sa résistance interne. Cette formule

7

IMPLANTATION DES ELEMENTS.



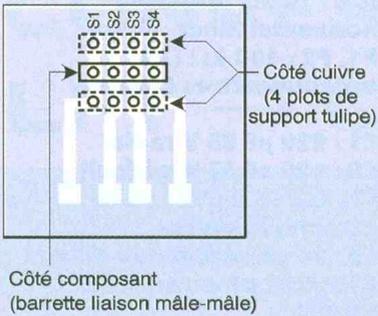
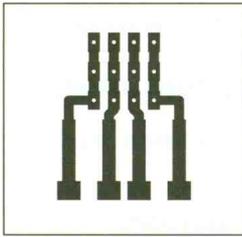
pourra être utilisée dans le cas où le galvanomètre adopté aurait une sensibilité inférieure à 1 mA. L'utilisation d'un modèle de calibre supérieur doit être proscrite car l'alimentation - Vcc ne serait pas en mesure de fournir le courant d'alimentation nécessaire à l'AOP U_{1b} .

Réalisation pratique

L'ensemble des composants tient sur le circuit imprimé de la **figure 6**. Leur implantation est fournie à la **figure 7**. Avec un peu de soin et d'attention, surtout en ce qui concerne l'orientation des transistors, des diodes, des circuits intégrés et des condensateurs chimiques, le câblage de ce circuit ne doit poser aucun problème particulier.

Nous recommandons au lecteur de se procurer les potentiomètres préconisés ou de vérifier que ceux dont ils disposent conviennent sur le plan encombrement afin que le montage une fois réalisé puisse entrer dans son boîtier.

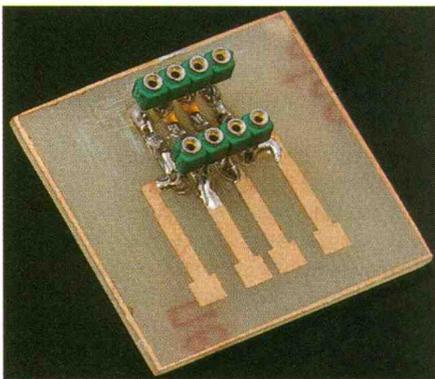
Pour amener l'ensemble des points de liaison auxquels sont reliés les éléments testés (bornes du schéma repérées S_1 à S_4) au niveau de la face supérieure du boîtier, nous recommandons l'utilisation d'un support à wrapper pour circuits intégrés (2 x 4 pins). Les points de liaison S_1 à S_4 sont accessibles sur chacune des deux rangées, ce qui permet de connecter plus facilement les éléments testés en offrant des écarts différents entre bornes.



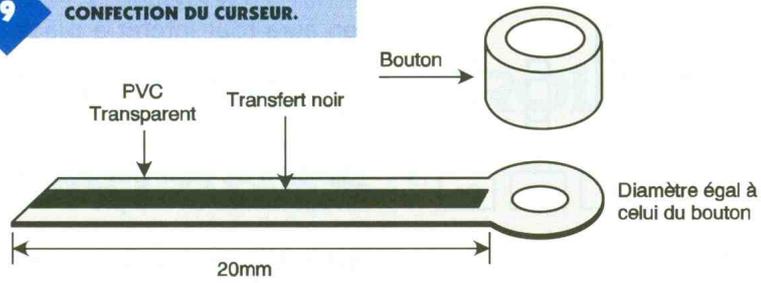
8a/b MODULE ADAPTEUR.

Pour effectuer des mesures sur des composants dont la taille interdit la fixation directe dans le support à wrapper, nous suggérons au lecteur de réaliser le circuit imprimé de la **figure 8** qui s'enfiche tout simplement sur le support à wrapper. La face cuivrée étant tournée vers le haut, les composants testés peuvent être soudés directement sur les bandes de cuivre qui sont en fait le prolongement des bornes S_1 à S_4 . Deux bandes de 4 plots de support tulipe fixées côté cuivre permettent cependant de tester les composants dont la taille des fils de liaison n'excède pas 0,8 mm sans qu'il soit nécessaire de les souder. Avant de passer à l'étalonnage et à la mise au point du montage, il est recommandé de percer le boîtier pour permettre le passage des axes des potentiomètres P_1 et P_2 et du commutateur K. Une fois ce travail terminé, on fixera un disque de papier de

LE MODULE ADAPTEUR.



9 CONFECTION DU CURSEUR.



65 mm de diamètre au niveau de la sortie de l'axe de P_1 sur le boîtier, afin de repérer la position des graduations que l'on obtiendra pendant la phase d'étalonnage. Pour réaliser le curseur du bouton surmontant P_1 , on pourra utiliser un morceau de Rhodoïd de 3 à 4 mm de large sur lequel on aura par exemple déposé une ligne de transfert de 0,5 mm de large (genre Mecanorma ou autre) (**fig. 9**). Ce curseur sera fixé à la partie inférieure du bouton par une goutte de colle universelle. Si le galvanomètre utilisé ne comporte pas un nombre de divisions multiple de 25, l'utilisation d'un logiciel de dessin permettra de réaliser une échelle graduée de 0 à 25 V que l'on substituera à celle déjà en place. La liaison entre le circuit imprimé et le boîtier est réalisée par quatre ensembles vis-écrou en Nylon de 20 mm de long dont la tête est collée à la partie supérieure du boîtier par une goutte de colle universelle.

Essais et étalonnage

Réglage préliminaire

Après avoir vérifié que le câblage est correct, on bascule l'inverseur K en position 1, on règle AJ_1 et AJ_2 à mi-course et on insère un cavalier (confectionné avec du fil de 0,8 mm de diamètre prélevé sur une queue de résistance) entre les bornes S_1 et S_2 du support à wrapper (**fig. 10a**). On peut ensuite relier l'alimentation universelle 12 V au montage après s'être assuré que le pôle positif de celle-ci correspond bien à la partie centrale de la fiche de sortie. Dans ces conditions, l'aiguille du galvanomètre doit dévier, indiquant par là même que l'oscillateur fonctionne. Si ce n'est pas le cas, il faut agir sur AJ_1 et éventuellement sur AJ_2 pour augmenter la déviation que l'on amènera par exemple sur la division 15 ou 20 du galvanomètre. Le lecteur qui possède un oscilloscope (bande passante ≈ 20 MHz) peut disposer celui-ci entre les bornes S_1 et S_3 et agir sur AJ_1 pour que l'oscillation soit la plus sinusoïdale possible. Dans le cas contraire, on se contente de régler AJ_1 dans une position pas

trop éloignée de celle pour laquelle les oscillations apparaissent.

Etalonnage

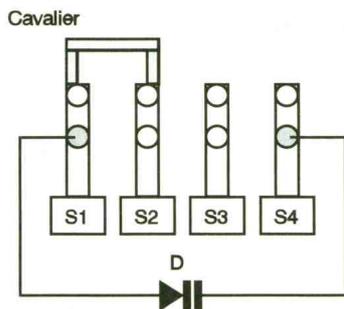
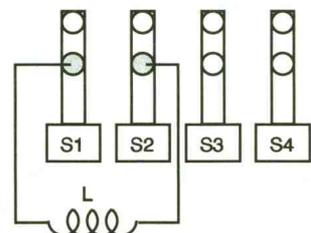
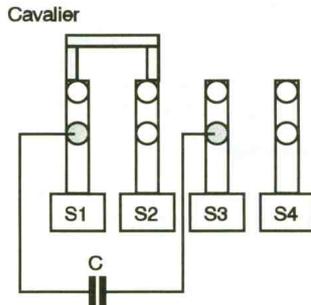
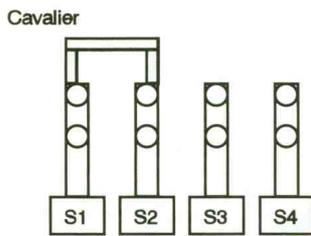
Pour étalonner le condensateur C_v , on tourne P_1 à fond dans le sens opposé aux aiguilles d'une montre puis on recherche la position de P_1 pour laquelle la déviation est maximale (repère 0 pF). Cette déviation ne doit pas excéder le dixième de la déviation totale. Dans le cas contraire, on peut agir sur le noyau de L_2 (ce qui fait l'intérêt de ce type d'inductance) pour que cette condition soit respectée. Ensuite, pour différents condensateurs de capacité comprise entre 10 et 82 pF que l'on connecte entre les points S_1 et S_3 du support (**fig. 10b**), on agit sur P_1 pour que le galvanomètre dévie à nouveau au maximum. Quand ce maximum est obtenu, on trace un trait repère accompagné de la valeur du condensateur sur le disque en papier en face du curseur.

En utilisant le même processus, mais en remplaçant les condensateurs par des inductances moulées (miniatures), on peut étalonner l'appareil pour la mesure des inductances ($< 5 \mu H$) que l'on insère entre les points S_1 et S_2 (ôter le cavalier **fig. 10c**). Une fois ce travail terminé, on peut confectionner un disque gradué basé sur les relevés précédents et lui donner un aspect professionnel que l'on peut observer sur les photographies du montage terminé. La forme de la caractéristique des varicap entraîne un resserrement des graduations en début d'échelle qui réduit la précision de l'appareil dans cette zone. Cette remarque sera mise à profit lors de l'utilisation suivante.

Utilisation

Varicap

Pour relever la caractéristique d'une diode varicap inconnue, insérer celle-ci comme l'indique la **figure 10d**. Imposer une tension de polarisation par P_2 (lecture sur le galvanomètre avec K en position 2). Basculer K en position 1, rechercher l'accord (déviation maximale pour G) et noter la valeur de C_v relevée sur l'échelle précédemment tracée. L'opération

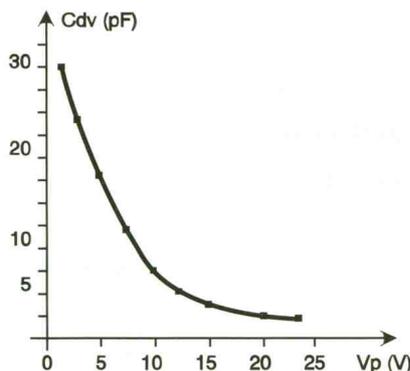


10
a/d

PROCEDURE D'ETALONNAGE.

doit être répétée pour différentes tensions de polarisation si l'on veut tracer la caractéristique complète (fig. 11).

Si la plage de variation de la varicap



11

CARACTERISTIQUE D'UNE BB909A.

est faible (par exemple de 2 à 15 pF), on aura tout intérêt à placer un condensateur C_p de 47 ou 56 pF entre les points S_1 et S_3 du support afin de déplacer la zone de lecture dans la partie la plus précise du cadran. Dans ce cas, $C_{dv} = C_v - C_p$.

Inductances $L_x < 5 \mu\text{H}$

Placer l'inductance inconnue L_x entre les points S_1 et S_2 comme pour l'opération d'étalonnage décrite plus avant et rechercher l'accord de G. Lire la valeur de L_x sur l'échelle « L ».

Inductances $5 \mu\text{H} < L_x < 40 \mu\text{H}$

Remettre le cavalier entre S_1 et S_2 , et placer en parallèle, entre S_1 et S_3 , l'inductance L_x et un condensateur C_p de 47, 68 ou 82 pF. Rechercher l'accord et noter la valeur de C_v (pF). La valeur de L_x en microhenrys (μH) se calcule à l'aide de la formule $L_x = 220 / (C_p - C_v)$ qui découle de l'égalité des impédances de L_x et du condensateur ($C_p - 68$) pF à la fréquence de travail. Il est évident que l'on choisit, ici encore, le condensateur C_p qui permet d'effectuer les mesures avec la meilleure précision. Les résultats obtenus avec cet appareil sont sans prétention car la précision des mesures n'excède guère les 5%, mais cela est déjà très satisfaisant pour répondre aux exigences courantes d'un amateur qui n'a que peu de moyens pour travailler en HF

FRANÇOIS JONGBLÖET

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

- R1, R17 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R2 : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)
- R3 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R4 : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
- R5 : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
- R6 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R7, R9, R13 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R8, R10 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- R11(*) : 3,3 M Ω (orange, orange, vert) (2 en parallèle)
- R12 : 180 k Ω (marron, gris, jaune)
- R14 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
- R15 (*) : 1,2 k Ω (marron, rouge, rouge)

- R16 (*) : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R18 : 270 Ω (rouge, violet, marron)
- R19 : 15 k Ω (marron, vert, orange)

- AJ1 : 22 k Ω ajustable horizontal Piher
- AJ2 : 10 k Ω ajustable horizontal Piher
- P1, P2 : 100 k Ω (A) potentiomètres Citec

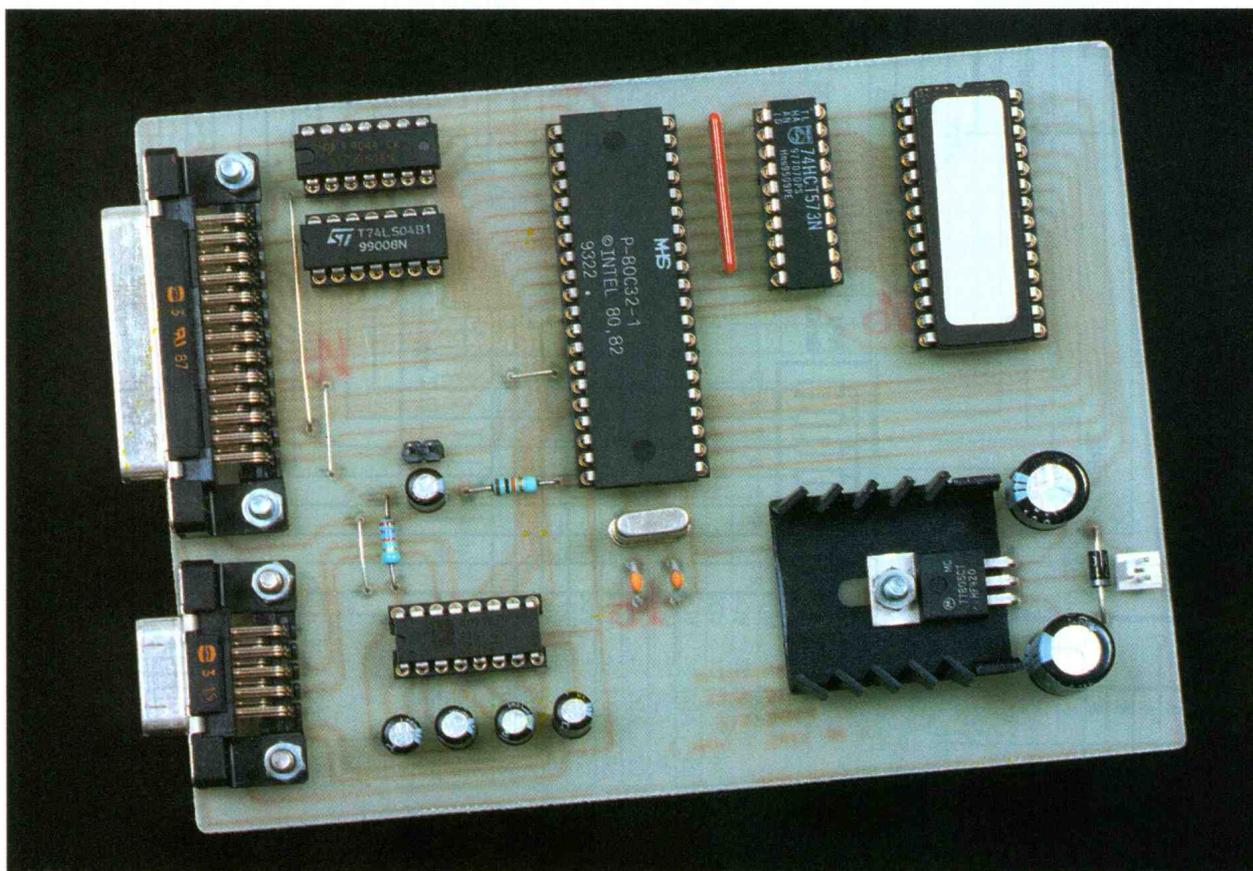
- C1 : 220 μF 25 V radial
- C2 : 100 nF 63 V milfeuillet
- C3, C4, C6 à C12 : 10 nF céramique disque
- C5 : 10 pF céramique disque
- C13 : 220 pF céramique disque
- C14 : 100 nF milfeuillet 63 V
- C15, C16, C19 à C22 : 47 nF 63 V milfeuillet
- C17, C18 : 100 μF 25 V radial
- C23 : 10 μF 63 V
- C24 : 10 μF 35 V

- L1 : inductance moulée 220 μH
- L2 : inductance miniature Philips 1,4 μH

- D1 : 1N4001
- D2, D4 à D6, D8 à D12 : 1N4148
- D3 : diode shottky BAT 42 ou BAT 85
- D7 : Zener 0,5 W, 7,5 V (BZX 55C ou équivalent)
- D13 : Zener 0,5 W 24 V
- DV1 à DV3 : varicap BB909A (ou équivalent $C = 3$ à 30 pF)
- Q1 : BF194
- Q2 : 2N2906
- U1 : TL082
- U2 : CD 4049
- REG : 78L08 (100 mA, 8 V)
- FC : filtre céramique SFE 10,7 MHz
- K : inverseur 1 circuit 2 positions (diamètre de l'axe 6 mm)
- B1 : connecteur mâle 2,1 mm pour circuit imprimé
- 1 support pour CI 8 pins
- 1 support pour CI 16 pins
- 1 support à wrapper 8 pins (ou barrette sécable)
- 1 galvanomètre 1 mA pleine échelle
- 1 boîtier N2U6 (La Tôlerie Plastique)
- 2 boutons pour axe 6 mm
- 4 plots de barrette sécable mâle pour circuit imprimé
- 2 x 4 plots de support tulipe (*) Voir texte.



METTEZ UN MICROCONTROLEUR DANS VOS MONTAGES : CONVERTISSEURS LPT → COM ET COM → LPT



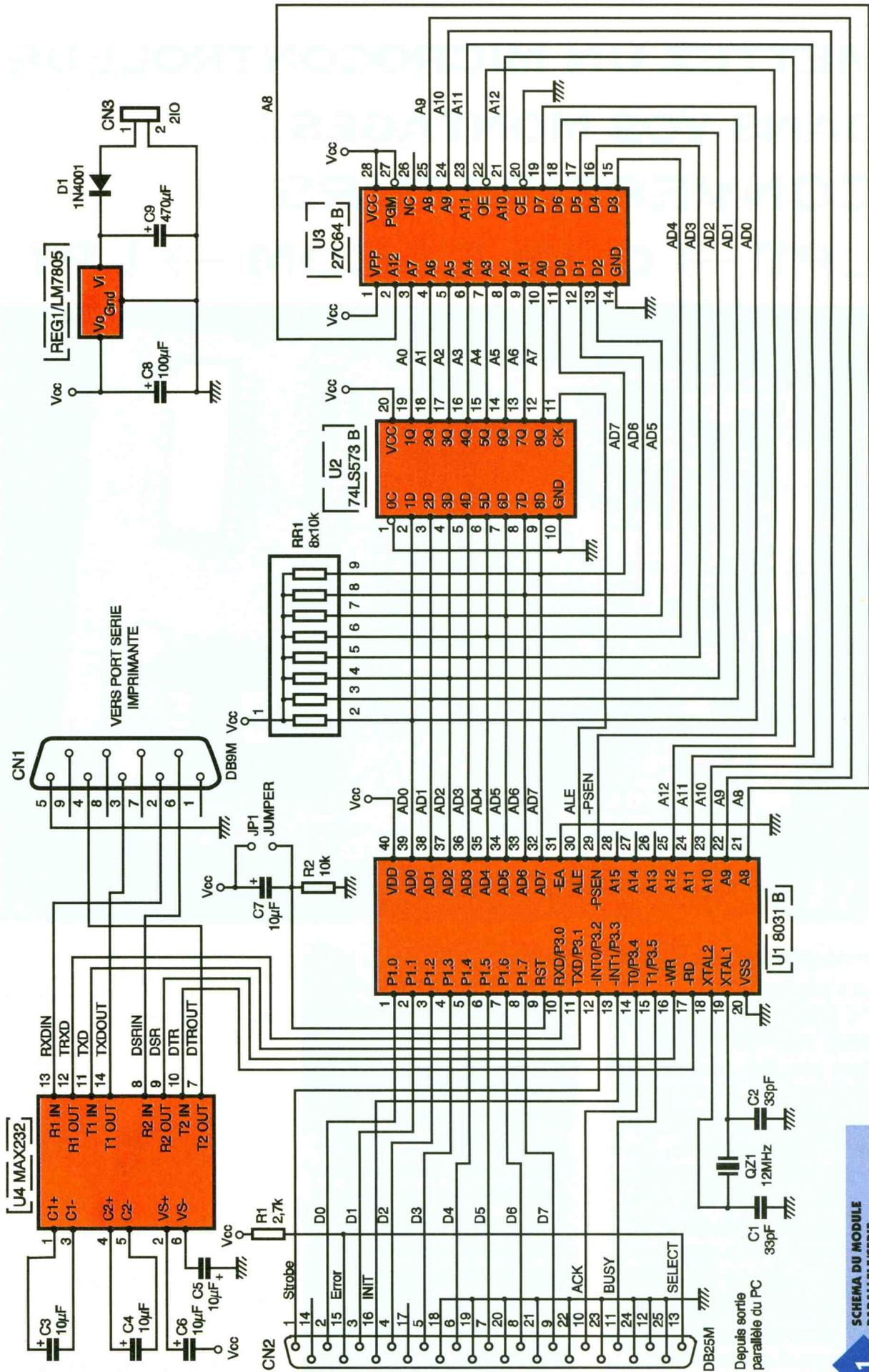
Les périphériques de PC sont de plus en plus souvent partagés par de nombreux montages. C'est le cas en particulier des imprimantes. Cependant, la diversité des connexions possibles pose souvent des problèmes. Les imprimantes peuvent généralement se raccorder soit à un port de type parallèle,

soit à un port de type série. Certaines imprimantes peuvent se connecter aux deux, mais elles sont généralement plus chères. ... Pour s'affranchir de ce petit handicap, nous vous proposons ce mois-ci de réaliser les convertisseurs adéquats. Ainsi équipé, vous pourrez faire face à toutes les situations.

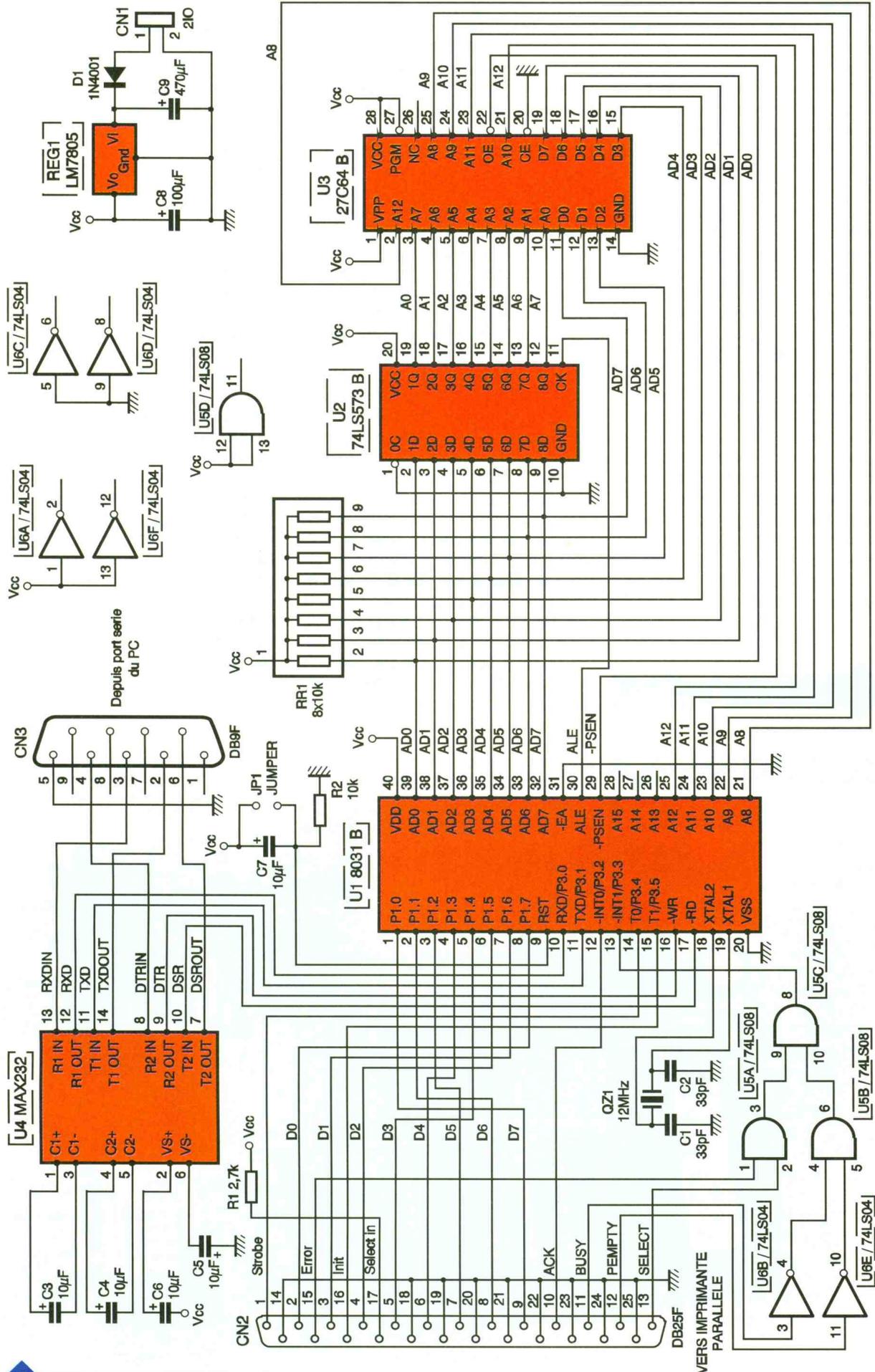
Les convertisseurs vous permettront même d'effectuer certaines opérations habituellement délicates. Par exemple, à l'aide du convertisseur parallèle vers série, vous pourrez visualiser sur une console les messages normalement envoyés vers une imprimante. Ou bien vous pourrez imprimer à distance, via un modem. Les possibilités sont multiples et vous ne manquerez pas d'en trouver d'autres.

Schémas

Le schéma de l'interface parallèle/série est visible en **figure 1**. Le cœur du montage est le microcontrôleur U₁. Rappelons, pour les lecteurs qui nous lisent depuis peu, que le microcontrôleur U₁ ne possède pas d'EPROM interne. Pour cette raison, il



1 SCHEMA DU MODULE PARALLELE/SERIE.



est nécessaire d'adjoindre au microcontrôleur l'EPROM U₃ qui contiendra le programme de notre application. Pour réaliser l'adressage externe de l'EPROM, les microcontrôleurs de la famille 8051 (dont le 80C32 fait partie, bien entendu) utilisent les ports P0 et P2. Le port P0 présente de façon multiplexée le poids faible du bus d'adresses et le bus des données. Le multiplexage est synchronisé avec le signal ALE qui permet de piloter directement le latch U₂. Le latch U₂ est utilisé pour capturer le poids faible du bus des adresses. Il est en effet important que le bus des adresses reste stable pendant la durée des opérations demandées aux éléments extérieurs.

U₃ étant le seul dispositif connecté aux bus du microcontrôleur, le décodage des lignes d'adresses n'est pas nécessaire. La sélection du boîtier U₃ peut rester active en permanence, en plaçant son entrée -CE à la masse. Pour éviter tout conflit sur le bus des données, il convient simplement de relier la sortie -PSEN de U₁ à l'entrée -OE de U₃. On ne peut pas rêver plus simple.

Les lecteurs attentifs remarqueront que les lignes d'adresses de l'EPROM U₃ ne sont pas reliées dans l'ordre. Il en va de même pour le bus des données. Cette façon singulière de relier l'EPROM (qui ne nous est pas spécifique) aux bus du microcontrôleur permet de réaliser un circuit simple face, ce qui est très appréciable. Pour que le montage fonctionne, il faudra programmer l'EPROM avec un fichier spécial dont le contenu aura été modifié savamment, pour tenir compte du désordre des connexions. Cette astuce fonctionne merveilleusement tant qu'il n'y a pas besoin de relier d'autres boîtiers que l'EPROM.

Après ces quelques rappels, abordons la partie « utile » de notre montage (nous voulons dire par là, la partie spécifique à notre application). La sortie pour l'imprimante parallèle de l'ordinateur sera raccordée au montage via CN₂. Les signaux issus de l'ordinateur seront pris en compte directement par les ports P₁ et P₃ du microcontrôleur. Seuls les signaux « ERROR » et « SELECT » sont figés une fois pour toutes à Vcc via la résistance R₁. Il ne faut pas perdre de vue que l'interface parallèle/série sera vue par l'ordinateur comme une imprimante. Il est alors inutile de gérer vraiment les signaux « ERROR » et

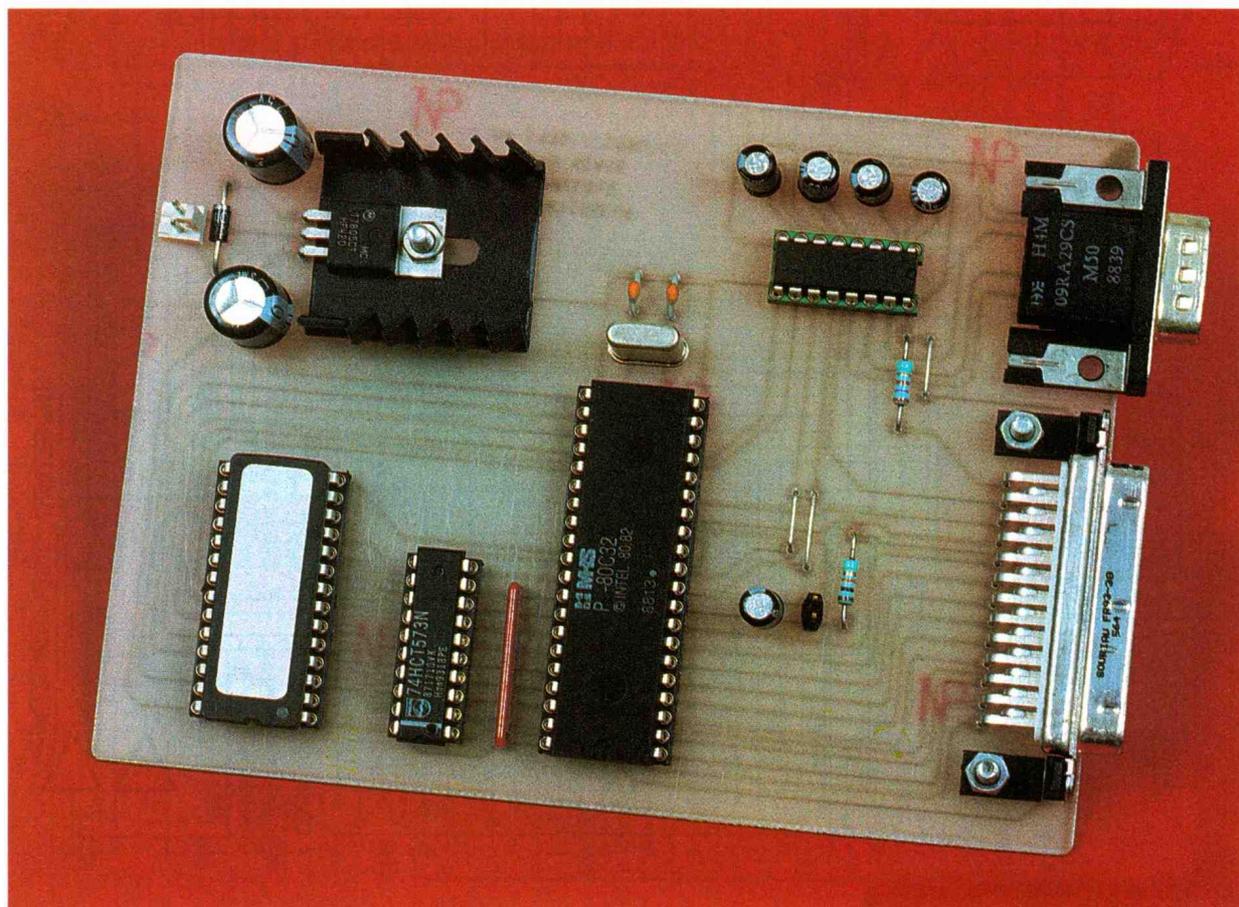
« SELECT ». Il suffit de les laisser dans un état actif. Notez au passage que cela arrange bien nos affaires car il ne reste plus de ports de libre sur le microcontrôleur U₁.

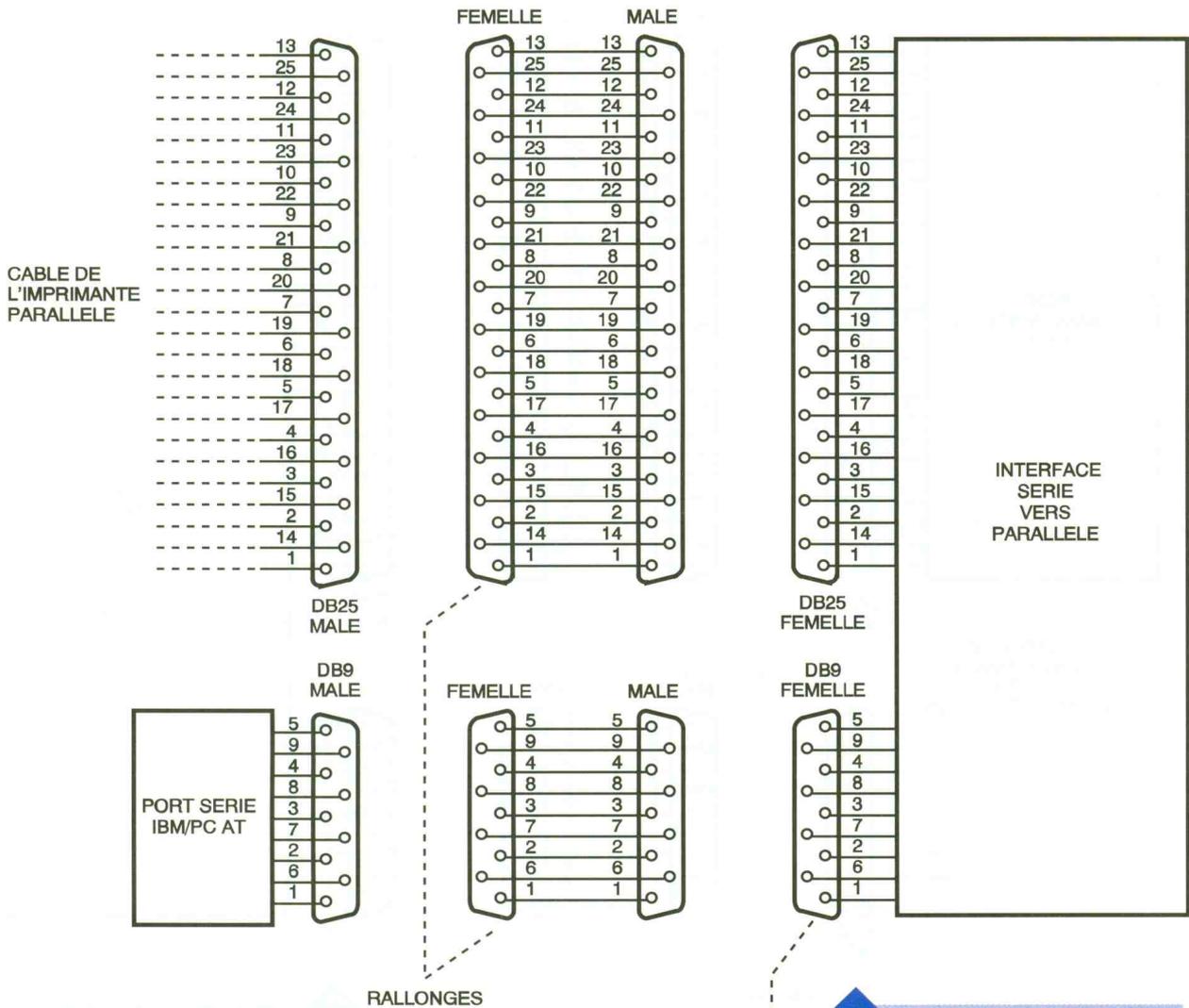
Le signal « STROBE », issu du PC, indique à l'interface parallèle/série qu'une donnée est à saisir en entrée. Pendant le temps de traitement de la nouvelle donnée, l'interface parallèle/série devra placer le signal « BUSY » à l'état haut. L'interface parallèle/série doit aussi générer une impulsion sur le signal « ACK » pour indiquer au PC qu'elle a bien pris en compte la donnée.

Lorsque le traitement de la donnée sera terminé, l'interface parallèle/série pourra libérer le signal « BUSY » pour permettre à l'ordinateur de transmettre les données suivantes.

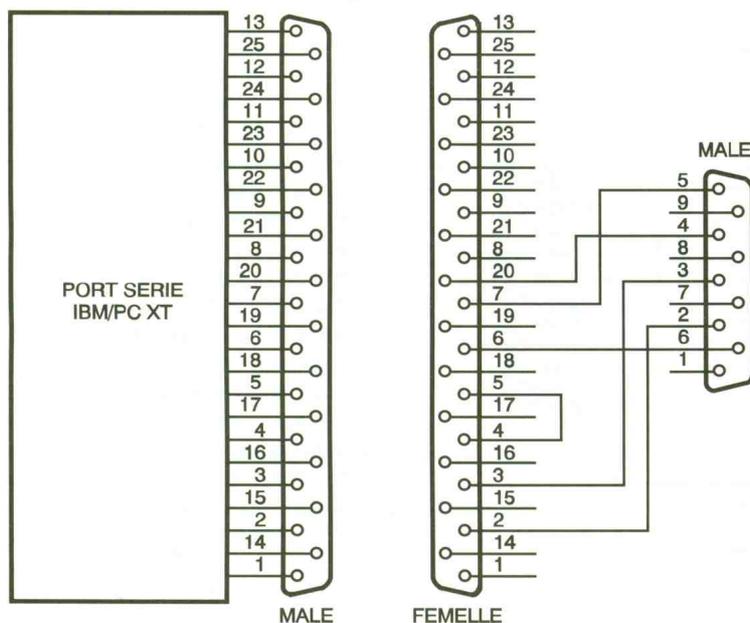
Les données engrangées du côté du port parallèle seront redistribuées sur le port série intégré dans le microcontrôleur. Les signaux RXD et TXD doivent subir une adaptation de niveau avant d'être utilisés par une liaison RS 232. Dans ce but, les signaux sont confiés au circuit U₄, qui n'est autre que le bien connu MAX 232. Les signaux RXD et TXD ne sont pas suffisants pour gérer le flux des données. C'est pourquoi nous avons utilisé les ports P3.6 (-WR) et P3.7 (-RD) pour contrôler les lignes

LE MODULE LPT → COM.





7 PRINCIPE D'UTILISATION DE L'INTERFACE COM → LPT.

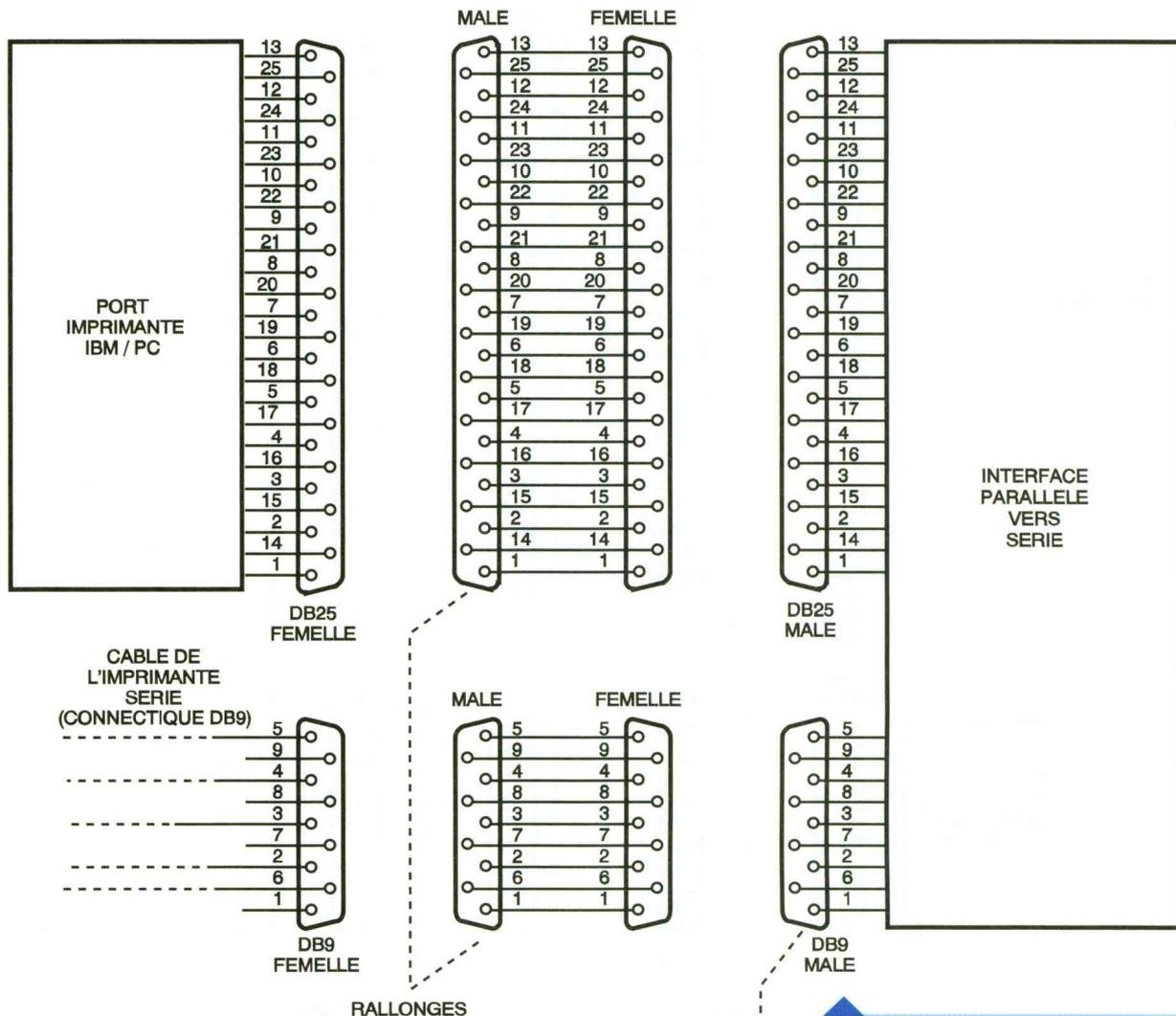


«DTR» et «DSR». Notez, au passage, qu'il est possible d'utiliser les ports en question uniquement parce que leur fonction secondaire n'est pas mise en œuvre. S'il avait été nécessaire d'ajouter une RAM externe, nous n'aurions pas pu utiliser les si-

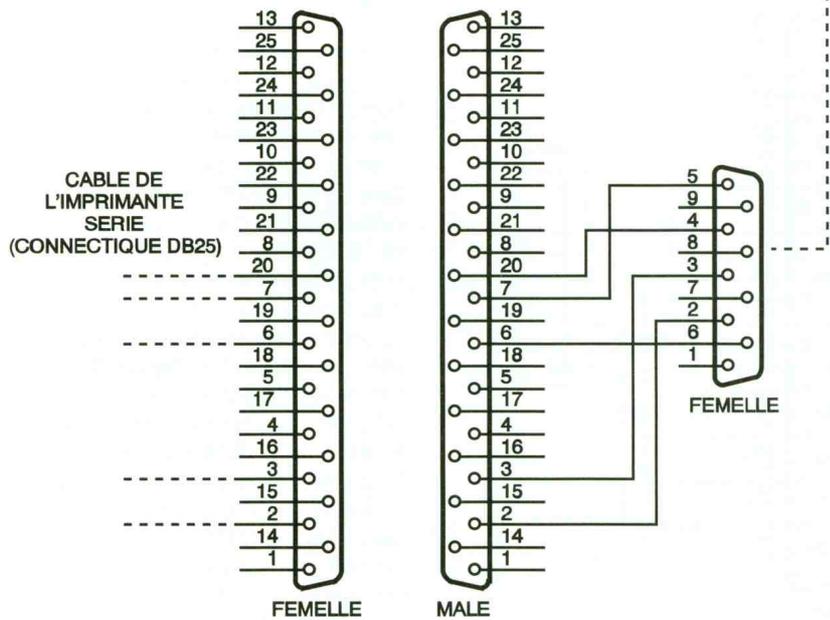
gnaux -WR et -RD. Comme vous pouvez le voir dans ce cas de figure, nous avons été obligés d'exploiter tous les ports du microcontrôleur. L'alimentation de l'interface parallèle/série est articulée autour du régulateur LM7805 (REG₁). Le montage

sera alimenté par une tension de 12 V_{CD} qui n'a pas besoin d'être stabilisée. Une tension correctement filtrée fera très bien l'affaire, comme c'est le cas par exemple des petits blocs d'alimentation d'appoint pour calculatrices. La diode D₁ permet de protéger le montage en cas d'inversion du branchement du connecteur d'alimentation en CN₃.

Le schéma de l'interface série/parallèle est reproduit en **figure 2**. Comme vous pouvez vous en douter, le schéma ressemble beaucoup au schéma de l'interface parallèle/série. Il y a pourtant une différence majeure à ne pas perdre de vue. Le port parallèle de l'interface série/parallèle devient une sortie cette fois-ci, tandis que le port série est utilisé comme une entrée. Pour ne pas perdre de vue cette différence fondamentale, les connecteurs seront du genre opposé. Ainsi, il n'y aura pas de risque de se tromper d'interface au moment de connecter les câbles. L'interfaçage avec le port imprimante est légèrement plus complexe puisqu'il faut gérer un peu plus de si-



8 UTILISATION DE L'INTERFACE LPT → COM.



gnaux. En particulier, il faut tenir compte des signaux « ERROR », « BUSY », « PEMPTY » et « SELECT » qui, cette fois-ci, sont présentés par l'imprimante. Etant donné que les ports du microcontrôleur ne sont pas assez nombreux pour traiter indivi-

duellement les signaux, nous les avons combinés à l'aide des circuits U₅ et U₆. Le résultat est un signal unique présenté au port P3.3. Si l'imprimante est prête à recevoir des données, le signal est au niveau haut, sinon, il passe au niveau bas. Bien

sûr, il n'est pas possible de faire la distinction entre le fait que l'imprimante n'est pas sélectionnée (SELECT) ou bien qu'il n'y a plus de papier (PEMPTY). Mais peu importe, car ce qui compte, c'est qu'il ne faut plus tenter d'envoyer des données à l'imprimante tant que tout n'est pas rentré dans l'ordre.

Du côté du port série, les signaux sont simplement inversés pour que les lignes émettrices deviennent réceptrices, et vice et versa. A propos d'inversion, vous noterez que les données issues du port P₁ sont présentées dans le désordre vers l'imprimante. Une fois de plus, cette subtilité permet de simplifier le tracé du circuit imprimé. C'est le programme du microcontrôleur (dans U₃) qui se chargera de rétablir l'ordre voulu. Etant donné le peu de travail que le microcontrôleur aura, ce dernier peut bien se rendre un peu plus utile.

En ce qui concerne l'alimentation du montage, elle est en tout point identique à celle de l'interface parallèle/série.

Réalisation

Le dessin du circuit imprimé de l'interface parallèle/série est visible en **figure 3** et la vue d'implantation associée est reproduite en **figure 4**. En ce qui concerne l'interface série/parallèle, le dessin du circuit imprimé est visible en **figure 5** et la vue d'implantation associée est reproduite en **figure 6**.

Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre,

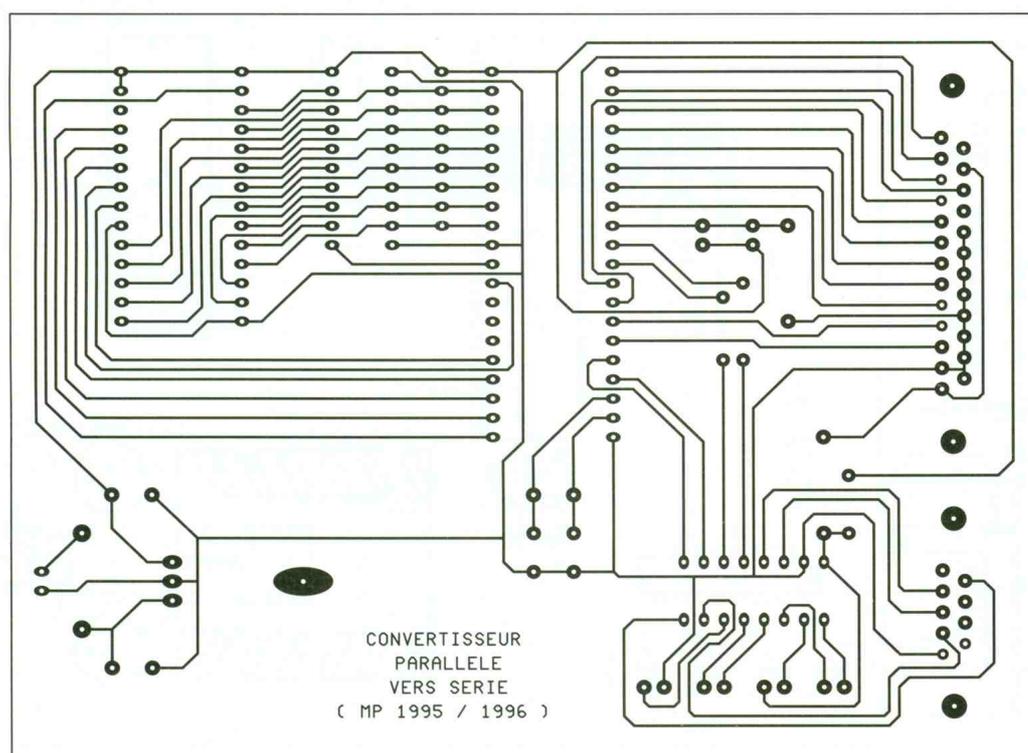
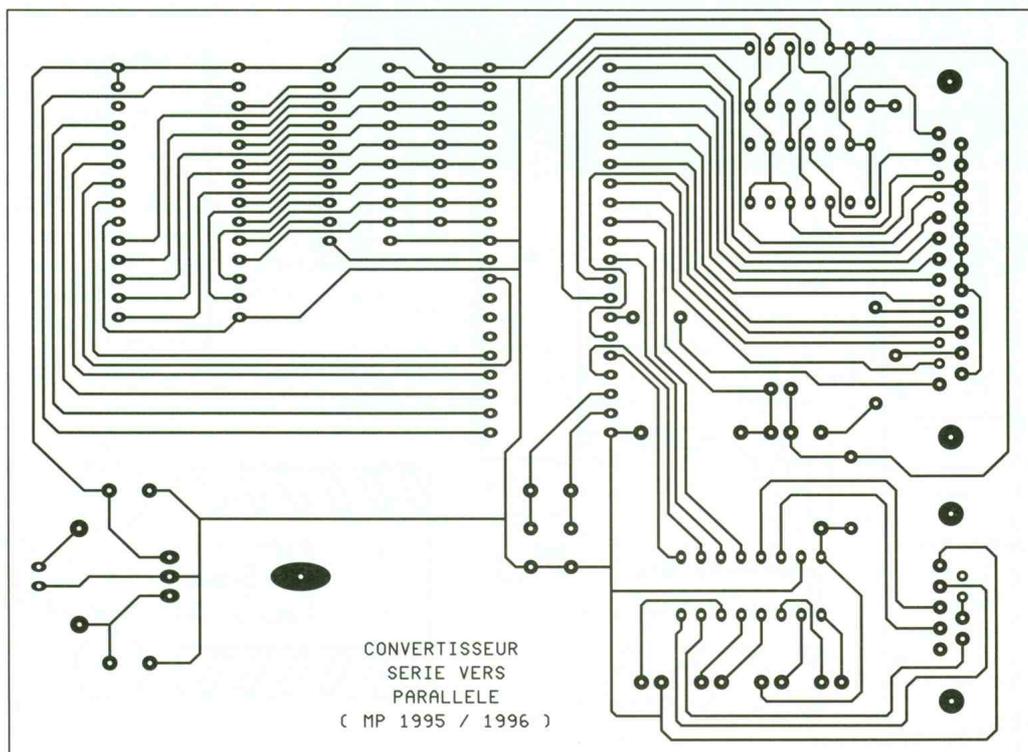
pour la plupart. En raison de leur taille réduite, pour pouvoir passer les pistes entre les pattes des circuits intégrés, il vaudra mieux utiliser des forets de bonne qualité pour éviter d'emporter les pastilles. En ce qui concerne les connecteurs d'alimentation, les diodes et les régulateurs, il faudra percer avec un foret de 1 mm de diamètre. Avant de réaliser les circuits imprimés, il est préférable de vous procurer les composants

pour vous assurer qu'ils s'implanteront correctement. Normalement, vous ne devriez pas avoir de surprises.

Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentifs au sens des condensateurs et des circuits intégrés. Vous

3/5

LES CIRCUITS IMPRIMES.



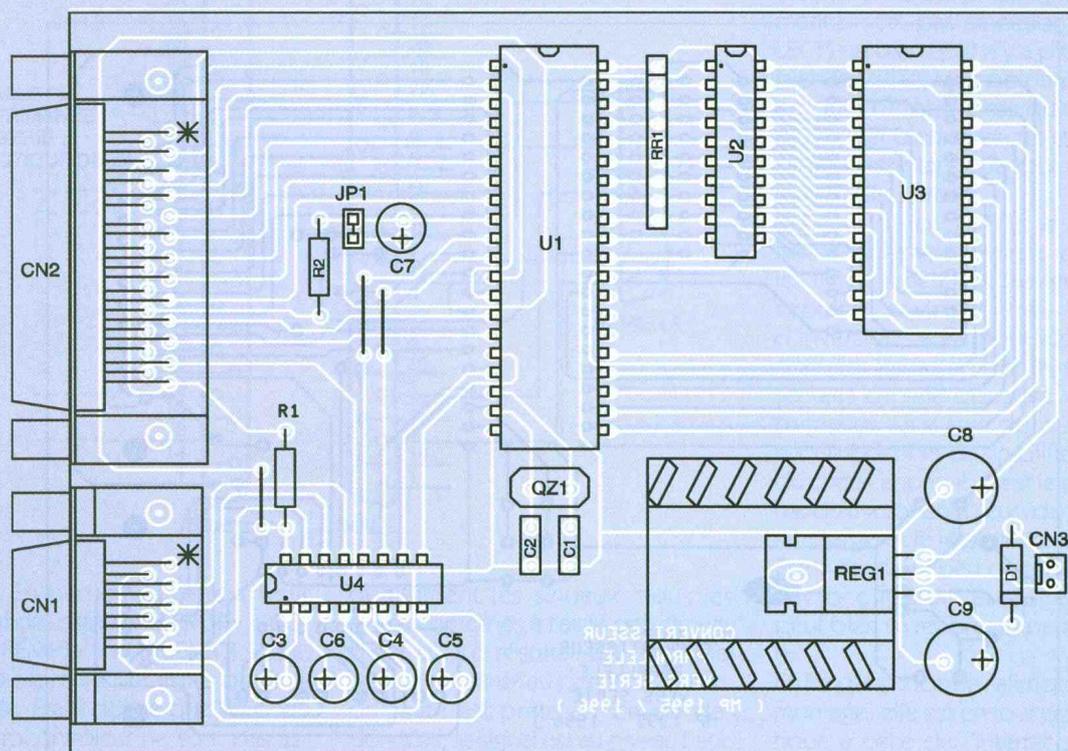
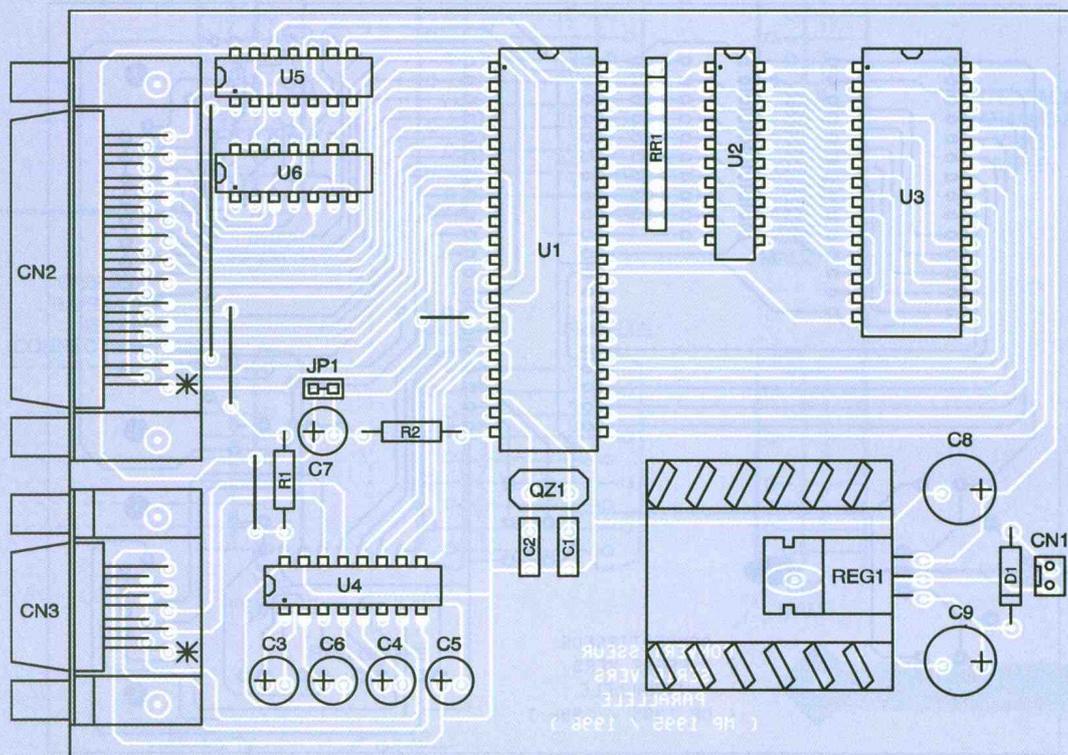
noterez que les straps sont peu nombreux. Il y a trois straps sur la carte de l'interface parallèle/série et quatre straps sur la carte de l'interface série/parallèle. Il est préférable d'implanter les straps en premier, car, plus tard, il sera plus difficile de les mettre en place à cause des autres composants.

Soyez très vigilants aux modèles des connecteurs Sub-D. Pour l'interface

parallèle/série, les connecteurs sont des modèles femelles et pour l'interface série/parallèle, les connecteurs sont des modèles mâles. Si vous faites une inversion, vous ne vous apercevrez de rien au moment de l'implantation, car les connecteurs ont la même empreinte. En revanche, vous aurez des surprises au moment de raccorder les équipements.

Etant donné que les interfaces pourront servir dans de multiples situations, il y a fort à parier que les connecteurs vont subir de nombreuses manipulations. Pour cette raison, il sera nécessaire d'immobiliser les connecteurs sur les circuits

4/6 ... ET LEURS IMPLANTATIONS AVEC PEU DE STRAPS !



imprimés grâce à des boulons montés dans les passages prévus à cet effet.

Les régulateurs seront montés sur des petits dissipateurs thermiques pour limiter la température de fonctionnement à une valeur acceptable au toucher. Choisissez de préférence un radiateur ayant une résistance thermique inférieure à 17 °C/W, pour éviter d'atteindre une température de jonction trop élevée.

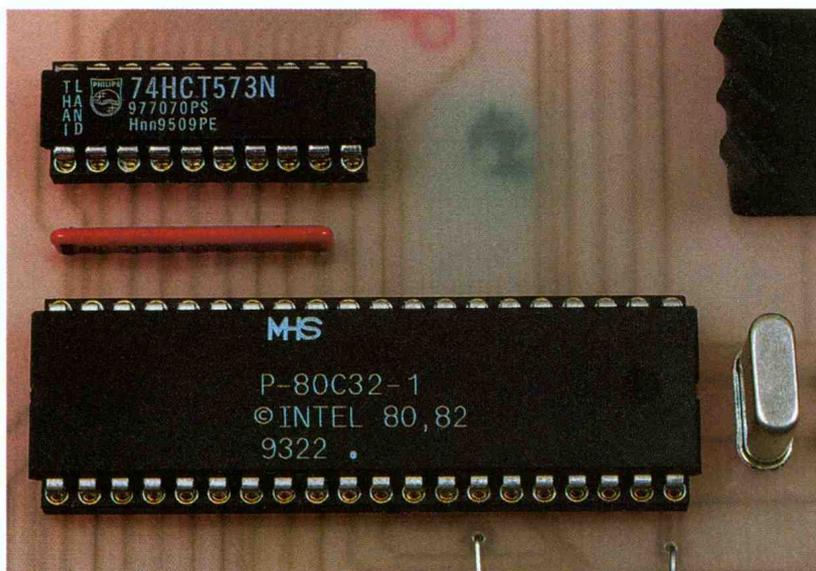
Les EPROM seront programmées avec le contenu des fichiers que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Minitel. Pour l'interface parallèle/série, vous trouverez le fichier « PSU3A.BIN » qui est le reflet binaire du contenu de U₃. Vous trouverez aussi le fichier « PSU3A.HEX » qui correspond au format Hexa Intel, qui peut vous être utile selon le modèle de programmeur d'EPROM dont vous disposez. De même, pour l'interface série/parallèle, vous disposerez des fichiers « SPU3A.BIN » et « SPU3A.HEX ». Les fichiers vous sont proposés en trois versions (A, B ou C), selon les paramètres de communication du port série que vous voudrez utiliser. Le tableau suivant indique les différentes possibilités. Une fois votre choix établi, il vous suffit d'utiliser le fichier correspondant.

Noms des fichiers	Vitesse de communication pour le port série
PSU3A (BIN et HEX) SPU3A (BIN et HEX)	9 600 bauds
PSU3B (BIN et HEX) SPU3B (BIN et HEX)	2 400 bauds
PSU3C (BIN et HEX) SPU3C (BIN et HEX)	1 200 bauds

Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger les fichiers via le Minitel, vous pouvez adresser une demande écrite à la rédaction en joignant une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe self-adressée pour le retour, convenablement affranchie (tenir compte du poids de la disquette).

Utilisation des convertisseurs

Les convertisseurs sont très simples à utiliser. Il suffit de les raccorder aux équipements voulus, tout simplement. Si les câbles de raccordement nécessaires vous sont inconnus, les **figures 7 et 8** vous donneront toutes les indications nécessaires. N'hésitez pas à sonder vos câbles pour les comparer avec les **figures 7 et 8**. Cela vous sera peut-être utile pour



LE MICRO 80C32 ET LES LATCHES LS573.

arriver à vos fins, sans perdre des heures à tourner en rond à cause d'un câble inadapté.

Le choix du genre des connecteurs (mâle ou femelle) a été retenu pour limiter les erreurs possibles. Il vous suffit de présenter le connecteur de l'interface face au connecteur de l'équipement pour voir si le raccordement est possible.

Par exemple, l'interface parallèle/série présente un connecteur Sub-D 25 points mâles pour l'entrée du

constate de visu qu'il n'est pas possible de raccorder directement les deux connecteurs puisqu'ils sont du même genre. Cela indique qu'il ne faut pas essayer de raccorder de force les équipements, comme on pourrait être tenté de le faire à l'aide d'un changeur de genre. En revanche, le câble prévu pour une imprimante parallèle peut se monter directement sur l'interface.

Pour les connecteurs des liaisons RS 232, le raisonnement est exactement le même. Ainsi, il y a moins de risque de connecter les signaux émetteurs entre eux. Côté récepteurs, cela ne comporte aucun risque bien sûr, mais ça ne marche pas pour autant.

Pour tirer profit des interfaces, il convient d'en savoir un peu plus sur leur mode de fonctionnement interne. Le premier point à connaître concerne les paramètres de communication des ports série. Les paramètres sont figés à 9 600 bauds, 8 bits, 1 bit de stop et pas de parité. Cela peut sembler un peu restrictif mais, en réalité, ces paramètres sont les plus courants.

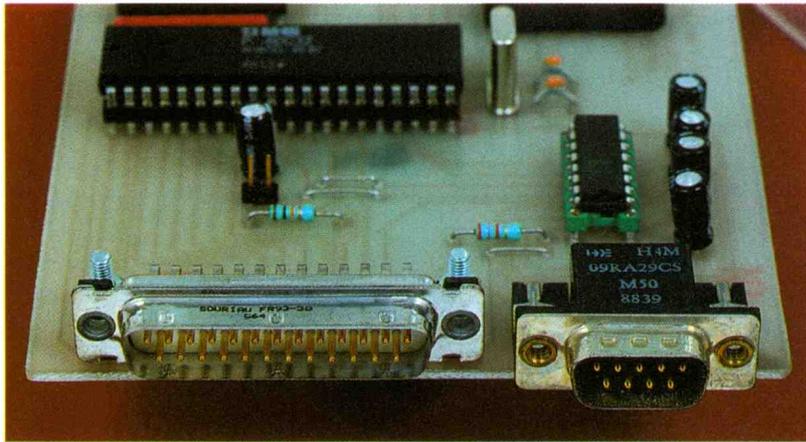
Il est vrai que pour des imprimantes matricielles un peu anciennes une vitesse de 2 400 bauds ou 1 200 bauds convient mieux. Pour couvrir ces cas de figure, nous avons prévu des fichiers distincts (voir le tableau dans le paragraphe consacré à la réalisation).

C'est à vous de choisir le fichier adéquat, en fonction des possibilités de vos équipements. Mais une fois l'EPROM programmée, les paramètres sont figés, il ne faudra pas

LES DENOMINATIONS DES DIFFERENTS FICHIERS PROPOSES EN TELECHARGEMENT.

port imprimante. Mise en face de la sortie du port parallèle d'un ordinateur de type PC, on constate de visu que le raccordement est possible. Il suffit ensuite d'utiliser (en guise de rallonge) un câble plat équipé des connecteurs adéquats pour réaliser la connexion. En ce qui concerne le cordon d'une imprimante pour port parallèle, on constate qu'il ne peut prendre prise sur l'interface parallèle/série. Il n'y a donc pas de risque d'erreur à ce niveau-là.

Toujours pour l'exemple, l'interface série/parallèle présente un connecteur Sub-D 25 points femelles pour le port imprimante. Mise en face du port imprimante du PC, on



LA CONNECTIQUE, ICI LE MODULE LPT → COM.

l'oublier. Au besoin, vous pourrez préparer un jeu d'EPROM pour les différentes vitesses proposées que vous installerez sur le support le moment voulu.

Le second point à connaître concerne la gestion du flux des données. Les interfaces possèdent un petit buffer interne qui est mis à profit pour faciliter le transfert des données. Cependant, le buffer est de taille très limitée (64 octets pour être précis). Très rapidement, le buffer sera plein. Dès que cette situation survient, les interfaces interrompent le transfert le temps nécessaire pour désengorger un peu le buffer. Dans le cas de l'interface parallèle/série, l'interface ne renvoie plus le signal ACK vers le PC tant que le buffer est plein. Il faut alors veiller à ce que le signal DTR de l'équipement connecté au port série soit actif. Sinon, l'interface parallèle/série n'aura jamais la possibilité de vider son buffer.

Un raisonnement identique intervient pour l'interface série/parallèle. Mais, cette fois-ci, c'est le port série qui est interrompu en désactivant le signal DSR.

L'équipement émetteur, connecté au port série de l'interface parallèle/série, devra tenir compte du signal DSR pour ne pas émettre des données qui seraient perdues. Le buffer interne de l'interface série/parallèle se videra au fur et à mesure que l'imprimante connectée au port parallèle renverra les acquittements (ACK). Si l'imprimante n'est pas sélectionnée ou s'il n'y a plus de papier, le transfert sera bloqué.

Vous voici maintenant à même d'exploiter ces petites interfaces peu coûteuses qu'il convient d'utiliser sans modération.

Pascal MORIN

LISTE DES COMPOSANTS

■ Convertisseur port parallèle vers port série

C₁, C₂ : condensateurs céramique 33 pF au pas de 5,08 mm

C₃ à C₇ : 10 µF/25 V, sorties radiales

C₈ : 100 µF/25 V, sorties radiales

C₉ : 470 µF /25 V, sorties radiales

CN₁ : connecteur Sub-D, 9 points, mâle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple, référence Harting 09 66 122 7801)

CN₂ : connecteur Sub-D, 25 points, mâle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple, référence Harting 09 66 322 7801)

CN₃ : barrette mini-KK, 2 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence Molex 22-27-2021

D₁ : 1N4001

JP₁ : jumper au pas de 2,54 mm

QZ₁ : quartz 12 MHz en boîtier HC49/U

R₁ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)

R₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

REG₁ : régulateur LM7805 (5 V) en boîtier TO 220 + dissipateur thermique 17 °C/W (par exemple, référence Redpoint TV1500)

RR₁ : réseau résistif 8 x 10 kΩ en boîtier SIL

U₁ : microcontrôleur 8032 (12 MHz)

U₂ : 74LS573

U₃ : EPROM 27C64 temps d'accès 200 ns

U₄ : driver de lignes MAX 232

■ Convertisseur port série vers port parallèle

C₁, C₂ : condensateurs céramique 33 pF au pas de 5,08 mm

C₃ à C₇ : 10 µF/25 V, sorties radiales

C₈ : 100 µF/25 V, sorties radiales

C₉ : 470 µF/25 V, sorties radiales

CN₁ : barrette mini-KK, 2 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence Molex 22-27-2021

CN₂ : connecteur Sub-D, 25 points, femelle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple, référence Harting 09 66 312 7601)

CN₃ : connecteur Sub-D, 9 points, femelle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple, référence Harting 09 66 112 7601)

D₁ : 1N4001

JP₁ : jumper au pas de 2,54 mm

QZ₁ : quartz 12 MHz en boîtier HC49/U

R₁ : 2,7 kΩ 1/4 W 5 % (rouge, violet, rouge)

R₂ : 10 kΩ 1/4 W 5 % (marron, noir, orange)

REG₁ : régulateur LM7805 (5 V) en boîtier TO 220

+ dissipateur thermique 17 °C/W (par exemple, référence Redpoint TV1500)

RR₁ : réseau résistif 8 x 10 kΩ en boîtier SIL

U₁ : microcontrôleur 8032 (12 MHz)

U₂ : 74LS573

U₃ : EPROM 27C64 temps d'accès 200 ns

U₄ : driver de lignes MAX 232

U₅ : 74LS08

U₆ : 74LS04

Minitel Electronique Pratique

Tapez **3615**
code **EPRAT**

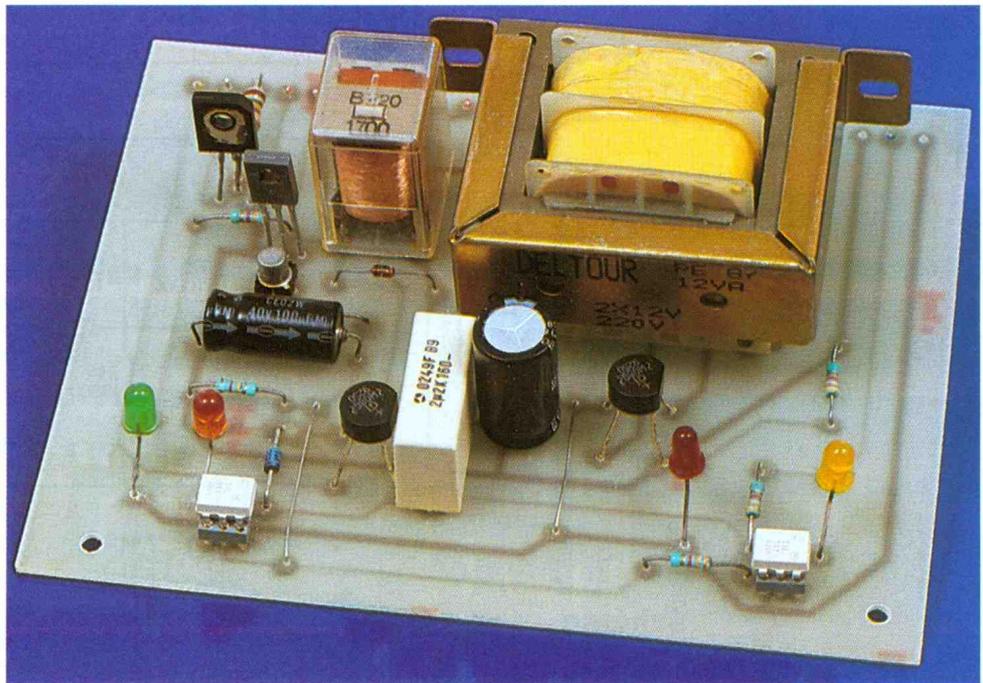
Boîtes aux lettres
téléchargement
tables des matières



DOMOTIQUE

MODULE UNIVERSEL DE SPECIALISATION DE POSTES

Qu'il s'agisse d'installations téléphoniques privées ou de raccordements au réseau public des télécommunications, il est possible de spécialiser une ligne : les lignes dites « SPA » n'autorisent que les communications en départ, les lignes « SPB » sont, elles, réservées aux arrivées ; les lignes « normales » sont enfin dites « mixtes ». Deux inconvénients pèsent sur ce type de spécialisation : il est facturé par l'opérateur public et concerne tous les postes raccordés sur la ligne.



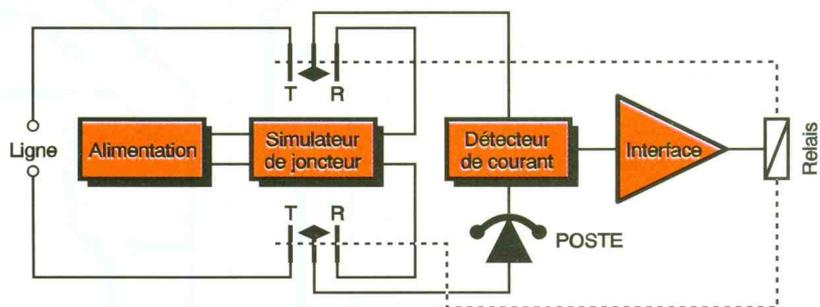
Le cas d'un poste SPB est schématisé **figure 2**. Un module de détection de sonnerie active le relais de prise de ligne que le détecteur de courant maintient activé comme précédemment. Notre module universel se compose donc des éléments suivants :

- l'alimentation ;
- le simulateur de joncteur ;
- le détecteur de sonnerie ;
- le détecteur de courant ;
- le circuit de commande de relais de ligne ;
- le commutateur de spécialisation : mixte/SPA/SPB/isolé.

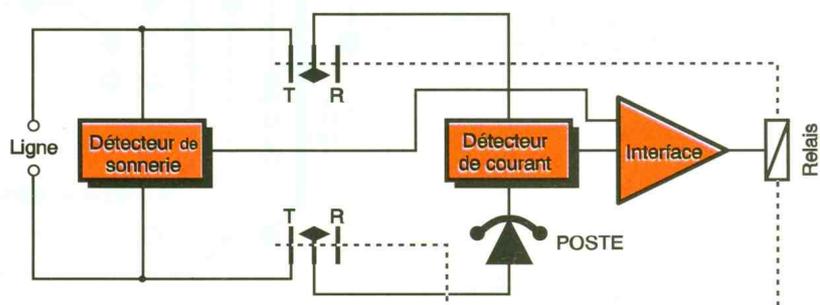
Nous vous proposons un montage permettant la spécialisation de chaque poste d'une ligne mixte individuellement, selon quatre modes de fonctionnement : mixte, SPA, SPB ou isolé.

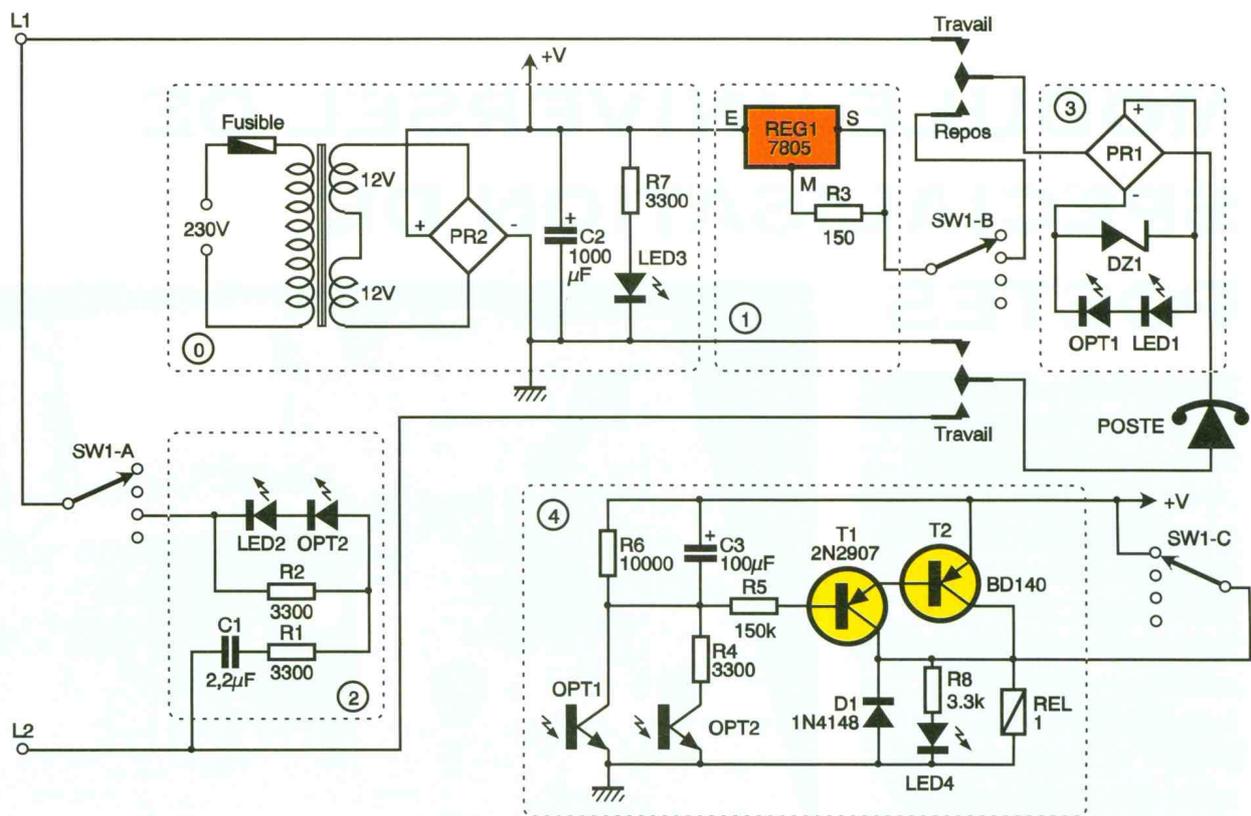
Principe général

Examinons d'abord le cas d'un poste SPA, donc spécialisé départ. Le principe mis en œuvre est indiqué en **figure 1**. Un simulateur de joncteur téléphonique (l'interface entre la ligne téléphonique et le central) alimente le poste. Lorsque l'on décroche, un détecteur de courant pris dans le circuit commute la ligne et maintient la liaison, alimenté dès lors par le central, tant que dure la conversation.



1 CAS D'UN POSTE SPA. **2 CAS D'UN POSTE SPB.**





Schéma

La figure 3 le montre en détail, et on y retrouve les éléments qui viennent d'être énumérés. L'alimentation est on ne peut plus classique : T₁, PR₁, C₂, R₇ et LED₃ en sont les composants. Compte tenu de la tension assez élevée nécessaire au bon fonctionnement de tous les types de postes (une trentaine de volts environ), on n'utilisera pas de régulateur, ce dont le montage s'accommode d'ailleurs fort bien. Nous allons maintenant examiner tour à tour chaque module en décrivant le fonctionnement de l'appareil pour chacune des positions du commutateur SW₁.

En position 1, SW₁-C active le relais, reliant ainsi la ligne au poste à travers le détecteur de courant. Nous sommes en mode mixte.

En position 2, SW₁-B commute l'alimentation à travers le simulateur de joncteur 1, sur les bornes repos du relais de ligne. Ce simulateur consiste en un régulateur 5 V monté en source de courant avec R₃, le choix de cette valeur de tension étant dicté par le souci de perdre le moins de potentiel possible dans la source. Lorsque le poste est décroché et qu'il ferme par conséquent la ligne, un courant maximal de $5 \text{ V} / 150 \Omega = 33 \text{ mA}$ y circule, ce qui correspond au courant nominal dans une ligne téléphonique active.

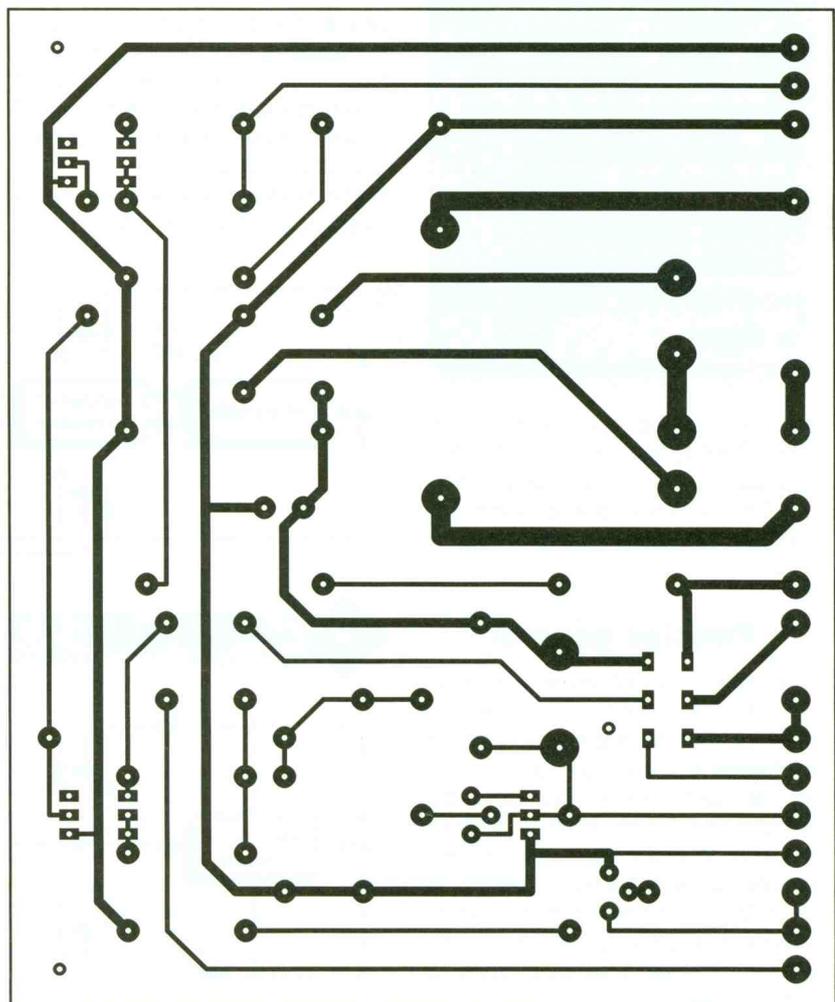
Le poste est pris en série avec le module détecteur de courant 3 qui se

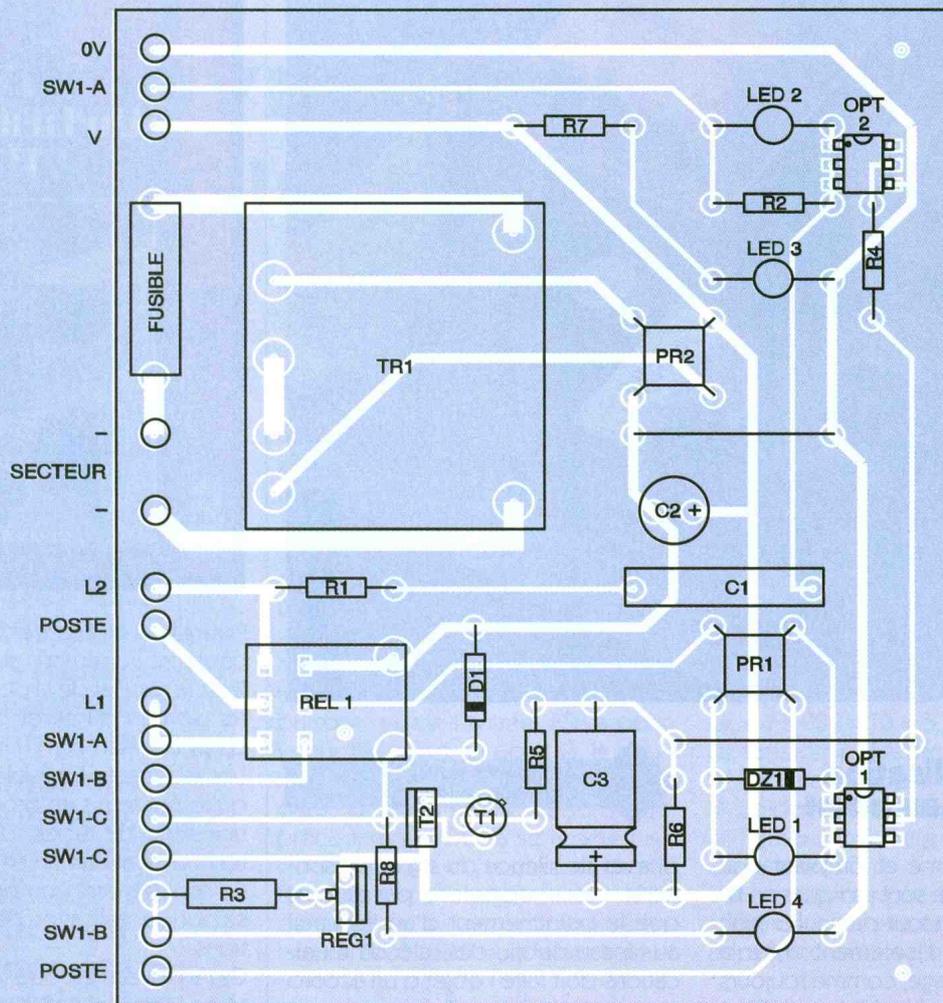
3

SCHEMA DE PRINCIPE.

4a

TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIME.





4b

IMPLANTATION DES ELEMENTS.

compose du pont PR₂ fermé sur l'ensemble DZ₁, LED₁ et OPT₁. DZ₁ est nécessaire à la protection de LED₁ et OPT₁ vu le courant important pouvant circuler dans la boucle (jusqu'à 50 mA environ), en drainant elle-même l'excès de courant.

Ainsi, au moment où le poste est décroché, il se trouve alimenté par le faux joncteur; LED₁ s'allume et OPT₁ est activé. Cet optocoupleur qui fait aussi partie du module 4 commande le Darlington composé de T₁ et T₂ par R₅. Celui-ci fait coller REL₁ qui commute à son tour la ligne à la place du joncteur. Les choses restent en l'état jusqu'au raccroché, le poste et le détecteur de courant étant alors alimentés par la ligne. C₃ permet entre autres le maintien de l'activation du relais lors du passage de l'alimentation locale à celle fournie par la ligne.

En position 3, SW₁-A relie le détecteur de sonnerie 2 à la ligne: C₁ prélève la composante alternative présente pendant la phase de sonnerie et l'achemine vers le diviseur R₁-R₂,

cette dernière résistance étant montée en parallèle avec LED₂ et OPT₂. Lors d'un appel arrivée, LED₂ s'allume et OPT₂ s'active au rythme des trains de sonnerie.

Comme précédemment, sur le module 4, OPT₂ active le relais, par R₅, mais cette fois, C₃, R₄ et R₆ jouent le rôle de cellule de retard destinée à éviter la fermeture intempestive du

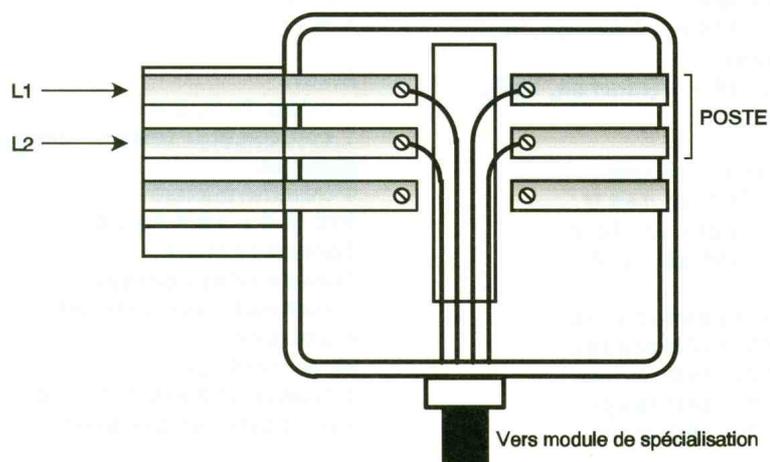
relais par les parasites de la ligne (raccrochage d'un autre poste, numérotation par impulsions...). C₃ assure également le maintien du relais pendant les phases de silence des trains de sonnerie.

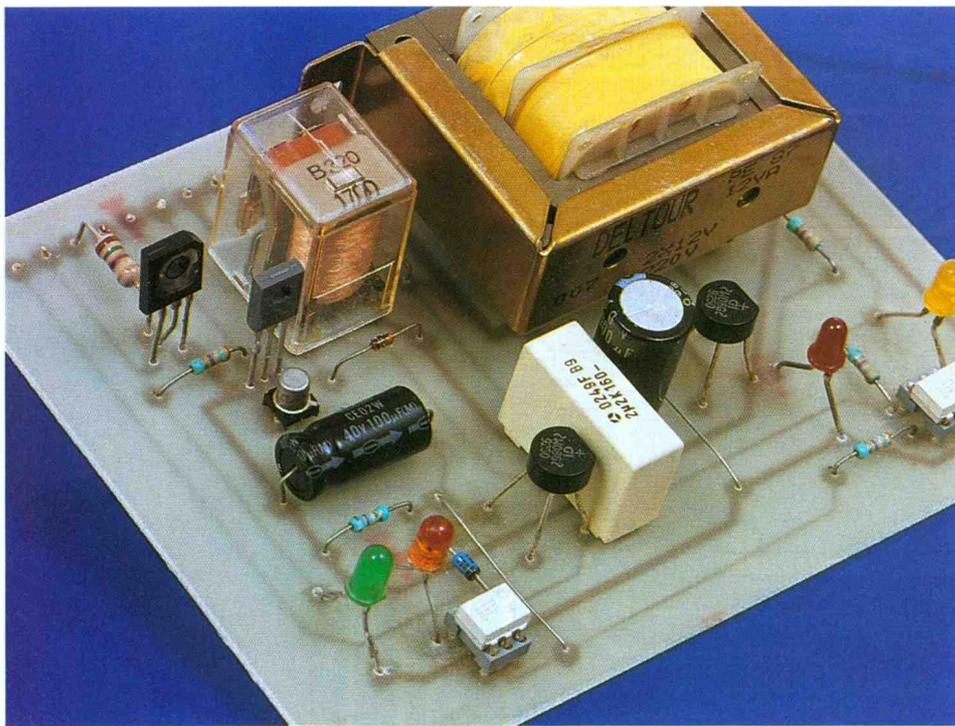
Ce relais commute de nouveau la ligne au poste et son maintien est alors assuré par le détecteur de courant jusqu'à la fin de la communication.

En position 4, aucun dispositif n'est activé, le poste est isolé.

5

CABLAGE DE LA PRISE GIGOGNE.





Réalisation Mise au point

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont indiqués en **figure 4**. Un soin tout particulier doit être apporté à l'isolement entre la ligne et le montage, comme toujours avec les circuits de téléphonie. C'est la raison pour laquelle sont employés des optocoupleurs et un relais. En fonction de la cadence des trains de sonnerie de votre installation, il est possible d'optimiser le dimensionnement de C_3 , qui devra être juste suffisant pour pallier les

phases de silence du signal de sonnerie. Nous rappelons par ailleurs que le branchement d'un appareil au réseau public des télécommunications doit faire l'objet d'un accord de la part de France Telecom. Le raccordement pourra être réalisé par des joncteurs mâles côté ligne et femelles côté poste, ou grâce à une prise gigogne dont les éléments mâle et femelle sont isolés selon la **figure 5**.

M. BENAYA

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W

R_1, R_2, R_4, R_7, R_8 : 3,3 k Ω
(orange, orange, rouge)
 R_3 : 150 Ω (marron, vert, marron)
 R_5 : 150 k Ω (marron, vert, jaune)
 R_6 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

Condensateurs

C_1 : 2,2 μ F, 160 V
 C_2 : 1 000 μ F, 40 V
 C_3 : 100 μ F, 40 V

Semiconducteurs

LED₁ : LED orange
LED₂ : LED jaune
LED₃ : LED rouge
LED₄ : LED verte

D₁ : 1N4148

DZ₁ : Zener 3,3 V

T₁ : 2N2907

T₂ : BD140

REG₁ : 7805

PR₁ : pont redresseur 400 V, 1 A

PR₂ : pont redresseur 400 V, 1 A

Divers

1 relais 24 V, 2 RT

1 joncteur téléphonique gigogne

1 transformateur 230 V / 2 x 12 V 10 VA

Cordon secteur

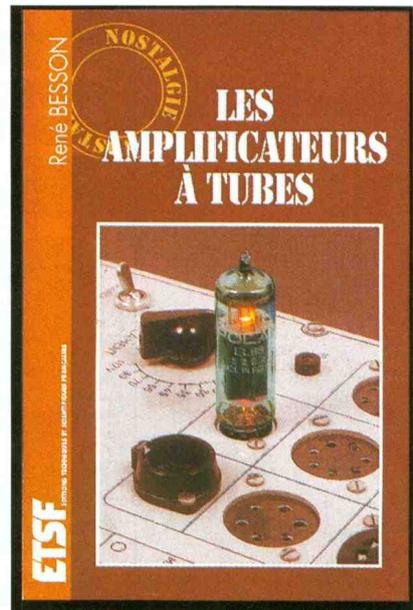
Cordon téléphonique

1 commutateur 3 circuits

4 positions

Fil de câblage

1 fusible 250 mA T. 5 x 20 avec porte-fusible pour CI



Pourquoi présenter cet ouvrage consacré aux amplis audio à tubes ? Il est le résultat de la perception d'un renouveau d'intérêt pour ce type d'appareils.

Les fabricants l'ont bien senti puisqu'ils ont remis en production toute une série de tubes, de transformateurs d'alimentation et de sortie.

Ce sont les trois composants de base pour la réalisation de ces descriptions.

Ce renouveau est dû à la redécouverte de la rondeur et de la douceur de la musique produite par les tubes qui se révèle particulièrement agréable.

Et puis, on peut ajouter qu'un tube de puissance est beaucoup moins fragile qu'un transistor correspondant. Un court-circuit accidentel de la sortie est sans effet sur le tube. De même, un coup de tournevis malchanceux créant un court-circuit de l'alimentation d'une électrode de tube à la masse n'est pas grave.

Enfin la reprise du câblage traditionnel avec des fils de cuivre isolés multicolores constitue une expérience qui change de l'utilisation de circuits intégrés miniatures, avec l'emploi de CMS.

Cependant, il n'est pas interdit à l'amateur éclairé de concevoir un circuit imprimé à la place du câblage traditionnel.

Cet ouvrage comprend quinze descriptions qui ont toutes été réalisées par les grands fabricants ; par conséquent, leur reproduction ne présente aucun risque. Elles vont du schéma mono à un tube au stéréo 2 x 10 W. Un préamplificateur et deux amplificateurs de 15 W et de 70 W sont décrits dans la partie sonorisation.

Un volume broché. Le 136 pages 135 F TTC. ETSF Editeur



LA CONVERSION ANALOGIQUE-DIGITALE

Le convertisseur analogique-digital est l'outil indispensable permettant la transformation d'une grandeur électrique en une donnée numérique pouvant être traitée par différents systèmes tels les microprocesseurs ou plus simplement les multimètres digitaux. Nous nous attacherons, dans les lignes qui suivent, à l'explication du fonctionnement de ces convertisseurs.

Le réseau R-2R

La grande majorité des convertisseurs utilisent un réseau R-2R, réseau constitué de résistances de précision. La représentation schématique en est donnée **figure 1**.

Dans un réseau de ce type, la valeur des résistances n'est pas la chose la plus importante. En revanche, le rapport existant entre une résistance de valeur R et une résistance de valeur 2R, et qui doit être très exactement de 2, est d'une importance capitale. Ces réseaux sont donc obligatoirement constitués de résistances de haute précision, ce qui explique le prix assez élevé des convertisseurs. La **figure 1** montre que chaque résistance peut avoir l'un de ses pôles relié soit à la masse, soit à l'entrée d'un amplificateur opérationnel de sortie.

Comment fonctionne un réseau R-2R ?

D'une manière bien simple. Considérons toutes les résistances 2R avec l'un des pôles connectés à la masse. Partons de la résistance 2R8. Elle est

mise en parallèle avec la résistance 2R7 et en série avec la résistance R7, ce qui donne :

$$2R8 // 2R7 + R7 = R + R7 = 2R.$$

Cette dernière résistance 2R est elle-même en parallèle avec la résistance 2R6 et en série avec R6. Cela se répète ainsi jusqu'au point H. C'est en ce point que l'on injecte dans le réseau une tension de référence, tension qui doit présenter une stabilité excellente. Le courant Iref rencontrant en ce point deux résistances de même valeur se divise par deux : 2R0 est traversé par Iref/2, mais R1 également puisque, vu de l'entrée, elle a pour valeur 2R. Arrivé au point G, le courant Iref/2 se divise à nouveau par deux, pour les mêmes raisons que précédemment. Cela se répète jusqu'au nœud A où le courant de référence n'est plus égal qu'au 1/256^e de sa valeur initiale. Les deux résistances 2R7 et 2R8 sont alors traver-

d'un courant égal à : Iref/2 + Iref/256.

Un amplificateur opérationnel ayant la particularité, lorsqu'il est configuré en amplificateur inverseur, d'avoir son entrée inverseuse pratiquement au potentiel de la masse, la quasi-totalité, du courant (Iref/2 + Iref/256) transite par la résistance de contre-réaction, et cette dernière présente à ses bornes une d.d.p. de :

$$V_{ref} = 10V$$

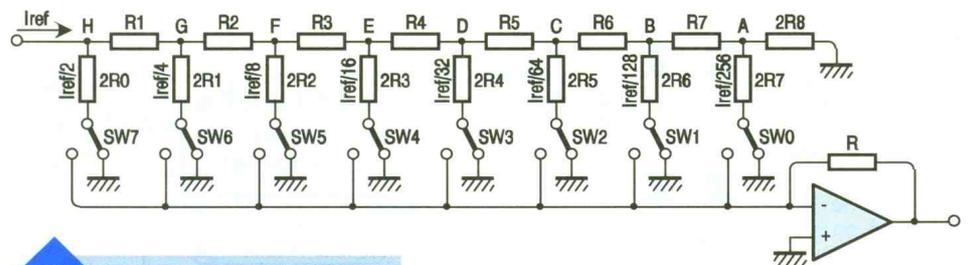
$$I_{ref} = 10/10000 = 1 \text{ mA}$$

$$I_{ref}/2 + I_{ref}/256 = 0,5 + 0,0039 = 0,5039 \text{ mA}$$

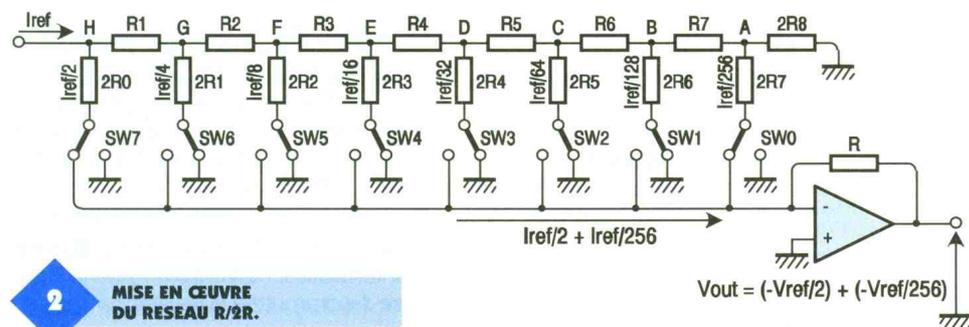
$$U_r = 0,5039 \times 10 = 5,039V.$$

La tension présente en sortie de l'AOP aura donc pour valeur -5,039 V, ce dernier étant configuré en amplificateur inverseur convertisseur courant-tension.

Les explications que nous venons de fournir concernent un convertisseur appelé convertisseur 8 bits (8 com-



1 LE PRINCIPE DU RESEAU R/2R.



2 MISE EN ŒUVRE DU RESEAU R/2R.

sées par un courant de 1/256^e de Iref.

Que se passe-t-il lorsque l'on commutée des interrupteurs ?

Reportons-nous en **figure 2**. SW0 et SW7 ont été manœuvrés. A l'entrée de l'amplificateur opérationnel, nous nous trouvons en présence

mutations possibles). Le nombre de combinaisons possibles est donc de 256, ce qui correspond à une résolution, si la tension de référence est de 5 V, à 5/256 = 0,0039 V, soit 39 mV, ce qui n'est pas une résolution élevée. C'est pourquoi il existe des convertisseurs à 10, 12 et même

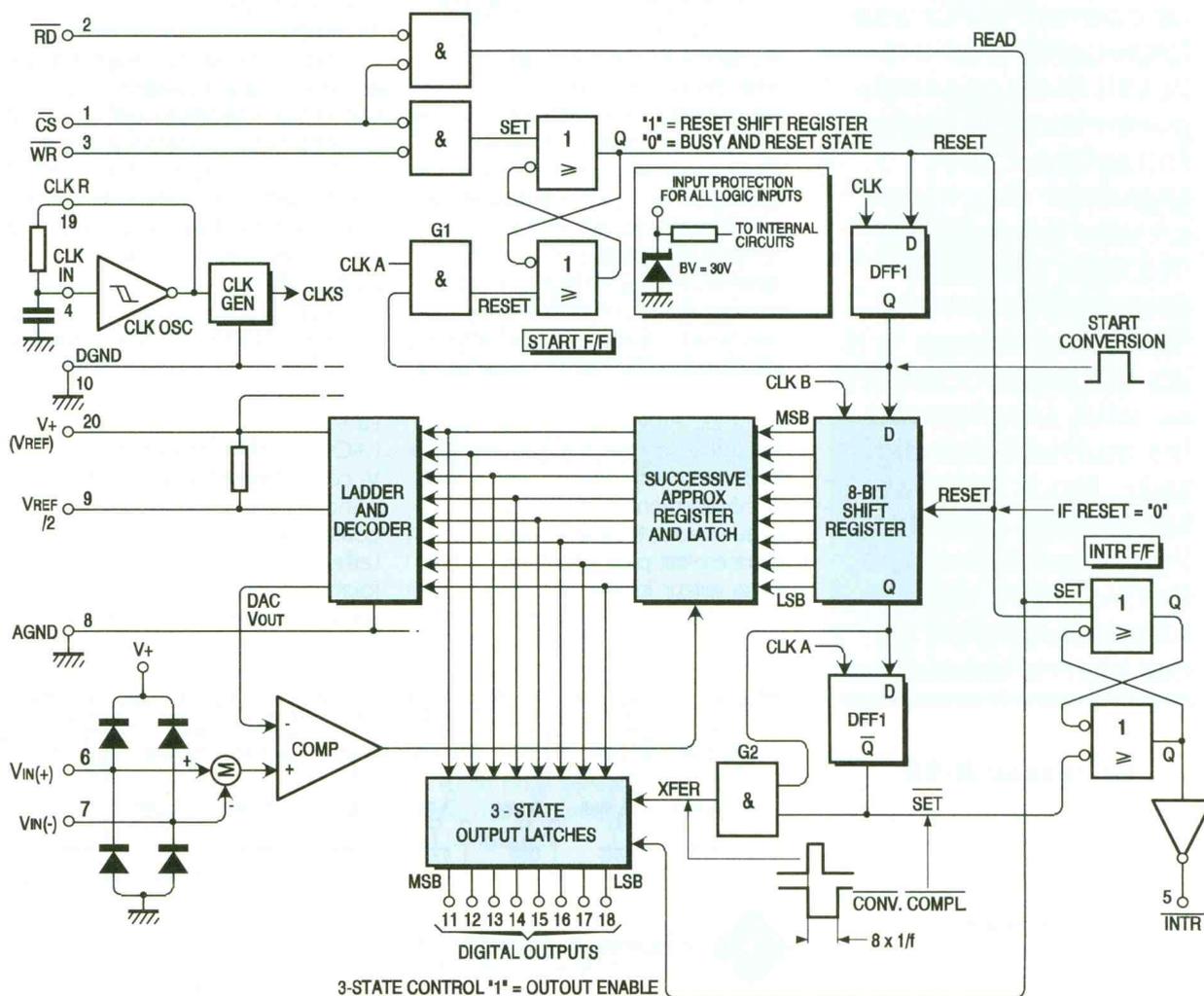
16 bits qui permettent d'atteindre une très haute précision.

Le convertisseur analogique-digital

La plupart des convertisseurs analogiques-numériques (CAN) fonctionnent suivant le principe de la conversion par approximations successives. Ce-

rateur opérationnel monté en comparateur. Sur l'entrée inverseuse de ce dernier est appliquée la tension de référence issue du réseau R-2R. Le processus de conversion débute par la comparaison de la tension inconnue (que nous appellerons V_{in}) à une tension égale à $1/2$ de V_{ref} . Si V_{in} est inférieure à $1/2 V_{ref}$, alors le bit 7 (MSB, bit de poids le plus signifi-

départ de la conversion (ligne WR), la commande de lecture (ligne RD) et la ligne de sélection du boîtier. Une sortie est prévue pour prévenir le microprocesseur que la conversion est achevée et qu'il peut lire le résultat. Tous ces types de convertisseurs possèdent deux broches de masse séparées : AGND, masse de la partie analogique, et DGNG, masse

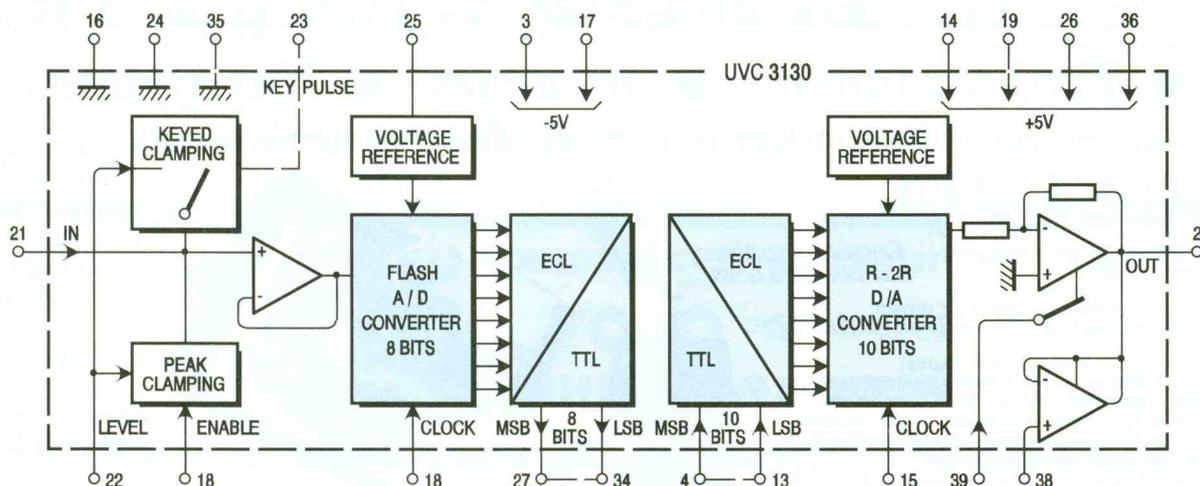


la veut dire que la tension à mesurer est comparée à une tension de référence par pas binaires successifs. Voyons le dessin d'un convertisseur représenté en **figure 3**. Nous remarquons deux entrées réservées à un condensateur et à une résistance nécessaires au fonctionnement de l'horloge interne, qui cadence le processus d'approximations. Nous voyons également une entrée (broche 9) réservée à l'application au convertisseur d'une tension de référence externe, et une entrée V_{in+} (broche 6) réservée à la tension que l'on veut convertir, V_{in-} étant connectée à la masse. Comme on le remarque, l'entrée de la tension à mesurer s'effectue sur l'entrée non inverseuse d'un ampli-

ficatif) est mis à zéro. Si, au contraire, V_{in} est supérieure à $1/2 V_{ref}$, le bit D7 est mis à 1. Pour la comparaison suivante, la tension de référence est, si le bit D7 a été mis à 1, portée à $3/4$ de V_{ref} ($1/2 V_{ref} + 1/4 V_{ref}$). Si V_{in} est inférieure à cette tension, alors le bit D6 est mis à 0. Et ainsi de suite, chaque interrupteur (SW0 à SW7) de la **figure 1** commutera la résistance concernée, amenant à chaque fois une nouvelle valeur de V_{ref} , jusqu'à ce qu'un octet soit formé, octet qui sera l'équivalent numérique de la tension analogique d'entrée. Dans l'exemple que nous avons choisi, et qui concerne un convertisseur A-D pour microprocesseur, différentes lignes sont également prévues, qui servent à la commande de

de la partie digitale qui seront le plus souvent connectées ensemble. Il est bien évident que cette technique de conversion par approximations successives demande un certain temps pour arriver à son terme, temps qui peut varier de $100 \mu s$ à $500 ns$. Cette durée peut s'avérer trop importante pour certains systèmes qui réclament une conversion très rapide de la tension appliquée au convertisseur. C'est pourquoi il a été conçu des convertisseurs appelés convertisseurs flash qui effectuent la conversion en un seul cycle d'horloge. Ils sont constitués, à l'inverse des CAN qui n'en contiennent

3 SCHEMA SYNOPTIQUE D'UN CONVERTISSEUR A/D.



4

CONVERTISSEUR 8 BITS.

qu'un, d'autant de comparateurs que de combinaisons binaires. C'est-à-dire que la conversion s'effectue en parallèle à l'aide de 256 comparateurs pour un convertisseur 8 bits. La **figure 4** montre la constitution interne d'un tel composant, le UVC 3130 (ou UVC 3101). Ce dernier est constitué d'un convertisseur flash A-D et d'un convertisseur D-A de 10 bits de résolution. La conversion

analogique-digitale demande un délai de moins de 30 ns ! Bien que fabriqué pour des applications vidéo, il peut être utilisé comme un convertisseur standard.

Nous ne pouvons pas conclure cette brève étude sans aborder le convertisseur digital-analogique qui n'est en fait qu'une partie des convertisseurs A-D et qui n'est constitué, en schématisant son organisation interne, que d'une logique de commande, d'une octuple bascule, d'un réseau R-2R et d'un amplif-

icateur de sortie. Contrairement à la conversion A-D, un convertisseur D-A est plus facilement réalisable à l'aide de composants non spécialisés. Une octuple bascule D, qui possède une broche de validation, a ses huit sorties chargées par un réseau R-2R et ses huit entrées commandées par les interrupteurs de la **figure 2**. La sortie du réseau aboutit à l'entrée d'un amplificateur opérationnel dont la tension de sortie sera proportionnelle à l'octet appliqué au réseau résistif.

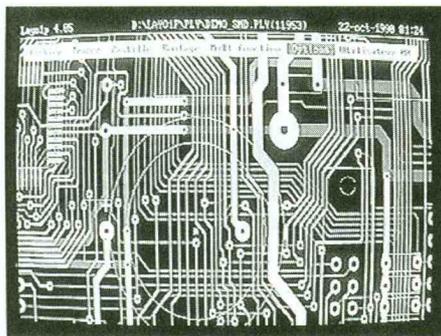
Patrice OGUIC

PUBLICITE

LAYO1

Vous avez dit CAO ! Si comme moi, vous connaissez plusieurs logiciels et que vous avez à réaliser des circuits imprimés, vous avez sûrement passé des nuits blanches. Si en plus, vous avez la responsabilité d'un bureau d'études et des achats, alors vous en avez connu d'autres. En effet, la plupart des logiciels de CAO ont la particularité de se présenter d'abord sous leur angle financier... et ce n'est souvent pas une paille... Le prix justifiant la complexité, nous passons ensuite à la formation qui outre d'être très chère, a aussi la particularité d'être très concentrée et fastidieuse. Viennent enfin la prise en main et la découverte toujours très douloureuse que le fameux logiciel qui route à cent pour cent n'est d'aucun secours dans le cas particulier qui est le nôtre. Il faut dire que nous faisons du spécifique... (c'est en tout cas ce que l'on vous répondra si vous tentez de vous rebiffer). Mais tout cela est bel et bien terminé. En effet, il existe sur le marché un logiciel LAYO1E (E pour Evaluation) qui ne coûte presque rien (195 F TTC). Il dispose de toutes les fonctionnalités qu'un professionnel de la CAO peut souhaiter et ne nécessite pas une auto-formation supplice de plus de quelques heures, un quart d'heure même

si l'on veut travailler dans son mode simple, comme une planche à coller, c'est-à-dire sans création ou importation d'une netliste. De plus, il possède un routeur pour ce mode simple et un auto-routeur programmable (oui ! oui !), simple et double face qui route comme l'éclair (en



tout cas aussi simple que les autres). Mais ce routeur est surtout complètement interactif, c'est l'art du créateur qui s'exprime et c'est le logiciel qui fait le reste. On s'aperçoit tout de suite que l'ensemble est conçu par les électroniciens et non par les informaticiens. De par sa convivialité, sa simplicité (entièrement en français) et sa rapidité, c'est même sûrement le plus rapide de tous... et donc encore le plus économe. La capacité ? La version limitée

de 1000 pastilles autorise la réalisation de circuits conséquents. Je comprends parfaitement que ce routeur fasse fureur aux USA. Alors, avant de dépenser et même si vous possédez déjà un ensemble haut de gamme, renseignez-vous vite, éventuellement auprès des utilisateurs de ce fabuleux produit. Vous pouvez le tester sans véritable investissement et aucun commercial volubile ne sera là pour vous submerger de détails et de louanges sur le produit. Vous pourrez vous faire une idée par vous-même ! Finalement, c'est encore là la meilleure preuve de sérieux...

C'est seulement lorsque vous êtes complètement satisfait que vous décidez de vous procurer un upgrade correspondant à vos besoins : 2000 (Double), 4000, etc. Un regret ! Je connaissais le nom Layo1 depuis trois ans. Pourquoi ai-je continué à «travailler» avec mon programme haut de gamme si longtemps en pensant à : «Que pour ce prix, ça ne pouvait pas être sérieux !»

J.-C. Charles
Bureau d'études ILEP Lille

Distributeur :
Layo France SARL
Château Garamache - Sauvebonne
83400 Hyères
Tél. : 94 28 22 59
Fax : 94 48 22 16
3614 code LAYOFRANCE

Visitez le serveur
WEB de TERAL sur internet :
<http://www.teral.com>
Ecrivez-nous sur internet à :
teral@teral.com

L'ESPACE LABORATOIRE

TERAL

précurseur depuis 1954

OSCILLOSCOPES MULTIMETRES FREQUENCEMETRES GENERATEURS

SEFRAM (Banc d'essai E.P. n° 199)

Oscillo SEFRAM 5702 : des performances exceptionnelles pour le meilleur rapport qualité/prix du marché !
2 x 20 MHz. Balayages alterné et commuté. Base de temps 0,5 µs à 0,5 sec en 19 positions. Synchro TV lignes et trames. Signaux de calibration. Encombrement : 290 x 150 x 380. L'appareil de l'amateur éclairé et des techniciens de service.



2 890 F TTC

METRIX

OSCILLOSCOPES

OX 800 - 2 x 20 MHz **3 990 F TTC**
OX 8020 - 10 Hz à 20 MHz (mémoire numérique) **10 990 F TTC**
OX 8027 - idem + interface Bus IEEE **13 990 F TTC**

MULTIMETRES

MX 53 **1 796 F TTC** MX 56 **2 882 F TTC**
MX 54 **2 399 F TTC** X 2093 **799 F TTC**
MX 55 **2 499 F TTC**

HAMEG

TOUTE LA GAMME

HM 303 - 2 x 30 MHz **3 990 F TTC**
HM 304 - 2 x 35 MHz avec testeur de composants **5 500 F TTC**
HM 305 - 2 x 30 MHz analogique et numérique **6 990 F TTC**
HM 1005 - 2 x 100 MHz **9 500 F TTC**
HM 1007 - 2 x 100 MHz numérique et analogique **12 400 F TTC**

LABORATOIRE ELG

ALIMENTATIONS

AL 936 - Digitalisation des modes de fonctionnement. Affichage digital simultané de la tension et du courant avec mode attente et fonction court-circuit sur les voies maître et esclave. Affichage digital de la tension de la voie auxiliaire fixe ou réglable. Douilles de sécurité.

3 500 F



AL 942 - Affichage digital simultané de la tension et du courant. Tension réglable de moins de 1 V à 30 V. Intensité réglable de 0 à 2 A. Caractéristique rectangulaire. Chargeur de batterie au Pb - 12 ou 24 V à courant constant.

890 F

AL 941 - Affichage digital simultané de la tension et du courant. Tension réglable de moins de 1 V à 15 V. Intensité réglable de 0 à 3 V. Caractéristique rectangulaire. Chargeur de batterie au Pb - 6 ou 12 V à courant constant.

850 F

GENERATEUR 961 **1 650 F**

1 Hz à 200 kHz - Boutons de réglage de la fréquence rapide et fin. Sortie principale : Z = 50 Ω. Amplitude : réglable de 30 mV à 30 V crête à crête à vide. Offset : calibré ou variable ±10 V. Rapport cycl./carré : réglable de 0 à 100 %. Entrée vobulation : 1/100 ou 100/1. Sortie TTL : 100 ns. Supporte 10 TTL.

FREQUENCEMETRE 346

1 Hz à 600 MHz - 8 digits de 13 mm - Une seule entrée commutable. Trois gammes : 1 Hz-10 MHz ; 1 Hz-100 MHz ; 10 MHz-600 MHz. Résolution : 0,1-1-10 Hz. Cadence : 0,1-1-10 s. Accessoires en option : bloc accu réf. 336, cordon à boucle réf. CC 346.

1 890 F

Egalement disponibles : GN 062 : **1 632 F** - GN 960 : **3 150 F** - GM 280 : **11 850 F** -

BI-WAVETEK

GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS FG3B

avec fréquencemètre intégré jusqu'à 100 MHz. Modulation d'amplitude ou de fréquence. Rapport cyclique variable

3 046 F TTC

GÉNÉRATEUR DE FONCTIONS FG2A

7 calibres 0,2 Hz à 2 MHz. Sortie d'ondes carrées, triangulaires, sinusoïdales et impulsions TTL. Atténuateurs fixes et variables

1 985 F TTC

2 NOUVEAUX OSCILLOS BI-WAVETEK

9020 P - 2 x 20 MHz **3 550 F TTC**
9100 P - 2 x 100 MHz **8 380 F TTC**

NOUVEAU
CR 50
capacimètre
ohmmètre
784 F TTC

FLUKE

Les multimètres qui font référence dans l'industrie.
Fluke 10 **550 F TTC** Fluke 75 **1 390 F TTC**
Fluke 11 **630 F TTC** Fluke 77 **1 690 F TTC**
Fluke 12 **730 F TTC** Fluke 87 **3 490 F TTC**
Fluke 73 **990 F TTC**

ESCORT

Escort 163 S **690 F TTC**
Escort FI 505/506 **1 530 F TTC**
Escort 168A **590 F TTC**

OFFRE EXCEPTIONNELLE
MULTIMETRES NUMERIQUES
DT 830 B **85 F**
DT 3800 G **170 F**

Tous les oscilloscopes sont livrés avec deux sondes x 1 ou 1/10

LES COMPOSANTS DE L'ANNEE

Programmeur de MACH 130

Connecté au port parallèle de votre PC, il vous permet la programmation des MACH 130 AMD à partir d'un fichier JEDEC **1 500,00 F**
68 HC11 F1 **210,00 F**
MACH 130-15 **240,00 F**
TDA 8708 A } **120,00 F**
TDA 8702 }
RAM statique 128 Ko x 8 **110,00 F**
621000 70 nS **110,00 F**
RAM statique 32 Ko x 8 **60,00 F**
High Speed 15 nS **25,00 F**
EPROM 27C64 **45,00 F**
LM 1881 **14,00 F**
TL 7705 **14,00 F**
L 4902 A **13,00 F**
Support PLCC 68

Support PLCC 84

NE 567 **15,00 F**
4060 **5,00 F**
4053 **2,50 F**
4069 **4,50 F**
4069 **3,50 F**
MAR 2 **28,00 F**
MAR 3 **30,00 F**
MAR 6 **29,00 F**
MAR 7 **35,00 F**
MAR 8 **42,00 F**
NE 602 **18,00 F**
NE 605 **55,00 F**
ZN 414 **19,00 F**

87C51

87C32 **180,00 F**
GAL 16V8 **N.C.**
GAL 22V10 **13,00 F**
N.C.

QUARTZ

Quartz 3,2768 MHz **3,90 F**
Quartz 12 et 15 MHz **9,00 F**
4,000 MHz **3,90 F**
8,000 MHz **9,00 F**
10,24 MHz **9,00 F**
10,245 MHz **9,00 F**
SFE 10,7 MHz **3,00 F**
CFU 455 kHz **12,00 F**

MICROCONTROLEURS

PIC 16C57 **58,00 F**
N.C. **N.C.**
PIC 16C55 **90,00 F**
PIC 16C84

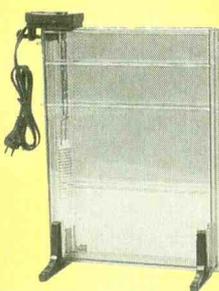
GENERATEURS

MAX 038 **150,00 F**
Générateur de signaux 0 à 20 MHz.

LABO 1

580 F

1 insoleuse + 1 graveuse
+ 1 sachet de granulés de perchlorure de fer
+ 1 sachet de révélateur
+ 1 plaque présensibilisée 100 x 160.



PLAQUE D'ESSAI

SD-5, 8 bus de 25 pts **15,00 F**
SD-10, 640 pts **33,00 F**
SD-11, 740 pts **39,00 F**
SD-5 + SD-10, 840 pts **43,50 F**
SD-35, 2 420 pts **159,00 F**
SD-47, 3 260 pts **199,00 F**

SUPER OPERATION

metrix
la mesure au top !
catalogue gratuit

Transformez votre PC en oscilloscope 2 x 10 MHz à mémoire grâce au kit **VELLEMAN K7103** **1 390 F**

LABO 2

690 F

Tous les éléments du LABO 1
+ 1 pince coudée demi-rond
+ 1 pince plate
+ 1 pince pince plieuse de composants
+ 1 pince plate rase
+ 1 pince coupante diagonale
+ 1 pince demi-rond droite
+ 7 tournevis
+ 1 testeur de phases
+ 1 kit fer à souder + support

LABO 3

730 F

Tous les éléments du LABO 1
+ 1 multimètre DT830B (Krystal)
+ 1 troisième main (Monacor)

MAXICRAFT

Coffret perceuse

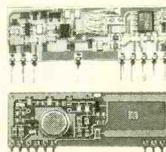
189 F



TERAL distribue également toute la gamme des modules AUREL et MIPOT

MIPOT, émetteur AM **140 F**
MIPOT, récepteur AM **60 F**
Antenne 433, 92 MHz **76 F**
Flexible gainée **145 F**
Rigide **89 F**
AUREL TX 433 SAW **189 F**
AUREL STD 433 **189 F**

Codeurs/décodeurs
Circuit codeur variable **52 F**
Module décodeur **143 F**
Circuit encodeur/décodeur programmable **32,50 F**
MM 53200



Consultez notre catalogue sur 3615 TERAL 2,23 F la minute

Expéditions province assurées par PTT ou transporteur à domicile (montant minimum de la commande : 50 F). Frais de port : nous consulter. Nos prix s'entendent sur du matériel rigoureusement neuf, emballage et garantie d'origine. Promotions valables dans la limite des stocks disponibles. Crédit CETELEM, règlement échelonné possible, CB et AURORA.

TERAL

Au 26 : Sono, composants, antennes paraboliques, librairie électronique, pièces détachées.
Au 53 : HiFi, Home Theater, TV-véo, haut-parleurs et kits, HiFi automobile, casques.
Au 34 : Assistance technique, service après vente.

Rue Traversière, 75012 Paris - Tél. : 43 07 87 74 + - Fax : 43 07 60 32 - Métro : Gare de Lyon
Tous nos magasins sont ouverts du lundi au samedi de 9 h 30 à 19 h en non-stop. Nocturne le mercredi jusqu'à 21 h