

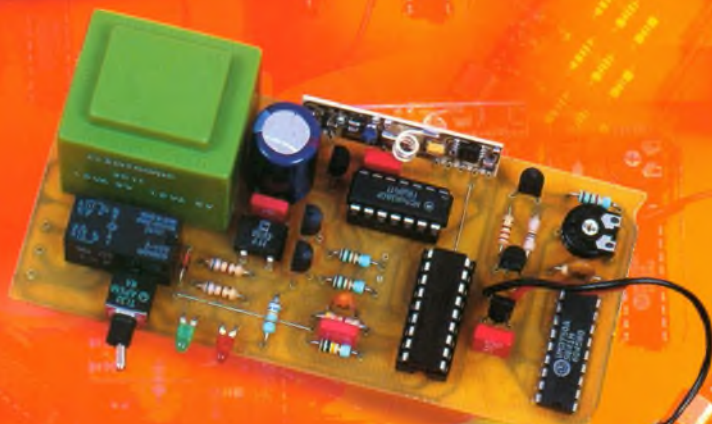
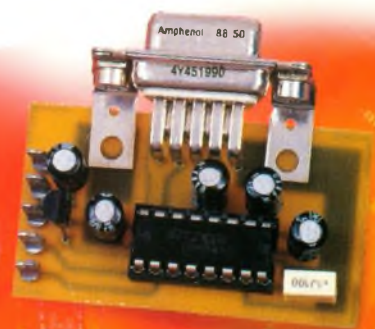
ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMÉRO 222 - FÉVRIER 1998 MJD

25^F

EXCEPTIONNEL

3 circuits imprimés en cadeau :
Liaison Minitel/PC ■ Anti-tartre ■ Détecteur métaux et câbles



**BARRIÈRE
LASER
LONGUE PORTÉE**

**LECTEUR DE
CARTES À PUCE I2C**

**FLASHEUR
POUR FEUX STOP**

T 2437 - 222 - 25,00 F



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

Marketing : Corinne RILHAC Tél. : 01 44 84 84 52

Ventes : Sylvain BERNARD Tél. : 01 44 84 84 54

Inspection des Ventes :

Société PROMEVENTE : Lauric MONFORT

6 bis, rue Fournier, 92110 CLICHY

Tél. : 01 41 34 96 00 - Fax : 01 41 34 95 55

Département Publicité :

9 à 19 rue de Bellevue, 75019 PARIS

Tél. : 01 44 84 84 85 - CCP Paris 3793-60

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER (84 87)

Chef de publicité : Pascal DECLERCK (84 92)

Assisté de : Karine JEUFFRAULT (84 47)

ABONNEMENT : ANNE CORNET (85 16)

VOIR NOS TARIFS (SPÉCIAL ABONNEMENTS, P. 30).

PRÉCISER SUR L'ENVELOPPE « SERVICE ABONNEMENTS »

IMPORTANT : NE PAS MENTIONNER NOTRE NUMÉRO DE

COMPTE POUR LES PAIEMENTS PAR CHEQUE POSTAL

LES RÈGLEMENTS EN ESPÈCES PAR COURRIER SONT

STRICTEMENT INTERDITS. ATTENTION ! SI VOUS ÊTES

DÉJÀ ABONNÉ, VOUS FACILITÉREZ NOTRE TÂCHE EN

JOIGNANT À VOTRE RÈGLEMENT SOIT L'UNE DE VOS

DERNIÈRES BANDES-ADRESSES, SOIT LE RELEVÉ DES

INDICATIONS QUI Y FIGURENT. • POUR TOUT CHANGEMENT

D'ADRESSE, JOINDRE 3, 00 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,

communiquiez 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

MINITEL est une marque déposée.



« Ce numéro
a été tiré
à 68 400
exemplaires »



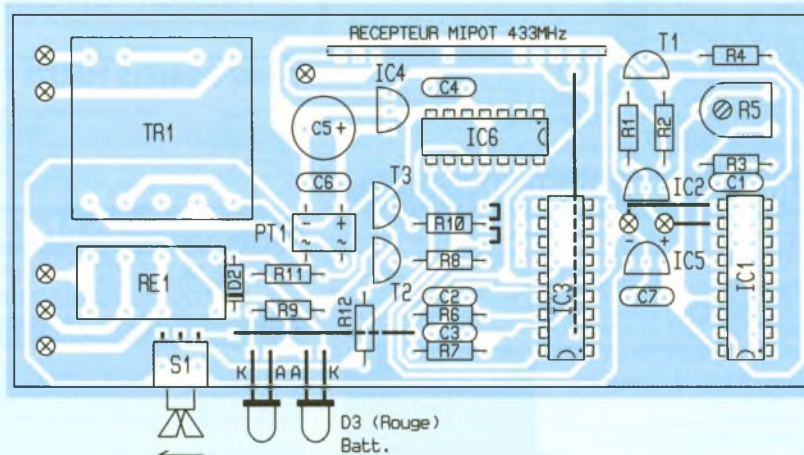
RÉALISEZ VOUS-MÊME

Revue Pdf

- 24 **3** Projet DELPHI : Crayon optique
- 27 **6** Flasheur de feux stop
- 31 **9** Extension de code pour MM53200/UM3750
- 36 **13** Barrière laser longue portée
- 43 **20** Lecteur de cartes à puce I2C
- 52 **28** Générateur de fréquences étalon
- 60 **36** Détecteur de sens de passage
- 69 **43** Adaptateur de mesure des inductances pour voltmètre
- 76 **49** Transcodeur DTMF
- 88 **58** Pousoir Marche/Arrêt
- 91 **61** 3 circuits : Déartreur, Détecteur de métaux, Adaptateur Minitel/PC
- 98 **68** Carillon horaire
- 106 **75** Modulation de fréquence par ampli

18 - INFOS OPPORTUNITÉS DIVERS

- 21 - Internet Pratique
- 58 **34** Multimètre/Multitesteur numérique WAVETEK DM9





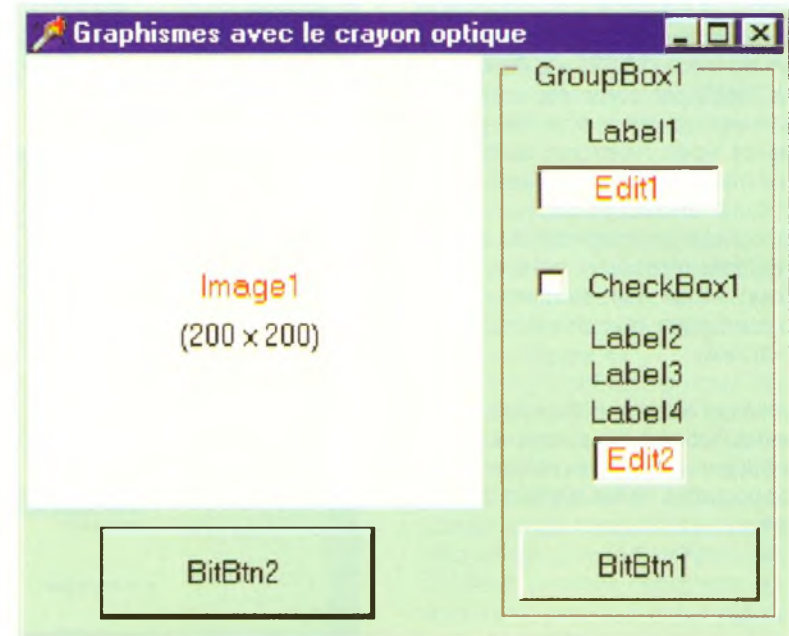
ELEC. PROG.

PROJETS SOUS DELPHI : CRAYON OPTIQUE

Le crayon optique qui connut ses heures de gloire avec le plan Informatique pour tous des années 80, a pratiquement disparu au profit de la souris. Ses conditions d'utilisation limitent ses usages à quelques cas bien précis auxquels répondent bien plus efficacement les écrans tactiles. Dans la mesure où ces derniers ne sont pas disponibles pour le plus grand nombre, nous vous proposons une petite maquette d'étude du crayon optique qui, sans être spectaculaire, vous ouvrira sans doute quelques perspectives sur ce mode de saisie.

Le projet

Le projet consiste en une interface graphique d'essai d'un crayon optique. Elle comporte donc une zone d'étalonnage du crayon et une zone de capture. L'étalonnage consiste à placer le crayon optique face à une surface blanche qui constitue le maximum de lumière captée, puis à cliquer sur le bouton 'Etalonnage' afin d'effectuer une mesure. Le résultat de cette mesure est affiché dans une zone de texte,



alors que l'appui sur le bouton poussoir du crayon est représenté par une croix dans une case à cocher.

L'interface graphique consiste quant à elle en une zone de dessin scrutée ligne à ligne grâce à la progression d'un curseur. La place occupée par le curseur change de couleur si le crayon optique est placé dessus, bouton poussoir appuyé. En raison du caractère purement didactique de l'interface, le curseur se déplace lentement en marquant sa dernière position par

un cadre noir.

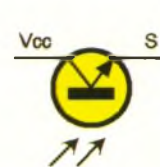
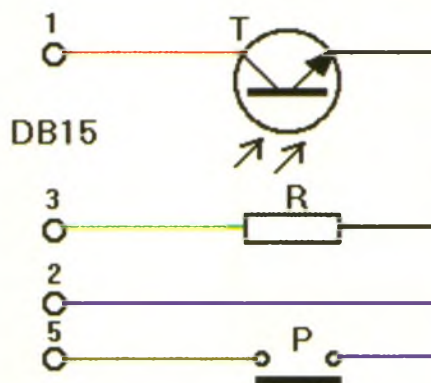
Il est bien entendu qu'un usage plus poussé, comme un outil de dessin pour enfants, nécessite des aménagements du programme qui nous éloignent des objectifs de cette rubrique d'initiation.

La maquette

La maquette du crayon optique est simplifiée à l'extrême tant pour la partie mécanique que pour l'électronique. En choisissant de nous connecter sur le port jeux du P.C., nous disposons à la fois d'entrées numériques et analogiques. Pour détecter l'action du bouton poussoir, il suffit de connecter celui-ci entre l'une des broches d'entrée numérique et la masse, alors qu'un simple phototransistor et une résistance permettent d'apprécier la quantité de lumière reçue via l'entrée analogique

1

SCHÉMA DE PRINCIPE ET BROCHAGE DU PHOTOTRANSISTOR.



2

PRÉPARATION DE LA PLAQUETTE VEROBOARD.

3

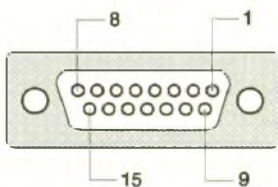
MISE EN PLACE DES ÉLÉMENTS.

(voir le schéma).

Le contrôle de la quantité de lumière reçue s'effectue à l'aide d'un phototransistor NPN au Silicium, le BPW22A, dont le fonctionnement s'apparente à un transistor classique si ce n'est que l'éclairement détermine la valeur du courant collecteur.

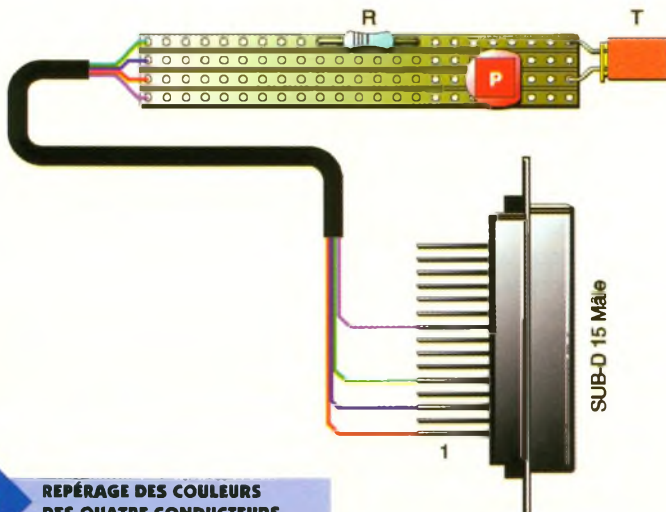
La réalisation

La réalisation de cette maquette fait une nouvelle fois appel au câblage sur plaquette Véroboard. Il faut donc préparer le circuit en découpant une plaquette Véroboard afin d'obtenir 4 bandes conductrices sur une longueur d'environ 8 cm. À l'aide d'un tournevis cruciforme, ôtez le conducteur sur un trou à mi-chemin de la quatrième bande (**figure 2**). Soudez ensuite la résistance sur cette bande interrompue avant de souder le bouton poussoir et le phototransistor. Utilisez le dessin du



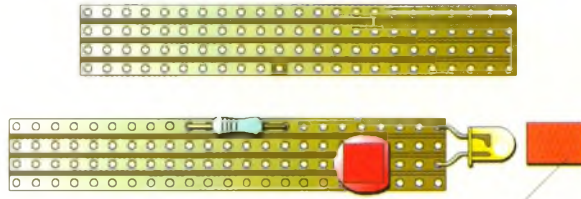
4

CONNECTEUR SUB D15.



5

RÉPÉRAGE DES COULEURS DES QUATRE CONDUCTEURS.



Tube

brochage afin de ne pas commettre une inversion au niveau du phototransistor. Pour ce dernier, nous n'avons pas jugé utile de focaliser la lumière en ajoutant une lentille. Par contre, il est nécessaire de coller un tube (en fait une entretoise en plastique) afin de limiter au maximum les effets des lumières autres que celle fournie par l'écran (**figure 3**).

Pour relier le crayon au port jeu, nous utilisons les broches 1, 2, 3 et 5 du connecteur Sub-D 15 (**figure 4**). Vous vous reporterez donc à la **figure 5** pour le repérage des couleurs des 4 conducteurs.

Le port jeu

Le port jeu utilise un registre qui comporte 8 bits, dont 4 correspondent aux entrées digitales des boutons (0 = relâché, 1 = appuyé) et 4 aux entrées dites analogiques bien qu'elles prennent de la même manière une simple valeur 0 ou 1. Les entrées analogiques sont repérées A1, A2, A3 et A4 (bits 0 à 3) alors que les entrées digitales sont repérées D1, D2, D3 et D4 (bits 4 à 7). De fait, la lecture analogique est basée essentiellement sur la durée pendant laquelle l'entrée 'analogique' reste à 1. On emploie pour cela un condensateur dont la décharge au travers de la résistance mesurée entraîne le basculement d'un comparateur qui fait passer le

niveau logique de 0 à 1. Le fait d'effectuer une opération d'écriture à l'adresse de ce port (201 en hexa.) déclenche une nouvelle comparaison sur les entrées.

Il suffit d'incrémenter une boucle d'attente pour obtenir une valeur numérique proportionnelle au temps, même si la réponse en fonction de la lumière n'est pas linéaire du fait qu'il s'agit d'une mesure de charge au travers d'un condensateur.

Registre du port des manettes :

Nom	Bit	Valeur
A1	0	1
A2	1	2
A3	2	4
A4	3	8
D1	4	16
D2	5	32
D3	6	64
D4	7	128

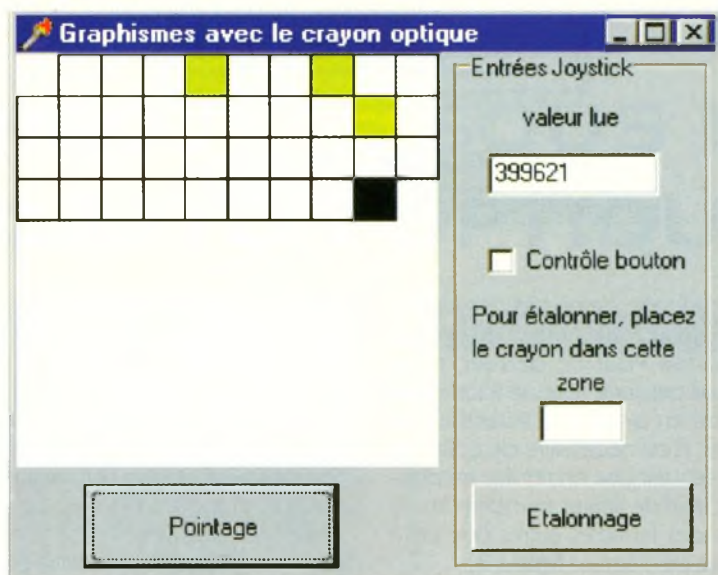
Les procédures relatives à l'écriture puis à la lecture du port sont écrites en assembleur afin d'assurer une compatibilité avec les instructions du Pascal utilisé par Delphi1, 2 ou 3.

Pour initialiser le port jeu, on met à 0 les 4 bits qui correspondent aux entrées numériques alors qu'une suite de 1 envoyée sur les 4 bits des entrées digitales assure la charge des condensateurs. Attention, car l'ordre de rangement de chaque bit est inversé par rapport à l'écriture des chiffres conventionnels.

Écriture en assembleur :

```
asm
mov dx, 0201h
mov ax, 00001111b
out dx, al
end;
```

Pour lire le résultat, on recueille la valeur des 8 bits dans 'entree', puis on masque le bit qui nous intéresse avec l'opérateur AND. Là aussi, l'ordre est inversé.



Les fonctions de lecture et d'écriture sont déjà décrites. Par contre, le tracé du curseur de pointage utilise une fonction qui n'a pas encore fait l'objet d'une description détaillée. Il existe en effet une fonction de remplissage automatique d'une surface comprise entre une série de points dont les valeurs sont données sous la forme de coordonnées X et Y.

Canvas. Brush. Color : = ClYellow; permet de fixer la couleur de remplissage alors que
 Canvas. Polygon ([Point (x0, y0), Point (x1, y1), Point (x2, y2), Point (x3, y3)]);
 trace le polygone et le remplit.

Les essais

Pour tester le fonctionnement du crayon optique, il vous suffit de le connecter sur le port jeux puis de lancer le programme. Placez le ensuite sur la zone blanche d'étalonnage avant de cliquer sur le bouton 'Etalonnage' puis cliquez sur le bouton 'Pointage'. Dès cet instant, le curseur se déplace sur la zone de dessin et marque en jaune les emplacements pointés avec le crayon optique, à condition que ce soit au passage du curseur.

Ce programme ne présente en soi qu'un intérêt limité. Vous pourrez cependant utiliser les propriétés du crayon optique pour obtenir une navigation dans un questionnaire pour lequel il suffit de pointer des cases de réponse de type oui ou non, se déplacer dans des arborescences d'images ou piloter des actionneurs sur le dessin d'un équipement quelconque.

P. RYTER

ÉCRAN.

6

PROCÉDURE DE BRANCHEMENT SUR LE CONNECTEUR SUB D15.

Lecture :

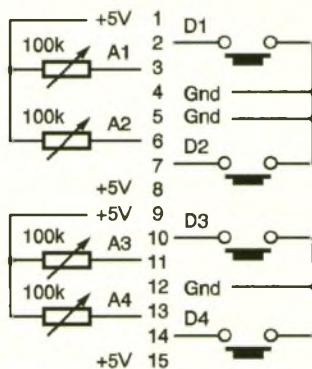
```
{lecture de l'entrée analogique}
asm
mov dx, 0201h
in al, dx
mov entree, al
end; {de ASM}
```

Pour lire la valeur prise par le bit 4, et donc savoir si le bouton poussoir sur D1 est enfoncé, on effectue le masquage des 8 bits contenus dans 'entree' avec la valeur 16.

Si par exemple le mot binaire recueilli dans 'entree' vaut 00111011, l'opération $00010000 \text{ and } 00111011$ permet de ne rendre compte que de la seule valeur qui correspond au bit 4, ce qui s'écrit en Pascal sous la forme : $\text{If entree and } 16 = 0;$

Le programme

Le programme (que vous pouvez vous procurer directement par téléchargement via notre site Internet ou encore le Minitel, y compris les annexes 1 et 2 non publiées) est écrit avec Delphi3. Les instructions utilisées sont cependant disponibles dans les versions précédentes. Vous commencerez donc, comme pour tout autre programme DELPHI, par créer le répertoire dans lequel seront rangés les fichiers. Cliquez ensuite sur Nouveau puis chargez sur la feuille les composants en suivant l'implantation. Il vous faudra



donc impérativement commencer par la boîte de groupe (GropBox1) avant de placer les étiquettes (Label 1 à 4), les zones d'édition (Edit1 et 2), la case à cocher (CheckBox1) et le bouton BitMap (BitBtn1).

Placez ensuite un composant Image sur la feuille en modifiant les propriétés Captions avec Height = 200 et Width = 200.

Ajustez le cadre de la boîte de groupe ainsi que la position des composants qu'elle supporte pour obtenir une répartition aussi harmonieuse que possible.

Alignez ensuite sous Image1 un bouton Bitmap (BitBtn2).

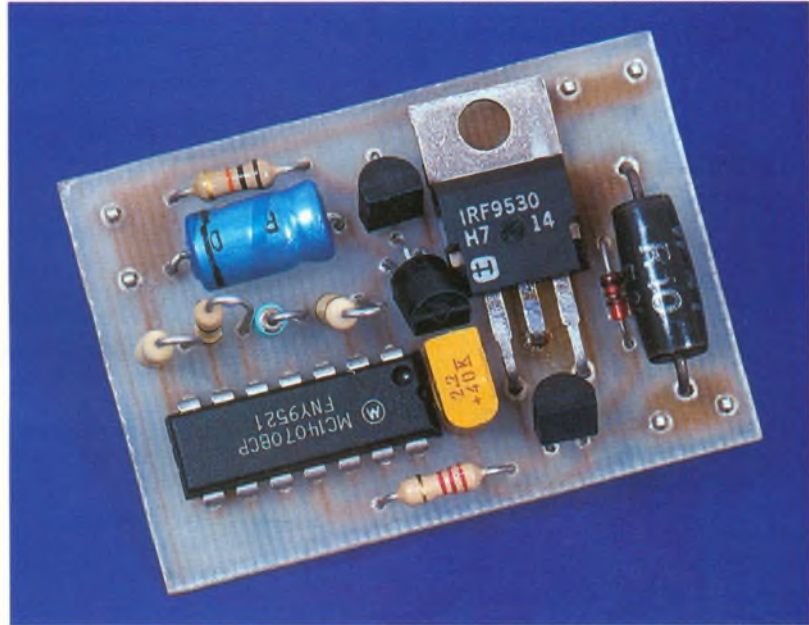
Les boutons bitmap supportent une image, à vous donc de choisir l'icône la plus adaptée. Activez ensuite l'onglet Événements pour inscrire le corps des procédures relatives aux actions sur BitBtn1 (étalonnage) et BitBtn2 (pointage). Attention, car un nom de procédure, de fonction ou de variable ne peut pas contenir de caractères accentués.

Nomenclature

- R** : Résistance 47 kΩ (jaune, violet, rouge)
- P** : Bouton poussoir à souder sur C.I.
- T** : Phototransistor NPN BPW22A
- 1** connecteur DB 15 mâle
- 1** m de câble 4 conducteurs
- 1** plaque Véroboard

FLASHEUR DE FEU STOP

Le troisième feu stop et l'indicateur de freinage d'urgence font partie des nouveaux équipements destinés à améliorer la sécurité routière. Le montage décrit dans ces lignes répond à la même préoccupation en attirant l'attention des conducteurs sur le freinage du véhicule équipé.



Principe du montage

Le principe mis en œuvre consiste à provoquer un bref clignotement des feux de stop après leur allumage, on augmente ainsi la perception du signal de freinage par les automobilistes qui suivent le véhicule.

Le schéma (figure 1)

Il se compose en trois parties : le générateur de rampe, la logique de séquence et la partie puissance.

Le générateur de rampe

Les transistors T_1 et T_2 , avec T_1 branché en diode, constituent un "miroir de courant". Le principe est que T_2 reproduit forcément le courant débité par T_1 dans la résistance R_5 . Ce courant I vaut $(12V - 0,6V)/10\text{ k}\Omega = 1,14\text{ mA}$ et chargera le condensateur C_1 générant à ses bornes une rampe de tension de valeur $Vc1 = I \times t/C$.

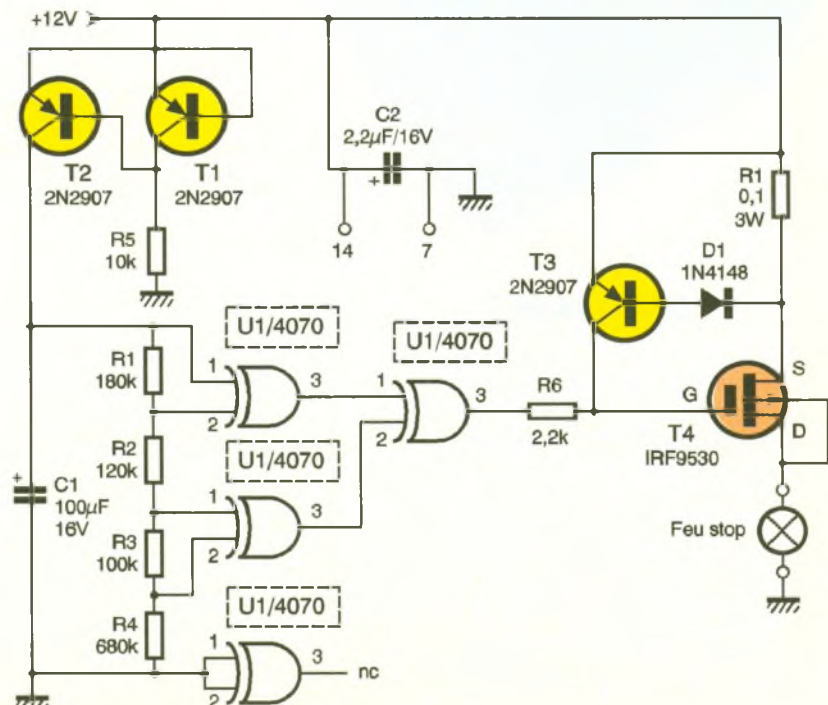
La logique de séquence

La tension évoluant aux bornes de C_1 est appliquée au circuit intégré U_1

utilisé en OU exclusif à quatre entrées. Chaque entrée de la porte verra un niveau 0 ou 1 logique selon que la tension est inférieure ou supérieure à environ $\frac{1}{2} V_{cc}$, soit 6V. Le diviseur de tension formé par les résistances R_1 à R_4 a pour effet de régler les niveaux de $Vc1$ qui seront considérés comme des 1 logiques. Pour comprendre l'effet produit par la rampe de tension sur la sortie de U_1 , se reporter à la table de vérité du OU exclusif à 4 entrées. On peut consta-

ter que la sortie vaut 1 à chaque fois que le nombre d'entrées à 1 est impair. On obtiendra donc, comme indiqué sur le diagramme, un 0 logique suivi de deux impulsions 1 logiques et enfin un 0 définitif. La commande du feu de stop étant en logique inverse, on arrive à l'effet voulu.

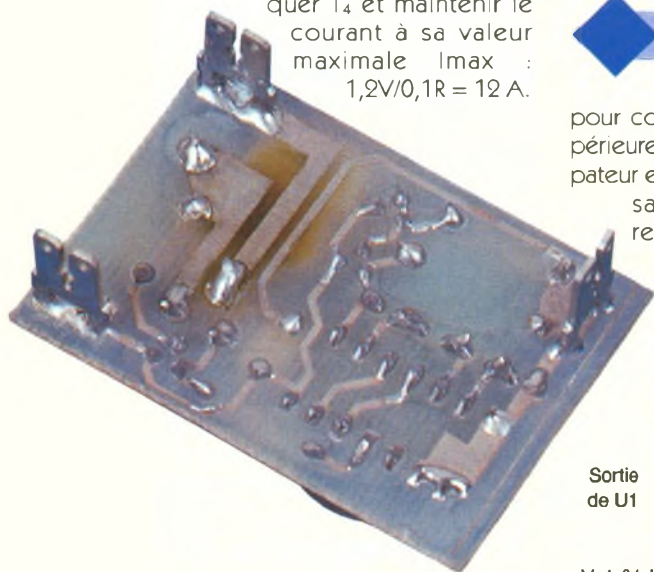
1 SCHÉMA DE PRINCIPE.





La partie puissance

Le commutateur de puissance T_4 est un transistor MOSFET à canal P. Il peut être assimilé à un interrupteur ouvert pour $V_{gs} = 0V$ (sortie de $U_1 = 12V$) ou à un interrupteur fermé pour $V_{gs} < -10V$ (sortie de $U_1 = 0V$). Le système est équipé d'une limitation du courant maximum qui autorisera un bref court-circuit et qui évitera la destruction de T_4 par l'appel de courant à l'allumage des feux. En effet, le courant initial nécessaire pour alimenter la lampe est nettement supérieur au courant nominal car le filament présente une résistance très faible quand il est froid. La limitation de courant est en service si la tension aux bornes de R_7 atteint $1,2V$ et rend le transistor T_3 passant. Ce dernier augmente alors la tension V_{gs} , ce qui tend à bloquer T_4 et maintenir le courant à sa valeur maximale $I_{max} : 1,2V/0,1R = 12 A$.

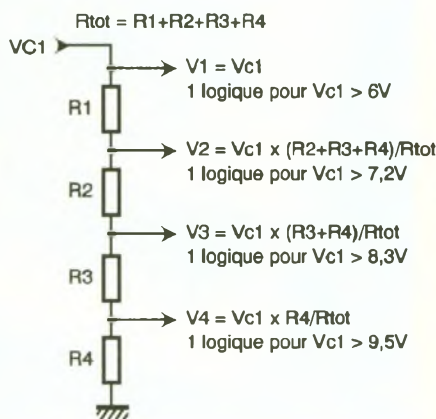


Réalisation

On utilisera les méthodes habituelles pour la gravure du circuit imprimé **figure 5**. Percer tous les trous à $0,8 mm$, puis agrandir à $1,2 mm$ pour T_4 , R_7 et les cosses "fast-on" à souder sur C.I. On pourra effectuer une inclusion du montage dans la résine, cette technique garantira l'étanchéité du système et sa résistance aux vibrations. La puissance maximum de la lampe que peut alimenter le montage est de $25 W$,

2 PRINCIPE RETENU.

3 LE DIVISEUR DE TENSION.

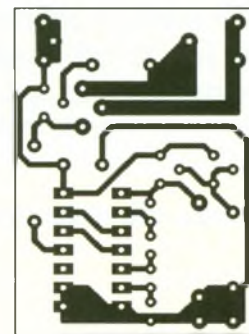


ON APERÇOIT LES TROIS FICHES "FAST-ON".

pour commuter une puissance supérieure, il faut monter T_4 sur dissipateur et étamer les pistes de puissance. Pour le câblage, se reporter au schéma correspondant **figure 6**

E1	E2	E3	E4	S
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1

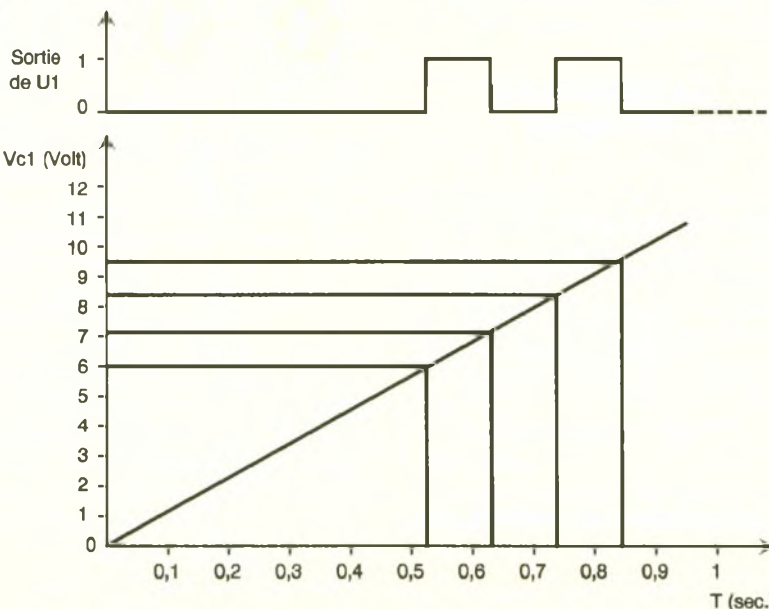
TABLE DE VÉRITÉ DU "OU EXCLUSIF" À QUATRE ENTRÉES.

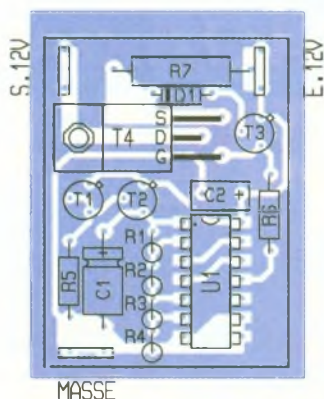


5 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ.

4 CHRONOGRAMMES.

J.N. LEFEBVRE





6

IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS.

Nomenclature

R₁ : 180 k Ω
 (marron, gris, jaune)
R₂ : 120 k Ω
 (marron, rouge, jaune)
R₃ : 100 k Ω
 (marron, noir, jaune)
R₄ : 680 k Ω
 (bleu, gris, jaune)
R₅ : 10 k Ω
 (marron, noir, orange)
R₆ : 2,2 k Ω
 (rouge, rouge, rouge)
R₇ : 0,1 Ω /3 W
C₁ : 100 μ F/16V axial
C₂ : 2,2 μ F/16V tantale
D₁ : diode 1N4148
U₁ : CMOS MC14070BCP
T₁ à T₃ : 2N2907
T₄ : IRF9530
1 circuit imprimé 32 x 45 mm
3 fiches FAST-ON pour C.I.

MINITEL
E.P.
3615
CODE
EPRAT

CALCULATRICES 2ÈME ÉDITION HP48 FAITES VOS JEUX EN ASSEMBLEUR

1. L'initiation complète et progressive pour le débutant !

Dès le premier chapitre, le débutant sera guidé pas à pas pour la réalisation de son premier programme en assembleur ! De nombreux exemples abondamment commentés vous aideront à développer très vite vos propres programmes.

Un véritable cours vous permettra d'assimiler toutes les notions indispensables pour programmer en assembleur : le binaire naturel, les calculs en base 2, l'hexadécimal, le DCB, les fonctions logiques, le code ASCII, l'architecture de la HP-48, le SATURN et son jeu d'instructions, etc. Bref, tout a été mis en œuvre pour vous faire progresser rapidement.

2. Toutes les références dont vous devez disposer !

L'initié dispose d'un ensemble complet et cohérent d'informations pour le développement de programmes performants en assembleur, ce livre présente et explique : la structure des objets, la RAM du système, la RAM I/O, les codes WS-LOG, les masques de clavier, quelques routines utiles en mémoire morte et bien d'autres choses !

3. Les jeux

Des listings commentés de jeux en assembleur prêts à l'emploi vous permettront de comprendre comment se développe un jeu. Regar-

Loïc Fieux
HP 48
 Faites vos jeux en
 assembleur

Le guide de
référence !



DUNOD

2^e
édition !

dez comment d'autres font, et... A vous de jouer !

4. La disquette

Lisible sur PC et Macintosh™, elle contient tous les exemples et tous les jeux développés dans cet ouvrage. Bien sûr, le livre est aussi utilisable sans sa disquette.

Cette nouvelle édition augmentée apporte non seulement une liste d'adresses RPL-système mais aussi de nombreuses précisions relatives aux *bugs* des HP-48, aux bibliothèques, aux sites FTP et BBS dédiés aux HP-48, etc.

Loïc FIEUX - DUNOD Editeur

704 pages + disquette -
290 F



ELEC. PROG.

EXTENSION DE CODE POUR MM53200/UM3750

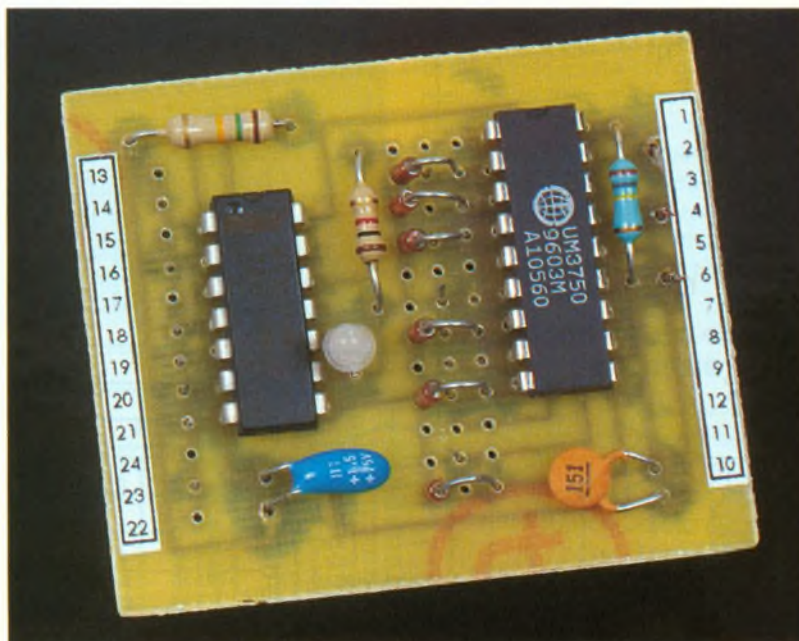
La prolifération des télécommandes mettant en œuvre le MM53200 et son équivalent UM3750 met désormais en péril la sécurité que l'on attend de ce type de composant.

Un ami, séduit par la télécommande pour porte de garage que venait de s'offrir son voisin, décida de s'en équiper. Il s'adressa au même fournisseur et installa l'ensemble qui lui fut livré, sans oublier de coder émetteur et récepteur. Le système fonctionna dès le premier essai; la porte de son garage obéit sans hésitation... imitée au même instant par celle de son voisin!

Dans certaines applications, la longueur du code du MM53200 peut en outre se révéler un peu courte; C'est le cas des commandes transmettant le code par infrarouge. A l'opposé se trouvent celles qui emploient des émissions radio et pour lesquelles, si toutefois on a pris soin de ne pas employer une section HF "standard" ou trop peu sélective, la fréquence d'émission est discriminante.

En effet, une personne mal intentionnée et très moyennement outillée est en mesure de réaliser un émetteur qui déroule l'ensemble des 2^{12} codes permis à raison d'un code toutes les 2 secondes par exemple. Après seulement 2 heures et 17 minutes il aura à coup sûr brisé le code; c'est là, reconnaissons-le, une durée relativement courte.

Nous proposons un petit module qui double le code du MM53200, le portant donc à 24 bits. Ce montage présente deux avantages: d'une part l'immunité aux interférences avec



d'autres commandes employant ce circuit de façon classique; d'autre part, le nombre de codes possibles passant de 4096 à plus de 8 millions, la durée nécessaire pour briser le code dans les conditions qui viennent d'être décrites passe à 194 jours; ce qui paraît un peu plus dissuasif.

Description

Notre montage est destiné à remplacer des MM53200 standards sans modification des circuits dans lesquels ils se trouvaient insérés. Il doit donc présenter les caractéristiques suivantes:

- Taille réduite de la partie s'insérant dans l'émetteur,
- Sortie du récepteur fournissant un état bas calibré en cas de reconnaissance du code reçu.

L'émetteur (figure 1)

Il met en œuvre, associé au MM53200, un sextuple inverseur à trigger de SCHMITT 40106 ou équivalent 4584. Le fonctionnement en est très simple: N1 monté en oscillateur astable avec R_1 et C_1 fournit un signal carré d'environ 2 Hz (fréquence exacte non critique) inversé successivement par N2 puis N3 et N4. On trouve donc en sortie de ces portes, des niveaux en opposition de phase s'inversant régulièrement. Chacune d'elle est reliée à un "BUS" sur lequel seront raccordées les diodes qui décrivent le code choisi. Comme c'est l'état bas qui est actif sur les entrées du MM53200, les diodes ont leur cathode dirigée vers les sorties de N3 et N4. Le MM53200 configuré en codeur émet donc successivement le motif composé par les diodes reliées à N3 et celui que décrivent les diodes reliées à N4. Sur la figure, le code sur 24 bits est décrit dans le **tableau 1**.

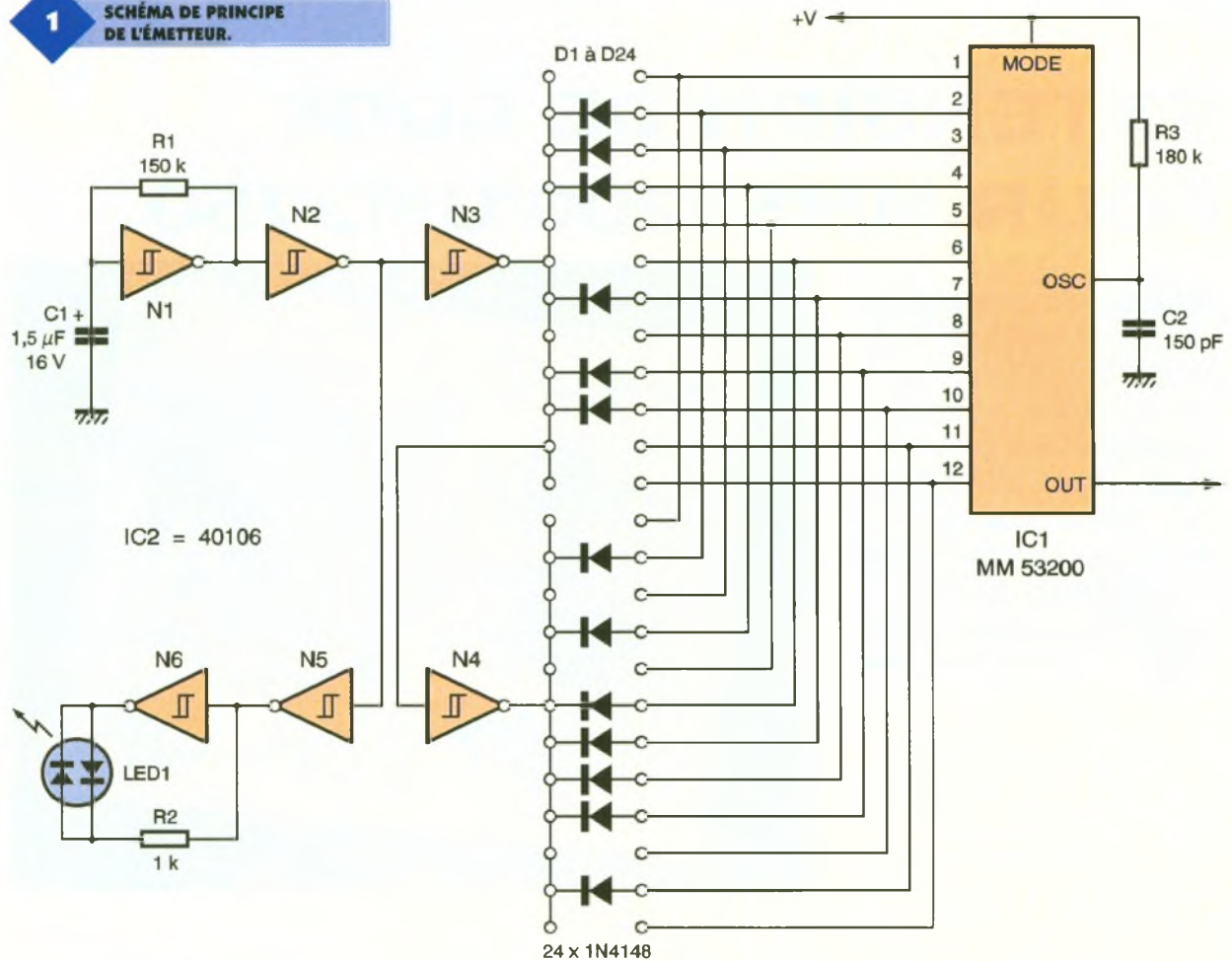
Les portes N5 et N6 entre lesquelles est prise une LED bicolor LED₁ et sa résistance talon R_2 permettent de visualiser l'émission des deux codes par l'alternance vert et rouge de la couleur de la LED.

T1

LE CODE SUR 24 BITS.

numéro	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	
valeur	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1

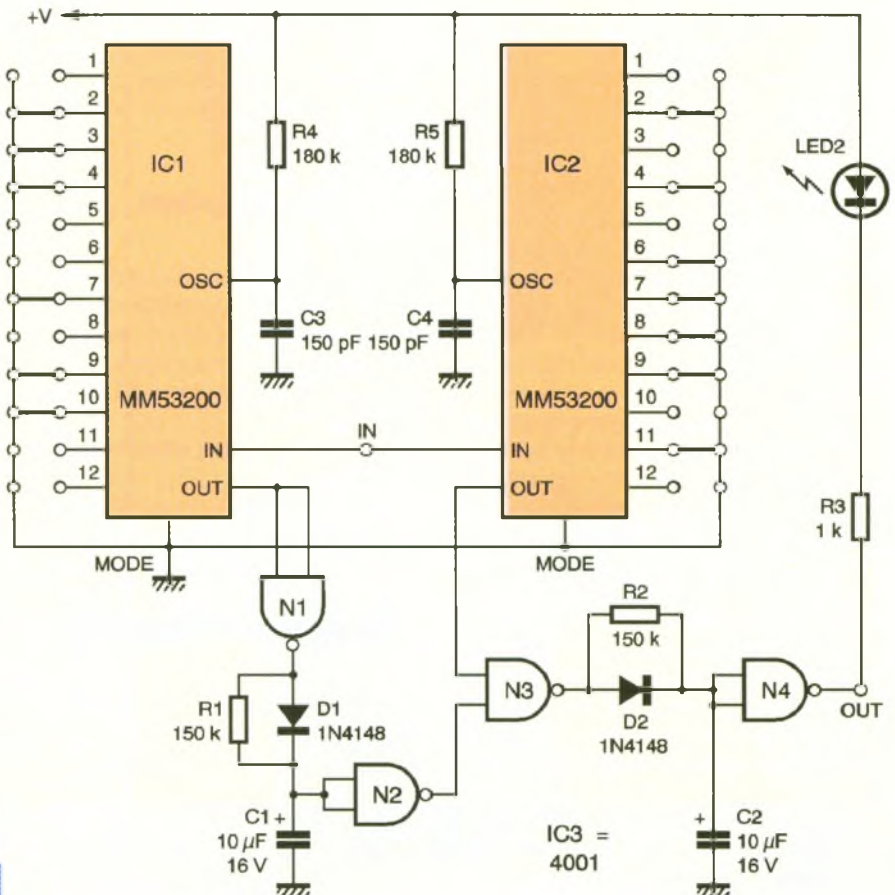
1

SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ÉMETTEUR.

Le récepteur (figure 2)

Deux MM53200 configurés en décodeurs sont à l'écoute de l'émetteur. Chacun possède la moitié de la clé. Un peu d'électronique annexe rassemblée autour d'une quadruple NOR à 2 entrées 4001 suffit à faire fonctionner l'ensemble.

Lorsque IC₁ reçoit sa moitié de clé, sa sortie passe à l'état bas; N1 monté en inverseur passe donc à l'état haut. La durée de l'impulsion est augmentée par D₁-R₁-C₁ de sorte que l'on retrouve l'impulsion de sortie de IC₁ rallongée à la sortie de l'inverseur N2.

Si, pendant ce laps de temps, IC₂ reçoit sa moitié de clé, sa sortie passe à l'état bas. C'est cette seule configuration qui permet à N3 de passer à l'état haut. Une cellule constituée par D₂-R₂-C₂ similaire à la précédente permet à N4 configurée en inverseur de fournir un état bas à durée calibrée, conformément au cahier des charges. La LED₂ associée à la résistance R₃ indique cet état.



2

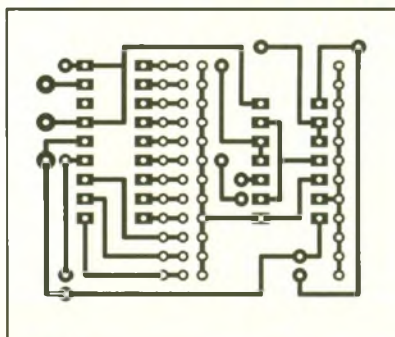
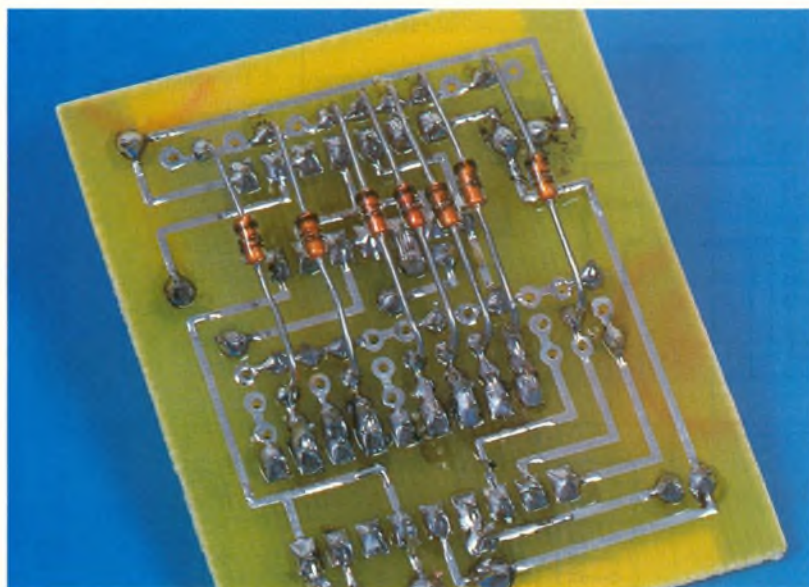
SCHEMA DE PRINCIPE DU RÉCEPTEUR.

Réalisation

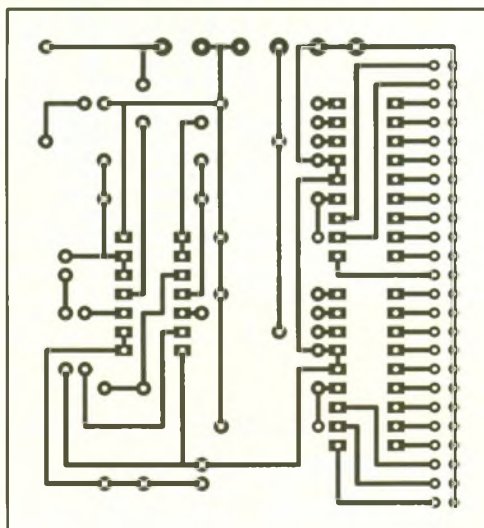
Circuits imprimés et implantation des composants sont dessinés en figures 3, 4, 5, 6 et 7. Les diodes formant le code de l'émetteur sont montées sur les deux faces du circuit, comme le montrent les clichés. La clé du récepteur est, quant à elle, réalisée par mise en place de straps. On pourra insérer ces deux montages dans des commandes existantes ou bien on réalisera un système complètement nouveau par adjonction d'étages infrarouges ou radio déjà décrits dans la revue.

Nombre de codes possible

On pourrait penser que l'on dispose avec ce montage d'un total de 2^{24} soit près de 17 millions de possibilités de codes. Toutefois, certaines restrictions doivent être prises en compte : d'une part, si les bits 13 à 24 sont choisis identiques aux bits 1 à 12, le montage n'a plus aucun intérêt. Cela élimine 2^{12} possibilités. D'autre part, les deux moitiés de la clé étant émises successivement, il y a équivalence entre deux codes dont les bits 1 à 12 et 13 à 24 sont inversés. Cela divise le nombre de codes possibles par deux. Finalement, c'est donc $(2^{24} - 2^{12})/2$ soit un peu plus de 8 millions de combinaisons différentes qui demeurent possibles. Cela reste nette-

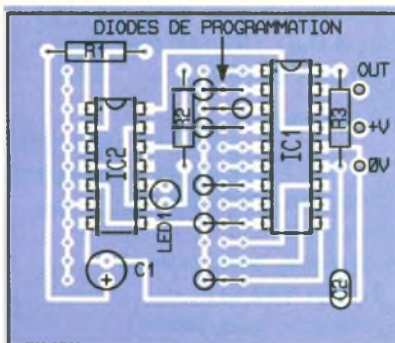


3 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ ÉMETTEUR.

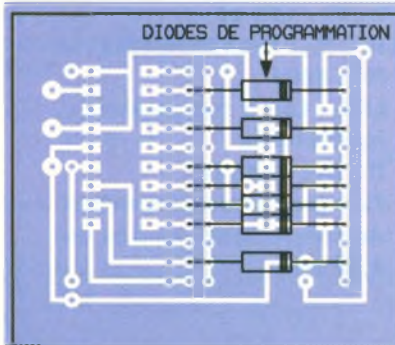


6 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ DU RÉCEPTEUR.

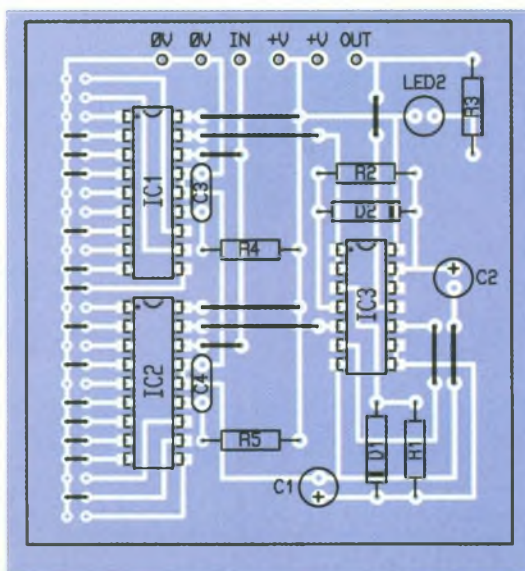
4 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS ÉMETTEUR.

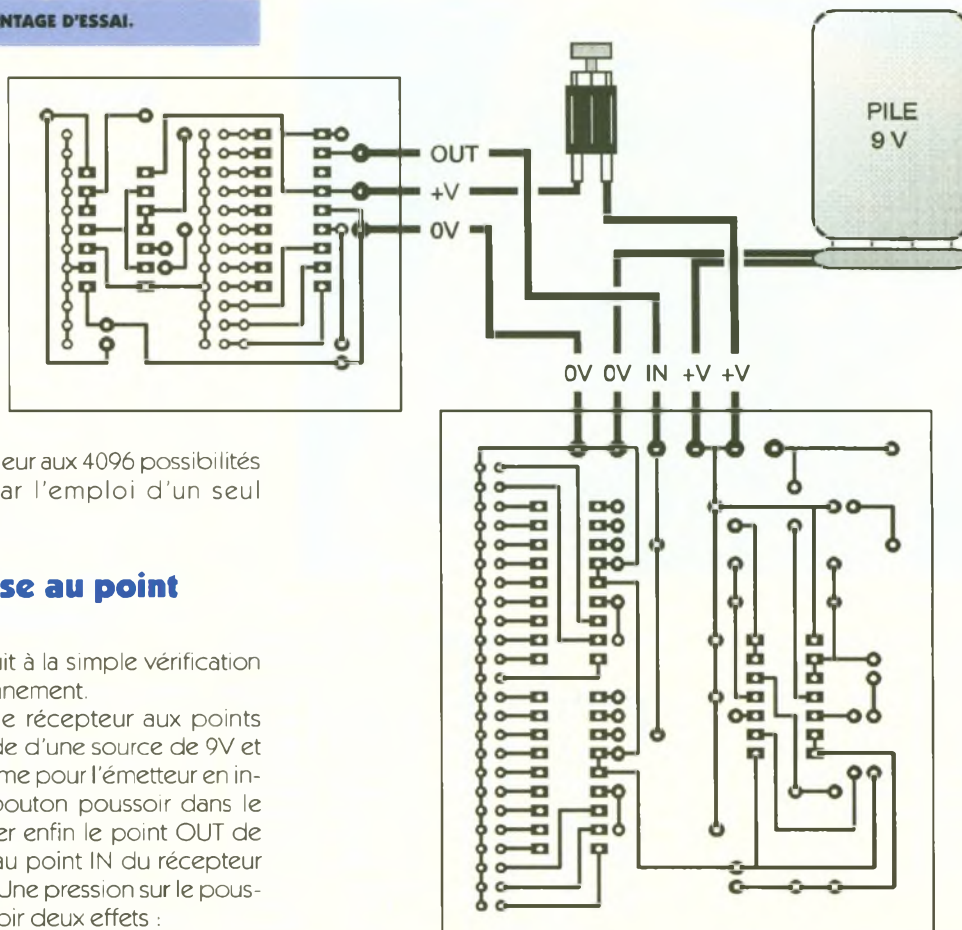


7 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS DU RÉCEPTEUR.



5 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS ÉMETTEUR COTÉ CIRCUIT IMPRIMÉ.





ment supérieur aux 4096 possibilités offertes par l'emploi d'un seul MM53200.

Mise au point

Elle se réduit à la simple vérification du fonctionnement.

Alimenter le récepteur aux points + et - à l'aide d'une source de 9V et faire de même pour l'émetteur en insérant un bouton poussoir dans le circuit. Relier enfin le point OUT de l'émetteur au point IN du récepteur (**figure 8**). Une pression sur le poussoir doit avoir deux effets :

- la LED de l'émetteur s'éclaire alternativement en vert et rouge,
- la LED du récepteur s'illumine ensuite.

Le montage est alors normalement opérationnel. On pourra vérifier facilement que la suppression ou l'adjonction d'un strap sur le récepteur provoque l'extinction de la LED, ce qui prouve que le système fonctionne bien sur les 24 bits requis.

M. BENAYA

Nomenclature

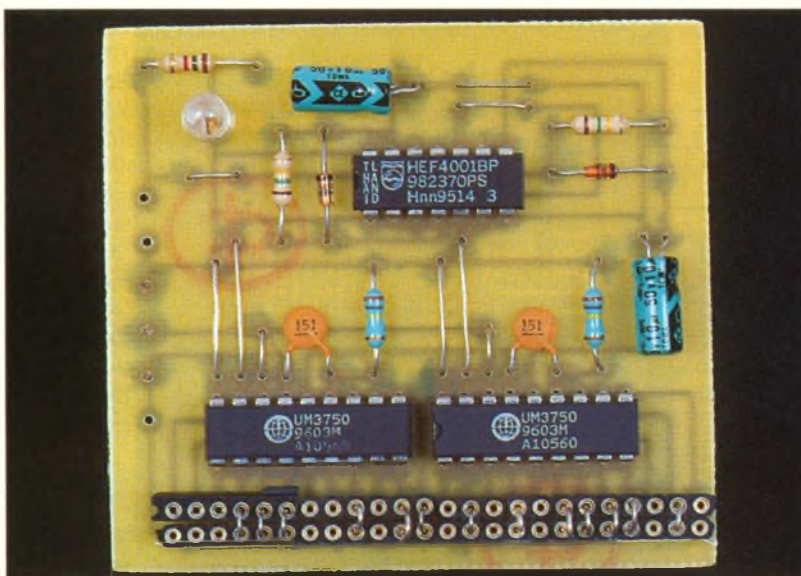
Émetteur

- R₁ : 150 kΩ**
(marron, vert, jaune)
- R₂ : 1 kΩ**
(marron, noir, rouge)
- R₃ : 180 kΩ**
(marron, gris, jaune)
- C₁ : 1,5 μF/16V**

- C₂ : 150 pF**
- IC₁ : MM53200/UM3750**
- IC₂ : 40106/4584**
- LED₁ : LED bicolore à 2 pattes 3 mm**
- D₁ à D₂₄ : 1N4148 nombre suivant besoin**

Récepteur

- R₁, R₂ : 150 kΩ**
(marron, vert, jaune)
- R₃ : 1 kΩ**
(marron, noir, rouge)
- R₄, R₅ : 180 kΩ**
(marron, gris, jaune)
- C₁, C₂ : 10 μF/16V**
- C₃, C₄ : 150 pF**
- IC₁, IC₂ : MM53200/UM3750**
- IC₃ : 4001**
- LED₂ : LED 5 mm couleur indifférente**
- D₁, D₂ : 1N4148**
- Éventuellement, barrettes de connecteurs au pas de 2,54 mm



ATTENTION AUX STRAPS DE LIAISON.

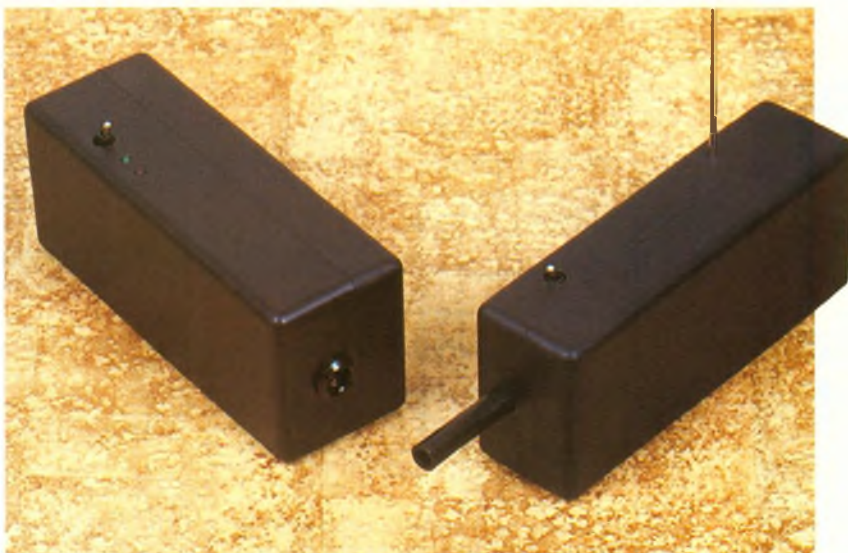


BARRIÈRE LASER LONGUE PORTÉE

Dans le cadre de la détection périphérique, nombreuses ont été les descriptions de barrières lumineuses ou infrarouges pulsées. Si celles-ci permettent, en étant bien conçues, d'atteindre une portée suffisante d'une dizaine de mètres, il n'en est pas de même pour la directivité du faisceau émis qui doit être impérativement collimaté ou concentré à l'aide de systèmes optiques plus ou moins complexes. La baisse constante du prix de certains composants opto-électroniques, essentiellement les lasers à semi-conducteurs, nous permet d'envisager des applications variées réservées autrefois au seul domaine professionnel.

Principe de fonctionnement

Le montage que nous allons décrire repose, nous l'aurons compris, sur l'utilisation d'une diode laser collimatée, récupérée sur un pointeur bon marché, facilement disponible et dont le prix reste inférieur à 180 F. Comme toute barrière lumineuse qui se respecte, celle-ci comporte un émetteur et un récepteur reliés entre eux par une liaison optique codée afin d'éviter tout parasitage ou piratage extérieur. La cohérence et la directivité du faisceau laser permettent, contrairement à l'infrarouge, d'obtenir une portée beaucoup plus importante avec une précision spatiale de quelques centimètres à



une centaine de mètres de distance (suivant la qualité de la diode utilisée).

L'émetteur est destiné à être installé à proximité ou dans le local à protéger, il sera alimenté par le secteur, la consommation de la diode d'émission ne permettant pas une autonomie suffisante de piles ou d'accumulateurs.

Le récepteur est lui, par contre, autonome, sa consommation négligeable laisse augurer d'une durée de vie importante à la pile qui l'alimente.

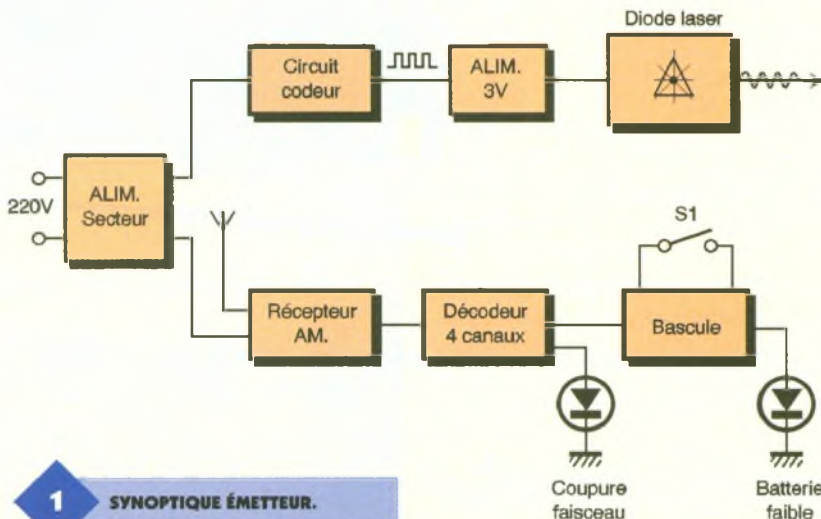
Afin d'éviter une liaison filaire longue et vulnérable entre les deux éléments, nous avons utilisé une liaison HF codée permettant de signaler à la

fois la coupure du faisceau optique et l'état de décharge de la pile utilisée dans le récepteur. C'est, bien entendu, l'émetteur optique qui recevra ces deux informations en les affichant et en déclenchant un relais d'utilisation extérieure.

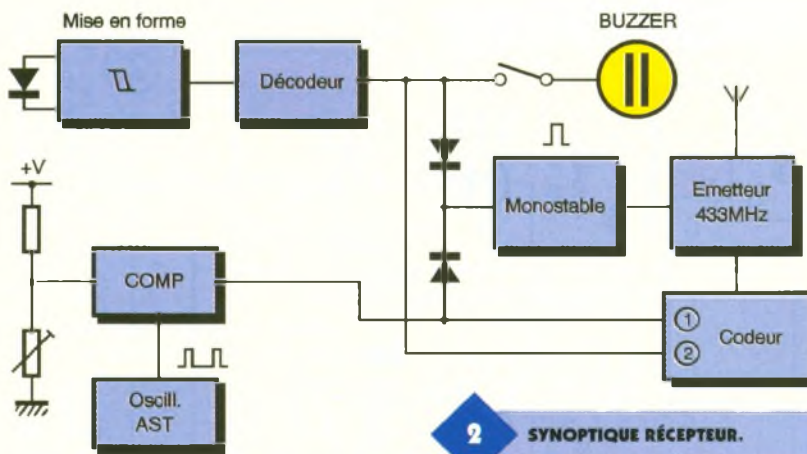
Synoptique

Émetteur (figure 1)

Nous débuterons par l'alimentation secteur classique chargée de fournir la tension nécessaire au fonctionnement du montage. Le faisceau émis par la diode laser est modulé en tout ou rien par un circuit de codage



1 SYNOPTIQUE ÉMETTEUR.



2 SYNOPTIQUE RÉCEPTEUR.

rythmant un régulateur chargé de fournir une tension de 3V. Le signal HF provenant du récepteur optique transite par un récepteur et un décodeur fournissant ainsi les deux informations de déclenchement et de tension faible. Notons déjà que l'information tension faible est, pour des raisons de consommation, cyclique. Elle doit donc être mémorisée afin d'alerter l'utilisateur qu'il va être temps de changer de pile.

Récepteur (figure 2)

Un étage de réception optique simple suivi d'une mise en forme permet de retrouver le codage initial de l'émetteur. Après décodage, on

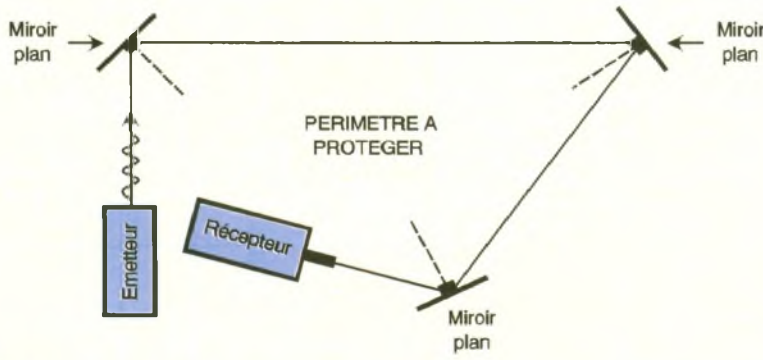
commande ou non l'émission codée (elle aussi) d'un signal HF. Un circuit de détection de tension faible commande cycliquement, lui aussi, l'émission HF par le biais d'un autre canal qui peut être simultanément.

Fonctionnement

Émetteur

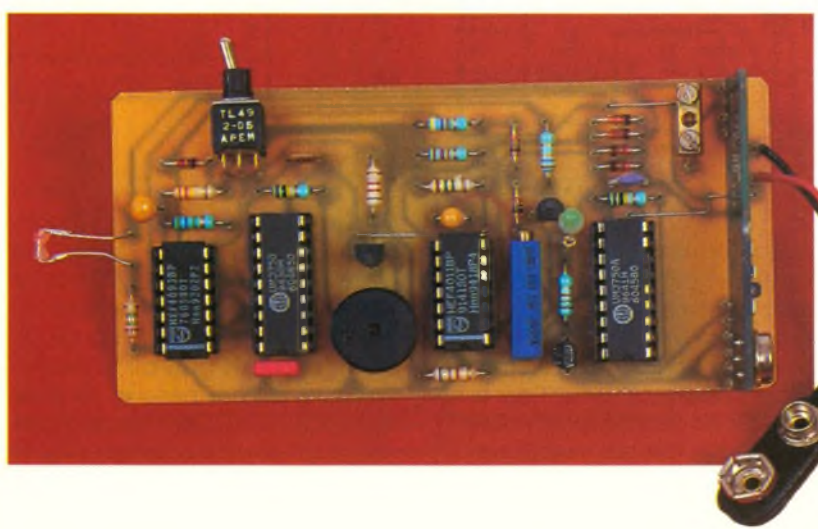
Le circuit IC₁, grand classique de nos articles, configuré en mode codeur présente sur sa sortie 17 des trains d'impulsions codés sous 12 bits à l'aide des broches S0 à S11. La fréquence d'horloge de ce circuit,

fixée par C₁, R₃ et R₅, a été délibérément ralentie par rapport aux applications habituelles pour que le circuit de régulation de puissance intégré dans la diode laser puisse suivre les impulsions de modulation tout ou rien. La sortie du codeur commande, par l'intermédiaire de R₄, le transistor T₁ chargé de shunter la résistance R₂ reliée au régulateur IC₂. Celui-ci est un régulateur ajustable et quand T₁ est ouvert, on trouve sur sa sortie une tension de 3V équivalente aux deux piles 1,5V alimentant le pointeur. Quand le transistor se sature, la tension de sortie chute à 1,25V ce qui est suffisant pour interrompre le rayonnement LASER. La partie réception HF est articulée de façon classique autour d'un récepteur AM à super-réaction fonctionnant dans la bande 433 MHz. Le signal de sortie attaque un circuit de codage un peu particulier puisqu'il permet, contrairement à l'UM3750, de gérer 4 canaux différents simultanément. On gagne ainsi de la place, de la consommation, et ceci permet d'afficher simultanément le signal de détection et de batterie faible. Sur ce circuit, réalisé spécifiquement par un de nos annonceurs, l'horloge est calibrée à l'aide de R₆/C₂ et l'initialisation est réalisée à l'aide du réseau R₇/C₃. Le codage ne s'effectue plus que sur 8 bits, 4 étant déjà utilisés pour la transmission des ordres de commande. On dispose sur la broche 18 de l'information coupure du faisceau optique amplifiée par T₂, elle commande l'illumination de la diode D₁ et le collage du relais RE₁ chargé d'une quelconque utilisation extérieure. L'information batterie faible disponible sur la broche n° 1 peut être directement exploitée ou mémorisée à l'aide d'une ½ bascule RS contenue dans IC₆. Dans tous les cas, elle réalise l'illumination de D₃ par l'intermédiaire de T₃ et R₁₀. Le poussoir S₁ permet de remettre à zéro l'état présent en sortie Q de IC₆ une fois que celui-ci a été exploité.



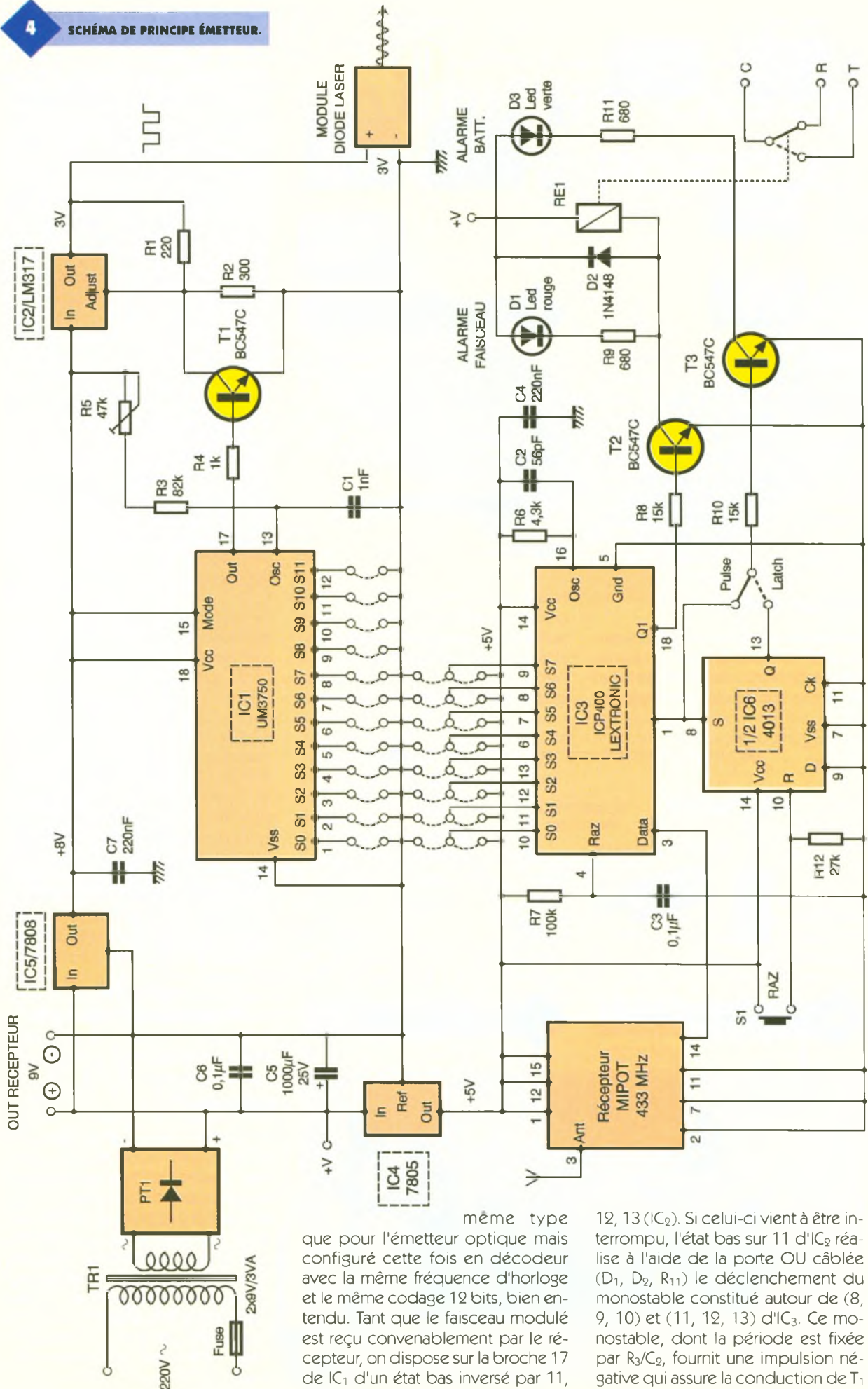
3 PROTECTION D'UN PÉRIMÈTRE.

ASPECT DU RÉCEPTEUR.



Récepteur

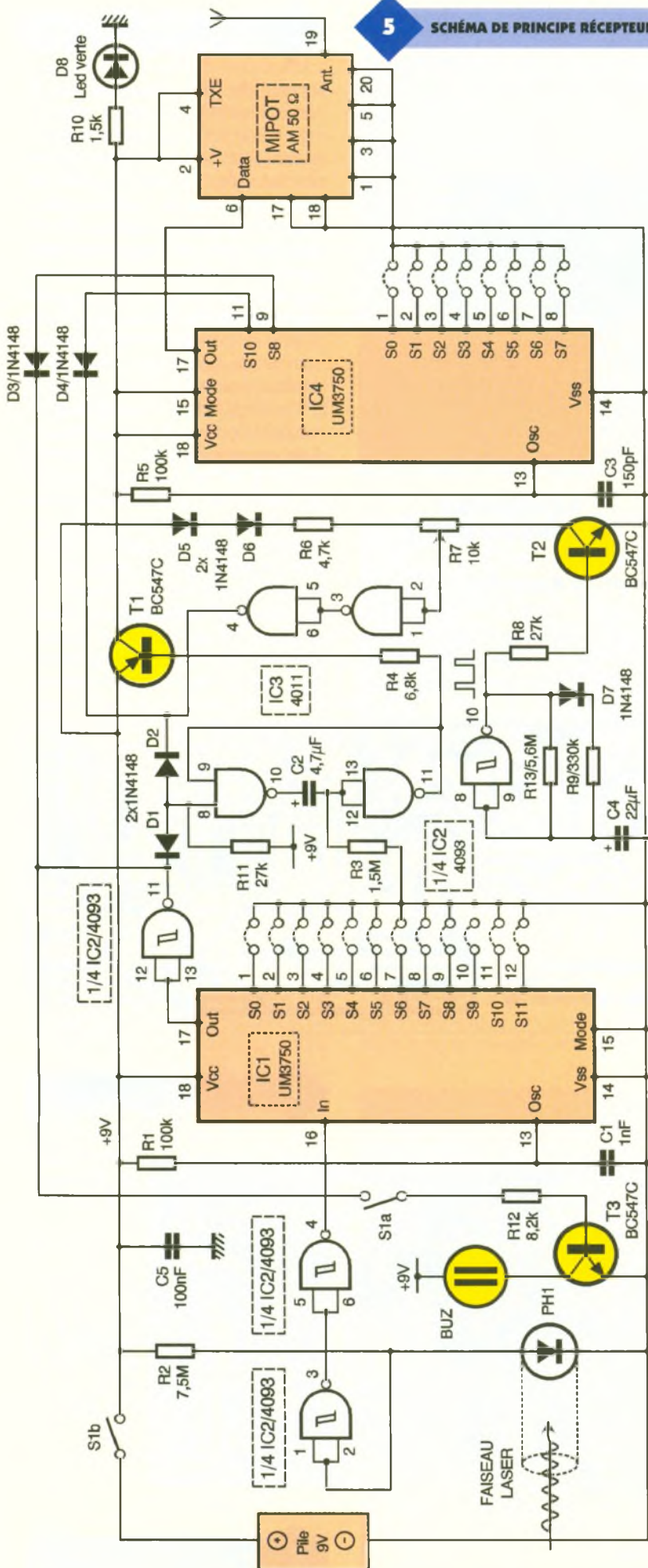
La puissance énergétique relativement importante du faisceau laser nous dispense d'étage amplificateur de réception. Le spot lumineux frappe directement une photodiode pour lumière visible polarisée en direct par R₉ de très forte valeur. Les créneaux disponibles à ses bornes sont encore impropres au décalage, on procède à leur mise en forme à l'aide de deux portes Trigger de Schmitt consécutives avant d'attaquer l'entrée de IC₁. Celui-ci est du



même type que pour l'émetteur optique mais configuré cette fois en décodeur avec la même fréquence d'horloge et le même codage 12 bits, bien entendu. Tant que le faisceau modulé est reçu convenablement par le récepteur, on dispose sur la broche 17 de IC₁ d'un état bas inversé par 11,

12, 13 (IC₂). Si celui-ci vient à être interrompu, l'état bas sur 11 d'IC₂ réalise à l'aide de la porte OU câblée (D₁, D₂, R₁₁) le déclenchement du monostable constitué autour de (8, 9, 10) et (11, 12, 13) d'IC₃. Ce monostable, dont la période est fixée par R₃/C₂, fournit une impulsion négative qui assure la conduction de T₁

5 SCHEMA DE PRINCIPE RECEPTEUR.

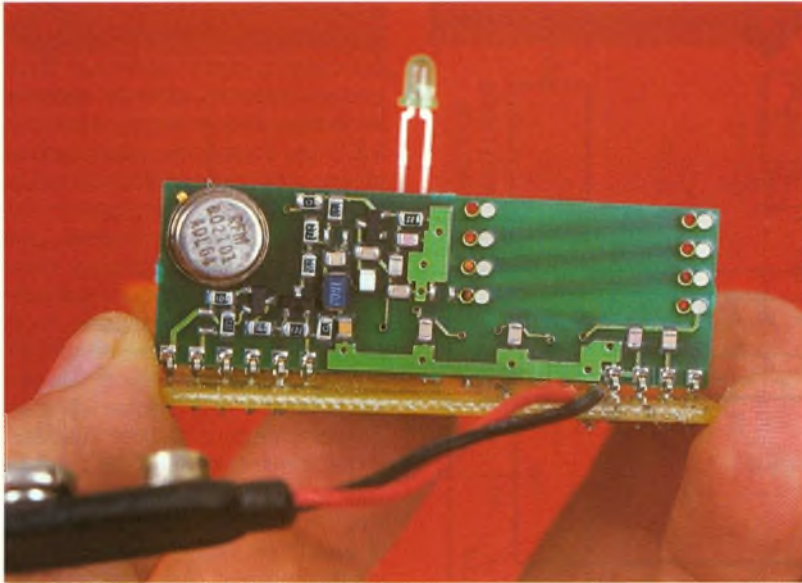


entraînant par-là même l'alimentation brève de l'étage HF. Cet étage est classiquement constitué d'un circuit codeur IC₄ dont on réalisera le codage uniquement sur 8 bits (S0 à S7). Les entrées des deux canaux utilisés sont commandées par deux diodes D₃ et D₄, soit dans le cas d'une interruption de faisceau, soit dans le cas d'une tension trop faible. Ce codeur attaque un émetteur AM 433 MHz qui dispose d'une sortie 50 ohms à laquelle on relie un fil d'une longueur de 17 cm. On utilise la version sans antenne intégrée de cet émetteur car elle dispose d'une puissance HF plus conséquente (8 mW) et permet ainsi d'envisager une portée plus importante. Le circuit de détection de tension insuffisante est réalisé autour de deux portes NAND d'IC₃ utilisé en comparateur à très faible consommation. La tension de référence est dérivée de D₅/D₆ à travers R₆ et R₇. R₇ permet le réglage fin du seuil de basculement.

Une petite explication au sujet de la porte du Trigger de Schmitt restante, utilisée en oscillateur astable. Le but essentiel recherché lors de la conception de ce récepteur était d'obtenir une consommation propre la plus négligeable possible. Le système de détection de tension faible draine à lui seul un courant de plusieurs mA supérieur à la consommation du reste du montage au repos. Le remède consiste à alimenter périodiquement cette branche du

LE MODULE LASER.





Réalisation et mise au point

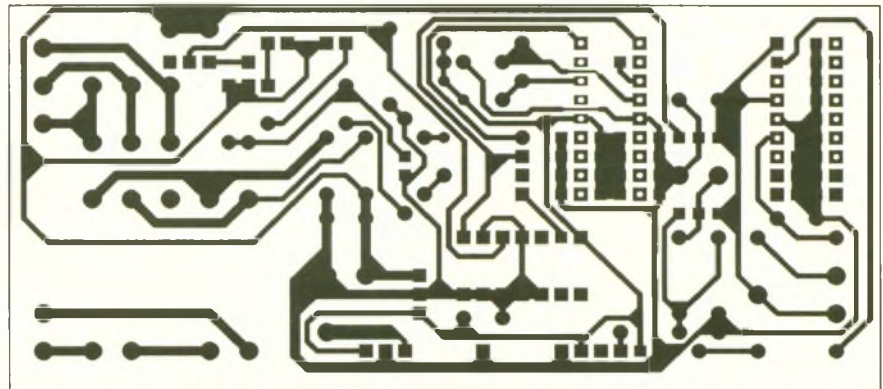
circuit avec un rapport cyclique très faible. C'est le rôle de (8, 9, 10) de IC₂ entouré de R₈, R₉, D₇ et C₄ qui, à l'aide de T₁, la rendent conductrice. De toutes les façons, il n'est pas nécessaire d'obtenir une information très rapide, la décharge partielle permet encore de tenir un bon moment. C'est aussi pour cela que l'information batterie nécessite d'être mémorisée au niveau de la réception. Le signal disponible en sortie 4 de IC₃ commande, à l'aide de D₂ et D₄, à la fois le monostable d'émission et le canal réservé à cette information.

Notons enfin le rôle de l'inverseur 3 positions "Si" qui permet, d'une part l'alimentation du récepteur et, d'autre part de relier sur la position test la base du transistor T₃ à la sortie II de IC₂. Ce transistor commande un buzzer chargé de signaler acoustiquement la bonne réception et le bon découpage du faisceau laser émis.

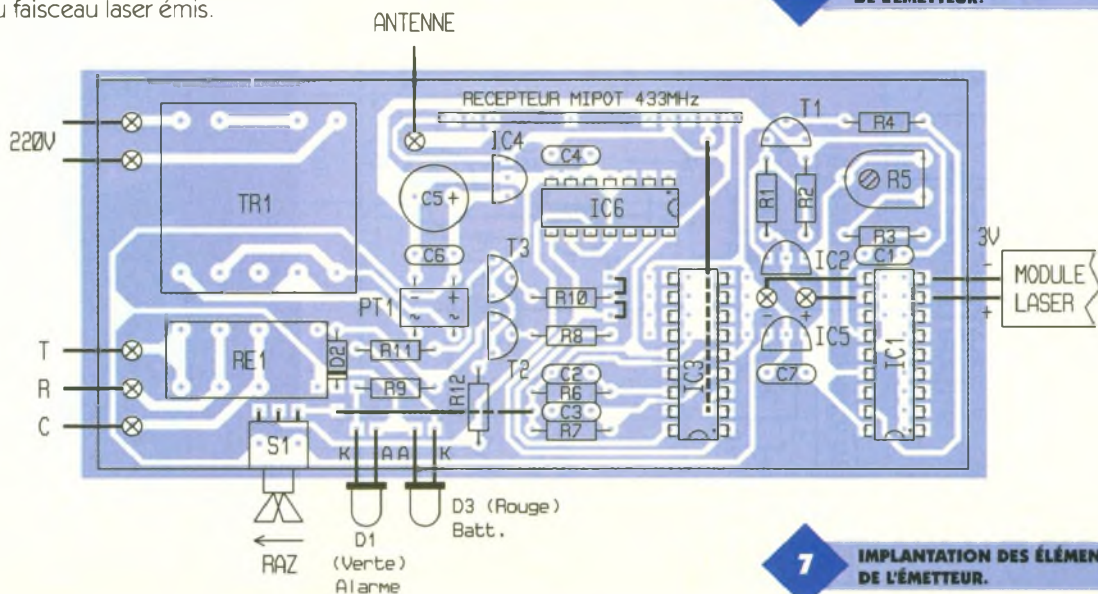
Émetteur (figures 6 et 7)

Le point le plus important avant de commencer cette réalisation, consiste à se procurer une diode la-

ser adaptée. Le modèle proposé en nomenclature présente un rapport performance/coût particulièrement intéressant. Il agit à la base d'un pointeur destiné à l'animation de conférences avec projections. Il s'agira donc dans un premier temps de débarrasser le module laser de sa protection de plastique avec précaution. On dessoudera, du petit circuit de régulation appendu à la diode, le contacteur destiné à la commande désormais inutile, et on soudera avec mainte précaution un fil rouge sur le boîtier métallique de la diode, et un autre noir sur le point d'alimentation négative. Si on désire utiliser d'autres diodes, on notera qu'il existe de grandes disparités de portée et de rendement pour une même puissance annoncée (2 ou 5 mW). C'est en fait la longueur d'onde qui importe et seul des essais pratiques permettront d'effectuer le choix idéal. Il faut se méfier aussi de diodes collimatées qui ne possèdent pas de circuit de régulation in-



6 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ DE L'ÉMETTEUR.



7 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS DE L'ÉMETTEUR.

tégré, dans ce cas on constate une baisse de puissance au bout d'un certain temps d'utilisation provenant de l'échauffement de celle-ci non compensé par une variation du courant de polarisation.

Une fois le problème de la diode d'émission résolu, on réalisera, par toute méthode à votre convenance, le circuit imprimé. Après soudure des composants passifs, des deux straps, on pourra procéder à la mise en place du transformateur et des composants actifs liés à l'alimentation. Après vérification de la tension de 8V, on pourra poursuivre la mise en place de tous les composants et du module récepteur MIPOT.

L'interrupteur S_1 est un modèle pour CI possédant une position momentanée, on pourra utiliser un poussoir simple en lieu et place de celui-ci. Le coffret utilisé est un modèle DIP-TAL économique. Les dimensions du circuit imprimé sont prévues pour celui-ci.

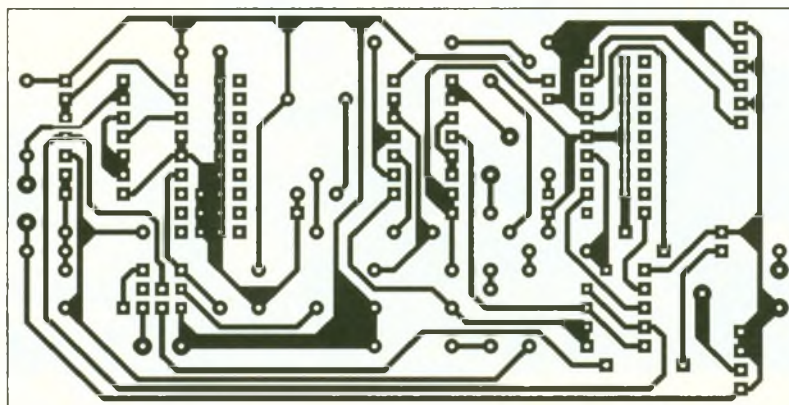
On fixera la diode LASER grâce à un clip pour LED de 10 mm de diamètre détourné de son utilisation habituelle. Trois autres trous seront prévus latéralement pour S_1 , D_1 et D_3 .

Une fois tout ceci terminé, on pourra procéder aux essais de la diode d'émission. Celle-ci doit projeter un spot rouge très lumineux et bien délimité que l'on peut voir légèrement clignoter si on reste attentif. Les essais de réception ne pourront s'effectuer qu'une fois le récepteur terminé.

Récepteur (figures 8 et 9)

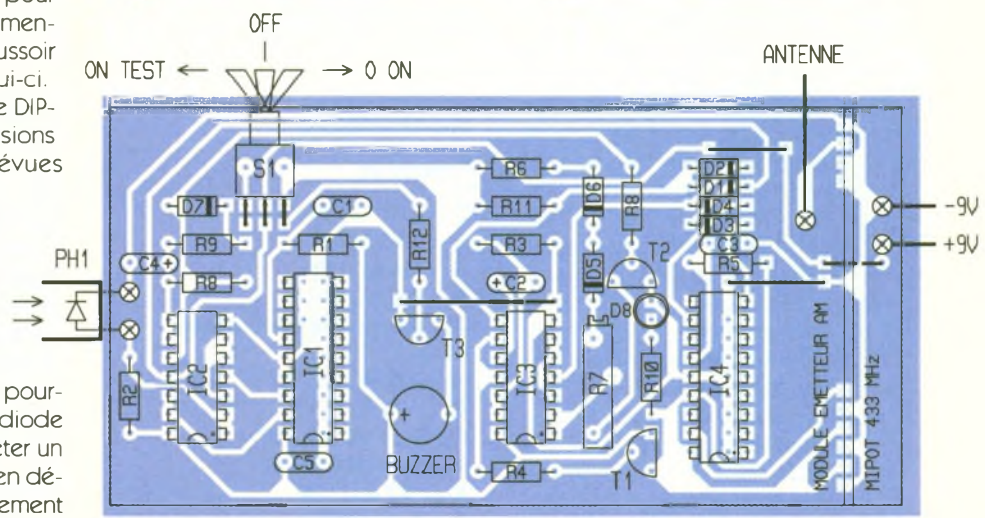
On débutera la réalisation de cet élément par la confection du circuit imprimé. Rien de particulier : mise en place des composants passifs, des supports de circuits intégrés. Le même type de boîtier est utilisé pour le récepteur. Attention, car le module émetteur rentre juste dans la largeur de celui-ci.

Mêmes remarques pour l'interrupteur S_1 qui est un modèle pour circuit imprimé à 3 positions stables. Le point le plus important de cette réalisation concerne la diode de réception PH1. En effet, n'utilisant pas de préamplificateur à la suite de celle-ci, nous ne pouvons effectuer de filtrage électronique des rayonnements parasites. La solution consiste en un pseudo filtrage optique. Celui-ci est réalisé par un tube de plastique noir (stylo ou autre) du diamètre exact de la diode au fond



8 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ DU RÉCEPTEUR.

9 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS DU RÉCEPTEUR.

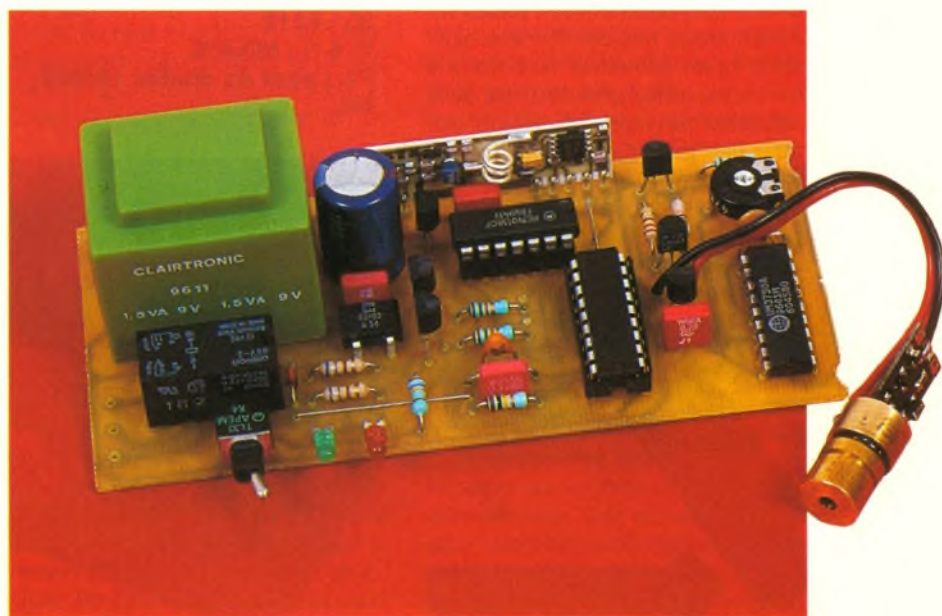


duquel est placée celle-ci. Seule, une lumière incidente et collimatée pourra frapper la diode avec suffisamment d'énergie pour faire fonctionner le décodeur.

On alimentera le montage avec une pile 9V classique, la consommation étant largement inférieure à 1 mA, on

peut envisager une durée de vie très importante pour celle-ci. Une antenne rigide de 17 cm sera réalisée et dépassera à travers un trou latéral du boîtier, 2 autres trous seront ménagés pour S_1 et la LED.

On programmera les codes 12 bits identiques pour l'émetteur et le ré-



LA CARTE.



cepteur et de même pour les codes 8 bits HF. Avec le module émetteur hybride préconisé, on peut envisager une portée d'une centaine de mètres sans obstacles.

Muni de l'émetteur et du récepteur terminés, on pourra réaliser les derniers tests. Ceux-ci seront effectués de préférence la nuit afin de visualiser aisément le spot rouge LASER, l'alignement optique étant, comme vous le verrez, relativement pointu et délicat. On s'assurera que la fixation de l'émetteur est suffisamment rigide et stable et on s'éloignera avec le récepteur. A la distance souhaitée, on mettra S₁ du récepteur en fonction sur la position TEST et on s'arrangera pour que le spot LASER pénètre à l'intérieur du tube noir et vienne frapper la diode PH₁ au fond de celui-ci. A ce moment, le buzzer doit retentir et une coupure du faisceau doit l'interrompre à nouveau.

On vérifiera la bonne transmission HF de cette information. Pour l'alarme de tension faible, on substituera à la pile une alimentation variable et on réglera R₇ pour que la sortie 4 de IC₃ passe brutalement à l'état bas aux alentours de 7,5/8V. On s'assurera là aussi de la bonne transmission HF de cette information environ toutes les 30 secondes. Le potentiomètre ajustable R₅ de l'émetteur sera placé à mi-course mais il peut être utile de le retoucher dans certains cas pour obtenir une meilleure transmission.

Comme vous pourrez le constater, ce type de barrière permet

d'obtenir des portées invisibles avec de l'infrarouge. On peut aussi, grâce à des miroirs, protéger un périmètre géométrique donné par réflexion (voir schéma), toute la difficulté résulte dans l'ali-

Nomenclature

Émetteur

R₁: 220 Ω $\frac{1}{4}$ W
 R₂: 300 Ω $\frac{1}{4}$ W
 R₃: 82 kΩ $\frac{1}{4}$ W
 R₄: 1 kΩ $\frac{1}{4}$ W
 R₅: Ajustable horizontal
 47 kΩ
 R₆: 4,3 kΩ $\frac{1}{4}$ W
 R₇: 100 kΩ $\frac{1}{4}$ W
 R₈, R₁₀: 15 kΩ $\frac{1}{4}$ W
 R₉, R₁₁: 680 Ω $\frac{1}{4}$ W
 R₁₂: 27 kΩ $\frac{1}{4}$ W
 C₁: 1 nF MKT
 C₂: 56 pF céramique
 C₃: 0,1 μF MKT
 C₄, C₇: 0,22 μF MKT
 C₅: 1 000 μF/25V
 C₆: 0,1 μF MKT
 IC₁: UM3750
 IC₂: LM317 (boîtier TO92)
 IC₃: ICP400 (LEXTRONIC)
 IC₄: 7805 (boîtier TO92)
 IC₅: 7808 (boîtier TO92)
 IC₆: 4013
 T₁ à T₃: BC547C
 PT₁: pont de diodes 1A/80V
 DIL



LA BPW34.

LE RÉCEPTEUR MIPOT DE LA CARTE ÉMETTRICE.

gnement optique de tout cet ensemble.

Des applications d'alignement d'objets, d'asservissements peuvent aussi être envisagées grâce à la finesse et à la précision du faisceau émis.

Nous vous souhaitons une bonne réalisation et nous espérons que ce montage vous fournira une approche nouvelle de la technologie des semi-conducteurs LASER.

E. CHAMPLEBOUX

1 récepteur MIPOT 433 MHz super-réaction

D₁: LED rouge Ø3 mm

D₂: 1N4148

D₃: LED verte Ø3 mm

1 transfo pour circuit

imprimé 2x9V/3VA

1 module laser pointeur (voir texte)

1 Interrupteur pour CI 1

position momentanée

1 relais 12V OMRON G5V2

1 boîtier DIPTAL

Récepteur

R₁, R₅: 100 kΩ $\frac{1}{4}$ W

R₂: 7,5 MΩ $\frac{1}{4}$ W

R₃: 1,5 MΩ $\frac{1}{4}$ W

R₄: 6,8 kΩ $\frac{1}{4}$ W

R₆: 4,7 kΩ $\frac{1}{4}$ W

R₇: 10 kΩ ajustable 15 tours

R₈, R₁₁: 27 kΩ $\frac{1}{4}$ W

R₉: 330 kΩ $\frac{1}{4}$ W

R₁₀: 1,5 kΩ $\frac{1}{4}$ W

R₁₂: 8,2 kΩ $\frac{1}{4}$ W

R₁₃: 5,6 MΩ $\frac{1}{4}$ W

C₁: 1 nF MKT

C₂: 4,7 μF/16V tantale

C₃: 150 pF céramique

C₄: 22 μF/16V tantale

C₅: 0,1 μF MKT

IC₁, IC₄: UM3750

IC₂: 4093

IC₃: 4011

T₁: BC557 (PNP)

T₂ et T₃: BC547C

PH₁: BPW34

1 émetteur AM MIPOT 433 MHz sans antenne intégrée

D₁ à D₇: 1N4148

D₈: LED verte Ø3 mm

1 buzzer EUROIND E202

1 Interrupteur pour CI 3

positions stables

1 connecteur pile 9V + pile

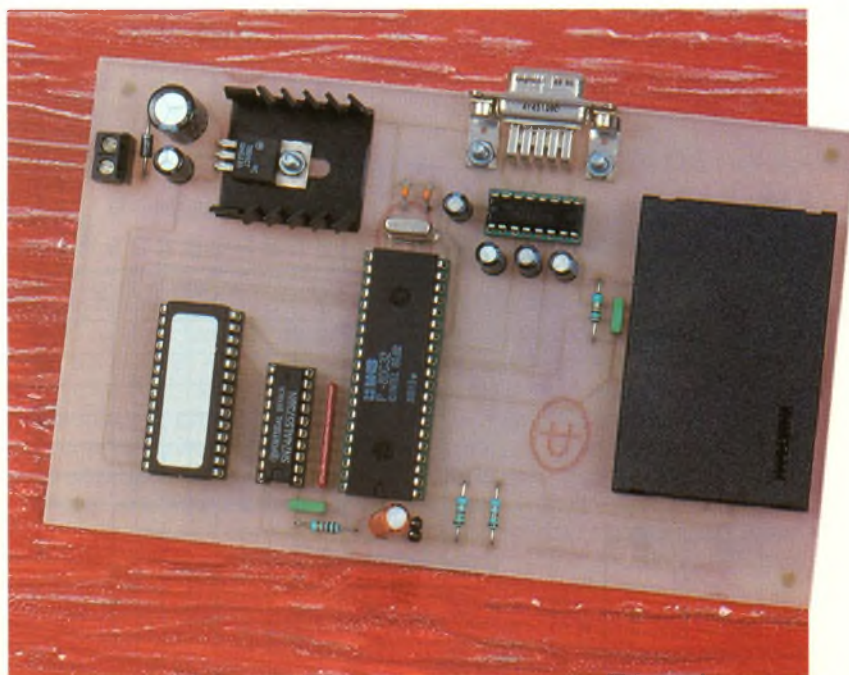
1 boîtier DIPTAL



ELEC. PROG.

METTEZ UN MICROCONTRÔLEUR DANS VOS MONTAGES LECTEUR DE CARTES À PUCE I2C

Les cartes à puce sont très attractantes en raison de leur manipulation très simple. Cependant, la programmation des cartes à puce sécurisées est une affaire complexe qui nécessite un matériel spécifique. Pourtant, pour des petites applications domestiques (stockage d'informations), il n'est pas toujours nécessaire d'avoir recours à des cartes qui intègrent un microprocesseur. C'est bien pour cela que sont apparues, depuis longtemps, des cartes à puce remplissant seulement la fonction mémoire. C'est le cas notamment des cartes à puce I2C de PHILIPS. Pour vous permettre d'évaluer facilement les possibilités de ces cartes, nous vous proposons ce mois-ci de réaliser un lecteur de cartes.



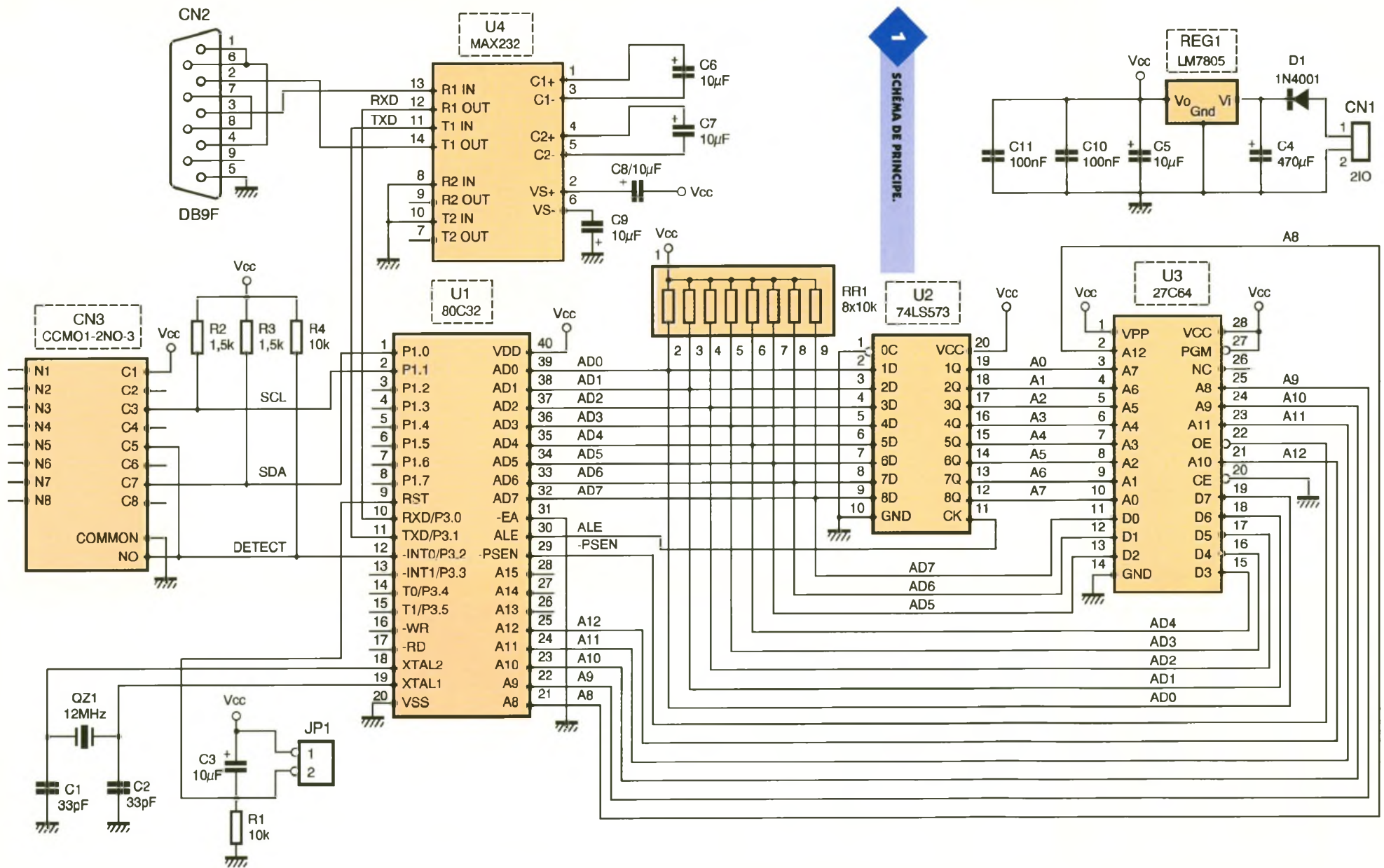
L'intérêt des cartes à puce I2C est évident en matière d'enregistrement des données. La carte est un support idéal, même pour un public non initié aux techniques avancées de l'informatique. En effet, tout le monde sait se servir d'une carte téléphonique ou d'une carte bancaire, sans avoir besoin de connaître quoi que ce soit au système électronique et informatique qui lui est associé.

Schéma

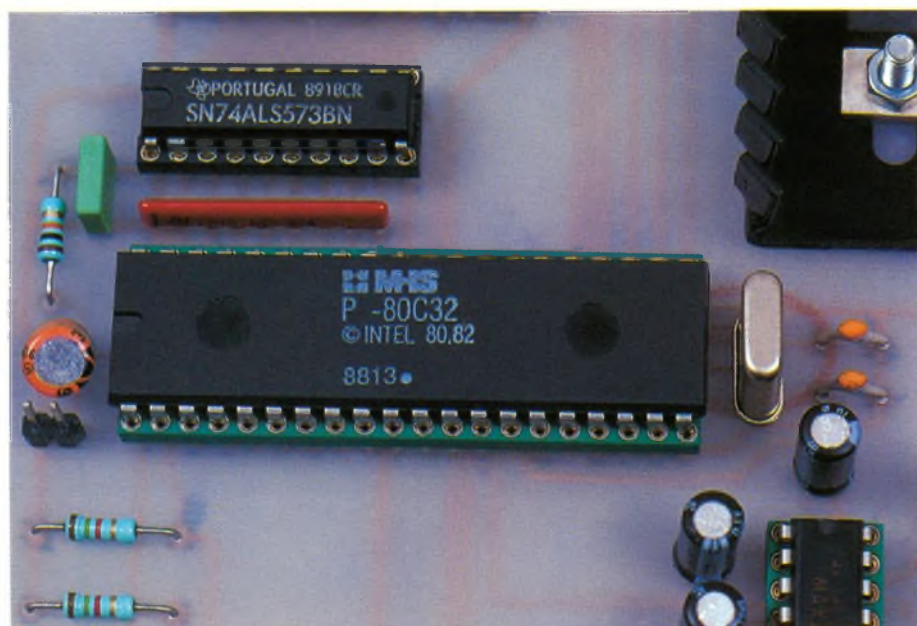
Le schéma de notre montage est reproduit en **figure 1**. Si vous lisez ces pages régulièrement, vous devez être habitué à l'architecture du microcontrôleur associé à son EPROM externe. Finalement, vous trouverez sûrement le schéma déconcertant de simplicité. Car, en effet, la fonction du lecteur de cartes à puce se résume au raccordement du connecteur approprié aux ports du microcontrôleur. Tout le reste n'est plus qu'une histoire de logiciel. Pour les lecteurs qui nous rejoi-

gnent depuis peu, disons simplement que le microcontrôleur est mis en œuvre d'une façon un peu particulière dans le but de simplifier le tracé du circuit imprimé. L'astuce consiste à relier l'EPROM au microcontrôleur dans l'ordre qui nous arrange pour le 'routage', puis à programmer l'EPROM avec un fichier traité de façon adéquate.

Pour le reste, la mise en œuvre du microcontrôleur est parfaitement classique. Le latch U_2 permet de démultiplexer le poids faible du bus d'adresse. Il est synchronisé par le signal 'ALE' qui est fourni directement par le microcontrôleur. L'oscillateur interne du microcontrôleur est mis en œuvre à l'aide d'un quartz avec les condensateurs de déphasages associés pour entretenir correctement les oscillations. Le temps de cycle élémentaire des opérations effectuées par le microcontrôleur est alors de 1 μ s. Cela est très pratique pour contrôler précisément le 'timing' des signaux du bus I2C. Le circuit de remise à zéro est un modèle



de simplicité puisqu'une simple cellule RC suffit. Notez simplement que le signal RST est actif à l'état haut, d'où la disposition de C_3 monté en rappel à VCC. Le jumper JP_1 , placé aux bornes de C_3 , permet d'effectuer une remise à zéro manuelle (court-circuit des broches de JP_1), sans avoir besoin de couper l'alimentation. Les signaux de dialogue nécessaires pour le port série doivent subir une adaptation de niveau. Il faut savoir que les signaux qui transitent sur une liaison RS232 ne sont pas des niveaux TTL (0V ou 5V) mais des signaux symétriques -12V et +12V (ou -9V et +9V). L'utilisation du circuit MAX232 arrange bien nos affaires dans ce cas de figure, car il intègre toutes les fonctions nécessaires pour réaliser cette conversion. Les condensateurs C_6 à C_9 permettent au circuit de générer lui-même les tensions nécessaires, uniquement à partir du 5V de VCC (convertisseur DC-DC à capacités commutées). L'alimentation du montage est également d'une extrême simplicité. Un simple régulateur LM7805 convient parfaitement. Le système sera alimenté par une tension de 12VDC qui n'a pas besoin d'être stabilisée. Vous pourrez facilement utiliser un bloc d'alimentation d'appoint pour calculatrice capable de fournir 150mA à 200mA sous 12VDC. La diode D_1 permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation. Cela permet d'éviter les catastrophes pour les étourdis (dont l'auteur fait partie à ses heures).



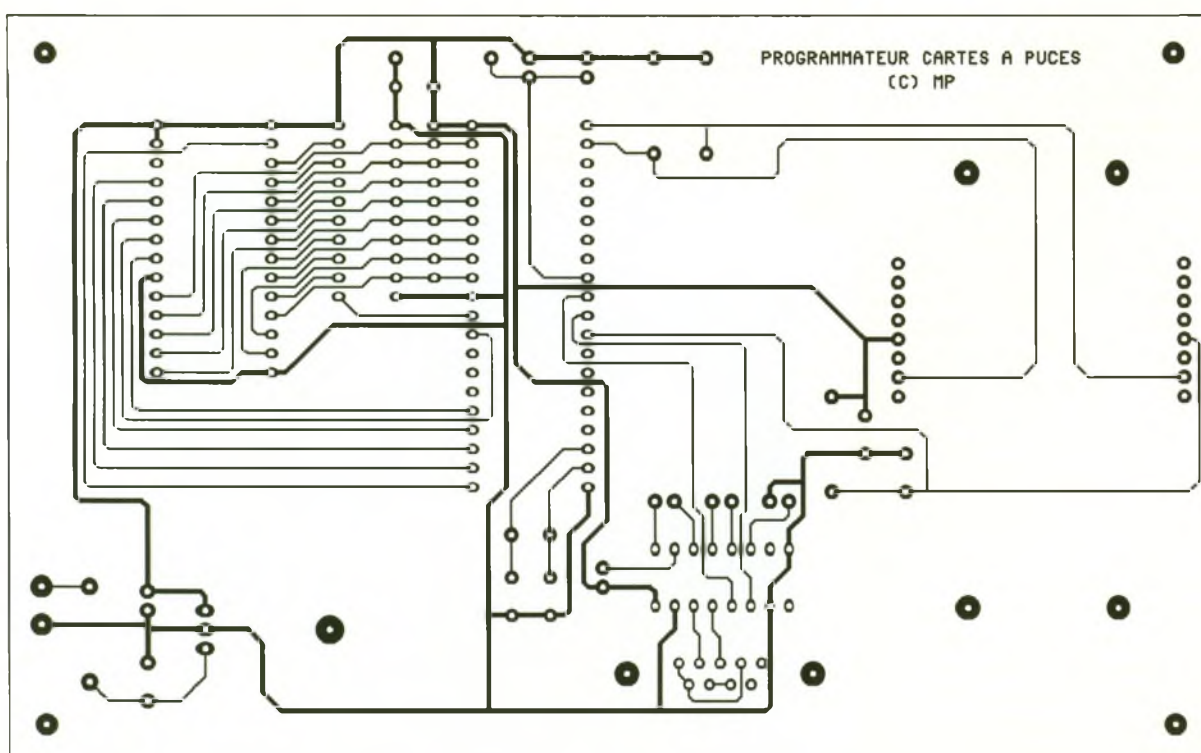
Réalisation

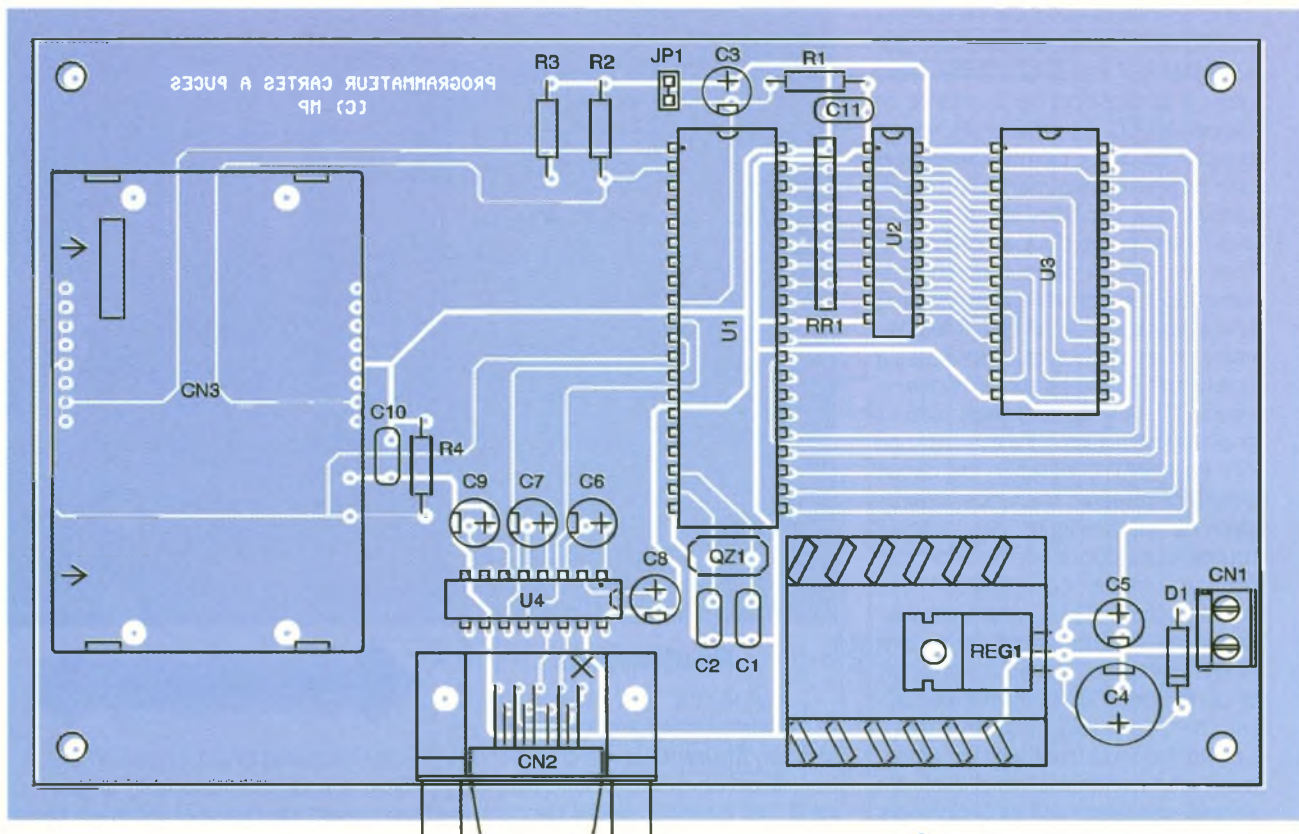
LE MICROCONTRÔLEUR.

Le dessin du circuit imprimé est visible en **figure 2**. La vue d'implantation associée est reproduite en **figure 3**. Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm de diamètre pour la plupart. En ce qui concerne REG_1 , D_1 , CN_1 et JP_1 , il faudra percer avec un foret de 1mm de diamètre. Le connecteur pour carte à puce possède des ergots de fixations qui viennent s'enficher dans le circuit imprimé. Il faut percer avec un foret de 3mm de diamètre pour ces passages. Il en va de même pour le passage des vis de fixations pour le régulateur REG_1 et le connecteur

SUB-D 9 points CN_2 . Comme d'habitude, procurez-vous les composants avant de dessiner le circuit, au cas où il vous faudrait adapter un peu l'implantation. Cette remarque concerne particulièrement le connecteur pour cartes à puce. Pour le reste, il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentif au sens des condensateurs et des circuits inté-

2 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ.





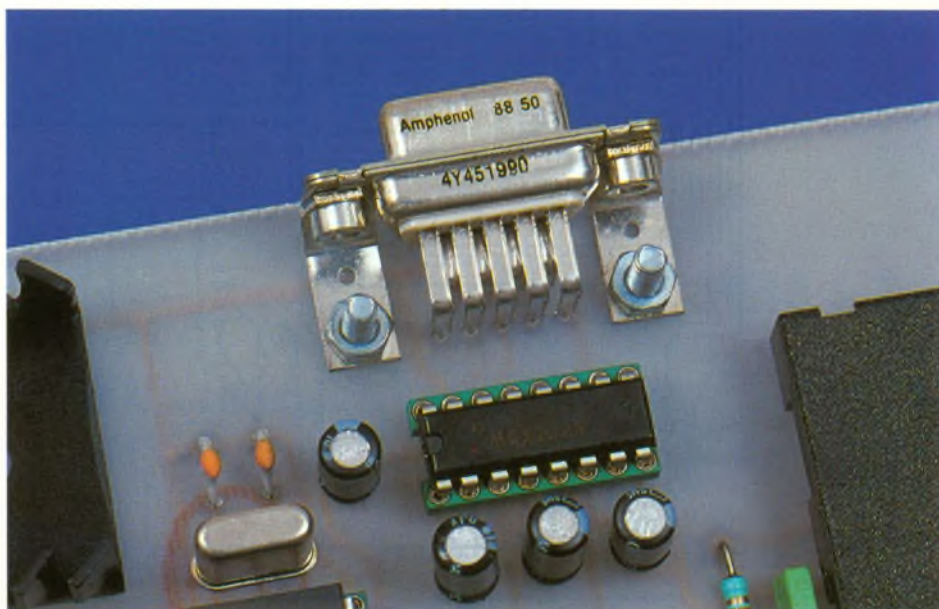
grés. Respectez scrupuleusement le découplage des lignes d'alimentations si vous voulez éviter les mauvaises surprises. Les deux condensateurs C_{10} et C_{11} ne coûtent pas bien cher et ils sont indispensables. Soyez attentif au choix du connecteur CN_2 . Il s'agit d'un modèle femelle. Méfiez-vous, car un modèle mâle s'implante parfaitement à la place. Mais, dans ce cas, les points de connexions se retrouvent inversés par symétrie par rapport à l'axe vertical et il n'y a aucune chance pour que votre montage dialogue avec votre PC, à moins de fabriquer un câble spécial pour rétablir l'ordre voulu. En ce qui concerne le câble nécessaire pour relier notre montage à un PC de type AT, il vous suffira de fabriquer un câble équipé d'un connecteur DB9 mâle d'un côté et d'un connecteur DB9 femelle de l'autre côté (liaison fil à fil de la broche 1 à la broche 9). L'utilisation de connecteurs à sertir est plus pratique mais les liaisons nécessaires étant peu nombreuses vous pourrez utiliser des connecteurs à souder. Enfin, ajoutons que le connecteur CN_2 sera immobilisé par deux boulons montés dans les passages prévus à cet effet. Cette précaution ne sera pas inutile puisque le connecteur CN_2 risque fort de subir de nombreuses manipulations. Le régulateur REG_1 sera monté, de préférence, sur un dissipateur ayant une résistance thermique de l'ordre de $17\text{ }^{\circ}\text{C/W}$

pour éviter de limiter la température de jonction, au cas où la tension d'alimentation serait un peu plus élevée que 12V. Le circuit EPROM U_3 sera programmé avec le contenu d'un fichier que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Minitel ou Internet. Il vous sera remis les fichiers 'READCARD.ROM' et 'READCARD.HEX'. Le fichier portant l'extension 'ROM' est le reflet binaire du contenu de l'EPROM tandis que le fichier portant l'extension 'HEX' correspond au contenu transformé dans le format HEXA INTEL. Selon le modèle de programmeur

3 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS.

d'EPROM dont vous disposez, vous utiliserez l'un ou l'autre des fichiers. Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger les fichiers, vous pourrez adresser une demande à la rédaction en joignant une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe self-adressée convenablement affranchie (tenir compte du poids de la disquette).

LE CONNECTEUR CN_2 , SOLIDEMENT FIXÉ À LA CARTE.

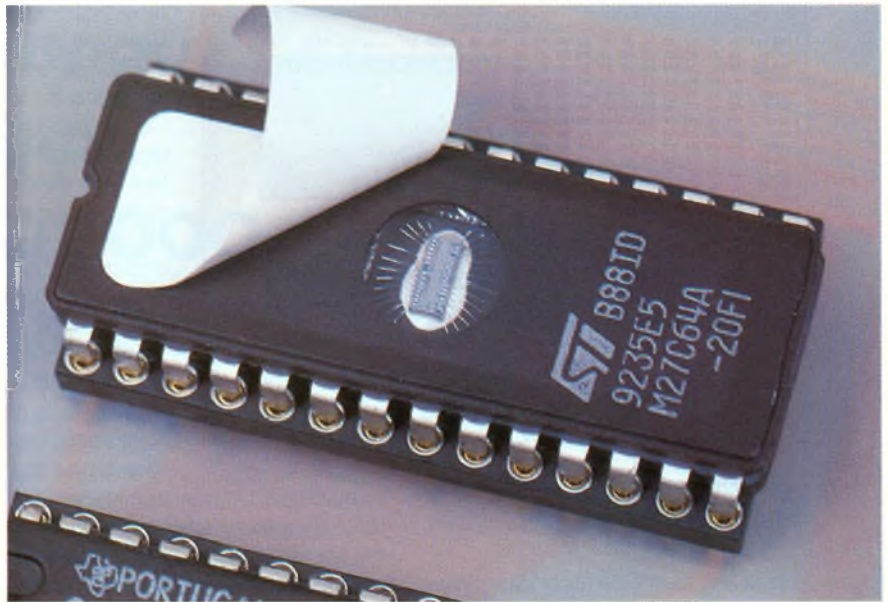


Utilisation du montage

Pour utiliser facilement l'appareil, nous avons développé un programme pour WINDOWS 95 qui vous offre toutes les fonctions de base nécessaires à l'exploitation du montage. Pour piloter le montage vous disposerez du programme que se nomme 'READCARD.EXE'. Grâce à l'interface WINDOWS le programme est très simple à utiliser, cependant lors de la première mise en service il convient de noter les quelques points suivants : le programme READCARD recherche dans le fichier WIN.INI les paramètres de communication dans la section 'LECTEUR_CARTE_I2C'.

Lors de la première mise en route du programme, il est fort probable que la section n'existe pas. Les paramètres suivants seront alors pris par défaut : Port de communication = COM1, type de carte = D2000. Lors du démarrage, le programme READCARD détecte la présence du boîtier de programmation. Si ce dernier n'est pas sous tension ou bien s'il est branché sur un autre port série, le programme vous avertira qu'il n'a pas trouvé le lecteur de cartes. Dans ce cas, fermez la boîte de dialogue, et modifiez les paramètres correspondants grâce au menu 'OPTIONS/PORT SERIE'. Lorsque le montage est enfin opérationnel, utilisez l'option TYPE DE CARTE pour choisir le modèle de cartes dont vous disposez. Notez que le contenu affiché à l'écran peut dépasser la taille réelle de la carte sélectionnée. Dans ce

LE CONNECTEUR POUR CARTE À PUCE.



cas de figure, les données situées au-delà de la taille mémoire de la carte seront affichées en rouge. Ceci vous permettra d'éditer des fichiers issus de cartes d'un autre type. Faute de temps pour développer une interface plus agréable pour l'utilisateur (l'auteur s'en excuse), les possibilités d'édition offertes par le programme sont rudimentaires. Le curseur se déplace uniquement à l'aide des touches du clavier, tandis que la barre de défilement verticale se manipule aussi à l'aide de la souris. Seuls les chiffres hexadécimaux sont autorisés pour éditer le contenu. La zone d'affichage ASCII ne sert qu'à visualiser les mêmes informations. Par ailleurs, le programme ne dispose pas de fonctions avancées pour manipuler un bloc de données (toujours faute de temps). Si ces possibilités vous font cruellement défaut, enregistrez le contenu dans un fichier, puis modifiez-le à l'aide

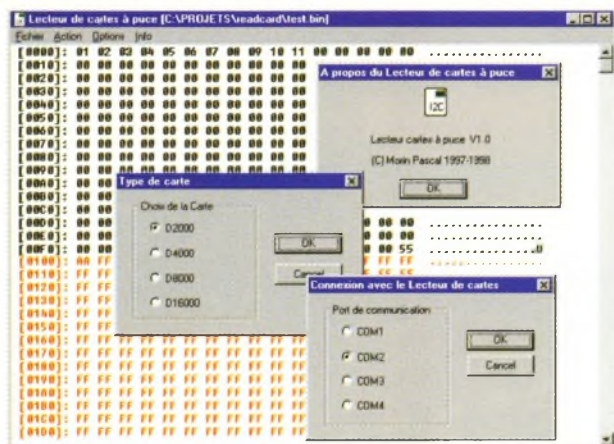
d'un éditeur de fichier binaire.

Le menu ACTION propose deux possibilités : lire le contenu de la carte ou écrire le contenu du buffer sur la carte. L'opération de lecture est relativement rapide, tandis que les opérations d'écriture sont lentes. Ceci est dû au fait que les mémoires EEPROM des cartes à puce nécessitent un temps d'attente lors de la programmation des données (64 ms par groupe de 8 octets).

Pendant ce temps, la carte ne répond plus aux sollicitations du bus I2C, de sorte qu'il est impossible de savoir si la carte est toujours présente dans le lecteur. De plus, le temps d'écriture peut varier d'une carte à l'autre, aussi il est préférable de prévoir un temps d'attente suffisant. Tout ceci explique que l'opération d'écriture pour la totalité de la carte soit si longue. Pendant ce temps le programme affiche le sablier habituel. Aussi ne soyez pas surpris si

vous devez patienter environ 30 secondes pour une carte de type D4000. Notre programme est volontairement limité aux cartes I2C les plus diffusées au niveau du grand public (cartes D2000 et D4000). Si vous souhaitez des cartes de taille mémoire plus importante, vous devrez créer votre propre programme. Avec les outils de développement tels que 'Visual Basic', 'Delphi' ou 'Builder C++' ce n'est pas bien difficile. Par contre, il vous faudra étudier le protocole de communication de l'appareil qui est d'une très grande simplicité. Vous pourrez facilement expérimenter le protocole de communication de l'appareil à l'aide d'un programme d'émulation de terminal (par exemple HYPER-





4 ÉCRAN.

TERMINAL fourni de façon standard avec WINDOWS 95) Les paramètres de communication sont figés aux valeurs suivantes : 9 600 Bauds, 8 bits de données, 1 bit de stop et pas de parité. A la mise sous tension ou après remise à zéro de l'appareil (court circuit sur les contacts de JP1), le montage affiche un message d'accueil, puis, il vous indique qu'il est prêt à exécuter vos ordres en affichant '> '. Le protocole du dialogue par le port série est relativement simple.

Pour savoir si une carte à puce est présente dans le lecteur, il suffit d'envoyer le caractère 'D' (mis pour 'Détekte'). Le montage répond par le caractère '+' si une carte est présente dans le connecteur, et par le caractère '-' dans le cas contraire. Puis le programme envoie un retour à la ligne (caractères CR + LF) et il affiche de nouveau le 'prompt' pour vous indiquer qu'il est prêt à recevoir l'ordre suivant. Pour programmer ou lire des données dans la carte à puce il faut envoyer le message suivant : 'laaWxxRyy : zzzz' suivi d'un retour à la ligne (caractère CR, soit 0dh en

hexadécimal). Dans ce message, 'aa' représente l'adresse de réponse sur le bus I2C de la carte à puce. L'adresse est indiquée en hexadécimal ASCII. Certaines cartes répondent à plusieurs adresses en fonction du

nombre de pages qu'elles savent gérer. D'autres cartes répondent à une adresse unique et gèrent la mémoire à l'aide d'un pointeur sur 16 bits.

Ces deux types de cartes sont acceptés par le montage. Il faut juste gérer correctement les adresses I2C et le format du pointeur dont nous allons parler dans le paragraphe suivant. Dans le message de la commande, 'xx' représente le nombre d'octets à envoyer à la carte à puce, tandis que 'yy' représente le nombre d'octets qui seront lus à partir de la position courante. Enfin, 'zzzz' représente les données, en hexadécimal, que l'on souhaite transmettre à la carte à puce. Le nombre de données 'zz' doit correspondre à la valeur indiquée par le paramètre 'xx' sinon le montage ignore la demande. Si la saisie de la commande ne respecte pas scrupuleusement le format indiqué, l'appareil vous répondra par un retour à la ligne suivi du caractère '?' et du 'prompt' ('>'). Si les paramètres saisis ne sont pas en caractères hexadécimaux, l'appareil vous répondra par le message 'ERR HEXA' suivi du 'prompt'. De même, si les paramètres 'xx' ou 'yy' dépassent la valeur 32 (20 h en base hexa-

décimale) l'appareil vous répondra par le message 'ERR NB READ' ou 'ERR NB WRITE' suivi du 'prompt'. Enfin, si une erreur de communication avec la carte à puce survient (mauvaise adresse I2C spécifiée ou carte défectueuse) le montage vous répondra par le message 'ERR I2C ACK' suivi du 'prompt'. S'il n'y a pas de carte présente dans le lecteur, l'appareil vous répondra le même message que pour la commande 'D' que nous avons déjà évoquée. Par exemple, pour lire 8 octets dans une carte de type D2000 (dont l'adresse I2C est A0 en base hexadécimale), à partir de la position 20 (14h en base hexadécimale), la commande serait 'IA0W01R08 : 14'. Pour écrire les valeurs 11h et 22h, dans une carte de type D2000, à partir de la position 20, puis pour lire 2 octets immédiatement derrière, la commande serait 'IA0W03R02 : 141122'.

Les échanges des données sont limités à 32 octets par requête, ce qui est largement suffisant pour l'utilisation des cartes à puce. Il faut savoir, que pour écriture dans la mémoire des cartes à puce I2C, les données sont stockées temporairement dans un buffer circulaire de 8 ou 16 octets, selon le type de la carte.

Si vous envoyez plus de données, elles viendront 'écraser' les données déjà présentes dans le buffer, de sorte que les données qui seront programmées dans la carte ne correspondront pas à ce que vous souhaitez. La limite des 32 octets n'est donc pas gênante. Après ces quelques explications, vous voici maintenant à même d'exploiter ce petit montage attrayant et de concevoir toutes sortes d'applications sur cette base.

P. MORIN

Nomenclature

- CN₁** : Bornier de connexion à vis, 2 plots, au pas de 5,08mm, à souder sur circuit imprimé, profil bas
- CN₂** : Connecteur Sub-D 9 points femelle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple référence HARTING 09 66 112 7601)
- CN₃** : Connecteur pour carte à puce CCM01-2NO-3
- C₁, C₂** : 33pF céramique, au

- pas de 5,08mm**
- C₃, C₆ à C₉** : 10 µF/25V, sorties radiales
- C₄** : 470 µF/25V, sorties radiales
- C₅** : 100 µF/25V, sorties radiales
- C₁₀, C₁₁** : 100 nF
- D₁** : 1N4001 (diode de redressement 1A/100V)
- JP₁** : Jumper au pas de 2,54mm
- QZ₁** : Quartz 12 MHz en boîtier HC49/U
- REG₁** : Régulateur LM7805 (5V) en boîtier TO220
- + Dissipateur thermique

- 17 °C/W (par exemple référence Redpoint TV1500).**
- RR₁** : Réseau résistif 8x10 kΩ en boîtier SIL
- R₁, R₄** : 10 kΩ ¼ W 5 % (marron, noir, orange)
- R₂, R₃** : 1,5 kΩ ¼ W 5 % (marron, vert, rouge)
- U₁** : Microcontrôleur 80C32 (12 MHz)
- U₂** : 74LS573
- U₃** : EPROM 27C64 temps d'accès 200 ns
- U₄** : Driver de lignes MAX232 (ou équivalent AD232, etc.)

NOTICE TECHNIQUE DES CARTES À PUCE PHILIPS D2000, D4000 ET D8000

Les cartes à puce PHILIPS D2000, D4000 et D8000 intègrent des mémoires EEPROM CMOS avec une interface pour bus I2C. La mémoire est organisée par pages de 256 octets. Les cartes D2000 disposent d'une page de données, les cartes D4000 disposent de deux pages de données, et enfin, les cartes D8000 disposent de 4 pages de données.

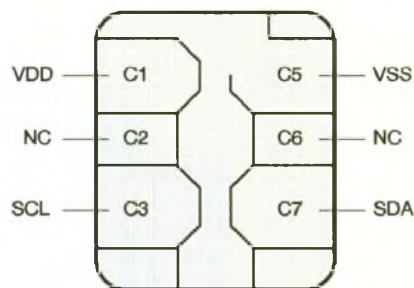
Les cartes sont garanties pour 100000 cycles d'écriture et 10 ans de rétention des données. Elles se présentent sous la forme de cartes aux dimensions du standard ISO 7816-1. La disposition des contacts est conforme au standard ISO 7816-2. La **figure 1** indique la correspondance entre les contacts de la carte à puce et les signaux de la mémoire I2C. Les cartes D2000, D4000 et D8000 ont été développées sur la base des circuits mémoire I2C de la famille PCF85XX-2. Ceci explique pourquoi une carte à puce D2000 se comporte comme une mémoire PCF8582-2. La différence majeure concerne les broches de sélection des champs A0 à A2 de l'adresse I2C à laquelle répond la carte. Pour les cartes D2000 les champs A0 à A2 sont fixés à 0. Pour les cartes D4000 le champ A0 sert de sélection de la page active tandis que pour les cartes D8000 ce sont les champs A0 et A1 qui indiquent la page sélectionnée. Le **tableau 1** ci-dessus indique le format des adresses I2C auxquelles les différents modèles de cartes répondent.

La **figure 2** indique, dans le détail, le format des trames I2C. Le premier octet qui est envoyé à la carte à puce, après l'adresse I2C, est un poin-

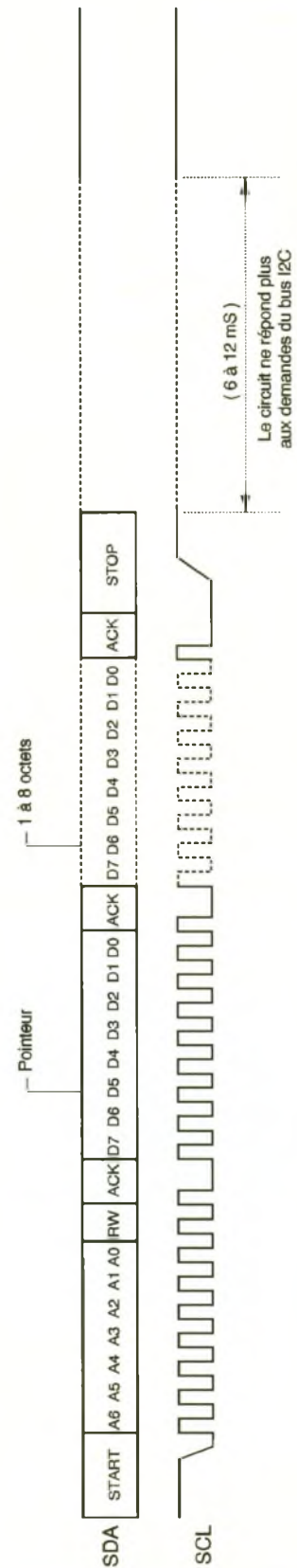
teur qui indique la zone dans la page qui va recevoir les données ou qui va fournir les données, selon l'opération demandée. Il est important de noter deux points particuliers dans le fonctionnement des cartes à puce I2C.

Tout d'abord après une demande d'écriture, la mémoire I2C reste occupée par son cycle interne de programmation des cellules EEPROM.

Pendant ce laps de temps, la carte à puce ne répondra plus aux sollicitations du bus I2C et elle ne générera plus le bit d'acknowledge. Cela reviendrait au même, si la carte n'était pas connectée au bus I2C. Donc, avant de pouvoir continuer de dialoguer avec la carte, après



- 1 CORRESPONDANCES DES CONTACTS.**
- 2 FORMAT DES TRAMES I2C.**
- T1 FORMAT DES ADRESSES I2C.**



Msb	A2	A1	A0	Lsb	Adresse I2C	Carte/Page active			
1	0	1	0	0	0	R/-W	A0/A1	D2000, D4000 ou D8000, page 1	
1	0	1	0	0	1	R/-W	A2/A3	D4000 ou D8000, page 2	
1	0	1	0	0	1	0	R/-W	A4/A5	D8000, page 3
1	0	1	0	0	1	1	R/-W	A6/A7	D8000, page 4

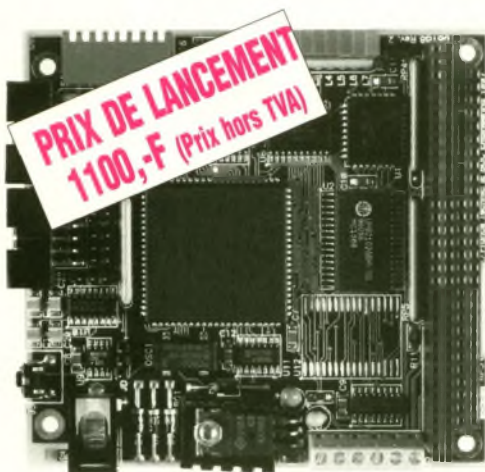
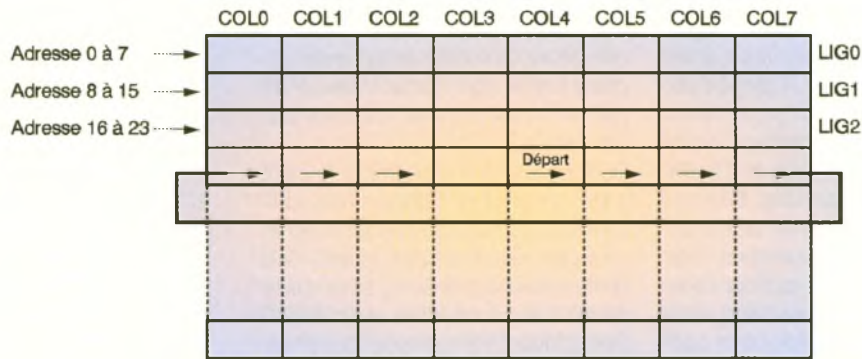
une opération d'écriture, il faut mettre en place une temporisation. Ce fonctionnement particulier des mémoires EEPROM I2C, fonctionnement ennuyeux à première vue, peut être mis à profit pour déterminer avec précision le temps que met l'opération d'écriture pour être complétée. Il permet même de limiter le temps d'attente (qui peut varier en fonction des cartes) au strict nécessaire. Pour cela, il suffit d'envoyer en permanence la condition de START avec l'adresse I2C de la carte à puce jusqu'à ce que le bit d'acknowledge soit acquitté. Dès que la carte se remet à

acquiescer le bit d'acknowledge, c'est que l'opération précédente est terminée.

Le deuxième point particulier dont il faut tenir compte avec les mémoires I2C, c'est que les données à écrire dans les cellules de l'EEPROM sont tout d'abord placées dans un buffer circulaire d'une taille de 8 octets, comme l'indique la **figure 3**. Les données placées dans ce buffer circulaire ne seront transférées qu'après la condition de STOP. Ceci explique pourquoi la mémoire est encore occupée quelques instants après la condition de stop, comme nous l'avons indiqué dans le para-

graphe précédent. À cause des propriétés du buffer circulaire, il ne faut pas perdre de vue qu'au-delà de 8 octets, les données supplémentaires viendront remplacer les données déjà en place. Il faut donc oublier tout de suite l'idée de vouloir enregistrer plus de 8 octets d'un coup en mémoire, à moins d'être certain de ce que l'on fait.

3 BUFFER D'UNE TAILLE DE 8 OCTETS.



PRIX DE LANCEMENT
1100,-F (Prix hors TVA)

- Système totalement intégré
- Jeu d'instructions Compatible PC
- Debugger à distance au niveau source
- Extension par le bus PC/104
- "Gel" de l'application développée
- Pour des utilisateurs de tout niveau

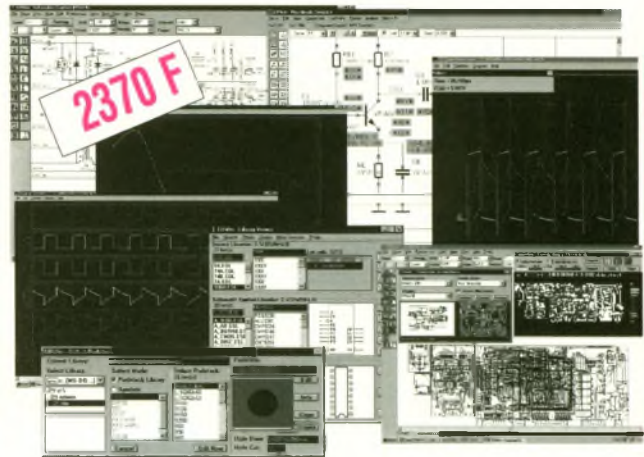
DB 188
EMBEDDED SYSTEM



Demandez notre brochure !!

FranceTechnic
Z.A. du Pré Catelan - Centre Ergonor
8 rue E. Delesalle - 59110 La Madeleine
Tél. 03 20 63 73 65 Fax 03 20 63 73 66
E-mail: 106537.2357@Compuserve.com

LE CIRCUIT DE DEVELOPPEMENT LE PLUS COMPLET



2370 F

- Licence pour utilisation privé et pour l'enseignement
- Aucune différence avec la version professionnelle (prix prof = version NCx10)
- Logiciel puissant et ergonomique
- Des utilisateurs dans le monde entier

EDWIN NC
ELECTRONIC DESIGN FOR WINDOWS

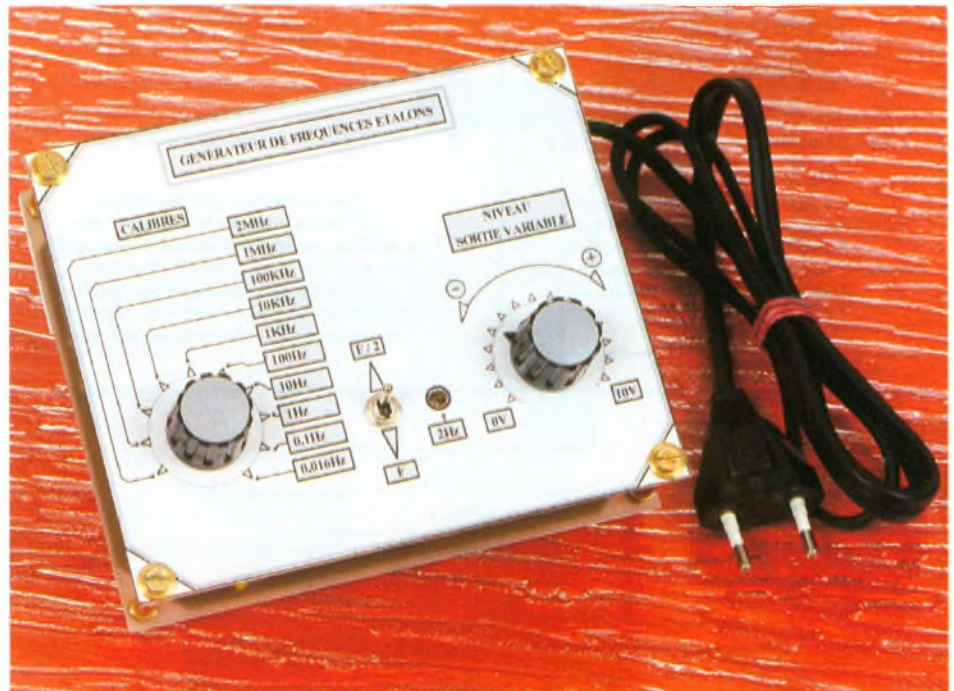
Quelques exemples : (Prix TVA incluse !!)	
Basic : Schéma + PCB + Autorouteur Max 100 composants Bibliothèque de 500 composants	490 F
Deluxe 3 : "Basic" sans limitations Simulation analogique + numérique Bibliothèque prof et routeur	1195 F
Deluxe 4 : "Deluxe 3" + Analyse Thermique Simulateur Compatible Spice Générateur de modèles	2285 F

FranceTechnic
Z.A. du Pré Catelan - Centre Ergonor
8 rue E. Delesalle - 59110 La Madeleine
Tél. 03 20 63 73 65 Fax 03 20 63 73 66
E-mail: 106537.2357@Compuserve.com

OUTIL DE DEVELOPPEMENT D'ELECTRONIQUE LE PLUS COMPLET

GÉNÉRATEUR DE FRÉQUENCES ÉTALONS (MARQUEUR)

En électronique, il est souvent nécessaire d'avoir sous la main un générateur de fréquences. La plupart du temps, il faut aussi un fréquencemètre pour régler précisément la fréquence voulue. Électronique Pratique vous offre aujourd'hui la description d'un appareil capable de fournir 19 fréquences fixes comprises entre 2 MHz et 0,0083 Hz (une impulsion d'une minute toutes les deux minutes)! Il comporte deux sorties, l'une TTL et l'autre variable, protégées contre les courts-circuits. En sortie, les signaux sont carrés avec un rapport cyclique de 50 %. Ajoutons, pour le bouquet final, qu'aucun appareil de mesure ni réglage n'est nécessaire si l'on se contente de la précision du quartz.



Utilisation

Cet appareil peut être utilisé pour la mise au point en radio (points de calibration de 500 kHz à 5 kHz), mais aussi pour fournir une base de temps de précision à 50 Hz, ou pour générer des impulsions d'un millième de seconde à 2 minutes. Les applications ne manqueront pas, il vous sera vite indispensable.

Synoptique de fonctionnement

La figure 1 vous présente les différents étages qui constituent ce montage. Une alimentation bien filtrée et stabilisée produit le courant pour l'ensemble. Un oscillateur à quartz donne la fréquence de base. Il est suivi par une batterie de diviseurs de fréquence que l'on peut sélectionner par un commutateur. La fréquence est à nouveau divisée par 2 pour obtenir "F" à un rapport cyclique de 50 % ou par 4 pour "F/2". Des diviseurs de tension donnent enfin les sorties TTL et variable.

Schéma de principe

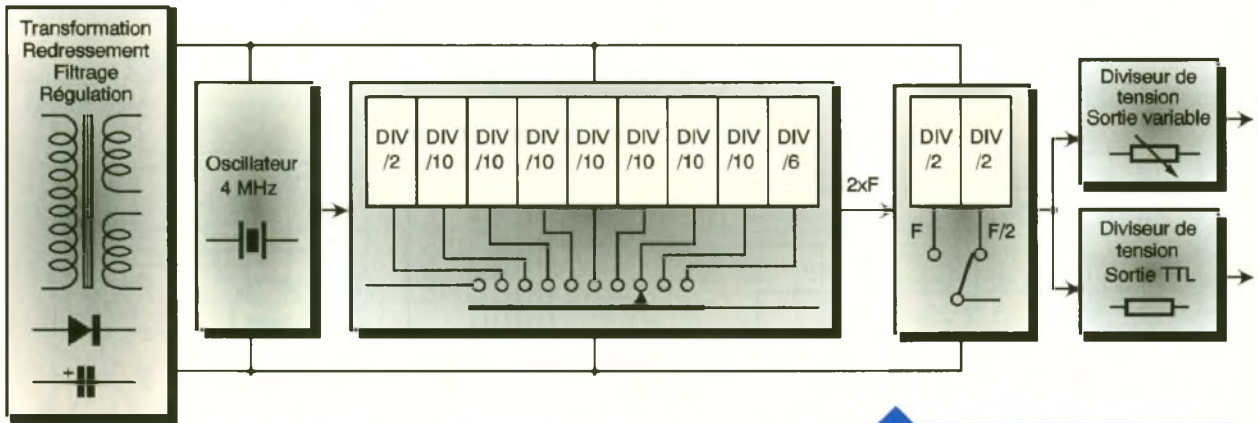
Il est donné à la figure 2.

L'alimentation

Un transformateur de $2 \times 12V/2VA$ protégé par un fusible de 0,1 A fournit la tension alternative. Un pont moulé constitué des diodes D_1 à D_4 redresse cette tension. Les condensateurs C_5 à C_7 la filtrent efficacement. Les condensateurs C_1 à C_4 et C_8 évitent les perturbations d'ordre H.F. Le régulateur CI_1 , un 7812, fixe la tension du montage à 12V, et la protège. Le condensateur C_9 opère un dernier filtrage. Les diodes D_5 et D_6 protègent le régulateur contre les charges capacitatives. La tension de chaque circuit intégré CMOS est découplée par une résistance de 100Ω (R_1 à R_{12}) et un condensateur de 100 nF (C_{10} à C_{21}); on obtient ainsi une tension bien saine pour chaque CI.

L'oscillateur

Il est formé autour des deux portes NON-ET, N_1 et N_2 . Le battement est obtenu par le quartz Q de 4 MHz aidé de la résistance R_{13} et du conden-



sateur C_{22} . La fréquence de base est disponible sur la broche 11 de Cl_2 . Les puristes pourront remplacer C_{22} par un condensateur ajustable de 4 à 40 pF leur permettant de régler très précisément les 4 MHz en raccordant un fréquencemètre numérique sur le "point test".

Les diviseurs de "choix"

Ce sont les neuf premiers diviseurs appelés ainsi car ils délivrent les fréquences que l'on sélectionne au moyen du commutateur à 10 positions : S_1 . Les fréquences obtenues en sortie de ces étages correspondent à deux fois la fréquence souhaitée : "F".

Un demi CD 4013, soit une bascule "D" de Cl_3 , divise par deux les 4 MHz; on obtient ainsi la première position de S_1 . Suivent ensuite 8 compteurs décimaux CD4017, de Cl_4 à Cl_{11} , dont 7 sont câblés en diviseurs par dix et le dernier par six. On trouve respectivement les fréquences suivantes sur les bornes du commutateur S_1 :

4 MHz; 2 MHz; 200 kHz; 20 kHz; 2 kHz; 200 Hz; 20 Hz; 2 Hz; 0,2 Hz; 0,033 Hz.

Mais attention, ces signaux n'ont pas tous le rapport cyclique voulu de 50 %; c'est le rôle de l'étage suivant.

Les diviseurs de sortie

La fréquence obtenue au point commun du commutateur S_1 est divisée par deux par une des deux bascules "D" de Cl_{12} . Le signal prélevé sur la broche 1 est à nouveau divisé par deux par la deuxième bascule de Cl_{12} . Les deux sorties, broche 1 et 13 de Cl_{12} , subissent une remise en forme finale par les portes NON-ET à trigger de Schmitt N_5 et N_6 . Le commutateur à deux positions S_2 permet de choisir la gamme de fréquences voulue : "1F" ou "1/2F", disponible sur la broche 3 ou 4 de Cl_{13} . Les signaux ainsi obtenus ont un rapport cyclique de 50 % : c'est à dire que chaque période est constituée

d'une impulsion à + VCC suivie d'un état à 0V de durée égale (voir la figure 3).

Voici les fréquences étalons disponibles sur les sorties, en fonction de la position des commutateurs S_1 et S_2 :

1 SYNOPTIQUE.

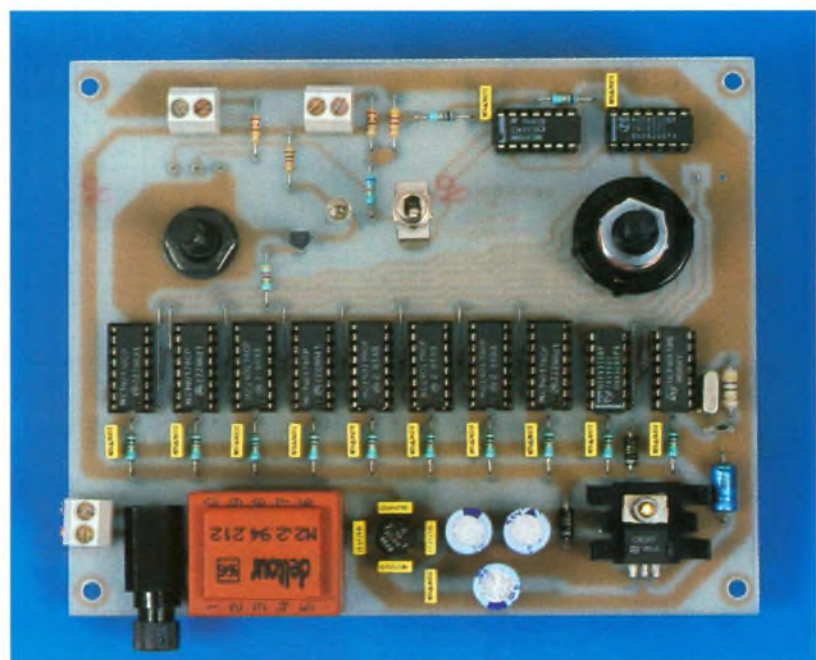
Le premier formé des résistances R_{15} et R_{16} offre une sortie de niveau TTL à travers la résistance R_{18} . Le second est constitué du potentiomètre P_1

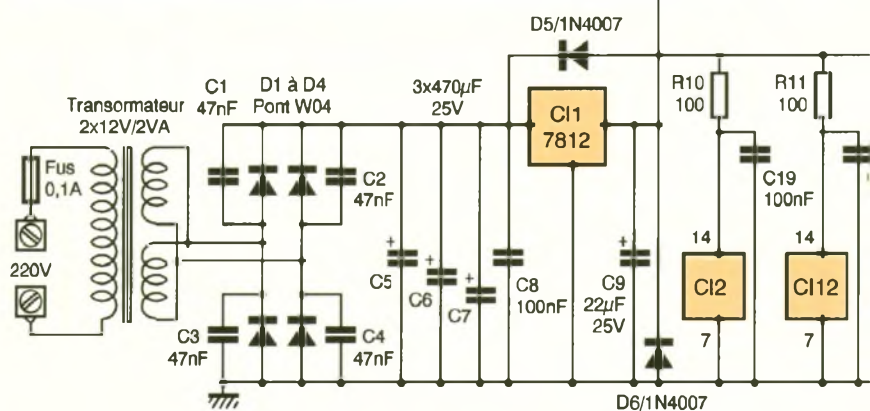
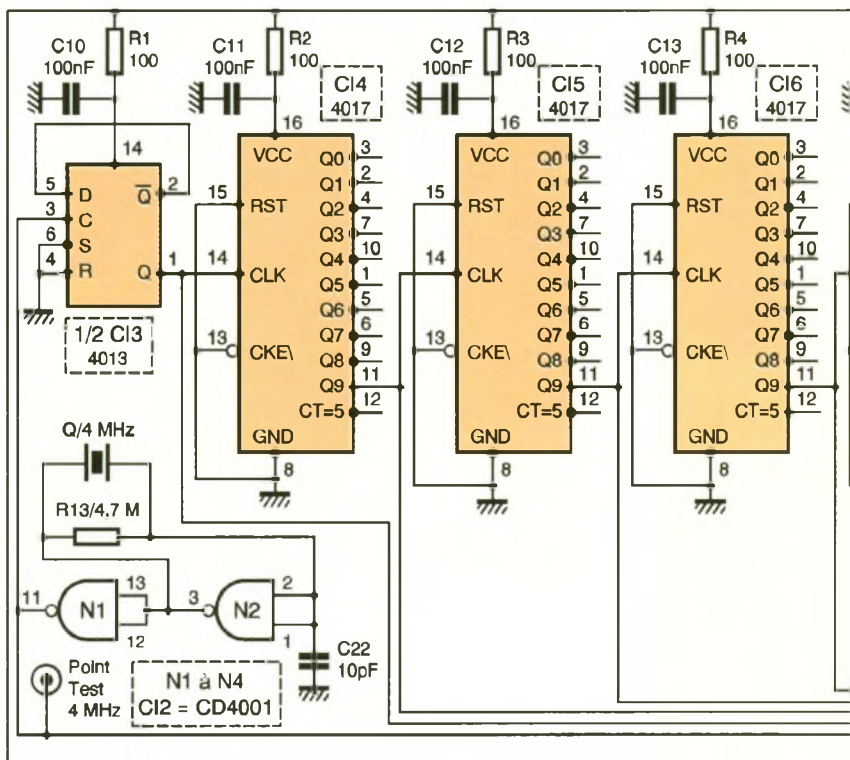
	S_2 position : "F"	S_2 position : "1/2F"
S_1 position : 1	2 MHz	1 MHz
S_1 position : 2	1 MHz	500 kHz
S_1 position : 3	100 kHz	50 kHz
S_1 position : 4	10 kHz	5 kHz
S_1 position : 5	1 kHz	500 Hz
S_1 position : 6	100 Hz	50 Hz
S_1 position : 7	10 Hz	5 Hz
S_1 position : 8	1 Hz	0,5 Hz
S_1 position : 9	0,1 Hz	0,05 Hz
S_1 position : 10	0,016 Hz (imp. de 30s à + VCC suivie de 30 s à 0V)	0,0083 Hz (imp. de 60s à + VCC suivie de 60 s à 0V)

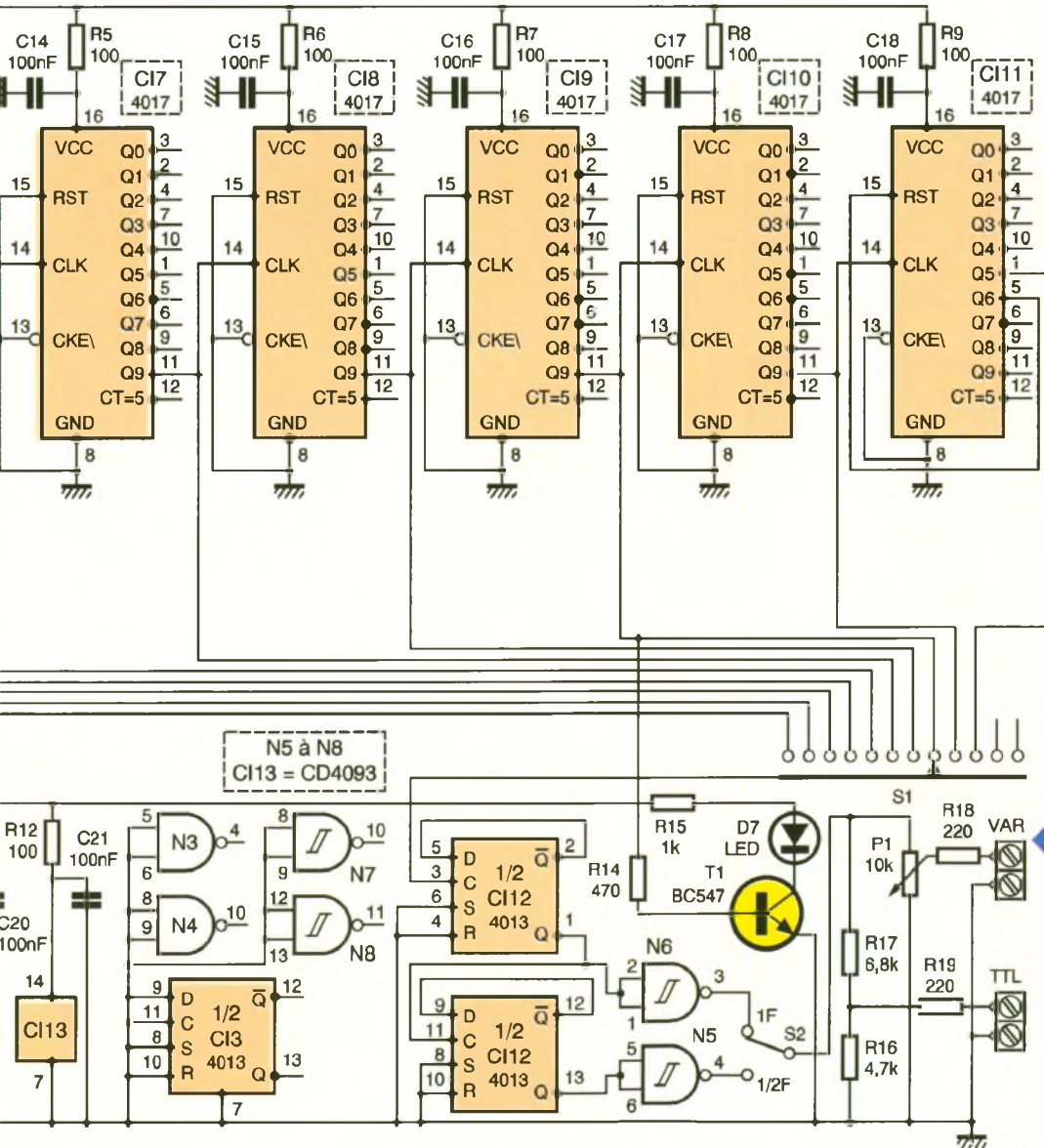
Les atténuateurs de sortie

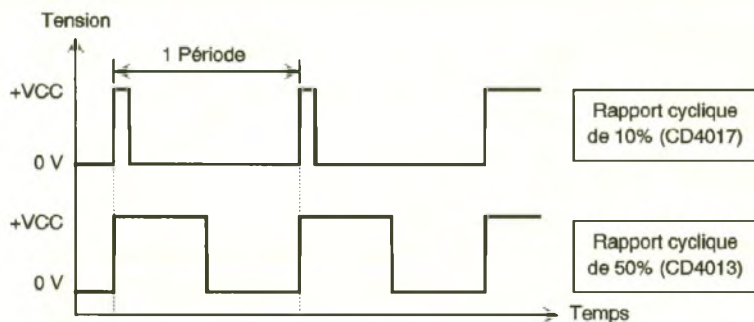
Le signal de sortie prélevé au commun de S_2 est traité par deux diviseurs de tension en parallèle.

LA CARTE RÉALISÉE.









pour donner une sortie à niveau variable de 0 à 10V environ crête à crête à travers la résistance R_{17} .

Le voyant de fonctionnement

On prélève via la résistance R_{14} un signal de 2 Hz sur la sortie de CI_9 , broche 11, pour l'amplifier par le transistor T_1 . La LED D_7 s'allume à ce rythme, attestant du bon fonctionnement du montage jusqu'à ce niveau. La résistance R_{15} limite le courant de la LED à 10 mA environ.

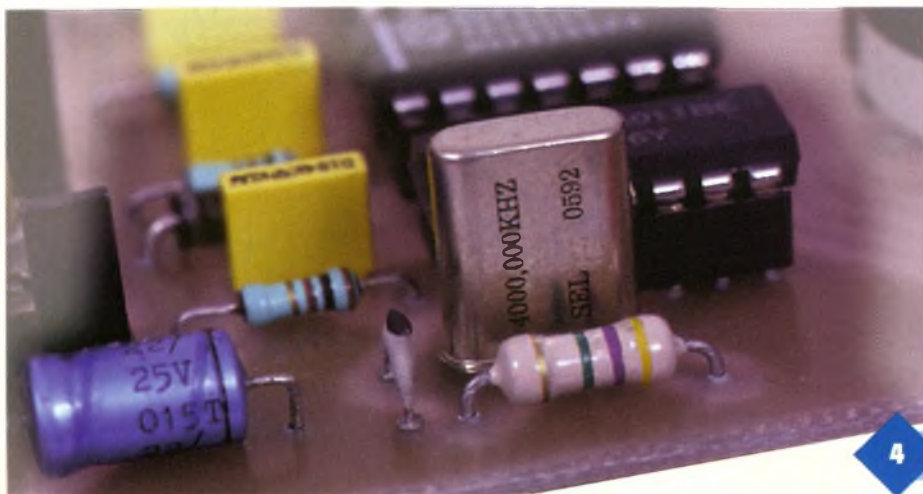
3

SIGNAUX À RAPPORT CYCLIQUE.

LE QUARTZ 4MHz.

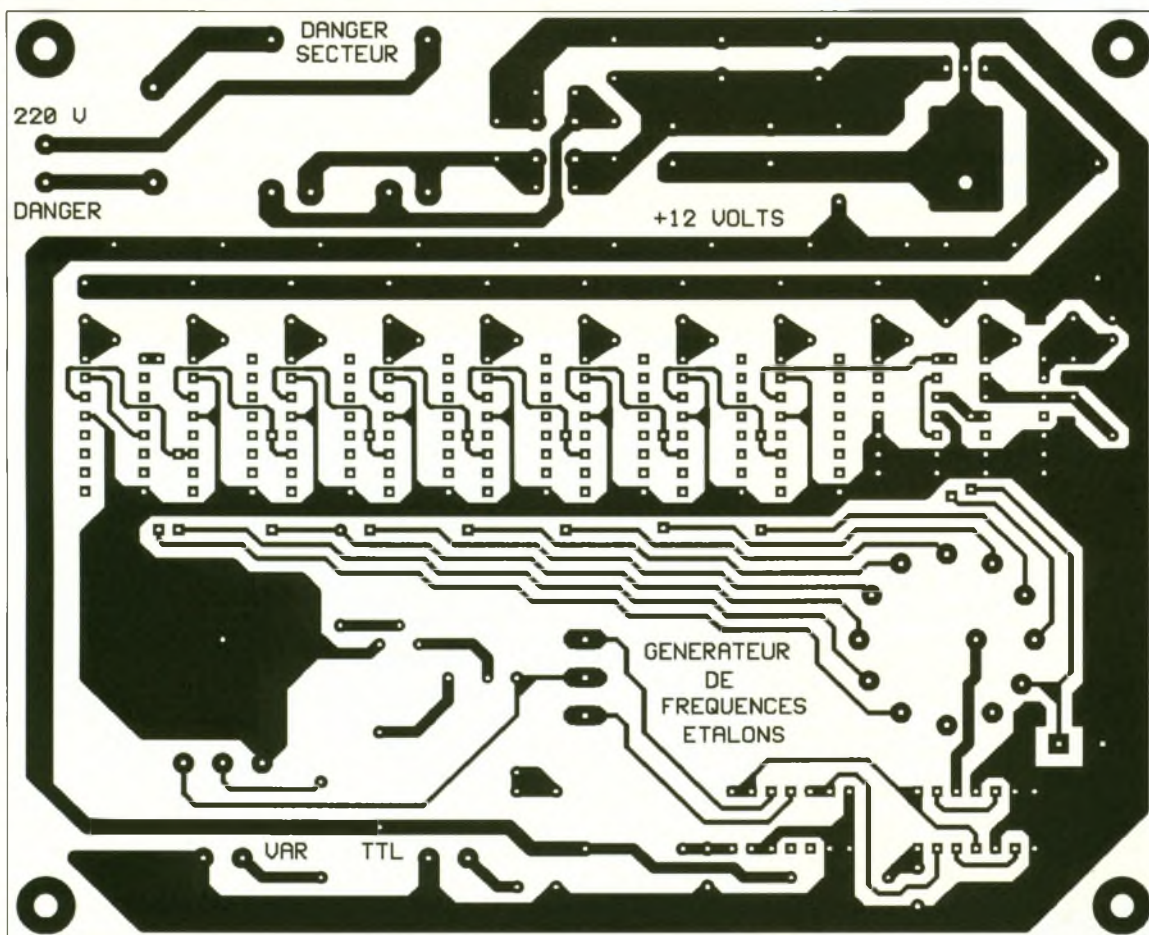
Le circuit imprimé

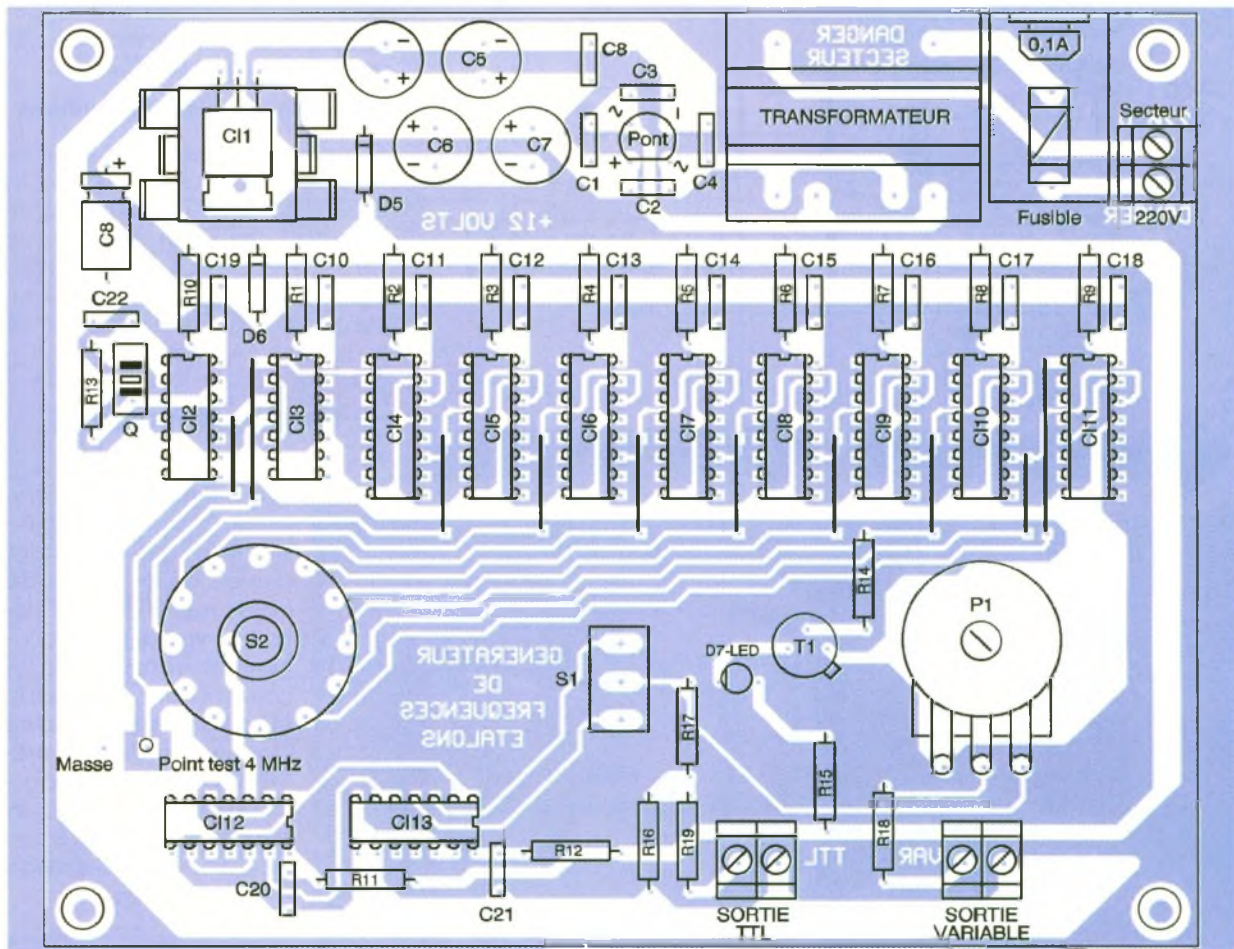
Voilà la **figure 4** pour le tracé des pistes du circuit imprimé. Il est important d'avoir un bon plan de masse autour de l'oscillateur en vue d'un fonctionnement convenable ; il convient donc de ne pas le modifier. Le dessin doit être reproduit par la méthode photo pour respecter la largeur des pistes. Les trous sont percés à 0,8 mm de diamètre, puis agrandis



4

TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ.





5

IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS.

selon les composants pour permettre leur insertion.

Implantation des composants

Elle est donnée à la **figure 5**. Commencez par souder les 10 straps, c'est la meilleure façon de ne pas les oublier! Soudez les composants par ordre de taille et de fragilité. Débutez par les résistances, les diodes, les 12 supports de circuits intégrés, les condensateurs mylar et le transistor. Soudez ensuite le pont de diodes, les borniers si vous en utilisez, le porte fusibles, le régulateur vissé à son radiateur, la LED, les condensateurs électrochimiques, le transformateur d'alimentation, le potentiomètre, et enfin les commutateurs. Prenez garde de ne pas inverser l'implantation des composants polarisés. Pour mémoire, il s'agit bien sûr des circuits intégrés, mais aussi des diodes, de la LED, des condensateurs électrochimiques, et du transistor difficilement inversable de par sa forme.

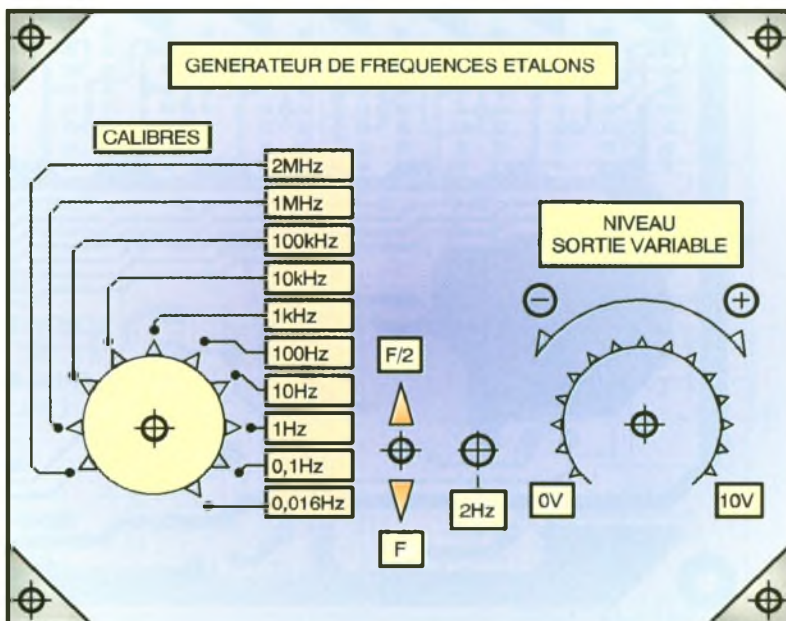
SUGGESTION DE PRÉSENTATION.

Mise en garde

Avant toute mise sous tension, soyez vigilant! Ce montage est directement relié au secteur et un contact manuel avec certaines pistes peut être mortel. Si un enfant doit l'utiliser, il est conseillé de supprimer la partie alimentation secteur (Fus, transfo, C₁ à C₈, pont, C₁, D₅, D₆) et de raccorder une pile de 9V et son interrupteur en parallèle sur le condensateur C₉ monté à 470 µF.

Mise en service

Avant de mettre sous tension un montage nouvellement réalisé, il est impératif de bien examiner, au besoin avec une loupe, les pistes du circuit imprimé à la recherche d'une bande de cuivre coupée, ou d'un court-circuit dû à une goutte de soudeuse trop généreuse par exemple. Contrôlez une dernière fois l'implantation des composants. N'insérez



pas les circuits intégrés dans leur support. Raccordez le montage au secteur, et vérifiez au moyen d'un voltmètre la valeur de la tension entre les broches 7 et 14, ou 8 et 16, des supports selon le modèle (14 ou 16 broches). Vous devez trouver environ 12V. Si tout va bien, hors tension, embrochez les circuits intégrés sur leur support en veillant bien à leur sens et à leur nom.

Votre générateur doit fonctionner immédiatement, et sans réglage, avec une précision tout à fait honorable; la LED de visualisation vous le confirmera. Les fréquences les plus élevées (1 et 2 MHz) présentent un signal plutôt triangulaire, les autres calibres sont bien carrés.

Y. MERGY

Nomenclature

Résistances

R₁ à R₁₂ : 100 Ω
(marron, noir, marron)
R₁₃ : 4,7 MΩ
(jaune, violet, vert)
R₁₄ : 470 Ω
(jaune, violet, marron)
R₁₅ : 1 kΩ
(marron, noir, rouge)
R₁₆ : 4,7 kΩ
(jaune, violet, rouge)
R₁₇ : 6,8 kΩ
(bleu, gris, rouge)
R₁₈, R₁₉ : 220 Ω
(rouge, rouge, marron)

UNE BATTERIE D'ÉLÉMENTS.

Condensateurs

C₁ à C₄ : 47 nF (mylar jaune)
C₅ à C₇ : 470 μF/25V
(électrochimiques à sorties radiales)
C₈, et C₁₀ à C₂₁ : 100 nF (mylar jaune)
C₉ : 22 μF/25V
(électrochimique à sorties axiales) voir texte
C₂₂ : 10 pF (céramique) ou ajustable : voir texte

Semi-conducteurs

Pont : Pont de redressement moulé W04 (ou équivalent : 50V/1A)
D₅, D₆ : 1N4007
D₇ : LED 5 mm
CI₁ : Régulateur positif 7812
CI₂ : CD4011
CI₃, CI₁₂ : CD4013
CI₄ à CI₁₁ : CD4017
CI₁₃ : CD4093
T₁ : BC547 ou 2N2222

Divers

Q : Quartz 4 MHz
1 radiateur pour TO220 horizontal
3 borniers à 2 broches (pas de 5,08)
1 porte fusibles à visser pour boîtier
1 fusible en verre 5 x 20 mm de 0,1A
1 transformateur moulé 2 x 12V/2VA
S₁ : commutateur 1 circuit à 12 positions pour circuit imprimé
S₂ : commutateur 1 circuit à 2 positions (inverseur)

LES INFRAROUGES EN ÉLECTRONIQUE

L'utilisation des infrarouges en électronique est une technique qui se développe rapidement dans de nombreux domaines d'application. En particulier dans les matériels grand public: télé, vidéo, photo, hi-fi, alarmes, télécommandes, etc.

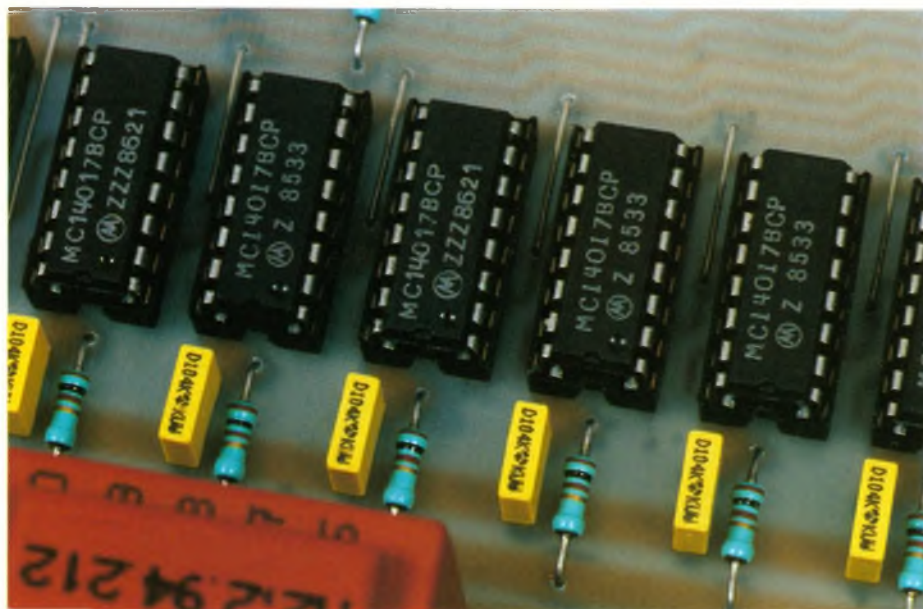


L'auteur commence par vous faire comprendre ce qu'est le rayonnement infrarouge, puis vous accompagne dans des expériences simples et surprenantes, à partir desquelles vous réaliserez des détecteurs d'approche, des télécommandes par infrarouges, et de nombreuses autres applications. Même, et surtout, si vous n'êtes que débutant en électronique, ce livre sera, pour vous, un guide précieux et efficace.

H. Schreiber ETSF/DUNOD
256 pages 165 F.

ETSF
recherche auteurs

Écrire ou téléphoner à
Bernard Fighiera,
01 44 84 84 65
9 à 12 rue de Bellevue
75019 Paris.





MESURES

LE MULTIMÈTRE / MULTITESTEUR NUMÉRIQUE WAVETEK DM9

La société WAVETEK commercialise un nouveau multimètre/multitesteur, le DM9, présentant des performances honorables pour un prix d'achat très attractif. Outre les mesures de tensions et de courants que l'on peut effectuer au moyen de cet appareil, ce dernier permet également le contrôle du bon état de charge des piles les plus couramment utilisées.



Présenté dans un élégant boîtier plastique antichoc bleu rehaussé de jaune et de gris, design désormais connu et employé pour la gamme des appareils de mesure de cette marque, ce multimètre permettra d'effectuer la majorité des mesures que l'on doit pouvoir réaliser sur une maquette électronique ou plus simplement sur une installation électrique. L'appareil est également protégé par une coque plastique en

matière souple et les cordons de mesure sont solidaires du boîtier ce qui améliore encore le confort d'utilisation et la robustesse du produit. De plus, sa petite taille en permet un maniement aisé.

Caractéristiques générales

La forme de l'appareil ainsi que l'unique bouton de commande ap-

paraissent sur la photo. L'appareil existe en deux versions : le DM9 et le DM7. Le modèle DM9 possède quatre fonctions supplémentaires : la mesure des courants alternatifs, la sélection automatique des gammes, le test de continuité et la mise en veille automatique afin de ne pas user les piles en cas d'oubli d'extinction de l'appareil. D'autre part, l'affichage est en 4000 points pour le DM9 et en 2000 points pour le DM7.

- afficheur : de type LCD 3³/₄ digits, 4000 points,
- indication de polarité : automatique, avec le "moins" indiqué et le "plus" sous-entendu
- indication de surcharge : OL
- vitesse de mesure : 2 par seconde nominal
- indication de pile déchargée : un petit icône figurant une batterie apparaît sur l'écran LCD
- température de fonctionnement : 0 à +50°C sous une humidité relative de 0 à 70%
- température de stockage : -20°C à +60°C sous une humidité relative de 0 à 80% (pile enlevée)
- alimentation : 2 piles 1,5V AAA
- autonomie des piles : alcalines → 700 heures
zinc-carbone → 500 heures
- dimensions (H x L x P) : 14 x 7,8 x 4 cm
- poids avec piles : 215 g
- accessoires : cordons de test solidaires de l'appareil, étui de protection, piles, manuel
- sécurité : selon EN61010-1 : 1993 / A2 : 1995 ; Cat. II ; UL3111
- EMC : conforme aux directives de la Communauté Européenne 89 / 336 / EEC (compatibilité Électromagnétique) et 73 / 23 / EEC (Basse Tension), modifiée par 93 / 68 / EEC (marquage CE)

Caractéristiques électriques

Les précisions suivantes sont données pour une température de $\pm 23^{\circ}\text{C}$ et une humidité relative inférieure à 75%.

Tensions CC

- gammes : 4, 40, 400, 600V
- précision pour toutes les gammes : $\pm 0,8\%$ + 1 digit
- résolution sur le calibre 4V : 1mV
- impédance d'entrée : 10 M Ω
- protection contre les surcharges sur toutes les gammes : 600 Vca eff/1000 Vcc (durant 60 secondes)

Tensions CA (40 Hz à 400 Hz)

Les précisions indiquées dans les données ci-dessous s'appliquent pour des signaux sinusoïdaux.

- gammes : 4, 40, 400, 600V
- précision pour toutes les gammes : $\pm 1,5\%$ + 4 digits
- impédance d'entrée : 10 M Ω
- protection contre les surcharges sur toutes les gammes : 600 Vca eff/1000 Vcc (durant 60 secondes)

Courant CC

- gammes : 40, 400 mA
- précision : $\pm 2\%$ + 4 digits
- protection contre les surcharges : par fusible rapide en verre (5 x 20 mm), 500 mA/250V

Courant CA

- gammes : 400 mA
- précision : $\pm 2\%$ + 4 digits
- protection contre les surcharges : par fusible rapide en verre (5 x 20 mm), 500 mA/250V

Mesure de résistances

- gammes : 400 Ω , 4, 40, 400 k Ω , 4, 40 M Ω
- précision pour toutes les gammes : $\pm 1\%$ + 3 digits
- tension de mesure en circuit ouvert : 0,3V nominal
- protection contre les surcharges sur toutes les gammes : 250 Vcc ou ca eff.

Test de continuité

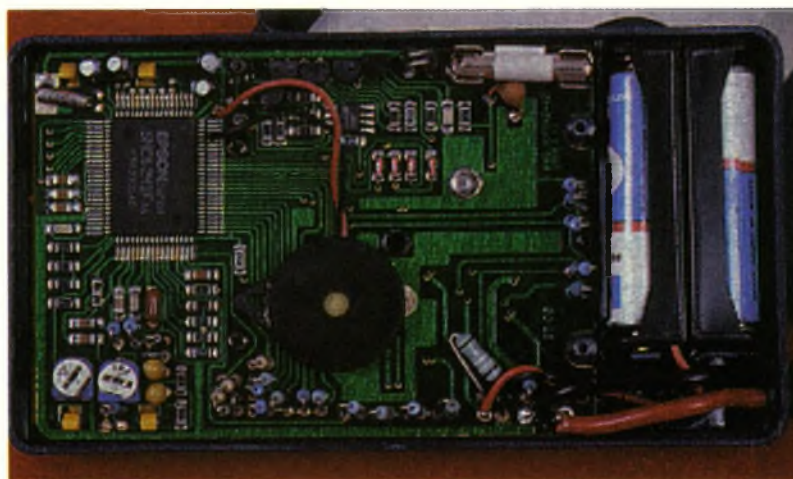
L'indication est sonore lorsque la résistance est inférieure ou égale à 75 Ω

Test de diodes

- tension de test approximative : 3 Vdc
- courant de test approximatif : 0,5 mA
- précision de $\pm 15\%$
- affichage : l'écran LCD indique la chute de tension dans la jonction

Test de piles

- tension des piles : 1,5V et 9V
- indication par diodes LED : vert = bonne, rouge = mauvaise
- précision pour toutes les gammes : $\pm 3,5\%$ + 4 digits
- courants de tests :
70 mA pour la gamme 1,5V
10 mA pour la gamme 9V



UNE TECHNOLOGIE DE POINTE.



LES COMMANDES DE L'APPAREIL.

VUE GÉNÉRALE.

Pour des prix très intéressants de 242,00 FRS pour le DM7 et de 459,00 FRS pour le DM9, l'utilisateur pourra disposer de la qualité WAVE-TEK. La simplicité d'utilisation de ces deux instruments de mesure ainsi que leur robustesse en feront aussi bien les multimètres du débutant que des appareils d'appoint pour des électroniciens confirmés.



P. OGUIC



DÉTECTEUR DE SENS DE PASSAGE

Grâce à la mise en œuvre d'une barrière infrarouge, ce montage ne se charge pas seulement de détecter une personne se déplaçant dans une zone donnée, mais surtout il ne réagit que pour un sens donné de déplacement. Une telle disposition peut se révéler particulièrement intéressante pour signaler les arrivées de personnes dans un local, magasin ou réception par une indication sonore tout en évitant celle-ci lorsque les personnes sortent.



Le principe (figure 1)

Une source alimentée par le secteur émet en permanence un rayonnement infrarouge dont la portée est de plusieurs mètres. En face de cet émetteur, de l'autre côté de la zone contrôlée, un récepteur reçoit et intègre le rayonnement infrarouge. Ce récepteur comporte en fait deux points de détection séparés par une distance de quelques centimètres. Ainsi, lorsqu'une personne franchit la zone dans un sens donné, on observe d'abord l'occultation d'un premier point de détection suivie celle de l'autre, par la suite. Bien entendu, la durée séparant les deux phénomènes est de

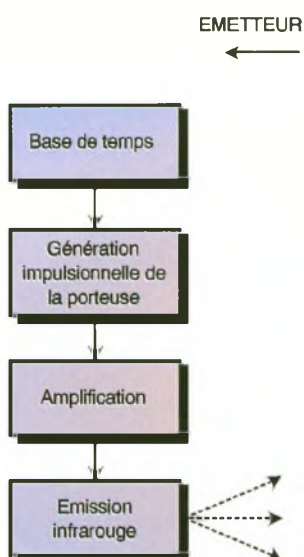
l'ordre de quelques ms. Mais cela est parfaitement pris en compte par le système. Lorsque le sens de déplacement de la personne est conforme à celui pour lequel le montage est prévu, ce dernier émet un signal sonore. Il reste muet si la personne se déplace en sens inverse.

Le fonctionnement (figures 2 à 5)

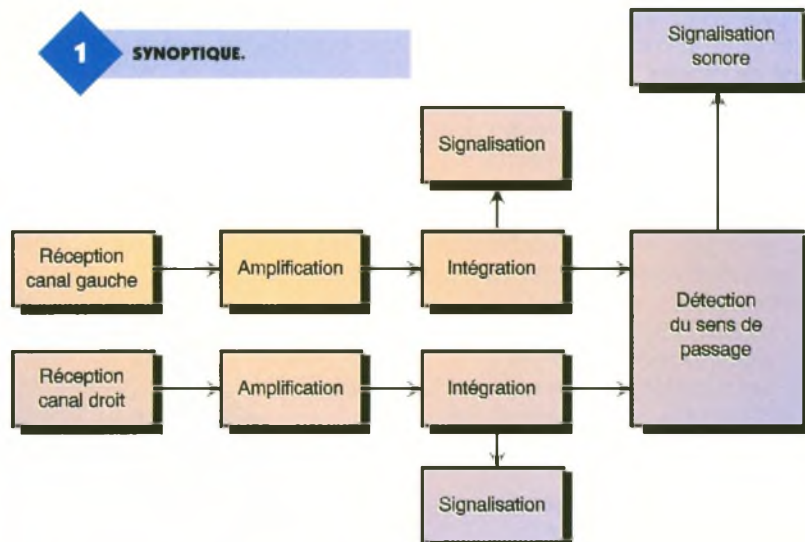
Émetteur

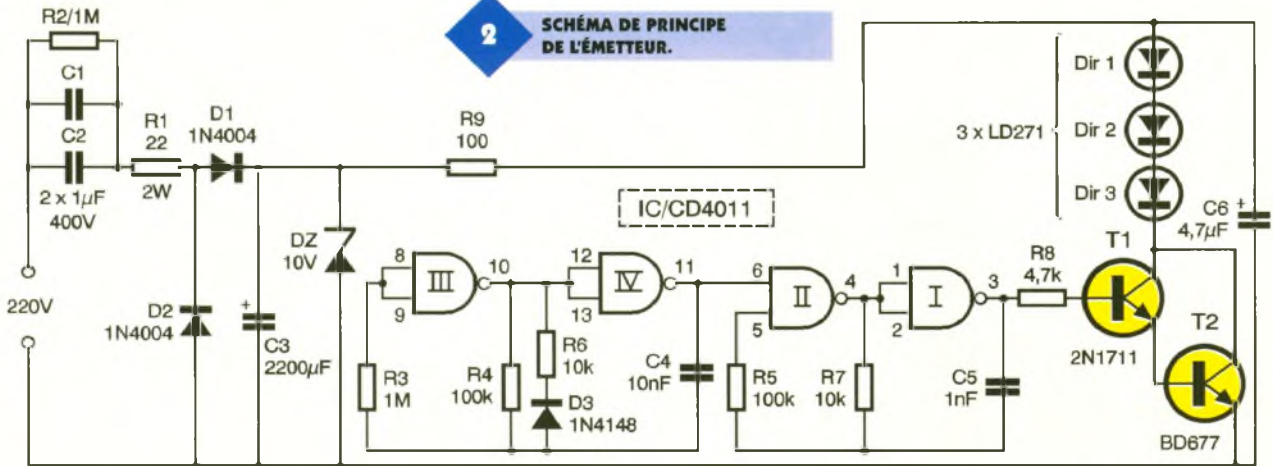
Alimentation

L'énergie est prélevée du secteur 220V par l'intermédiaire d'un couplage capacitif. Pour une alternance



RECEPTEUR





de sens donné, le courant transite par les capacités C_1 et C_2 , la résistance de limitation R_1 et la diode D_1 pour charger la capacité C_3 . Lors de l'alternance suivante, la diode D_2 shunte la partie aval (D_1 , C_3) ce qui permet la décharge des capacités C_1 et C_2 qui se trouvent ainsi prêtes pour l'alternance suivante. La diode zener DZ écrête les sommets de potentiel si bien que l'on relève sur l'armature positive de C_3 une tension continue stabilisée à 10V. La résistance R_2 décharge les capacités C_1 et C_2 lorsque l'on débranche le montage de la source 220V, ce qui évite à l'amateur imprudent de bien désagréables secousses s'il venait à toucher par inadvertance les armatures de ces capacités.

Base de temps

Les portes NAND III et IV forment un oscillateur astable. Compte tenu des valeurs des composants périphériques, la période des créneaux générés est de

l'ordre de 1,3 ms, ce qui représente une fréquence de 770 Hz. Ces créneaux ne se caractérisent pas par une forme carrée étant donné le déséquilibre introduit par D_3 qui accélère la charge de C_4 lorsque la sortie de l'oscillateur astable présente un état haut. Il en résulte une succession d'états hauts d'une durée de l'ordre de 100 μ s à une périodicité de 1,3 ms.

Génération de la porteuse

Les portes NAND I et II constituent également un oscillateur astable mais du type commandé. En effet, il entre seulement en oscillation si l'entrée 6 est soumise à un état haut. Si cette entrée est reliée à un état bas, l'oscillateur est bloqué et présente sur sa sortie un état bas permanent. Du fait qu'il est monté en cascade et en aval de l'oscillateur précédent, on relève sur sa sortie une succession de trains d'oscillations d'une période de 25 μ s ce qui correspond à une fréquence de 40 kHz. Ces trains d'oscillations se succèdent à une fréquence de 770 Hz.

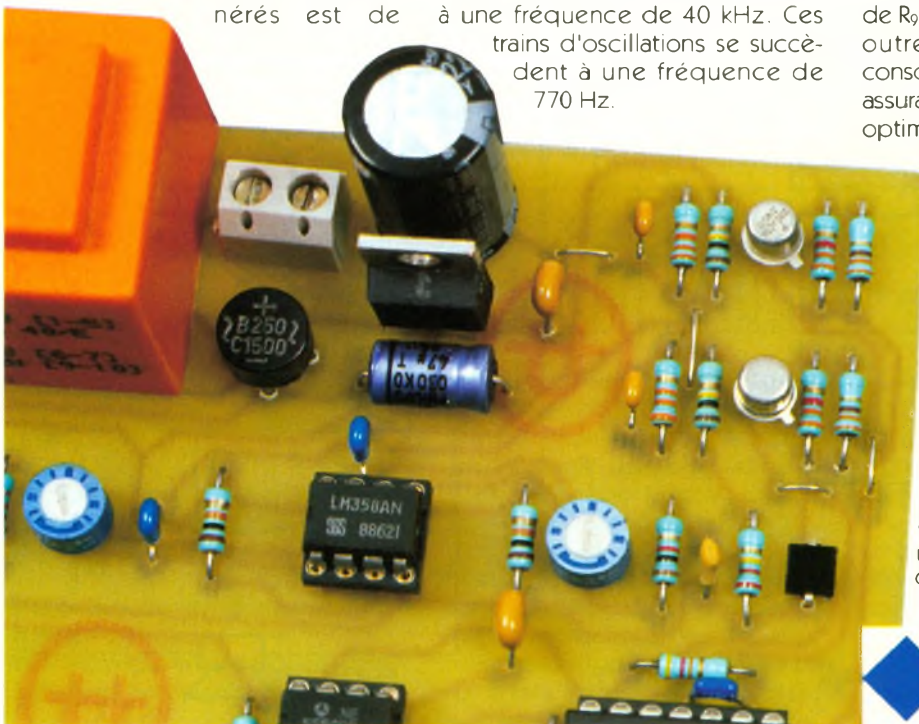
Amplification

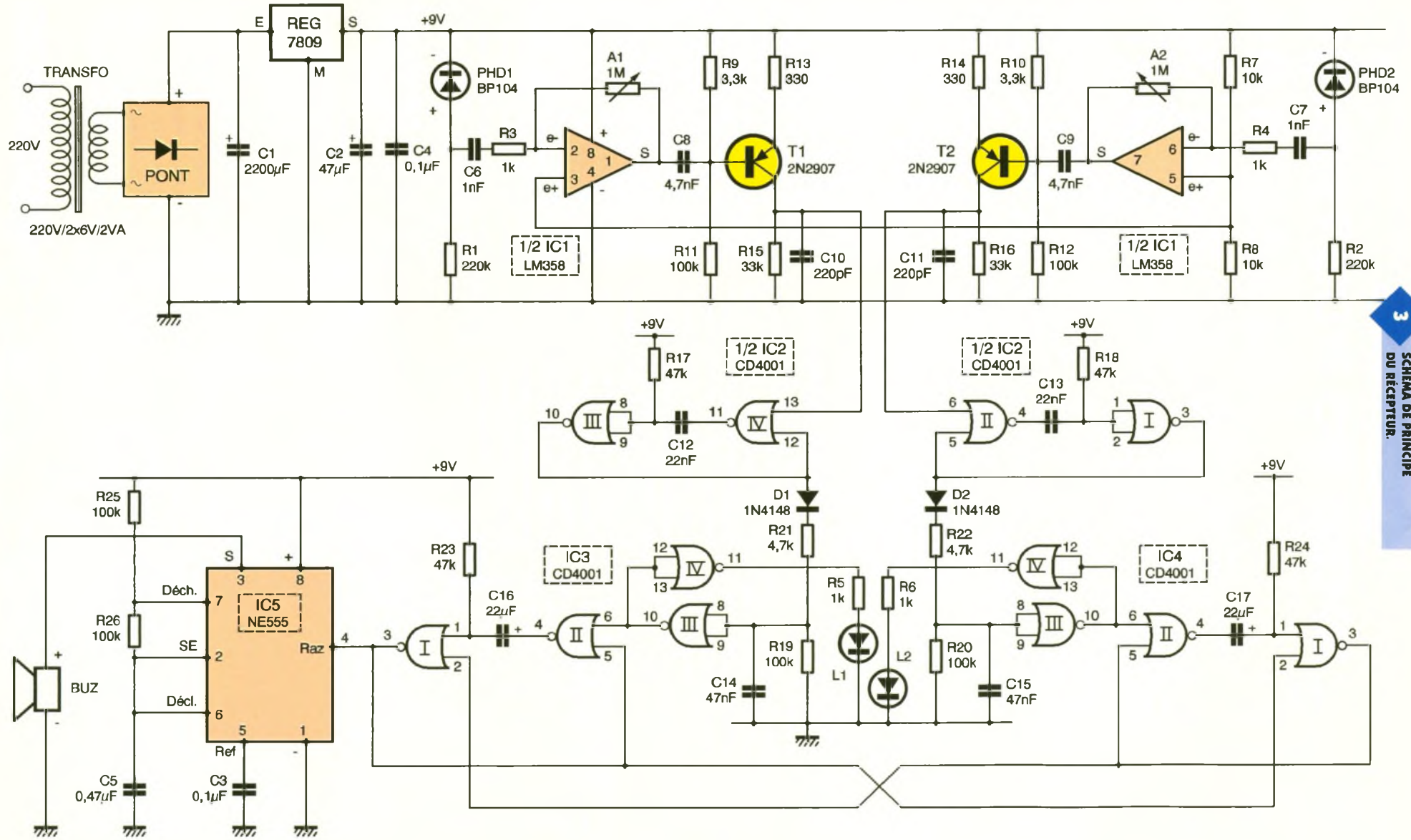
Les transistors T_1 et T_2 forment un Darlington de puissance, dont la caractéristique essentielle est de réaliser une forte amplification de courant. Dans le circuit des collecteurs de ces transistors, se trouvent montées trois diodes infrarouges. Ces dernières sont traversées par un courant très intense, proche de l'Ampère, mais pendant de très courtes durées ce qui évite leur destruction. Ce mode impulsionnel de fonctionnement permet l'obtention de grandes portées. Lors des phases actives, on observe environ 3 à 4 impulsions de 25 μ s de période. C'est surtout lors de la première que l'intensité dans les diodes infrarouges est maximale. En effet, la capacité C_6 se décharge assez rapidement dans les diodes dès le début de l'émission du train impulsionnel délivré par l'oscillateur astable NAND I et II. Pendant les pauses séparant deux trains, la capacité C_6 se charge par l'intermédiaire de R_9 . Cette disposition présente en outre l'avantage de réguler la consommation du montage tout en assurant à ce dernier un rendement optimal.

Récepteur

Alimentation

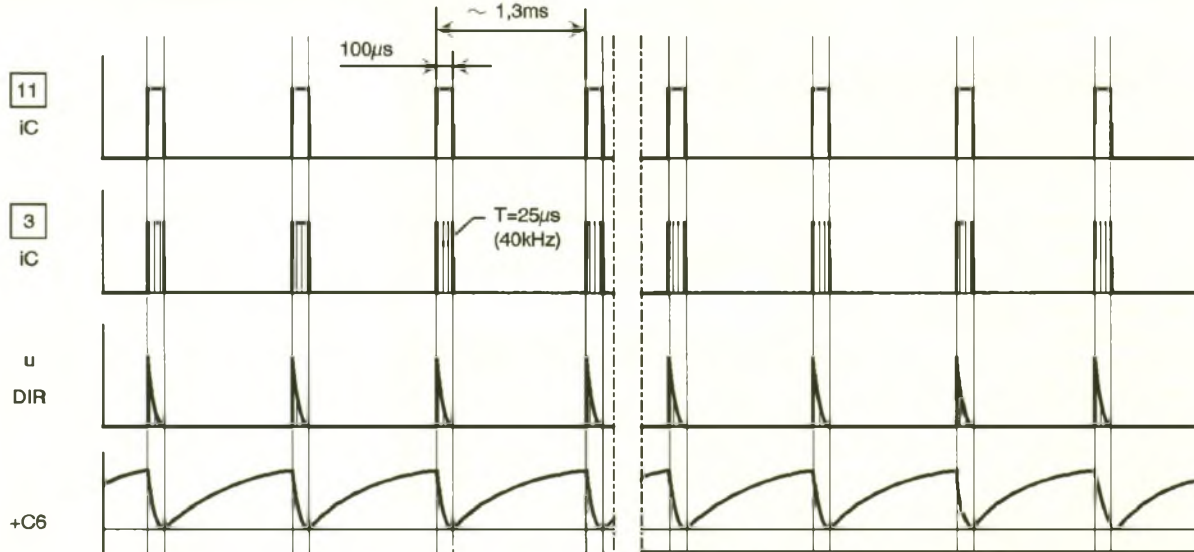
L'énergie est fournie par le secteur par l'intermédiaire d'un transformateur dont le secondaire délivre une tension alternative de l'ordre de 12V. Celle-ci est aussitôt redressée par un pont de diodes. La capacité C_1 réalise un premier filtrage. Sur la sortie d'un régulateur 7809, on relève un potentiel continu stabilisé à 9V. La capacité C_2 effectue un



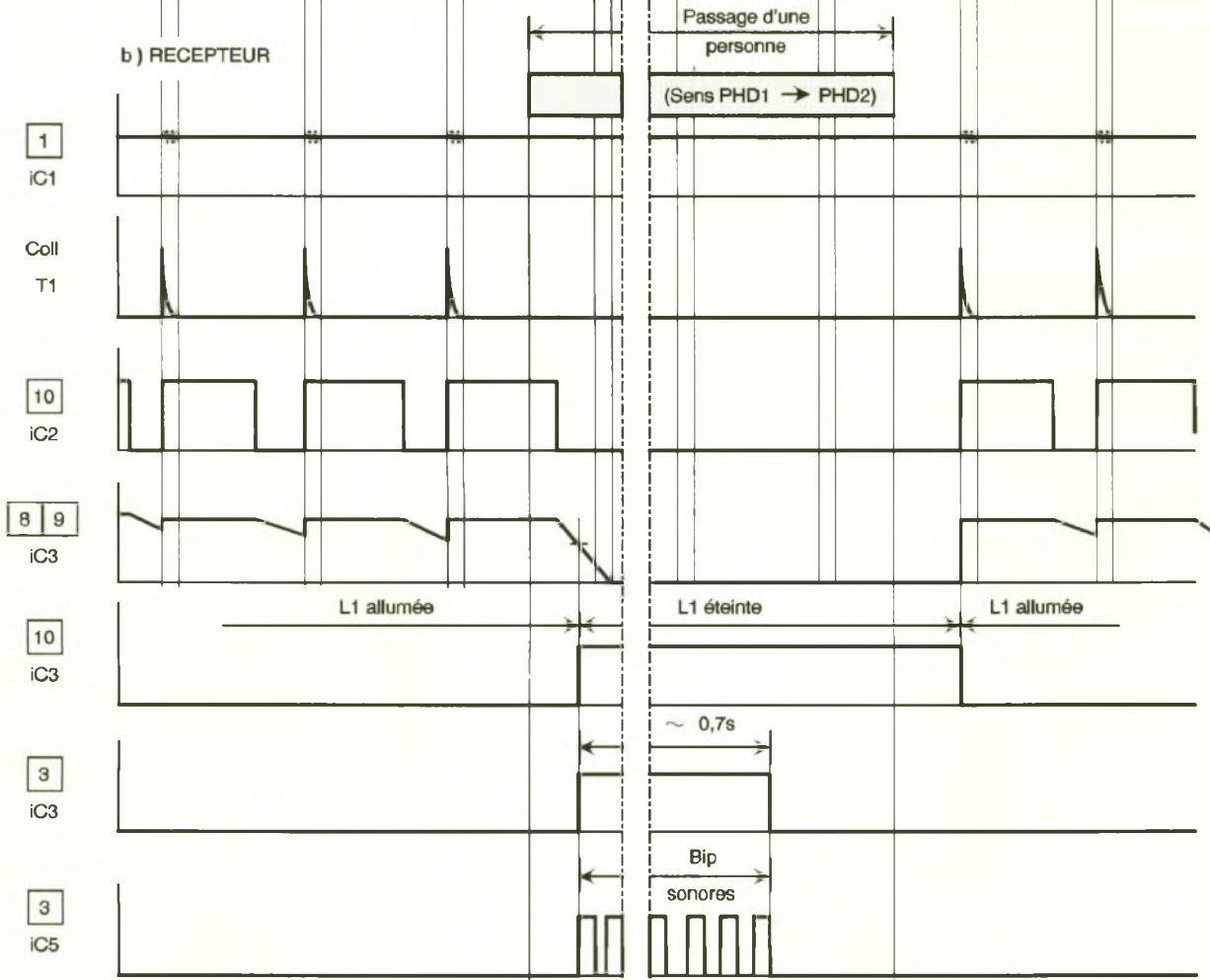


3 SCHEMA DE PRINCIPE DU RECEPTEUR.

a) EMETTEUR



b) RECEPTEUR



4

CHRONOGRAMMES.

complément de filtrage tandis que C_4 découple l'alimentation du montage proprement dit.

Détection du rayonnement infrarouge

On notera que la détection du signal infrarouge est réalisée par deux pho-

todiodes suivies par tout un réseau d'amplification et d'intégration. Pour les explications, nous examinerons à titre d'exemple, le cas de la photodiode PHD₁ étant entendu que les deux chaînes sont rigoureusement identiques. Le rayonnement infrarouge frappe donc la surface de détection de PHD₁ qui est montée en série (et en polarité inversée) avec R_1 . Sur l'anode de PHD₁, on relève de très faibles impulsions positives qui

sont bien sûr la réplique de la configuration du rayonnement impulsionnel issu de l'émetteur.

Amplification

Les signaux précédemment évoqués sont transmis à l'entrée inverseur d'un ampli-op de IC₁ (qui en contient 2), par l'intermédiaire de C_6 et de R_3 . L'entrée directe est soumise à la demi-tension d'alimentation grâce au pont diviseur R_7/R_8 . L'ajus-

table A_1 permet le réglage du gain de cet étage amplificateur. Rappelons que le gain s'exprime par la relation :

$$g \# \frac{A_1}{R_3}$$

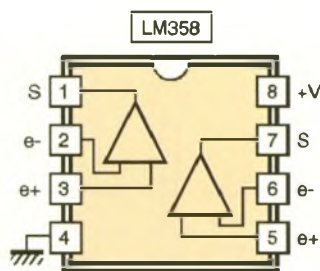
Les signaux ainsi amplifiés sont acheminés sur la base du transistor PNP T_1 . Ce dernier a une polarisation telle qu'en l'absence de signaux le potentiel collecteur se caractérise par une valeur nulle. On observe sur le collecteur de brefs états hauts d'une durée de quelques dizaines de μs , séparés par des pauses de 1,3 ms qui est la base de temps impulsionnelle de l'émetteur. La porteuse de 40 kHz est intégrée par la capacité C_{10} .

Intégration

Les portes NOR III et IV de IC_2 forment une bascule monostable. Pour chaque impulsion positive issue du collecteur de T_1 , la bascule délivre sur sa sortie un état haut d'une durée fixe et déterminée par les valeurs de R_{17} et de C_{12} . Dans le cas présent, cette durée est de l'ordre de 0,7 ms. Lors de ces états hauts, la capacité C_{14} se charge à travers D_1 et R_{21} . Pendant les états bas, cette dernière se décharge plus lentement à travers R_{19} de valeur plus importante. La diode D_1 fait office de blocage. Il s'agit donc d'un dispositif d'intégration. En particulier, sur les entrées réunies de la porte NOR III de IC_3 , le potentiel se caractérise par une forme en dents de scie dont les minima restent supérieurs à la valeur de basculement de la porte. Sur la sortie de cette dernière, on relève un état bas. La sortie de la porte NOR IV de IC_3 présente alors un état haut. Il en résulte l'allumage de la LED rouge L_1 dont le courant est limité par R_5 . Cet allumage signale visuellement la réception du signal infrarouge émis par l'émetteur.

Coupure de la barrière infrarouge

Tant que la zone couverte par le rayonnement infrarouge n'est pas occultée, les deux LED L_1 et L_2 sont allumées. Si un individu pénètre dans cette zone dans le sens $PHD_1 \rightarrow PHD_2$, on observe d'abord l'extinction de L_1 suivie par celle de L_2 . Dans ce cas on relève un front montant sur la sortie de la porte NOR III de IC_3 . Ce front agit aussitôt sur l'entrée de commande de la bascule monostable formée par les portes



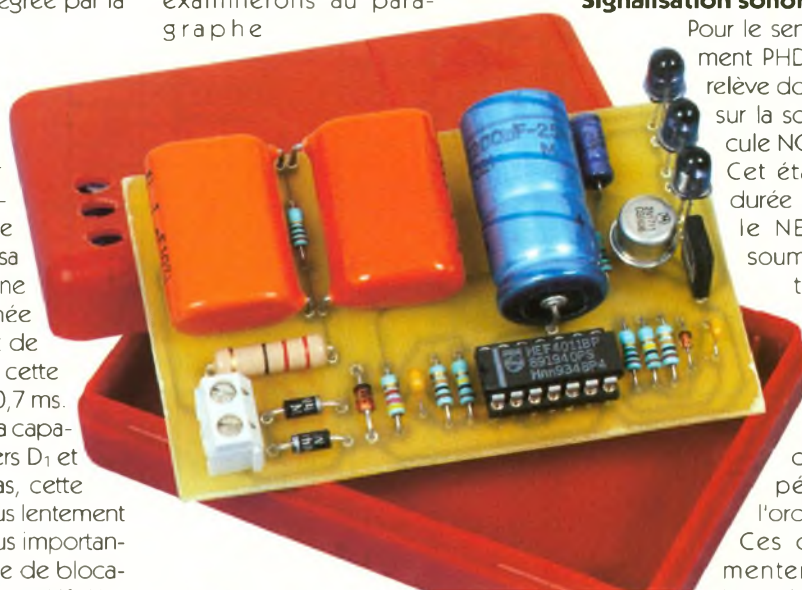
5 BROCHAGE DU LM358.

NOR I et II de IC_3 . Celle-ci délivre alors un état haut sur sa sortie dont la durée est de l'ordre de 0,7 s. Cet état haut a une première action que nous examinerons au paragraphe

suivant. Mais il agit surtout sur l'entrée 2 de la porte NOR I de IC_4 qui, avec la porte II, forme également une bascule monostable, symétrique à la première évoquée ci-dessus. La bascule NOR I et II de IC_4 est ainsi bloquée et ne saurait réagir à la coupure du rayonnement infrarouge sur la seconde photodiode PHD_2 lorsque la personne se déplace dans le sens indiqué au début de ce paragraphe. Bien entendu, si le déplacement se produit dans le sens opposé, c'est la bascule monostable NOR I et II de IC_4 qui est opérationnelle en provoquant le blocage de la bascule NOR I et II de IC_3 .

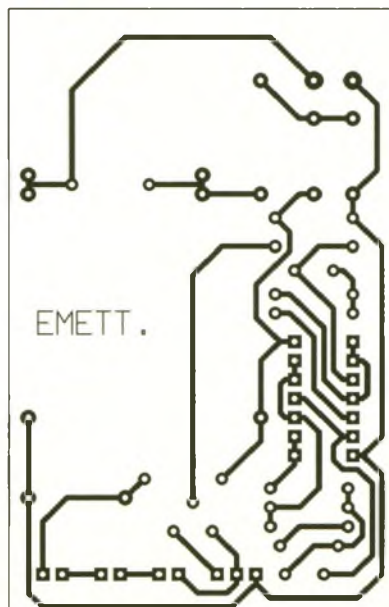
Signalisation sonore

Pour le sens de déplacement $PHD_1 \rightarrow PHD_2$, on relève donc un état haut sur la sortie de la bascule NOR I et II de IC_3 . Cet état haut d'une durée de 0,7 s active le NE555 (IC_5) en soumettant son entrée RAZ à un état haut. Ce dernier génère alors sur sa sortie "S" une suite de créneaux à une périodicité de l'ordre de 100 ms. Ces dernières alimentent un buzzer piézo-électrique à oscillateur incorporé. Une suite de "bip" (environ 7) est alors émise par ce buzzer.



ASPECT DE L'ÉMETTEUR.

6 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ DE L'ÉMETTEUR.



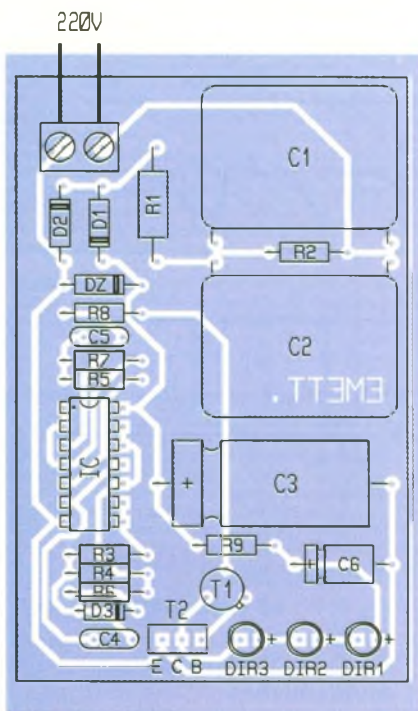
La réalisation

Circuits imprimés (figure 6)

Leur réalisation n'appelle aucune remarque particulière. On aura recours aux moyens habituels : application directe d'éléments de transfert, confection d'un typon ou encore méthode photographique. Après gravure dans un bain de perchlore de fer, les modules sont à rincer abondamment à l'eau tiède. Par la suite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir pour tenir compte du diamètre des fils de connexion des composants les plus volumineux.

Implantation des composants (figure 7)

Comme d'habitude, on débutera par la mise en place des différents



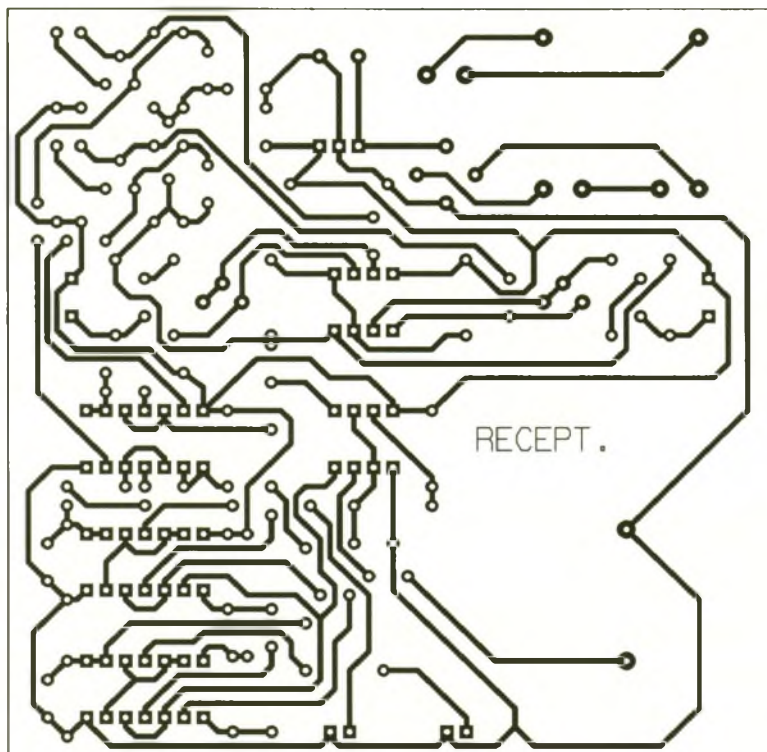
7

IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS DE L'ÉMETTEUR.

straps de liaison. Ensuite, ce sera le tour des diodes, des résistances et des supports de circuits intégrés. On terminera par l'implantation des ajustables, capacités et transistors. Attention à l'orientation des composants polarisés. Concernant les photodiodes BP104, il y a lieu de bien repérer auparavant l'anode (+) et la cathode (-) à l'aide du mesureur. Le sens passant (de l'anode à la cathode) est de même nature qu'une diode, quel que soit le niveau d'éclairage. L'implantation doit se réaliser comme indiqué sur la figure, à savoir le "moins" orienté vers le haut du module. Avant d'installer les modules dans leur boîtier respectif, il y a lieu de prévoir les découpes nécessaires au passage des diodes infrarouges pour l'émetteur et deux trous en face des photodiodes dans le couvercle du boîtier récepteur.

Mises au point

A part le réglage du gain des deux étages amplificateurs, le montage ne nécessite aucune mise au point particulière. Le gain augmente si on tourne les curseurs dans le sens horaire. Généralement la position médiane convient. L'exposition au rayonnement infrarouge est confirmée par l'allumage des LED de contrôle.

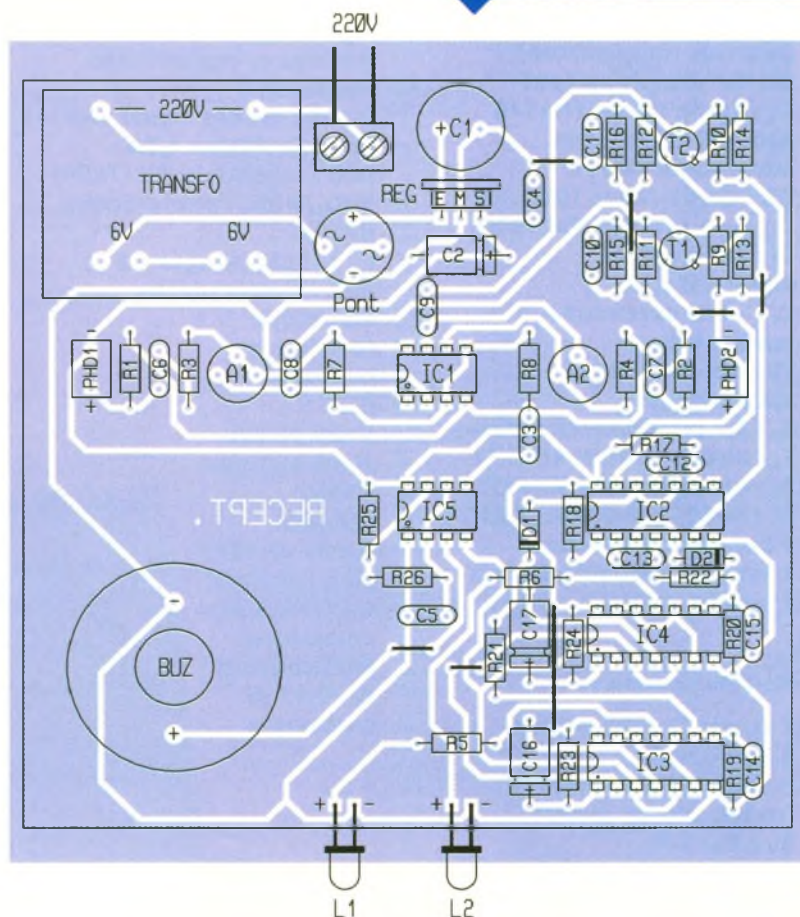


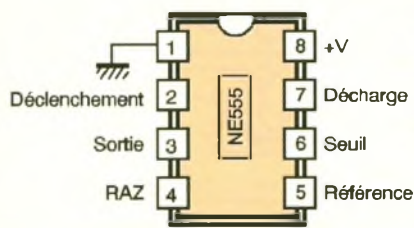
8

TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ DU RÉCEPTEUR.

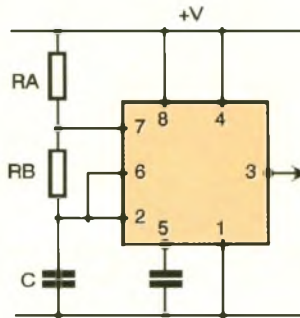
9

IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS DU RÉCEPTEUR.

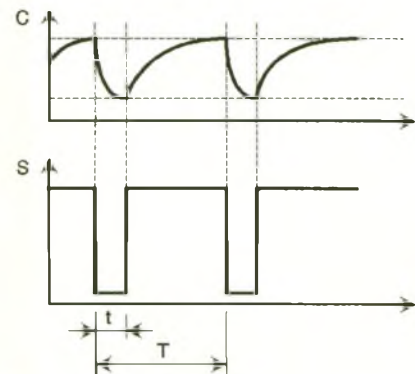




$$T = 0,7 (RA + 2RB) \times C$$



$$\frac{t}{T} = \frac{RB}{2RB + RA}$$



Nomenclature

Module émetteur

R₁ : 22 Ω/2W
 (rouge, rouge, noir)
R₂, R₃ : 1 MΩ
 (marron, noir, vert)
R₄, R₅ : 100 kΩ
 (marron, noir, jaune)
R₆, R₇ : 10 kΩ
 (marron, noir, orange)
R₈ : 4,7 kΩ
 (jaune, violet, rouge)
R₉ : 100 Ω
 (marron, noir, marron)
D₁, D₂ : diodes 1N4004
D₃ : diode signal 1N4148
DIR₁ à DIR₃ : diodes infrarouges LD271
DZ : diode zener 10V/1,3W
C₁, C₂ : 1 μF/400V Polyester
C₃ : 2 200 μF/25V électrolytique
C₄ : 10 nF céramique multicouches
C₅ : 1 nF céramique multicouches
C₆ : 4,7 μF/10V électrolytique
T₁ : transistor NPN 2N1711
T₂ : transistor NPN BD677
IC : CD4011 (4 portes NAND)
 1 support 14 broches
 1 bornier soudable 2 plots
 1 boîtier DIPITAL

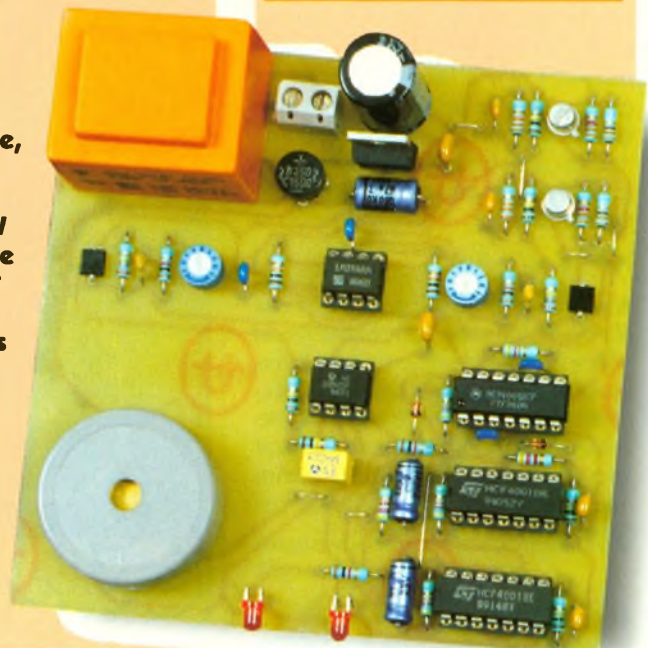
Module récepteur

7 straps (4 horizontaux, 3 verticaux)
R₁, R₂ : 220 kΩ
 (rouge, rouge, jaune)
R₃ à R₆ : 1 kΩ
 (marron, noir, rouge)

R₇, R₈ : 10 kΩ
 (marron, noir, orange)
R₉, R₁₀ : 3,3 kΩ
 (orange, orange, rouge)
R₁₁, R₁₂, R₁₉, R₂₀, R₂₅, R₂₆ : 100 kΩ
 (marron, noir, jaune)
R₁₃, R₁₄ : 330 Ω
 (orange, orange, marron)
R₁₅, R₁₆ : 33 kΩ
 (orange, orange, orange)
R₁₇, R₁₈, R₂₃, R₂₄ : 47 kΩ
 (jaune, violet, orange)
R₂₁, R₂₂ : 4,7 kΩ
 (jaune, violet, rouge)
A₁, A₂ : ajustables 1 MΩ
 miniature, implantation horizontale
D₁, D₂ : diodes signal 1N4148
Pont de diodes 1,5A
REG : régulateur 9V (7809)
PHD₁, PHD₂ : photodiodes BP104
L₁, L₂ : LED rouges Ø3
BUZ : buzzer piézo-électrique (oscillateur incorporé)
C₁ : 2 200 μF/25V électrolytique, sorties radiales
C₂ : 47 μF/10V électrolytique
C₃, C₄ : 0,1 μF céramique multicouches
C₅ : 0,47 μF céramique

multicouches

C₆, C₇ : 1 nF céramique multicouches
C₈, C₉ : 4,7 nF céramique multicouches
C₁₀, C₁₁ : 220 pF céramique multicouches
C₁₂, C₁₃ : 22 nF céramique multicouches
C₁₄, C₁₅ : 47 nF céramique multicouches
C₁₆, C₁₇ : 22 μF/10V électrolytique
T₁, T₂ : transistors PNP 2N2907
IC₁ : LM358 (double ampli-op)
IC₂ à IC₄ : CD4001 (4 portes NOR)
IC₅ : NE555 (timer)
 2 supports 8 broches
 3 supports 14 broches
 1 transformateur 220V/2x6V/2VA
 1 bornier soudable 2 plots
 1 boîtier adaptable CIF

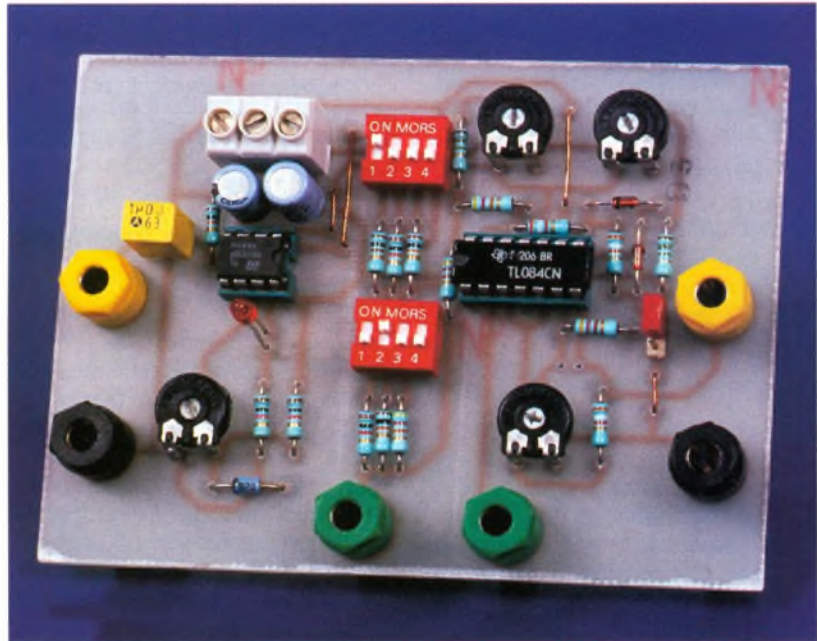




MESURES

ADAPTATEUR DE MESURE DES INDUCTANCES POUR VOLTMÈTRE

Si la réalisation des inductances est un peu la bête noire de l'électronicien, c'est certainement parce que ce composant doit le plus souvent être réalisé de toute pièce à partir de formules plus ou moins empiriques, avec du fil de cuivre de diamètre pas toujours disponible et sur des noyaux magnétiques au coefficient de perméabilité inconnu. Si l'on ajoute à cela qu'une fois achevée, ladite inductance est difficilement mesurable par l'électronicien dépourvu de matériel approprié, on comprend mieux sa désaffection pour ce genre de composant. Pour remédier à ce dernier problème, nous vous proposons de réaliser un adaptateur transformant un simple voltmètre continu en un inductance mètre vous permettant de mesurer toute inductance de valeur comprise entre 1 μH et quelques henrys.



Méthodes de mesure d'une inductance L

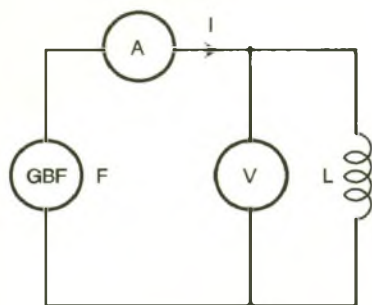
Rappel

Comme pour les condensateurs, il existe plusieurs techniques de mesure différentes pour les inductances. La première qui vient à l'esprit consiste à passer par la mesure de son impédance $Z = U/I = L\omega$ en régime sinusoïdal de pulsation $f = \omega/2\pi$ (figure 1). Cette technique pose hélas problème si l'inductance présente une composante résistive non négligeable "r", puisque dans ce cas $Z = \sqrt{(r^2 + L^2\omega^2)}$. La formule précédente montre que la connais-

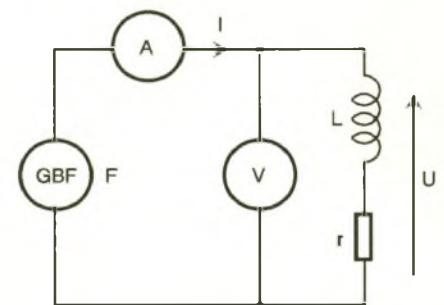
ce de L passe par la mesure de Z en alternatif et de r en continu suivie du calcul $L = \sqrt{(Z^2 - r^2)}/\omega$ qui, sans être difficile, n'en est pas moins fastidieux et rebutant bon nombre d'amateurs. En restant dans le domaine sinusoïdal, on peut aussi déterminer la valeur L d'une inductance inconnue en cherchant à obtenir l'accord d'un circuit L (inconnue) - C (connue) attaqué par un générateur de fréquence F appropriée (connue) comme le montre la figure 2. En modifiant F ou C, on cherche à obtenir un maximum de tension

1

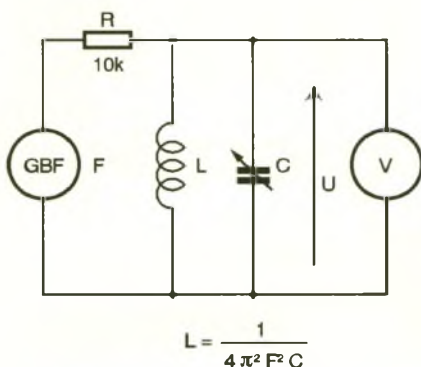
MESURE D'UNE INDUCTANCE À PARTIR DE SON IMPÉDANCE.



$$\text{Pour } L \text{ parfaite } L = \frac{U}{I\omega}$$



$$\text{Pour un bobinage réel } L = \frac{\sqrt{Z^2 - r^2}}{\omega}$$



2 MESURE DE L À PARTIR DE L'ACCORD D'UN CIRCUIT LC.

aux bornes du circuit L-C. Lorsque cette condition est réalisée, on sait que $F = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ soit $L = 1/(4\pi^2 F^2 C)$ qui nécessite encore d'utiliser une calculatrice pour parvenir à la valeur de L à partir des valeurs de F et C.

Le principe retenu

Celui-ci repose sur la mesure de la tension qui prend naissance aux bornes d'une inductance L parcourue par un courant variant linéairement au cours du temps (figures 3a et 3b). Cette tension vérifie la loi d'ohm généralisée $U = L di/dt$. Si on impose un courant $i(t)$ évoluant linéairement ($i = at$ rampe de courant de pente a) à un élément purement inductif ($r = 0$), on en déduit que la tension aux bornes de l'inductance L sera constante et de valeur $U = La$. Comme on ne peut faire croître indéfiniment le courant dans l'inductance L, on utilise un courant triangulaire périodique alternatif dont les pentes sont opposées. Ce courant engendre une tension carrée symétrique d'amplitude $\pm La$ aux bornes de l'inductance inconnue (figure 3c). Après redressement simple ou double alternance de cette tension on peut récupérer une tension continue image de la valeur inconnue L. Qu'en est-il lorsque l'inductance présente une composante résistive non néglig-

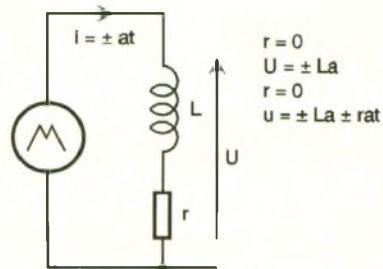
able ? La loi d'ohm appliquée au tandem (L, r) parcouru par $i = \pm at$ donne $U = \pm La \pm rat$ dont l'allure est représentée figure 3d. Comme on peut le constater, la tension aux bornes de l'élément inconnu L n'est plus carrée mais de forme trapézoïdale. La tension UL varie linéairement autour de $\pm La$ avec une pente $\pm ra$... Heureusement pour nous, des calculs que nous ne développerons pas ici prouvent que la valeur moyenne de la partie variable $\pm rat$ de la tension U, est nulle sur chaque demi période du courant $i(t)$. La conséquence est évidente et salutaire puisque $U_{moy} = La$ ne dépend pas de r et peut donc conduire à la connaissance de L.

Synoptique du montage (figure 4)

Le montage proprement dit se compose d'un convertisseur tension-courant qui transforme la tension triangulaire alternative d'amplitude $\pm 1V$ délivrée par un générateur BF externe en un courant de même forme que l'on applique à l'inductance inconnue L. La tension UL prélevée aux bornes de l'inductance est amplifiée par un facteur 10 puis redressée (simple alternance). Le dernier étage est un amplificateur ajustable qui permet d'obtenir le facteur d'échelle approprié. Celui-ci peut aussi servir de filtre passe bas pour récupérer la valeur moyenne de la tension UL si l'appareil de mesure le requiert.

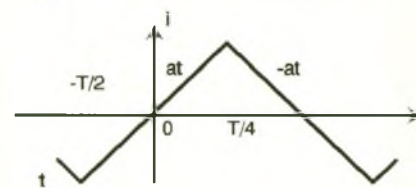
Mise en équation du montage

En partant de la formule $U = L di/dt$ qui donne la tension aux bornes de l'inductance, et en appelant U_e la tension maximale délivrée par le GBF de fréquence F et R la résistance de conversion tension-courant mise en œuvre, on obtient pendant la

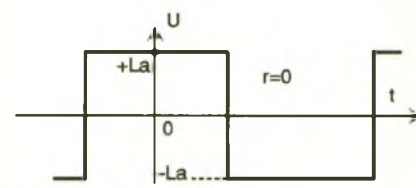


3a MESURE DE LA TENSION.

3b ALLURE.

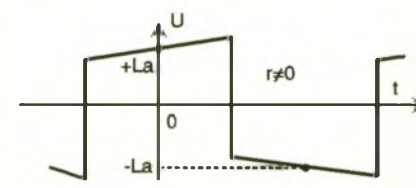


phase de croissance du courant i une tension $U = L \cdot 2 \cdot \Omega \cdot F/R = 4LF/R$ puisque $di = 2x(1V)/R$ et que $dt = T/2 = 1/2F$. Après le 1er étage amplificateur, la tension UL devient $U2 = 40LF/R$ puisque l'étage amplificateur amplifie 10 fois alors que $U3$ ne vaut pour sa part que $U3 = 20LF/R$, puisque le redressement est mono alternance et que seules les amplitudes positives de $U2$ sont conservées. Le dernier étage amplificateur n'étant là que pour ajuster le facteur d'échelle c'est à dire compenser les

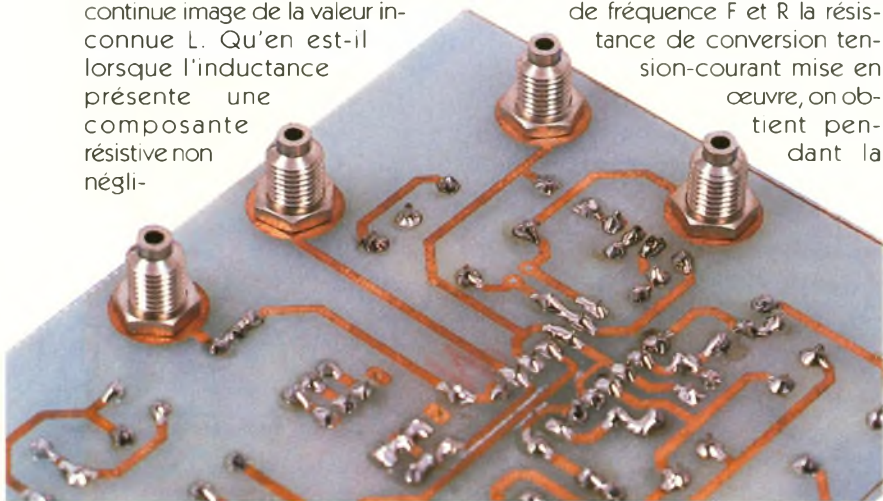


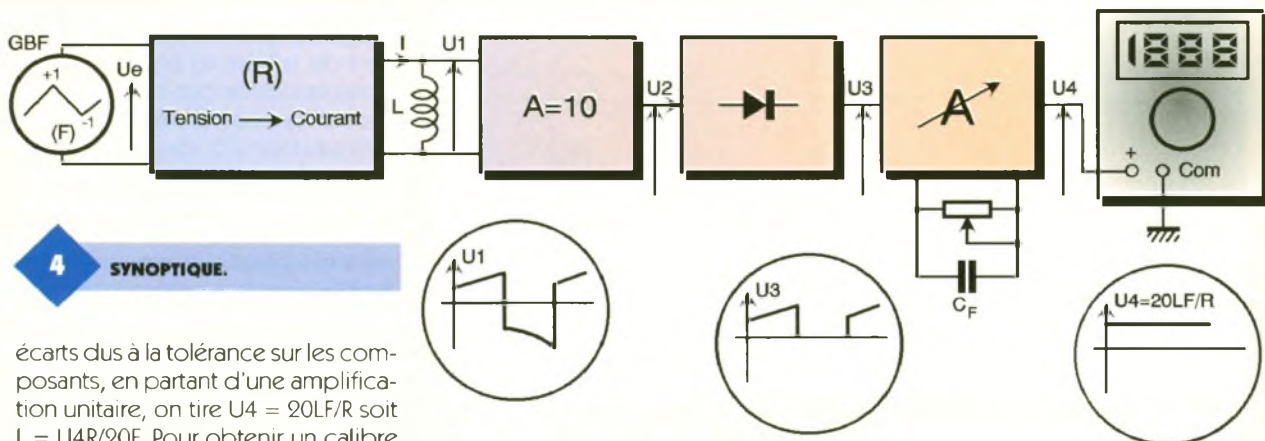
3c CAS D'UNE RÉSTANCE NON RÉSTIVÉ.

3d CAS D'UNE RÉSTANCE RÉSTIVÉ.



FIXATION DES BORNES Ø 4MM.





4

SYNOPTIQUE.

écarts dus à la tolérance sur les composants, en partant d'une amplification unitaire, on tire $U_4 = 20LF/R$ soit $L = U_4R/20F$. Pour obtenir un calibre 2mH donnant 2V en U_4 soit $1\mu\text{H}/\text{mV}$, on peut choisir $R = 1000\ \Omega$ et $F = 50\ \text{kHz}$. A noter que l'on obtient le même calibre en prenant $R = 100\ \Omega$ et $F = 5\ \text{kHz}$. Pour éviter des dysfonctionnements dus aux limitations de l'AOP (bande passante et résistance de sortie), la fréquence de travail sera limitée à 50 kHz et la valeur minimale de R à 100 Ω afin de ne pas surcharger la sortie de l'AOP. Le **tableau 1** rassemble les différents calibres que l'on peut obtenir en utilisant les valeurs ci-dessus et en

modifiant la fréquence F du GBF par multiple de 10. La valeur minimale de F peut être abaissée à 50 Hz sans aucun problème pour bénéficier d'une gamme 20H si on le souhaite. D'un point de vue pratique, on utilise l'adaptateur soit en fixant R et en faisant varier F soit en faisant exactement l'inverse. La maquette que nous allons vous présenter permet de travailler dans différentes confi-

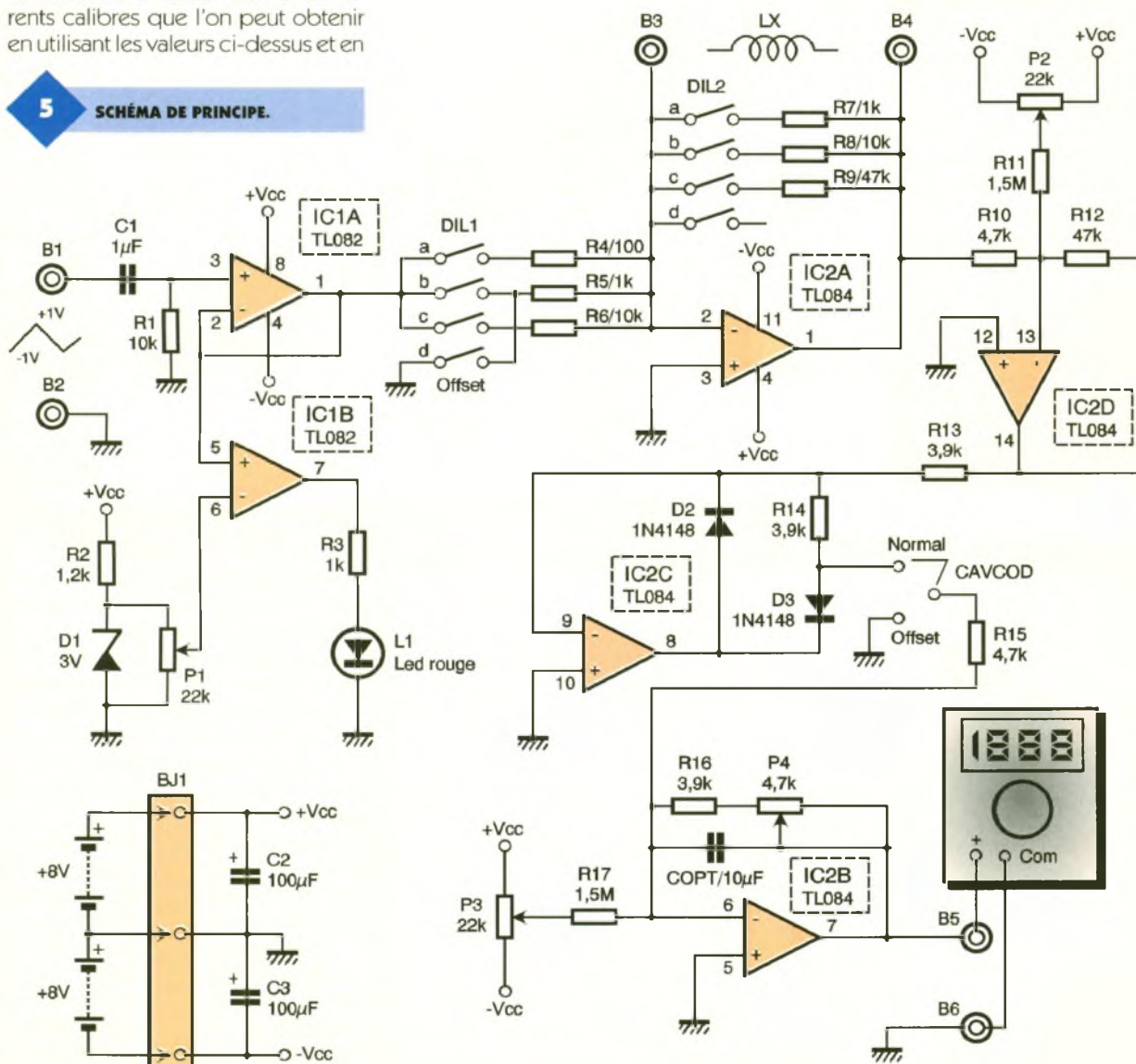
gurations afin de laisser au lecteur la possibilité d'adapter au mieux ce module au matériel dont il dispose.

Schéma fonctionnel

Le schéma complet de ce montage est représenté à la **figure 5**. Le signal issu du générateur BF est couplé capacitivement par C_1 à l'étage suiveur

5

SCHÉMA DE PRINCIPE.



F (GBF) Hz	R (W)	calibre (Lmax)	facteur de conversion	L minimum mesurable	R (W) amortissement
50 k	10	200 μ H	0,1 μ H	50 μ H	1 k
50 k	1 k	2 mH	1 μ H/V	50 μ H	1 k
50 k	10 k	20 mH	10 μ H/V	5 % calibre	10 k
5 k	100	2 mH	1 μ H/V	" "	1 k
5 k	1 k	20 mH	10 μ H/V	" "	10 k
5 k	10k	200 mH	100 μ H/V	" "	10 k
500	100	20 mH	10 μ H/V	" "	10 k
500	1 k	200 mH	100 μ H/V	" "	47 k
500	10 k	2 H	1 mH/V	" "	47 k

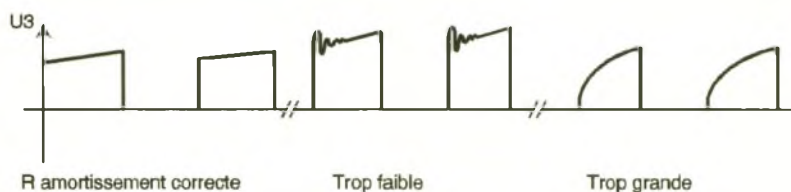
T1

PRÉSENTATION DES CALIBRES.

6

FORME DE LA TENSION AUX BORNES DE L'INDUCTANCE SUIVANT LA VALEUR DE R AMORTISSEMENT.

à AOP IC_{1a}. Comme la plupart des GBF ne possèdent pas de moyen précis de mesure de l'amplitude qu'ils délivrent, l'AOP IC_{1b} est configuré en comparateur dont l'entrée inverseuse est ajustée à exactement 1V par l'intermédiaire de P₁. De cette façon, si l'amplitude du GBF est inférieure à 1V, la LED L₁ reste éteinte alors que si elle dépasse 1V elle s'allume. Un bon réglage d'amplitude correspond par conséquent à la transition allumage-extinction de cette LED. On notera que la référence de tension est fournie par la diode zéner D₁ afin de s'affranchir des éventuelles fluctuations de la tension d'alimentation. La conversion tension-courant est assurée par IC_{2a}. Le courant injecté dans l'inductance inconnue Lx dépend de l'une des résistances R₄, R₅ ou R₆ que l'on sélectionne par l'un



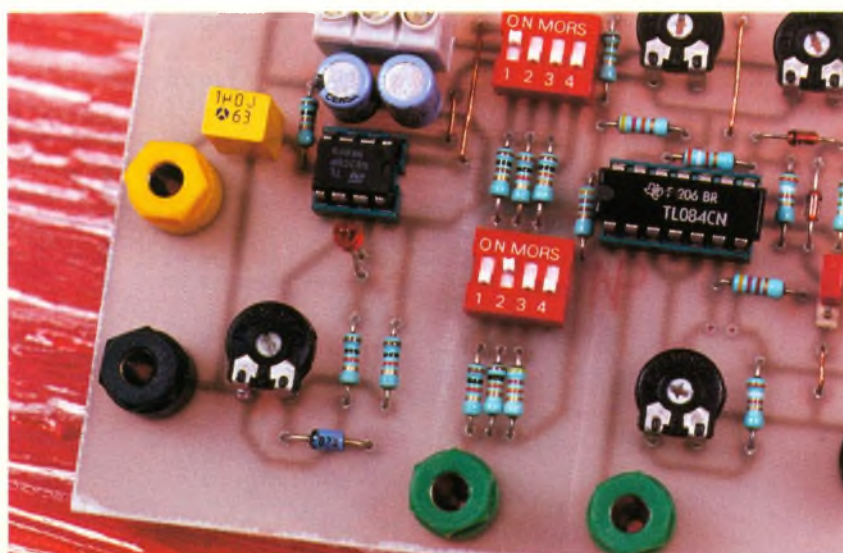
des 3 éléments (a, b, c) de l'interrupteur DIL₁. Ainsi, avec R₄ on imposera un courant maximum de $1V/100 \Omega = 10 \text{ mA}$ dans L, alors qu'avec R₆ ce courant ne dépassera pas 100 μ A. La précision du module dépendant en grande partie de celle des résistances R₄ à R₆, ces composants seront obligatoirement des éléments à 1 % ou auront été triés dans un lot de valeurs identiques à 5 %. La 4e position de DIL₁ sert au réglage d'offset de l'ensemble IC_{2a}, IC_{2b}. Le courant traversant l'une quelconque des résistances R₄ à R₆ ne pouvant entrer dans l'AOP IC_{2a}, celui-ci traverse l'inductance inconnue Lx ainsi que l'une des résistances R₇ à R₇ (sélectionnée par DIL₂) dont le rôle consiste à amortir convenablement le circuit ainsi réalisé afin d'éviter son entrée en oscillations. Un amortissement trop important ou trop faible conduit à une déformation de la tension aux bornes de l'inductance L (figure 6) pouvant entraîner des er-

reurs de lecture non négligeables sur lesquelles nous reviendrons au moment de la mise au point. L'amplification apportée par l'AOP IC_{2d} est égale à l'opposé du rapport R₁₂/R₁₀. Elle vaut donc -10. L'ajustable P₂ permet d'annuler l'offset à la sortie de IC_{2d}. L'étage suivant est configuré en redresseur sans seuil mono alternatif, plus simple à réaliser qu'un double alternance qui n'aurait pas amélioré les performances du montage mais l'aurait complexifié un peu plus. L'amplification du dernier étage

est ajustable par P₄ et on peut supprimer l'offset éventuellement présent à la sortie de IC_{2b} par P₃.

Ce réglage nécessite de mettre un cavalier de "codage" en position basse. Si l'on rajoute le condensateur Copt en parallèle avec R₁₆-P₄, on obtient un filtrage passe bas supplémentaire qui dans certains cas peut s'avérer nécessaire pour stabiliser l'indication du multimètre lorsqu'on travaille à basse fréquence. Le voltmètre utilisé en association avec cet adaptateur doit être disposé entre la sortie de IC_{2b} et la masse bornes B5 et B6. Le calibre sera à la demande soit de 200mV soit de 2V. L'alimentation de l'adaptateur est assurée soit par 2 piles de 9V, soit par une alimentation symétrique secteur de même valeur. Les condensateurs C₂ et C₃ assurent le découplage de celles-ci.

LES BLOCS INTERRUPTEURS DIL.



Réalisation pratique

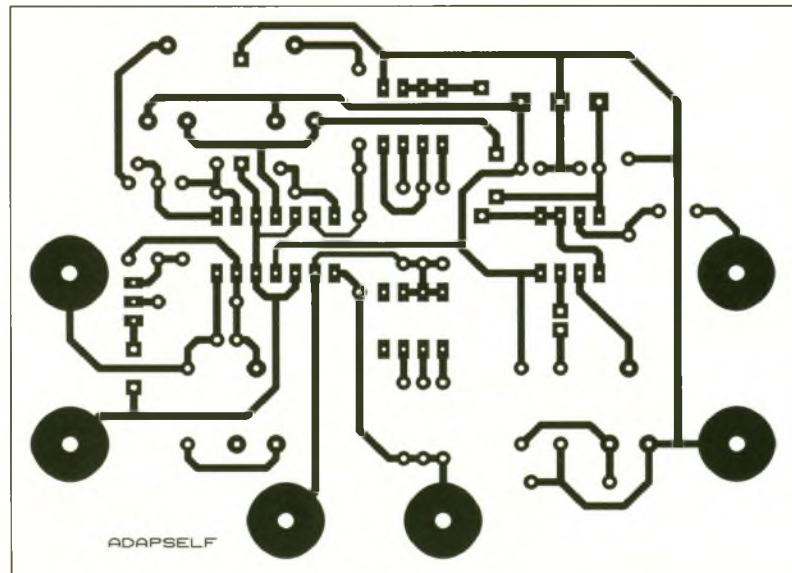
Le typon et l'implantation des composants de cet adaptateur sont proposés figures 7 et 8. Les quelques straps, réalisés à partir de fil téléphonique rigide, seront câblés en tout premier lieu. Cette implantation sera suivie par celle des résistances, des diodes, des supports de circuits intégrés que nous recommandons vivement aux débutants même si ces supports coûtent presque aussi chers que les composants qu'ils supportent. On achèvera ce travail par les ajustables, les condensateurs et enfin les douilles et le bornier d'alimentation. On fera bien attention de respecter la polarité des diodes et des condensateurs chimiques de même que l'orientation des 2 circuits intégrés au moment de l'insertion.

Mise au point

Une fois les composants soudés, il est conseillé de vérifier visuellement, et à la loupe si nécessaire, que toutes les soudures sont faites correctement et qu'aucun pont de soude ne court-circuite des pistes voisines. On place ensuite les ajustables en position centrale et on insère les circuits intégrés dans leurs supports.

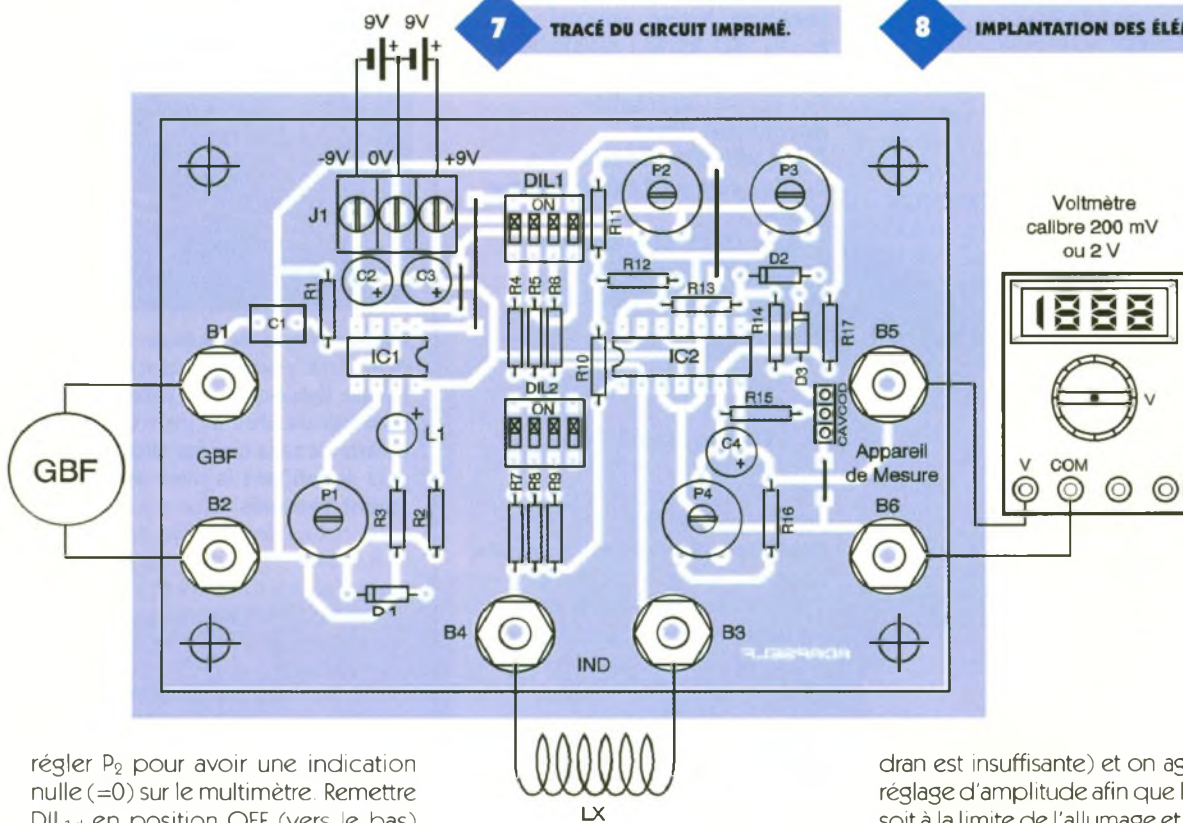
Réglage des offsets

Placer les interrupteurs DIL_{1d} (celui du haut le plus à droite) et DIL_{2c} (le 2ème en partant de la droite du bloc inférieur) en position ON. Placer un voltmètre sur le calibre 200mV entre la masse (borne B6) et la sortie de IC_{2d} (pin 14). Alimenter le module puis



7 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ.

8 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS.



régler P_2 pour avoir une indication nulle ($=0$) sur le multimètre. Remettre DIL_{1d} en position OFF (vers le bas) après ce réglage. Mettre le cavalier de codage en position basse et placer la borne positive du voltmètre dans la borne B5 et sa borne négative à la masse (borne B6). Régler P_3 pour avoir 0V. Remettre ensuite le cavalier de codage en position haute.

Réglage de P_1

Si l'on ne dispose pas d'un oscilloscope, on peut régler P_1 en plaçant la borne positive du voltmètre (calibre 2V) sur le curseur de P_1 . Le réglage consiste à agir sur P_1 pour que le multimètre indique exactement 1,000V. Si l'on dispose d'un oscilloscope, on pourra vérifier que toute tension d'amplitude supérieure (res-

pectivement inférieure) à 1V entraîne l'allumage (respectivement l'extinction) de la LED.

Étalonnage de l'adaptateur

Pour cette opération, il faut se procurer une inductance de valeur connue par exemple de 2mH. Toute autre valeur pourra convenir pour cette opération en adaptant la fréquence du GBF et en positionnant l'inverseur DIL_1 comme il convient. Avec la valeur préconisée, on place DIL_{1b} et DIL_{2a} sur ON (I_{max} 1mA et amortissement par 1000 Ω). On règle ensuite le GBF connecté entre les bornes B1 et B2 sur exactement 5 kHz (à mesurer avec un fréquencemètre si la précision du ca-

dran est insuffisante) et on agit sur le réglage d'amplitude afin que la LED L_1 soit à la limite de l'allumage et de l'extinction. Ces différentes valeurs correspondent à un calibre de 20mH pour 2V soit $10\mu H/mV$. Placer le voltmètre sur le calibre 2V entre les bornes B5 et B6. Ajuster P_4 pour lire 200mV si l'inductance étalon fait 2mH. L'étalonnage est maintenant terminé et votre module prêt à l'emploi même pour les autres calibres à condition de respecter un facteur multiple de 10 pour la fréquence imposée par le GBF par rapport à celle qui a servi à l'étalonnage.

Remarques sur l'utilisation

- Comme nous venons de le souligner, la précision du module dépend de l'exactitude de la fréquen-

ce délivrée par le GBF sur la gamme étalonnée comme sur les autres. Aussi convient-il de s'assurer de la valeur de celle-ci avant toute mesure soit avec un fréquencemètre soit à l'oscilloscope.

- L'expérience prouve que l'amortissement du convertisseur L→U (imposé par les résistances associées à DIL₂) joue un rôle non négligeable dans la précision de l'appareil. On retiendra globalement que pour des inductances de valeur inférieure à 2mH il faut en général amortir par 1 kΩ, que de 2mH à 200mH la valeur 10 kΩ semble convenir et qu'au delà c'est plutôt 47 kΩ qui convient.

- La mesure dans les 5 premiers pourcents des différents calibres n'est pas recommandée. Par exemple la mesure d'une inductance de 5μH sur le calibre 2mH est vouée à "l'échec" car dans ce cas, la précision de l'appareil est loin d'être excellente pour ne pas dire nulle. Cette remarque générale s'applique à tous les types d'appareils, y compris ceux du commerce. Si l'on souhaite mesurer une inductance de 5μH comme dans l'exemple ci-dessus, il sera préférable de mettre celle-ci en série avec une inductance de 100 ou 200μH que l'on aura au préalable mesurée seule et de travailler par différence puisque des inductances en série s'ajoutent. Les essais que nous avons réalisés en partant de ce principe avec des inductances du commerce ont donné d'excellents résultats même pour des inductances de 1μH qui constitue la résolution minimum de cet adaptateur.

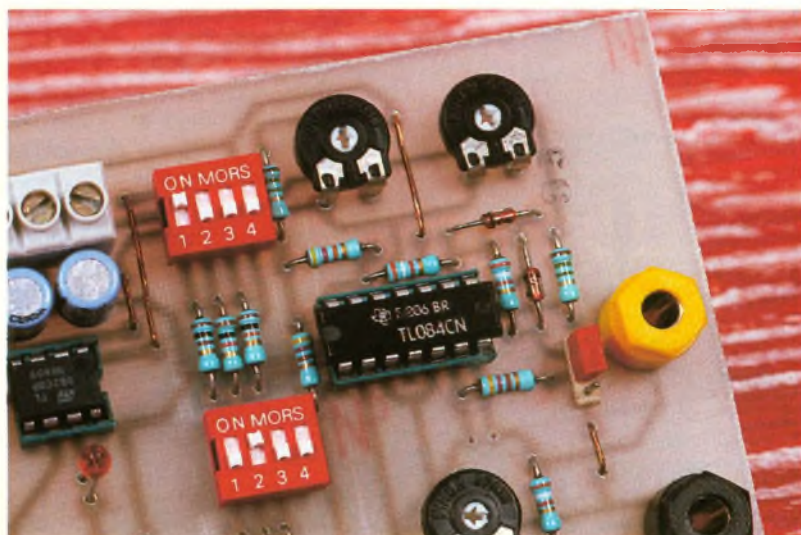
F. JONGBLOET

Nomenclature

Résistances 1/4W 5 %

R₁ : 10 kΩ
(marron, noir, orange)
R₂ : 1,2 kΩ
(marron, rouge, rouge)
R₃, R₅, R₇ : 1 kΩ
(marron, noir, rouge)
R₄ : 100 Ω
(marron, noir, marron)
R₆, R₈ : 10 kΩ
(marron, noir, orange)
R₉, R₁₂ : 47 kΩ
(jaune, violet, orange)
R₁₀, R₁₅ : 4,7 kΩ
(jaune, violet, rouge)
R₁₁, R₁₇ : 1,5 MΩ
(marron, vert, vert)
R₁₃, R₁₄, R₁₆ : 3,9 kΩ
(orange, blanc, rouge)
P₁, P₂, P₃ : 22 kΩ ajustables horizontaux Pihet
P₄ : 4,7 kΩ ajustable horizontal Pihet
C₁ : 1 μF/63V milfeuil
C₂, C₃ : 100 μF/16V chimique radial
Copt : 10 μF/16V tantale
D₁ : zener BZ85C 3V
D₂, D₃ : diodes 1N4148
IC₁ : TL082
IC₂ : TL084
L₁ : LED rouge 3mm haute luminosité
B₁ à B₄ : bornes 4mm
BJ₁ : bornier à souder 3 plots
DIL₁, DIL₂ : blocs de 4 interrupteurs DIL
CAVCOD : 3 plots de barrette sécable mâle + 1 cavalier
1 support pour C.I. 8 pins
1 support pour C.I. 14 pins

UTILISATION DU TL084.



CIRCUITS INTÉGRÉS POUR THYRISTORS ET TRIACS



L'électronique de puissance est un domaine souvent abordé sous l'angle théorique des principes de commande des composants de puissance sans que les circuits intégrés simplifiant la mise en œuvre soient évoqués. Quant aux réalisations, notre connaissance se limite le plus souvent à la commande par optocoupleurs des thyristors et triacs, ainsi qu'aux gradateurs commandés par déphaseur R-C. Cet ouvrage est conçu pour vous permettre de progresser dans le domaine de l'électronique de puissance :

- il vous propose des montages à circuits intégrés efficaces et simples à réaliser,
 - il vous apporte une connaissance pratique et théorique de ces montages et des avantages qu'ils procurent,
 - il vous fait découvrir les possibilités d'utilisation des circuits intégrés les plus facilement disponibles sur le marché.
- Que vous soyez amateur, étudiant ou professionnel de l'électronique, cet ouvrage pédagogique vous permettra, selon les cas, d'aborder un nouveau domaine, de progresser à la fois sur un plan théorique et technique par la réalisation de montages fiables, de découvrir les aspects de la conception électronique.

M. COUEDIC - ETSF
192 Pages - 168 Frs



TRANSCODEUR DTMF POUR TÉLÉPHONE À CADRAN

Le système de chiffrage par fréquences vocales (DTMF) se répand de plus en plus. On peut craindre que dans peu de temps les standards téléphoniques ne reconnaissent plus le système impulsionnel propre aux postes à cadran. Or ces derniers sont souvent des pièces de collection auxquelles certains amateurs tiennent beaucoup. La réalisation de ce transcodeur automatique leur permettra de continuer à se servir normalement de leur appareil.

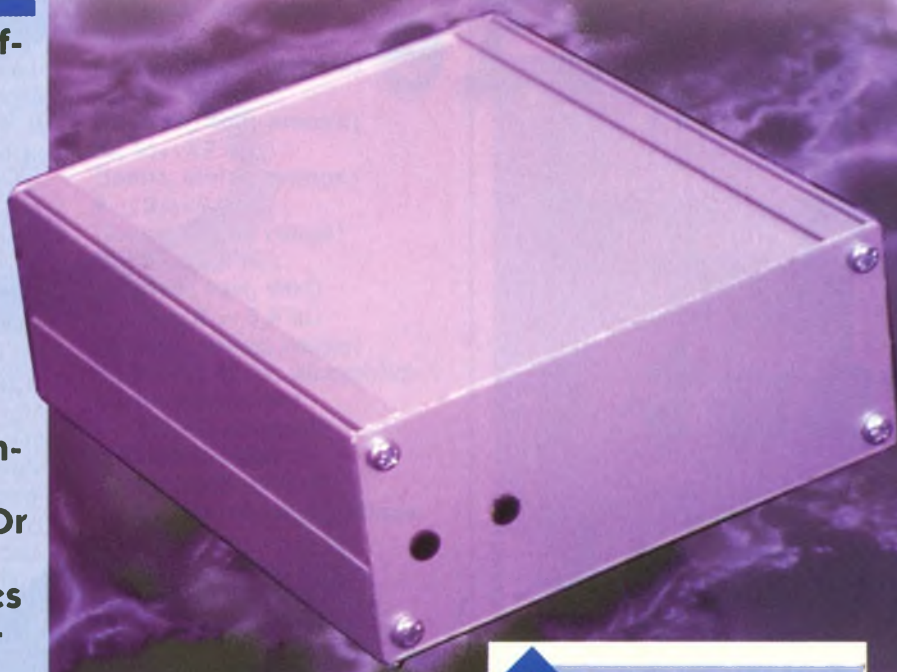
Le principe (figure 1)

Rappelons que le système impulsionnel de chiffrage consiste, une fois le combiné décroché, à produire des coupures dans le couplage du poste avec la ligne. Par exemple, pour chiffrer un 5 il se produit 5 coupures (le zéro correspond à 10 coupures).

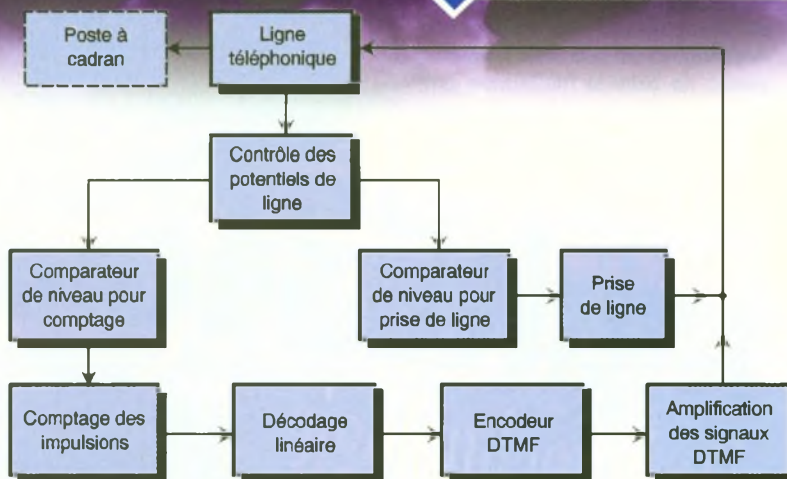
La période de ces impulsions est de 100 ms (10 Hz). Le nouveau système DTMF (Dual Tone Multi Frequency) repose sur le principe de l'injection, dans la ligne téléphonique, de fréquences musicales caractéristiques pour chaque chiffre. Il s'agit à chaque fois de la superposition de deux fréquences sinusoïdales dont les valeurs sont rappelées en **figure 4**. Notre mon-

tage est monté en parallèle sur le poste à cadran qu'il contrôle. Dès que l'on décroche le combiné de ce dernier, le transcodeur devient opérationnel. Pour chaque chiffre formé par la rotation du cadran, il assure le décompte des impulsions et active un générateur DTMF dès que le cadran retrouve sa position de repos.

Ce signal est amplifié et injecté dans la ligne téléphonique. Après la communication, lorsque l'on raccroche le combiné, le transcodeur se positionne à nouveau en situation de veille.



1 SYNOPTIQUE.

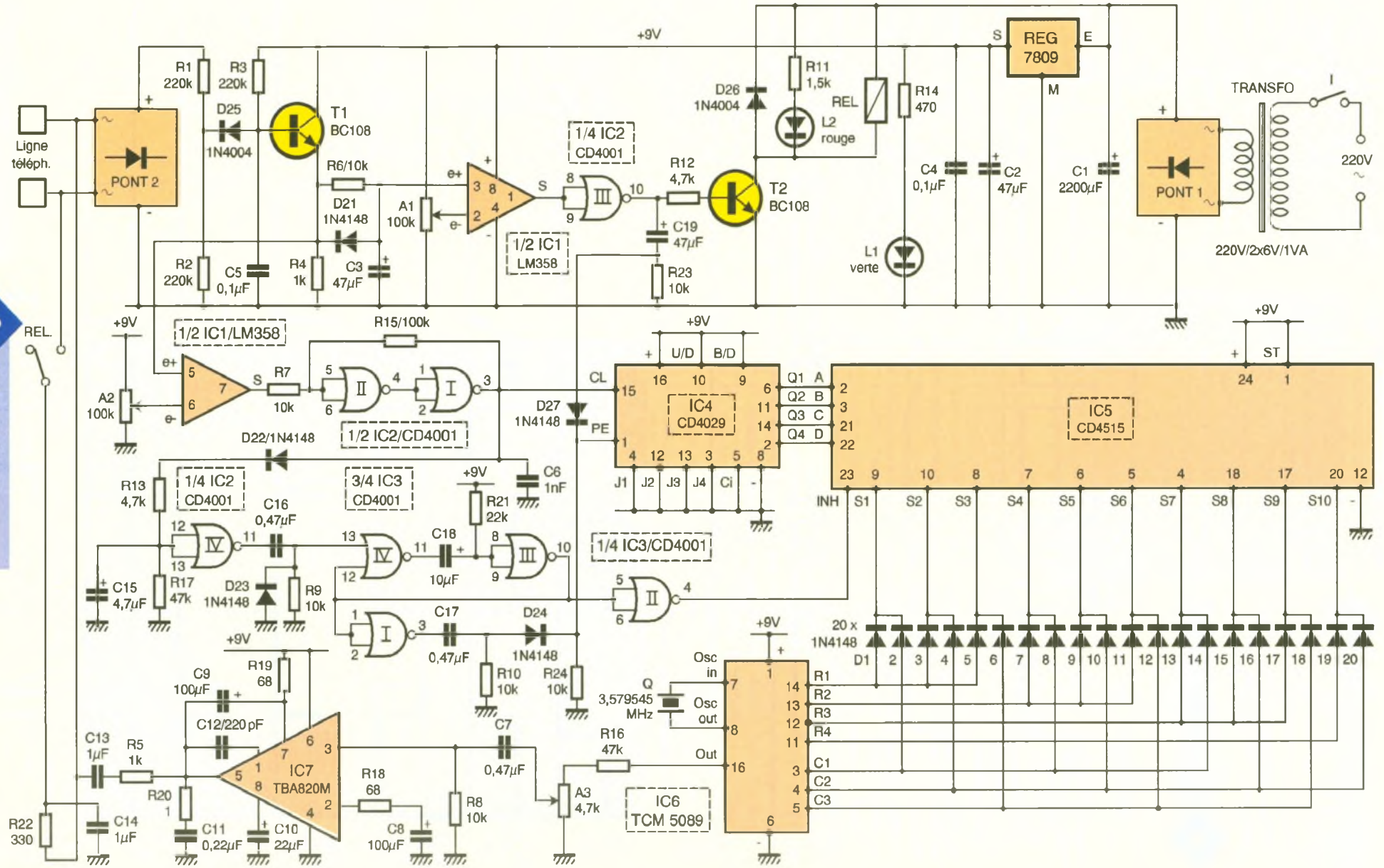


Le fonctionnement (figures 2, 3 et 4)

Alimentation

Le montage est branché sur le réseau 220V par l'intermédiaire d'un interrupteur de mise en service "I". Sur l'enroulement secondaire d'un transformateur abaisseur de potentiel, on relève une tension alternative de 12V qu'un pont de diodes (PONT₁) redresse en double alternance. La capacité C₁ effectue un premier filtrage. Sur la sortie d'un régulateur 7809 on relève un potentiel

SCHEMA DE PRINCIPE.



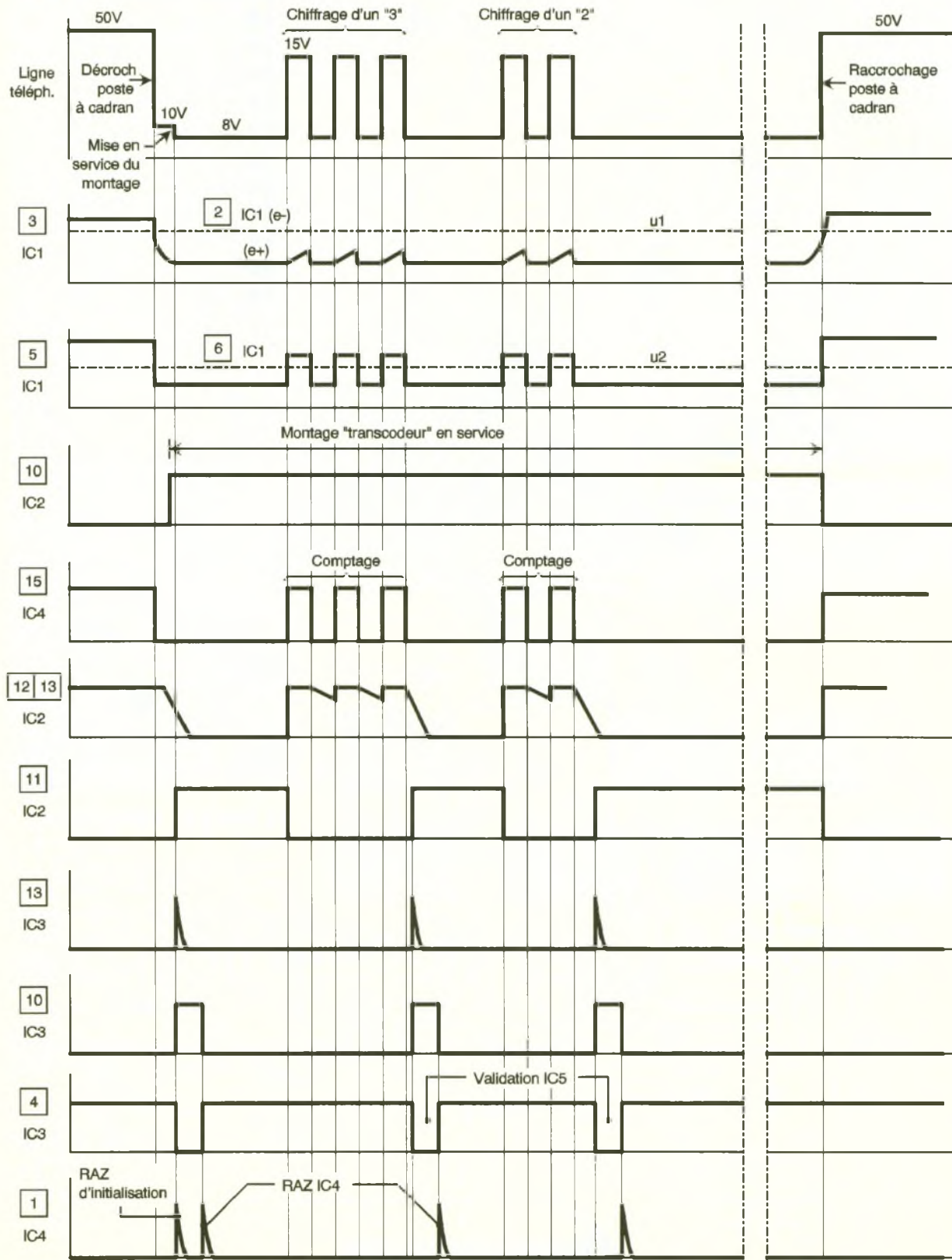
continu stabilisé à 9V. La capacité C_2 réalise un complément de filtrage, tandis que C_4 découple le montage de l'alimentation. La LED verte L_1 signale la mise en service du transcodeur. Sa consommation est quasiment nulle à l'état de veille.

Détection de la prise de ligne

Grâce au pont de diodes (PONT₂), il n'est pas nécessaire de tenir compte de la polarité de la ligne téléphonique. Rappelons que le potentiel d'une ligne en situation d'attente est de l'ordre de 50V. Lorsque l'on décroche le combiné du poste, ce potentiel chute à une valeur nettement

inférieure (de l'ordre de 8 à 20V suivant le type de poste). Pour les postes à cadran, le potentiel de ligne tombe généralement à une valeur de 8 à 10V, une fois le combiné décroché. Une fraction du potentiel de ligne est disponible sur la sortie du pont que forment les résistances R_1 et R_2 . Le transistor NPN T_1 est monté en "suiveur de potentiel". Au ni-

3 CHRONOGRAMMES.



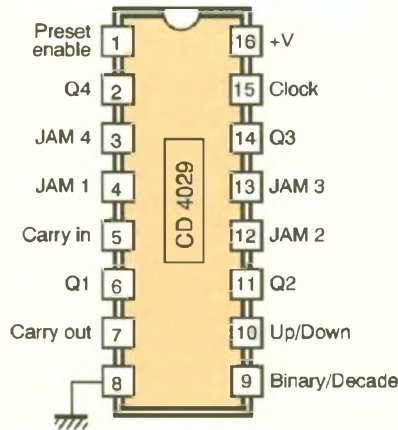


Tableau de fonctionnement

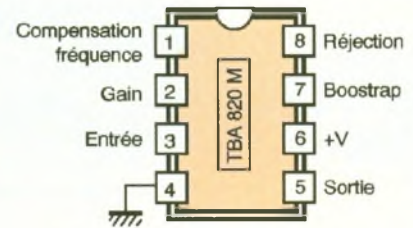
Entrée	Etat	Action
Binary / Decade	1	Comptage binaire
	0	Comptage BCD
UP / Down	1	Comptage
	0	Décomptage
Preset Enable	1	Prépositionnement
	0	Non prépositionnement
Carry in	1	Compteur bloqué
	0	Compteur avance (front positif sur Clock)

veau de son émetteur, on relève le potentiel précédemment évoqué diminué de 1,2V, à cause des deux jonctions D_{25} et base-émetteur de T_1 . En particulier, sur l'armature positive de C_3 , on dispose de ce potentiel qui se trouve par ailleurs présenté sur l'entrée directe de l'un des deux comparateurs d'un circuit LM358 (IC_1). Son entrée inverseuse est soumise à un potentiel réglable grâce au curseur de l'ajustable A_1 . Le potentiel de cette entrée est réglé à une valeur légèrement supérieure à celle qui caractérise l'entrée directe, le combiné étant décroché. Tant que le combiné est raccroché, le

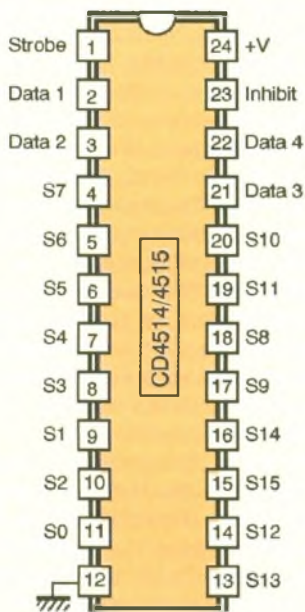
potentiel disponible sur l'entrée directe est supérieur à celui qui caractérise l'entrée inverseuse. La sortie du comparateur présente un état haut, ce qui a pour résultat la présence d'un état bas sur la sortie de la porte NOR III de IC_2 . En revanche, dès que l'on décroche le combiné, la situation s'inverse : le potentiel de l'entrée directe tombe à une valeur inférieure à celle de l'entrée inverseuse. La sortie du comparateur passe à l'état bas et la sortie de la porte NOR présente un état haut.

Shuntage du poste à cadran

Le transistor T_2 se sature. Il comporte



dans son circuit collecteur le bobinage d'un relais 12V/1RT qui se ferme. Il en résulte le couplage sur la ligne téléphonique de la résistance R_{22} , ce qui a pour conséquence une petite baisse supplémentaire du potentiel de ligne. La situation évoquée ci-dessus, dans laquelle le potentiel de l'entrée directe est inférieur à celui de l'entrée indirecte, se renforce. La sortie de la porte NOR III de IC_2 continue de présenter un état haut; le transistor T_2 est toujours saturé et le relais reste fermé. Dans cette situation, la rotation du cadran ne produit plus les impulsions faisant varier le potentiel de 0 à 50V, à cause du shuntage réalisé par R_{22} . Mais nous verrons plus loin que de faibles oscillations restent exploitables pour



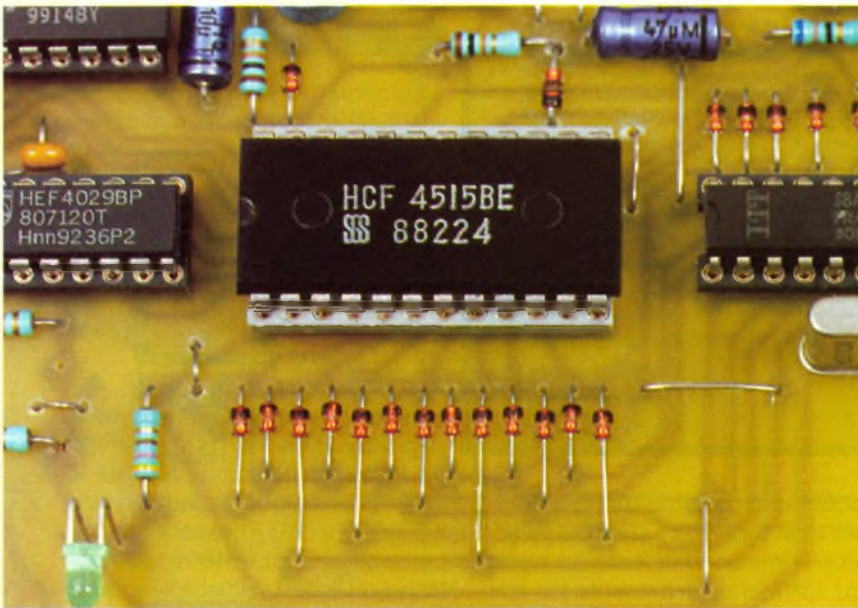
INHIBIT	DATA				SORTIES	
	4	3	2	1	CD 4514 Niveau 1 (autres sorties: 0)	CD 4515 Niveau 0 (autres sorties: 1)
0	0	0	0	0	S0	S0
0	0	0	0	1	S1	S1
0	0	0	1	0	S2	S2
0	0	0	1	1	S3	S3
0	0	1	0	0	S4	S4
0	0	1	0	1	S5	S5
0	0	1	1	0	S6	S6
0	0	1	1	1	S7	S7
0	1	0	0	0	S8	S8
0	1	0	0	1	S9	S9
0	1	0	1	0	S10	S10
0	1	0	1	1	S11	S11
0	1	1	0	0	S12	S12
0	1	1	0	1	S13	S13
0	1	1	1	0	S14	S14
0	1	1	1	1	S15	S15
1	X	X	X	X	Niveau 0 sur toutes les sorties	Niveau 1 sur toutes les sorties

0 : Etat bas

1 : Etat haut

X : Etat Indifférent

Entrée strobe : niveau 1 (voir texte)



assurer le transcodage. Notons que le bobinage du relais est directement alimenté par le potentiel de 12V disponible sur l'armature positive de C_1 . La diode D_{26} protège le transistor T_2 des effets liés à la surtension de self qui se manifestent lors des coupures. Enfin, tant que le relais est fermé, on observe l'allumage de la LED rouge L_2 qui signale ainsi la mise en service automatique du transcodeur. Lorsque l'on raccroche le combiné, le réglage du potentiel de l'entrée inverseuse est tel que le potentiel de l'entrée directe redevient supérieur à celui qui caractérise l'entrée inverseuse. La sortie du comparateur passe à l'état haut et celle de la porte NOR III de IC_2 passe à l'état bas. Le transistor T_2 se bloque et le relais s'ouvre. Il en résulte le passage du potentiel de la ligne à sa valeur maximale, ce qui ne fait que renforcer la position désactivée du transcodeur.

Détection des impulsions de chiffrage

Lorsque l'on tourne le cadran du poste, une fois le combiné décroché, le transcodeur étant couplé sur la ligne téléphonique, on constate

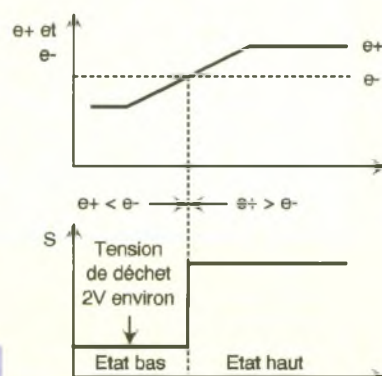
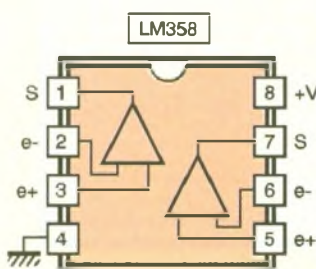
que le chiffrage se caractérise par des créneaux dont le nombre est bien entendu égal au chiffre formé. Ces créneaux se caractérisent par une valeur minimale qui est celle qui correspond à la situation du poste et du transcodeur mis en service simultanément. Cette valeur est de l'ordre de 7 à 9V dans la ligne téléphonique. Quant à leur valeur maximale, elle correspond à la situation où seul le transcodeur est en service (couplage de R_{22} sur la ligne). Le potentiel de ligne est d'environ 12 à 18V dans ce cas. Suite à l'action du pont diviseur R_1/R_2 et à un couplage D_{25}/T_1 , on retrouve ces valeurs fortement diminuées sur l'émetteur de T_1 . En particulier, les créneaux sont présentés sur l'entrée directe du second comparateur de IC_1 . Son entrée indirecte est réglée à une valeur intermédiaire située à mi-chemin entre les minima et les maxima de ces créneaux, grâce à l'ajustable A_2 . Il en résulte, lors des opérations de chiffrage réalisées par la rotation du cadran, l'apparition de créneaux oscillant entre 2V (potentiel de déchet du comparateur) et le potentiel d'alimentation de 9V. Un trigger de Schmitt formé

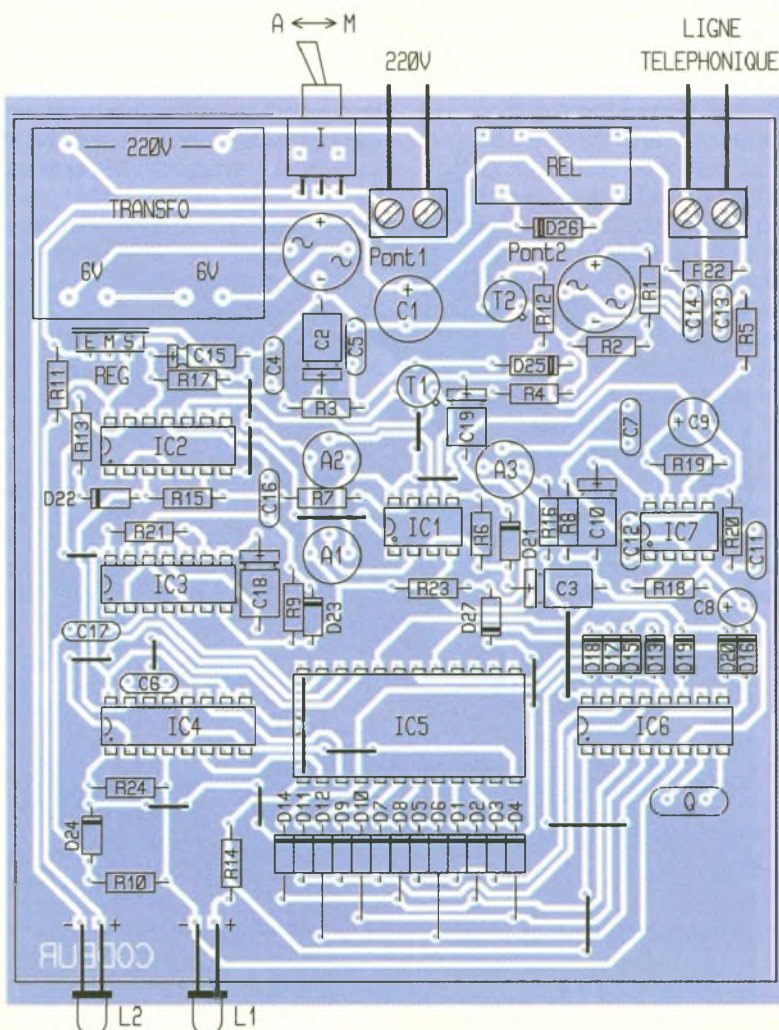
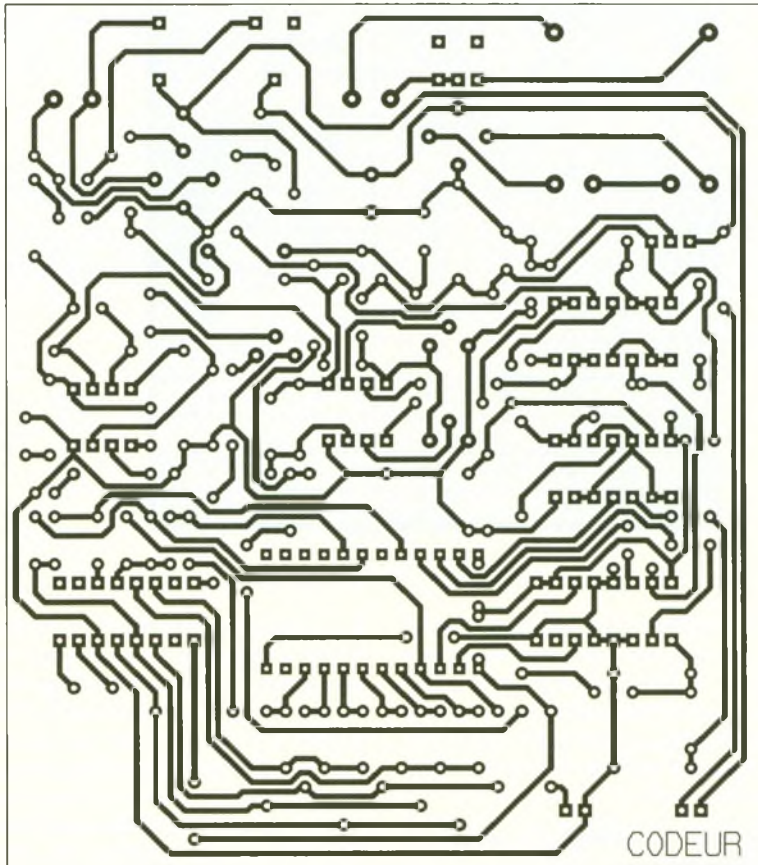
par les portes NOR I et II de IC_2 les prend en compte pour présenter sur sa sortie des créneaux dont les minima et les maxima sont respectivement de 0 et de 9V, avec des fronts ascendant et descendant bien verticaux. Grâce à la présence de R_6 et de C_3 , lors des créneaux de comptage, le potentiel sur l'entrée directe du premier comparateur de IC_1 n'a pas le temps d'être soumis aux maxima des impulsions. En effet, ces dernières sont très rapides (période 100 ms) et la charge de C_3 à travers R_6 les atténue très fortement. Cette disposition est voulue. Sans elle, lors des impulsions, il se produirait, lors des maxima, le passage à l'état haut de repos de la sortie du premier comparateur et donc, l'ouverture périodique du relais de mise en activation du transcodeur.

En revanche, la décharge de C_3 est rapide grâce au shuntage réalisé par D_{21} . Cela a pour résultat une réactivité immédiate de la détection de la prise de ligne suite à l'opération de décrochement du combiné téléphonique.

De plus, lors du chiffrage, après chaque créneau, C_3 se décharge ce qui maintient globalement le potentiel de l'armature positive à un niveau suffisamment bas pour verrouiller la fermeture du relais de mise en service du transcodeur. Enfin, il est à remarquer que les signaux correspondant aux sonneries sont sans effet sur le transcodeur. En effet, lors des sonneries, le niveau de potentiel enregistré sur l'armature positive de C_3 reste très voisin de la valeur maximale de l'alimentation, à savoir 9V. Rappelons en effet que les signaux de sonnerie dans la ligne se caractérisent par un potentiel sinusoïdal de 50 Hz avec des minima et des maxima correspondant respectivement à 0 et à 100V environ.

Si la ligne téléphonique comporte d'autres postes, si ces derniers sont des postes modernes DTMF, le potentiel de ligne correspondant au décrochement de leur combiné se stabilise généralement à une valeur supérieure à celle qui correspond au décrochement d'un poste à cadran. En conséquence, le transcodeur ne s'activera pas. Mais même s'il s'activait, cela ne se traduirait par aucune conséquence notable. En particulier, on pourra composer son numéro suivant le système DTMF, sans problème particulier.





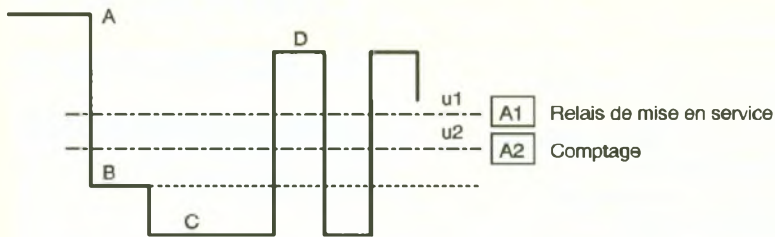
créneaux de chiffrage cessent, la sortie de cette porte passe à l'état haut. Le front montant qui en résulte est aussitôt pris en compte par le dispositif de dérivation que forment C_{16} , R_9 et D_{23} . En particulier, sur l'entrée 13 de la porte NOR IV de IC_3 , on relève une brève impulsion positive due à la charge rapide de C_{16} à travers R_9 . Les portes NOR III et IV de IC_3 constituent une bascule monostable. L'impulsion de commande évoquée précédemment sur la sortie du dispositif de dérivation a pour effet l'activation de cette bascule monostable. Elle présente alors, sur sa sortie, un état haut d'une durée de l'ordre de 150 ms. Sur la sortie de la porte inverseuse NOR II de IC_3 , on enregistre un état bas de la même durée. Cet état bas valide la lecture du compteur en activant le circuit décodeur IC_5 . Ainsi, après la fin de la rotation du cadran, on relève un état bas sur l'une des sorties $S1$ à $S10$ de IC_5 suivant le chiffre formé ($S1$ pour le chiffre 1, $S2$ pour 2 et ainsi de suite, avec $S10$ pour le chiffre 0).

RAZ après lecture

La fin de l'opération "lecture du compteur" se traduit également par l'apparition d'un front ascendant sur la sortie de la porte NOR I de IC_3 . Ce front montant est pris en compte par le système de dérivation formé par C_{17} , R_{10} , R_{24} et D_{24} . La brève impulsion positive disponible sur l'anode de D_{24} est présentée sur l'entrée "PRESET ENABLE" de IC_4 . Il en résulte une remise à zéro immédiate de ce circuit intégré ce qui le rend prêt à réaliser un éventuel comptage suivant. On notera également qu'au moment de la fermeture du relais de mise en service du transcodeur, le front montant disponible sur la sortie de la porte NOR III de IC_2 est pris en compte par le système dérivateur formé par C_{19} et R_{23} . En particulier, sur l'anode de D_{27} , on observe une impulsion positive d'une durée de quelques dixièmes de seconde qui assure l'initialisation du compteur IC_4 . On a ainsi l'assurance que IC_4 est bien en position zéro pour démarrer le premier comptage lors de la formation du premier chiffre.

Génération des signaux DTMF

Le circuit IC_6 est un TCM5089. Il s'agit



Légende

Sur [3] de IC1:

A : Ligne libre

B : Poste à cadran décroché seul

C : Poste à cadran + décodeur

D : Décodeur seul

→ A1 : dans sens antihoraire à fond.
 → A1 : revenir dans sens horaire jusqu'à enclenchement boîtier décodeur.
 → A1 : dans sens horaire à fond (et sans décrocher poste à cadran).

Réglage A1

Sur [2] de IC1:

$$u1 = \frac{A + B}{2}$$

Réglage A2

Sur [6] de IC1:

$$u2 = \frac{C + D}{2}$$

7

MÉTHODE DE MISE AU POINT.

d'un circuit générateur de signaux DTMF. La précision des fréquences vocales des différentes tonalités émises est assurée par le pilotage extérieur d'une base de temps, grâce à un quartz de 3,579545 MHz. Pour qu'un signal soit disponible sur sa sortie "OUT", il est nécessaire de soumettre simultanément une entrée "Rangée" et une entrée "Colonne" à un état bas. La notion de rangée et de colonne correspond à l'agencement des touches d'un clavier téléphonique digital. Ainsi, le chiffre 7 correspond à la rangée 3 et à la colonne 1. Dans le cas de cet exemple, lorsque S7 de IC5 présente un état bas, il y a soumission des entrées R3 et C1 à un état bas grâce aux diodes D13 et D14. Le circuit IC6 présente alors sur sa sortie "OUT" un signal musical composé de deux fréquences sinusoïdales de 1209 et de 852 Hz (voir figure 4).

Amplification

Le circuit référencé IC7 est un amplificateur audio, le TBA820M. Les signaux à amplifier sont présentés à l'entrée 3 par l'intermédiaire de C7. Notons que grâce à l'ajustable A3, il est possible de prélever une fraction plus ou moins grande de l'amplitude des signaux DTMF émis par IC6. Le

gain est défini par R18 et C18. Dans le présent montage, il est réglé à une valeur fixe. Il comporte d'autres entrées de contrôle et de gestion de l'amplification :

- la compensation de fréquence (broche 1),
- le contrôle de la réjection (broche 8).

Les signaux amplifiés sont injectés dans la ligne téléphonique par l'intermédiaire de R5 et de C13.

La réalisation

Circuit imprimé (figure 5)

Compte tenu de la relative densité de la configuration des pistes, il est conseillé de réaliser soit un typon soit une reproduction photographique d'après le modèle publié. Après révélation et gravure dans un bain de perchlorure, le module sera soigneusement 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 à 1, voire à 1,3 mm afin de les adapter aux diamètres des connexions des composants d'avantage volumineux.

Implantation des composants (figure 6)

Après la mise en place des straps de liaison, on plantera les diodes, les résistances, les capacités, les supports de circuits intégrés et les transistors. On terminera par les composants les plus volumineux. Attention à l'orientation des composants polarisés, tels que les circuits intégrés, les capacités électrolytiques, les diodes, les LED, les transistors et les ponts de diodes. Toute erreur à ce niveau compromet totalement le

fonctionnement du montage.

Réglages

Les réglages à réaliser consistent à positionner correctement les curseurs des ajustables A1, A2 et A3. Au paravant, il est nécessaire, à l'aide d'un mesureur de relever quelques valeurs de potentiel. Le montage étant relié à la ligne téléphonique, on placera le cordon positif du mesureur sur l'entrée 3 de IC1, c'est à dire sur l'armature positive de C3. On relèvera alors les quatre potentiels suivants :

Potentiel A :

Valeur lorsque le téléphone à cadran est raccroché.

Potentiel B :

Valeur lorsque le téléphone à cadran seul est décroché. Pour éviter la fermeture du relais du transcodeur, il suffit pour cela, dans un premier temps de tourner à fond dans le sens anti-horaire le curseur de A1.

Potentiel C :

Valeur lorsque le téléphone à cadran et le transcodeur sont opérationnels simultanément. Pour provoquer l'enclenchement du relais du transcodeur, il convient de revenir avec le curseur de A1 en arrière dans le sens horaire.

Potentiel D :

Valeur avec le transcodeur seul. Sans décrocher le téléphone à cadran, il convient de tourner le curseur de A1 dans le sens horaire à fond pour enclencher le relais du transcodeur.

Avec la connaissance de ces valeurs, il convient alors de régler d'abord le curseur de l'ajustable A1, en réglant le potentiel de l'entrée 2 de IC1 sur

$$u1 = \frac{A + B}{2}$$

une valeur :

Pour l'ajustable A2, on réglera le potentiel de l'entrée 6 de IC1 sur une va-

$$u2 = \frac{C + D}{2}$$

leur :

Pour le curseur de l'ajustable A3, généralement la position médiane convient. On diminue l'amplitude des signaux DTMF injectés dans la ligne en tournant le curseur dans le sens anti-horaire.

Le montage est maintenant opérationnel. Rappelons pour terminer que le raccordement de tout dispositif sur la ligne téléphonique est normalement soumis à l'autorisation de France TELECOM.

Nomenclature

17 straps (7 horizontaux, 10 verticaux)

R₁ à R₃ : 220 kΩ

(rouge, rouge, jaune)

R₄, R₅ : 1 kΩ

(marron, noir, rouge)

R₆ à R₁₀, R₂₃, R₂₄ : 10 kΩ

(marron, noir, orange)

R₁₁ : 1,5 kΩ

(marron, vert, rouge)

R₁₂, R₁₃ : 4,7 kΩ

(jaune, violet, rouge)

R₁₄ : 470 Ω

(jaune, violet, marron)

R₁₅ : 100 kΩ

(marron, noir, jaune)

R₁₆, R₁₇ : 47 kΩ

(jaune, violet, orange)

R₁₈, R₁₉ : 68 Ω

(bleu, gris, noir)

R₂₀ : 1 Ω

(marron, noir, or)

R₂₁ : 22 kΩ

(rouge, rouge, orange)

R₂₂ : 330 Ω

(orange, orange, marron)

A₁, A₂ : ajustables 100 kΩ miniature, implantation horizontale

A₃ : ajustable 4,7 kΩ

miniature, implantation horizontale

D₁ à D₂₄, D₂₇ : diodes signal 1N4148

D₂₅, D₂₆ : diodes 1N4004

L₁ : LED verte Ø3

L₂ : LED rouge Ø3

PONT₁, PONT₂ : ponts de diodes 1,5A

REG : régulateur 9V (7809)

C₁ : 2 200 µF/25V

électrolytique, sorties

radiales

C₂, C₃, C₁₉ : 47 µF/10V électrolytique

C₄, C₅ : 0,1 µF céramique multicouches

C₆ : 1 nF céramique multicouches

C₇, C₁₆, C₁₇ : 0,47 µF

céramique multicouches

C₈, C₉ : 100 µF/10V

électrolytique, sorties radiales

C₁₀ : 22 µF/10V électrolytique

C₁₁ : 0,22 µF céramique multicouches

C₁₂ : 220 pF céramique

C₁₃, C₁₄ : 1 µF céramique multicouches

C₁₅ : 4,7 µF/10V électrolytique

C₁₈ : 10 µF/10V électrolytique

Q : quartz 3,579545 MHz

T₁, T₂ : transistors NPN BC108, 109, 2N2222

IC₁ : LM358 (double ampli-op)

IC₂, IC₃ : CD4001 (4 portes NOR)

IC₄ : CD4029 (compteur-décompteur binaire/BCD)

IC₅ : CD4515 (décodeur binaire → 16 sorties, logique négative)

IC₆ : TCM5089 (encodeur DTMF)

IC₇ : TBA820M (ampli audio)

2 supports 8 broches

2 supports 14 broches

2 supports 16 broches

1 support 24 broches

1 transformateur

220V/2x6V/1VA

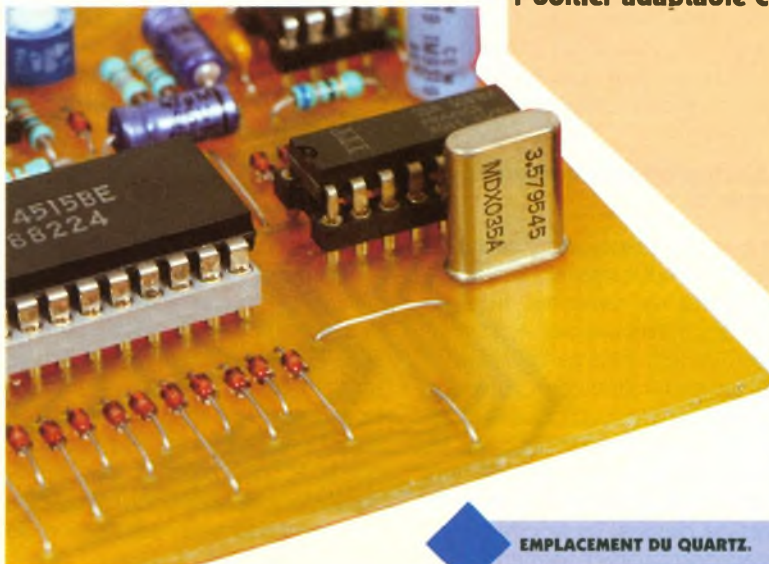
I : inverseur monopolaire à broches coudées pour circuit imprimé

REL : relais 12V/1RT

(NATIONAL)

2 borniers soudables 2 plots

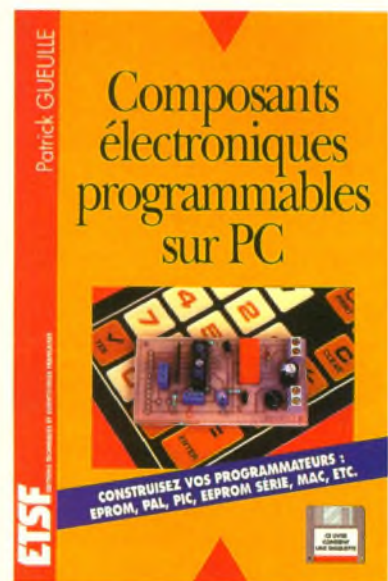
1 boîtier adaptable CIF



EMPLACEMENT DU QUARTZ.

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES PROGRAMMABLES SUR PC

Mémoires EPROM ou EEPROM, PAL, GAL, EPLD, et bien sûr microcontrôleurs : autant de familles de composants électroniques programmables à l'intérieur desquels il est possible d'intervenir profondément grâce au programmeur approprié.



Avec l'aide de votre compatible PC, cette nouvelle édition de Composants électroniques programmables, vous apprend à "écrire dans le silicium" pour concevoir et produire vous-même des circuits intégrés parfaitement introuvables dans le commerce.

Outre une présentation détaillée des principales familles de composants programmables, vous y trouverez tous les plans de programmeurs nécessaires, y compris les tracés des circuits imprimés.

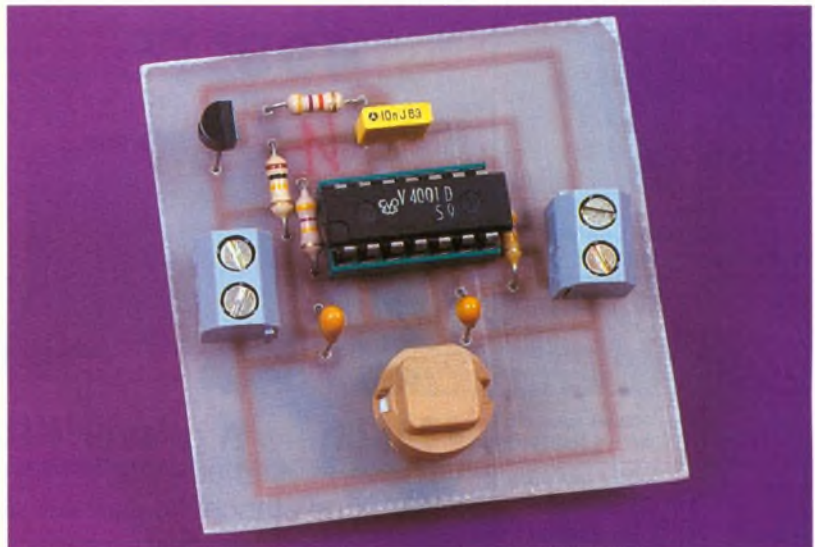
La disquette rassemble tous les programmes chargés de leur pilotage, et même quelques "grands" logiciels professionnels : compilateur logique, éditeur de fichiers, etc.

Il n'en faut pas davantage pour vous doter à très bon compte de votre propre "fabrique" de circuits intégrés personnalisés !

P. GUEULLE - ETSF/DUNOD
160 Pages + disquette - 195 F



Jusqu'à ces dernières années, la fonction marche/arrêt de la quasi totalité des montages électroniques était assurée par un interrupteur classique généralement à levier ou à glissière. Avec le développement des systèmes intelligents et des claviers qui leurs sont associés, ces interrupteurs sont progressivement remplacés par des boutons poussoir dont la taille est plus réduite et la durée de vie accrue. C'est cette philosophie qui nous a conduit, nous aussi, à envisager de remplacer le traditionnel interrupteur de nos montages présents et à venir par un bouton poussoir.



POUSSOIR MARCHÉ/ARRÊT

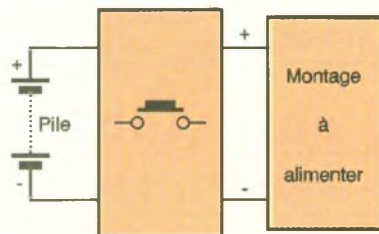
au montage piloté (figure 1). Son fonctionnement s'apparente à celui d'un télérupteur classique dont l'état change après chaque nouvel appui sur le ou les poussoirs auquel il est relié. Le cœur du montage est un circuit intégré CMOS de type 4001 qui contient 4 portes NOR à 2 entrées. L'élément de "puissance" est un transistor PNP monté en série sur la ligne d'alimentation positive. Le terme d'élément de puissance est un peu usurpé pour le module présenté, car le transistor utilisé est un modèle de puissance moyenne ne pouvant pas supporter plus de quelques dizaines

de milliampères. Rien ne s'oppose cependant à son remplacement par un élément de puissance comme par exemple un transistor de type TIP127 qui peut commuter plus d'un ampère tout en n'entraînant qu'une faible chute de tension sur la ligne d'alimentation. Le schéma complet du module est proposé à la figure 2. Les habitués des montages logiques auront reconnu dans le câblage des 2 portes IC1c et IC1d, la structure d'une bascule RS. Les sorties Q et Q

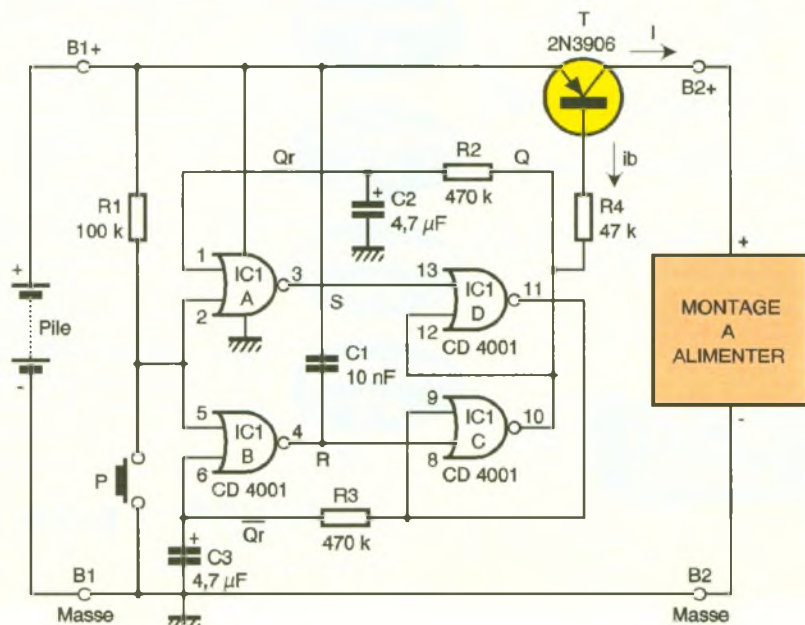
Le montage

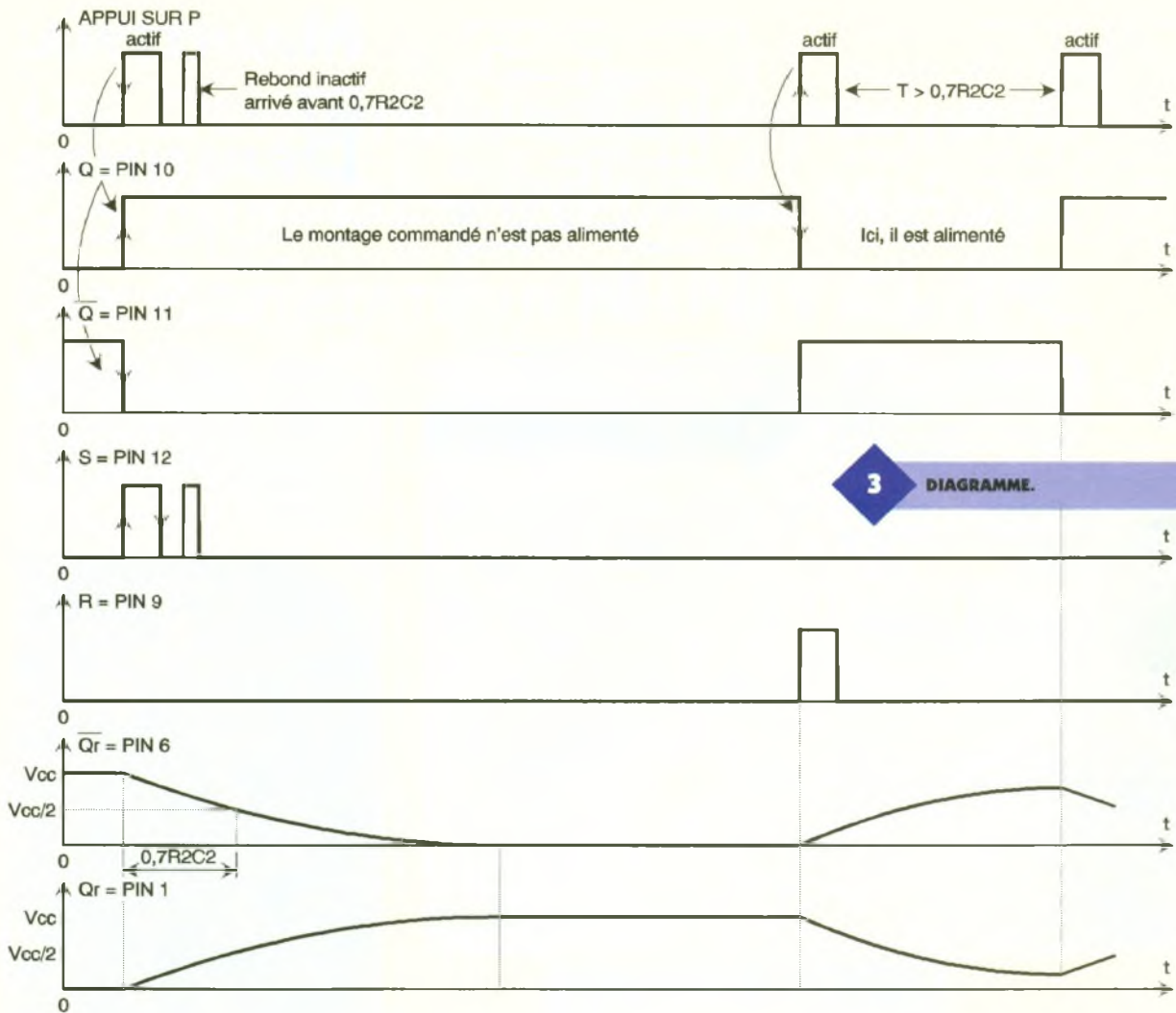
Celui-ci se présente sous forme d'un module que l'on peut presque qualifier de quadripôle, (puisqu'il comporte 4 bornes) dont on relie l'entrée à la source d'alimentation et la sortie

1 PRINCIPE RETENU.



2 SCHÉMA DE PRINCIPE.

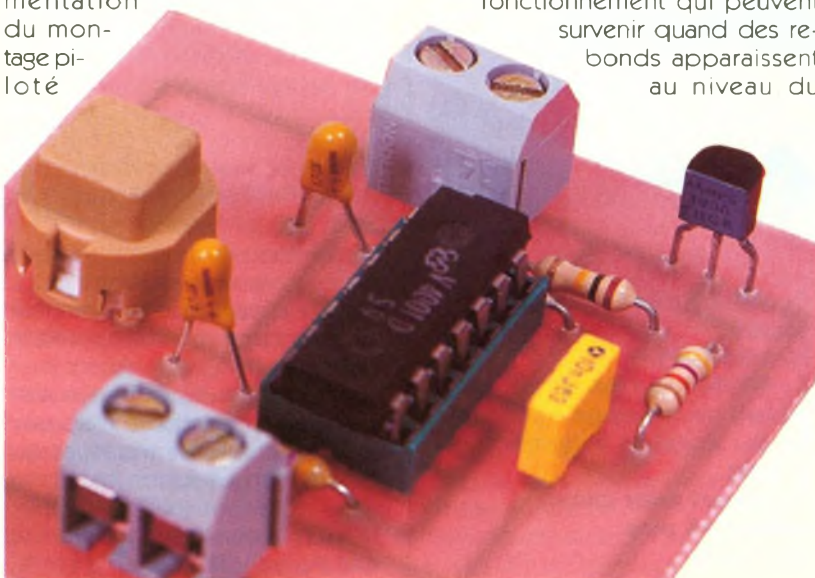




barre de celle-ci sont rebouclées après temporisation par les cellules R_2/C_2 et R_3/C_3 , vers les entrées des portes IC_{1a} et IC_{1b} . Grâce à cette astuce, les appuis sur le poussoir P sont pris alternativement en considération soit par l'entrée S ("set" mise de Q à un) soit par l'entrée R (Reset mise de Q à zéro). En partant de l'état initial $Q = 0$ (alimentation du montage piloté

en cours), le diagramme de la **figure 3** permet de suivre l'évolution des signaux après chaque appui sur P. Avec la structure adoptée, la sortie Q change d'état immédiatement après l'appui sur P, sauf si les tensions des pin 1 et pin 6 de IC_1 (sorties des cellules retardatrices R_2/C_2 et R_3/C_3) n'ont pas terminé leur évolution. Cela supprime les éventuels aléas de fonctionnement qui peuvent survenir quand des rebonds apparaissent au niveau du

poussoir P. Avec les valeurs adoptées pour R_2-C_2 et R_3-C_3 , chaque appui actif doit être séparé d'au moins $0,7 R_2/C_2$ soit environ 1,5 s. A la mise sous tension du module interrupteur, le condensateur C_1 impose un niveau logique "1" momentanément sur l'entrée reset de la bascule RS. La sortie Q passe donc à l'état bas ce qui provoque la mise sous tension du montage piloté si celui-ci est déjà relié à notre montage. Si l'on souhaite que l'insertion de la pile n'entraîne pas l'alimentation du montage piloté, il faut relier C_1 à la patte 13 (entrée Set de la bascule RS). La résistance R_1 sert de rappel au niveau haut afin que l'état de repos des entrées de la bascule RS soit égal à zéro. La valeur de la résistance R_4 dépend à la fois du courant I absorbé par le montage et de l'amplification statique β du transistor T. Avec le 2N3906 utilisé dont le β moyen vaut 250, si l'on veut que ce transistor soit saturé en phase active afin d'entraîner le minimum de chute de tension sur la ligne d'alimenta-



LE CAS ÉCHÉANT, LE POUSSOIR POURRA ÊTRE DÉPORTÉ.

tion positive, il faut que i_b soit supérieur à I/β .

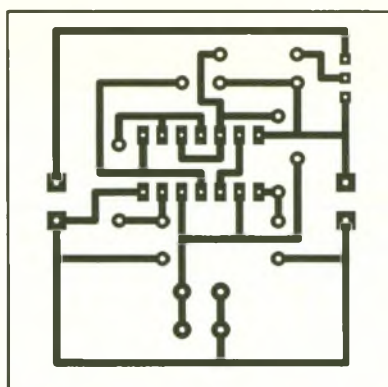
Pour $I = 40\text{mA}$ et $V_{cc} = 9\text{V}$ cela donne $i_{b\text{min}} = 160\mu\text{A}$.

En prenant $R_4 = 47\text{ k}\Omega$ nous obtenons $i_b = V_{cc}/R_4$ voisin de $200\mu\text{A}$ ce qui renforce la saturation de T.

Pour toute autre valeur de I ou tout autre modèle de transistor, on se servira de l'exemple ci-dessus pour le calcul de R_4 . Même lorsque le montage à alimenter a été mis hors tension par ce module interrupteur, et bien que le circuit intégré IC₁ reste alimenté en permanence, celui-ci n'absorbe aucune énergie car une porte CMOS n'en consomme que lorsqu'elle commute. Il n'y a donc aucun risque de décharger prématurément la pile comme on pourrait le craindre a priori.

Réalisation pratique

Les différents éléments de ce montage sont réunis sur le circuit imprimé dont le typon est présenté à la figure 4 et l'implantation à la figure 5. Le seul point particulier à respecter concerne l'orientation des composants actifs (T et IC₁) et des condensateurs C₂ et C₃ qui sont des modèles au tantale polarisés.

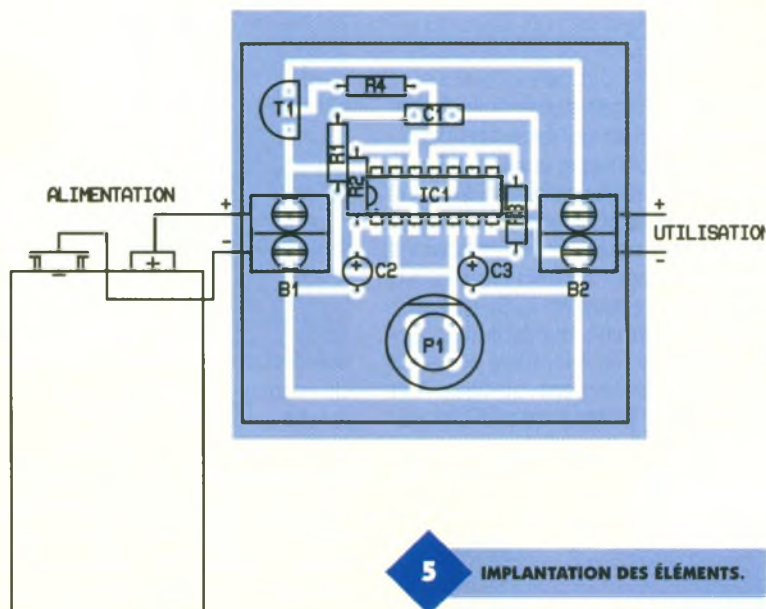


4 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ.

Le pousoir que nous avons installé sur le circuit imprimé pour la présentation de ce module peut bien entendu être déporté en façade d'un montage existant si cela s'avère nécessaire.

Le lecteur qui crée lui-même ses propres montages peut même envisager à l'avenir d'inclure cette fonction directement sur les typons de ceux-ci.

F. JONGBLOET



5 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS.

Nomenclature

- R₁ : 100 kΩ**
(marron, noir, jaune)
- R₂, R₃ : 470 kΩ**
(jaune, violet, jaune)
- R₄ : 47 kΩ**
(jaune, violet, orange)
- C₁ : 10 nF/63v** milfeuilles

- C₂, C₃ : 4,7 μF/16V** tantale goutte
- IC₁ : CD 4001**
- T : 2N3906** (ou autre PNP adapté au montage à piloter)
- B₁, B₂ : borniers à souder 2 plots**
- 1 support pour circuit intégré 14 pins**

MAINTENANCE ET DÉPANNAGE

Voulez-vous gagner du temps et de l'argent ? Assurez vous-même la maintenance et le dépannage de vos P.C. et de vos Mac. Ce n'est pas difficile à condition d'appliquer la bonne méthodologie, de disposer de quelques outils logiciels et matériels spécifiques, dont un tournevis, et de conserver la tête froide.



Pratiquement aucune panne ne vous résistera alors, qu'elle soit matérielle ou logicielle. C'est ce que ce livre vous enseigne en vous décrivant les méthodes de maintenance des machines, les sécurités que vous devez appliquer -y compris contre les virus-, les manifestations des pannes, les outils d'analyse et de test de votre système, la façon de localiser et de cerner un problème, et enfin comment décider du remède et comment l'appliquer.

Les explications vous sont présentées de façon logique et claire, avec des compléments techniques lorsqu'ils s'avèrent nécessaires. De nombreuses illustrations et recopies d'écran vous montrent ce qui se passe dans votre machine et comment doit se dérouler votre intervention.

Un ouvrage indispensable aussi bien pour l'entreprise disposant d'un vaste parc de machines que pour le particulier.

H. LILEN - DUNOD
448 Pages - 215 Frs

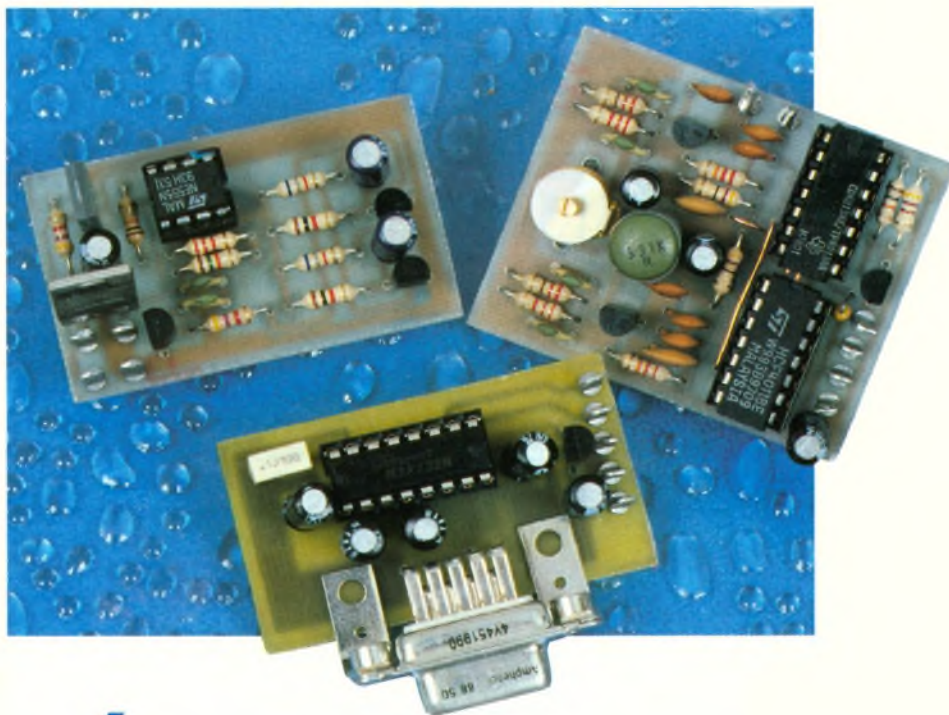


DOMOTIQUE

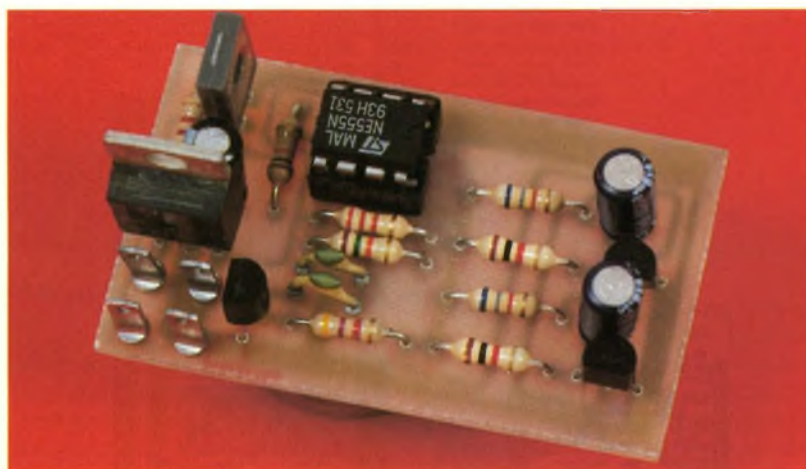
UN DÉTARTREUR ÉLECTRONIQUE UN MINI-DÉTECTEUR DE MÉTAUX UN ADAPTATEUR MINITEL/PC

Dans notre numéro de janvier 1997, nous avons inséré trois circuits imprimés.

Cette démarche ayant rencontré un franc succès, nous avons décidé d'offrir à nouveau à nos lecteurs, pour ce début d'année 1998, le même petit cadeau (y compris l'étranger). Bien que limités par la place disponible, nous pensons que les trois montages réalisables au moyen de ces trois platines, bien que simples, ne sont pas dénués d'intérêt. Nous espérons que les réalisations sélectionnées conviendront à tous et nous vous souhaitons bonne réalisation !



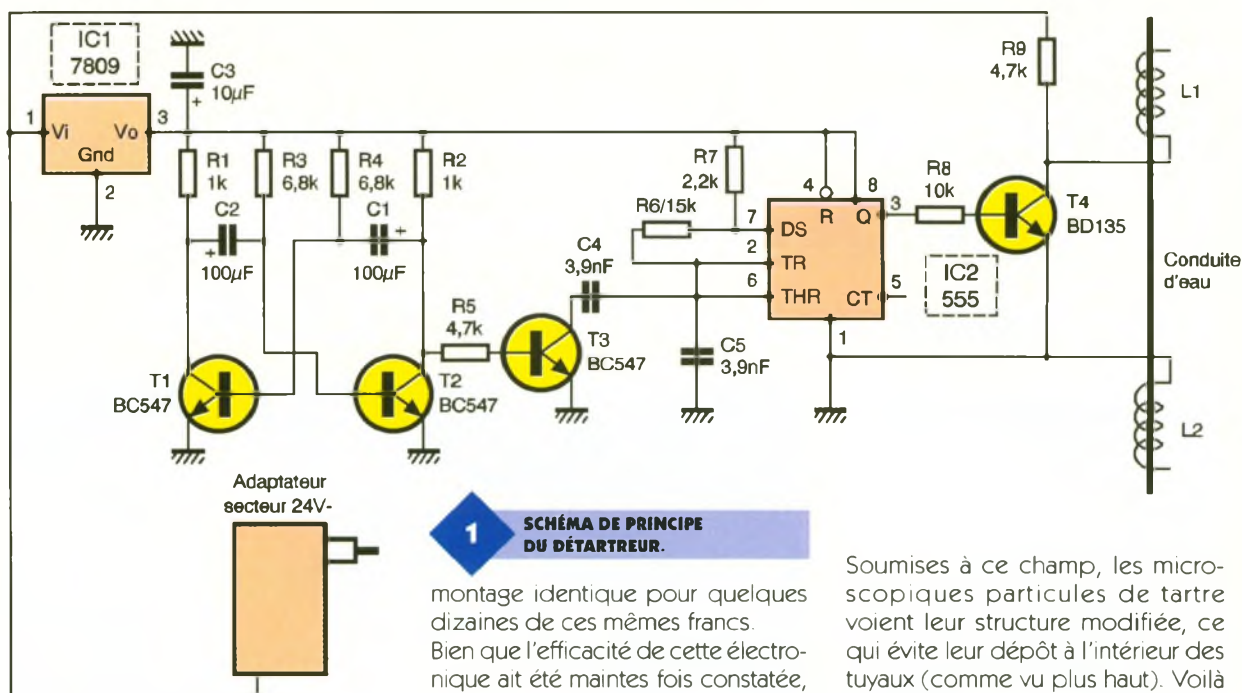
DÉTARTREUR ÉLECTRONIQUE



Le premier de ces trois montages est de type utilitaire puisqu'il s'agit d'un détartreur électronique. Nos lecteurs, heureux propriétaires d'une maison, savent que dans les lieux où l'eau est fortement calcaire, les canalisations s'entartrent très rapidement. Les conséquences principales en sont une réduction, à plus ou moins longue échéance, du diamètre interne des canalisations véhi-

culant l'eau et une détérioration des appareils ménagers (résistance électrique des machines à laver le linge, la vaisselle, des ballons chauffe-eau électriques, etc.). Cet entartrage est dû au dépôt de minuscules particules de tartre qui finissent à la

longue par constituer une couche épaisse et dure. Il existe, pour pallier ce problème, des adoucisseurs d'eau ou des détartreurs électroniques vendus dans le commerce. Les premiers, bien que très efficaces, sont hors de prix. Les se-



1 SCHÉMA DE PRINCIPE DU DÉTARTEUR.

conds sont également chers si l'on considère que le peu de composants qu'ils contiennent sont parfois vendus plusieurs centaines de francs. Nous vous proposons un

montage identique pour quelques dizaines de ces mêmes francs. Bien que l'efficacité de cette électronique ait été maintes fois constatée, nous ne pourrions nous étendre sur l'exact comportement du tartre face aux ondes générées, car nous serions bien incapables d'apporter une explication scientifique. Il semblerait que les minuscules cristaux, sous l'influence d'un champ électromagnétique, s'assemblent et constituent de plus grosses particules qui ne peuvent plus se déposer. Le montage fonctionne de la manière suivante : on génère un champ électrique qui prend la forme d'une onde rectangulaire de grande amplitude dont la fréquence change toutes les $\frac{1}{2}$ secondes. Ces impulsions sont récupérées et transmises à deux bobinages enroulés autour de la canalisation.

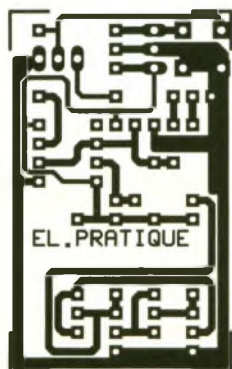
Soumises à ce champ, les microscopiques particules de tartre voient leur structure modifiée, ce qui évite leur dépôt à l'intérieur des tuyaux (comme vu plus haut). Voilà l'explication sommaire du phénomène.

En revanche, ce que l'on sait, c'est que les appareils les plus efficaces sont ceux générant deux fréquences et ce, à une amplitude la plus élevée possible. Ce sont les caractéristiques de notre montage.

Le schéma de principe

Le schéma de principe du détartreur est donné en **figure 1**. Un multi-vibrateur formé par les transistors T_1 et T_2 oscille à une fréquence approximative de 2 Hz. Cette fréquence est fixée par les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 ainsi que par la valeur des condensateurs C_1 et C_2 . Le signal est prélevé sur le collecteur de T_2 et commande la mise en conduction du transistor T_3 . Celui-ci commutant à la masse le condensateur C_4 au rythme des créneaux, la capacité de 3,9 nF vient se mettre en parallèle sur celle de C_5 (de valeur égale).

Ce sont ces deux valeurs qui fixent les deux fréquences de fonctionnement de l'oscillateur astable constitué par un circuit intégré NE555. Lorsque seul l'un des condensateurs sera connecté à la masse (C_5), la fréquence de sortie sera d'environ 10 kHz. Elle sera divisée par deux quand la seconde capacité viendra s'additionner à la première. Le signal rectangulaire qui est disponible en broche 3, commande le transistor de puissance T_4 . Les signaux doivent être envoyés dans le bobinage L_1 , tandis que L_2 sera reliée à la masse. On remarquera que l'une des extrémités de chaque self est laissée "en l'air".



3 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS.

2 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ.

Le montage est alimenté sous deux tensions : toute la partie générant les signaux demande une tension de + 9V, tension générée par le régulateur IC₁; les impulsions devant être de grande amplitude, le transistor T₄ est alimenté sous la "haute tension" primaire. Celle-ci pourra atteindre + 35V mais ne pas les dépasser. Le régulateur de tension ne le supporterait pas. Il existe dans le commerce des blocs secteurs peu onéreux fournissant les 24V nécessaires. La puissance importe peu car le courant demandé restera toujours très faible.

La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2** tandis que l'implantation des composants est représentée en **figure 3**. On n'utilisera le typon que dans le cas où l'on souhaiterait réaliser plus d'un exemplaire du montage.

Avant de procéder au câblage, il conviendra de découper les trois circuits imprimés fournis. Pour cela, on choisira une lame de scie très fine afin de ne pas entamer les platines. On passera ensuite un rapide coup de lime douce pour ôter les bavures d'époxy.

On soudera d'abord les neuf résistances puis les cinq condensateurs. On implantera le support à huit broches pour le NE555. Les transistors seront ensuite soudés, ainsi que le régulateur de tension. Il sera inutile de prévoir des dissipateurs thermiques pour ces deux derniers composants, la puissance mise en jeu étant très faible. On achèvera le câblage par la mise en place des quatre picots à souder, picots sur lesquels viendront se connecter les deux bobinages et les deux fils d'alimentation.

Avant la mise sous tension, on vérifiera soigneusement toutes les soudures.

Les essais se résument à peu de

choses puisque aucun réglage n'est à effectuer. Il faudra relier les fils de sortie du bloc secteur au circuit imprimé. On connectera ensuite la sortie 3 du NE555 à l'entrée d'un oscilloscope et l'on constatera la présence des trains d'impulsions à 5 kHz et à 10 kHz, preuve que le montage fonctionne. Pour le raccorder à la canalisation, on procédera de la façon suivante :

On bobinera deux fois dix à douze spires de fil isolé de 8/10 à 10/10 de mm autour du tuyau. Ces deux enroulements seront maintenus en place au moyen de colle cyanoacrylate (attention aux doigts) ou de scotch d'électricien. Il ne faudra pas dénuder les extrémités non raccordées afin de ne pas occasionner de courts-circuits si la canalisation est métallique. On soudera les selfs au circuit imprimé. Il est recommandé de placer le montage dans un petit boîtier en plastique qui sera maintenu au mur à l'aide d'adhésif double face.

MINI DÉTECTEUR DE MÉTAUX

Le second montage peut se rendre très utile en tant que détecteur de câbles. Il s'agit en effet d'un minuscule détecteur de métaux, très simple. Il ne peut donc prétendre rivaliser avec les appareils commercialisés à plusieurs milliers de francs. Ce montage ne saura pas faire la différence entre un métal ferreux ou non, et n'est pas équipé d'une compensation de l'effet de sol. Il peut néanmoins détecter un morceau de métal de la grandeur d'un briquet à une quinzaine de centimètres, et un objet de 25 à 30 cm de diamètre à une distance approximative d'un demi-mètre.

Le principe du détecteur de métal, est comme chacun le sait, l'utilisation de la propriété que possède les selfs de voir leur valeur se modifier dès qu'un objet métallique s'en approche. Cet objet remplit donc le rôle de noyau, comme on en place à l'intérieur des bobinages réalisés sur des mandrins et utilisés en HF. Plus grand sera le diamètre de la self de détection, meilleure sera la sensibilité du détecteur. Cette self est utilisée associée à un condensateur, les deux composants fixant la fréquence de fonctionnement d'un oscillateur. Si l'on modifie la valeur de L ou de C, la fréquence variera donc également. Il ne suffira plus que de traiter cette modification de fréquence.

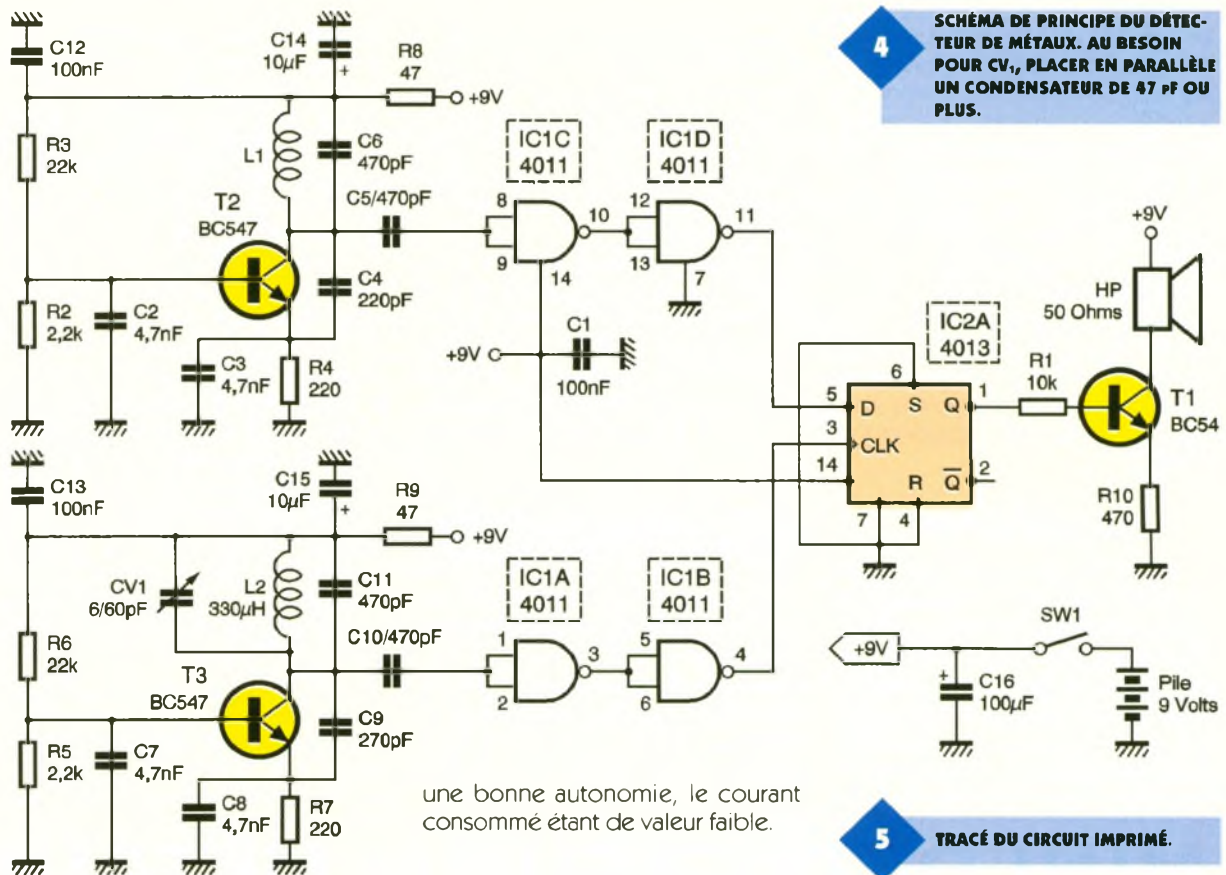


Le schéma de principe

Le schéma de principe du détecteur de métaux est donné en **figure 4**. Deux oscillateurs sont nécessaires : l'un dont la fréquence restera fixe et qui sera donc l'oscillateur de référence, et le second dont la fréquence sera fixée par la valeur du réseau LC placé dans son collecteur, L étant la self exploratrice. Ces deux oscillateurs sont de type COLPITTS. Leur fréquence de fonctionnement a été fixée très approximativement à 300 kHz, fréquence dépendant de

la valeur de L₁, C₄ et C₆ pour T₂ et de L₂, C_{V1}, C₉ et C₁₁ pour T₃. A cette valeur, une fréquence est inaudible pour l'oreille humaine qui, dans le meilleur des cas, perçoit des sons jusqu'à 15 kHz. Par contre, si l'on mélange les deux signaux f₁ et f₂, il en ressort une fréquence résultante (battement) dont la valeur sera égale à la différence de f₁ et f₂.

Pour se faire, les deux signaux sont prélevés sur les collecteurs des transistors T₂ et T₃ et dirigés vers les entrées de deux portes NAND (NON ET) afin qu'ils subissent un traite-



4 SCHEMA DE PRINCIPE DU DETECTEUR DE METAUX. AU BESOIN POUR CV₁, PLACER EN PARALLELE UN CONDENSATEUR DE 47 pF OU PLUS.

une bonne autonomie, le courant consommé étant de valeur faible.

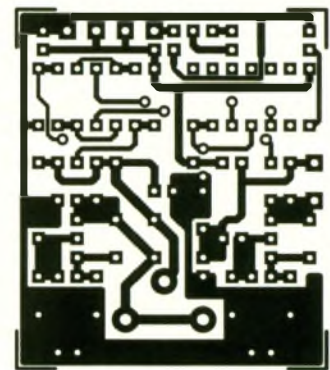
La réalisation

ment : de formes sinusoïdales, nous les retrouvons rectangulaires aux entrées D et CLOCK d'une bascule 4013. C'est celle-ci qui se charge du mélange des deux fréquences dont la différence est disponible en sortie Q. Il ne reste plus qu'à diriger le signal vers un petit amplificateur constitué par un unique transistor dont le collecteur est chargé par un haut-parleur de 50 Ω d'impédance. Si le volume sonore s'avérait insuffisant, il suffirait de diminuer la valeur de la résistance R₁₀.
Le montage est alimenté au moyen d'une pile de 9V qui devrait assurer

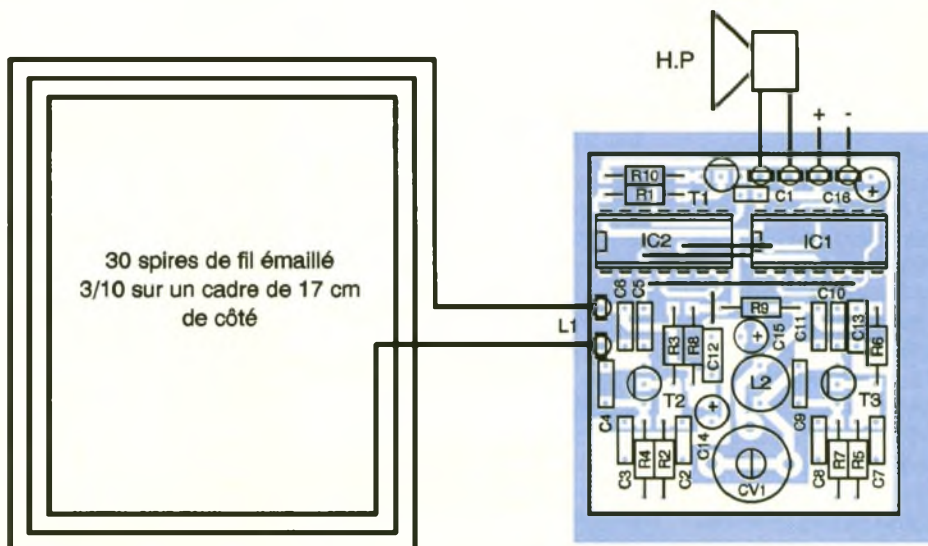
Le dessin du circuit imprimé est représenté en **figure 5**. Le dessin de l'implantation des composants que l'on utilisera lors du câblage est donné en **figure 6**. Celui-ci sera mené dans l'ordre suivant :

- mise en place des straps,
- positionnement de toutes les résistances,
- soudure des condensateurs en commençant par les petites valeurs,
- implantation des transistors et des supports de circuit intégré,
- on soudera enfin la self L₂, le condensateur ajustable CV₁ et les six picots.

5 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ.



6 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS.



Il est recommandé d'enlever ensuite l'excédent de résine des soudures à l'aide d'un chiffon propre imbibé d'acétone. Puis on pourra limer légèrement les pointes subsistantes après coupure des queues des composants à la pince. Sur les quatre picots situés dans le haut de la platine (placés à côté du condensateur C_{16}), on soudera deux fils pour l'alimentation et deux fils pour la connexion au haut-parleur. Sur les deux picots restants seront soudés les fils de la bobine exploratrice L_1 . Celle-ci sera réalisée en enroulant 30 spires de fil 3/10 sur un carré d'environ 17 cm de côté. Le fil sera de type émaillé, mais on pourra également utiliser du fil de wrapping (disponible en petites bobines).

Puis il faudra procéder à une minutieuse vérification des soudures afin de déceler le moindre court-circuit, ce qui évitera des désagréments lors des essais.

Les essais

On raccordera le montage à une pile de 9V. Un son devrait se faire entendre dans le haut-parleur, mais cela n'est pas obligatoire. Il sera peut-être nécessaire de manœuvrer doucement le condensateur ajustable CV_1 . On pratiquera un essai au moyen d'un objet métallique, en l'approchant de la bobine de détection : le son devra se modifier (soit une augmentation, soit une diminution de la fréquence).

On remarquera que l'on peut supprimer le signal audio, par réglage de CV_1 , lorsque aucun objet métallique n'est proche du cadre du détecteur. Dans ce cas, les deux signaux issus des oscillateurs sont de fréquence égale. Dès qu'une masse métallique sera à proximité de la bobine, des impulsions se feront entendre jusqu'à atteindre une fréquence assez élevée. Nous ne recommandons pas ce type de réglage car une variation du son est plus facilement perceptible qu'une impulsion dans le haut-parleur.

D'autre part, il sera nécessaire d'attendre quelques instants, après la mise sous tension, pour que les oscillateurs atteignent une fréquence de fonctionnement stable. C'est ce qui devra être fait avant tout réglage.

UN ADAPTATEUR MINITEL*-PC

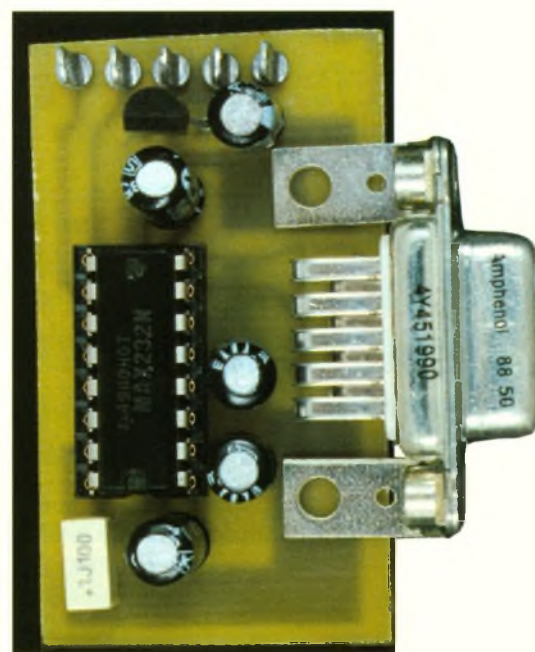
* **MINITEL est une marque déposée**

La dernière des réalisations que nous vous proposons est un adaptateur MINITEL-PC, qui permettra, comme son nom l'indique, de rendre compatibles des signaux issus de l'interface RS232 du PC avec ceux émanant du MINITEL (0V/+5V). Ce montage pourra également être utilisé entre un PC et une platine à microprocesseur dotée d'une interface série au standard TTL.

Il existe de nombreuses façons de construire une telle interface : à l'aide de transistors, de circuits intégrés de type MC1488 et MC1489 (déjà anciens) et nécessitant deux ten-

sions d'alimentation, et à l'aide d'un circuit intégrant tout ce qui est nécessaire (ou presque, mis à part quatre condensateurs) à la conversion du niveau des signaux : le MAX232, qui existe sous de nombreuses marques. C'est celui-ci que nous avons choisi afin de simplifier le montage à l'extrême.

Le circuit intégré MAX232, est comme nous l'avons dit, disponible sous divers modèles. Selon ceux-ci, la valeur des condensateurs sera différente. Voici résumé, ci-dessous, les différents modèles disponibles ainsi que leurs caractéristiques. Cette liste ne comprend pas tous les modèles, mais uniquement ceux que l'on peut se procurer le plus facilement :



pour la réception et un pour l'émission des données.

La conversion de la tension des signaux est assurée, dans le circuit, par la présence d'un convertisseur + 10V vers + 5V et d'un convertisseur + 10V vers -10V, d'où la nécessité d'une seule tension d'alimentation de + 5V. Les divers condensateurs ont chacun une fonction bien précise :

- C_1 est chargé de doubler la tension d'alimentation,
- C_2 , servant de pompe de charge, inverse la tension positive + 10V,
- C_3 et C_4 filtrent les tensions obtenues afin de réduire le bruit engendré par l'oscillateur du convertisseur,
- C_5 découple la tension d'alimentation du circuit intégré.

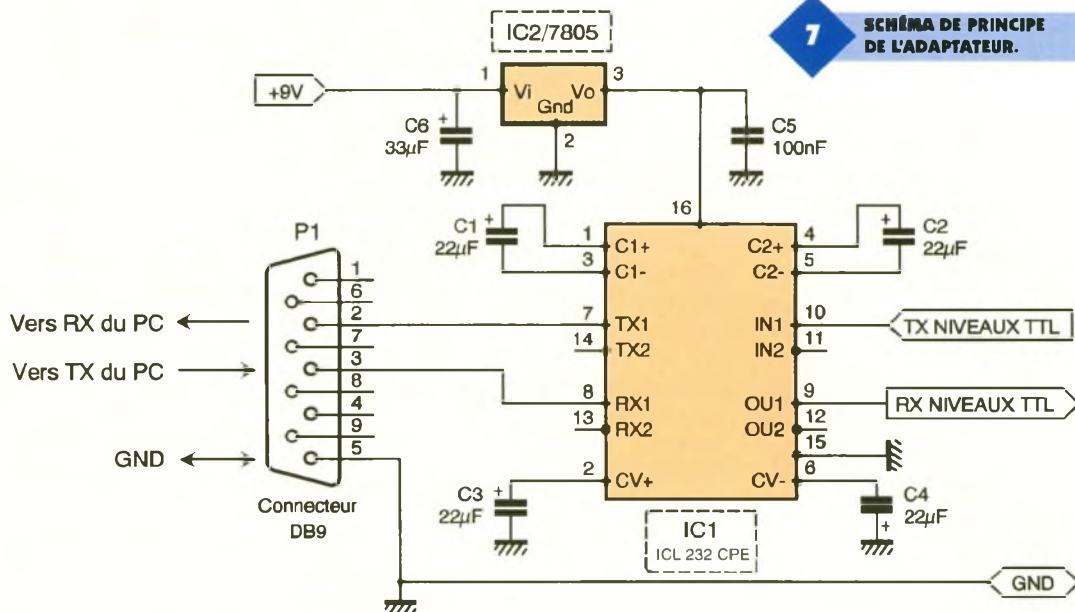
La tension d'alimentation du montage qui est de + 5V, est obtenue par un régulateur de tension de type 7805 dont la tension d'alimentation

TYPE	FABRICANT	Vcc	Courant	Propagation	Valeur de C
MAX3232CPE	MAXIM	3V à 5,5V	1mA	300ns	0,1 μ F
MAX3232CPN	MAXIM	3V à 5,5V	1mA	300ns	0,1 μ F
ADM2323LJN	A.D.	5V	5mA	-----	1 μ F
MAX232CPE	MAXIM	5V	10mA	1300ns	1 μ F
MAX232N	T.I.	5V	10mA	500ns	1 μ F
ICL232CPE	H.S.	5V	10mA	500ns	22 μ F
ADM232AAN	A.D.	5V	15mA	3500ns	0,1 μ F

Schéma de principe

Le schéma de principe de notre réalisation est donné en **figure 7**. On ne peut faire plus simple puisque seulement neuf composants sont nécessaires, y compris le connecteur SUBD à neuf broches (nous n'avons pas comptabilisé les cinq picots à

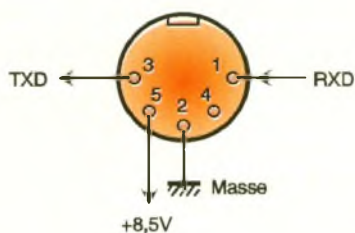
souder). Nous avons choisi, pour des raisons de disponibilité personnelle, le circuit intégré ICL232CPE, ce qui a nécessité quatre condensateurs de 22 μ F. Seule la moitié du circuit intégré est utilisée puisqu'il dispose de deux émetteurs et de deux récepteurs et que nous n'avons besoin que d'un seul de chaque, un



primaire devra être comprise entre + 8V et + 12V. Cette tension pourra être obtenue au moyen d'un petit bloc secteur de faible intensité ou directement tirée du MINITEL, qui pour certains modèles comme le bi-standard, dispose d'une tension d'alimentation pour les périphériques externes sur le connecteur DIN dont ils sont équipés (voir **figure 8**). Cette tension est de +8,5V et un courant de 1A peut être demandé, courant qui sera amplement suffisant puisque dans le pire des cas, seuls 15mA seront consommés.

Les signaux seront injectés dans la platine au moyen d'un connecteur SUBD à neuf broches, à l'aide d'un câble connecté à l'interface RS232 du PC. Les différentes connexions de protocole n'étant pas effectuées par les liaisons du circuit imprimé, il sera nécessaire de les réaliser sur le connecteur du câble. Il faudra donc relier entre elles les bornes suivantes :

- 1, 4 et 6 (DCD, DTR et DSR),
- 7 et 8 (RTS et CTS).



Sur Minitel bi-standard
Vue de la prise DIN du Minitel

La réalisation

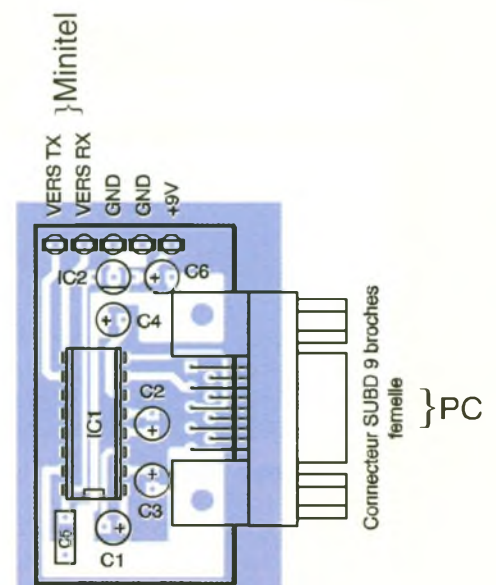
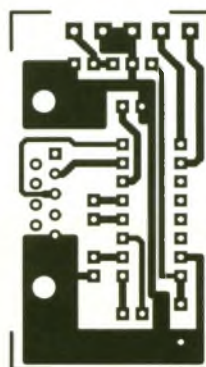
Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 9** tandis que le dessin de l'implantation des composants est représenté en **figure 10**. C'est le plus petit des trois circuits imprimés offerts. C'est également le plus simple à câbler. Il suffira simplement de d'abord souder toutes les capacités, puis le circuit intégré régulateur en boîtier TO92, et enfin le support du convertisseur de niveaux MAX232 ou équivalent. On terminera le câblage par l'implantation des cinq picots à souder et du connecteur SUBD à 9 broches que l'on fixera, avant d'effectuer les soudures, au moyen de deux vis de 3 mm accompagnées de leurs écrous et rondelles.

On pourra éventuellement, bien que cela ne soit pas absolument nécessaire étant donnée la simplicité du circuit, nettoyer le côté pistes du circuit imprimé à l'aide d'un chiffon imbibé d'acétone.

Les essais pourront être réalisés en effectuant la liaison MINITEL-PC. Le circuit est si simple que pratiquement aucune mauvaise surprise n'est à craindre.

Nous espérons que ces trois petits montages vous procureront autant de plaisir à réaliser que nous avons eu à les concevoir. Si un problème survenait dans la réalisation de l'un d'entre eux, n'hésitez pas à nous contacter soit en utilisant notre site WEB, soit en nous écrivant. Bonne réalisation!

P. OGUIC



Nomenclature

Départeur

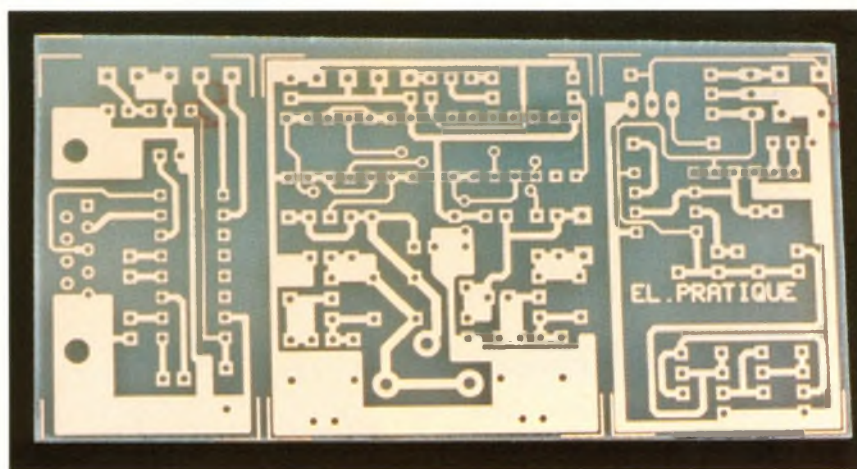
R₁, R₂ : 1 kΩ
(marron, rouge, rouge)
R₃, R₄ : 6,8 kΩ
(bleu, gris, rouge)
R₅, R₉ : 4,7 kΩ
(jaune, violet, rouge)
R₆ : 15 kΩ
(marron, vert, orange)
R₇ : 2,2 kΩ
(rouge, rouge, rouge)
R₈ : 10 kΩ
(marron, noir, orange)
C₁, C₂ : 100 μF/16V
C₃ : 10 μF/16V
C₄, C₅ : 3,9 nF
T₁, T₂, T₃ : BC547
T₄ : BD135
IC₁ : régulateur de tension 7809
IC₂ : NE555
1 support pour circuit intégré 8 broches
4 picots à souder

Détecteur de métaux

R₁ : 10 kΩ
(marron, noir, orange)
R₂, R₅ : 2,2 kΩ
(rouge, rouge, rouge)
R₃, R₆ : 22 kΩ
(rouge, rouge, orange)
R₄, R₇ : 220 Ω
(rouge, rouge, marron)

R₈, R₉ : 47 Ω
(jaune, violet, noir)
R₁₀ : 470 Ω
(jaune, violet, marron)
C₁₁, C₁₂, C₁₃ : 100 nF
C₂, C₃, C₇, C₈ : 4,7 nF
C₄ : 220 pF
C₅, C₆, C₁₀, C₁₁ : 470 pF
C₉ : 270 pF
C₁₄, C₁₅ : 10 μF/16V
C₁₆ : 100 μF
CV₁ : condensateur ajustable 6/60 pF
T₁, T₂, T₃ : BC547
IC₁ : CD4011
IC₂ : CD4013
L₁ : Voir implantation
L₂ : self surmoulée 330 μH

(NEOSID ou autre)
6 picots à souder
Adaptateur Minitel-PC
C₁ à C₄ : 22 μF 16V (valeur selon le modèle de convertisseur, voir tableau)
C₅ : 100 nF
C₆ : 33 μF/16V
IC₁ : ICL232CPE (pour notre maquette)
IC₂ : régulateur de tension en boîtier TO92, 78L05
1 connecteur SUBD 9 broches femelle
1 support pour circuit intégré 16 broches
5 picots à souder



... La pointe de la technologie...

AFX 2792



AFX 2791

AFX

la nouvelle génération d'alimentations

Alimentations stabilisées série AFX fixes 13,8 V

Prévues pour des appareils consommant des intensités importantes, elles se distinguent par un excellent design allié à une bonne qualité technique faisant appel aux technologies les plus modernes. Ces appareils possèdent toutes les protections nécessaires.



AFX 2797



AFX 2793

AFX 2791 Réf. 699.993 **195 F** ● **AFX 2792** Réf. 699.994 **249 F**
3A nominal, 5 A pointe. 6A nominal, 8 A pointe.

AFX 2793 Réf. 699.995 **375 F** ● **AFX 2795** Réf. 699.996 **699 F** ● **AFX 2797** Réf. 699.997 **995 F**
10A nominal, 12 A pointe. 20A nominal, 22 A pointe. 30 A nominal, 32 A pointe.

Alimentations professionnelles de laboratoire



AFX 5510A

AFX 1502 C Réf. 698.944 **359 F**

Alimentation réglable 0-15 V / 2 A fixe.

AFX 2930 SB Réf. 699.998 **899 F**

Alimentation réglable 0-30 V / 0-3 A. Affichage double par display.

AFX 5510 A Réf. 698.822 **1769 F**

Alimentation réglable 0-30 V / 0-10A. 2 afficheurs 3 1/2 digits.

AFX 5920 A Réf. 698.883 **2459 F**

Alimentation réglable 0-30 V / 0-20 A. 2 afficheurs 3 1/2 digits.

AFX 9660 SB Réf. 699.999 **1899 F**

Alimentation asymétrique 0-30 V + 0-30 V switchable à 60V.
Courant de sortie double 0 à 3 A + 0 à 3 A switchable.



AFX 1502 C

AFX 2930 SB

AFX 5920A

ACCELdis

Importateur exclusif pour la France
Centre artisanal 20 bis, rue Maître Renault
95190 Fontenay-en-Parisis
Tél. : 01 34 09 04 46 - Fax : 01 34 09 04 47

Documentation et liste de nos revendeurs sur demande. Distributeurs toutes régions nous consulter.



DOMOTIQUE

CARILLON HORAIRE

La matérialisation de l'heure étant essentiellement visuelle, nous avons pensé qu'un complément sonore rappellera, peut-être avec nostalgie, le carillon de nos clochers ou de certains édifices publics. Le montage proposé est conçu pour commander un carillon qui sonnera un nombre de coups en rapport avec l'heure, avec toutefois la possibilité d'une neutralisation la nuit...

Le Principe (figure 1)

Une base de temps pilotée par un quartz, mise à l'heure préalablement, génère le signal correspondant à l'heure. A ce moment, un compteur pilote avance d'un pas et transmet sa position à un compteur suiveur. Ce dernier décompte alors au rythme d'un oscillateur jusqu'à atteindre la position zéro. Chaque signal de décomptage correspond à la fermeture d'un relais dont les contacts d'utilisation sont destinés à l'alimentation brève du carillon. Une signalisation par LED permet de visualiser la position horaire de la base de temps. Le montage fonctionne à partir du secteur 220V. Une batterie de sauvegarde est maintenue constamment en charge.

En cas d'absence de tension secteur, cette batterie continue d'assurer le fonctionnement de la base de temps et du dispositif de comptage horaire, avec un minimum de dépense énergétique. Cette autonomie est de l'ordre de 15 à 20 heures. Afin de minimiser la consommation en situation de sauvegarde, les LED de visualisation sont éteintes et le relais d'utilisation n'est pas opérationnel. Le dispositif est également équipé d'une cellule photorésistante afin de détecter la période nocturne au

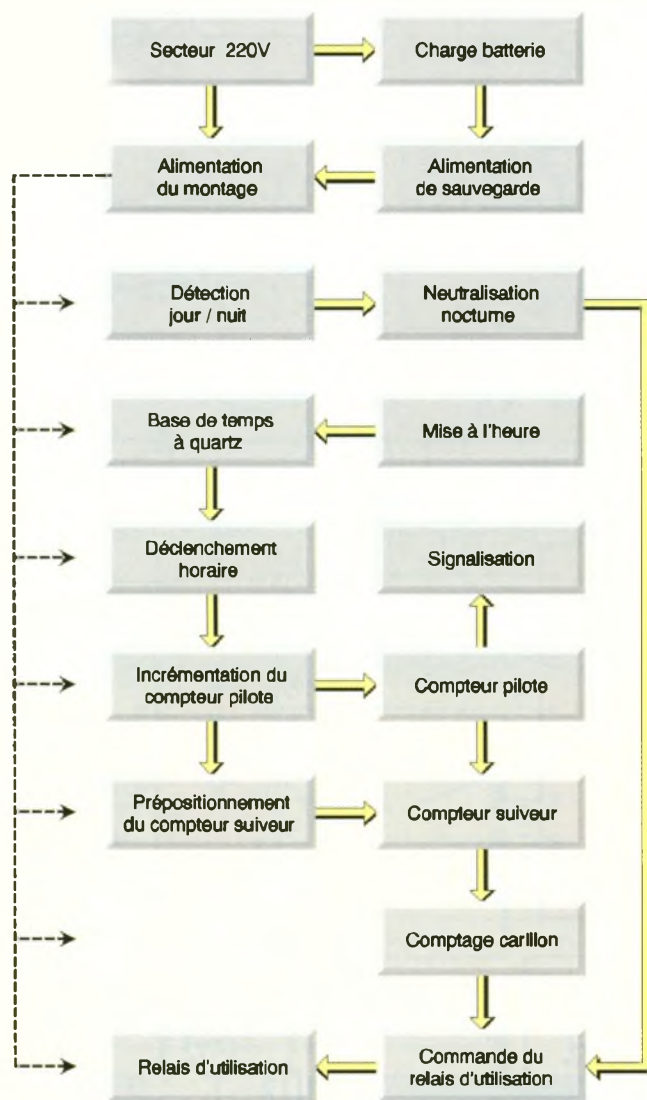


cours de laquelle la sonnerie du carillon est neutralisée. Ce dernier peut être un carillon du type porte d'entrée dont les fournisseurs présentent toute une gamme. Il existe également des cloches à gond commandées électriquement.

Le Fonctionnement (figures 2 à 4)

L'énergie provient du secteur 220V par l'intermédiaire d'un transformateur d'alimentation délivrant sur son enroulement secondaire un potentiel alternatif de 12V. Un pont de diodes réalise le redressement des deux alternances, tandis que la capacité C_1 effectue un premier filtrage. Ce potentiel quasi continu de 12V est ensuite présenté par l'inter-

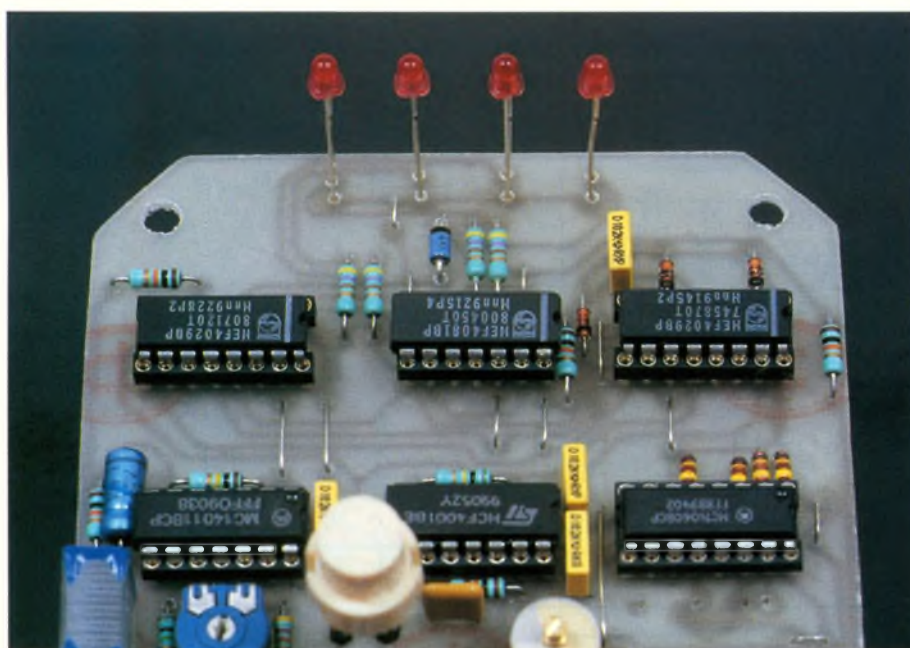
médiaire de D_8 sur l'entrée d'un régulateur 7805, qui délivre sur sa sortie une tension stabilisée à 5V à laquelle C_2 apporte un filtrage complémentaire. La capacité C_3 découple cette alimentation du montage aval. Parallèlement à cette fonction de base, l'alimentation 12V, disponible sur l'armature positive de C_1 , assure la charge continue d'une batterie d'accumulateurs de 7,2V et de 120mAh, via la résistance R_1 . Le courant de charge est d'environ 5 à 6mA. En cas de panne secteur, la LED verte L_5 s'éteint et l'alimentation de sauvegarde est assurée par la batterie qui se trouve reliée à l'entrée du régulateur par l'intermédiaire de D_9 shuntant R_1 . Dans cette situation de veille, nous verrons ultérieurement que le montage fonctionne en énergie réduite si bien que le débit de la



1

SYNOPTIQUE DE FONCTIONNEMENT.

LED DE SIGNALISATION.



batterie est limité à 6 ou 7mA, ce qui donne à l'ensemble une très confortable autonomie dépassant 15 heures. L'interrupteur I est normalement fermé en permanence. Il est prévu pour être ouvert lors du transport du boîtier avant son installation afin de ne pas décharger inutilement la batterie de sauvegarde.

Détection jour/nuit

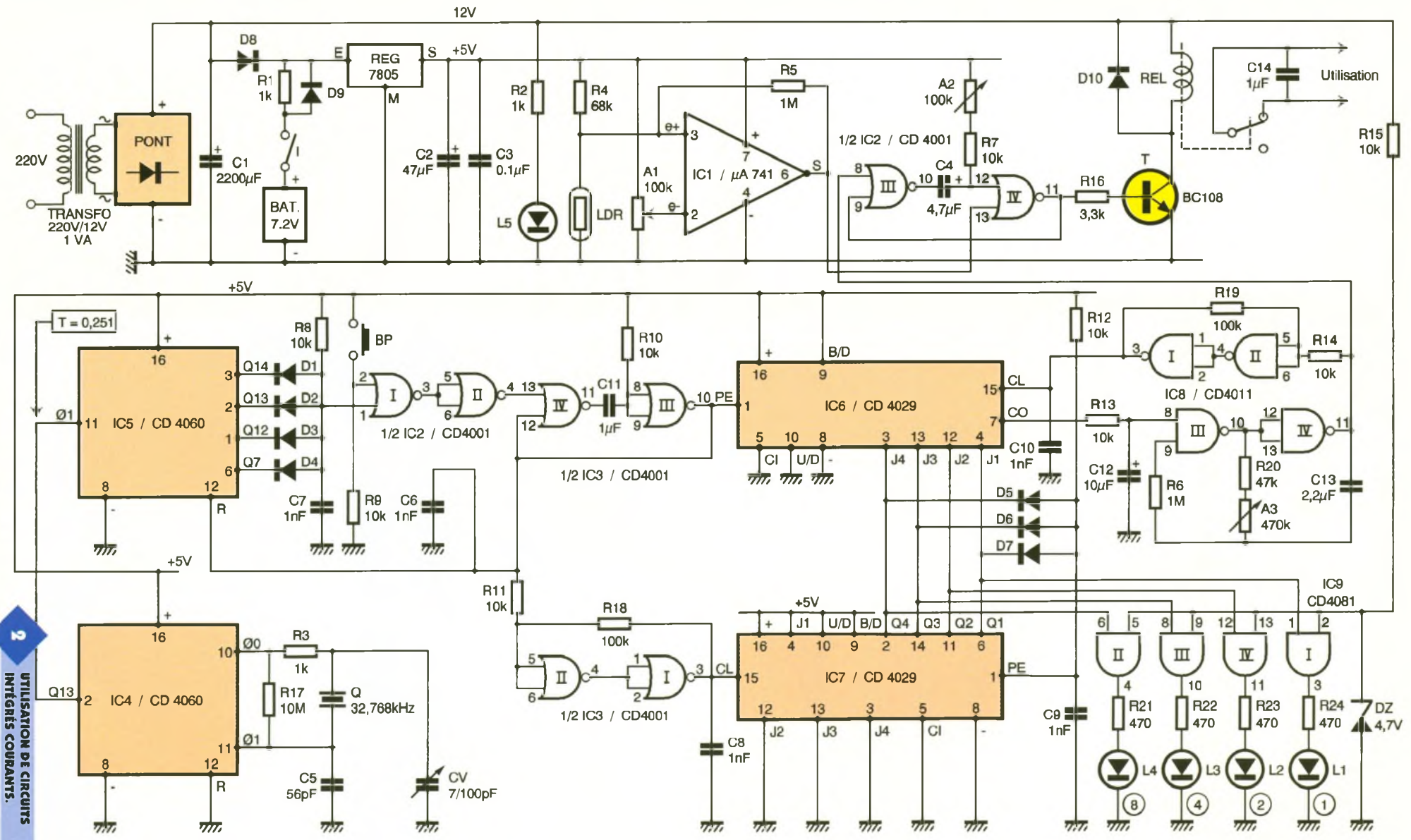
Une cellule photorésistante (LDR) contrôle en permanence le degré de l'éclairage ambiant. Rappelons qu'un tel composant présente entre ses bornes une résistance réduite à une dizaine d'ohms s'il est soumis à l'éclairage diurne. En revanche, plongé dans l'obscurité, sa résistance ohmique passe à une valeur très supérieure au Mégohm. Avec R_4 , la LDR constitue un pont de résistances dont le point médian est relié à l'entrée directe d'un "741" monté en comparateur de potentiel. L'entrée inverseuse est reliée à la sortie d'un ajustable afin de présenter sur cette entrée un potentiel réglable. Dans le cas général, le curseur de l'ajustable est à placer en position médiane si bien que le potentiel de l'entrée inverseuse est de l'ordre de 2,5V. Pendant la nuit, la résistance de la cellule LDR étant très élevée, le potentiel de l'entrée directe est voisin de 5V. La sortie du "741" présente alors un état haut. Il neutralise la bascule monostable formée par les portes NOR III et IV de IC₂, dont nous parlerons ultérieurement. En revanche, pendant la journée, la situation s'inverse: le potentiel de l'entrée directe devient très faible. La sortie du "741" IC₁ passe alors à l'état bas ce qui rend opérationnelle la bascule monostable de commande du relais d'utilisation.

La résistance R_5 introduit lors des basculements une réaction positive qui assure au dispositif de détection des positions bien franches.

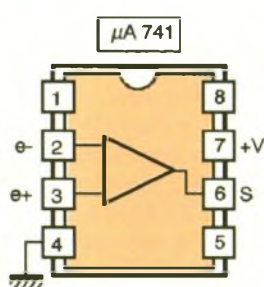
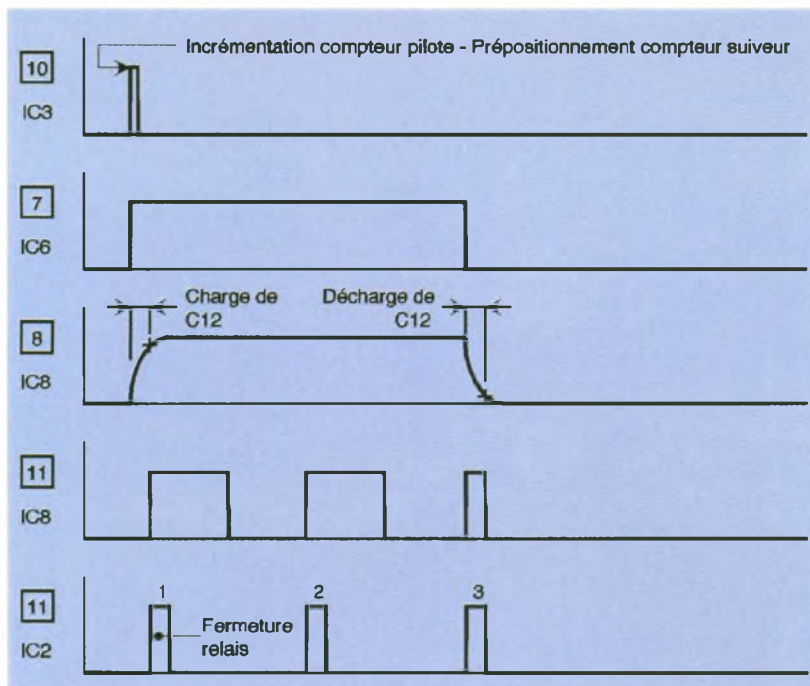
Grâce à l'ajustable A, il est possible de régler le point de séparation jour/nuit au degré d'éclairage souhaité.

Base de temps

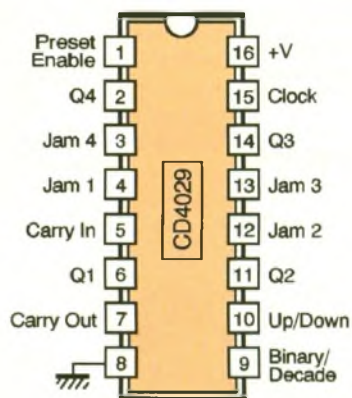
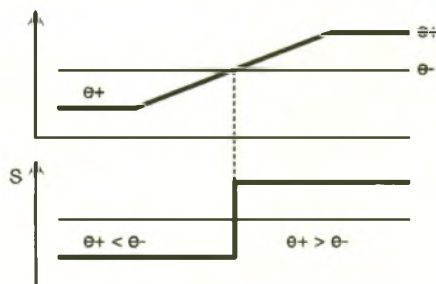
Le circuit intégré référencé IC₄ est un CD 4060. Il s'agit d'un compteur binaire de 14 étages montés en cascade. Il comporte également un oscillateur interne qui est piloté par un quartz caractérisé par une fréquence oscillatoire de 32,768 kHz. Cette valeur est très précise et permet d'obtenir une base de temps extrêmement fiable. Il est cependant possible de faire varier très légèrement, dans des proportions très



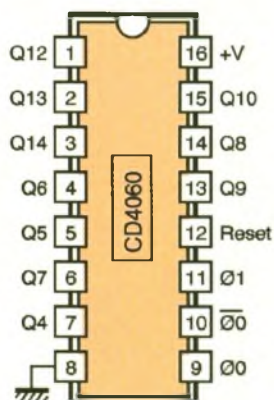
2 UTILISATION DE CIRCUITS INTÉGRÉS COURANTS.



Fonctionnement en comparateur de potentiel



Entrée	Etat	Action
BINARY/DECADE	1	comptage binaire
	0	Comptage BCD
UP/DOWN	1	Comptage
	0	Décomptage
PRESET ENABLE	1	Prépositionnement
	0	Non prépositionnement
CARRY IN	1	Compteur bloqué
	0	Compteur avance (front positif sur CLOCK)

BROCHAGE ET FONCTIONNEMENT
DES CIRCUITS INTÉGRÉS.

faibles de l'ordre de $\pm 0,03\%$ la période de base, en agissant sur le curseur du condensateur variable C_V . Nous en reparlerons au chapitre consacré aux réglages. Si la période de base sur Q_0 est égale à T , celle qui caractérise le créneau carré disponible sur une sortie Q_i donnée, se calcule par la relation:

$$T_{Q_i} = 2^i \times T$$

Ainsi, au niveau de Q_{13} , la période

du créneau est égale à:
 $2^{13}/32768 = 8192/32768 = 0,25$ seconde.

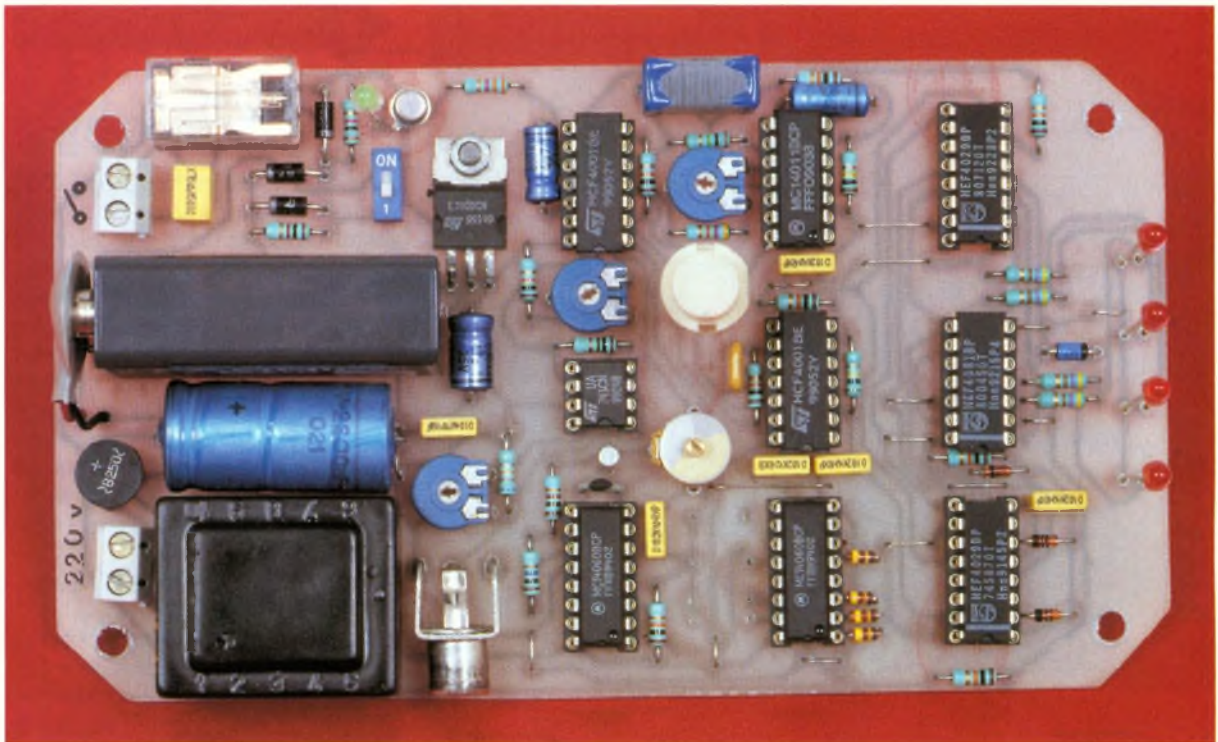
Le circuit IC_5 est encore un CD 4060 dont l'oscillateur interne est simplement utilisé comme une suite de deux inverseurs. Dans la présente application, il s'agit de détecter la position binaire particulière du compteur au bout d'une heure, c'est à dire 3600 secondes. Cette position correspond à la valeur décimale $3600/0,25 = 14400$. Pour en déterminer la valeur binaire, il convient de décomposer ce nombre en puissances entières de 2. Le lecteur vérifiera que:

$$14400 = 8192 + 4096 + 2048 + 64 = 2^{13} + 2^{12} + 2^{11} + 2^6$$

En définitive, lorsque cette position sera atteinte par IC_5 , les sorties Q_7 , Q_{12} , Q_{13} et Q_{14} présenteront simultanément un état haut. Cela se traduit par un état haut au niveau des anodes communes des diodes D_1 à D_4 . Nous verrons au paragraphe suivant qu'à ce moment précis, le compteur IC_5 se trouve remis à zéro par la présentation d'une brève impulsion positive sur son entrée RESET. Après cette RAZ, le cycle recommence et ainsi de suite: c'est la base des déclenchements horaires.

Incréméntation horaire
du compteur pilote

Dès qu'un état haut se manifeste au point commun formé par les anodes des diodes D_1 à D_4 , les portes NOR I et II réalisent deux inversions consécutives si bien qu'un état haut est également disponible sur la sortie de la porte NOR II. Cet état haut actionne l'entrée de commande de la bascule monostable constituée par les portes NOR III et IV de IC_3 . Sur la sortie de cette dernière, on observe une impulsion positive d'une durée de l'ordre de 6 à 7 ms. C'est elle qui assure la remise à zéro de IC_5 ainsi que nous l'évoquons au paragraphe précédent. Cette impulsion positive est également acheminée sur l'entrée "CLOCK" du compteur IC_7 , qui est un CD 4029, par l'intermédiaire du trigger de Schmitt formé par les portes NOR I et II de IC_3 . Le circuit CD 4029 est un compteur-décompteur binaire (BCD) qui avance d'un pas au rythme des fronts montants des signaux présentés sur son entrée "CLOCK". Le compteur avance positivement si son entrée "Up/Down" est reliée à un état haut, ce qui est justement le cas de IC_7 . De même, si l'entrée "Binary/Décade" est reliée à un état haut, le



ON APERÇOIT LA BATTERIE DE SAUVEGARDE.

comptage est du type binaire, c'est à dire que le compteur peut occuper 16 positions différentes (0000 à 1111, au niveau des sorties Q_1 à Q_4). On remarquera que pour la position 13 du compteur (1101 -sens de lecture $Q_4 \rightarrow Q_1$), le point commun formé par les anodes des diodes D_5 , D_6 et D_7 passe à l'état haut. Il en résulte un état haut sur l'entrée "PRESET" de

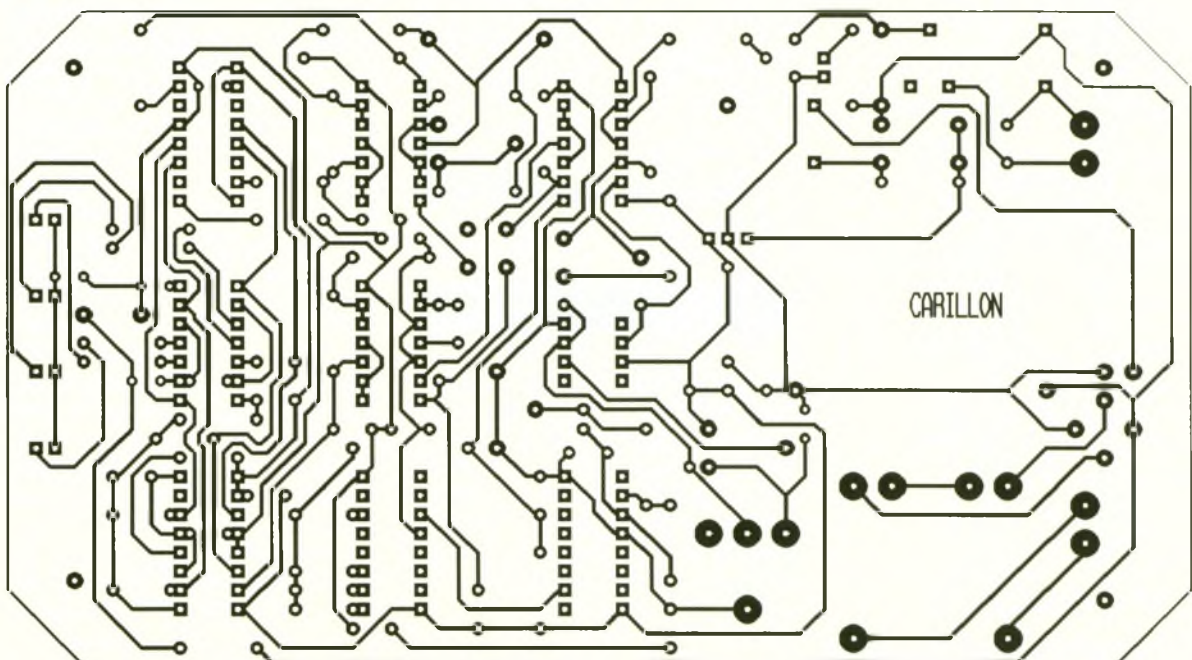
5

TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ À L'ÉCHELLE.

IC_7 . A ce moment, le compteur se positionne automatiquement sur la position imposée par les valeurs binaires des entrées JAM_1 à JAM_4 . Dans le cas présent, cette position correspond au nombre 1. En définitive, le compteur IC_7 ne peut occuper que 12 positions (de 1 à 12), avec avance d'un pas toutes les heures. La position occupée après la valeur 12 étant la valeur 1. On remarquera que cette incrémentation horaire peut également se réaliser volontairement en appuyant sur le bouton-poussoir BP. Nous exploiterons cette possibilité au moment de mise à l'heure du dispositif.

Prépositionnement du compteur suiveur

Le compteur IC_6 est également un CD 4029. Lors de l'incrémentation du compteur pilote IC_7 , l'impulsion positive délivrée par la bascule monostable formée par les portes NOR III et IV de IC_3 est aussi présentée sur l'entrée "PRESET" de IC_7 . Ce dernier se positionne alors instantanément sur la position nouvelle que vient de prendre IC_7 . En effet, les entrées JAM_1 à JAM_4 de IC_6 sont respectivement reliées aux sorties Q_1 à Q_4 de IC_7 .



Comptage des sonneries

L'entrée "Up/Down" de IC₆ est soumise en permanence à un état bas: le compteur décompte donc au rythme des fronts ascendants présentés sur l'entrée "CLOCK". Les portes NAND III et IV de IC₈ forment un multivibrateur astable commandé. Tant que le compteur IC₆ se trouve en position de repos, c'est à dire zéro, la sortie "CARRY OUT" présente un état bas. Cette sortie étant reliée à l'entrée de commande du multivibrateur, ce dernier est bloqué. En revanche, dès que IC₆ occupe une position différente de zéro, la sortie "CARRY OUT" présente un état haut. Au bout d'une durée de l'ordre de 70 ms après le signal de prépositionnement de IC₆, l'entrée de commande du multivibrateur est soumise à un état haut. Ce délai correspond à la charge de C₁₂ à travers R₁₃. Il est largement supérieur à la durée du signal de prépositionnement. Le multivibrateur entre alors en oscillation. En particulier, il délivre sur sa sortie des créneaux de forme carrée dont la période dépend de C₁₃ et de la position angulaire du curseur de l'ajustable A₃. En position médiane, la période est de l'ordre de 1 à 1,5s. Ces créneaux sont ensuite pris en compte par le trigger de Schmitt formé par les portes NAND I et II de IC₈ avant d'être présentés sur l'entrée "CLOCK" du compteur IC₆. Celui-ci décompte jusqu'au moment où il occupe la position zéro. A ce moment, en effet, la

sortie "CARRY OUT" repasse à zéro, ce qui neutralise le multivibrateur sur sa position de repos.

En définitive, et à titre d'exemple, si le compteur pilote vient de se placer sur la position 7, on enregistre sur la sortie du multivibrateur 7 fronts montants.

Commande du relais d'utilisation

Les fronts montants évoqués ci-dessus sont acheminés sur l'entrée de commande de la bascule monostable formée par les portes III et IV de IC₂. Si la cellule LDR est soumise à un éclairage suffisant, la bascule monostable délivre un état haut dont la durée, relativement brève, dépend essentiellement de la position angulaire du curseur de l'ajustable A₂. En position médiane, cette durée est de l'ordre de quelques dixièmes de secondes. Son réglage permet d'obtenir la brièveté nécessaire et adaptée au carillon utilisé.

Circuit d'utilisation

Pendant la durée de l'état haut délivré par la bascule monostable, le transistor NPN T est saturé. Il comporte dans son circuit collecteur le bobinage d'un relais qui se ferme. Les contacts d'utilisation (commun-travail) sont à

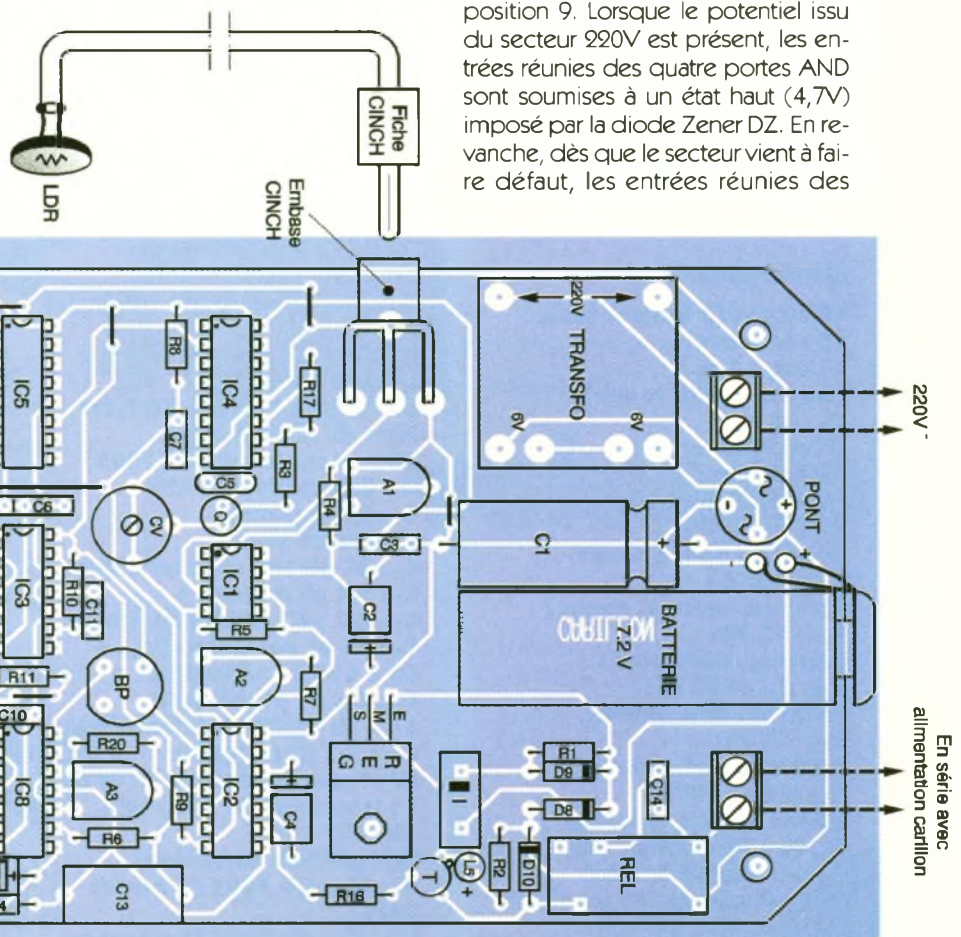
monter en série avec l'alimentation du carillon. La capacité C₁₄ protège les contacts en supprimant les étincelles qui se manifesteraient éventuellement lors des ouvertures. De même, la diode D₁₀ protège le transistor T des effets de surtension de self qui se produisent surtout au moment des coupures. A noter que le bobinage du relais est alimenté par le 12V disponible sur l'armature positive de C₁, c'est à dire issu du secteur. En cas de défaut de ce dernier, les sonneries ne se réalisent donc plus, sans pour autant gêner toutes les autres opérations d'incrémentation, de comptage et de chronométrie.

Signalisation

Par le biais des LED L₁ à L₄, un observateur peut savoir à tout moment la position horaire du dispositif de chronométrie. Ces LED s'allument respectivement pour les états hauts des sorties Q1 à Q4 du compteur pilote IC7. Elles sont alimentées par les sorties des portes AND I à IV de IC9. A la LED L4 est affectée la valeur 8, pour L3 la valeur 4, pour L2 la valeur 2 et enfin pour L1 la valeur 1. Il suffit alors d'additionner les valeurs correspondantes aux LED allumées pour connaître la position du compteur pilote. Par exemple, si les LED L1 et L4 sont allumées, le compteur pilote occupe la position 9. Lorsque le potentiel issu du secteur 220V est présent, les entrées réunies des quatre portes AND sont soumises à un état haut (4,7V) imposé par la diode Zener DZ. En revanche, dès que le secteur vient à faire défaut, les entrées réunies des

6

ATTENTION, PRÉSENCE DE NOMBREUX STRAPS.



portes AND passent à un état bas. Il en résulte l'extinction de toutes les LED, ce qui économise l'énergie dans cette situation de sauvegarde.

La Réalisation

Circuit imprimé (figure 5)

Le circuit imprimé pourra être réalisé suivant les procédures habituelles: application directe de transferts sur le cuivre du module epoxy, confection d'un "typon" ou encore reproduction photographique. Après révélation le cas échéant, le module sera gravé dans un bain de perchlorure de fer. Par la suite, il sera abondamment rincé dans de l'eau tiède. Toutes les pastilles sont à percer avec un foret de 0,8mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir afin de les adapter au diamètre des connexions des composants davantage volumineux.

MISE EN PLACE FICTIVE DE LA LDR.



Implantation des composants (figure 6)

Après la mise en place des straps de liaison, on implantera les diodes et les résistances. Ensuite, ce sera le tour des supports des circuits intégrés. On terminera avec les condensateurs et les autres composants généralement de dimensions plus importantes. Il convient d'apporter un soin tout à fait particulier, quant au respect de l'orientation des composants polarisés. La LDR a été montée directement dans la fiche mâle CINCH. Suivant le cas, il est également possible de prévoir un câble de liaison et d'installer la LDR de telle façon à ce qu'elle puisse capter la lumière naturelle sans pour autant être influencée par un éclairage artificiel. Dans un premier temps, tous les curseurs des ajustables sont à placer dans leur position médiane.

Réglages

Base de temps:

C'est le réglage le plus important puisqu'il conditionne la précision de la chronométrie interne du montage. Grâce à la précision légendaire du quartz, il est possible d'obtenir de très bons résultats dans ce domaine. Une bonne méthode consiste d'abord à placer le curseur du condensateur variable dans une position médiane, c'est à dire telle que la surface des armatures en regard soit environ égale à celle des armatures en dehors du secteur de recou-

vrement. Par la suite, on se servira de l'horloge parlante comme référence. A une heure précise, on appuiera sur le bouton-poussoir et on contrôlera le battement du relais, 24 heures plus tard afin de mettre en évidence la dérive dans un sens ou dans l'autre de la base de temps. Cette dérive sera généralement limitée au plus à 2 ou 3s. Si la chronométrie avance, il y a lieu d'augmenter légèrement la surface de recouvrement des armatures du condensateur variable. Bien entendu, il convient de diminuer cette surface dans le cas d'un retard. Si on se munit de suffisamment de patience, il est possible d'obtenir une précision tout à fait remarquable. Il ne reste plus qu'à procéder à la mise à l'heure par appuis successifs sur le bouton-poussoir.

Ajustable A1:

La position médiane convient généralement. En agissant sur le curseur, il est possible faire varier dans un sens ou dans l'autre le point de basculement jour/nuit pour un degré d'éclairage donné.

Ajustable A3:

Il est affecté au réglage de la période de battement du relais. Cette période augmente si on tourne le curseur dans le sens anti-horaire.

Ajustable A2:

En tournant le curseur dans le sens anti-horaire, on diminue la durée de la fermeture du relais. Ce réglage est à adapter au carillon afin d'obtenir un son clair et bien détaché.

Nomenclature

18 straps (3 horizontaux, 15 verticaux)
R₁ à R₃ : 1 k Ω
 (marron, noir, rouge)
R₄ : 68 k Ω
 (bleu, gris, orange)
R₅, R₆ : 1 M Ω
 (marron, noir, vert)
R₇ à R₁₅ : 10 k Ω
 (marron, noir, orange)
R₁₆ : 3,3 k Ω
 (orange, orange, rouge)
R₁₇ : 10 M Ω
 (marron, noir, bleu)
R₁₈, R₁₉ : 100 k Ω
 (marron, noir, jaune)
R₂₀ : 47 k Ω
 (jaune, violet, orange)
R₂₁ à R₂₄ : 470 Ω
 (jaune, violet, marron)
A₁, A₂ : Ajustables 100 k Ω
A₃ : Ajustable 470 k Ω
LDR : Photorésistance (hors module -voir texte-)

D₁ à D₇ : Diodes-signal 1N 4148
D₈ à D₁₀ : Diodes 1N 4004, 4007
L₁ à L₄ : LED rouges \varnothing 3
L₅ : LED verte \varnothing 3
DZ : Diode Zener 4,7V/1,3W
Pont de diodes 1,5A
REG : Régulateur 5V (7805)
Q : Quartz 32,768 kHz
C₁ : 2200 μ F/25V électrolytique
C₂ : 47 μ F/10V électrolytique
C₃ : 0,1 μ F milfeuil
C₄ : 4,7 μ F/10V électrolytique
C₅ : 56 pF céramique
C₆ à C₁₀ : 1 nF milfeuil
C₁₁, C₁₄ : 1 μ F milfeuil
C₁₂ : 10 μ F/10V électrolytique
C₁₃ : 2,2 μ F polyester
CV : Capacité variable 7/100 pF
T : transistor BC 108, 109, 2N2222
IC₁ : μ A 741 (ampli-op)
IC₂, IC₃ : CD 4001 (4 portes NOR)
IC₄, IC₅ : CD 4060 (compteur

binaire 14 étages avec oscillateur)
IC₆, IC₇ : CD 4029 (compteur-décompteur binaire/BCD)
IC₈ : CD 4011 (4 portes NAND)
IC₉ : CD 4081 (4 portes AND)
1 support 8 broches
4 supports 14 broches
4 supports 16 broches
2 borniers soudables 2 plots
Transformateur 220V/2x6V/1VA
Batterie 7,2V/120mAh
Coupleur pression
REL : Relais 12V/1RT National
I : Interrupteur (microswitch)
Embase CINCH pour circuit imprimé
Fiche CINCH
Bouton-poussoir à contact travail pour circuit imprimé
Boîtier TEKO COFFER transparent (160 x 95 x 50)



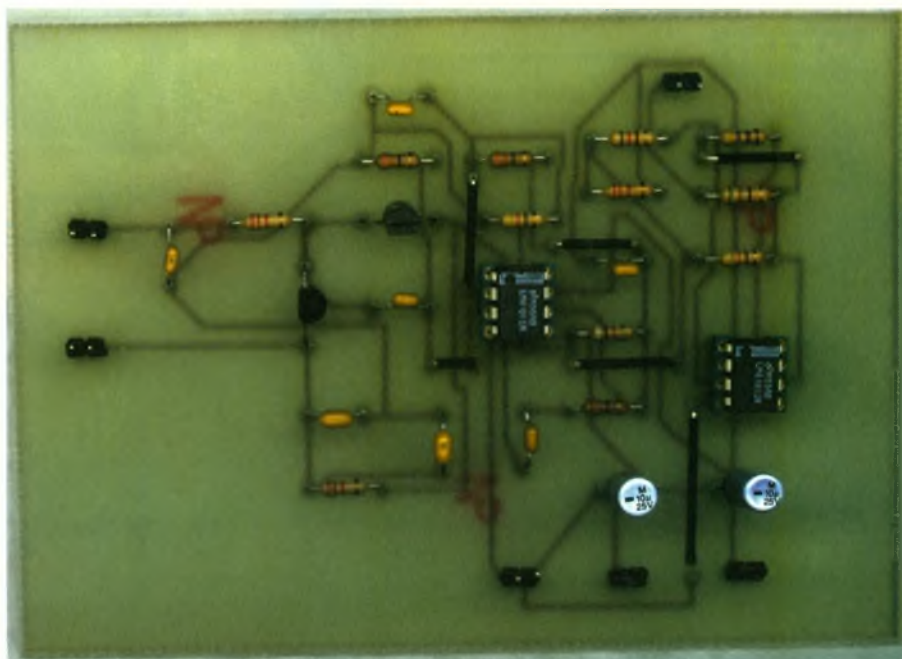
RADIO

MODULATION DE FRÉQUENCE PAR AMPLIFICATEUR DE CONTRE-RÉACTION EN COURANT

Nous pouvons utiliser les amplificateurs de contre-réaction en courant dans de nombreuses applications dans la bande de radiofréquence VHF. Grâce à leur bande passante de 100 MHz, ces amplificateurs de contre-réaction en courant peuvent simplifier la conception de circuit comme c'est le cas dans le montage décrit ci-dessous qui réalise un circuit de modulation de fréquence.

Étude du montage

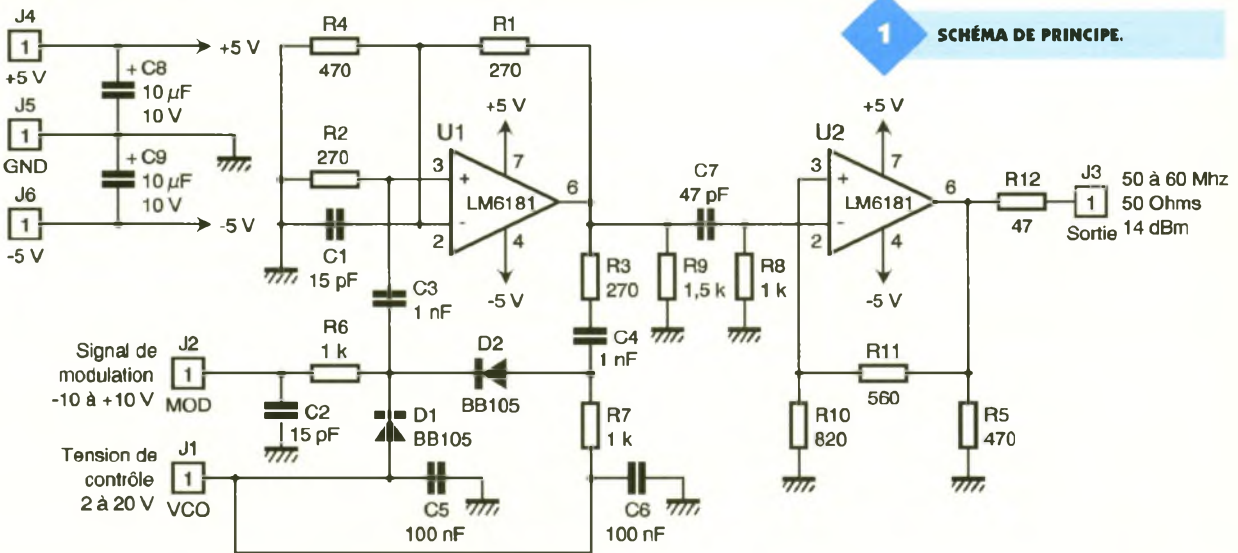
Le circuit est représenté à la **figure 1** et correspond à un modulateur de fréquence qui génère un signal VHF à la fréquence de 55 MHz. Les amplificateurs de contre-réaction en courant utilisés sont des LM6181 de chez 'National Semiconductors' et remplacent de nombreux composants discrets dans la réalisation de cette fonction tels que des transistors bipolaires ou des FET. Le LM6181, dont une application typique est représentée à la **figure 2**, offre une combinaison dissociée de



la bande passante, du 'slew-rate', et du courant de sortie; cet amplificateur peut directement être connecté à une charge ayant une capacité de 100 pF sans oscillations parasites ou à un signal de 10V d'amplitude à travers un câble coaxial ayant une résistance de 50 ou 75 Ω dans toute la gamme des températures industrielles. Ces caractéristiques représentent une amélioration considérable dans les possibilités de commande d'une charge pour un amplificateur très rapide de huit broches en DIP, le rendant ainsi idéal pour les applications sur la vidéo. Cet amplificateur est construit suivant le procédé VIP II ('Vertically Integrated PNP' ou encore transistor PNP intégré verticalement) dont le brevet a été déposé par 'National Semiconductors'. Le LM6181 utilise une contre-réaction en courant (sa structure interne simplifiée est représentée à la **figure 3**) lui procurant

ainsi une bande passante qui ne varie pratiquement pas avec le gain (bande passante de 100 MHz avec un gain de -1; Bande-passante de 60 MHz avec un gain de -10). Avec un 'slew-rate' égal à 2000V/ μ s, sa distorsion harmonique du deuxième ordre est de -50 dBc à 10 MHz, avec un temps d'établissement de 50 ns à 0,1 %. Les autres caractéristiques du LM6181 sont, entre autres, une tension d'alimentation pouvant varier de $\pm 5V$ à $\pm 15V$, un gain différentiel de 0,05 %, une erreur de phase de 0,04°; ces performances dynamiques rendent ainsi cet amplificateur idéal pour l'acquisition des données, les transmissions asynchrones très rapides et les applications à partir d'amplificateur d'impulsion de précision.

Le circuit de notre modulateur de fréquence est basé sur le principe du VCO ('Voltage Control Oscillator' ou encore oscillateur contrôlé en

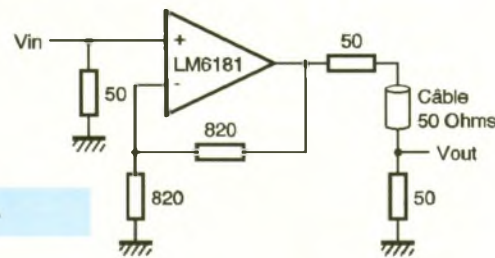


tension) qui génère une faible modulation d'amplitude sur une large gamme de fréquence. L'amplitude maximale sur la plage allant de 50 à 60 MHz est inférieure à 0,3 dB. Ainsi, la fonction de transfert de la fré-

quence par rapport à la tension du circuit (dont la **figure 4** en indique la relation) à deux zones linéaires : de 0,7 MHz approximativement dans la gamme des basses fréquences et de 0,4 MHz environ dans

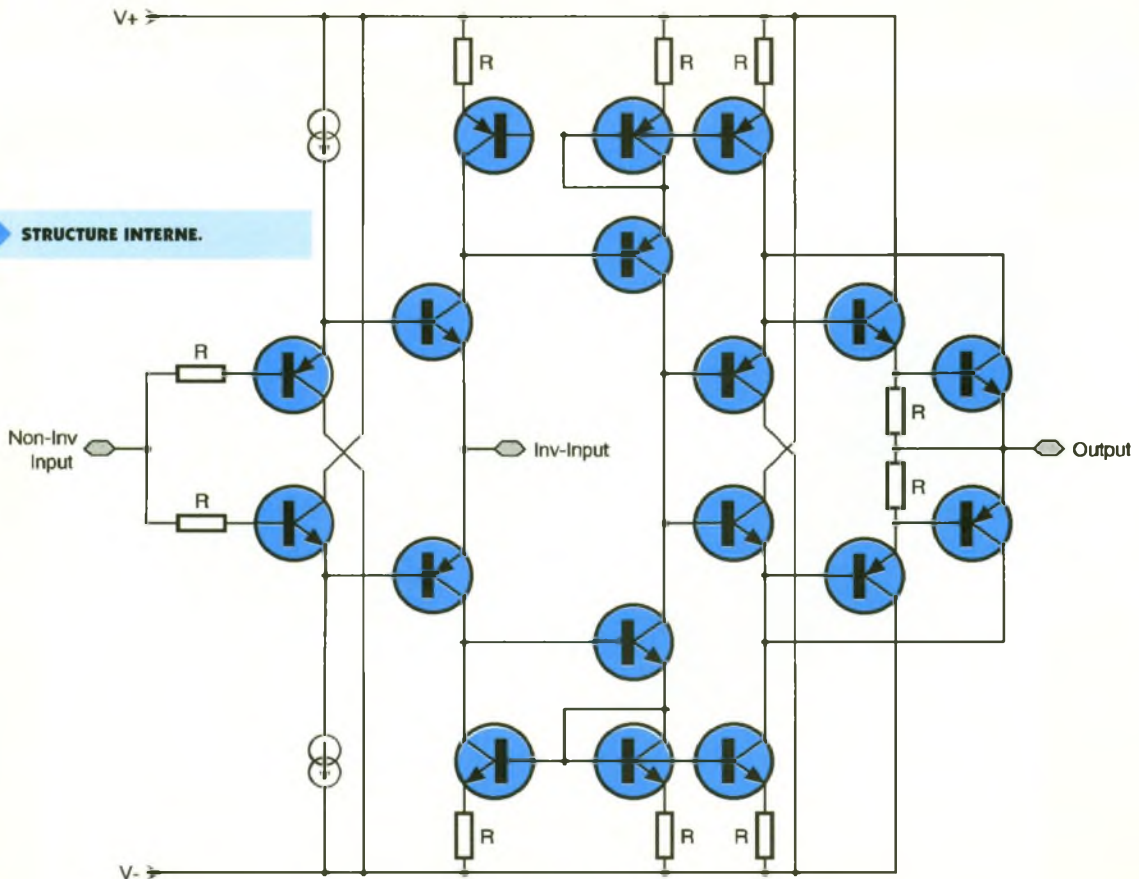
la gamme des hautes fréquences. Le circuit réalisé présente une faible sensibilité aux variations de la tension d'alimentation ainsi qu'au bruit pouvant être apporté par cette tension d'alimentation. La fonction de transfert ne change pratiquement pas pour des tensions d'alimentation allant de $\pm 8V$ à $\pm 12V$.

Le schéma est donc compact, comprenant deux circuits de huit broches chacun, quelques résistances et capacités et aucune inductance. Le circuit comprend deux blocs. Le premier bloc est constitué du VCO, qui utilise deux varicaps



2 APPLICATION TYPIQUE.

3 STRUCTURE INTERNE.

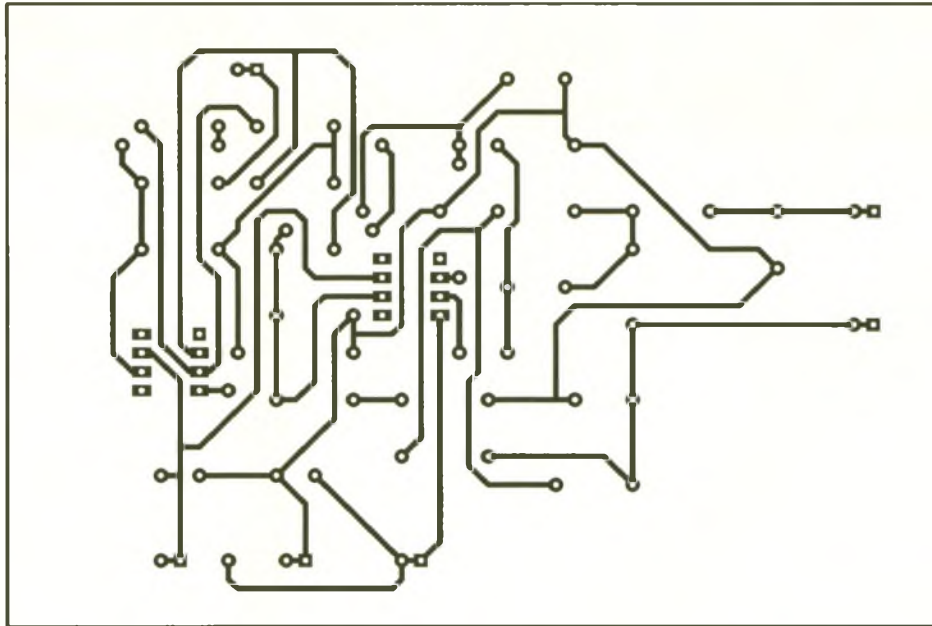


Voltage (V)	Frequency (MHz)
-10	49,8
-8	51,2
-6	52,6
-4	53,8
-2	55
0	56,2
2	57
4	58
6	58,8
8	59,4

4 CORRESPONDANCE TENSION/FRÉQUENCE.

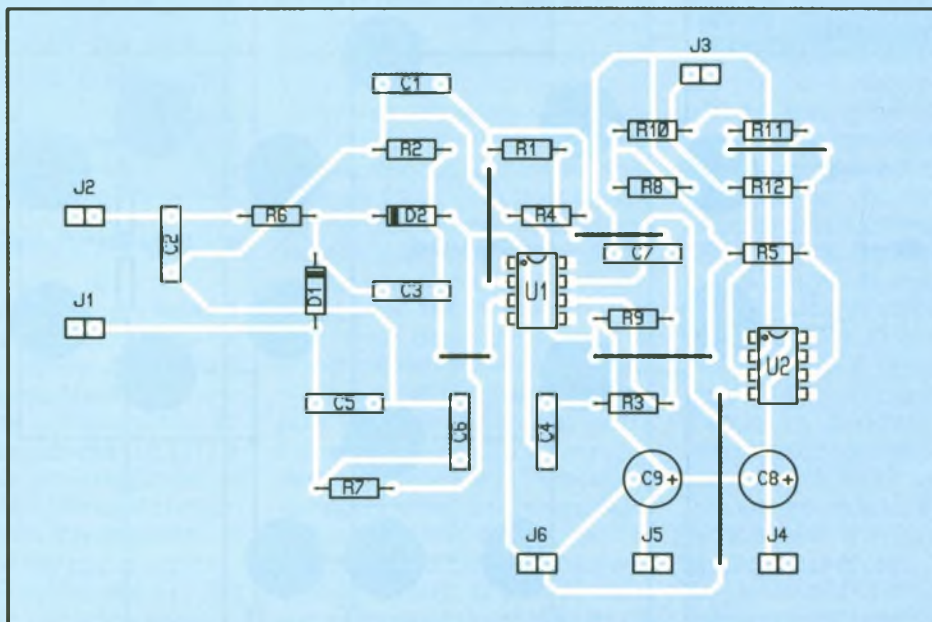
(diodes à capacité variable) D_1 et D_2 et de l'amplificateur U_1 . La tension de contrôle de cet amplificateur peut varier de 2V à 20V. La plage de fréquence peut être modifiée en changeant les valeurs des résistances R_2 et R_3 ; la fréquence de sortie augmente quand ces résistances décroissent en valeur. Si la valeur de

la résistance R_{11} du second étage amplificateur constituant le second bloc décroît, l'amplitude du signal modulé en fréquence décroît aussi. Le signal d'entrée modulant possède de une bande passante limitée à cause des capacités connectées aux varicaps. Les capacités C_3 et C_4 de 1 nF produisent une faible impédance vis-à-vis de la porteuse et une impédance élevée vis-à-vis du signal d'entrée. Avec les valeurs indiquées, le circuit



6 TRACÉ DU CIRCUIT IMPRIMÉ.

5 IMPLANTATION DES ÉLÉMENTS.



peut fonctionner avec des signaux d'entrée ayant une bande passante de 30 kHz; on peut ainsi moduler deux ou trois canaux audio. Le signal FM a une bande passante qui varie avec l'amplitude et la bande passante du signal d'entrée. La seconde harmonique dans le signal de sortie est inférieure à -30 dB; la troisième harmonique est quelque peu supérieure à la seconde à cause de la coupure à gain élevé. On peut réduire les harmoniques en connectant un filtre passe-bas à la sortie.

Le second bloc de notre circuit sert à isoler la sortie du VCO. Une impédance réactive et de faible valeur connectée directement au VCO peut prévenir toute oscillation parasite ou éviter que le VCO se mette à osciller à des fréquences indésirables. Le second amplificateur U_2 assure la fonction d'isolation. Cet étage tampon procure un gain de 14 dBm au signal FM, avec un étage de sortie adapté sur une charge de 50 Ω .

Réalisation pratique

Le câblage ne pose pas de difficulté majeure. Il est conseillé de commencer par souder les straps. De plus, il est recommandé de mettre

les deux amplificateurs opérationnels sur des supports pour pouvoir les changer, car une mauvaise manipulation est toujours possible. La **figure 5** représente le circuit côté composants et la **figure 6** le circuit côté soudures.

Conclusion

Ce montage, qui aurait demandé de nombreux composants discrets au détriment de ses performances, est simplifié grâce à l'utilisation de ces amplificateurs à contre-réaction en courant, procurant en plus de très bonnes performances et une excellente stabilité en fréquence. Ce modulateur de fréquence peut non seulement être utilisé pour des applications dans la bande de radiofréquence VHF, mais aussi dans des synthétiseurs de fréquences qui comprennent des PLL ('Phase Lock Loop' ou encore boucle à verrouillage de phase), des comparateurs de phase et des VCO, bien entendu. De tels synthétiseurs sont très utiles dans les 'tuners' numériques pour le domaine de l'audio.

M. LAURY

Nomenclature

U_1, U_2 : LM6181
 D_1, D_2 : BB105
 C_1, C_2 : 15 pF
 C_3, C_4 : 1 nF
 C_5, C_6 : 100nF
 C_7 : 47 pF
 C_8, C_9 : 10 μ F/10V
 R_1 à R_3 : 270 Ω /1/4 W (rouge, violet, marron)
 R_4, R_5 : 470 Ω /1/4 W (jaune, violet, marron)
 R_6 à R_8 : 1 k Ω /1/4 W (marron, noir, rouge)
 R_9 : 1,5 k Ω /1/4 W (marron, vert, rouge)
 R_{10} : 820 Ω /1/4 W (gris, rouge, marron)
 R_{11} : 560 Ω /1/4 W (vert, bleu, marron)
 R_{12} : 47 Ω /1/4 W (jaune, violet, noir)
2 supports pour circuits intégrés DIP8
6 connecteurs



95, rue Robespierre - 93100 MONTREUIL

Tél./fax : 01 48 51 51 15

Métro : Berault ou Robespierre

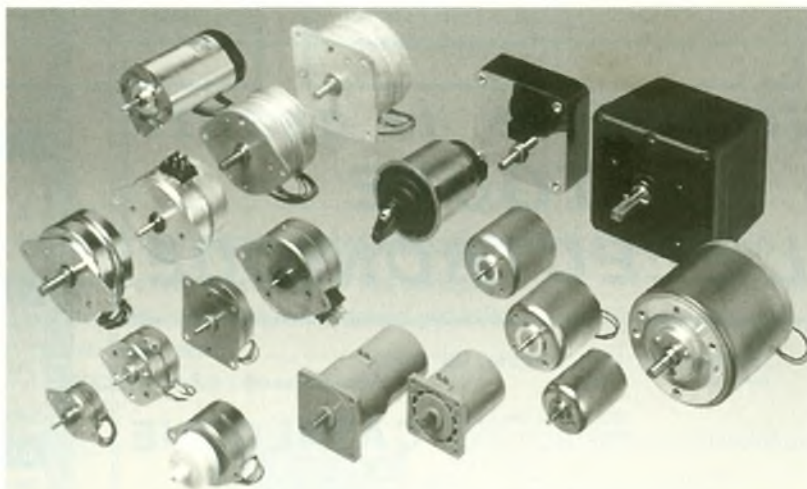
Heures d'ouverture : de 9 h 30 à 12 h 30

et de 14 h 30 à 19 h 30

du lundi au samedi

TOUS LES MOTEURS ET MOTO-REDUCTEURS CONTINUS - SYNCHRONES - PAS À PAS

- matériel de radio-commande
- alimentations, accus, chargeurs
- commandes pour moteurs CC et pas à pas
- engrenages, poulies et courroies crantées
- profilés et métaux
- spécialiste «MECCANO», pièces détachées
- fabricant de pièces pour mécanique miniature



Je désire recevoir une documentation.....

EP 222

Joindre 30 F pour frais

NOM..... PRENOM.....

ADRESSE..... CODE POSTAL/VILLE

La famille **WAVETEK** change de look

La performance au meilleur prix

27XT 959F*

L'association unique d'un multimètre numérique et d'un testeur de composants dans le même appareil.

- ◆ Self
- ◆ Condensateur
- ◆ Niveau logique
- ◆ Fréquence

23XT 780F*

Des fonctions de contrôle en électronique et électricité pour un usage général et pour la maintenance.

- ◆ Testeur de sécurité™ en VCA
- ◆ Température
- ◆ Condensateur
- ◆ Niveau logique



25XT 805F*

Un capacimètre complet dans un multimètre numérique et plus encore! Idéal pour A/V, adaptation antenne et téléphone cellulaire, contrôle d'entrée.

- ◆ Tous les condensateurs de 0.1pF à 20mF
- ◆ Ajustage du zéro et prise de mesure pour les composants



28XT 959F*

Un thermomètre plus un multimètre numérique pour la maintenance d'immeubles ou d'usines.

- ◆ Température
- ◆ Condensateur
- ◆ Fréquence
- ◆ Mémoire max



85XT 1508F*

Un multimètre numérique de précision avec mesure en efficace vrai, idéal pour les équipements comme les photocopieurs.

- ◆ 4 1/2 chiffres
- ◆ Précision 0,05%
- ◆ Efficace vrai
- ◆ Fréquence
- ◆ Rapport cyclique



LCR55 1339F*

Le meilleur choix pour un testeur de composants, un pont RLC complet avec des tests de composants actifs en plus!

- ◆ Self
- ◆ Condensateur
- ◆ Résistance
- ◆ Transistor
- ◆ Diode basse et haute tension



(*) Prix TTC généralement constatés

Coordonnées des «Partenaires Distributeurs» de la gamme **WAVETEK**

1000 VOLTS

ECELI

ELECTRONIQUE DIFFUSION

0 10 C

AG ELECTRONIQUE

ECE

8-10, rue de Rambouillet - 75012 Paris

2, rue du clos Chalonneau - 28600 Luisant

15, rue de Rome - 59100 Roubaix

43, rue Victor Hugo - 92240 Malakof

16, rue de la Croix d'or - 59500 Douai

50, avenue Lobbedez - 62000 Arras

27, boulevard de Genève - 31200 Toulouse

51, cours de la Liberté - 69003 Lyon

66, rue de Montreuil - 75011 Paris

Tél. 01 46 28 28 55

Tél. 02 37 28 40 74

Tél. 03 20 70 23 42

Tél. 01 46 57 68 33

Tél. 03 27 87 70 71

Tél. 03 21 71 18 81

Tél. 05 62 72 77 17

Tél. 04 78 62 94 34

Tél. 01 43 72 30 64

Fax. 01 46 28 02 03

Fax. 02 37 91 04 55

Fax. 03 20 70 38 46

Fax. 01 46 57 27 40

Fax. 03 27 88 55 64

Fax. 03 21 55 10 77

Fax. 05 62 72 77 10

Fax. 04 78 71 76 00

Fax. 01 43 72 30 67