

mensuel
no. 85/86
juillet/août
1985

elektor

26 FF
200FB
10FS

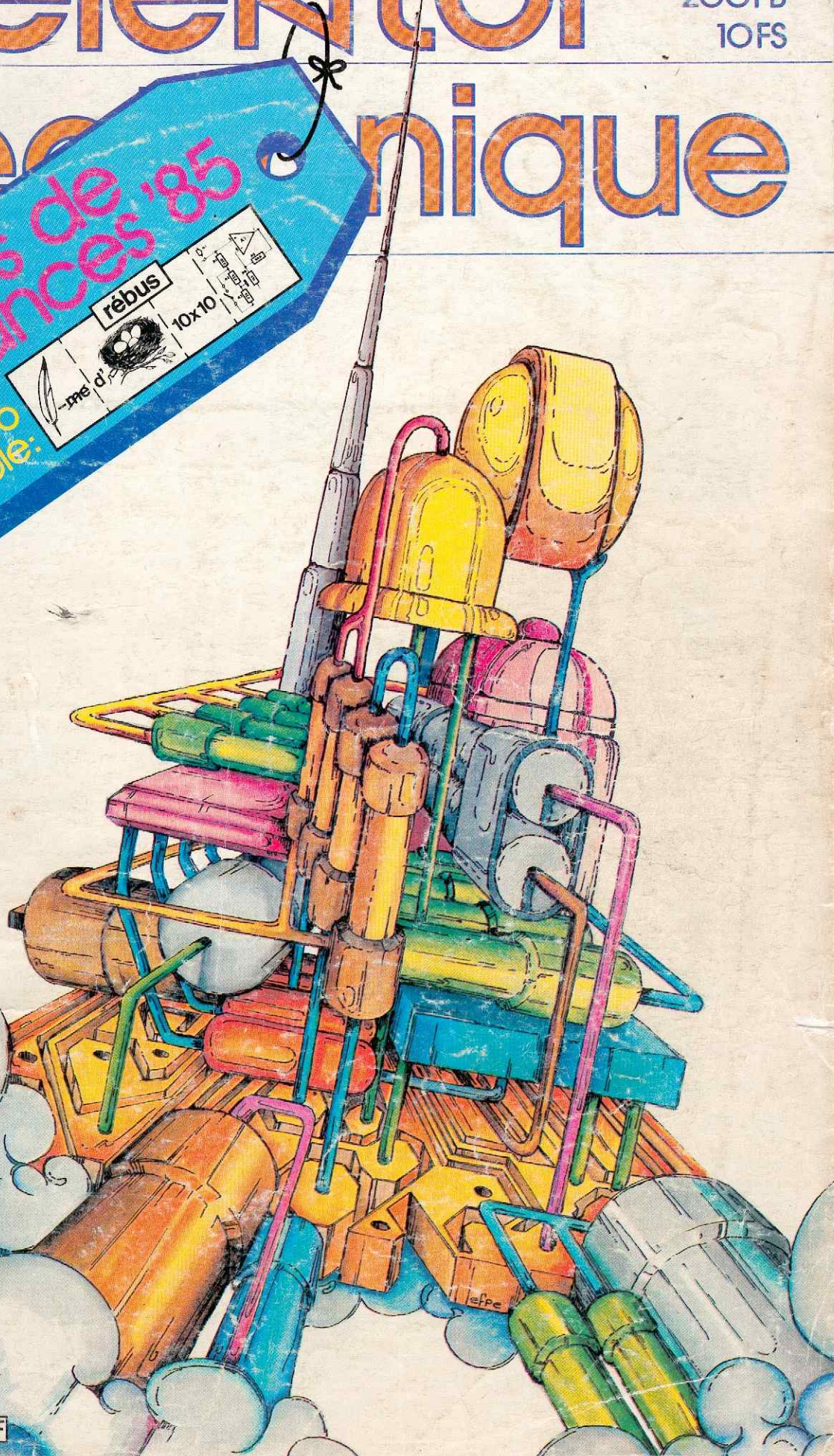
électronique

circuits de vacances '85

numéro double:

rébus

10x10



Sommaire

éditorial	7-03
circuits imprimés en libre service	7-64
marché	8-19
petites annonces gratuites	8-22

Montages

Alimentations

43 alimentation à régulation au primaire du transformateur	7-56
35 alimentation économique à régulation thyristorisée	7-49
25 alimentation séquentielle pour amplificateurs opérationnels	7-41
58 alimentation 3 A	7-76
83 chargeur d'accu CdNi avec source de 12 V <i>K. Williams</i>	7-97
55 convertisseur générateur de tension négative	7-74

Appareils de mesure et de test

10 amplificateur d'instrumentation	7-27
21 inspecteur de tension secteur	7-37
20 oscillateur bruissant	7-36
101 prescaler pour le fréquencemètre à μP	8-12
28 testeur audio	7-43
108 testeur de quartz	8-18
66 testeur pour amplificateur(s) opérationnel(s)	7-81

Audio, vidéo et musique

22 amplificateur à MOSFET	7-38
45 ampli pour casque Hi-Fi	7-62
67 ampli vidéo	7-82
69 ampli vidéo pour TV N&B	7-83
71 argus de radiateur <i>R. Jacobs</i>	7-84
24 circuit de protection pour HP	7-40
89 commutateur vidéo	8-03
96 distributeur vidéo à large bande	8-08
91 égaliseur de durées de transmission de signaux audio	8-04
23 mini-amplificateur	7-39
51 mouthpiece	7-72
78 pédale de volume pour guitare (sans mécanique)	7-92
59 séparateur de synchro composite	7-77
19 silence! on tourne (ou) on enregistre	7-36
15 table de mixage disco	7-30
65 triangle modulé <i>H. Millian</i>	7-80
74 vu-mètre disco	7-87
29 WAH-WAH pour guitare	7-44

Circuits HF, radio

2 commutateur d'antennes à diodes PIN	7-20
46 convertisseur VLF	7-63
30 double oscillateur	7-45
100 filtre TTY/CW	8-11
12 indicateur d'accord RTTY	7-28
87 indicateur de champ	8-01
79 récepteur à fréquences fixes	7-93
32 récepteur NAVTEX	7-46
18 roger bip	7-35

Divers

40 capteur de température	7-54
81 chrono-élongateur <i>d'après une idée de S. Gulikers</i>	7-96
103 clignotant photosensible	8-13
34 commutateur électronique	7-48
54 convertisseur CC - CC <i>W. Jitschin</i>	7-74
95 coups-circuit automatique	8-08
76 détecteur de métaux universel	7-91
93 détecteur de pièces	8-06
99 doubleur de tension continue	8-11
14 interface 220 V	7-30
72 LED parcimonieuse	7-85
102 poussoirs multiples en parallèle	8-13

52 super-optocoupleur	7-72
82 thermorégulateur à découpage	7-96

Domestique

8 aboiement électronique	7-24
107 alarme pour congélateur <i>C. Sadot</i>	8-18
104 barrière I.R.	8-14
70 détecteur de conduites métalliques	7-84
9 détecteur de gaz et de fumées	7-26
38 détecteur de lignes électriques	7-52
90 économies	8-04
86 gradateur sensitif double	8-00
92 gradateur sensitif multiposition	8-05
94 indicateur de tendance	8-07
17 indicateur d'humidité	7-34
85 LED anti-cambrioleur	7-99
36 limiteur pour chauffage central	7-50
11 para-monte-en-l'air	7-27
88 sésame	8-02
106 sonnette double	8-17
13 tirelire électronique <i>R. Jacobs</i>	7-28

Expérimentation

77 ampli op faible bruit	7-92
61 comment combiner des circuits numériques	7-78
57 détecteur de passage par zéro simple	7-76
84 générateur de signaux carrés à programmation numérique	7-98
63 opto-coupleur rapide	7-79
26 redresseur de précision actif sans diode	7-41

Jeux, modélisme, bricolage

44 afficheurs géants	7-56
48 chargeur pour accu de modèle réduit	7-69
7 chenillard de poche <i>J.P. Truong</i>	7-24
98 circuit de protection pour perceuse	8-10
56 contrôle de la charge d'accus au plomb pour modélisme	7-75
39 feux d'aiguillages <i>N. Körber</i>	7-52
3 "fitness center" pour accu au plomb <i>Tomezzoli</i>	7-20
75 moniteur de fréquence de R/C	7-90
49 sirène	7-70
41 triple clignotant (chenillard) <i>d'après une idée de M. Miller</i>	7-54

Microprocesseur, micro-informatique

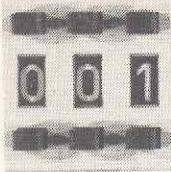
4 boucle de courant pour modem	7-21
80 clavier auxiliaire pour APPLE II <i>W. Arends et H. Scholz</i>	7-95
6 clavier hexadécimal	7-23
16 commande de moteur pour lecteur de disquettes	7-34
64 commutation d'horloge synchrone	7-80
97 comparateur de mots binaires simplifié	8-09
37 disquettes centrées	7-51
53 générateur de taux de transmission programmable	7-73
5 inhibez les NMI	7-22
1 interface numérique pour manche de commande	7-19
105 interface RS232 à niveaux TTL	8-16
60 inverseur sous-alimenté	7-77
47 sonde pour μP	7-64
68 tampon de ligne sérielle grande longueur	7-82
42 tension de référence précise pour le convertisseur du BBC	7-55
73 128 K de RAM pour le QL	7-86

Photographie

27 temporisateur de prises de vue	7-42
62 ventilation temporisée	7-79

Voiture, moto, vélo

31 automatisme d'armement d'alarme automobile <i>H. Gultiz</i>	7-46
33 dispositif d'aide au garage	7-47
50 témoin de feux de stop <i>R. Kambach</i>	7-71



interface numérique pour manche de commande

C. Mangold

Certains micro-ordinateurs (comme l'Electron ou son grand frère le BBC du fabricant anglais Acorn — cf Olivetti) sont munis d'une interface analogique pour manches de commande avec potentiomètres. Or pour certains jeux, les utilisateurs de ces machines se sont aperçus qu'une interface pour manche "numérique" (quatre contacts ouverts ou fermés correspondant aux quatre points cardinaux) serait la bienvenue. Grâce à ce petit circuit, on pourra désormais relier un manche "numérique" (sans potentiomètres) à l'entrée analogique de ces machines.

Il s'agit de déterminer d'abord quelles sont les tensions présentes sur le port analogique lorsque le manche se trouve en fin d'excursion. A "l'ouest", c'est 1,8 V et à "l'est" c'est 0 V. Entre les deux, c'est-à-dire au repos, la tension est de 0,9 V. Il en va de même pour le "nord" et le "sud". La tension de 1,8 V est la tension de référence du convertisseur analogique/numérique qui se trouve dans l'ordinateur.

Le but à atteindre avec notre interface est donc de simuler la génération de ces tensions par un manche, en utilisant les quatre contacts cardinaux et la gâchette d'un manche "numérique". Chacun des interrupteurs du manche commande un interrupteur électronique. La tension de repos de 0,9 V est obtenue facilement à l'aide d'un diviseur de tension. Si les interrupteurs du manche ne sont pas utilisés directement c'est parce que sur la plupart des modèles ils ont un contact commun. Ce qui interdit de les utiliser comme le sont ici les interrupteurs électroniques.

La gâchette est reliée au +5 V: lorsque cet interrupteur est fermé, il délivre donc un niveau logique haut, alors

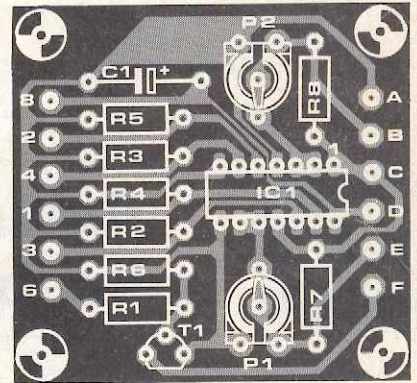
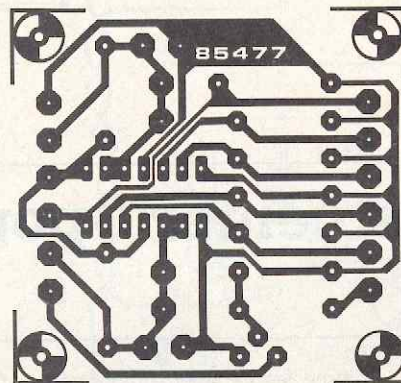
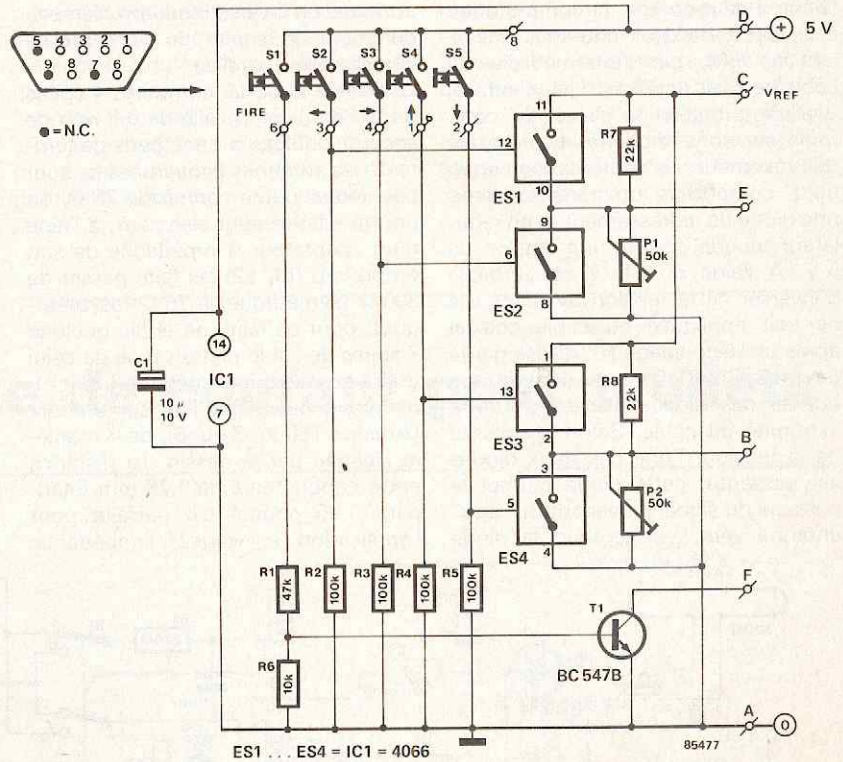


Tableau 1. Liaisons établies entre l'interface et un Electron ou BBC.

circuit imprimé	manche 1	manche 2
A	8 (masse an.)	8 (masse an.)
B	7 (ch. 1)	4 (ch. 3)
C	11 (Vref)	11 (Vref)
D	1 (+5 V)	1 (+5 V)
E	15 (ch. 0)	12 (ch. 2)
F	13 (PB0)	10 (PB1)

Liste des composants

Résistances:
 R1 = 47 k
 R2...R5 = 100 k
 R6 = 10 k
 R7,R8 = 22 k
 P1,P2 = 50 k aj.

Condensateur:
 C1 = 10 µ/10 V

Semiconducteurs:
 T1 = BC 547B
 IC1 = 4066

Divers:
 S1...S5 = interrupteurs du manche

qu'un système comme l'Electron attend un niveau logique bas. C'est pourquoi nous avons rajouté le transistor T1 qui inverse ce signal.

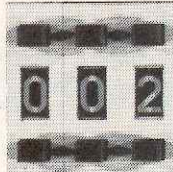
Le réglage du circuit est fort simple. C'est à l'aide de P1 et P2 que l'on règle la tension de la position de repos. On

fait appel pour cela à un petit programme comme celui-ci:

```
REPEAT PRINT ADVAL(1), ADVAL(2): UNTIL Ø
```

Après avoir connecté le manche et l'interface décrite ici, il suffit d'exécuter le petit programme ci-dessus et de

réglage les potentiomètres de telle sorte que, le manche en position de repos, les deux nombres apparaissant sur l'écran d'un Electron ou d'un BBC soient aussi proches que possible de 32768.



commutateur d'antennes à diodes PIN

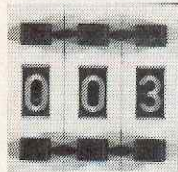
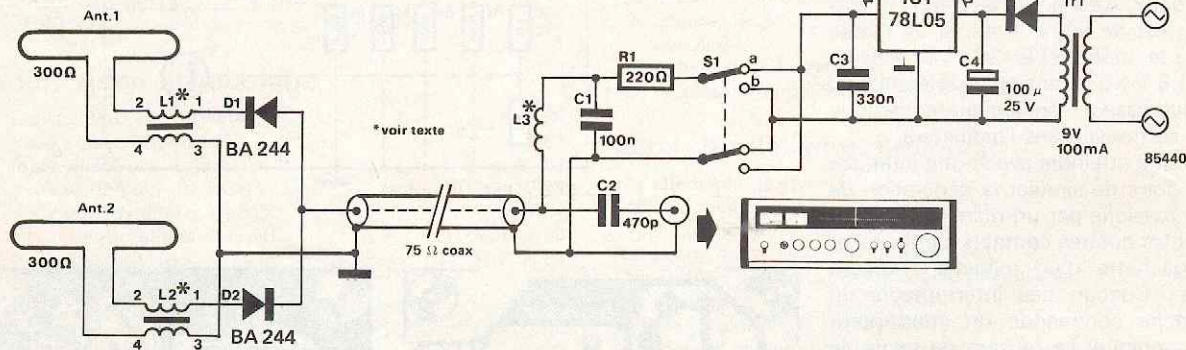
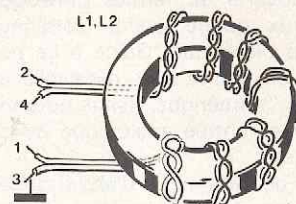
Grâce à ce montage, la commutation à distance, de deux antennes travaillant en FM, par l'intermédiaire du câble coaxial, devient un jeu d'enfant. L'alimentation et le circuit du commutateur sont implantés à proximité du récepteur. L'alimentation standard, comportant un transformateur, une diode de redressement et un régulateur tripode, fournit une tension de 5 V. A l'aide de S1, il est possible d'inverser cette tension avant qu'elle ne soit appliquée au câble coaxial après un découplage HF réalisé par la paire L3/C1. R1 limite le courant aux bornes des diodes placées à l'autre extrémité du câble. Selon la polarité de la tension, l'une des deux diodes est passante; cette diode permet le passage du signal provenant de "son" antenne vers le récepteur, la diode

attaquée en inverse bloquant bien évidemment le signal de l'antenne à laquelle elle est reliée.

La self de choc L3 comporte 4 spires de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de section, enfilées sur une perle de ferrite. Si les antennes concernées ne sont pas dotées d'une connexion 75 Ω, on pourra relativement aisément, à l'aide d'un adaptateur d'impédance de son propre crû (L1, L2) les faire passer de 300 Ω (symétrique) à 75 Ω (asymétrique): pour ce faire, on enfle quelque 7 spires de câble plat du type de celui utilisé en micro-informatique (dont on ne prend que deux fils) sur un tore (Amidon T50-2, -3 ou -6), de la manière illustrée par le dessin. La distance entre conducteurs de 1,25 mm (standard 0,05 pouce) est parfaite pour l'application envisagée, l'impédance

itérative du câble bifilaire est dans ce cas de 150 ohms environ.

En cas d'utilisation de ce montage à l'extérieur, il est important de veiller à sa parfaite isolation contre l'humidité, la circulation de courant continu favorisant énormément la corrosion électrolytique.



"fitness center" pour accu au plomb

Tomezoli

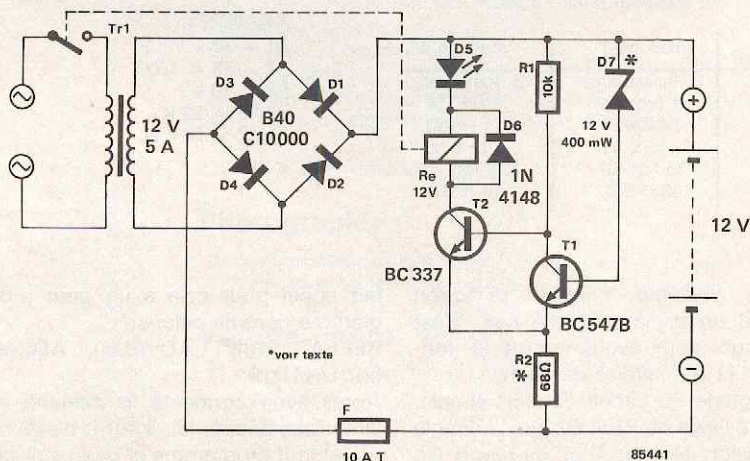
L'hiver fut long, et pas uniquement pour les humains. Les accus au plomb, déposés de la voiture, moto ou autre modèle réduit, y ont laissé une partie de leur condition. C'est pour cette raison que nous vous proposons ce "fitness center" pour accus au plomb.

Comme vous le savez sans doute, un accu, (connecté ou non), possède une auto-décharge. Avec ce montage, l'accu se décharge de lui-même et à travers le chargeur. Lorsque son niveau de tension atteint une valeur fixée à l'avance, le chargeur est mis en fonction; ce dernier recharge l'accu jusqu'à ce qu'il ait atteint le niveau de charge désiré, le chargeur étant alors mis hors-fonction.

Le coeur de ce montage est le trigger de Schmitt réalisé à l'aide des transistors T1 et T2. D7 en détermine le seuil de mise hors-fonction, et R2 l'hystérésis.

Comme les caractéristiques peuvent varier d'une diode zener de 12 V à l'autre, il faudra calibrer expérimentalement ce seuil en appliquant une

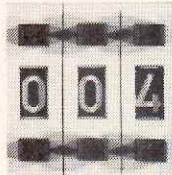
tension aux bornes destinées à l'accu (le transformateur du montage non branché et en l'absence d'accu!). A une tension de 13,6 volts, le relais doit



décoller (mettant ainsi le chargeur hors-fonction). On pourra déplacer ce seuil en implantant une (ou plusieurs) diode(s) zener en série (dans le sens inverse) et diodes ordinaires (1N4148, en sens direct). On procèdera d'une manière similaire en ce qui concerne l'hystérésis. Dans des conditions de mesure identiques, on remplacera, (si nécessaire), R2 par un ajustable de 100 ohms et on lui trouvera une position telle que le relais soit activé à une tension inférieure de 1 volt environ au seuil de désactivation. On peut en outre, sans risque, remplacer la combi-

naison transformateur + pont redresseur par un chargeur pour accu, le circuit décrit ici étant dans ce cas implanté directement à l'intérieur de cet appareil. Il est impossible de connecter un accu totalement "à plat" à ce montage, ce dernier étant alors incapable d'activer le relais. Il faut commencer par recharger l'accu jusqu'à une tension de quelque 10 V; une autre solution consiste à ponter le relais à l'aide d'un inverseur. Le maintien en charge simultanément d'une paire d'accus ne pose pas de problème à condition de doubler la

tension fournie par le transformateur, la tension zener de D7, l'hystérésis, la tension de fonctionnement du relais (24 V) et à connecter les accus en série. La présence du fusible F1 est indispensable, car elle constitue la seule protection du montage à l'encontre d'un court-circuit. Les inquiets pourront implanter dans le primaire du transformateur un fusible de 1 A (lent). Il n'est pas nécessaire de doter le circuit d'un étage de filtrage capacitif destiné à lisser la tension fournie par le redresseur, l'accu réalisant lui-même cette fonction.



boucle de courant pour modem

La description dans nos colonnes d'un modem à réaliser soi-même, (octobre 1984), a ouvert aux yeux étonnés de nombreux amateurs de microinformatique un monde en pleine effervescence. Grâce à lui, ou à un autre appareil du même acabit, la communication entre deux possesseurs d'ordinateurs individuels habitant à n'importe quel endroit au monde, est devenue sinon simple, du moins possible. Si le pontage de la distance les séparant ne semble pratiquement pas connaître de limite, la distance entre l'ordinateur et le modem est elle sujette à limitations. L'entrée RS-232 est et reste pour l'instant commandée en tension et de ce fait sensible aux parasites.

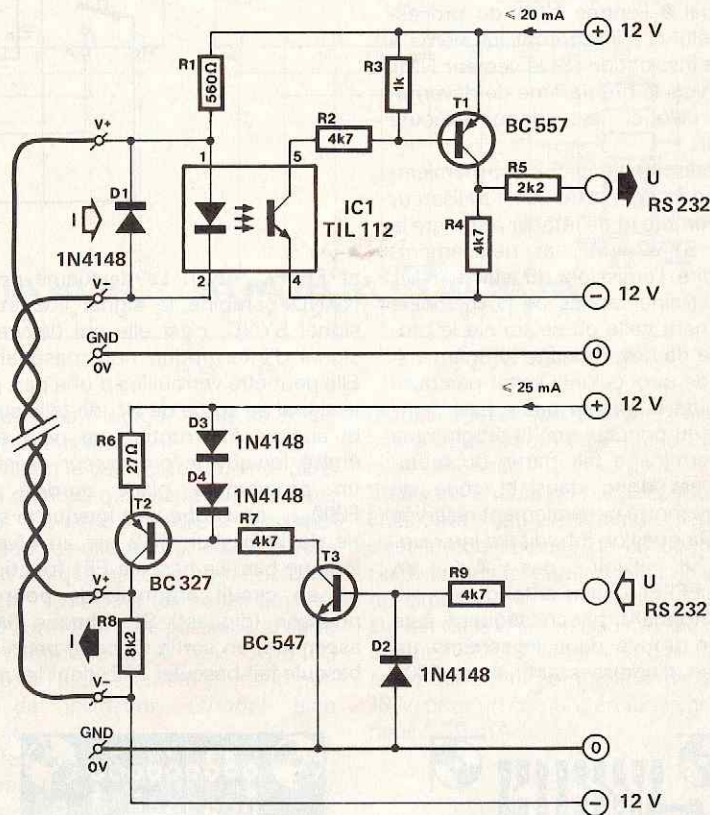
Déjà à l'époque des balbutiements de l'électronique, les techniciens qui tentèrent d'interconnecter deux telex se trouvèrent confrontés à ce problème. C'est pour tenter d'y trouver remède que l'on imagina la boucle de courant. De nos jours, cette fameuse "boucle" de courant n'est pratiquement plus guère utilisée qu'en cas de liaison avec un télex ou un télétype. Dans le cas où la liaison entre notre modem et l'ordinateur doit être relativement longue, tout en ne dépassant pas 1 km, la technique de la boucle de courant est parfaitement utilisable. Cette boucle de courant assure en outre la conversion de tension compatibles RS-232 en courants compatibles RS-232. On peut ainsi connecter un télétype à notre modem.

Comme vous le savez sans doute, en ce qui concerne le protocole de la norme RS-232, la grandeur du courant de notre célèbre boucle est de 20 mA. Un rapide coup d'oeil au schéma permet de voir qu'il comporte deux sous-ensembles: l'émetteur et le récepteur. De par la conception adoptée, il est possible d'utiliser la boucle de courant comme entrée/sortie commandée en

tension. Côté récepteur, un optocoupleur transforme, par l'intermédiaire de T1, un courant en une tension de sortie, tension pouvant se promener entre +12 et -12 V. La boucle de courant circule via V+ et V-; attention à la polarité, en cas d'application à l'entrée non pas d'un courant mais d'une tension; dans ce cas, l'entrée se trouve entre les points V- et la masse. Ne pas tenter un branchement différent. L'émetteur admet des tensions d'entrées pouvant aller de niveaux TTL à + et -12 V. Le signal de sortie est dans ce cas disponible

tant sous la forme de tension que de courant. La tension est disponible entre les points V+ et la masse, le courant l'étant lui entre les points V+ et V-.

Au repos, le montage consomme 0 mA, sous charge cette consommation grimpe à 20 mA environ. La vitesse de transmission maximale à laquelle le transfert d'informations se fait encore de façon fiable est de 1 200 bauds. Chercher à travailler à un taux plus élevé, exige le remplacement des opto-coupleurs indiqués par d'autres plus rapides.



85442

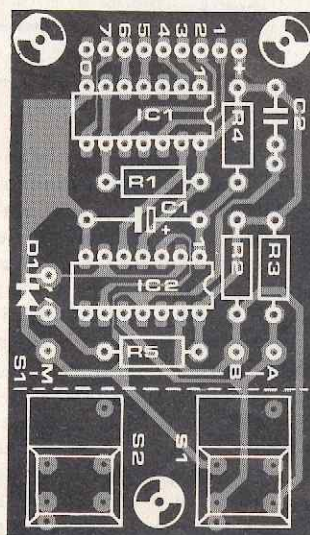
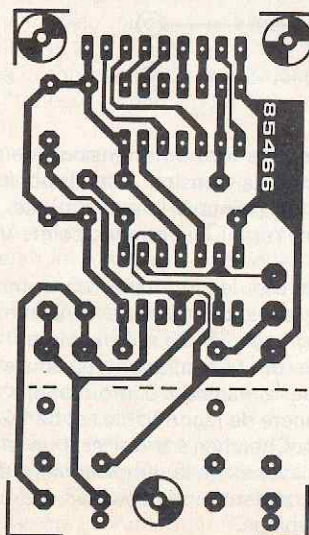
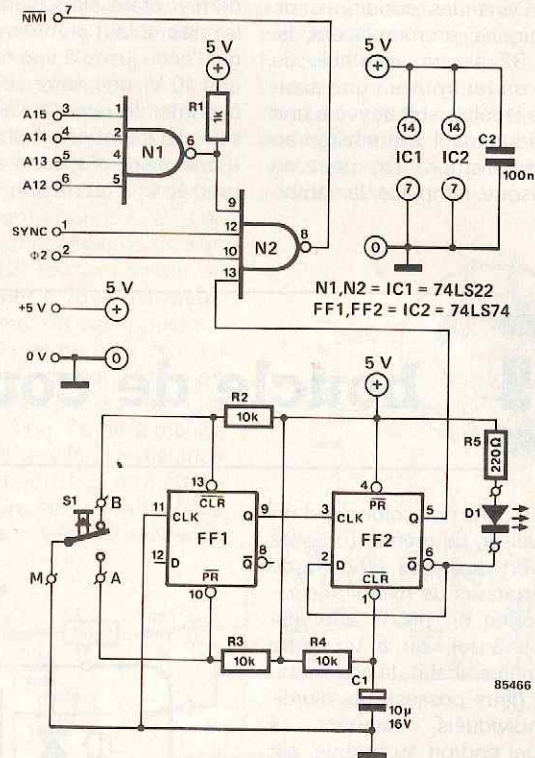
inhibez les NMI!

En février 1984, dans son numéro 68, Elektor proposait à ses lecteurs un programme appelé "traces" pour le 6502. Il existe de nombreux programmes de ce genre, des moniteurs pas à pas, qui ont pour fonction de faciliter le déverminage de programmes en cours de conception et de mise au point. Ils affichent l'adresse de l'instruction en cours d'exécution, l'instruction elle-même, le contenu des registres de l'unité centrale, l'état des indicateurs, celui de la pile, et accessoirement d'autres paramètres importants. Un des accès possibles à un tel programme de déverminage est le vecteur NMI. Chaque fois que le processeur exécute une instruction, il donne un signal sur la ligne SYNC, très souvent inutilisée. Si l'on applique ce signal à l'entrée NMI du processeur, celui-ci s'interrompt lui-même à chaque instruction. Si le vecteur NMI pointe vers le programme de déverminage, celui-ci est donc exécuté aussitôt.

La fonction de ce circuit est premièrement de permettre à l'utilisateur d'interrompre et de rétablir à son gré la liaison SYNC-NMI, et deuxièmement, d'interdire l'émission du signal NMI dans certaines zones de la mémoire, notamment celle où se trouve le programme de déverminage lui-même. A défaut de quoi celui-ci serait parcouru et exécuté lui-même pas à pas! Partant du principe que le programme de déverminage fait partie du moniteur, c'est donc dans la zone de mémoire morte généralement réservée pour cela que l'on interdit les interruptions. Il s'agit des 4 K en F000...FFFF_{HEX} bien entendu. Rien d'étonnant, par conséquent, à ce que l'on trouve dans le schéma un décodeur d'adresses actif entre F000

et FFFF_{HEX} (N1). La deuxième porte NAND combine le signal $\Phi 2$ et le signal SYNC; c'est elle qui délivre le signal d'interruption non masquable. Elle peut être verrouillée d'une part par le signal de sortie de N1, de telle sorte qu'aucune interruption ne peut être émise lorsque le processeur exécute un programme placé au-delà de F000_{HEX}, et d'autre part lorsque la sortie de la bascule FF2 est au niveau logique bas. La bascule FF1 fonctionne en circuit anti-rebonds pour le poussoir (digitast) S1. Chaque flanc ascendant en sortie de cette première bascule fait basculer FF2, dont les sor-

ties complémentaires changent d'état à chaque fois. Lorsque la LED D1 est allumée, le circuit est actif, c'est à dire que la liaison SYNC-NMI est établie. Remarquez encore que R4 et C1 effectuent une remise à zéro automatique de FF2 lors de la mise sous tension du circuit, de telle sorte que lors de la mise en route de l'ordinateur, la liaison SYNC-NMI n'est jamais établie. Sur le dessin de circuit imprimé proposé pour ce montage, on trouve un deuxième poussoir digitast (S2), prévu pour la fonction RESET de l'ordinateur sur lequel le montage est mis en service.



Liste des composants:

Résistances:

- R1 = 1 k
- R2...R4 = 10 k
- R5 = 220 Ω

Condensateurs:

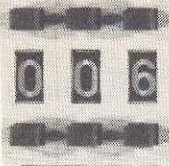
- C1 = 10 μ/16 V
- C2 = 100 n

Semiconducteurs:

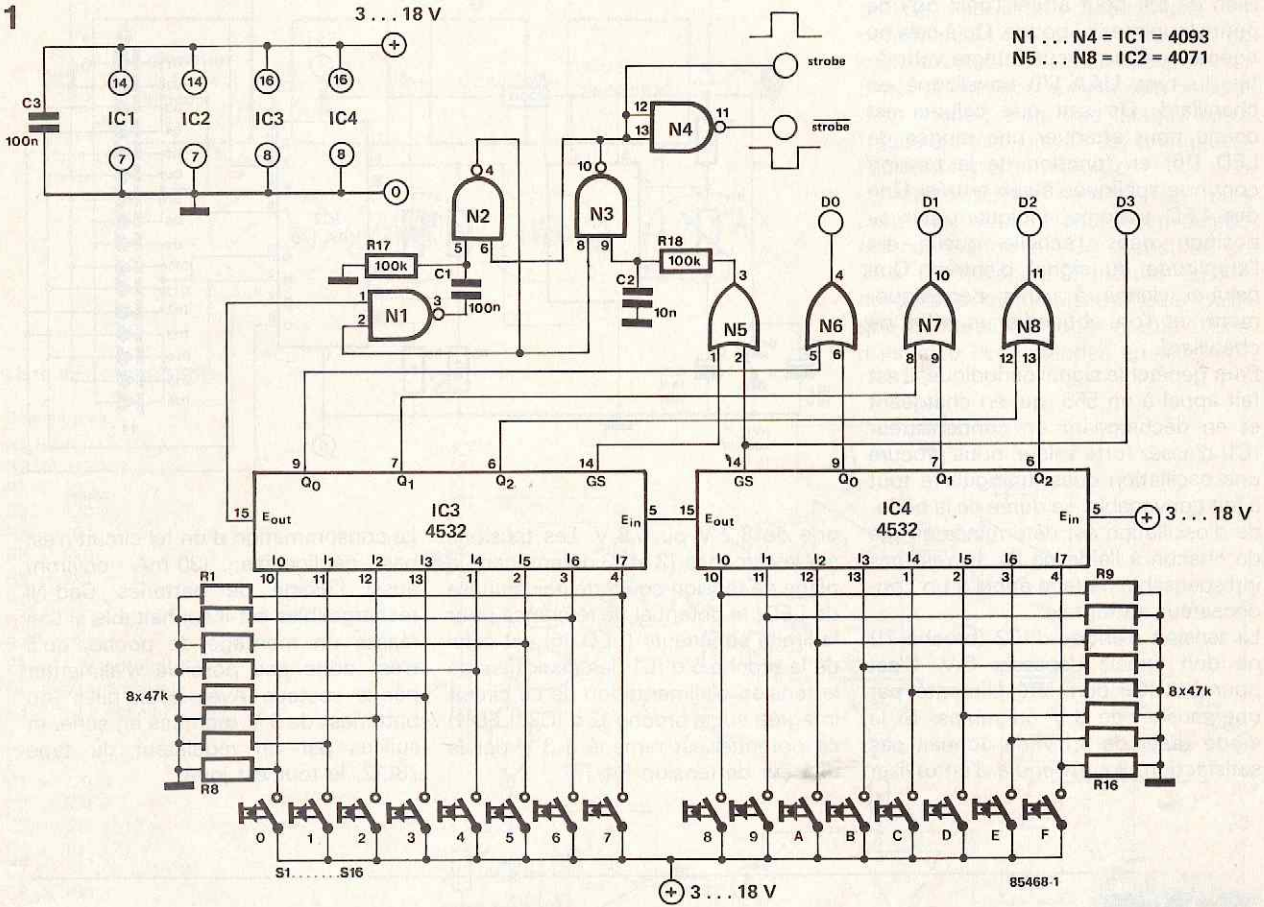
- D1 = LED (rouge)
- IC1 = 74LS22
- IC2 = 74LS74

Divers:

- S1 = poussoir inverseur à contact fugitif (digitast)
- S2 = (digitast - voir texte)



clavier hexadécimal



Il y a bien des manières de réaliser un pavé hexadécimal à 16 touches pour les caractères 0 à F. Dans le schéma proposé ici, ces touches ont un contact commun, à savoir le pôle positif de l'alimentation, de sorte que lorsque l'une d'entre elles est actionnée, l'autre contact délivre un niveau logique haut. Le code binaire à quatre bits correspondant aux touches est généré par deux encodeurs de priorité du type 4532 montés en cascade (la sortie E_{out} de l'un attaque l'entrée E_{in} de l'autre) et associés à trois opérateurs OR (N6...N8). Le code binaire correspondant à l'entrée 10...17 de poids le plus fort activée (niveau logique haut) apparaît sur les lignes Q0...Q2, à condition que l'entrée *enable* (E_{in}) soit elle-même au niveau logique haut. Ainsi, lorsque IC4, dont l'entrée E_{in} est au niveau logique haut en permanence, ne voit aucune de ses entrées 10...17 activée, sa sortie E_{out} passe au niveau logique haut, activant alors l'autre encodeur de priorité (IC3). Si celui-ci ne voit aucune de ses entrées 10...17 activée, c'est qu'aucune touche n'est sollicitée sur le clavier; la sortie E_{out} d'IC3 est au niveau logique haut. Si par contre l'un des deux 4532 voit une (ou plusieurs) de ses entrées activée(s), il le signale en faisant pas-

ser au niveau logique haut sa sortie GS (*group select*).

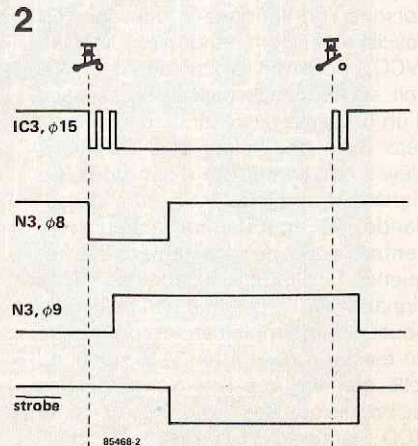
Comme on le voit sur le schéma, dans le cas du 4532 qui encode les touches "8" à "F", cette ligne GS a une fonction double: elle fournit d'une part le niveau logique haut du bit de poids le plus fort (D3) pour les codes binaires "1000" à "1111", et participe d'autre part, comme le fait la ligne GS d'IC3 via N5, à l'établissement d'une impulsion de validation (*strobe*) bien calibrée.

En effet, comme le montre le chronogramme de la figure 2, il faut tenir compte des rebonds qui affectent le niveau logique haut fourni par les touches du clavier (S1...S16). Grâce à l'action conjuguée du monostable constitué par N1 et N2 (la durée de l'impulsion monostable est d'environ 10 ms) et du réseau R18/C2 sur l'autre entrée de N3, l'impulsion de validation de la donnée binaire D0...D3 n'apparaît que bien après les éventuelles ruptures de contact au niveau de S1...S16, lorsque ce contact s'établit — la touche est sollicitée — mais elle se termine également nettement après les éventuels rebonds qui peuvent survenir lorsque cette même touche est relâchée. Entre temps, le signal de validation reste au niveau logique actif

(haut si c'est *strobe* que l'on choisit, et bas si c'est *strobe*) tant que la touche reste enfoncée.

Précisons encore que si plusieurs touches sont actionnées simultanément, c'est le code binaire de la touche de poids le plus fort qui apparaît en sortie du circuit.

Du fait de la mise en oeuvre de circuits intégrés CMOS, la tension d'alimentation pourra être comprise entre 3 V et 18 V, pour un courant en tous cas inférieur à 10 mA.





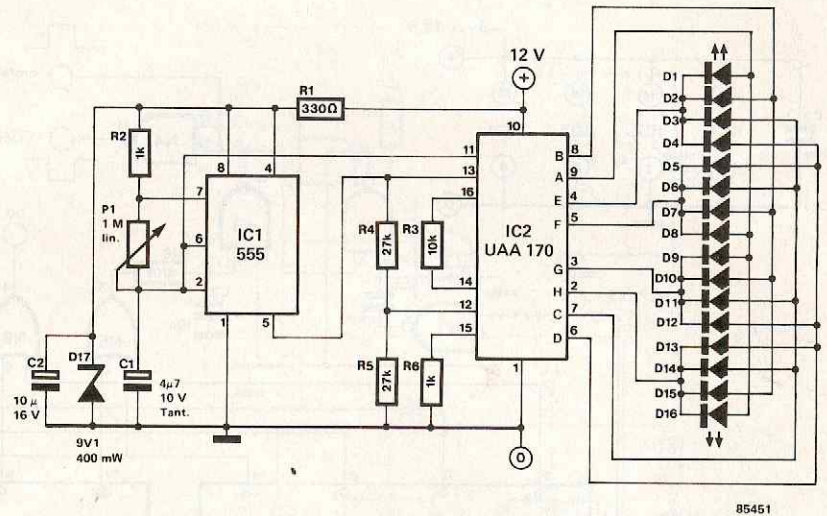
chenillard de poche

J.P. Truong

Rien de tel, pour attirer l'oeil, qu'une petite loupiote qui bouge. Qu'à cela ne tienne: voici un circuit intégré voltmètre du type UAA 170 transformé en chenillard. On sait que celui-ci est conçu pour attaquer une rangée de LED (16) en fonction de la tension continue appliquée à son entrée. Une des LED s'allume, indiquant par sa position dans l'échelle quelle est l'amplitude du signal d'entrée. Que celui-ci vienne à varier périodiquement, et l'on obtiendra un effet de chenillard.

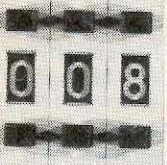
Pour générer le signal périodique, il est fait appel à un 555, qui en chargeant et en déchargeant un condensateur (C1) d'assez forte valeur, nous procure une oscillation quasi triangulaire tout à fait convenable. La durée de la période d'oscillation est déterminée au gré de chacun à l'aide de P1. Il n'est pas indispensable de faire appel à un condensateur au tantale.

La tension d'entrée d'IC2 (broche 11) ne doit jamais dépasser 6 V. C'est pourquoi IC1 doit être alimenté par une tension de 9 V ou moins. Si la diode zener de 9,1 V ne donnait pas satisfaction, il conviendrait d'en utiliser



une de 8,2 V ou 6,8 V. Les tensions sur les broches 12 et 13 déterminent la plage de tension couverte par l'échelle de LED; le potentiel de référence pour la limite supérieure (LED 16) est celui de la broche 5 d'IC1 (les deux tiers de la tension d'alimentation de ce circuit intégré); sur la broche 12 d'IC2 (LED 1) ce potentiel est ramené à 3 V par le diviseur de tension R4/R5.

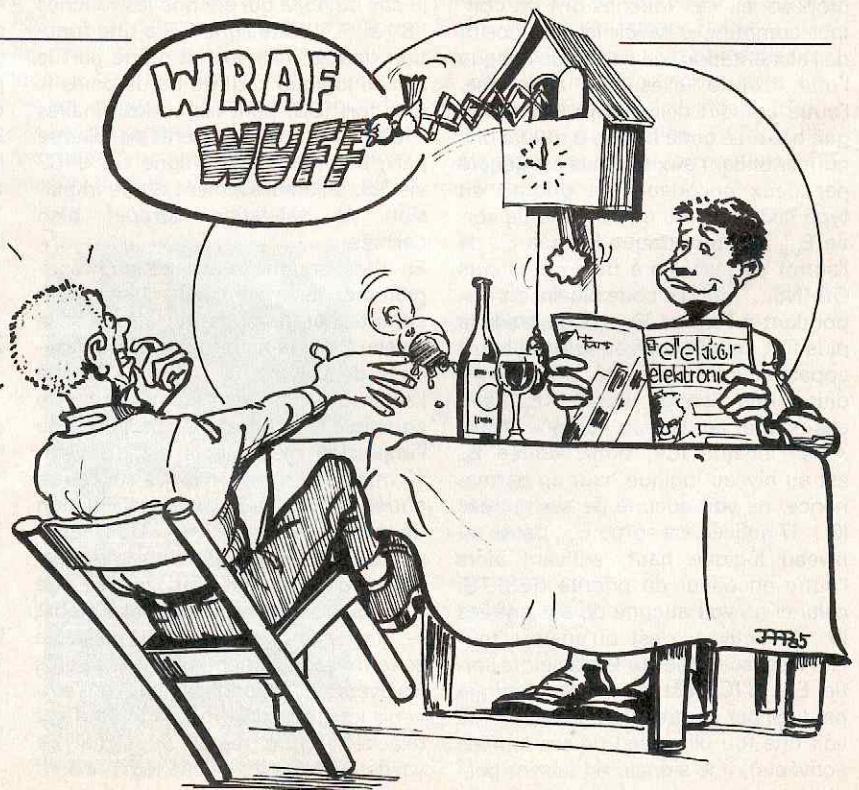
La consommation d'un tel circuit n'est pas négligeable; (30 mA environ) aussi l'usage de batteries Cad-Ni rechargeables est-il souhaitable si l'on réalise un montage de poche, qu'il n'est donc pas possible d'alimenter par le secteur. Avec deux piles (ou batteries) de 9 V montées en série, et suivies par un régulateur du type 78L12, le tour est joué.



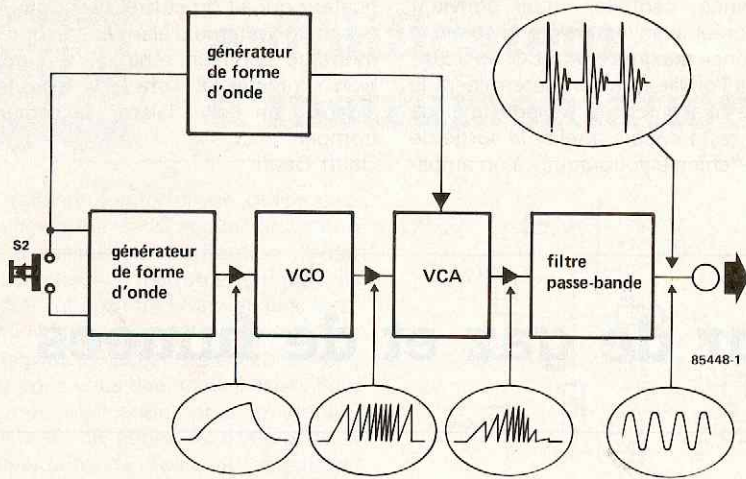
aboielement électronique

Depuis que l'un des grands fabricants de synthétiseur de musique propose l'un de ses produits avec un *barking dog*, ce son est à la mode. Comme Elektor a déjà proposé à ses lecteurs toute une ménagerie électronique, il n'y avait donc aucune raison de ne pas y ajouter un représentant de la gent canine. Il a fallu, pour cela, faire appel à des circuits de synthétiseur.

Lorsque l'on actionne le poussoir S2, l'oscillateur commandé en tension (VCO), construit autour de A1 et A2, voit sa fréquence passer, en l'espace d'un huitième de seconde environ, de zéro Hz à une valeur plus ou moins élevée que l'on ajuste à son goût. Ce signal est appliqué à un filtre passe-bande (A5 et A6) dont la fréquence centrale correspond justement à la fréquence la plus élevée atteinte par le signal du VCO. Lorsque l'on relâche le poussoir, un amplificateur commandé en tension (VCA) atténue le signal de telle manière que l'on n'entende pas les impulsions très basse fréquence du VCO inactivé. Voilà, c'est tout: ouaf,



1



ouaf! Reste à bien régler le montage...

N1 et N2 constituent une bascule monostable qui délivre une courte impulsion, qui charge C2 via R3. On obtient ainsi une courbe enveloppe qui commande l'excursion en fréquence de l'oscillateur triangulaire. P1 détermine la fréquence extrême de cette excursion. Plus elle sera élevée, plus l'aboïement ressemblera à celui d'un roquet, alors que lorsque cette fréquence est grave, ce sera plutôt l'aboïement d'un molosse.

C4 se comporte comme C2, mais cette fois pour la courbe enveloppe qui commande le VCA, constitué de T1 et R7. Il s'agit en fait d'une espèce de potentiomètre électronique, puisque le transistor joue le rôle d'une résistance "commandée en tension".

Liste des composants

Résistances:

- R1, R3, R4 = 100 k
- R2 = 470 k
- R5 = 22 k
- R6 = 120 k
- R7 = 10 k
- R8 = 6k8
- R9 = 2k2
- R10 = 47 k
- R11 = 1 k
- R12 = 330 k
- P1 = 1 M linéaire
- P2 = 50 k linéaire
- P3 = 10 k linéaire

Condensateurs:

- C1 = 220 n
- C2 = 680 n
- C3, C5, C6 = 10 n
- C4 = 10 µ/25 V
- C7, C8 = 100 µ/16 V
- C9 = 100 n

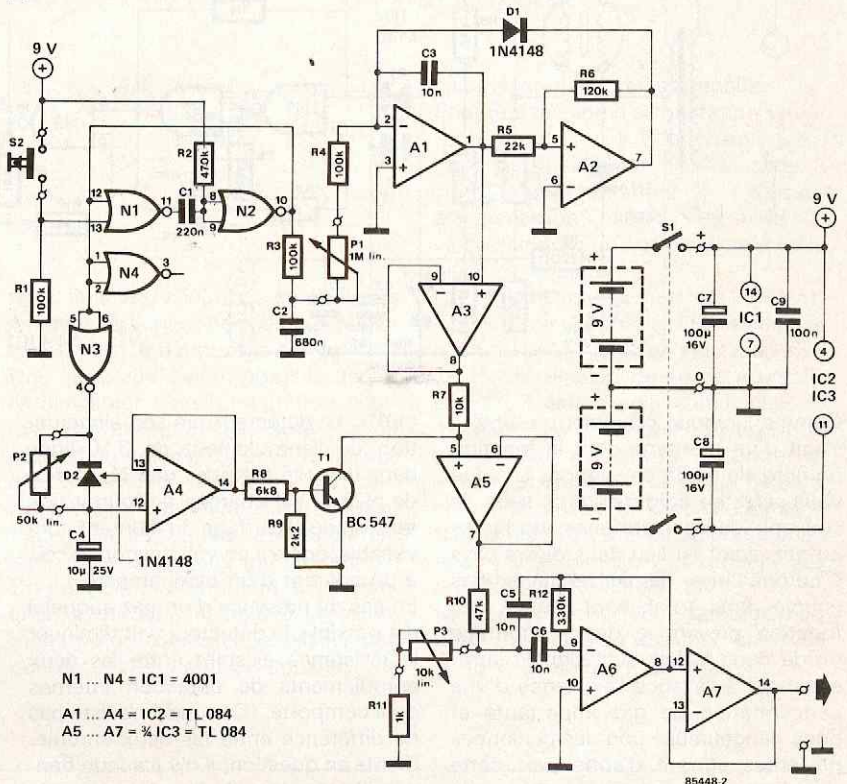
Semiconducteurs:

- T1 = BC 547
- D1, D2 = 1N4148
- IC1 = 4001
- IC2, IC3 = TL084

Divers:

- S1 = interrupteur double
- S2 = bouton-poussoir contact travail

2

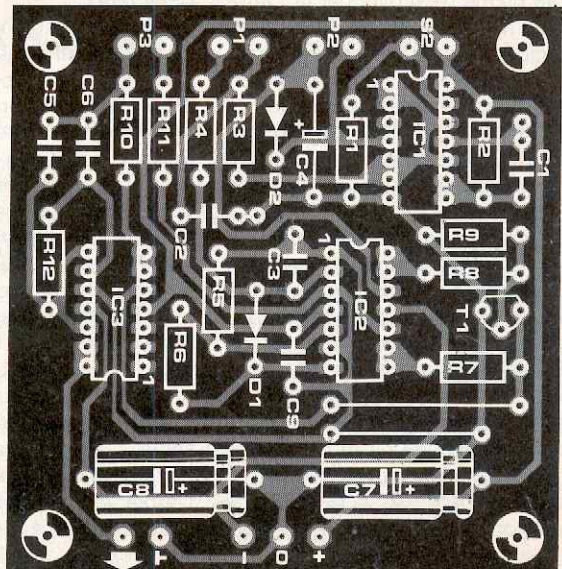
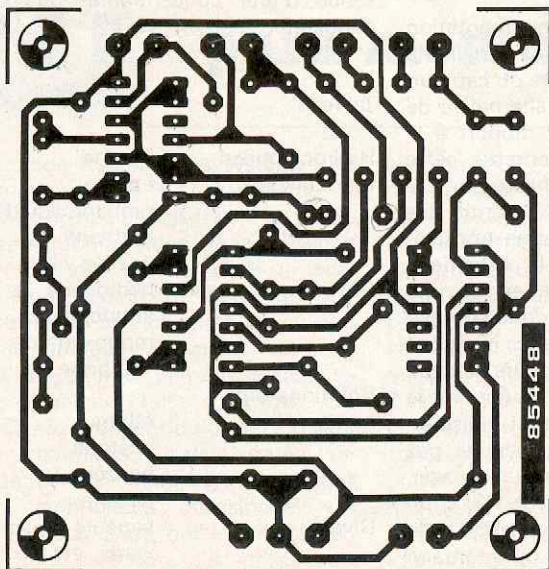


N1 ... N4 = IC1 = 4001

A1 ... A4 = IC2 = TL 084

A5 ... A7 = 1/3 IC3 = TL 084

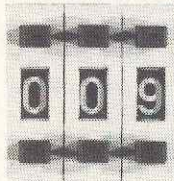
3



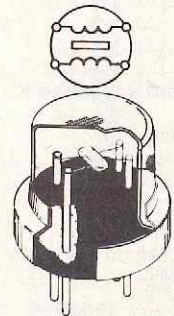
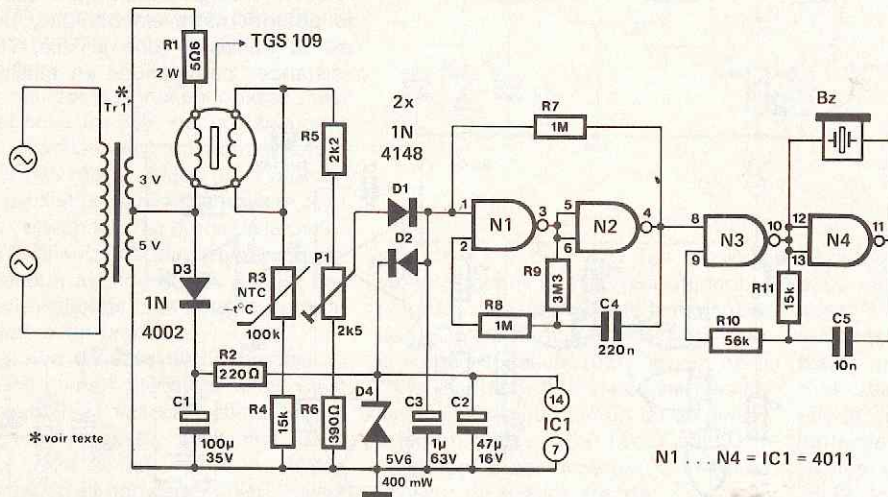
En agissant sur P2, on pourra faire varier la durée d'extinction de l'aboieusement, à partir de l'instant où le poussoir est relâché. Il s'agit de trouver le juste milieu, à l'oreille...
Le filtre construit autour de A5 et A6 a déjà été évoqué. P3 détermine sa

fréquence centrale, qu'il convient d'accorder avec le plus grand soin à la fréquence maximale du VCO. Ici aussi, c'est à l'oreille que l'on déterminera le plus efficacement le réglage final de P3. Il reste encore à relier la sortie de notre "chien électronique" à un ampli-

ficateur qui ait du coffre, et, pourquoi pas, à un système d'alarme. Lorsque le montage est bien réglé et le signal bien amplifié, et l'effet de surprise aidant, on s'y laisse facilement tromper. Ouaf! Ouaf!



détecteur de gaz et de fumées



TGS 109

85421

N1... N4 = IC1 = 4011

Comme l'indique clairement le titre, il s'agit d'un montage dont la fonction primordiale est la prévention. Lorsque vous serez en train de lire ce texte, le souvenir des catastrophes attribuées au gaz ayant eu lieu dans divers pays d'Europe l'hiver dernier ne devrait pas encore être totalement effacé. La fonction préventive de ce montage réside dans le fait qu'il signale suffisamment à l'avance l'existence d'une concentration de gaz importante et donc dangereuse pour les personnes présentes et que d'autre part cette signalisation se fait sans qu'il y ait le moindre risque de provoquer la "mise à feu" du mélange détonnant présent. Le principe du montage est proche de celui de certains appareils du commerce construits autour du détecteur de gaz de Figaro TGS 109. Le tableau énumère quelques-uns des gaz ou composés gazeux auquel réagit le montage.

L'alimentation est assurée par un transformateur de sonnette possédant un enroulement donnant du 8 volts et doté d'une prise intermédiaire fournissant du 5 volts. Cette dernière tension sert à l'alimentation du circuit d'alarme, alimentation réalisée à l'aide de la diode de redressement D3, du condensateur de filtrage C1 et du régulateur de tension que constitue l'ensemble R2/D4/C2. A la sortie de ce circuit on dispose d'une tension de 5,6 V assurant l'alimentation de IC1

(4011). Le détecteur tire son alimentation de l'enroulement de 3 V, ligne dans laquelle est prise une résistance de 50Ω (2 W) chargée de fournir une tension de chauffage du filament convenable, égale à un volt environ et cela à un courant d'un demi-ampère. En cas de présence d'un gaz auquel il est sensible, le détecteur voit diminuer la résistance existant entre les deux enroulements de détection internes qu'il comporte. (Comme il n'existe pas de différence entre les deux enroulements en question, il n'y a aucun danger d'erreur lors de l'implantation du détecteur).

Dans ces conditions, l'augmentation de la concentration de gaz entraîne la présence sur le secondaire du capteur, d'un niveau de tension alternative de plus en plus élevé (par rapport à la masse). La diode D1 redresse cette tension qui est ensuite filtrée par C3. D2 protège l'entrée de N1 contre des niveaux de tension d'entrée trop élevés. P1 permet d'ajuster la partie de la tension alternative prise en compte pour le redressement et donc la sensibilité du montage. Les paires N1/N2 et N3/N4 constituent les coeurs de deux multivibrateurs astables fournissant le signal d'alarme intermittent indispensable à signaler la présence de gaz nocifs, signal attaquant un buzzer. Dernier élément intéressant, R3; cette résistance sert à la compensation de la variation de sensibilité du montage

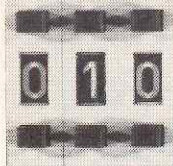
due à un changement de la température.

Etant donné le faible nombre de composants utilisé et leur nature, il est possible de réaliser un montage de dimensions extrêmement réduites pouvant trouver place dans un minuscule boîtier. Il faudra cependant tenir compte de la puissance dissipée par R1.

Notons pour terminer qu'en cas de déclenchement de l'alarme, il faudra bien évidemment, lors de l'inspection de la pièce concernée, respecter les mesures de sécurité exigées par la présence d'une concentration de gaz dangereux.

Tableau

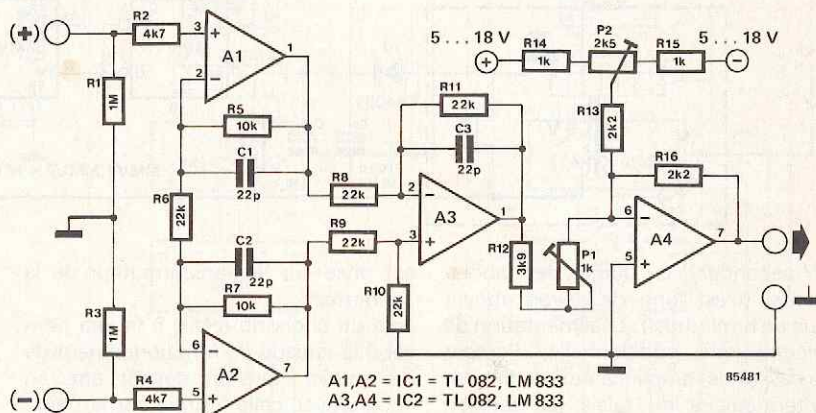
Hydrocarbures: (paraffines)	butane éthane propane liquide méthane gaz de ville
Gaz inorganiques:	hydrogène ammoniac monoxyde de carbone
Solutions organiques:	éthanol acétone benzène hexane
Divers:	vapeurs de solvants, etc...



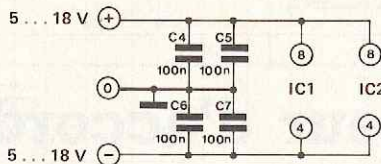
amplificateur d'instrumentation

Le traitement informatisé de processus constitue sans aucun doute l'un des domaines de prédilection de cet amplificateur d'instrumentation. "Ils ne doivent pas être nombreux les électroniciens amateurs de traitement de processus à exercer cet art chez eux", allez-vous vous dire, mais il existe bien d'autres applications pour un amplificateur de ce genre, la mesure de la température de l'eau du chauffage central en est une. Deux des caractéristiques marquantes d'un amplificateur d'instrumentation sont, primo, de posséder une impédance (très) élevée, de l'ordre du MΩ dans le cas présent, et secundo, d'être doté d'une entrée différentielle. L'avantage de ce type d'entrée est de mettre le signal de sortie à l'abri des parasites véhiculés par les lignes de transmission, les câbles de mesure en l'occurrence.

Penchons-nous quelques instants sur le schéma. Les amplificateurs opérationnels A1 et A2 tamponnent les signaux d'entrée; les condensateurs de 22 pF qui les "chaperonnent", doivent étouffer dans l'oeuf, par la hauteur (HF) à laquelle ils fixent la fréquence de coupure, toute tendance à entrer en oscillation que pourrait avoir le montage. A3, un amplificateur différentiel fournit un signal de sortie représentant la différence entre les deux signaux appliqués à ses entrées, éliminant de cette façon les résidus de bruit (ou parasites) qui viennent s'y superposer. A4 sert à compenser une éventuelle dérive de manière à donner à l'ensemble des amplificateurs opérationnels un gain très exactement uni-



A1, A2 = IC1 = TL 082, LM 833
A3, A4 = IC2 = TL 082, LM 833

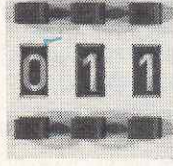


taire. Pour les valeurs de composants indiqués, la largeur de la bande dépasse 100 kHz, le déphasage est nul (0°). Une autre application possible de cet amplificateur d'instrumentation pourrait, par exemple être, après l'avoir associé au convertisseur A/N du bus d'E/S universel (décrit en mai dernier), la commande du chauffage central, ou la mesure de la température dans plusieurs locaux (ou chambres). On peut bien évidemment aussi brancher un tel amplificateur à un multimètre ou un oscilloscope, association qui dote ces derniers appareils de

caractéristiques professionnelles.

Pour une tension d'alimentation symétrique de + et - 5 V, la tension maximale mesurable est de 4 V crête à crête. L'augmentation de la tension d'alimentation (jusqu'à + et - 18 V), va de pair avec un accroissement de la plage de mesure.

Le réglage du circuit est évident. Après avoir court-circuité les fiches d'entrée (+) et (-), on ajuste, à l'aide de P2, la tension de sortie à 0 volt. Ensuite, il reste à régler à un le gain du montage. Pour ce faire, on applique une tension précise de 1 V entre les entrées et l'on agit sur P1 de façon à ce que la tension en sortie soit de 1 V très exactement. Il est recommandé aux perfectionnistes d'utiliser des résistances à tolérance 1%. La consommation du montage est, pour une tension d'alimentation de ± 18 V, inférieure à 25 mA.

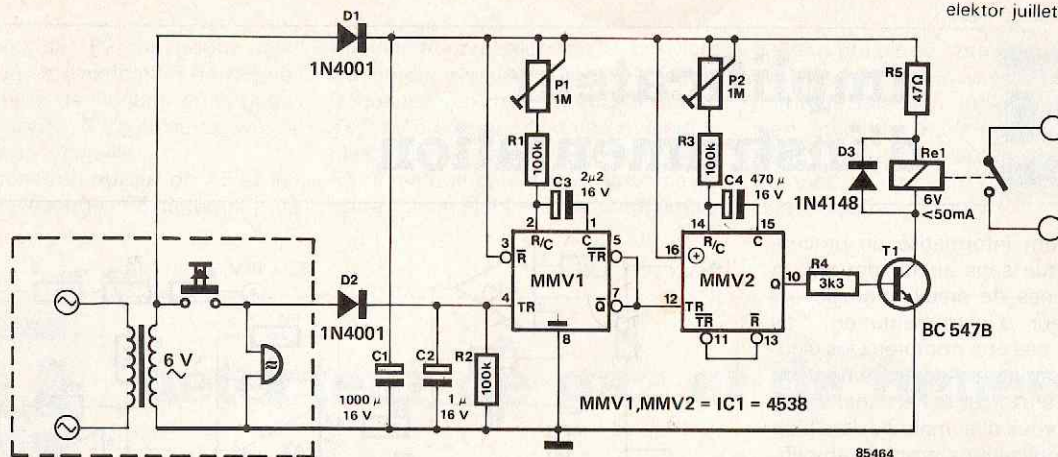


para-monté-en-l'air

La grande majorité des systèmes de protection contre le vol repose sur le même principe de base: faire en sorte, qu'après confirmation de la présence d'un individu "louche" dans un local "protégé", que cette détection soit électronique ou non, prenne lieu une action indiquant aux personnes résidant à proximité immédiate qu'il se passe quelque chose d'anormal. On oublie bien souvent qu'un tel individu doit commencer par s'assurer de l'absence du résidant légal. La plupart des cambrioleurs occasionnels et autres maraudeurs, que le "travail" en plein jour ne rebute pas, utilise tout

simplement... la sonnette de la porte d'entrée. L'absence de réaction à plusieurs actions sur le bouton-poussoir de cette dernière, confirme au malandrin qu'il peut poursuivre sur la voie qu'il s'est tracée, celle de tenter de forcer la porte. Un système d'alarme conventionnel n'entre en fonction qu'après effraction (et alors qu'en fait il est déjà trop tard). Le circuit proposé est une application concrète du proverbe "il vaut mieux prévenir que guérir". Une action sur le bouton de la sonnette active une paire de bascules monostables, qui à leur tour, mettent en fonction un lecteur

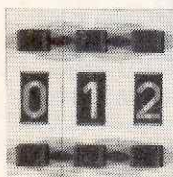
de cassette ce dernier lisant un enregistrement "impressionnant", qui par exemple pourrait être les aboiements d'un danois ou les rugissements d'un redoutable tigre mangeur d'homme, (tout dépend du contexte). On pourrait éventuellement imaginer la lecture d'un message parlé du type "le démarrage et le porte-à-porte ne nous intéressent pas". Deux (bascules) monostables constituent le coeur du montage. P1 permet d'ajuster entre 0,22 et 2,4 secondes le "temps de réaction" du circuit, (le chien quitte son panier), P2 permettant quant à lui de régler, entre 47 et



517 secondes, la durée des aboiements, (c'est long de devoir aboyer plus de 8 minutes!). L'alimentation de l'électronique additionnelle, (lecteur de cassettes, amplificateur) se fait par l'intermédiaire du relais. La tension d'alimentation du montage lui-même

est prise sur le transformateur de la sonnette. Lors du choix du relais, il faudra penser à la tension de fonctionnement de ce dernier, tension devant être en accord avec celle fournie par le transformateur de sonnette. En ce qui concerne

les valeurs des composants du schéma, nous avons supposé que la tension du transformateur en question était de 6 V, caractéristique justifiant l'utilisation d'un relais 6 V possédant un courant de mise en fonction de 50 mA.



indicateur d'accord RTTY

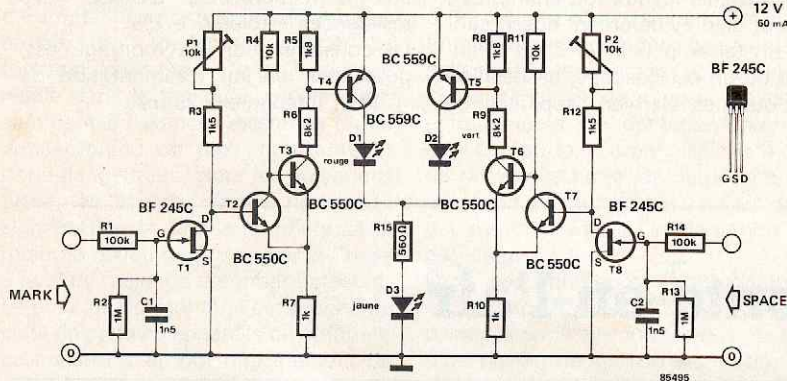
Les habitués de la réception RTTY utilisent le plus souvent un oscilloscope pour le réglage de leur récepteur OC et leur décodeur RTTY sur un signal donné: les signaux "mark" et "space" sont appliqués aux entrées X et Y de l'oscilloscope sur l'écran duquel apparaît la fameuse figure en forme de croix.

Nous proposons ici un petit montage qui permet de se passer d'oscilloscope. Le circuit comporte deux amplificateurs (T1 et T8) à haute impédance d'entrée et deux étages de commande (T2...T4 et T5...T7) pour trois LED (D1...D3). Ce sont bien entendu ces dernières qui vont nous fournir l'indication de syntonisation.

La LED D1 (rouge) est l'indicateur pour "mark", la LED D2 (verte) pour "space" et la LED D3 (jaune) est l'indicateur de symétrie. Les potentiomètres P1 et P2 déterminent le gain des deux FET. Grâce à eux, on devrait pouvoir relier ce circuit à la sortie des deux filtres de n'importe quel décodeur RTTY.

Une fois que l'indicateur est relié à la sortie d'un tel décodeur, le réglage est effectué comme suit:

1. accorder le récepteur sur "mark" (la fréquence inférieure) puis corriger la position du BFO (*beat frequency oscillator*) du récepteur de telle sorte que la LED rouge et la LED jaune soient fortement éclairées.
2. on corrige ensuite le réglage de la fréquence sur le décodeur RTTY de manière à obtenir le bon déplacement de fréquence: la LED verte s'éclaire; si elle reste fortement éclairée, c'est que le réglage est bon.



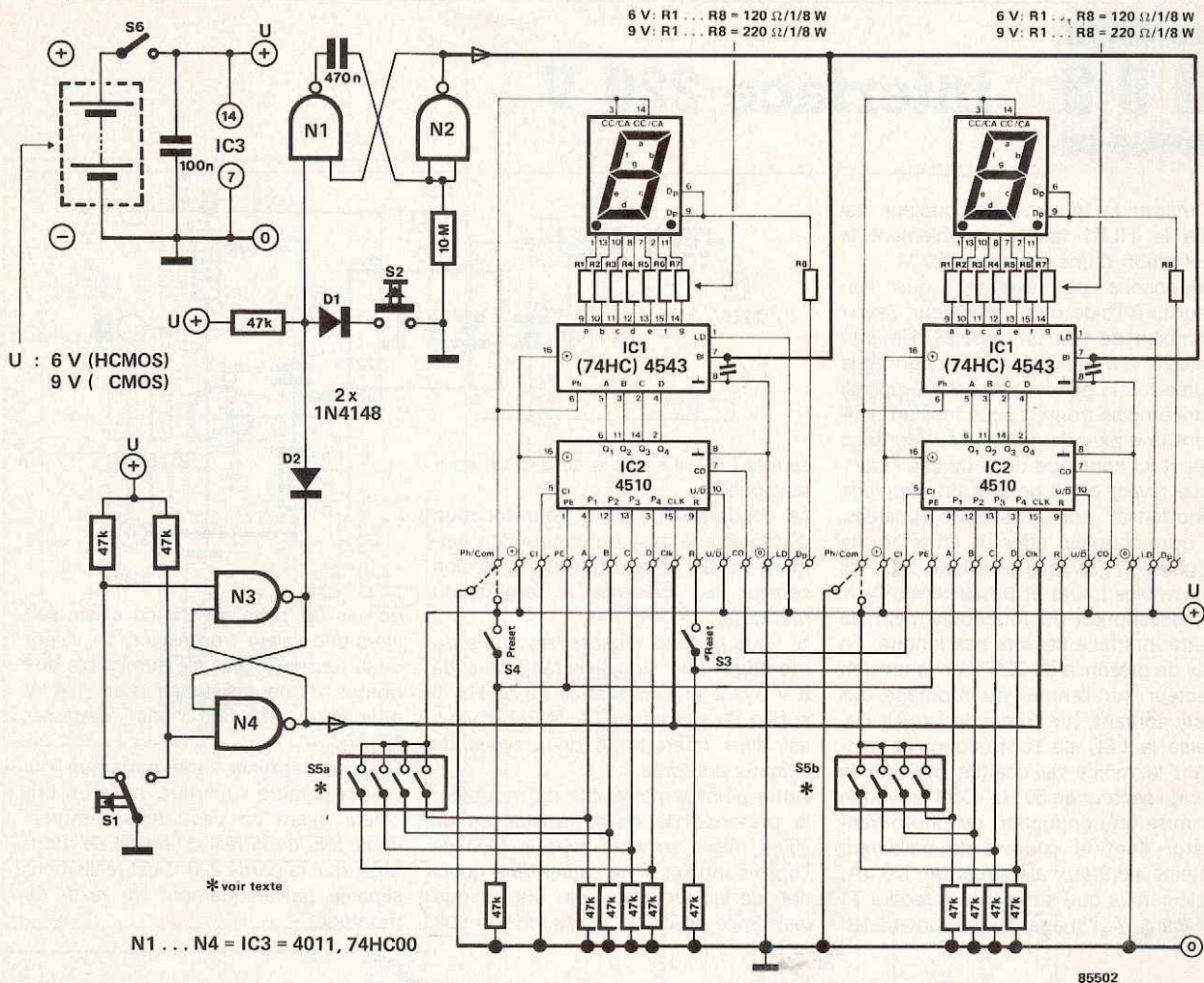
tirelire électronique

R. Jacobs

Le compteur/décompteur universel décrit dans le numéro de mars de cette année mérite bien son qualificatif. L'une des applications "pratique" qui nous soit immédiatement venue à l'esprit est la réalisation d'une mémoire

de cagnotte, version électronique de la fameuse pipette à pièces de cent sous (nouveaux = 5 FF). Un coup d'oeil à cette colonne graduée permet de connaître à tout moment le montant des économies disponibles. En

fait il s'agit là du reproche principal que l'on puisse faire à la majorité des tirelires, celui de ne pas visualiser de quelque manière que ce soit leur contenu. Veuillez trouver ci-joint une solution à ce manque.



Tous les détails nécessaires à la compréhension du mode de fonctionnement des décades de comptage sont donnés dans l'article mentionné ci-dessus. Ajoutons-y cependant une courte remarque indispensable. Un regard au schéma permet de voir que les entrées d'effacement (BI = blanking input) des décodeurs d'afficheurs sont reliées à la masse. Pour l'application envisagée, il faudra procéder à une légère intervention sur le circuit imprimé de manière à libérer cette ligne et la rendre accessible. Cette entrée BI sert à "effacer" l'afficheur tant que personne ne montre d'intérêt quant au contenu de la tirelire. En cas d'alimentation par pile du montage, il est indispensable de procéder de cette façon, sachant qu'afficheurs éteints, le circuit consomme moins de 1 mA, alors que si votre cagnotte se monte à 440 F (et qu'il s'y trouve de ce fait 88 pièces), la consommation se situe aux alentours de 200 mA lors de l'affichage du contenu.

Le contenu maximum de la tirelire est fonction du nombre d'afficheurs et du type de pièces utilisés. Avec 2 afficheurs on peut, selon le cas, atteindre 99, 495, 990 ou 4950 FF, car il ne faut pas oublier cependant que le montage ne fait que compter le nombre de pièces et qu'il ne totalise pas le montant qu'elles représentent en particulier

lorsqu'elles sont de valeurs faciales différentes, (sauf bien évidemment s'il n'y a que des pièces de 1 FF).

Le fonctionnement du système de commande de l'affichage est simple. S1, un micro-inverseur, change de position au passage de chaque nouvelle pièce. Pour réaliser cette fonction, il vous faudra faire un peu de "tôlerie", mais que n'arrive-t-on pas à réaliser avec un petit morceau de tôle, des pinces coupantes et un fer à souder?

Lors du passage de la pièce, le flip-flop bascule. Les éventuelles velléités de rebond de l'inverseur sont éliminées et le compteur reçoit une impulsion d'horloge. Simultanément, le multivibrateur monostable que constituent N1 + N2 est démarré, affichant pendant quelques instants (5 secondes) le nouveau contenu de la tirelire.

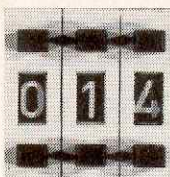
Pour ne pas vous obliger à une épargne forcée, (devoir ajouter une pièce chaque fois que vous désirez faire le point quant au contenu de la tirelire), nous avons ajouté S2, bouton-poussoir qui vous permet à tout moment de connaître l'épaisseur de votre matelas financier. Une action sur S2 déclenche elle aussi le multivibrateur monostable, par l'intermédiaire de D1 cette fois.

Les interrupteurs DIL S5a et S5b permettent de repositionner les comp-

teurs, au cas où il aurait fallu changer la pile d'alimentation. Au lieu de faire avancer péniblement les compteurs, il vous suffira d'appuyer sur la touche Preset.

La tirelire électronique connaît un second mode de fonctionnement, celui du décomptage. Supposons que vous vous soyez mis dans l'idée d'acheter, d'ici la Noël, un nouvel appareil photo, (prix public = 1995 FF), vous pouvez à tout instant savoir combien il vous reste à économiser pour pouvoir l'acheter. Pour ce faire, il vous faut relier les connexions U/D (up/down) à la masse. On peut ensuite fixer le montant à atteindre. Le compteur indique alors combien il reste à économiser.

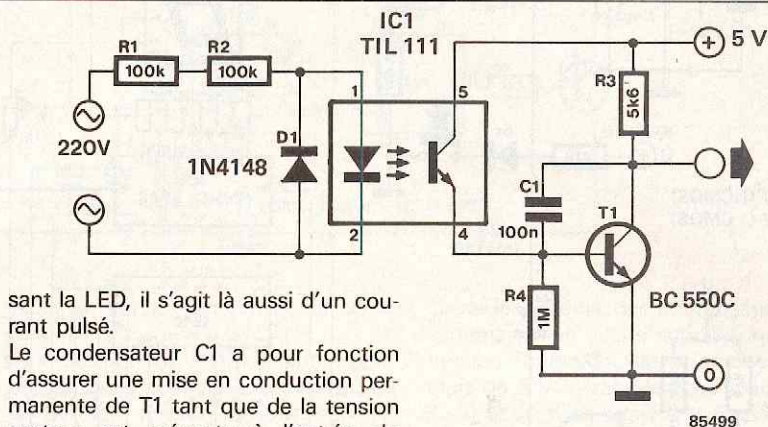
La pile peut bien évidemment être remplacée par une alimentation secteur simple ou un accu au CdNi, ce qui permet de se passer de piles, qui elles coûtent des "sous" et donc de faire des économies...



interface 220 V

L'utilisation d'un opto-coupleur tel que le TIL111 facilite notablement la réalisation d'une interface 220 V.

Supposons par exemple, que l'on veuille, à l'aide d'un ordinateur, savoir combien de fois un appareil alimenté en 220 V a été mis en fonction et la durée totale pendant laquelle l'appareil concerné se trouvait sous tension pendant une période donnée. Le montage décrit ici constitue dans ce cas l'interface rêvée, car il permet un couplage "inoffensif" entre ces deux appareils. L'opto-coupleur effectue en effet une séparation galvanique parfaite entre les ensembles haute et basse tension. La description du fonctionnement de cette interface ne sera pas longue. En cas de présence du 220 V de la tension secteur sur l'entrée du montage, un petit courant, (de l'ordre de 1 mA), traverse la LED de l'opto-coupleur pendant la moitié de chaque période de l'onde secteur de 50 Hz. Ceci provoque la mise en conduction du photo-transistor dont le courant de collecteur atteint alors aux alentours de 100 µA, valeur plus que suffisante à rendre T1 passant. A l'image du courant travers-



sant la LED, il s'agit là aussi d'un courant pulsé.

Le condensateur C1 a pour fonction d'assurer une mise en conduction permanente de T1 tant que de la tension secteur est présente à l'entrée du montage.

Si vous préférez disposer en sortie du montage d'un signal rectangulaire de 5 V ayant une fréquence de 50 Hz, il suffira de supprimer C1, le choix vous est ainsi offert entre deux types de signaux en sortie.

Autre point remarquable du montage: la présence de deux résistances de 100 k mises en série avec la LED de l'opto-coupleur. Il ne saurait être question de les remplacer par une unique résistance de 220 k, car la tension aux

bornes de cette résistance atteindrait alors une valeur trop élevée. La valeur de la tension maximale admissible aux bornes d'une résistance d'un 1/4 W ordinaire, ne doit pas dépasser 150 V_{eff}.

Et pour terminer, une remarque qui pourra paraître superflue, mais un bricoleur averti en vaut deux, assurez-vous, lors de la réalisation de ce montage, que la partie 220 V est réellement séparée galvaniquement du reste du montage!

85499

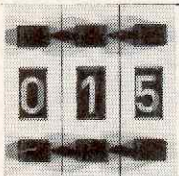


table de mixage disco

Ce montage est un exemple typique de ce que permet de réaliser l'emploi de composants modernes lors de la construction d'appareils destinés à l'audio. Une bonne poignée de composants et vous voici en possession d'une table de mixage de bonne quali-

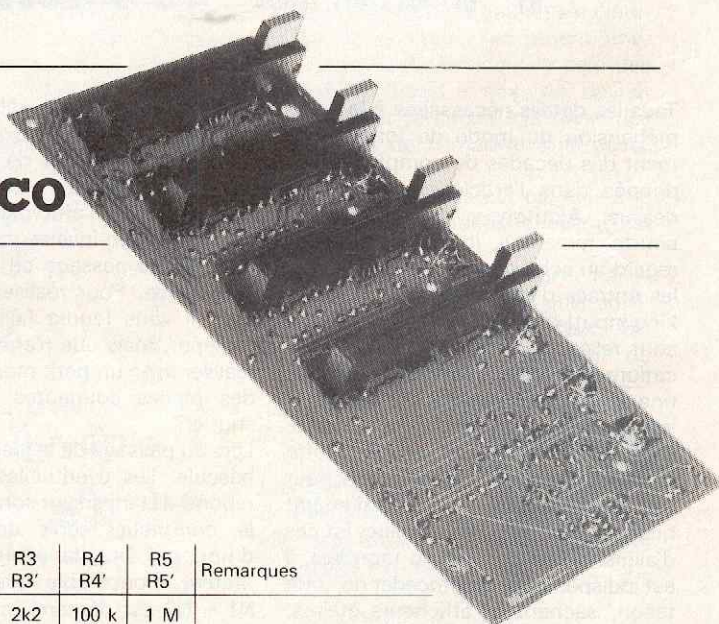
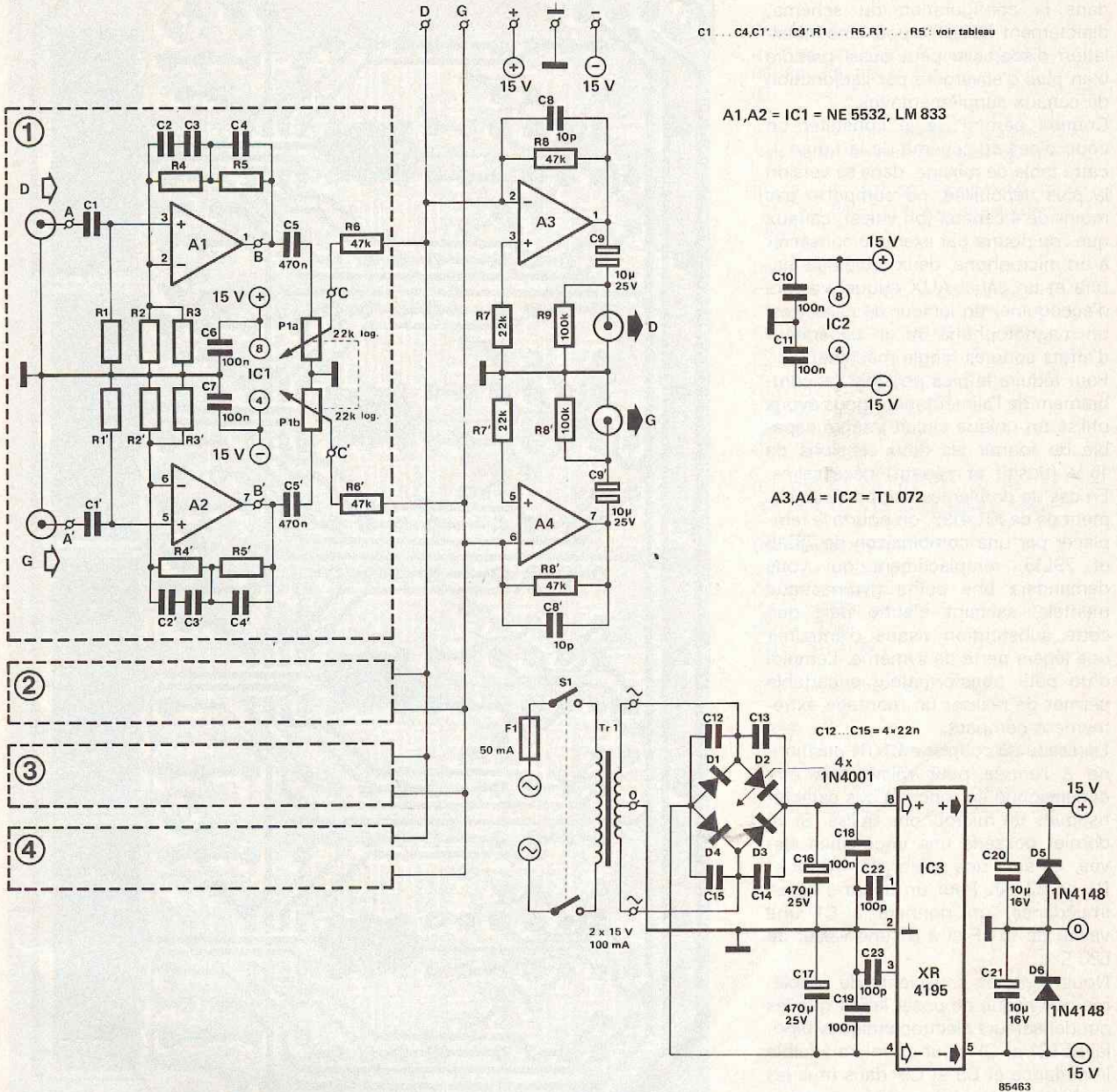


Tableau 1

	C1 C1'	C2 C2'	C3 C3'	C4 C4'	R1 R1'	R2 R2'	R3 R3'	R4 R4'	R5 R5'	Remarques
table de lecture	220 n	1n5	1n5	3n3	47 k	2k2	2k2	100 k	1 M	
magnéto	*	*	*	*	*	*	*	*	*	Supprimer IC1, C6 et C7, poser les straps A-B et A'-B'.
micro haute impédance	470 n	*	*	10 p	22 k	1 k	*	o-o	100 k	Dans le cas d'un micro mono, supprimer tous les composants dotés d'un apostrophe, utiliser l'entrée R et ne pas connecter le curseur de PTb, poser le strap C-C'.
micro faible impédance	10 µ/ 25 V	*	*	10 p	680 Ω	1 k	*	o-o	100 k	Comme pour le micro haute impédance.

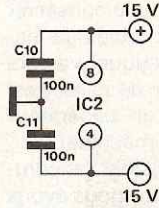
o-o = strap
* = supprimé

1



C1...C4, C1'...C4', R1...R5, R1'...R5': voir tableau

A1, A2 = IC1 = NE 5532, LM 833



A3, A4 = IC2 = TL 072

2

2

79L15

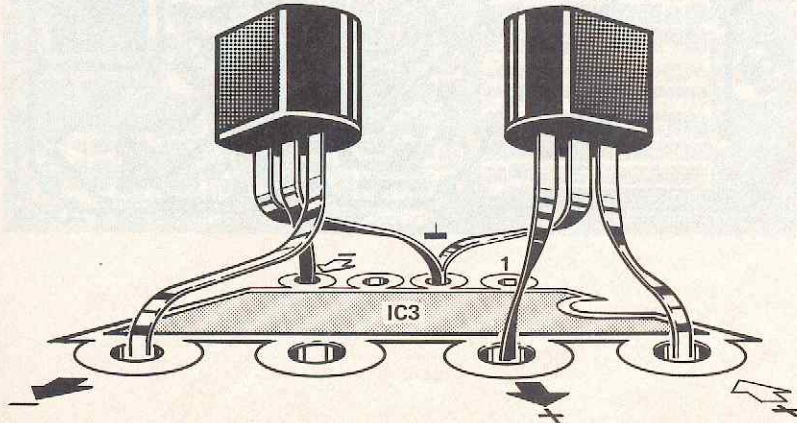


78L15



79L15

78L15



85463

85463-2

té. Cette mini-table de mixage est dans la configuration du schéma, directement utilisable pour une installation disco; elle peut aussi prendre bien plus d'envergure par l'adjonction de canaux supplémentaires.

Comme permet de le constater un coup d'oeil au schéma de la figure 1, cette table de mixage, dans sa version la plus dépouillée, ne comporte pas moins de 4 canaux (ou voies), canaux que l'on pourra par exemple consacrer à un microphone, deux tables de lecture et un canal AUX auquel viendra d'accoquiner un lecteur de cassettes, un magnétophone ou un générateur d'effets sonores (jingle machine).

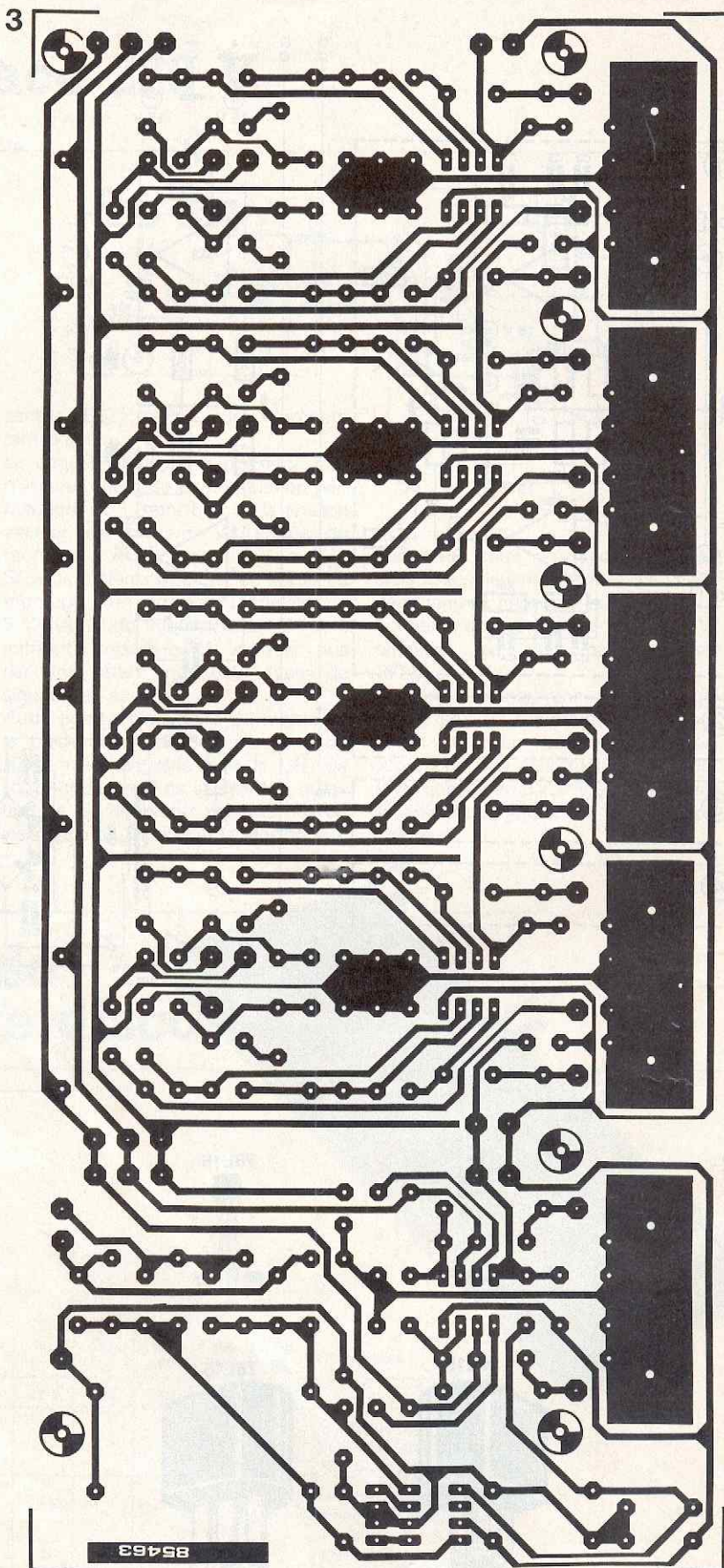
Pour réduire le plus possible l'encombrement de l'alimentation, nous avons utilisé un unique circuit intégré capable de fournir les deux tensions de 15 V (positif et négatif) nécessaires. En cas de problèmes d'approvisionnement de ce XR-4195, on pourra le remplacer par une combinaison de 78L15 et 79L15, remplacement qui vous demandera une petite gymnastique mentale, sachant d'autre part que cette substitution risque d'entraîner une légère perte de symétrie. L'emploi d'un petit transformateur encartable permet de réaliser un montage extrêmement compact.

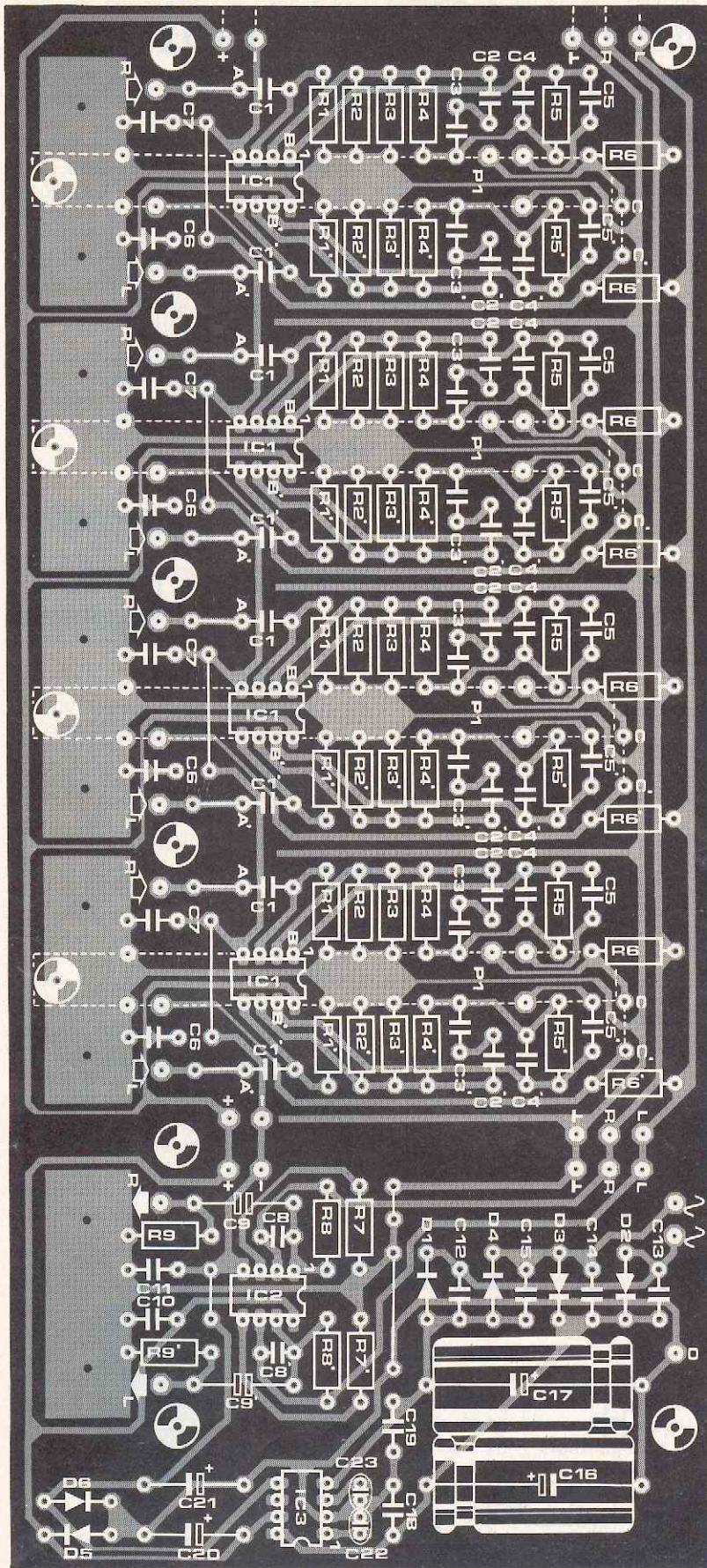
Le réseau de couplage C1/R1 positionné à l'entrée pour micro doit être dimensionné en fonction des caractéristiques du microphone utilisé. Si ce dernier possède une impédance élevée, C1 aura une valeur de 470 nF et R1 de 22 k Ω . Pour un micro à basse impédance, on donnera à C1 une valeur de 10 μ F et à R1 une valeur de 680 Ω .

Nous sommes conscients du problème que pose le fait que les condensateurs électrochimiques bipolaires (C1 et C1' pour un micro à faible impédance et C9 et C9' dans tous les cas), ne sont pas disponibles partout, ils sont malheureusement indispensables dans ce montage bien précis. On pourrait envisager l'utilisation de condensateurs électrochimiques normaux, le niveau de tension inverse ne devant pas, dans ce cas, dépasser 1 volt. Leur utilisation se paie cependant par un niveau de distorsion plus important et par un vieillissement prématuré.

Il reste à signaler que lors de la conception du dessin du circuit imprimé destiné à ce montage, nous avons prévu l'adjonction de canaux supplémentaires connectables, par l'intermédiaire de résistances de 47 k Ω , aux entrées des amplificateurs sommateurs A3 et A4 (voir schéma).

On pourra interconnecter plusieurs platines, après avoir, le cas échéant, séparé par sciage le sous-ensemble des sorties de celui de l'alimentation. La consommation de la table de mixage est relativement faible, puisqu'elle atteint aux alentours de 10 mA par canal.





Liste des composants

Résistances:

R1...R5, R1'...R5' = voir tableau
 R6, R6', R8, R8' = 47 k
 R7, R7' = 22 k
 R9, R9' = 100 k
 P1a, P1b = potentiomètre à glissière 22 k
 log stéréo, longueur de la piste 58 mm

(R1, R1', R2, R2', R3, R3', R4, R4', R5, R5', R6, R6', P1a/b à un exemplaire par voie)

Condensateurs:

C1...C4, C1'...C4' = voir tableau
 C5, C5' = 470 n
 C6, C7, C10, C11, C18, C19 = 100 n
 C8, C8' = 10 p
 C9, C9' = 10 µ/25 V
 C12, C13, C14, C15 = 22 n
 C16, C17 = 470 µ/25 V
 C20, C21 = 10 µ/16 V
 C22, C23 = 100 p

(C1, C1', C2, C2', C3, C3', C4, C4', C5, C5', C6, C7 à un exemplaire par voie)

Semiconducteurs:

D1...D4 = 1N4001
 D5, D6 = 1N4148
 IC1 = NE5532 ou LM833
 IC2 = TL082
 IC3 = XR-4195

(IC1 à un exemplaire par voie)

Divers:

Tr1 = transfo, secondaire 2 x 15 V/100 mA
 F1 = fusible 50 médium
 S1 = interrupteur secteur double
 2 prises chassis cinch par voie

Le mois prochain:

■ 1ère partie de la description d'une carte graphique (processeur graphique 9366 ou 9367 de Thomson) pour une résolution de 512 x 256 ou 512 x 512, soit monochrome (une carte), soit 4, 8 ou 16 couleurs (avec une carte d'extension)

- une centrale d'alarme
- une enceinte KEF en kit
- une interface RS232 via la carte d'E/S pour C64 (numéro de mai 85)
- et bien d'autres articles...



commande de moteur pour lecteur de disquettes

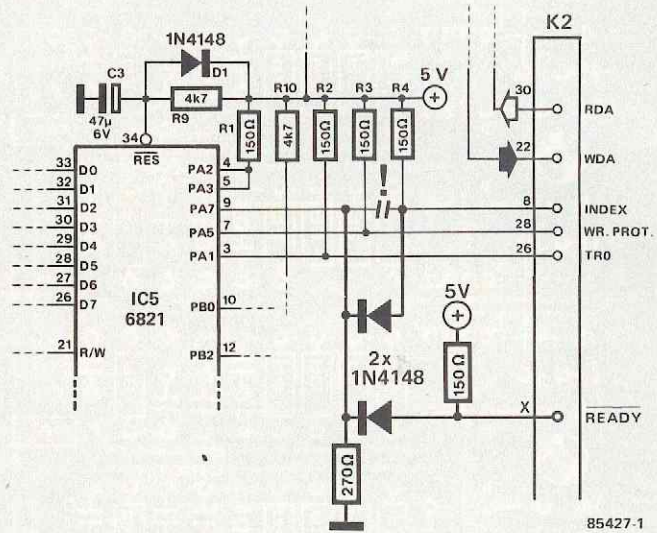
Tiens, j'ai déjà entendu ce titre-là quelque part.

C'est juste, puisque dans le numéro 71, en mai 1984, Elektor proposait un montage assez imposant, sous ce même nom. Rappelons-en brièvement le principe: tant qu'aucun lecteur n'est adressé par l'ordinateur, il est superflu, voir néfaste, que leurs moteurs tournent. Par contre, lorsque le processeur souhaite accéder à l'un des lecteurs, il faut mettre les moteurs en route et attendre quelques instants qu'ils aient atteint leur vitesse de rotation nominale. Quelques secondes après le dernier accès, on provoque à nouveau l'arrêt des moteurs, améliorant ainsi la longévité des moteurs, des têtes et des disquettes... sans parler des nerfs du programmeur!

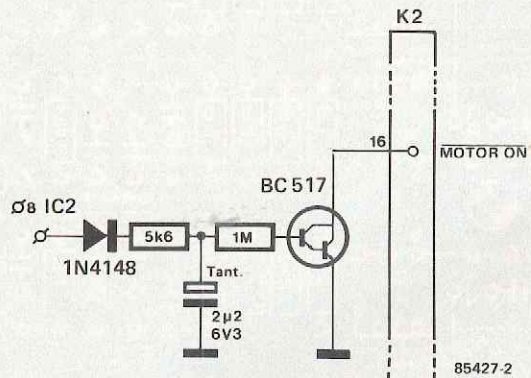
Le circuit proposé ici est beaucoup plus simple que le précédent, car il fait appel à un signal disponible sur la plupart des lecteurs de disquettes... mais pas sur tous. A savoir le signal **READY**, qui n'est d'ailleurs pas non plus disponible toujours sur la même broche du connecteur Shugart. Sur les BASF 6106, c'est la broche 6 qui devrait être réservée pour le signal "disk select 4", ou sur les FD55X de TEAC, c'est la broche 34. D'où la présence du "x" sur le dessin modifié de l'interface pour disquettes (voir K2). On se sert en tous cas du niveau logique haut présent sur la ligne **READY** tant que le lecteur n'est pas prêt, pour empêcher le passage des impulsions d'index.

Il faut également penser à supprimer la liaison qui existe peut-être encore

1



2



entre la broche 16 de K2 et la masse. Cette broche 16 est désormais com-

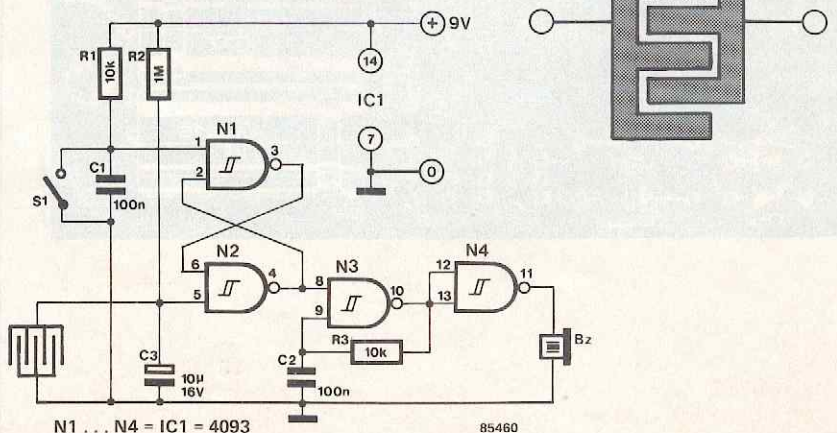
mandée par le petit circuit qui y achève l'impulsion de validation d'IC15 sur l'interface, inversée par le darlington BC 517.



indicateur d'humidité

Ne vous est-il jamais arrivé d'assister à la rupture d'un tuyau d'alimentation en eau, (machine à laver le linge ou la vaisselle, tuyau d'arrosage), ou à la suite d'un orage imprévu, à l'inondation d'un garage souterrain. La phrase la plus fréquemment prononcée dans ce cas-là tient de "Ah... si j'avais su..."; mais il est bien souvent trop tard et les dégâts sont considérables, (moquette ruinée, papier peint à remplacer etc...).

Le montage décrit ici a pour fonction de faire en sorte qu'une telle catastrophe ne puisse plus à l'avenir passer inaperçue dès l'instant où elle se pro-



duit, ce qui permet de limiter les dégâts.

Etant donné son faible prix de revient, moins de 50 FF, ce n'est pas l'aspect financier qui devrait pouvoir vous rebuter; il ne saurait en être différemment du schéma, vu sa grande simplicité. La consommation du montage au repos n'est pratiquement pas mesurable, aussi le mode d'alimentation préférentiel est-il la pile. Ce type d'alimentation implique cependant un remplacement annuel en raison de l'auto-décharge de la pile: au bout d'un an, la fiabilité de cette dernière devient douteuse, son état de charge étant une inconnue à gros risques. Le détecteur d'humidité est réalisé à l'aide d'un morceau de circuit imprimé

sur lequel a été gravé un patron en forme de deux peignes entrecroisés. Lorsque le capteur est sec, la résistance entre ces deux peignes est très élevée, résistance qui diminue sensiblement en cas d'augmentation du niveau d'humidité. Le capteur est pris en série avec une résistance fixe, R2, l'ensemble formant un diviseur de tension dépendant du degré d'humidité, diviseur de tension qui remet à zéro la bascule (flip-flop) que constituent N1 et N2.

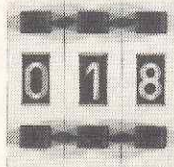
Lors de la mise sous tension, la bascule est positionnée automatiquement en raison de la présence de R1 et C1 montés en série. N3 constitue le coeur d'un oscillateur qui fait résoner un buzzer piézo dès qu'est détecté le

début d'une "catastrophe".

Autre application possible de ce montage: servir de détecteur de mensonge. Le capteur est dans ce cas remplacé par deux fils dénudés plaqués sur les paumes du sujet. Lors d'un "interrogatoire", l'entrée en fonction du résonateur indique, en principe, que le sujet "ne dit pas toute la vérité, rien que la vérité".

Pour adapter la sensibilité du montage aux circonstances, il suffit de modifier la valeur de R2; pour trouver la valeur adéquate, quelques essais s'imposent.

Si l'on désire arrêter le couinement du montage, il suffit d'actionner S1 qui remet le circuit à zéro.

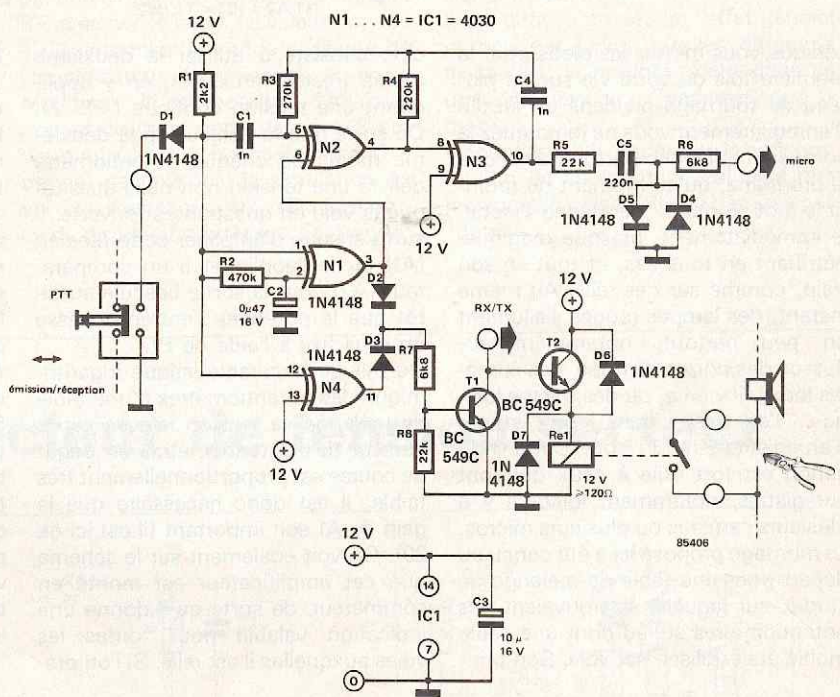


roger-bip

L'émission (ou non) d'un signal caractéristique, (roger-bip), avant et après un trafic radio, reste un sujet très controversé. Nous n'allons pas prendre parti. L'expérience prouve cependant qu'un tel signal est, en cas de liaison difficile, lorsque plusieurs personnes trafiquent sur une même fréquence par exemple, extrêmement utile pour permettre de déterminer "qui est qui".

Il s'agit ici d'un roger-bip qui ne devrait guère attirer les foudres des adversaires de ce dispositif, car sa simplicité le fait quasiment passer inaperçu. Il fournit automatiquement un signal bref au début d'une action, (pression), et à la fin de cette dernière, (relâchement), sur la commande PTT (Push To Talk). Pour que ceux qui sont à l'écoute puissent faire une différence entre ces deux sons, ils ont des fréquences très légèrement décalées.

N1 associée aux composants qui l'entourent constitue une bascule monostable. Lors d'une action sur l'alternat du micro, l'entrée 1 de N1 passe au niveau bas, l'entrée 2 n'y descendant que lorsque C2 s'est déchargé à travers R2. Pendant la durée de ce processus, la sortie de N1 est au niveau haut. Il en est de même lorsque cesse l'action sur le bouton-poussoir: l'entrée 1 de N1 remonte au niveau haut, l'entrée 2 faisant de même quelques instants plus tard, le temps que C2 se soit rechargé. Pendant la durée de cette charge, la sortie de N1 est haute. Cette sortie attaque, entre autres, l'oscillateur que constituent N2 et N3 associées aux composants annexes. N2 ne fonctionne en inverseur, et ne fournit un bref signal que pendant le court instant où l'entrée de commande de N2 (broche 6) est haute. Par l'intermédiaire de C1, le



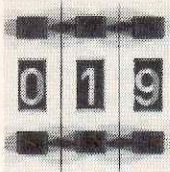
réseau déterminant la fréquence du signal, (début ou fin), est mis à la masse soit par l'intermédiaire de D1, soit via R1, la différence de fréquence des deux sons étant due au choix entre l'un ou l'autre des trajets. Après avoir été écrété par une paire de diodes (D4/D5), le signal de sortie de l'oscillateur est mélangé au signal du micro.

La sortie RX/TX n'est au niveau bas que lorsque le sous-ensemble d'émission doit être actif. Cette sortie peut être branchée à la connexion RX/TX présente sur l'émetteur/récepteur de façon à ce que l'émetteur reste actif un court instant. Simultanément,

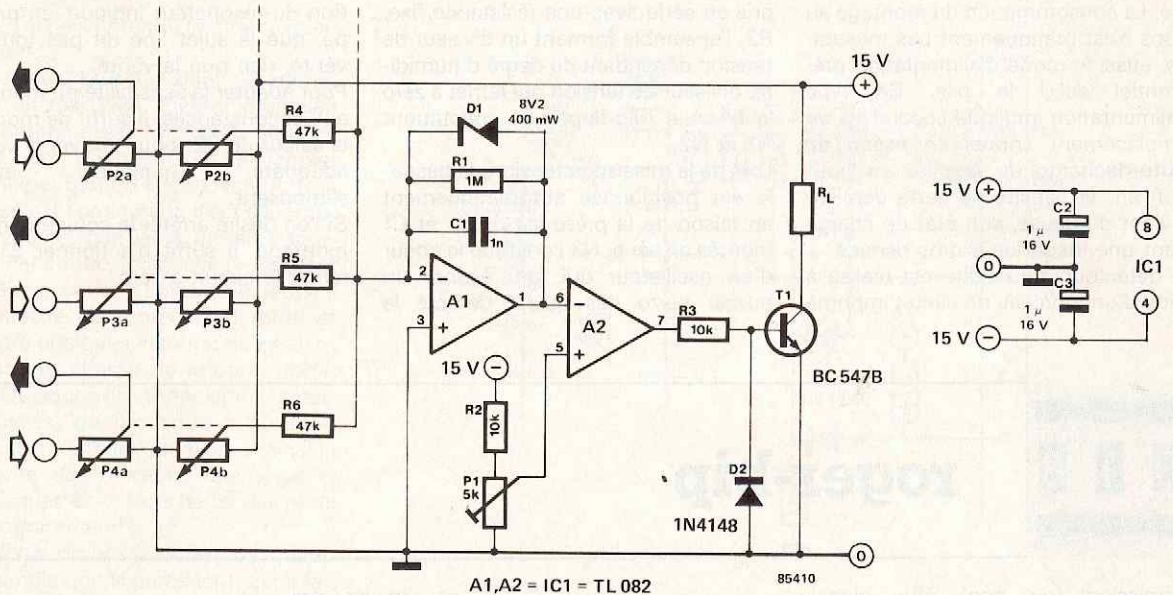
pendant ce court moment, la liaison vers le haut-parleur est coupée par l'intermédiaire du contact travail de Re1, ceci afin d'éviter une transmission de signal intempestive par le sous-ensemble de reproduction audio.

Il doit être possible de réaliser l'implantation de la cathode de la diode D1 sur la plupart des appareils sans devoir modifier le câblage d'origine. S'il devait s'avérer que le contact d'émission n'est pas relié à la masse, il faudra utiliser un autre des contacts de l'interrupteur PTT.

La consommation du montage est inférieure à 15 mA (compte non tenu du courant consommé par le relais).



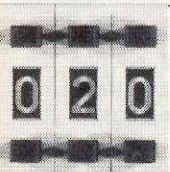
silence! on tourne (ou) on enregistre



Lorsque vous mettez les pieds pour la première fois de votre vie sur un plateau de tournage ou dans un studio d'enregistrement vous ne remarquez la confusion qui règne partout, ainsi que le brouhaha, qu'au moment où retentit le mot "moteur"; le silence s'installe immédiatement, presque magique, pétrifiant en tous cas, et tout va son train, comme sur des rails. Au même instant, des lampes rouges s'allument un peu partout, notamment au-dessus des portes d'entrée, des caméras lorsqu'il y en a, ou des micros lorsque l'on est dans un studio d'enregistrement du son. Cette indication est fort utile à ceux qui sont enregistrés, notamment lorsqu'il y a plusieurs caméras ou plusieurs micros. Le montage proposé ici a été conçu au départ pour une table de mélange de studio, sur laquelle se trouvaient des potentiomètres stéréo dont une seule moitié était utilisée par voie. Son prin-

cipe consiste à utiliser la deuxième moitié (restée inutilisée), en y appliquant une tension continue (+15 V). De sorte que le curseur de la deuxième moitié de chaque potentiomètre délivre une tension non nulle aussitôt que la voie en question est ouverte. Il suffit ensuite d'amplifier cette tension (A1) et de l'appliquer à un comparateur (A2) dont la sortie bascule aussitôt que le potentiel d'entrée dépasse un seuil fixé à l'aide de P1. Du fait de la caractéristique logarithmique des potentiomètres d'une table de mélange, la tension relevée sur le curseur des potentiomètres en début de course est proportionnellement très faible; il est donc nécessaire que le gain de A1 soit important (il est ici de 20). On voit également sur le schéma que cet amplificateur est monté en sommateur, de sorte qu'il donne une indication valable pour toutes les voies auxquelles il est relié. Si l'on pré-

fère disposer d'un indicateur pour chaque voie, la fonction de sommation disparaît, et il convient de monter le circuit A1/A2 en autant d'exemplaires qu'il y a de voies à équiper. La sortie du circuit est un transistor de commutation qui ne supporte guère plus de 100 mA. Ce qui suffit toutefois pour activer un relais, une ampoule, ou tout simplement une diode électroluminescente. Si l'on ne tient pas compte du courant commuté par ce transistor, le courant consommé par le montage n'est que de 10 mA. Si les potentiomètres utilisés présentent une résistance ohmique très faible comme c'est le cas dans certaines tables, il se peut que le courant qui circule à travers la deuxième moitié du potentiomètre soit trop élevé. Il convient alors de prévoir une résistance de limitation de courant en série avec le potentiomètre.



oscillateur bruissant

En électronique, le bruit est un phénomène ayant une réputation franchement mauvaise. Dans la majorité des applications, on essaie par tous les moyens d'atteindre le niveau de bruit le plus faible possible et ce n'est pas sans raison que le facteur bruit est l'une des caractéristiques les plus importantes lors de l'évaluation qualitative d'un appareil.

Le bruit peut cependant être un phénomène utile. La caractéristique aléatoire du bruit est par exemple très intéressante lors de la mise à l'épreuve d'un circuit car elle permet l'application de tensions d'entrée aux niveaux les plus divers. Notre oscillateur bruy(iss)ant constitue l'instrument rêvé pour ce type d'applications. Le circuit génère un

signal audio auquel on pourra superposer un bruit d'amplitude ou de phase de niveau réglable. Il permet ainsi de simuler un mauvais signal d'entrée pour le test ou la mise au point d'un décodeur RRTY ou CW par exemple. Il constitue d'autre part un appareil ouvrant de nouveaux horizons aux chasseurs de sons, car outre la fourniture d'un signal de mauvaise

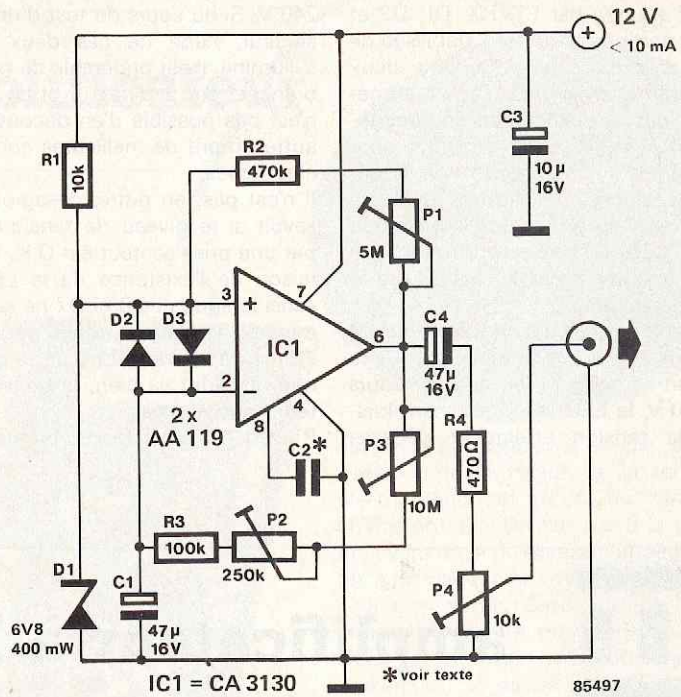
qualité, cet appareil permet aussi la simulation du vol d'insectes, tels que moustiques, abeilles, et celle de phénomènes météorologiques tels que tempêtes et autres vents violents.

Un coup d'oeil superficiel au schéma donne à penser que l'on se trouve en présence d'un oscillateur RC tout ce qu'il y a de plus ordinaire avec contre-réaction négative (P3, P2, R3 et C1) et contre-réaction positive (P2 et R2). Mais les apparences cachent bien plus que cela! La diode zener D1 constitue une source de bruit. Selon l'importance de la contre-réaction, (P3 = réglage grossier, P2 = réglage fin), l'amplification du signal de bruit est plus ou moins forte. A l'image d'un oscillateur "ordinaire", ces ajustables permettent de fixer la fréquence d'oscillation. Etant donnée la présence de bruit de phase, il serait plus juste d'utiliser le terme de "bande de bruit" plutôt que celui de fréquence d'oscillation. La contre-réaction positive (P3) définit la caractéristique du bruit: à une résistance faible de cet ajustable correspond un spectre relativement serré, une valeur plus élevée élargissant notablement la bande de bruit. En pratique, cela revient à dire que P3 permet de jouer sur le facteur Q (qualité).

Le spectre de bruit de la diode zener est filtré par un filtre passe-bas constitué par un amplificateur opérationnel: une faible contre-réaction (fréquence peu élevée), donne une bande de bruit

de faible largeur permettant par exemple une simulation parfaite de signaux BF avec dérive lente. La valeur donnée à C2 détermine la bande passante de l'amplificateur opérationnel, et en la modifiant, il est possible d'abaisser progressivement cette dernière. Prendre pour C2 un condensateur de 47 nF permet par exemple la simulation du vol d'un moustique. D2 et D3 font office de dispositif d'écrêtage. On pourra,

par action sur P4, régler le niveau du signal de sortie. Il est difficile de décrire l'effet général obtenu par action sur les différents ajustables, la pratique étant dans ce domaine bien plus "parlante" que la théorie. Il nous reste à indiquer que la consommation de ce montage est plus que raisonnable puisqu'elle ne dépasse pas 10 mA.



IC1 = CA 3130

* voir texte

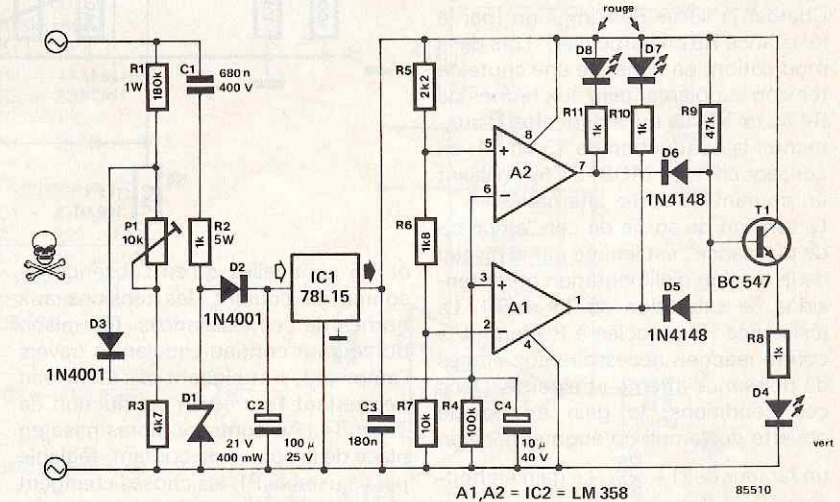
85497



inspecteur de tension secteur

Ne vous est-il jamais arrivé de vous escrimer des heures entières avec un superbe programme pour le voir s'évanouir dans les nimbes alors qu'il était pratiquement terminé, tout simplement parce que le réfrigérateur venait de se mettre en route. La tension secteur avait fait preuve d'une certaine faiblesse tout au long de cette journée et la mise en route du réfrigérateur avait constitué la goutte faisant déborder le vase, l'installation s'avérant incapable de supporter cette charge supplémentaire. Après quelques secondes d'une angoisse indicible, apparut sur l'écran le message tant redouté "BAD PROGRAM" (ou autre READY menaçant). Il ne reste plus qu'à aller se coucher et tenter de passer une bonne nuit (pour se redonner un peu de courage)!

L'inspecteur de tension secteur aurait (peut-être) pu être un précieux auxiliaire dans un cas tel celui décrit ci-dessus. Quoi qu'il en soit, il n'y a pas, normalement, de risque de voir la ten-



sion secteur s'effondrer lors de la mise en fonction d'un appareil de forte puissance, à moins qu'elle ne soit déjà tombée à une valeur relativement faible. On n'est cependant jamais à l'abri d'une surprise.

Intéressons-nous au principe de ce montage. Son alimentation est prise directement sur le secteur, permettant ainsi de se passer de transformateur et de construire un montage compact et bon marché. Cette alimentation direc-

te est assurée par C1, R2, D1, D2 et C2. A partir de la tension stabilisée de 15 volts disponible on extrait deux tensions de référence. Par l'intermédiaire des amplificateurs opérationnels, A1 et A2, ces tensions sont comparées à une partie fixe de la tension secteur. Un niveau trop faible de cette dernière provoque l'illumination de la LED D7; si au contraire son niveau est trop élevé, la LED D8 signale cet état de fait.

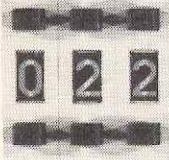
En raison des valeurs choisies pour les composants, D7 s'illumine lorsque la tension secteur tombe aux alentours de 200 V, la LED D8 s'illuminant lorsque la tension atteint et dépasse

240 V. Si au cours du test d'une prise secteur, l'une de ces deux diodes s'illumine, il est préférable de ne pas y brancher son ordinateur et de voir s'il n'est pas possible d'en découvrir une autre offrant de meilleures conditions électriques.

Il n'est pas, en outre, désagréable de savoir si le niveau de tension fourni par une prise secteur est O.K. C'est la raison de l'existence de la LED D4. Ainsi lorsque ni D8 ni D7 ne sont illuminées, T1 peut conduire permettant l'alimentation de la LED verte qui indique que tout va bien, la tension secteur est correcte. P1 sert à ajuster le comparateur aux

valeurs de seuil convenables. En règle générale la position médiane convient parfaitement, mais les amateurs de perfection pourront régler le montage très exactement aux valeurs désirées à l'aide d'un multimètre et d'un transformateur à tension de sortie variable (variatic, variable A.C.).

Comme le montage est connecté directement au secteur, il est vital de le mettre dans un boîtier en plastique pour éviter un contact malencontreux (aux conséquences désagréables si ce n'est désastreuses) avec le 220 V.



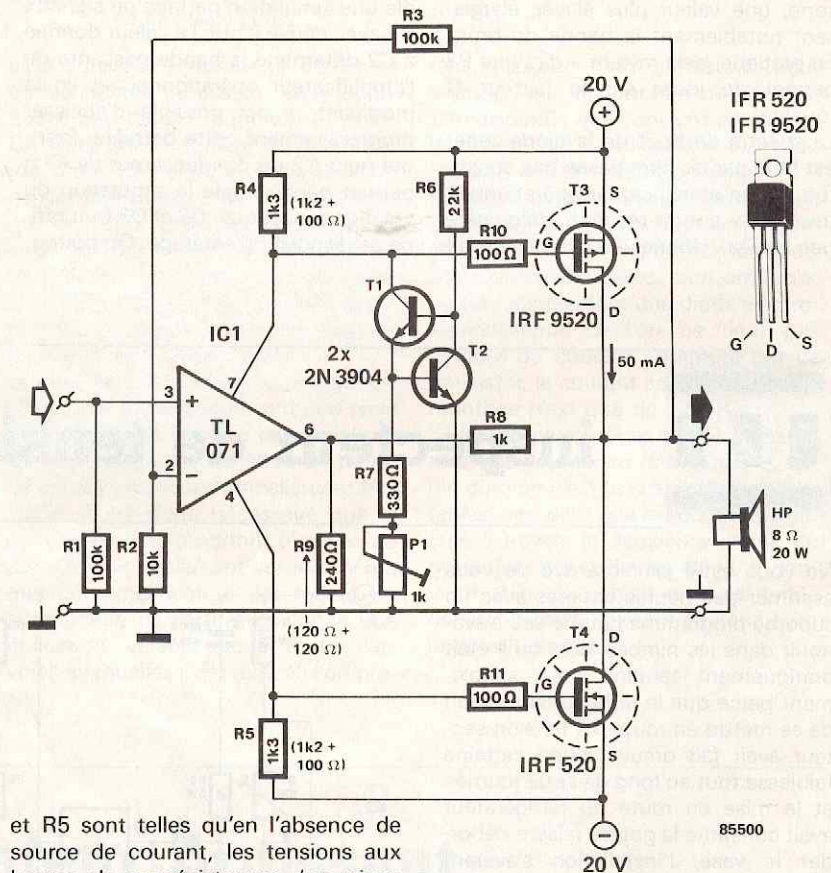
amplificateur à MOSFET

Il est possible d'augmenter sensiblement la puissance de sortie d'un ampli op en lui adjoignant un étage de sortie à transistor monté en émetteur-suiveur complémentaire par exemple. L'utilisation d'un transistor MOSFET permet elle aussi de donner un peu plus de "musclé" à un ampli op. Il est cependant préférable de ne pas monter ce MOSFET en drain commun car un tel mode de connexion réduit sensiblement la tension de sortie de l'ampli op en raison de la tension de commande grille-source nécessaire au MOSFET (tension qui atteint quelques volts).

Une des solutions à ce problème consiste à monter les MOSFET T3 et T4 en source-commune. Placer les résistances (R4 et R5) en série dans les lignes d'alimentation de l'ampli op. Charger la sortie de l'ampli op (par la résistance R9 en particulier). Lors de la modulation, on constate une chute de tension supplémentaire aux bornes de R4 ou de R5, ce qui a pour effet d'augmenter la conduction de T3 ou T4: en conséquence les MOSFET fournissent un courant de sortie alternatif.

La tension de sortie de cet "ampli op de puissance" est limitée par le niveau de la tension d'alimentation et les tensions de saturation de T3 et T4. La résistance R8 associée à R9 fournit la contre-réaction nécessaire aux étages de puissance interne et externe. Dans ces conditions, le gain en boucle ouverte de l'ampli op augmente selon un facteur de $(1 + \frac{R8}{R9})$. Le gain en boucle fermée de l'ampli op de puissance atteint $(1 + \frac{R3}{R2})$, soit 11.

La source de courant construite autour des transistors T1 et T2 permet d'ajuster à 50 mA le courant de repos de T3 et T4. Les valeurs données à R4

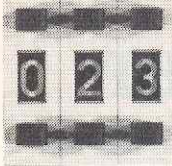


et R5 sont telles qu'en l'absence de source de courant, les tensions aux bornes de ces résistances, (en raison du courant continu circulant à travers l'ampli op), n'atteignent pas un niveau permettant l'entrée en conduction de T3 et T4. Au contraire, après mise en place de la source de courant, réglable par l'ajustable P1, les choses changent et les niveaux de tension atteints sont suffisants. Au fur et à mesure que diminue la résistance de P1, la tension aux bornes de R4 (et de R5) augmente, provoquant une croissance du courant de repos circulant à travers T3 et T4. Pour faire en sorte que le courant

de repos soit le moins sensible possible aux variations de température, il faudra monter T2 sur le radiateur de T3 et T4 (résistance thermique de l'ordre de 5 W/°C).

La puissance de sortie ainsi disponible dépasse 20 watts dans 8 Ω. A cette dernière puissance, la distorsion harmonique passe de 0,0075% (à 100 Hz)

Source: Mark Alexander: Voice coil drivers using complementary Power MOSFETs; Motor-Con Proceedings Avril 1984.



mini-amplificateur

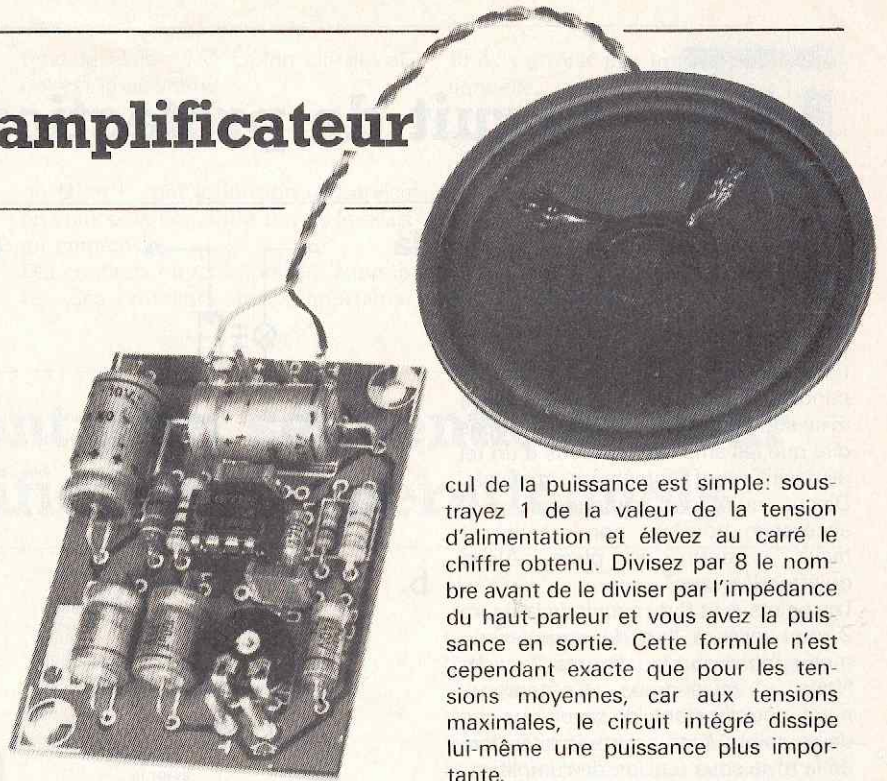
Il existe certains types de circuits dont l'attrait auprès des amateurs de petits montages ne faiblit pas. Ce genre de mini-amplificateur en fait partie. Capable de fonctionner à n'importe quelle tension d'alimentation comprise entre 3 et 9 volts il fournit une puissance maximale de 1 watt à un haut-parleur de 4 Ω et se distingue par ses dimensions compactes et une consommation très faible. A nouveau un mouton à cinq pattes... avec des dents en or. Outre les quelques condensateurs habituels indispensables pour ce type de montage, la quasi-totalité du montage est constituée par un unique circuit intégré à 8 broches DIL. Les électrochimiques C2 et C6 assurent le découplage de la tension d'alimentation, C7 protège le haut-parleur contre l'intrusion de toute tension continue, C3 et C5 constituent pour les signaux audio un trajet à faible résistance vers la masse. Le signal arrive à l'entrée de l'amplificateur via P1 et C4. R4 et C8 servent à assurer une stabilité suffisante au montage, en éliminant toute tendance d'entrée en oscillation de ce dernier.

Le gain, qui atteint ici près de 50, est fonction des valeurs données aux résistances R1 et R3. Le condensateur C1 connecté en parallèle sur R1 a pour fonction de faire en sorte que les fréquences élevées (supérieures à 20 kHz) soient amplifiées avec un gain moindre. En cas d'utilisation de ce montage dans un récepteur AM, il est recommandé de limiter légèrement la largeur de la bande passante (en supprimant les fréquences extrêmes). Pour atteindre ce résultat, il suffit par exemple de quadrupler la valeur de C1, la fréquence limite est alors divisée par 4 (et passe à quelque 5 kHz).

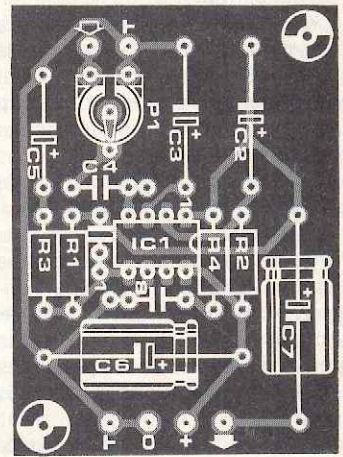
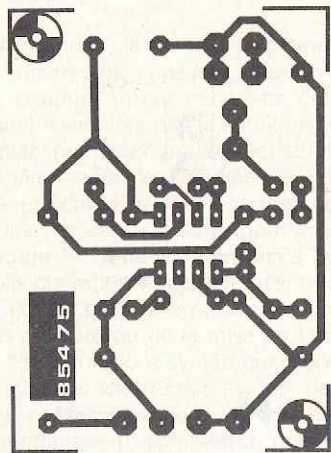
L'ajustable P1 n'est pas indispensable et peut être remplacé par un strap. Comme il s'agit d'un ajustable à caractéristique linéaire, son emploi pour le réglage de volume est, du point de vue physiologique, discutable. Une solution plus convenable consiste à le remplacer par un potentiomètre logarithmique ordinaire et à connecter ce dernier de façon identique.

Quelques informations chiffrées concernant ce montage; son courant de repos passe de 2,5 à 7,5 mA selon que la tension d'alimentation est de 3 ou 9 V. A modulation maximale dans une charge de 4 Ω, le courant nécessaire atteint respectivement 80 et 270 mA, la puissance fournie 100 et 1 000 mW, (valeurs mesurées).

On peut extrapoler de ces informations les valeurs de ces caractéristiques à des valeurs de tension d'alimentation intermédiaires. Le cal-



cul de la puissance est simple: soustrayez 1 de la valeur de la tension d'alimentation et élevez au carré le chiffre obtenu. Divisez par 8 le nombre avant de le diviser par l'impédance du haut-parleur et vous avez la puissance en sortie. Cette formule n'est cependant exacte que pour les tensions moyennes, car aux tensions maximales, le circuit intégré dissipe lui-même une puissance plus importante.



Liste des composants

Résistances:

- R1 = 10 k
- R2 = 47 Ω
- R3 = 220 Ω
- R4 = 1 Ω
- P1 = ajustable 50 k

Condensateurs:

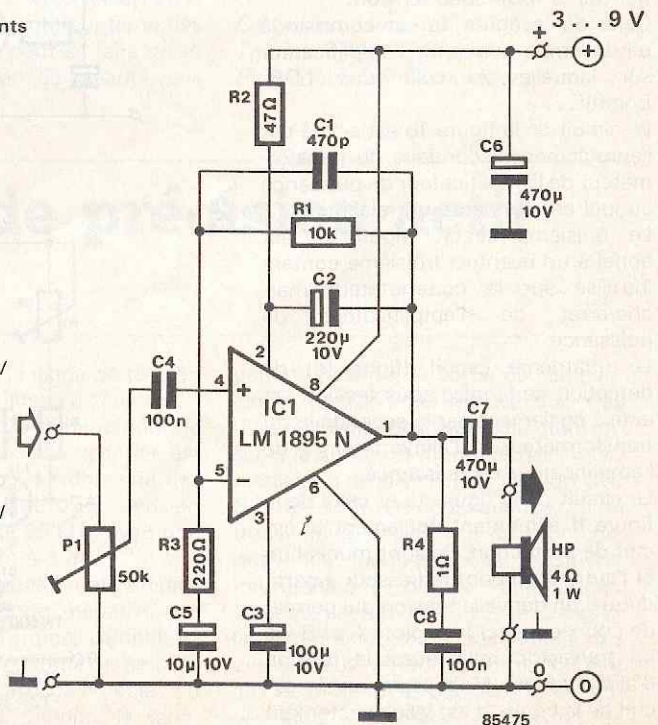
- C1 = 470 p
- C2 = 220 μ/10 V
- C3 = 100 μ/10 V
- C4, C8 = 100 n
- C5 = 10 μ/10 V
- C6, C7 = 470 μ/10 V

Semiconducteurs:

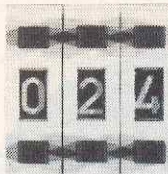
- IC1 = LM 1895N

Divers:

- haut-parleur 4 Ω/1 W



85475



circuit de protection pour HP

Plop!

Takatakatak!

Vous voyez ce que je veux dire?

Les bons amplis de puissance sont munis d'un petit dispositif qui maintient les sorties HP court-circuitées pendant quelques secondes lors de la mise sous tension. Ce qui ne veut pas dire que les amplis dépourvus d'un tel dispositif sont forcément mauvais. Disons qu'il leur manque un petit accessoire pourtant bon marché et facile à mettre en place. Alors, qu'attendez-vous?

Les points A et B du circuit de la figure 2 sont reliés à l'un des couples de la même nom sur les figures 1a...1f. Nous y reviendrons. Contentons-nous, pour l'instant, de savoir que ces deux points sont court-circuités lors de la mise sous tension de l'amplificateur de puissance. Aussitôt T1 se bloque, ce qui permet à C1 de se charger. Peu après, la tension aux bornes de ce condensateur dépasse le seuil de la diode zener D2. Les transistors T2 et T3 se mettent à conduire, activant ainsi le relais qui met en service les haut-parleurs.

Lorsque la tension d'alimentation de l'amplificateur de puissance est coupée, T1 conduit, ce qui provoque la décharge très rapide de C1 aux bornes duquel le potentiel retombe en-dessous du seuil de la zener D2. Par conséquent T2 et T3 ne reçoivent plus de courant de base et se bloquent. Les haut-parleurs sont coupés par le relais qui retombe.

Voyons à présent les circuits de détection de la mise sous tension.

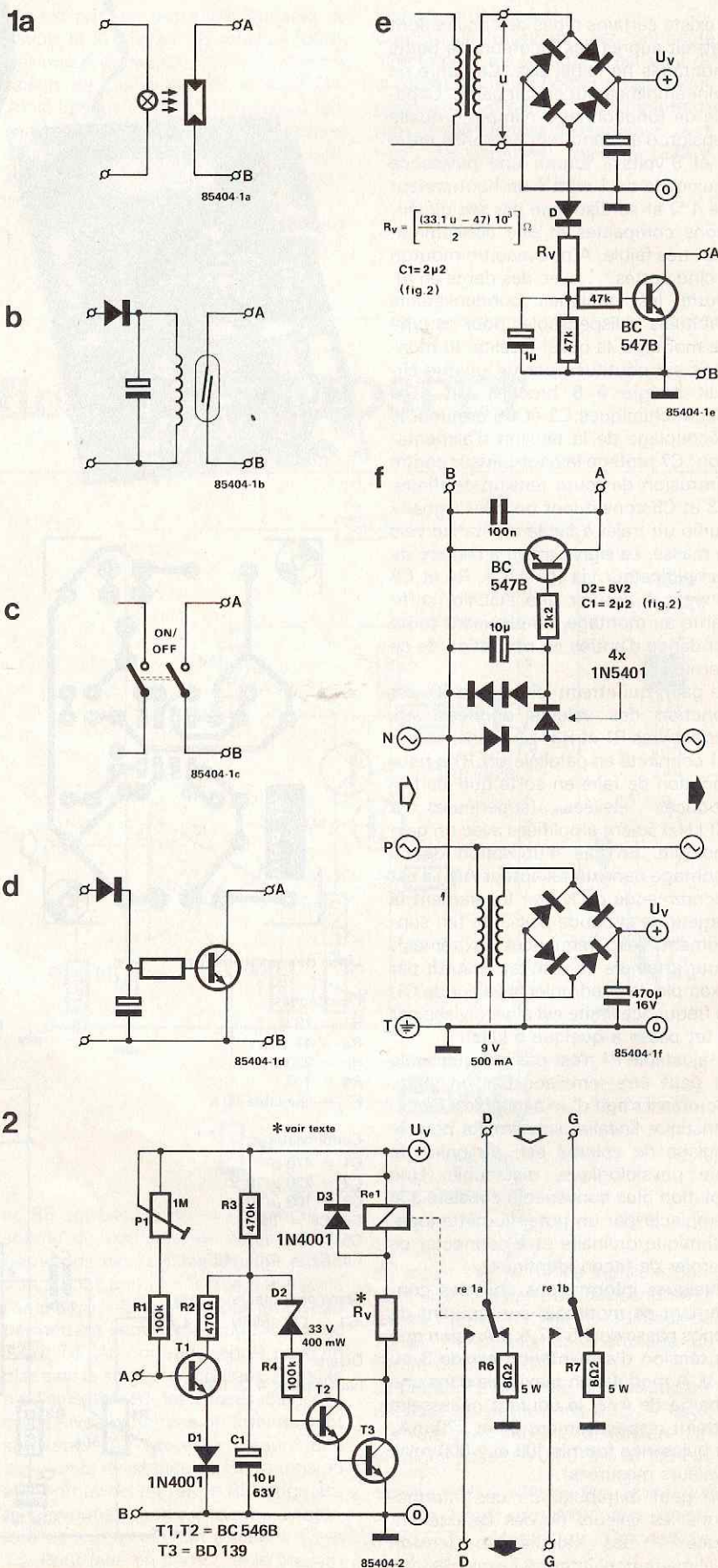
Celui de la figure 1a est commandé par la lampe-témoin de l'amplificateur sur laquelle on colle une LDR. Primitif...

Le circuit de la figure 1b est activé par l'enroulement secondaire du transformateur de l'amplificateur de puissance auquel est connecté un relais reed.

Le troisième circuit (figure 1c) fait appel à un éventuel troisième contact inutilisé sur le commutateur marche/arrêt de l'amplificateur de puissance.

Le quatrième circuit (figure 1d) de détection de la mise sous tension est activé également par le secondaire du transformateur d'alimentation de l'amplificateur de puissance.

Le circuit de la figure 1e et celui de la figure 1f alimentent également le circuit de protection. Ils sont munis l'un et l'autre d'un pont redresseur à partir duquel on dérive la tension qui permet de court-circuiter les points A et B via un transistor, mais aussi la tension d'alimentation. Mais attention! le circuit de la figure 1f est relié directement



au réseau...
 Quel que soit le circuit utilisé selon les circonstances et vos préférences, notez bien qu'avec les circuits 1a...1d il faut alimenter le circuit de protection séparément. La tension U_v pourra varier entre 40 et 60 V. Pour des valeurs inférieures, il convient d'adapter la valeur de D2 en proportion. La valeur de la résistance R_v dépend du

type de relais utilisé. La formule de calcul est la suivante:

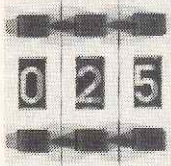
$$R_v = [(U_v - U_s - 2,5) / I_s] \Omega$$

où U_s et I_s sont la tension de service en volts et le courant à travers le relais en ampères.

Les contacts du relais doivent supporter des courants très importants:

10 A, ce n'est pas une valeur exceptionnelle.

Si vous vous apercevez que le circuit de protection n'est pas assez rapide pour votre amplificateur, c'est-à-dire qu'il ne coupe pas les HP à temps, il suffit de diminuer progressivement la valeur de R3, pour garantir une charge plus rapide de C1.



alimentation séquentielle pour amplificateurs opérationnels

N'importe lequel d'entre nos lecteurs à avoir jamais saisi un fer à souder pour se lancer dans l'enivrante aventure qui consiste à transformer un monticule de composants électroniques en un montage répondant aux spécifications du cahier des charges, sait que le chemin séparant l'idée du prototype fonctionnel est parsemé de roses et d'épines. L'expérience vous aura sans doute appris que la célèbre loi de Murphy, (qui dit que si une erreur est possible, elle a lieu, tôt ou tard), est un doux euphémisme, car les choses se passent quelquefois plus mal qu'on n'aurait jamais pu l'imaginer. Il ne saurait en être différemment dans les labos d'Elektor.

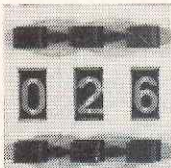
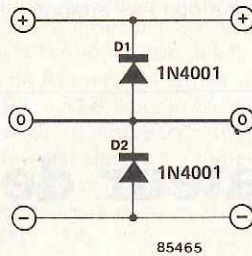
Ainsi au cours des essais faisant suite à la construction d'un montage comportant un certain nombre d'amplificateurs opérationnels du type NE5532 alimentés par une tension symétrique de + et - 12 V, fûmes-nous témoins d'un "phénomène" dont nous ne pouvons pas ne pas vous faire part. Après mise sous tension d'un amplificateur pour microphone, car c'était de lui qu'il s'agit, l'ensemble du montage se "croisa les bras". La mesure des tensions nous apprit qu'au lieu des

12 V attendus, la tension d'alimentation positive ne dépassait pas 0,6 V. Une coupure momentanée de cette tension n'améliora pas la situation. Le remplacement des circuits par d'autres du même type ne changea rien. La mise en œuvre de TL072 arrangea un peu les choses. La lecture approfondie de toute la littérature consacrée aux amplis opérationnels concernés, nous fournit une explication plausible. Lors de la coupure ou de la mise en fonction d'alimentations symétriques, pour des charges disymétriques, on peut observer des inversions de polarités momentanées (l'alimentation positive devenant négative et vice-versa). Vu la complexité de la structure interne des circuits intégrés, il peut se faire qu'en raison de l'inversion de polarité, des

éléments parasites soient activés, mettant la puce dans un état déficient (plus ou moins stable) source de problèmes. Dans notre cas disait cette littérature, il se pouvait qu'il y ait déclenchement intempestif d'un thyristor parasite suite au temps de montée nécessaire à la tension d'alimentation négative. La solution suggérée dans un tel cas consistait à implanter deux diodes dans les lignes d'alimentation pour éviter l'inversion de polarité des deux tensions. Cette implantation, aussi simple qu'elle fut, s'avéra radicale et mit fin aux problèmes de notre montage. Elle constitue sans aucun doute le circuit de protection le plus simple (et peut-être l'un des plus efficaces) décrit dans ce numéro de vacances.

Morale de cette histoire: il vaut mieux consacrer quelques dizaines de centimes à l'achat de deux diodes que quelques dizaines de francs au remplacement des circuits intégrés détruits qu'elles auraient pu (et su) protéger.

Littérature: Intuitive IC Op Amps, Thomas M. Frederiksen National Semiconductor Corporation

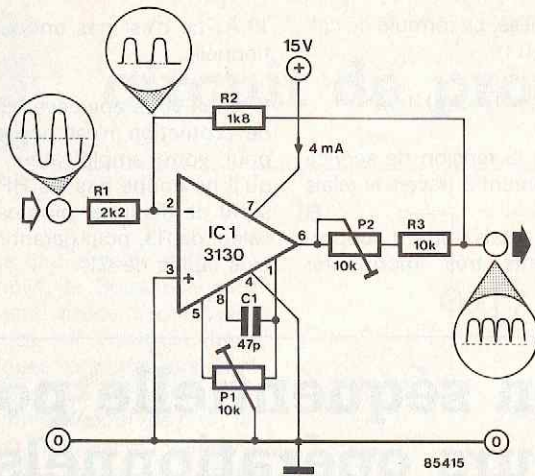


redresseur de précision actif sans diode

Ce redresseur actif réalisé à l'aide d'un amplificateur opérationnel relativement rapide n'utilise pas de diode, car, lors d'une alimentation asymétrique, la tension de sortie ne peut pas être négative. Le principe se résume en fait à peu de choses: il s'agit d'un amplificateur asymétrique n'amplifiant que la demi-période négative du signal d'entrée. Le CA 3130 de RCA convient particulièrement bien à ce genre d'applications: il est en effet capable de traiter des tensions d'entrée depuis 0 V; il possède en outre un étage de

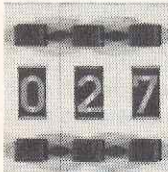
sortie CMOS dont la plage de tension descend elle aussi jusqu'à zéro volt. Pour une tension d'alimentation de 15 V, la tension maximale d'entrée est de 1,2 V eff environ. Le domaine des fréquences s'étend de 0 Hz (tension continue) à plus de 25 kHz avec une dispersion inférieure à 1 dB. Trêve de mots, venons-en au circuit. Pour la demi-période négative du signal appliqué à l'entrée, l'amplificateur opérationnel constitue un amplificateur inverseur au gain égal au quotient de R2/R1. Pendant la demi-

période positive, la sortie de l'amplificateur opérationnel reste à 0 V. Ces demi-périodes positives sont transmises à la sortie du montage par l'intermédiaire d'un diviseur de tension (R1, R2, R3 et P1). En conséquence, on ne trouve plus, à la sortie du montage, que des demi-périodes positives, (redressement double alternance). Lorsque, par action sur P2, on a trouvé la symétrie correcte, les amplitudes des signaux de sortie correspondant aux demi-périodes positives et négatives sont identiques. P1 permet de



réglé à 0 V la tension de sortie lorsque l'entrée est court-circuitée à la masse (compensation de la dérive). Le redresseur doit être attaqué à faible

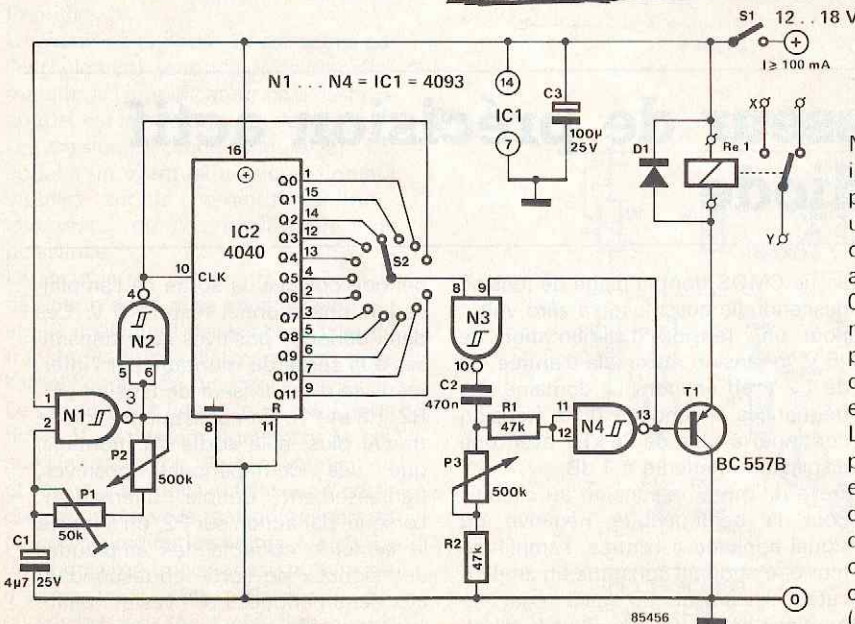
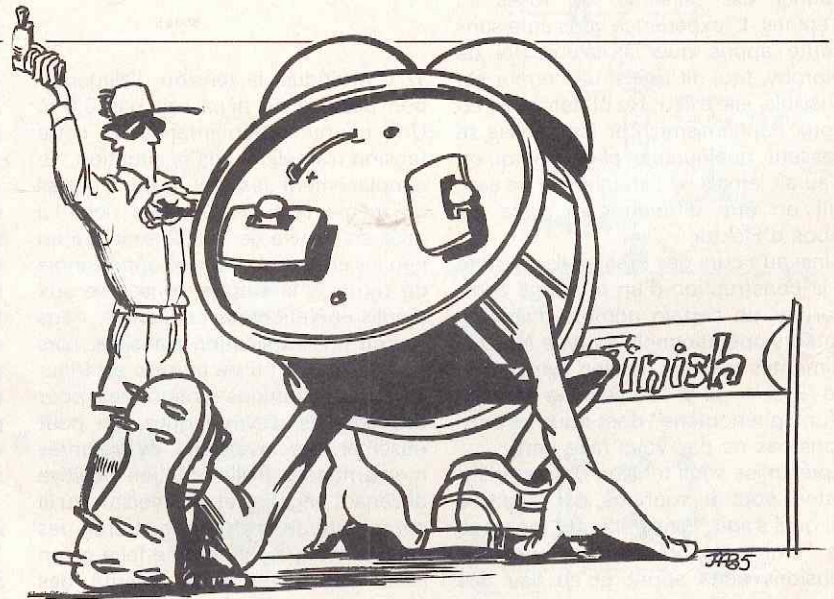
impédance et attaquer lui-même la charge à haute impédance, (impédance d'entrée ou de source inférieure à 100 Ω, impédance de sortie ou de charge égale ou supérieure à 1 MΩ). Dans des conditions d'emploi différentes, il faudra modifier les valeurs de R1 et R3 en fonction des valeurs des impédances d'entrée et de sortie, en respectant les règles suivantes: les valeurs de l'impédance de source et de R1 additionnées doivent atteindre 2k2, la valeur de la résistance résultant du montage en parallèle de l'impédance de sortie et de R3 doit être de 10 kΩ. Il est impératif, lors du réglage du montage, que les valeurs de la source de signal (avec son impédance d'entrée) et de l'étage connecté à la sortie (la charge) respectent les règles énoncées précédemment.



temporisateur de prises de vue

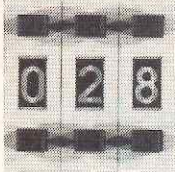
Faire des prises de vue photographiques ou cinématographiques image par image, à raison d'une toutes les deux heures, n'est pas une partie de plaisir si l'on ne dispose pas d'un dispositif automatique quelconque. En voici un qui vous permettra de filmer ou de photographier l'herbe en train de pousser pendant que vous irez au restaurant, puis au cinéma et enfin... au lit.

Il y a là un oscillateur (N1, N2) qui fournit un signal d'horloge de fréquence variable à un diviseur (IC2) et un monostable (N3, N4). On règle P1 de telle sorte que la fréquence la plus élevée de l'oscillateur soit de 16 Hz environ. Lorsque le commutateur S2 est en position 0, c'est-à-dire que le contact commun est relié à la broche 4 de



N2, la vitesse de prise de vue est de 16 images par seconde. Pour chaque position suivante, il faut compter avec un doublement de l'intervalle entre deux images. L'intervalle le plus long, avec une fréquence d'horloge de 0,5 Hz, atteint deux heures. Le monostable N3/N4 et P3 sont là pour permettre à chacun d'adapter la durée de l'impulsion de déclenchement aux exigences de sa caméra.

La plupart des caméras et appareils photographiques sont munis d'une entrée pour déclencheurs "électriques". Il suffit de court-circuiter les deux contacts de la prise pour déclencher l'appareil. Il suffit donc de relier ces deux points aux contacts du relais (X, Y).



testeur audio

Tous ceux qui ont l'habitude de tester des appareils (ou montages) audio vous confirmeront que leurs instruments préférés (sinon idéaux), sont un simple multimètre associé à un générateur sinusoïdal ordinaire qui constituent en quelque sorte un traceur de signal. Nous avons combiné ces deux instruments sur un unique circuit imprimé: le testeur audio était né.

Le schéma du testeur audio est illustré en figure 1; le sous-ensemble supérieur construit autour des amplificateurs opérationnels A1 et A2 constitue le voltmètre, le sous-ensemble du bas, basé sur A3 et A4 formant le générateur sinusoïdal.

L'alimentation du testeur audio se faisant à l'aide d'une pile compacte de 9 V, on se trouve inévitablement en présence d'une alimentation asymétrique; il faudra de ce fait diviser par deux la tension qu'elle fournit pour assurer l'alimentation des amplificateurs opérationnels, fonction dont se charge la diode zener D7. R6 fait office de résistance chutrice pour la diode zener, la tension d'alimentation étant extraite au point nodal des diodes D8 et D9 et découplée à l'aide du réseau constitué par R7/C2. La tension atteint aux alentours de 5,3 V. P3 draine la tension constante disponible aux

bornes des deux diodes, tension qui sert ensuite de tension de compensation de dérive réglable pour A2 (réglage du zéro du millivoltmètre).

Commençons par nous intéresser au millivoltmètre. Après avoir traversé le filtre passe-haut que constitue la paire C1/R1, le signal arrive à l'entrée non-inverseuse de A1. L'impédance d'entrée ainsi obtenue atteint près de 1 Mohm. Attention: un signal d'entrée de 50 mV_{eff} suffit à assurer la pleine modulation du circuit. Il peut s'avérer nécessaire d'intercaler un diviseur de tension à l'entrée ou de devoir réduire le gain de A1 en diminuant la valeur de R3 (si R3 = 6k8, le gain (A) atteint 2, la sensibilité d'entrée 275 mV_{eff}).

P1 permet d'ajuster le débattement pleine échelle du galvanomètre à bobine mobile. Associé au quartet de diodes D3...D6, A2 constitue un redresseur double-alternance. Le galvanomètre est pris dans la diagonale de ce pont de diodes. Comme nous voulons pouvoir mesurer des tensions alternatives faibles, il est indispensable que les tensions appliquées aux deux entrées de A2 soient identiques. C'est la raison de l'application, par l'intermédiaire de R5, d'une faible tension de compensation à l'entrée non-inverseuse.

En résumant sommairement, on peut dire que le principe du générateur de signal repose sur un circuit en pont de Wien réalisé à l'aide de P2 et des condensateurs C3 et C4. A3 constitue l'élément actif du pont de Wien. Pour donner une certaine stabilité au générateur sinusoïdal, le signal de sortie est pris à la sortie de l'amplificateur tampon A4, redressé (D1, D2 et C6, C7) avant d'être appliqué à l'entrée inverseuse de A3 par l'intermédiaire de l'étage tampon T1/T2. Cette manière de procéder garantit une stabilité en amplitude suffisante (aux alentours de 2 V_{CC} en sortie).

Pour vous éviter tout problème de câblage, nous avons conçu un circuit imprimé dont le dessin est donné en figure 2. On pourra utiliser n'importe quel galvanomètre, pourvu que son courant de débattement pleine échelle soit compris entre 50 µA et 1 mA. La valeur de P1 est celle correspondant à un instrument de 50 µA. Pour des courants différents, on modifiera la valeur de P1 en conséquence: ainsi pour un galvanomètre de 500 µA, P1 prendra une valeur de 2k5.

La tension d'alimentation sert à effectuer l'étalonnage du millivoltmètre. A l'aide d'un diviseur de tension réalisé à l'aide de deux résistances de 820 Ω et

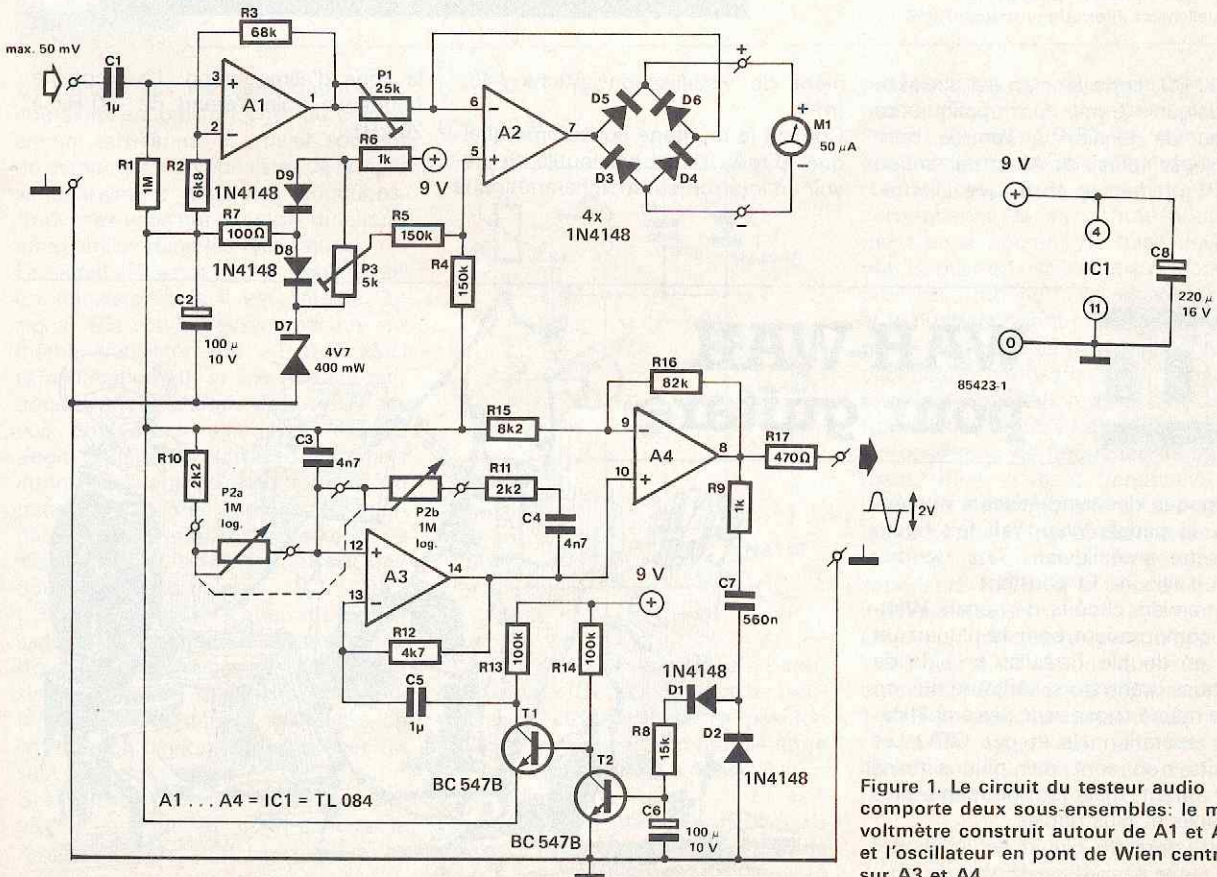
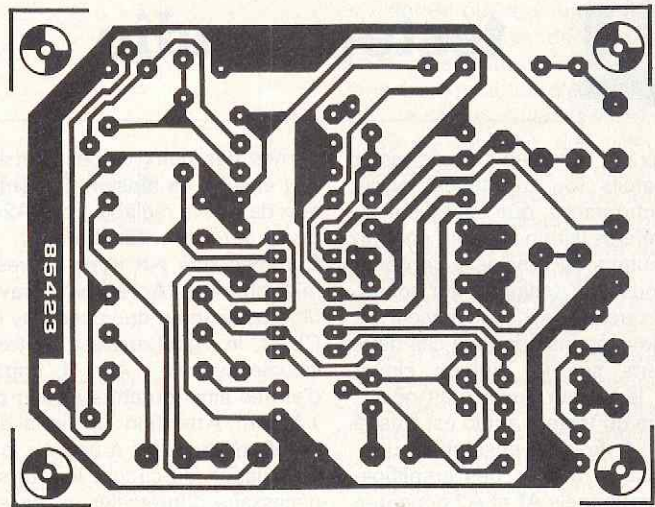


Figure 1. Le circuit du testeur audio comporte deux sous-ensembles: le millivoltmètre construit autour de A1 et A2 et l'oscillateur en pont de Wien centré sur A3 et A4.

Figure 2. Représentation du dessin des pistes et de la sérigraphie de l'implantation des composants du testeur audio.

2



Liste des composants

Résistances:

- R1 = 1 M
- R2 = 6k8
- R3 = 68 k
- R4, R5 = 150 k
- R6, R9 = 1 k
- R7 = 100 Ω
- R8 = 15 k
- R10, R11 = 2k2
- R12 = 4k7
- R13, R14 = 100 k
- R15 = 8k2
- R16 = 82 k
- R17 = 470 Ω
- P1 = 25 k ajustable (voir texte)
- P2 = potentiomètre stéréo 1 M log
- P3 = 5 k ajustable

Condensateurs:

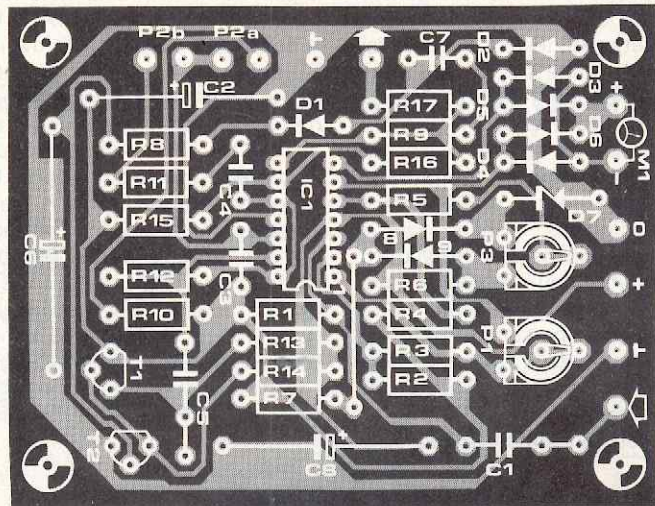
- C1, C5 = 1 μ MKT
- C2, C6 = 100 μ/10 V
- C3, C4 = 4n7
- C7 = 560 n
- C8 = 220 μ/16 V

Semiconducteurs:

- D1...D6, D8, D9 = 1N4148
- D7 = diode zener 4V7/400 mW
- T1, T2 = BC547B
- IC1 = TL084

Divers:

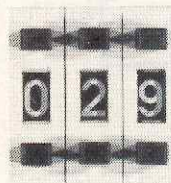
- M1 = galvanomètre à bobine mobile 50 μA (voir texte)
- Pile compacte 9 V
- Connecteur à pression pour pile 9 V
- Eventuellement interrupteur marche/arrêt



de 100 kΩ, cette tension est abaissée à quelque 45 mV. On applique ce niveau de tension à l'entrée non-inverseuse (plus) de A1 et par action sur P1 on fait en sorte que l'instru-

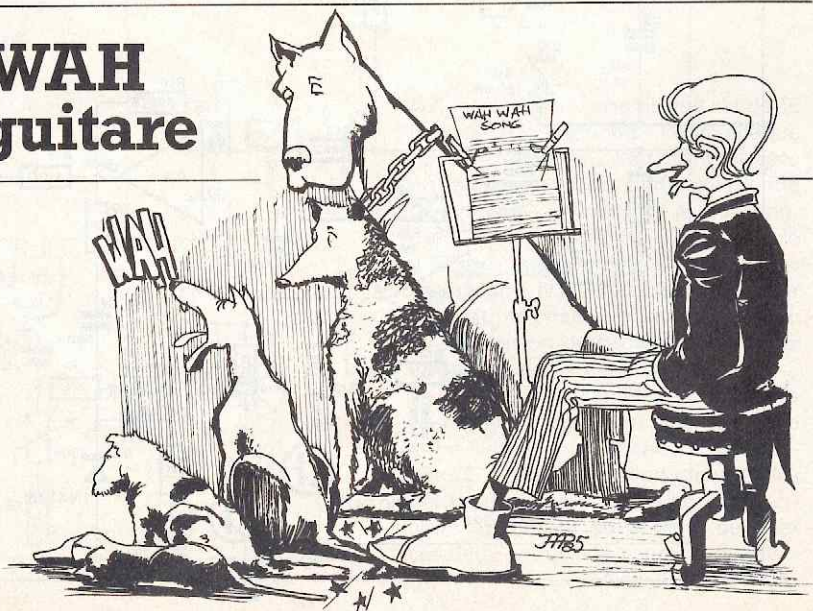
ment de visualisation affiche "45" (mV). Comme le montage consomme quelque 10 mA, il n'est pas inutile de prévoir un interrupteur marche/arrêt dans

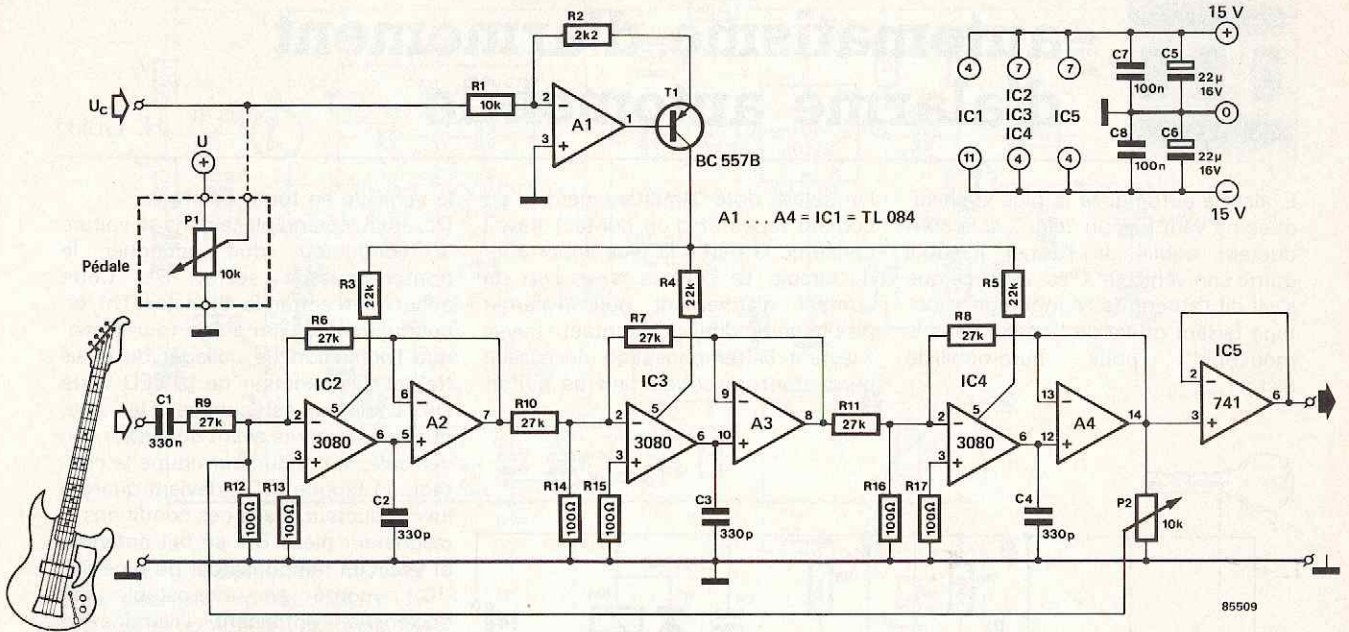
la ligne d'alimentation. La plage de fréquence utile s'étend de 150 Hz à 20 kHz.



WAH-WAH pour guitare

A l'époque des synthétiseurs numériques, la pédale Wah-Wah fait figure d'ancêtre antédiluvien. Jimi Hendrix aussi d'ailleurs! Et pourtant... Les premiers circuits de pédale Wah-wah comportaient pour la plupart un filtre en double T réalisé à l'aide de quelques transistors. Aujourd'hui on fait la même chose avec des amplificateurs opérationnels et des OTA. Les circuits n'en sont pas plus simples pour autant, mais tout de même plus efficaces et plus fiables. La structure du circuit est évidente: trois filtres passe-bas, constitués cha-



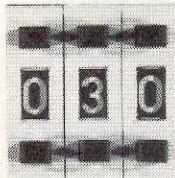


cun d'un OTA et d'un amplificateur opérationnel tampon, avec les condensateurs C2, C3 et C4. Les résistances correspondantes sont remplacées ici par des sources de courant commandées en tension. La fréquence de coupure des filtres est déterminée par le courant qui est drainé par la bro-

che 5 de chacun des OTA. La valeur de ce courant est elle-même proportionnelle à la tension U_c convertie par A1 et T1.

Comme il convient pour un circuit Wah-wah, le signal de sortie est réinjecté dans le filtre via P2: on agit ainsi sur le facteur de résonance du filtre.

La tension de commande U_c peut varier de 0 V à 12 V; on pourra la prélever sur un potentiomètre commandé par une pédale, ou encore en sortie du circuit opto-électronique décrit ailleurs dans ce numéro pour réaliser une pédale sans mécanique.



double oscillateur

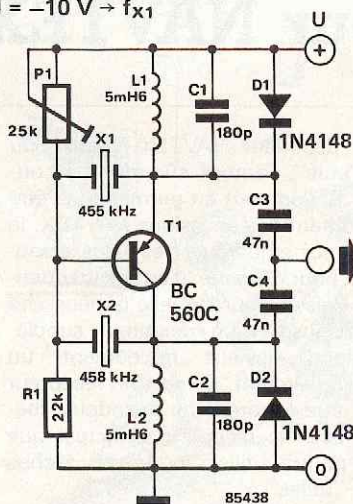
Du temps où les semiconducteurs coûtaient encore fort cher ou étaient encore rarissimes, il arrivait souvent de demander à un transistor de remplir simultanément plusieurs fonctions. Souvenez-vous par exemple du circuit reflex utilisé dans les récepteurs. Le signal HF est d'abord amplifié par un transistor puis il est détecté. Le signal BF est lui aussi appliqué au même transistor qui effectue ainsi l'amplification HF et BF. Aujourd'hui, nous avons la chance de ne plus devoir être aussi regardants lorsqu'il s'agit d'utiliser des transistors, mais intrinsèquement, faire en sorte qu'un transistor ait une double fonction garde son charme, surtout si, comme c'est le cas ici, on lui fait remplir une double fonction utile.

L'oscillateur décrit ici permet le passage d'une fréquence à une autre, (toutes deux générées par quartz), par simple inversion de la polarité de la tension d'alimentation; on réalise de cette façon deux oscillateurs avec un seul transistor.

Si la tension d'alimentation est positive, D1 conduit et court-circuite le réseau parallèle L1/C1. Le circuit oscille à la fréquence fixée par le quartz X2.

$U = +10\text{ V} \rightarrow f_{X2}$

$U = -10\text{ V} \rightarrow f_{X1}$



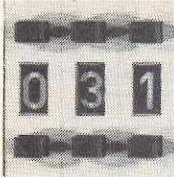
P1 sert à effectuer le réglage en courant continu (CC). On tâchera de trouver pour cet ajustable la position assurant le meilleur compromis entre un "démarrage aisé" et une "distorsion minimale".

En cas d'inversion de la polarité de la tension d'alimentation, le transistor ne travaille plus en mode direct (forward

mode) mais en mode inverse (reversed mode). Tout en ne changeant pas de "sexe", (il reste PNP), ce transistor voit une permutation des fonctions de son collecteur et de son émetteur. En conséquence, le gain chute notablement et le courant de base devient nul. La mise en oscillation suit alors un processus différent. Le réseau L2/C2 et le quartz X2 sont mis hors-fonction par la diode D2. Le gain résiduel reste cependant suffisant pour assurer l'entrée en oscillation du circuit construit à l'aide de L1/C1 et du quartz X1. Un oscillateur de fréquence de battement (BFO = beat frequency) est l'une des applications les plus évidentes de ce circuit, car ce dernier permet la commutation de la bande latérale supérieure (USB) à la bande latérale inférieure (LSB).

Ce circuit fonctionne avec n'importe quels quartz à condition que leurs fréquences maximales ne dépassent pas 1 MHz environ. La consommation du circuit se situe aux alentours de 45 mA quel que soit le mode de fonctionnement utilisé.

D'après un schéma de "Master Handbook of 1001 Electronic Circuits"



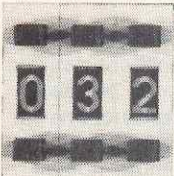
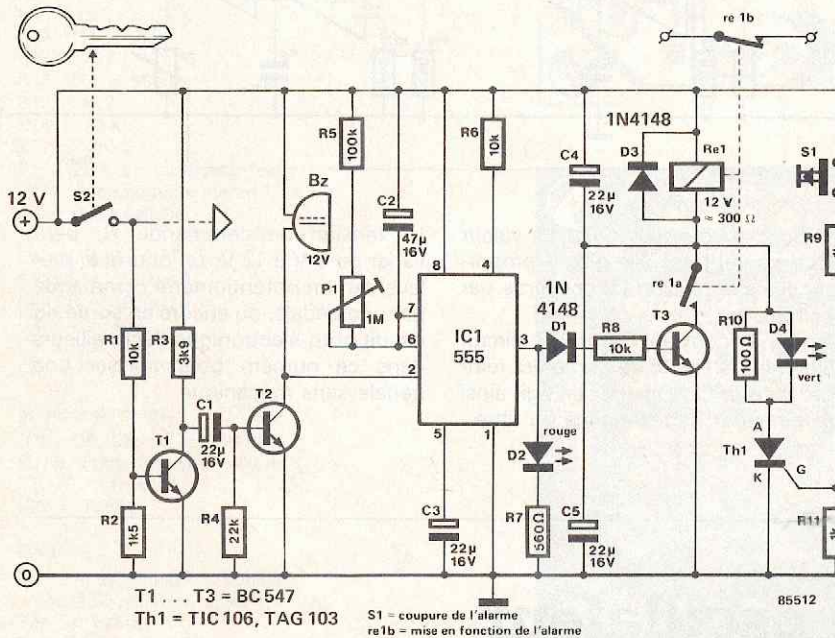
automatisme d'armement d'alarme automobile

H. Gulitz

L'alarme automobile la plus sophistiquée ne vaut pas un "clou" si le conducteur oublie de l'armer lorsqu'il quitte son véhicule. C'est aussi ce que s'est dit l'auteur de ce montage, montage faisant office de "noeud dans le mouchoir" pour automobiliste distraité.

Un relais doté simultanément d'un contact repos et d'un contact travail constitue la partie la plus importante du circuit. Le contact repos sert de contact d'armement pour l'alarme proprement dite, le contact travail assurant la temporisation nécessaire permettant au conducteur de quitter

le véhicule en toute quiétude. Dès qu'il reprend place dans sa voiture le conducteur doit actionner le bouton-poussoir secret S1. Cette action fait entrer le thyristor Th1 en conduction, ce qui à son tour provoque l'activation (le collage) du relais Re1 et l'illumination de la LED verte D4. L'alarme est coupée. Dès que, quelques instants avant de quitter son véhicule, le conducteur coupe le contact, T1 bloque et T2 devient quant à lui conducteur. Dans ces conditions le résonateur piézo Bz1 se fait entendre et le circuit temporisateur du type 555 (IC1) monté en monostable est déclenché, entraînant l'illumination momentanée de la LED de couleur rouge D2 et la mise en conduction de T3. Th1 est désarmé et D4 s'éteint alors, mais le relais reste, par l'intermédiaire de son contact travail, collé pendant une certaine durée. Après écoulement de cette temporisation ajustable par action sur P1, le relais décolle, armant ainsi l'alarme, par l'intermédiaire du contact repos cette fois. Selon ses aptitudes sportives, (en fonction du temps nécessaire pour quitter le véhicule), chaque constructeur de ce montage pourra, par action sur P1, ajuster entre 30 secondes et 1 minute, la longueur de la "durée d'évacuation" du véhicule.

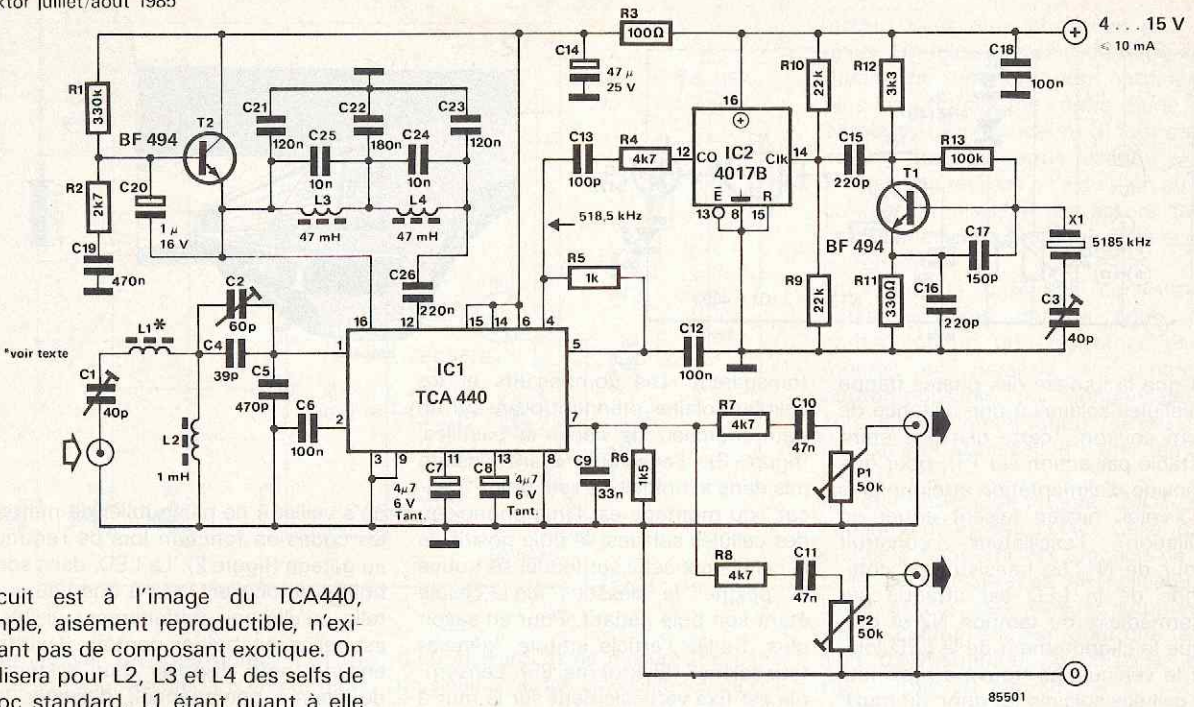


récepteur NAVTEX

"NAVTEX" est un service maritime international (utilisé pour les bateaux) qui, par l'intermédiaire d'une liaison telex, envoie des messages concernant la météo, les icebergs, les problèmes techniques de bouées, les exercices maritimes, etc... etc. Toutes ces informations sont lancées sur une fréquence fixe, 518 kHz, sous la forme d'un "Fector", système dans lequel un texte est envoyé en double, un certain délai séparant le premier caractère de son "double". Grâce à un décodeur (à μP) dont est doté le récepteur embarqué, l'information type Fector est toujours parfaitement reçue; la procédure automatique n'exigeant pas de réponse, il n'est pas nécessaire de poster en permanence un opérateur à proximité du récepteur (situation particulièrement appréciée par le capitaine). Il y a bien évidemment toujours un "mais". La plupart des possesseurs

d'un décodeur NAVTEX, marins ou "DX'eurs", l'auront sûrement découvert. Si l'on veut en permanence être au courant des émissions NAVTEX, le récepteur embarqué n'est plus disponible pour l'écoute d'autres fréquences. Raison pour laquelle la nécessité de disposer d'un récepteur supplémentaire devient rapidement un besoin dévorant. Ce second récepteur peut être accouplé au décodeur, libérant ainsi le récepteur principal que l'on pourra utiliser pour des tâches plus "utiles". La liaison NAVTEX se faisant sur une unique fréquence (518 kHz comme vous le savez), il est inutile, pour pouvoir l'écouter, de réaliser un récepteur de communication complet. Comme en outre il s'agit de signaux FSK (frequency shift modulation = modulation par déplacement de fréquence), la réalisation technique d'un tel récepteur en est notablement simplifiée. Un

coup d'oeil au schéma convaincra les amateurs de montages HF de la véracité de l'affirmation précédente. Le coeur du montage est un TCA440, un circuit de réception AM. Le CAG (contrôle automatique de gain) n'est pas utilisé, car l'amplificateur FI (en raison de la symétrie interne de ce dernier) constitue un limiteur parfait pour les signaux FSK. L'oscillateur interne du circuit intégré n'est pas utilisé dans sa fonction d'origine; il est remplacé par un oscillateur à quartz séparé, basé sur T1, étage oscillant à 5185 kHz, suivi par un diviseur par 10 (IC2). La valeur exacte de la fréquence d'oscillation du quartz à adopter est fonction de la fréquence qu'exige le décodeur. Le condensateur ajustable C3 permet de jouer sur la fréquence et de la faire varier de quelques kHz, de sorte que la plage de variation de la fréquence de sortie a une largeur de quelques centaines de Hz. Le reste du



circuit est à l'image du TCA440, simple, aisément reproductible, n'exigeant pas de composant exotique. On utilisera pour L2, L3 et L4 des selfs de choc standard, L1 étant quant à elle réalisée à l'aide de 6 spires de fil de cuivre de 0,3 mm de diamètre enfilées sur une perle de ferrite.

La sensibilité de ce mini-récepteur est très honorable, (quelques μV), de sorte qu'il ne devrait guère y avoir de problème de réception des informations NAVTEX (dans les zones où la réception est possible).

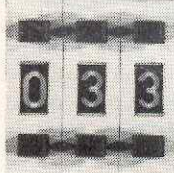
Le réglage est une formalité: positionnez les deux ajustables d'entrée (C1 et

C2) au niveau de réception maximal; jouez ensuite sur l'ajustable de l'oscillateur, C3, jusqu'à ce que la fréquence de sortie atteigne la valeur exigée par le décodeur utilisé.

Le quartz est du type résonance parallèle avec une capacité parallèle de 30 pF. La consommation de courant est minimale, puisqu'inférieure à 10 mA. La tension d'alimentation peut

prendre n'importe quelle valeur tant que cette dernière est comprise entre 4 et 15 V.

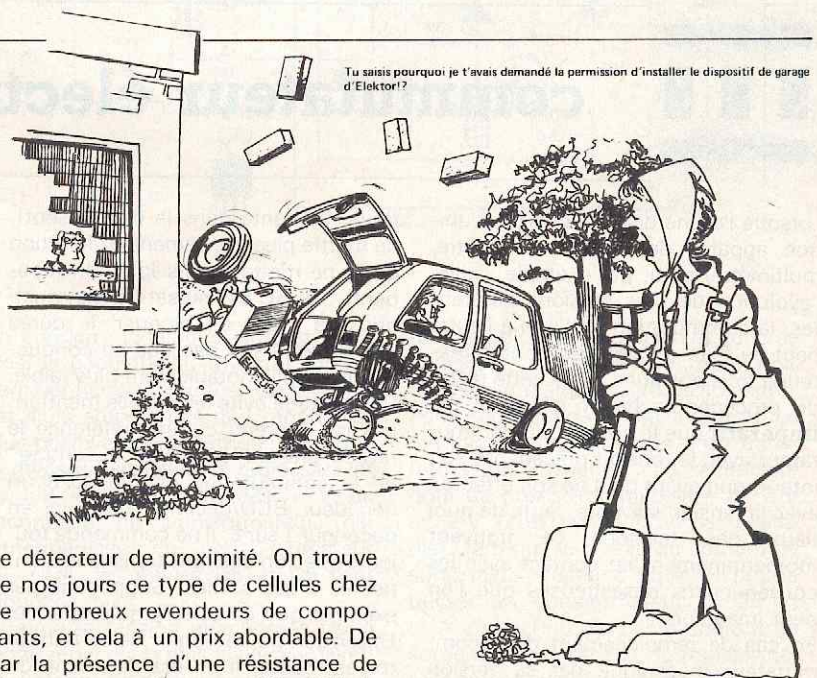
Une dernière remarque, que certains qualifieront de superflue. Les amateurs de DX peuvent bien évidemment utiliser ce mini-récepteur pour l'écoute d'autres fréquences, les modifications nécessaires pour l'adapter étant sans aucun doute à leur portée.



dispositif d'aide au garage

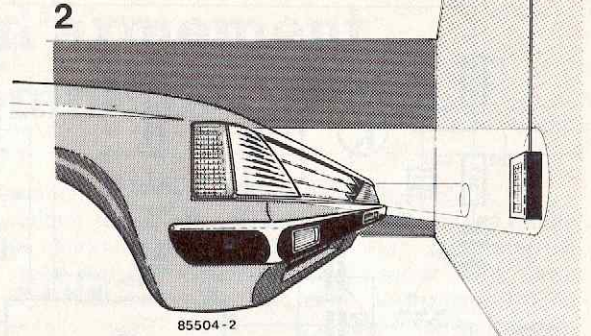
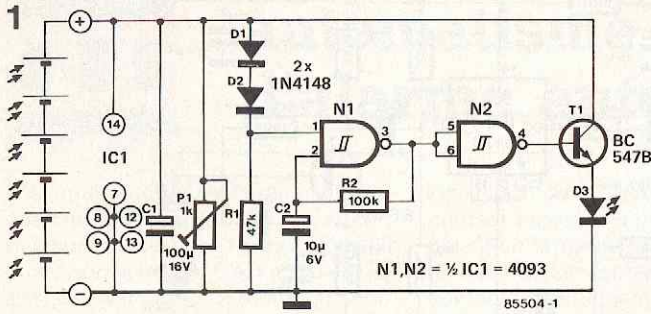
Vieux pneus, miroirs à la disposition raffinée, corde tombant du plafond, simple trace de craie sur la chappe de béton, chaque automobiliste devant abriter son véhicule dans un garage aura sans doute essayé l'une ou l'autre des méthodes évoquées, ceci dans le but inavouable d'éviter un contact brutal entre le pare-choc de sa chère "toto" et le froid béton du mur.

"Faire aussi simple que possible" fut le leitmotiv lors de l'étude de circuits pouvant apporter une solution à ce problème. En effet, avons-nous raisonné, pourquoi implanter des contacts, lignes de détection et autres barrières lumineuses, s'il est possible d'atteindre un résultat identique avec un pneu usagé? Le résultat de ce "brainstorming" est un montage dont il est difficile de surpasser la simplicité. La partie la plus intrigante du montage de la figure 1 sont les 6 cellules solaires montées en série, composants remplissant une double fonction: assurer l'alimentation du montage tout en faisant simultanément office



de détecteur de proximité. On trouve de nos jours ce type de cellules chez de nombreux revendeurs de composants, et cela à un prix abordable. De par la présence d'une résistance de charge connectée en parallèle (P1), la tension fournie par les cellules solaires est en grande partie fonction de l'intensité de la lumière incidente: en

présence de la seule lumière du jour, le montage est inactif, son intensité lumineuse n'étant pas suffisante. Il

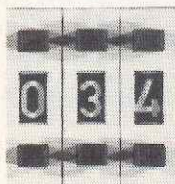
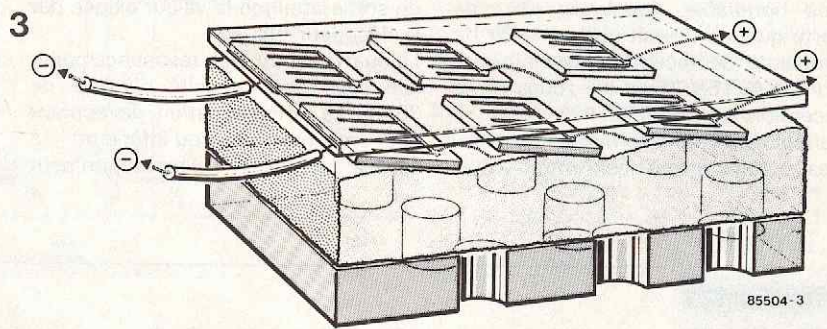


faut que la lumière des phares frappe les cellules solaires à une distance de 20 cm environ, (cette distance étant ajustable par action sur P1), pour que la tension d'alimentation atteigne près de 3 volts, niveau faisant entrer en oscillation l'oscillateur construit autour de N1. Le transistor de commande de la LED est attaqué par l'intermédiaire du tampon N2 et provoque le clignotement de la LED lorsque le véhicule se trouve à proximité des cellules solaires (et donc du mur). Les diodes D1 et D2 augmentent le niveau du seuil de commutation auquel réagit le montage: il faut appliquer une tension de 1,2 V à ces deux diodes avant qu'elles ne deviennent passantes. Ainsi, lors d'une augmentation de la tension d'alimentation, la tension à la broche 1 de N1 reste toujours inférieure de 1,2 V à cette dernière tension. Sachant que le seuil de commutation du 4093 se situe aux alentours de 50%, le montage ne se met à fonctionner que lorsque la tension aux bornes des cellules solaires est proche de 2,4 V.

La réalisation de ce montage est simplifiée par l'utilisation d'un boîtier

transparent. Les composants et les cellules solaires prennent place sur un petit morceau de circuit à pastilles, (figure 3), l'ensemble étant ensuite mis dans le boîtier. Le seul point "délicat" du montage est l'interconnexion des cellules solaires: le pôle positif de la cellule est celui sur lequel se trouve le "peigne", le "dessous" de la cellule étant son pôle négatif. Pour en savoir plus, (re)lire l'article intitulé "générateur solaire" (Elektor mai 85). L'ensemble est fixé verticalement sur le mur à l'endroit frappé par la lumière de l'un des phares lors de la manoeuvre de garage du véhicule. Il ne reste plus

qu'à veiller à ne pas oublier de mettre les codes en fonction lors de l'entrée au garage (figure 2). La LED, dans son boîtier particulier, fixée à une hauteur telle qu'elle soit parfaitement visible, est reliée au boîtier central. Il suffit ensuite, pour disposer d'un système de garage opérationnel, d'ajuster la position de P1 pour obtenir l'illumination de la LED à la distance de sécurité désirée.



commutateur électronique

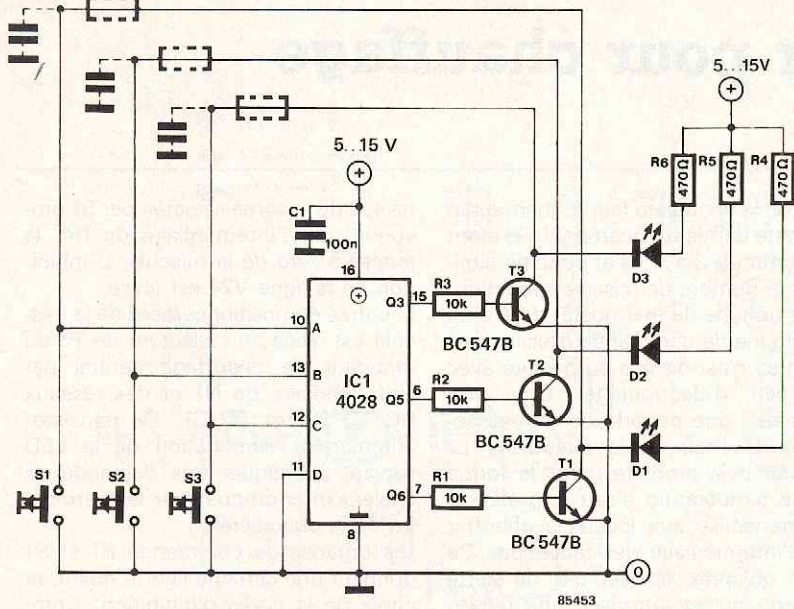
Lorsque l'on ne dispose que d'un unique appareil de mesure (voltmètre, multimètre) pour, par exemple, suivre l'évolution de trois tensions différentes, la commutation de l'une à l'autre peut se faire à l'aide d'un commutateur à trois positions. Mais cette façon de procéder cache un piège. Il est **impératif** que le contact du commutateur avec la tension précédente soit interrompu avant qu'il ne soit effectué avec la tension suivante, faute de quoi deux des tensions se trouvent momentanément en contact avec les conséquences désastreuses que l'on peut imaginer.

En cas de remplacement d'un commutateur mécanique par sa version électronique, (on n'arrête pas le progrès), la condition "couper la liaison avant d'établir la suivante" reste impérative. Les transistors ont la caractéris-

tique, (gênante dans le cas présent), de mettre plus rapidement en fonction qu'ils ne mettent hors fonction (coupent). Un BC 547 sursaturé met quelques μ s avant de bloquer, la durée nécessaire à son passage en conduction étant elle notablement plus faible. Ce montage évite les écueils mentionnés car il prend comme référence le niveau présent en sortie. "L'arbitre" de la commutation est un 4028 un décodeur BCD/décimal utilisé ici en décodeur 1 sur 8; il ne commande toujours que l'un des trois transistors connectés à ses sorties. Supposons par exemple que ce soit T1 qu'il attaque. La tension de collecteur de ce transistor est basse, il en est de même du niveau de l'entrée "A" de IC1. Les collecteurs de deux transistors restants sont "hauts" ainsi que les entrées "B" et "C". Dans ces conditions, le 4028

détecte le code binaire 110 (6 décimal) à ses entrées et fait passer la sortie correspondante, "6", au niveau haut, le transistor y étant connecté devient passant. Comme il s'agit très précisément de l'hypothèse de départ, nous sommes donc en présence d'un état stable.

En cas d'action sur un bouton-poussoir différent, S2 par exemple, le code appliqué aux entrées est 100 (4 décimal). La sortie "4" n'est pas encore connectée, de sorte que T1 ne va pas tarder à bloquer, mais T2 n'est pas encore activé. Ce n'est qu'après le blocage **effectif** de T1 et le passage au niveau haut de son collecteur que le 4028 trouve à son entrée le fameux "5" (101 binaire) qui lui est nécessaire pour faire entrer T2 en conduction. En pratique, il est possible d'utiliser la tension disponible sur le collecteur



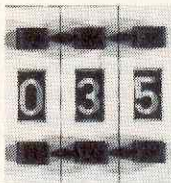
pour activer un interrupteur CMOS qui à son tour assure la commutation

d'un instrument de mesure (ou canal musical) à l'autre. La résistance de col-

lecteur peut être remplacée par un relais. Un relais introduit de nouvelles durées de temporisation nettement plus importantes (de l'ordre d'une ou plusieurs milliseconde(s)). Il faut dans ce cas que la contre-réaction vers l'entrée soit réalisée à l'aide d'un autre contact du relais. On est assuré dans ce cas que la commutation se fait correctement.

Une variante différente consiste à implanter dans chaque ligne de contre-réaction une résistance et à monter en parallèle sur chaque bouton-poussoir un condensateur. Lors d'une commutation, ce réseau RC garantit la présence d'un "temps mort".

IC1 étant un circuit intégré CMOS, sa consommation est faible. Celle des étages à transistor est fonction de la taille de la résistance de collecteur. Dans le cas des valeurs adoptées sur le schéma, elle est, pour une tension d'alimentation de 10 volts, de $(10 - 1,5)/470$, soit 18 mA.

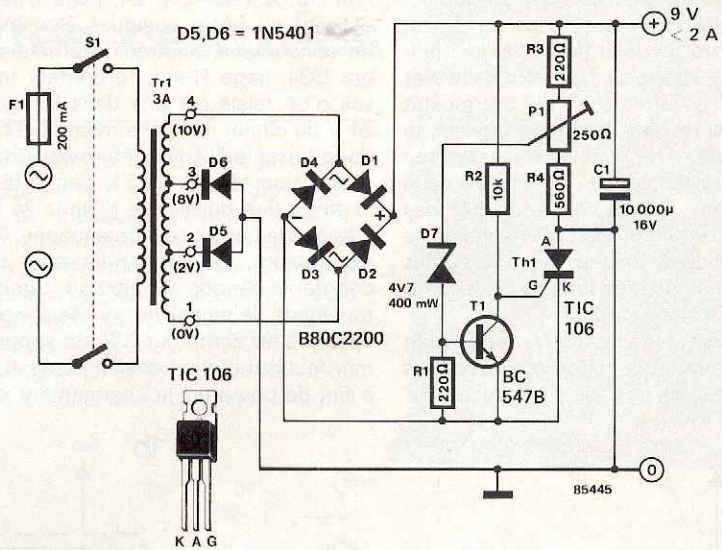


alimentation économique à régulation thyristorisée

Le montage suivant est celui d'une régulation de tension à faibles pertes centrée sur un thyristor qui, selon le niveau de courant de sortie exigé, fait passer de l'un des enroulements du secondaire d'un transformateur à un autre. L'idée nous en est venue à l'occasion de la "visite" d'une alimentation d'un QL de Sinclair. Sur cette dernière, la tension de sortie régulée de 9 V est parfaite en tant que tension préstabilisée pour un régulateur intégré de 5 V, dont les pertes sont limitées au strict minimum. Le radiateur dont est doté le 7805 de l'alimentation du QL est surprenant par ses faibles dimensions.

Penchons-nous sur le principe de fonctionnement:

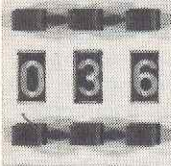
Tant que le courant de sortie nécessaire est faible ou moyen, le thyristor est bloqué. Dans ces conditions, a lieu un redressement en pont auquel ne participent que les paires de diodes D1/D2 et D5/D6. Le trajet du courant est quelque peu biscornu: au cours de la demi-période positive de l'onde secteur, du point 4 au point 2 du transformateur à travers D1, la charge et D5; au cours de la demi-période négative, du point 1 au point 3 du transfo, à travers D2, la charge et D6. Dans les deux cas, la tension du secondaire du transformateur est de 8 V, l'un des enroulements (pouvant fournir 2 V) est inutilisé. Une augmentation du courant drainé produit une chute de la tension de sortie jusqu'à ce que la diode zener ne soit plus traversée par



un courant. T1 bloque alors et libère ainsi la gâchette du thyristor (précédemment court-circuitée). Le thyristor est alors amorcé dès que l'anode est plus positive que la cathode. Dès que le thyristor est libéré, le redressement se fait sur la totalité des 10 V du secondaire du transformateur, par l'intermédiaire du pont redresseur D1...D4, les diodes D5 et D6 sont bloquées.

Comme la tension aux bornes de la diode zener est la plus faible à proximité du point de passage par zéro de la tension secteur, le thyristor est toujours amorcé à proximité de ce point, procédé permettant d'éviter la créa-

tion de pointes de courant (et donc de parasites), de sorte qu'il n'est plus nécessaire d'antiparasiter le thyristor. Pour pouvoir tirer le maximum de ce montage, il faut disposer d'un transformateur "universel", au secondaire doté de prises intermédiaires de 2 V en 2 V (2/4/6/8/10/12 V par exemple). Tant que le niveau du courant de sortie reste inférieur à 1,5 A, on pourra utiliser un transformateur de 25 VA (2 A au secondaire); si le courant de sortie doit être de 2 A, le transformateur doit pouvoir fournir 3 A. On pourra, si nécessaire, utiliser un transformateur fournissant 4, 10 et 14 V au secondaire.



limiteur pour chauffage central

Tous les professionnels vous le diront: il est économiquement justifié de baisser la chaudière du chauffage central (au gaz) pour la nuit (et même quelquefois en cours de journée). La température journalière moyenne diminue et avec elle la facture, pour peu que l'on ait veillé à ce que les économies réalisées ne soient pas grignotées par un réchauffage immodéré après une période de température moins élevée. Le risque de surproduction de chaleur est important: au printemps et en automne en particulier, la température ambiante dépasse aisément la valeur de consigne. Cette tendance à la surproduction calorifique se combat en réglant correctement le dispositif d'anticipation de chaleur **et** en limitant la température de l'eau de la chaudière en associant la valeur de consigne du thermostat de cette dernière à la température extérieure (en diminuant la température de l'eau lorsque les conditions météorologiques s'améliorent). Le remède "action sur le thermostat de la chaudière" est fréquemment pire que le mal, la montée en température prenant bien souvent trop de temps. Le résultat de ce processus est illustré par la courbe de la figure 1a: la chaudière ne cesse de faire des "allers et retours". Tant que le thermostat d'ambiance demande de la chaleur, la température de l'eau oscille au rythme des allumages et des extinctions de la chaudière, ce qui se traduit par des pertes calorifiques supplémentaires, la production de chaleur ayant lieu à des moments où le rendement de la chaudière n'est pas optimal. La solution à ce problème consisterait à augmenter la différence entre les températures de mise en et hors fonc-

tion de la chaudière (sur le thermostat de cette dernière, l'écart habituel étant de l'ordre de 3 à 5°C) et donc de diminuer le nombre de mises en fonction. Mais un type de thermostat doté d'un tel organe de commande n'existe pas. De quoi n'est-on pas en mesure avec un peu d'électronique! On "programme" une période de refroidissement de l'eau de la chaudière. La chaleur déjà produite (sous la forme d'une température d'eau trop élevée) est transmise aux locaux à chauffer par l'intermédiaire des radiateurs. Ce n'est qu'après épuisement de cette chaleur, qu'est autorisée une remise en fonction de la chaudière. Pour cela, il suffit d'interdire (inhiber) la production de chaleur pendant une certaine durée débutant lorsque la température a atteint la limite $T_{\text{arrêt}}$. Après écoulement de la période d'inhibition, il faut que la température de l'eau soit repassée sous la limite T_{marcher} , voir figure 1b.

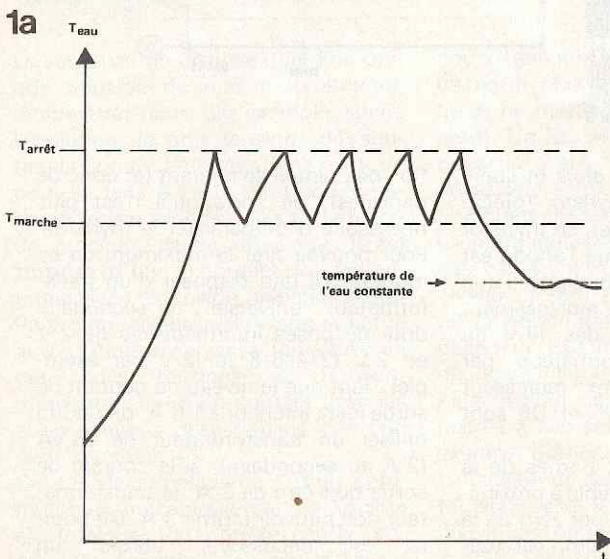
Ce circuit (schéma de la figure 2) est une extension du moniteur pour chauffage central, (décrit dans le numéro de vacances '84, page 7-52), utilisant en outre quelques éléments du consommétre électronique (novembre 1984, page 11-46). Le contact travail d'un relais est pris dans la ligne 24 V du circuit de la chaudière. L'état de la bascule N2/N3 détermine l'état passant ou bloqué de T1, c'est-à-dire l'interruption ou non de la ligne 24 V. Dès que la bascule est positionnée, T1 est passant, ce qui a pour effet de débiter la période d'inhibition. Simultanément, le signal de remise à zéro appliqué au compteur IC2 est supprimé. Au bout d'une certaine durée, IC2 a fini de compter; le changement de

niveau de la sortie sélectionnée par S1 provoque, par l'intermédiaire de N4, la remise à zéro de la bascule. L'inhibition de la ligne V24 est levée.

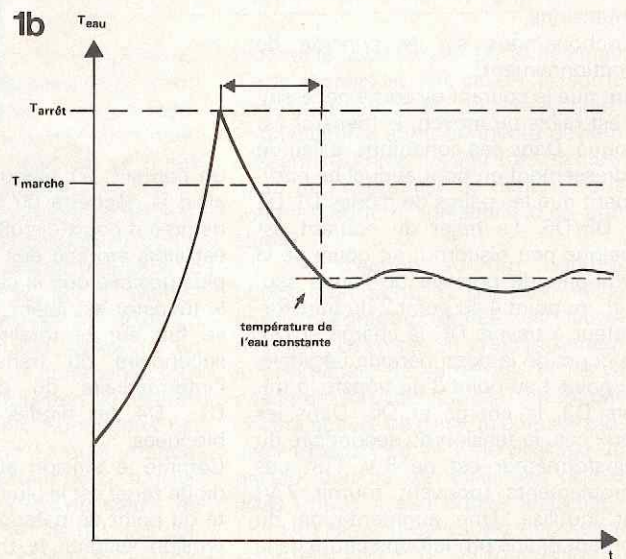
L'entrée de positionnement de la bascule est reliée au collecteur de T3 du moniteur de chauffage central par l'intermédiaire de N1 et des réseaux RC C2/R3 et R2/C1. Le transistor commande l'illumination de la LED servant à indiquer une demande de chaleur interrompue (par le thermostat de la chaudière).

Les organes de commande P1 et S1 donnent une certaine liberté quant au choix de la durée d'inhibition. Commencer par une durée de 10 minutes nous semble parfaitement indiqué. Dans ces conditions, lors de la montée en température, la chaudière ne pourra jamais dépasser 6 cycles par heure, (fréquence optimale pour le maintien en température de l'eau). A l'aide des indications fournies par l'illumination ou l'extinction des LED du moniteur pour chauffage central, on pourra choisir une durée d'inhibition plus ou moins longue par action sur P1 et S1. Le réglage de P1 s'effectue selon la procédure suivante:

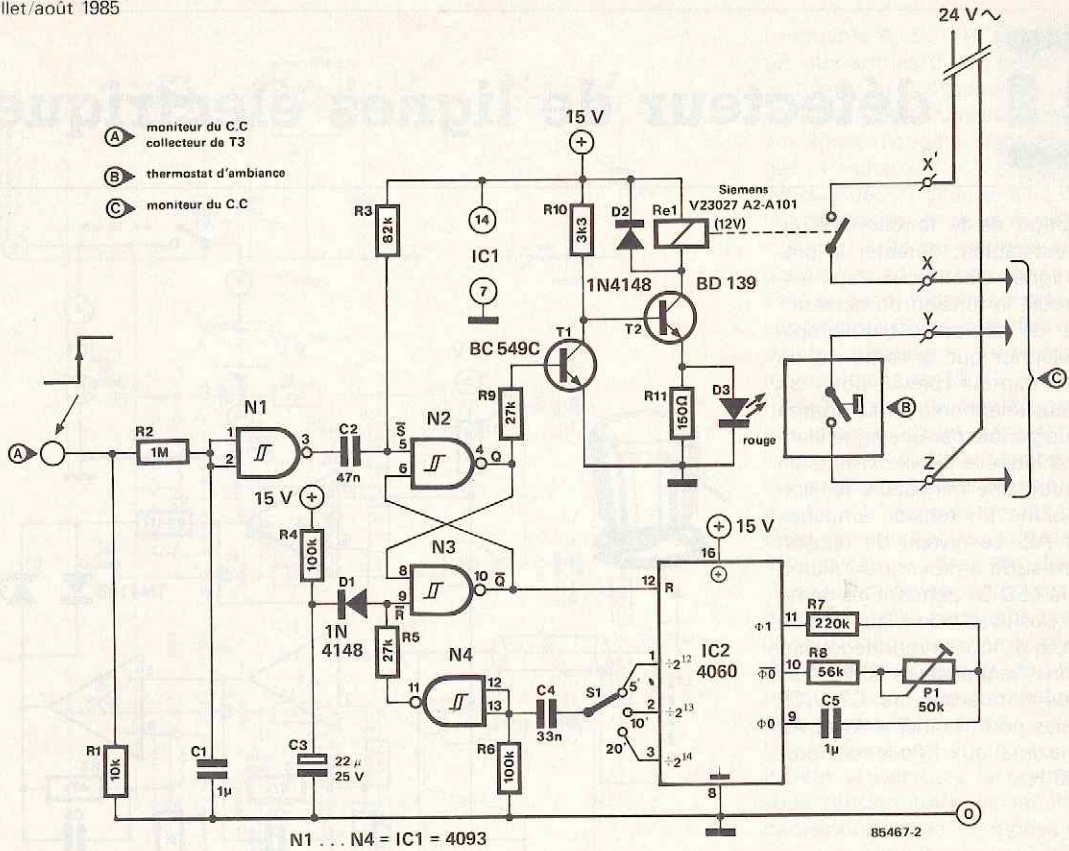
- mettre le point nodal C2/R3 à la masse, ce qui positionne la bascule; D3 s'éteint et la période d'inhibition est lancée.
- positionner P1 de manière à ce que (en fonction de la position de S1), D3 s'illumine après une période de 5, 10 ou 20 minutes. On pourra aussi sélectionner des durées de 6/12/24 ou 4/8/16 minutes; à noter qu'il ne s'agit là que de quelques-unes des possibilités offertes.



85467-1a



85467-1b

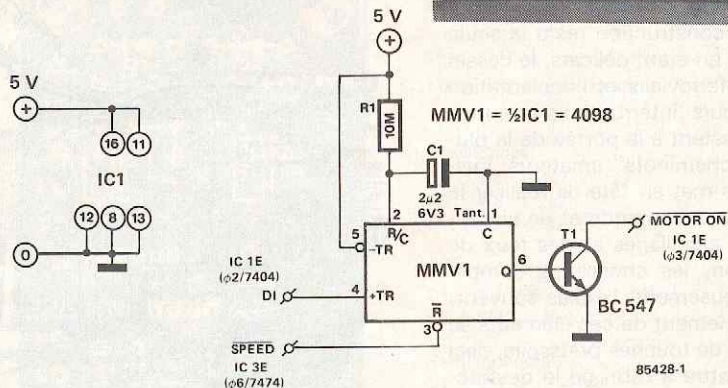
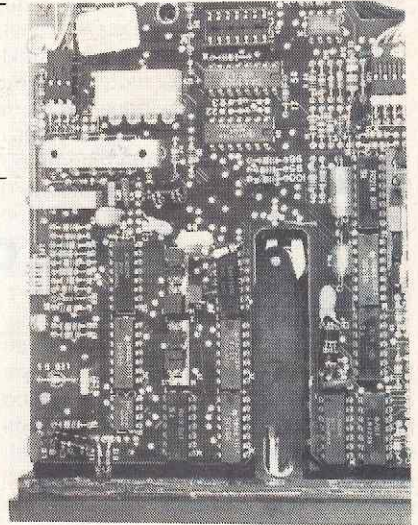


disquettes centrées

Les lecteurs de disquettes de fabrication récente sont munis d'un dispositif qui met le moteur d'entraînement de la disquette en marche lorsque celle-ci est introduite dans le lecteur, et l'arrête quelques secondes plus tard. De sorte que lorsque l'on introduit une disquette dans un lecteur inactivé, celle-ci est toujours bien centrée lors du verrouillage du levier. Ceci est le cas, notamment, des lecteurs de disquettes de la série FD55X de TEAC. Sur d'anciens lecteurs comme les 6106 de BASF par exemple, un tel dispositif n'est pas prévu. C'est pourquoi Elektor a mis au point un petit circuit qui remplit la même fonction.

On utilise pour cela le signal *Write Protect* qui en temps normal n'a d'importance que lorsque le lecteur est en service pour une opération d'écriture. Lors du passage de la disquette devant l'optocoupleur, celui-ci délivre un signal que nous appliquons directement à un monostable (MMV1) dont la durée d'impulsion est d'environ 10s (modifiez la valeur du condensateur si vous désirez une autre durée). Le signal *SPEED* n'est pas indispensable: il provoque l'arrêt immédiat du moteur d'entraînement dès le verrouillage du lecteur. En l'absence de ce signal, il faut relier la broche 3 de MMV1 au +5 V.

Pour implanter ce petit circuit sur un lecteur du type 6106 de BASF, il n'y a pas de grandes recherches à faire. Comme le montre la photographie, on trouve à l'avant du circuit imprimé et à gauche d'une encoche centrale, trois circuits intégrés: un 7474, un 7432 et 7404. Sur la broche 6 du 7474 on trouve le signal *SPEED*; sur la broche 2 du 7404 le signal *DI*. On applique le signal



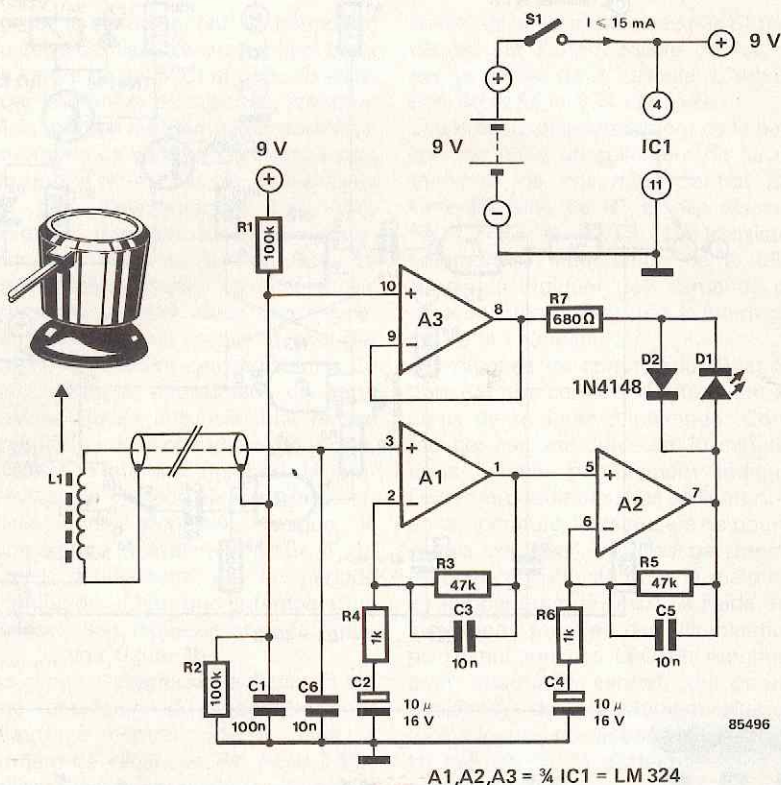
MOTOR ON sur la broche 3 du 7404. C'est également sur l'un ou l'autre de ces circuits intégrés que l'on prélèvera la tension d'alimentation pour le monostable (1/2 4098) et le transistor de commutation de la broche *MOTOR ON*.

Si la broche *MOTOR ON* était reliée à la masse jusqu'alors, il importe de supprimer cette liaison. Si par contre cette entrée du circuit du lecteur de disquettes était reliée à une sortie à collecteur ouvert, cette connection pourra rester en place.



détecteur de lignes électriques

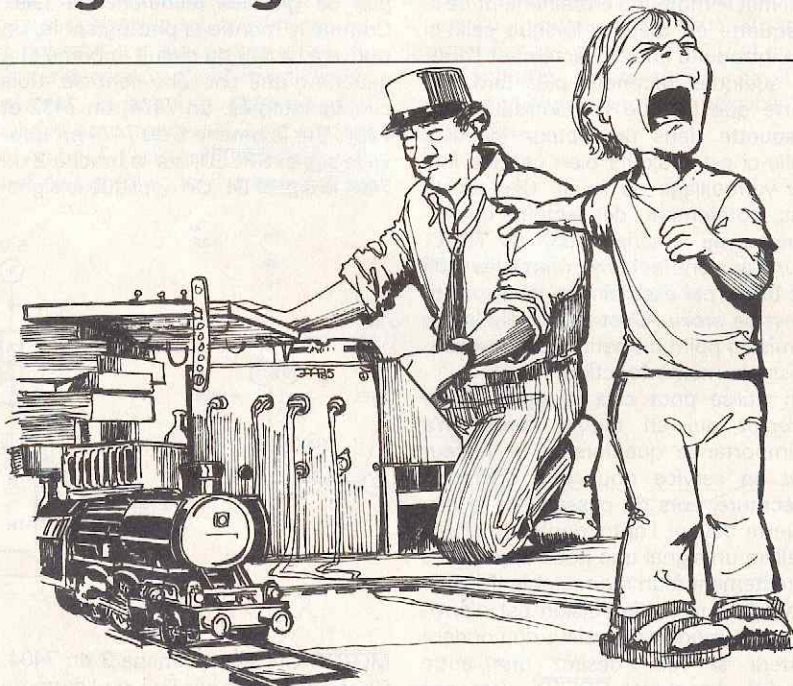
La description de la fonction de ce montage est rapide: détecter la présence de lignes électriques dans lesquelles circule la tension du secteur. Le senseur de courant est un simple capteur téléphonique à ventouse du commerce, capteur prévu pour un amplificateur téléphonique. Le champ magnétique généré par une ligne électrique dans laquelle circule la tension secteur induit une minuscule tension dans la bobine L1, tension amplifiée par A1 et A2. Le niveau de tension ainsi atteint suffit à provoquer l'illumination de la LED D1 pendant les demi-périodes positives de la tension alternative, qui, tout le monde le sait, ondule à une fréquence de 50 Hz. Les valeurs des condensateurs C2...C5 sont choisies pour donner à A1 et A2 un gain maximal aux fréquences proches de 50 Hz.



feux d'aiguillages

N. Körber

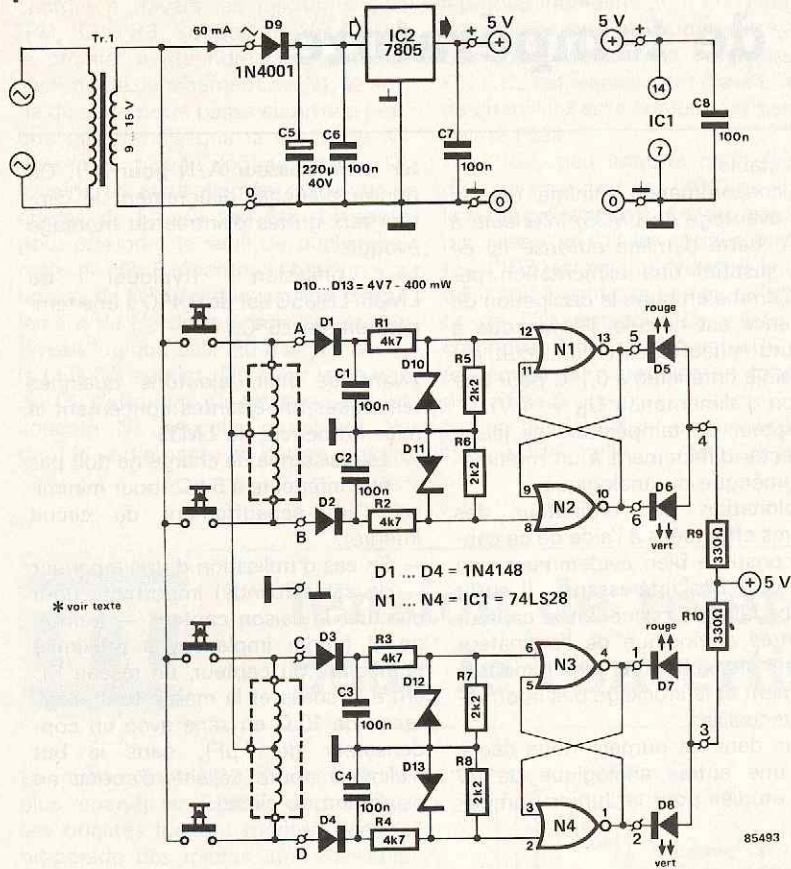
Disposer d'un pupitre de commande des aiguillages est le rêve de nombreux modélistes ferroviaires. Très souvent malheureusement, ce rêve ne se réalise jamais en raison des prix élevés de ce type de matériel. En entreprendre la construction reste la seule issue. Tout en étant délicats, le dessin du réseau ferroviaire et l'implantation des inverseurs, interrupteurs et autres touches, restent à la portée de la plupart des "cheminots" amateurs; lorsque l'on se met en tête de réaliser le dispositif de commande et de visualisation des aiguillages et des feux de signalisation, les choses se compliquent sérieusement. Le plus souvent, le positionnement de ces éléments se fait à l'aide de touches-poussoirs, ceci pour se mettre à l'abri de la destruction combusive des bobines de commande (exception faite des éléments dotés d'un dispositif de coupure en fin de course, comme c'est le cas des aiguillages par exemple). Lors du relâchement du bouton-poussoir du pupitre de commande, la ligne n'est plus conductrice et ne peut



donc pas servir à commander l'illumination d'une LED. Le circuit que nous allons décrire résout ce problème. La majorité des réseaux ferroviaires miniatures travaillent à une tension de

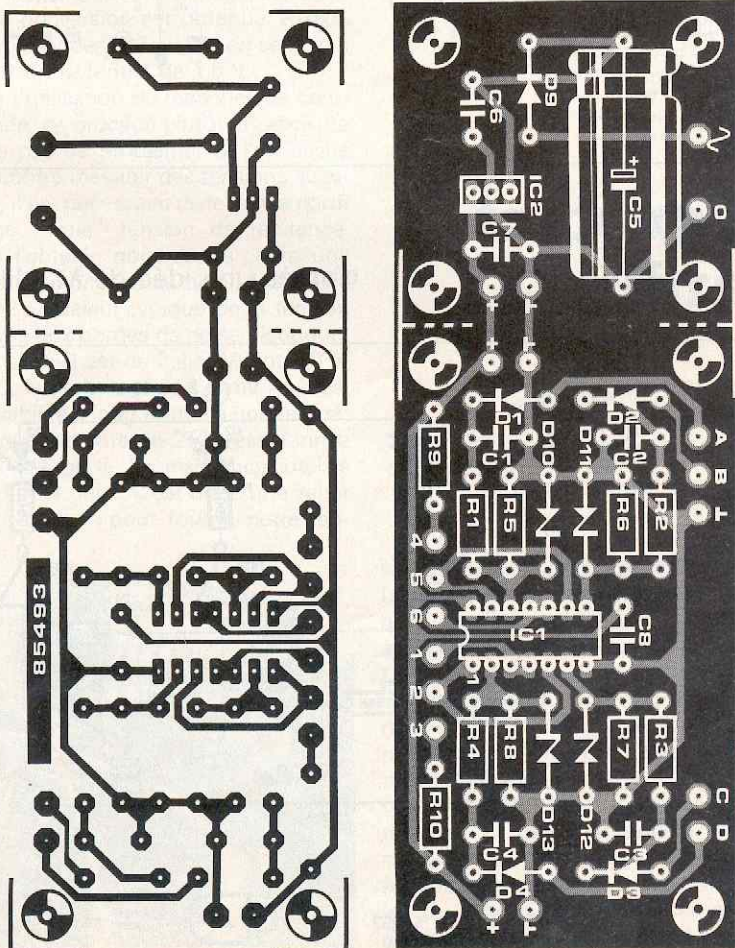
commutation de 15 V environ. Très souvent, la commande d'un signal nécessite trois lignes: une ligne pour chacune des deux bobines, et une ligne de retour commune.

1



* voir texte

2



Les points A, B, C et D sont connectés aux sorties d'un pupitre de commande du commerce (ou de réalisation personnelle), parallèlement aux lignes d'origine allant aux aiguillages et signaux.

Tel que décrit, chaque circuit permet la commande de deux aiguillages ou signaux, celle du premier se faisant par l'intermédiaire des entrées A et B, celle du second par les entrées C et D. Les tensions nécessaires à la commande des aiguillages sont ainsi, après redressement par D1, C1, R1, D10 et R5 (dans le cas de l'entrée A), appliquées aux entrées d'une bascule R-S qui mémorise la dernière tension reçue et la visualise par l'intermédiaire de l'une des LED. L'alimentation du circuit est prise aux sorties du transformateur d'alimentation des aiguillages (et signaux) d'origine. La consommation du montage se situe aux environs de 60 mA, charge supplémentaire qui ne devrait guère poser de problème à la majorité des (bons) transformateurs pour réseau ferroviaire. Un dernier truc:

Il peut arriver qu'à la première mise sous tension tous les affichages ne correspondent pas aux positions réelles des aiguillages correspondants. Pour remédier à cet état de fait, il suffit d'effectuer plusieurs mises sous tensions successives.

Nous avons conçu un dessin de circuit imprimé pour ce montage, circuit imprimé subdivisé en deux parties: l'alimentation et le circuit de commande proprement dit. Si l'on désire commander plus de 2 aiguillages ou signaux, il faudra réaliser un certain nombre de circuits supplémentaires, mais comme une alimentation permet d'alimenter une dizaine, voire une vingtaine de circuits, on supprimera la partie alimentation des platines suivantes et on interconnectera les points + (5 V) et \perp du premier circuit et ceux des circuits additionnels privés de leur alimentation, (ou si l'on n'aime pas scier, sans implanter de composant sur ces dernières).

Liste des composants

Résistances:

- R1 ... R4 = 4k7
- R5 ... R8 = 2k2
- R9, R10 = 330 Ω

Condensateurs:

- C1 ... C4, C6 ... C8 = 100 n
- C5 = 220 μ /40 V

Semiconducteurs:

- D1 ... D4 = 1N4148
- D5, D7 = LED rouge
- D6, D8 = LED verte
- D9 = 1N4001
- D10 ... D13 = diode zener 4V7/400 mW
- IC1 = 74LS28
- IC2 = 7805

Divers:

- Tr1 = transfo du réseau ferroviaire

haut, C1, C2 et C3 vont pouvoir se charger à travers les résistances R1 (P1), R2 et R3. Supposons que C1 soit le premier à atteindre la tension de seuil de déclenchement de N1; la sortie de cette porte passe au niveau logique bas, tandis que la sortie de N4 passe au niveau logique haut: D1 s'éteint. D2 reste allumée, parce que la charge de C2 n'a pas été suffisante pour atteindre le seuil de déclenchement de N2. Par contre, la tension aux bornes de C3 atteint le seuil de basculement de N3 dont la sortie passe au niveau logique bas. N6 bascule aussi, la LED D3 s'éteint. Du coup la charge de C1 s'effondre progressivement, et soudain N1 bascule, entraînant N4 dont la sortie passe au niveau logique

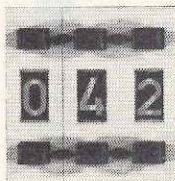
bas: la LED D1 s'allume. Ce cycle se reproduit indéfiniment, à une cadence déterminée par P1. Comme la valeur des condensateurs de temporisation C1...C3 est relativement élevée, l'effet de chenillard est parfaitement perceptible à l'oeil.

Pour IC2, peu importe qu'il s'agisse d'un inverseur ou pas (4049 ou 4050); la seule précaution à prendre est de ne pas laisser en l'air les entrées des portes d'IC2 restées inutilisées. Il faut les relier soit à la masse soit au pôle positif de l'alimentation. La valeur des composants des trois réseaux RC peut également être modifiée en fonction des effets à obtenir.

Si l'on désire réaliser un montage de très petite taille, il est préférable

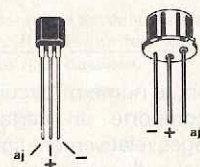
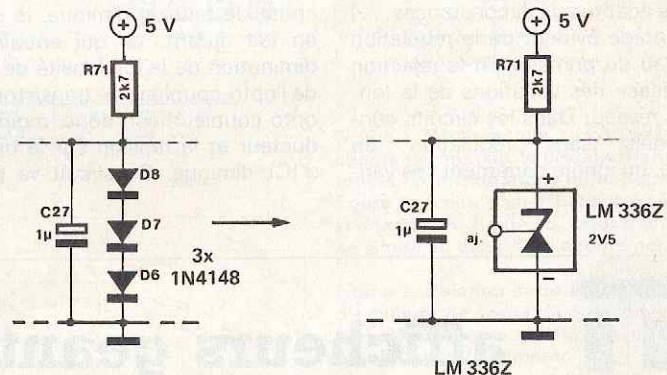
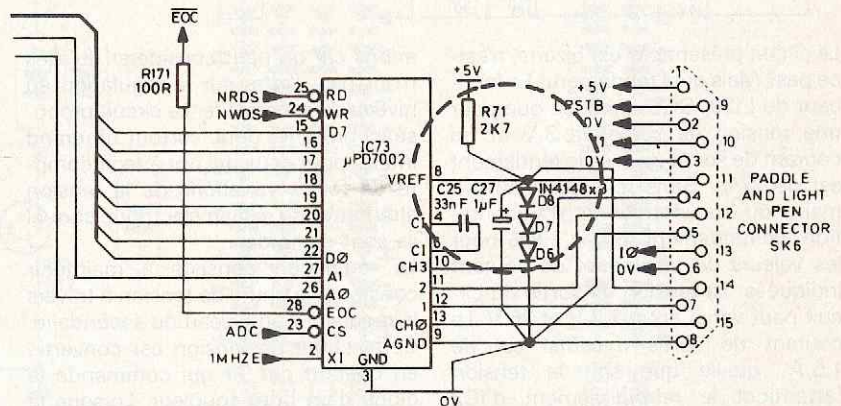
d'omettre purement et simplement IC2, et d'utiliser pour N4, N5 et N6 les trois portes non utilisées dans IC1 à condition que celui-ci soit un 40106! Le courant à travers les LED n'est alors que de 5...10 mA, et il devient indispensable de trier les LED en fonction de leur rendement.

Le circuit consomme un courant de 0,1 mA (15 V) sans LED. La consommation des LED elles-mêmes varie fortement en fonction de la tension d'alimentation et peut atteindre 30 mA par LED avec une tension de 15 V.



tension de référence précise pour le convertisseur du BBC

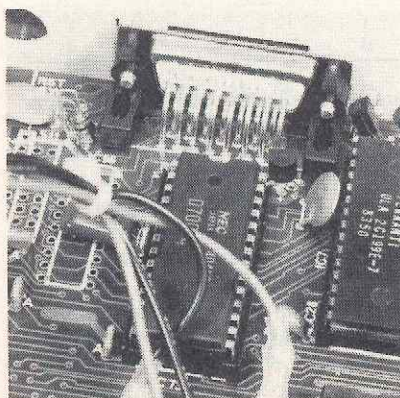
Le microordinateur BBC n'est pas le plus répandu en France, et pourtant, ses qualités lui font mériter, dans le hit parade des micros, une meilleure place que celle qu'il détient actuellement. Une de ses faiblesses affecte le quadruple convertisseur A/N à 10 bits, par ailleurs fort séduisant. La tension de référence indispensable pour toute conversion est obtenue à l'aide de trois diodes (D6...D8) en série, qui fixent un potentiel de 1,8 V. Pour l'utilisation de manches de commande, ce procédé plutôt imprécis ne pose pas de problème. Si l'on désire par contre mesurer des tensions absolues, il est nécessaire de le faire à partir d'une "vraie" tension de référence. Pour l'obtenir, nous avons choisi une zener de référence du type LM336Z de 2,5 V. La valeur typique de la tension relevée aux bornes de ce semiconducteur spécial est de 2,490 V. Entre 0 et 70°C, la dérive est de 1,8 mV au plus. La stabilité à long terme, à une température constante de 25°C est donnée pour 220 ppm. La résistance interne est de 0,4 ohm. C'est donc une zener toute trouvée pour fournir notre ten-

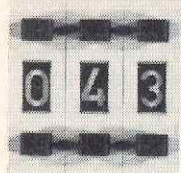


85494

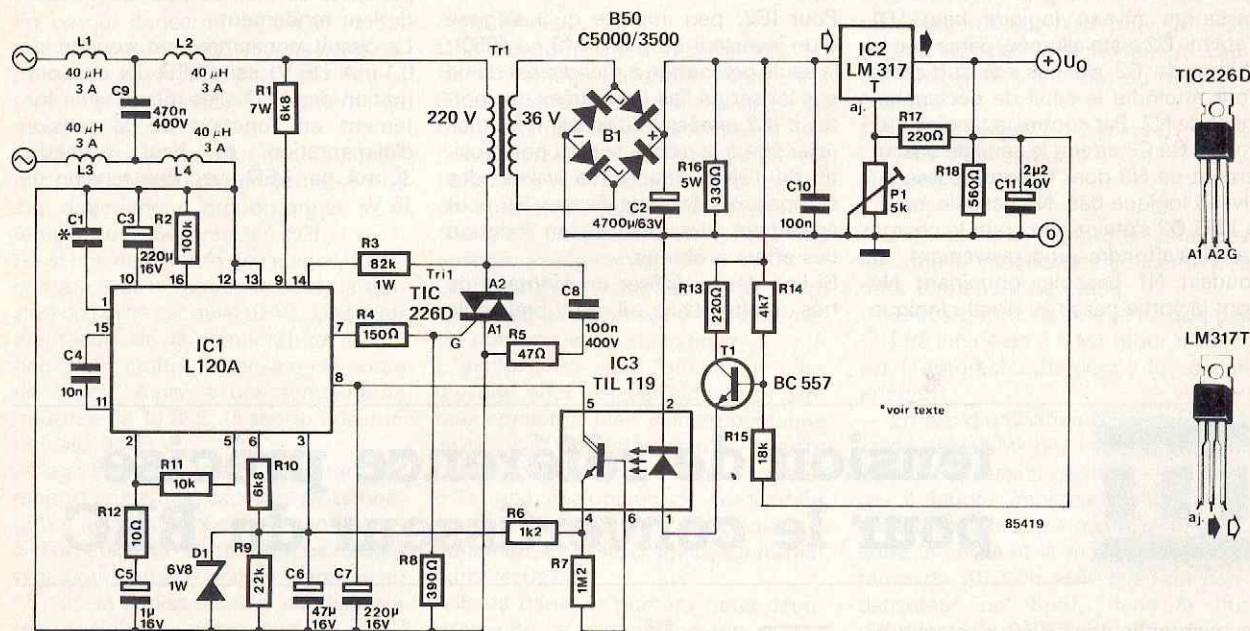
sion de référence. Et en plus, elle est facile à monter dans l'appareil, puisqu'il n'y a aucune intervention brutale à effectuer (destruction de piste, etc). La machine reste compatible avec le logiciel existant, mais offre maintenant une précision toute professionnelle qu'elle n'avait pas jusqu'alors. La diode de référence présente trois connexions dont deux seulement sont utilisées. La troisième ("adjust") sera coupée haut et court. Il faut extraire prudemment les trois diodes originales du BBC et les remplacer par la diode zener de référence dont l'anode

prend la place de la cathode de D6, et la cathode celle de l'anode de D8. Il vous faut, pour effectuer cette modification, un fer à souder à pointe fine de bonne qualité. La résistance R71 et le condensateur C27 restent en place comme ils l'étaient.





alimentation à régulation au primaire du transformateur



Le circuit présenté ici est bizarre, n'est-ce pas? Mais quel rendement! Le fabricant du L120, SGS annonce que pour une tension de sortie de 3 V et un courant de sortie de 2 A, le rendement est de 37%. Sans régulation au primaire du transformateur d'alimentation, ce rendement tombe à 8% pour les valeurs de tension et de courant indiquées. La tension de sortie du circuit peut varier entre 1,2 V et 25 V. Le courant de sortie maximal est de 1,5 A, quelle que soit la tension (attention! le refroidissement d'IC2 doit être adapté aux circonstances...) Un avantage évident de la régulation au niveau du primaire est la réjection très efficace des variations de la tension du réseau. Dans les circuits conventionnels sans régulation au primaire, on ignore carrément ces vari-

ations car on peut considérer qu'elles n'ont pas d'effet sur la régulation au niveau du secondaire. Le circuit proposé ici présente donc surtout un grand intérêt pour ceux qui ont à tenir compte de fortes variations de la tension alternative du réseau électrique auquel ils sont raccordés.

La régulation consiste à maintenir constante la chute de tension à travers le régulateur au niveau du secondaire. Cette chute de tension est convertie en courant par T1 qui commande la diode d'un opto-coupleur. Lorsque la chute de tension diminue, le courant en fait autant, ce qui entraîne une diminution de la luminosité de la LED de l'opto-coupleur. Le transistor de cet opto-coupleur est donc moins conducteur et la tension sur la broche 3 d'IC1 diminue. Ce circuit va pouvoir

compenser la régulation au niveau du primaire du transformateur. Un L120 contient en effet tout ce qu'il faut pour réaliser un découpage de phase à l'aide d'un triac comme Tri1. L'angle de découpage dépend de la comparaison entre la tension continue sur la broche 3 et un signal en dents de scie de 100 Hz généré par le circuit intégré lui-même (la fréquence est déterminée par C1 = 100 nF). Au fur et à mesure de l'ouverture de l'angle de découpage, le condensateur de filtrage C2 reçoit plus d'énergie. Les parasites créés par le découpage de phase ne doivent pas être réinjectés sur le réseau; d'où la présence d'un filtre d'antiparasitage à l'entrée du montage.

d'après une note d'application de SGS



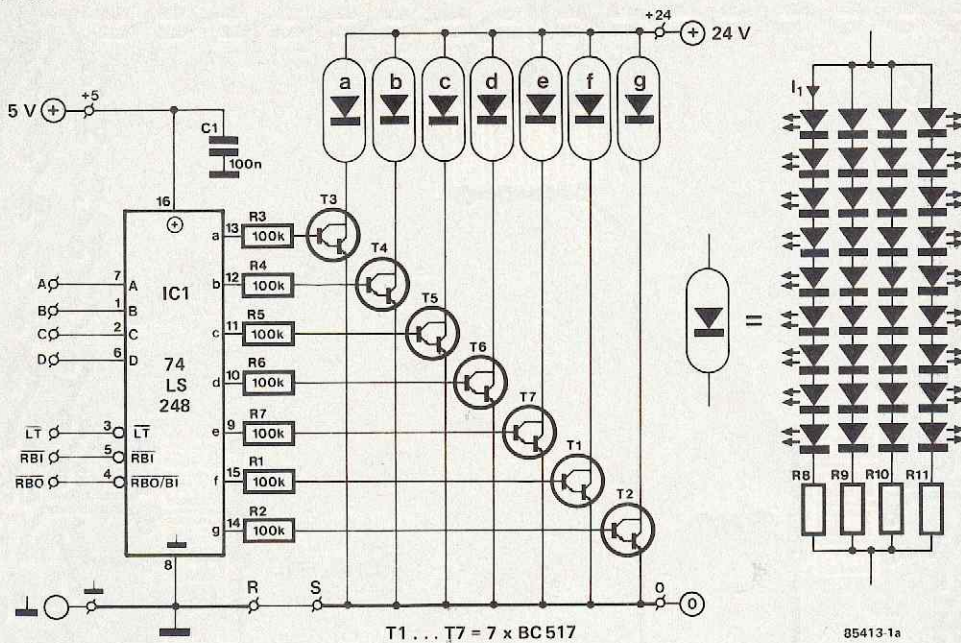
afficheurs géants

Fidèle à la tradition, le numéro "circuits de vacances" comporte un certain nombre de montages relativement spécifiques, ne risquant d'intéresser que quelques spécialistes. Les placer dans un numéro normal risquerait, (à juste titre peut-être), d'attirer sur nos têtes l'ire des lecteurs qui n'ont que faire d'afficheurs géants ou autres circuits du même acabit. Encore, qu'à bien y réfléchir, les applications convenant à ce type d'afficheurs sont fort nom-

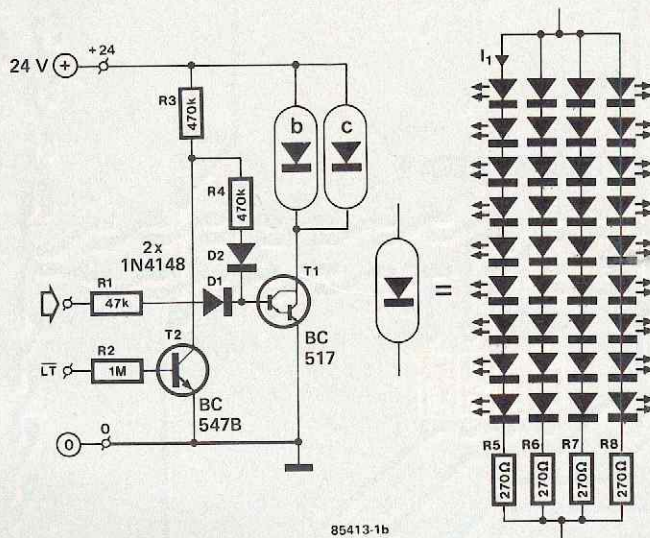
breuses. En raison de leurs dimensions, 28 x 14 cm, seul un myope pourrait ne pas les voir; on peut ainsi s'en servir partout où (et chaque fois qu') il est nécessaire de visualiser une information numérique devant rester lisible à grande distance. Citons quelques-unes des applications typiques: le tableau d'affichage de score (basket, football, billard, volley-ball etc), les horloges de clocher, un thermomètre numérique géant, un compteur de

tours, un indicateur de vitesse pour piste de dragster. Un coup d'oeil aux schémas des figures 1a...1c suffit à dévoiler la technique utilisée pour réaliser les segments de nos afficheurs géants: un nombre de LED relativement important (32 à 34 selon le cas). Etant donnée la dépense qu'elle entraîne, certains lecteurs n'iront pas sans se poser des questions quant à la validité du choix d'une telle solution.

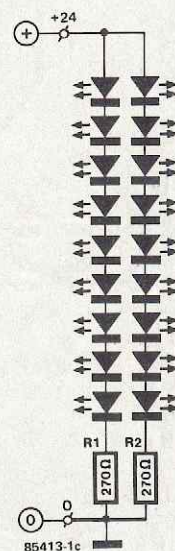
1a



1b



1c



2

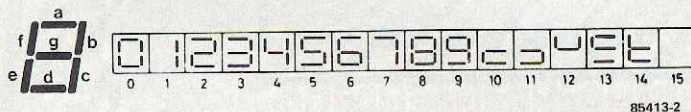


Figure 1. Schémas des trois types d'afficheurs permettant la visualisation de toutes les informations numériques: en figure 1a, celui d'un afficheur à sept segments, en figure 1b, celui d'un "1", en figure 1c celui d'un double point.

Figure 2. Relation entre les signaux d'entrée et de sortie d'un décodeur du type 74LS248 et le chiffre visualisé sur un afficheur 7 segments.

Tableau 1. Les valeurs des résistances R8...R11 dépendent du nombre de LED et de leur couleur.

chiffre ou fonction	ENTREES					RBO/B1	SORTIES						
	LT	RBI	D	C	B		A	a	b	c	d	e	f
0	H	H	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	L
1	H	X	L	L	L	H	H	L	H	L	L	L	L
2	H	X	L	L	H	L	H	H	L	H	H	L	H
3	H	X	L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H
4	H	X	L	H	L	L	H	L	H	H	L	H	H
5	H	X	L	H	L	H	H	H	L	H	L	H	H
6	H	X	L	H	H	L	H	H	L	H	H	H	H
7	H	X	L	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L
8	H	X	H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
9	H	X	H	L	L	L	H	H	H	H	L	H	H
10	H	X	H	L	H	L	H	L	L	H	H	L	H
11	H	X	H	L	H	H	H	L	L	H	L	L	H
12	H	X	H	H	L	L	H	L	H	L	L	H	H
13	H	X	H	H	L	H	H	H	L	L	H	L	H
14	H	X	H	H	H	L	H	L	L	L	H	H	H
15	H	X	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L	L
BI	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L	L	L
RBI	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
LT	L	X	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H

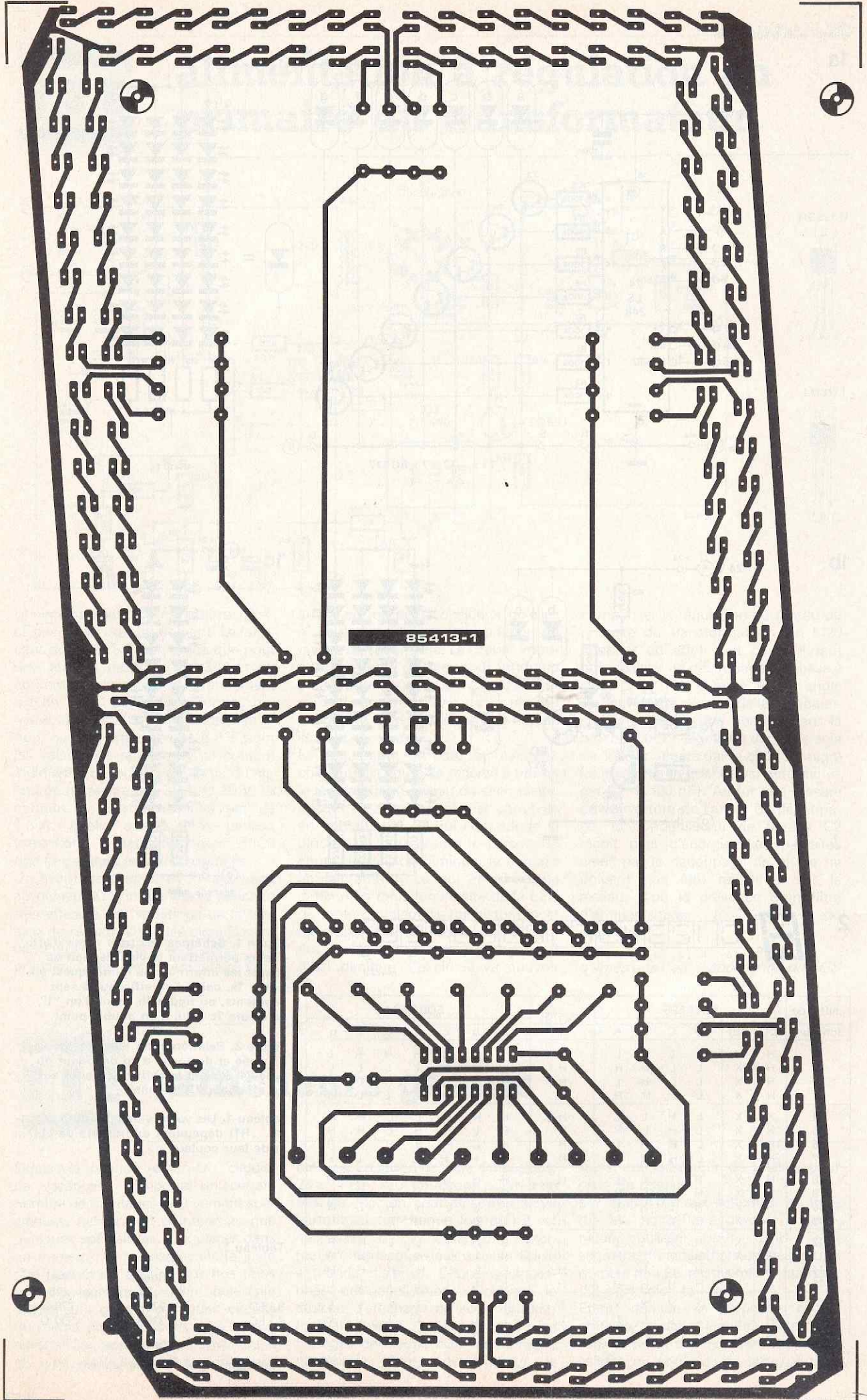
Tableau 1.

	Rouge	Vert
	$I_1 = 30 \text{ mA}$	$I_1 = 15 \text{ mA}$
9 LED	270 Ω	270 Ω
8 LED	330 Ω	390 Ω

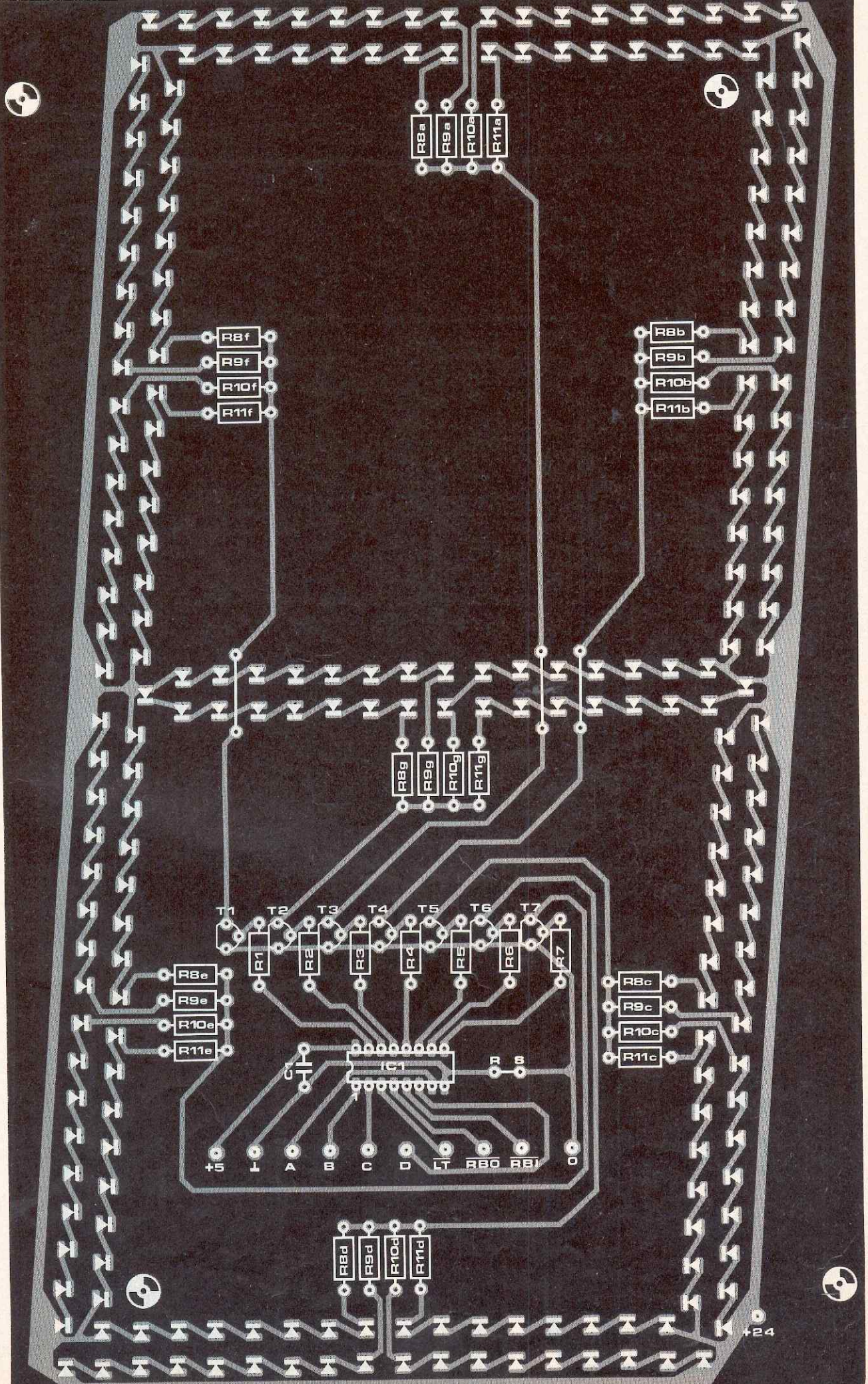
4 résistances pour chaque segment.

X = indifférent

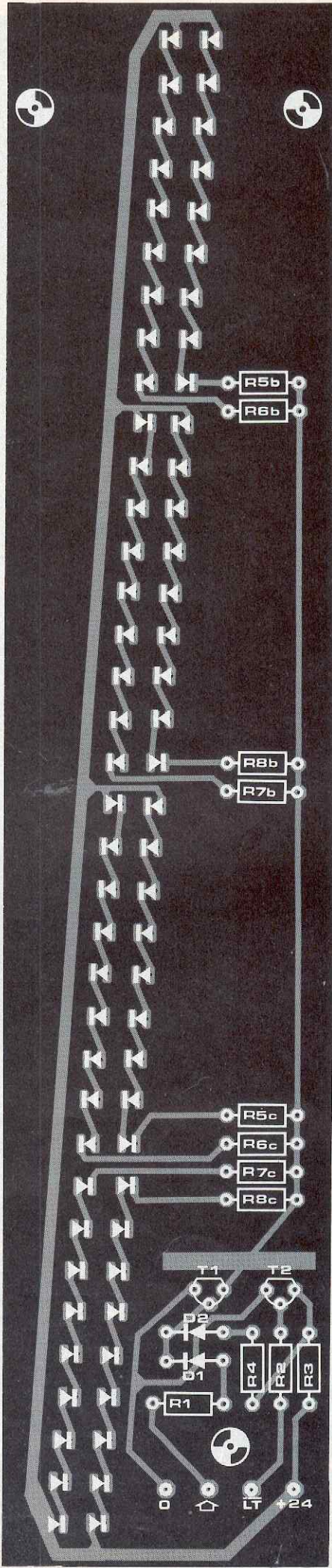
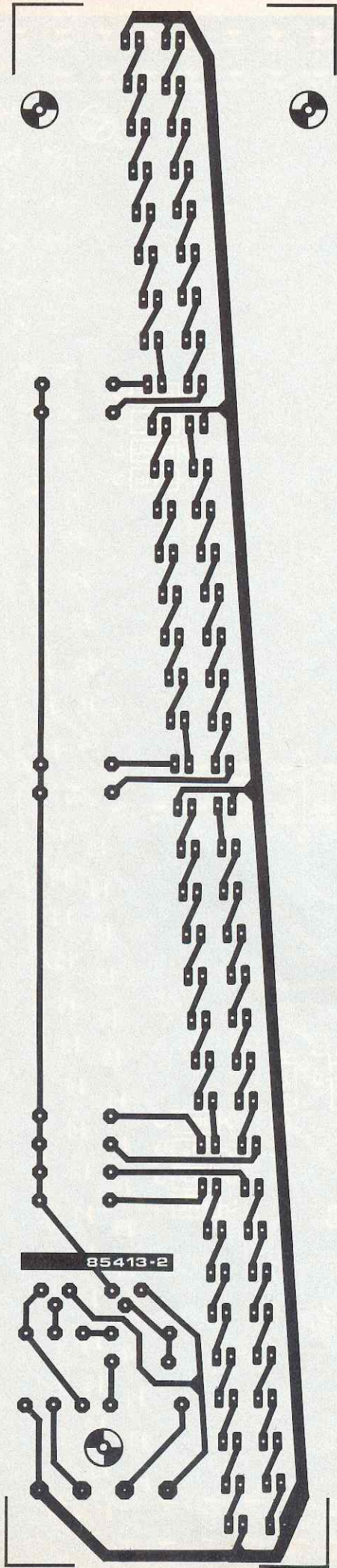
3a



85413-1



3b



3c

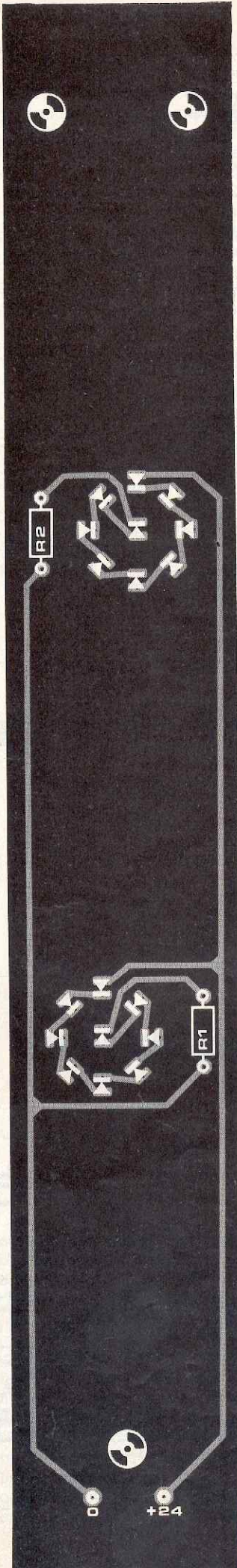
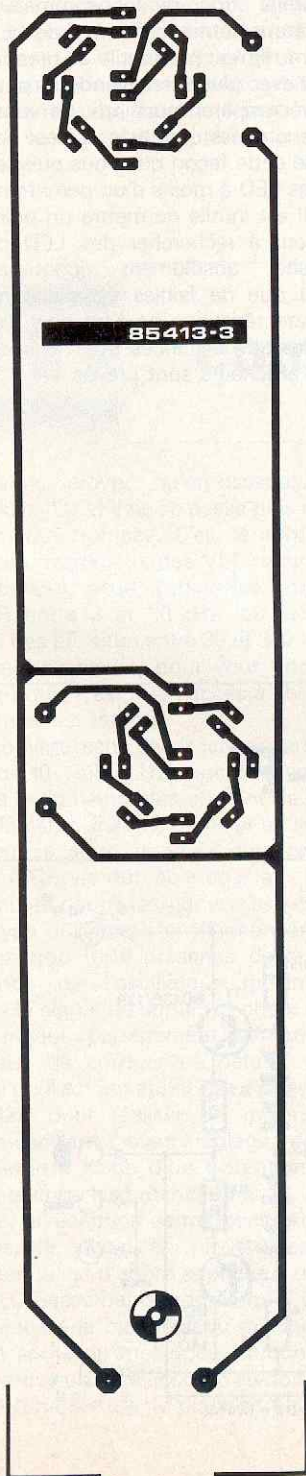


Figure 3. Représentation du dessin des pistes et de la sérigraphie de l'implantation des composants pour un afficheur 7 segments (3a), un "1" (3b) et un double point (3c).

Liste des composants pour un "8"

Résistances:

R1...R7 = 100 k

R8...R11 (pour chaque segment, en 7 exemplaires donc) = 270, 330 ou 390 Ω , (voir tableau 1)

Condensateurs:

C1 = 100 n

Semiconducteurs:

232 LED 5 mm de diamètre

T1...T7 = BC 517

IC1 = 74LS248

Liste des composants pour un "1"

Résistances:

R1 = 47 k

R2 = 1 M

R3,R4 = 470 k

R5...R8 (pour chaque segment, en 2 exemplaires donc) = 270 Ω

Semiconducteurs:

D1,D2 = 1N4148

72 LED 5 mm de diamètre

T1 = BC 517

T2 = BC 547B

Liste des composants pour un ":"

Résistances:

R1,R2 = 270 Ω

Semiconducteurs:

18 LED 5 mm de diamètre

La meilleure défense consiste à énumérer quelques-uns des avantages que possède le mode de réalisation adopté:

- L'afficheur étant du type "solid state" (composants intégrés), plus de risque de voir l'un des segments s'éteindre comme cela pourrait être le cas avec des ampoules à incandescence, sachant que la durée de vie des LED dépasse de loin celle de ces dernières.

- Inutile de se compliquer l'existence à imaginer la construction pour le moins délicate de réflecteurs, il suffit d'implanter les composants sur les circuits imprimés et le tour est joué.

- Même s'il devait se faire qu'une LED rende l'âme, le segment concerné reste lisible, de par sa constitution spéciale.

- Toutes les options de couleur sont possibles (bien évidemment dans les limites des couleurs de LED disponibles, rouge, jaune, orange, vert et bleu, mais dans ce dernier cas, la facture risque d'atteindre des sommes astronomiques).

- La tension de fonctionnement des afficheurs est faible (24 V), le rendement atteint relativement élevé ce qui permet de limiter sensiblement la dissipation de puissance et aussi la production de chaleur.

Le seul inconvénient que l'on puisse opposer à ces avantages est le nombre important de LED nécessaire à la réalisation de plusieurs afficheurs, mais que pèse-t-il face à des avantages aussi nombreux?

Le coeur de l'afficheur est un circuit intégré du type 74LS248, un décodeur possédant les caractéristiques des 74LS74/247 bien connus, qui a cependant sur eux l'avantage de posséder des résistances de polarisation (pull up

resistors) internes et de fournir des signaux de sortie inversés, donc parfaitement adaptés à la commande de transistors externes qui à leur tour génèrent les courants importants nécessaires à l'allumage des différents segments.

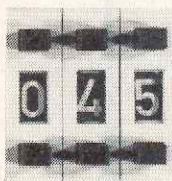
La figure 2 donne la table de décodage des entrées de commande et les affichages correspondants.

Toutes les entrées et sorties de commande de l'afficheur sont accessibles de l'extérieur, de sorte qu'on peut mettre ce circuit en oeuvre de la même manière qu'avec un afficheur sept segments standard. Le pont R-S de la figure 1a sert à relier la masse de la partie alimentée en + 5 V à celle du sous-ensemble + 24 V; il suffira de l'implanter à un seul exemplaire. Entre la sortie du décodeur et le segment qu'elle attaque, est pris un étage de commande chargé d'assurer l'allumage et l'extinction du segment concerné. Chaque segment comporte 4 groupes de LED montés en parallèle, ces groupes comprenant 8 ou 9 LED et leur résistance chutrice (assurant la limitation en courant). Le tableau 1 indique la valeur à donner à cette résistance en fonction du nombre de LED et de leur couleur. Une tension continue (non stabilisée) de 20 - 24 V, n'en faut pas plus pour assurer l'alimentation des afficheurs, la consommation d'un segment variant entre 0,05 et 0,1 A.

Les schémas des figures 1b et 1c sont ceux de deux afficheurs "2 segments", pour un "1" et un "3" respectivement. A l'aide de ces trois types d'afficheurs, il est possible d'assurer la visualisation de la quasi-totalité des informations numériques imaginables: horloge géante, tableaux de score, etc. L'affi-

cheur "1" est en outre pourvu d'un point de test (LT), sachant qu'une entrée non connectée est considérée comme active (l'afficheur est allumé). Dans le cas de l'afficheur sept segments il faut supposer l'inverse, à savoir qu'une entrée non connectée est considérée comme étant au niveau logique haut ("1") et donc inactive. Comme nous l'évoquions en début d'article, la juxtaposition de plusieurs afficheurs permet la réalisation d'affichages géants (18:88 ou 88:88 pour une horloge, 12h ou 24h), 188:188 pour un tableau d'affichage pour le basket-ball, 18:18 pour le foot 8:8 pour le volley, etc). Un filtre en plexiglass rouge (éventuellement mat) assure la protection des afficheurs tout en améliorant leur lisibilité.

Un dernier truc de consommateur averti: étant donné le nombre de LED concerné, il n'est pas inutile de prendre contact avec plusieurs revendeurs pour pouvoir comparer leurs prix de vente pour de grandes quantités; il n'est pas exclu de cette façon que vous puissiez avoir ces LED à moins d'un demi-franc pièce. Il est inutile de mettre un point d'honneur à rechercher des LED de luminosité absolument identique, sachant que de faibles variations de cette caractéristique ne sont plus discernables aux distances pour lesquelles ces afficheurs sont prévus.

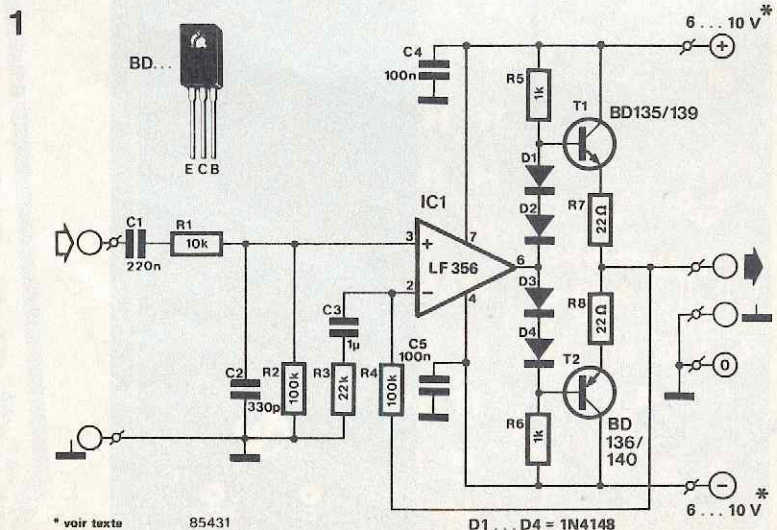


ampli pour casque Hi-Fi

La puissance de cet amplificateur haute-fidélité est de 1 W; ce qui convient parfaitement pour un casque à basse impédance ou des enceintes actives. Le circuit s'adapte en effet très bien aux préamplificateurs auxquels il n'est pas permis de connecter des câbles longs et non blindés!

Comme on le voit sur la figure 1, il est fait appel à un amplificateur opérationnel avec un étage push-pull supplémentaire. Un réseau passe-bas limite le temps de montée du signal d'entrée. Le courant de repos de l'étage de sortie est fixé à 30 mA par les diodes D1...D4 et les résistances d'émetteur R7 et R8.

Le réseau de contre-réaction R3/R4 fixe le gain à 5,5, soit 15 dB. Dans une bande de 10 Hz à 30 kHz, le taux de



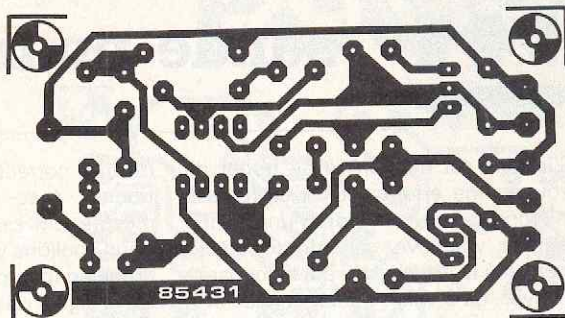
distortion est de 0,1%. L'amplificateur donne sa pleine puissance de 1 W dans une charge de 8 ohms pour un signal d'entrée d'environ 500 mV_{eff}. Rien n'interdit bien entendu d'utiliser un casque d'impédance plus élevée ou des haut-parleurs de 4 ohms.

Pour en faciliter la réalisation, nous avons conçu pour cet amplificateur un dessin de circuit imprimé (figure 2). Pour leur permettre de résister à d'éventuels courts-circuits en sortie, il est recommandé de monter les transistors T1 et T2 sur un radiateur dont il convient cependant de les isoler galvaniquement.

Pour l'alimentation, il suffit d'un transformateur 2 x 6...8V/0,5 A avec un redresseur et deux condensateurs de filtrage de 1000 µ/16 V.

Si l'on désire attaquer à forte puissance un casque à impédance élevée, il faut prévoir une alimentation stabilisée de ± 15 V, ou prélever cette tension sur une alimentation existante dans le préamplificateur. Il faut éviter, dans ce cas, les courts-circuits en sortie.

2



Liste des composants

Résistances:

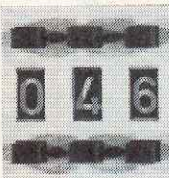
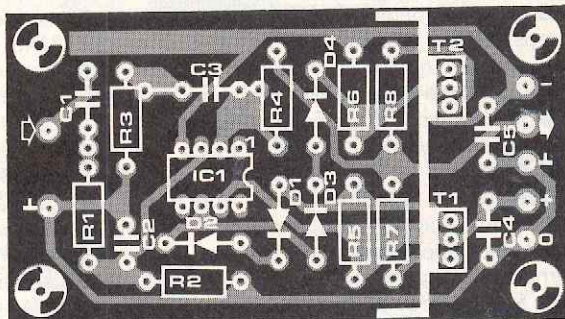
- R1 = 10 k
- R2, R4 = 100 k
- R3 = 22 k
- R5, R6 = 1 k
- R7, R8 = 22 Ω

Condensateurs:

- C1 = 220 n
- C2 = 330 p
- C3 = 1 µ MKT
- C4, C5 = 100 n

Semiconducteurs:

- D1... D4 = 1N4148
- T1 = BD 135, BD 139
- T2 = BD 136, BD 140
- IC1 = LF 356

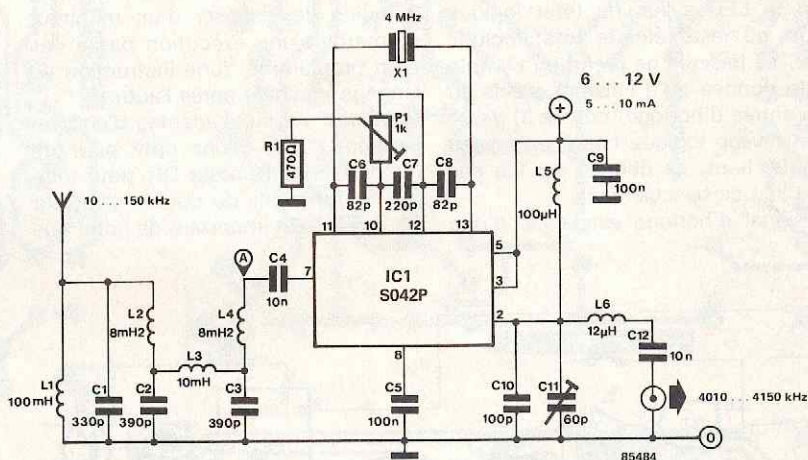


convertisseur VLF

Si vous croyez qu'en-dessous de 150 kHz (G.O.) il ne se passe plus rien, vous vous trompez. C'est le domaine un peu mystérieux des VLF (*very low frequency*), situé d'après les normes CCIR entre 3 et 30 kHz, ou encore celui des LF, situé entre 30 et 300 kHz. Le seul problème, pour vous comme pour nous, c'est que l'accès à ces fréquences est interdit...

Le convertisseur décrit ici convertit la bande 10...150 kHz pour la réception dans le domaine plus courant de 4,01 à 4,15 MHz. Il suffit de relier sa sortie à l'entrée pour l'antenne d'un récepteur O.C., via du câble coaxial.

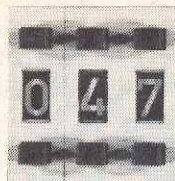
Nombreux sont les convertisseurs de ce type qui présentent l'inconvénient d'une trop forte présence de la fréquence de l'oscillateur mélangeur dans le signal de sortie. Le choix d'un mélangeur parfaitement symétrique permet de corriger ce défaut; c'est ainsi qu'il est fait appel ici au classique SO42P pour réaliser un mélangeur auto-oscillant, avec réglage de la symétrie à l'aide d'un potentiomètre monté entre les broches 10 et 12. Pour éviter la réception de fréquences réfléchies, le signal en provenance de l'antenne est d'abord appliqué à un filtre LC passe-bande; après quoi il est appliqué à la broche 7 du mélangeur. A la sortie du mélangeur (broche 2), on trouve un filtre accordé au domaine utile (une self de 12 µH avec un con-



densateur de 100 p et un ajustable de 60 p) qui assure la réjection des produits de mélange des harmoniques de l'oscillateur. Pour régler ce condensateur, il suffit de rechercher l'amplitude maximale du signal reçu. Pour le réglage de la symétrie (réjection de l'oscillateur), on commence par régler la fréquence du récepteur O.C. sur la fréquence de l'oscillateur à quartz (4 MHz), puis on règle le potentiomètre de telle sorte que la tension de sortie du convertisseur soit aussi faible que possible, en supposant bien entendu que l'entrée du mélangeur

(point A sur le schéma) aura été court-circuitée au préalable. N'oubliez pas, une fois cette manipulation effectuée, de supprimer la liaison que vous aurez établie entre le point A et la masse! Toutes les selfs utilisées ont des valeurs standard, et celle de la sortie (12 µH) n'est pas critique du tout, puisque la valeur indiquée peut varier sensiblement.

Pour l'antenne, il suffit d'un fil; plus il sera long, mieux ce sera. Et n'oubliez pas que l'usage d'un tel convertisseur est interdit au *vulgus pecum*...



sonde pour μP

S'il vous est déjà arrivé de tenter de trouver une erreur sur un système à microprocesseur à l'aide d'une sonde logique, vous avez sans doute rapidement tiré la conclusion qui s'imposait, à savoir qu'il valait mieux consacrer à des choses plus importantes le temps si chichement compté qu'est celui que vous pouvez consacrer à votre passe-temps préféré, l'électronique de haut-vol. Après quelques instants de réflexion, vous avez rapidement compris que la raison de cet échec était le changement permanent des signaux convoyés par les bus de données, d'adresses et de commande. Tout autant que leurs niveaux, la chronologie de leur apparition sur le bus concerné est essentielle. Pour réellement aller au fond des choses, l'utilisation d'un analyseur logique s'impose, appareil apparenté à l'oscilloscope, capable de traiter simultanément plusieurs signaux.

La sonde pour μP décrite dans cet article ne peut bien évidemment pas se targuer de constituer une alternative à un analyseur logique, mais constitue un outil de secours dans le cas où l'on ne peut disposer de l'appareil en question. La partie active du circuit n'est en fait rien de plus qu'une simple bascule. La donnée est lue, et selon le cas, la LED s'illumine (état logique haut) ou reste éteinte (état logique bas). La bascule ne prend en compte cette donnée qu'à l'instant précis où son entrée d'horloge (broche 3) passe d'un niveau logique bas à un niveau logique haut. La donnée est lue dès qu'à lieu ce basculement.

Le signal d'horloge est la clé d'une

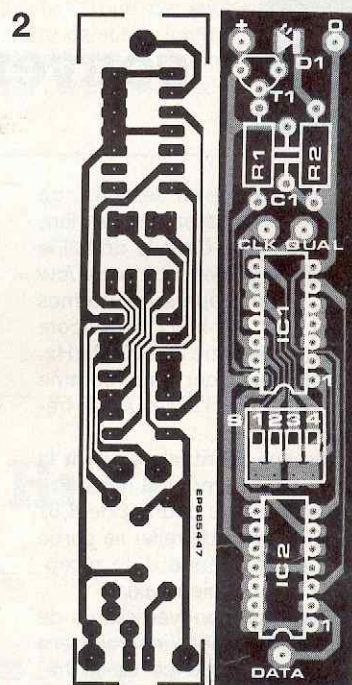
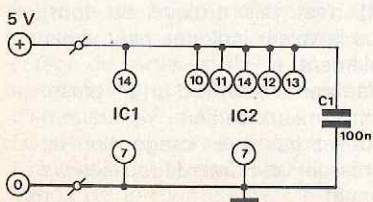
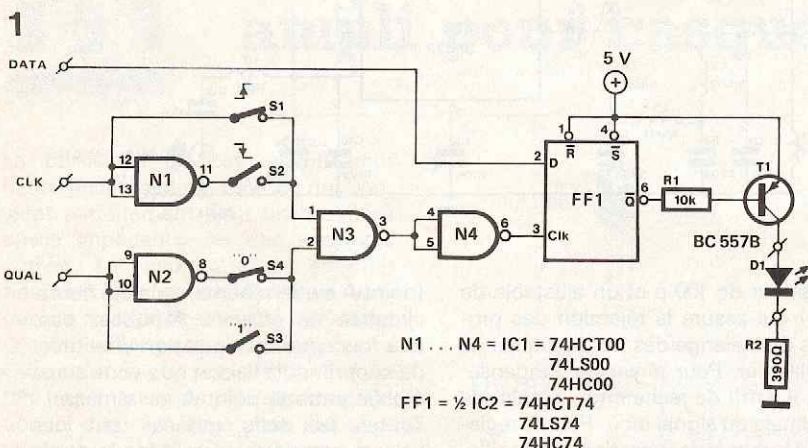
mesure correcte et il faudra le sélectionner avec rigueur pour chaque mesure. Un exemple: supposons que nous voulions vérifier qu'une partie du domaine mémoire est en bon état. \overline{CE} est le signal de commande des circuits de mémoire, indiquant que le microprocesseur désire s'adresser à ces circuits. On connecte donc cette ligne à l'entrée QUAL de la sonde. On ferme S4, \overline{CE} étant un signal actif au niveau logique bas. Dans ces conditions, la sonde ne peut lire de données concernant les RAM à tester que pendant la durée du signal \overline{CE} . L'entrée d'horloge CLK est reliée à la ligne convoyant le signal \overline{RD} de la mémoire. La lecture doit avoir lieu lors du flanc ascendant de ce signal. On ferme S1 et CLK est relié à RD. On peut alors lire les données présentes aux adresses choisies dans l'espace mémoire à l'aide d'une instruction BASIC telle que PEEK. L'état de la LED correspond au niveau logique de la RAM détecté lors de la lecture.

Il faut cependant veiller à ce que le BASIC n'utilise pas cette partie de la mémoire, car dans ce cas plusieurs opérations de lecture ont lieu et seul le niveau correspondant à la dernière lecture est prise en compte. Il n'existe pas de solution simple à ce problème, à moins de disposer d'un moniteur permettant une exécution pas à pas d'un programme, (une instruction en langage machine après l'autre).

Pour des raisons évidentes d'encombrement, nous avons opté pour un quadruple interrupteur DIL pour remplir les fonctions du double inverseur S1...S4. Il est important de noter que

les interrupteurs DIL doivent être fermés deux par deux (soit S1, soit S2 avec S3 ou S4). On pourrait remplacer les paires S1/S2 et S3/S4 par deux inverseurs, qui ont cependant l'inconvénient d'être bien plus encombrants. Le choix pour IC1 et IC2 de circuits intégrés du type 74LS... entraîne une certaine charge du circuit testé lors des mesures, raison pour laquelle nous suggérons l'utilisation de circuits de la famille 74HCT... Ces derniers sont totalement compatibles avec les précédents, mais possèdent des entrées à haute impédance. Les circuits intégrés du type HC ne sont utilisables qu'avec les montages à base de circuits CMOS; la tension d'alimentation ne doit cependant pas dépasser 5 V.

La consommation de courant du montage est faible, quelque 10 mA pour la LED et 5 mA pour les circuits intégrés (s'ils sont en technologie TTL).



Liste des composants

Résistances:

R1 = 10 k
R2 = 390 Ω

Condensateurs:

C1 = 100 n

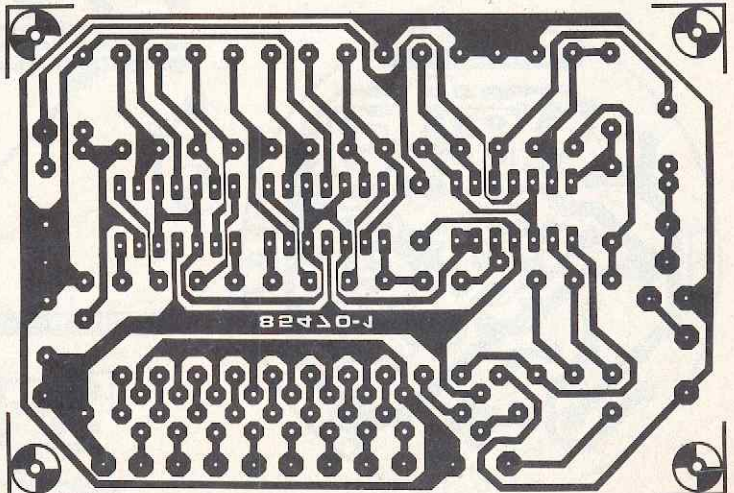
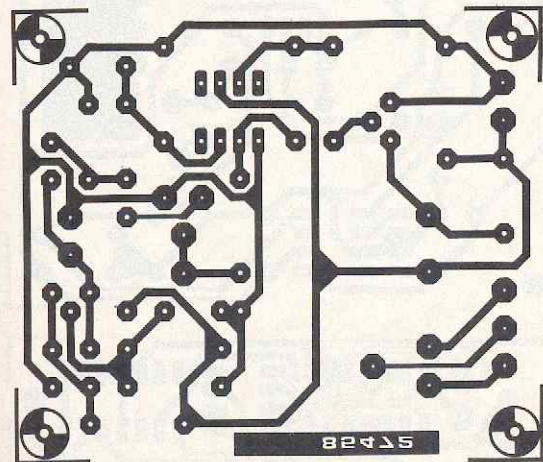
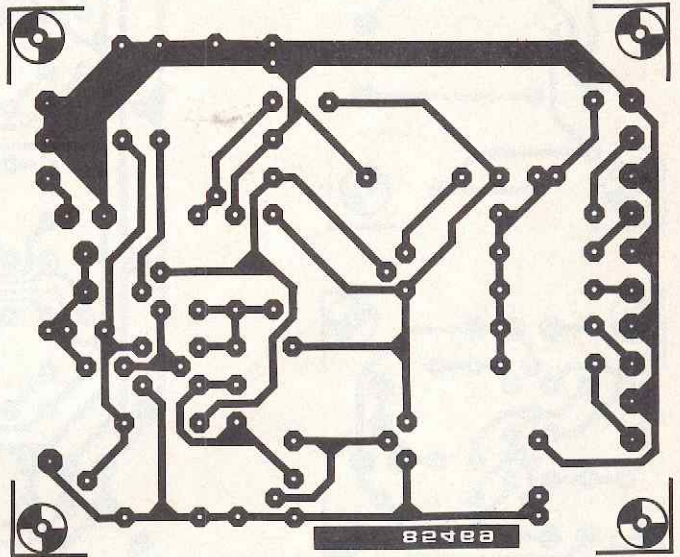
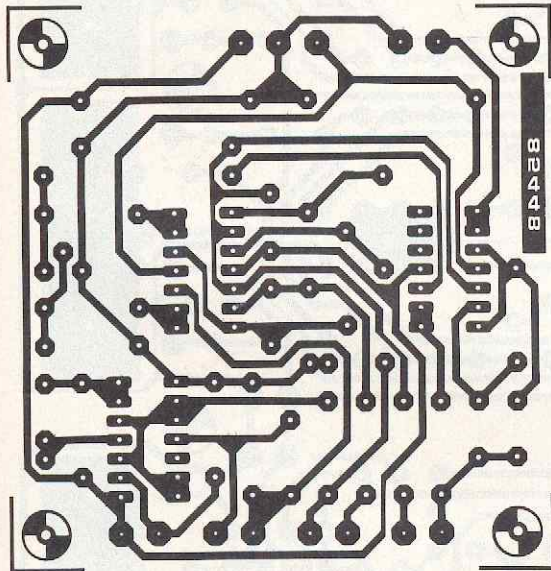
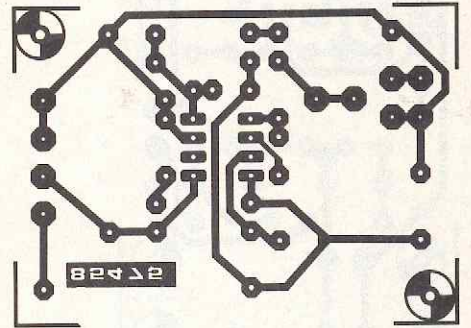
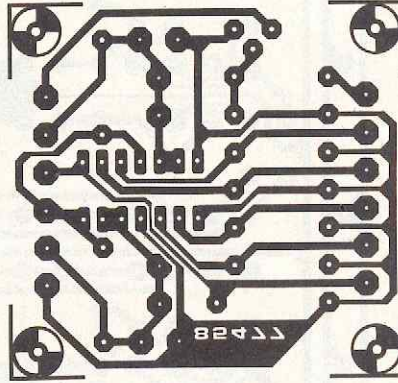
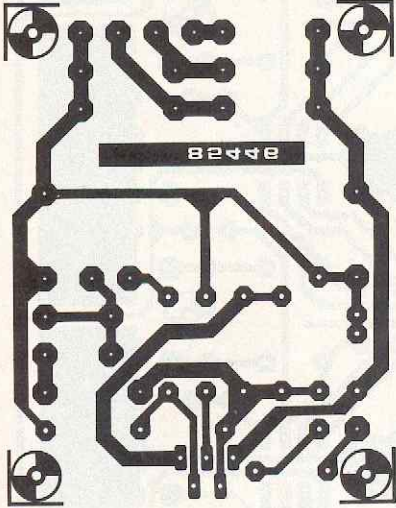
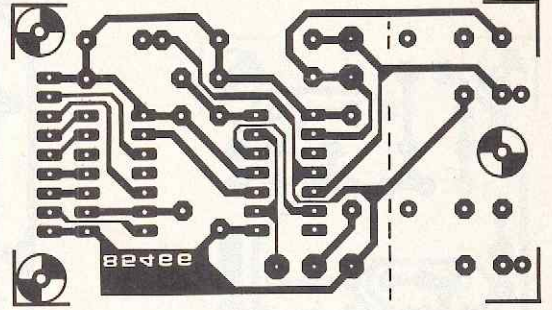
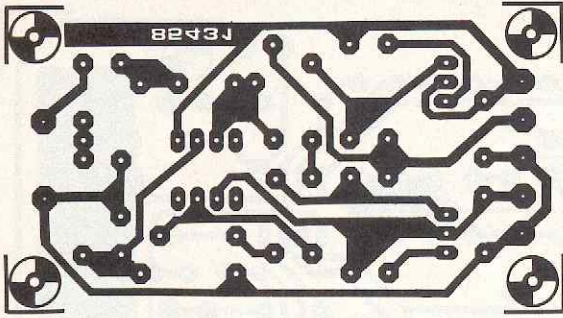
Semiconducteurs:

D1 = LED rouge
T1 = BC557B
IC1 = 74LS00 ou HC(T)
IC2 = 74LS74 ou HC(T)

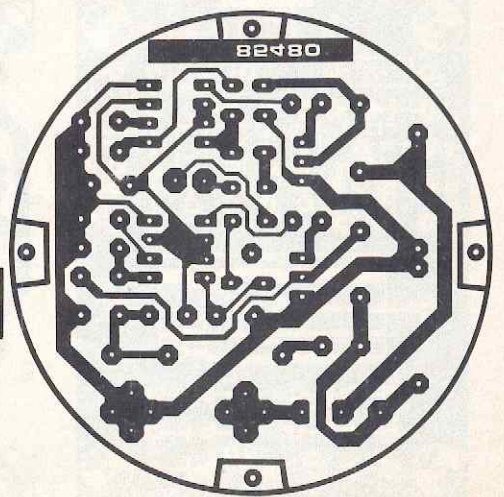
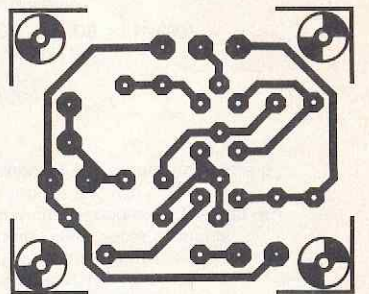
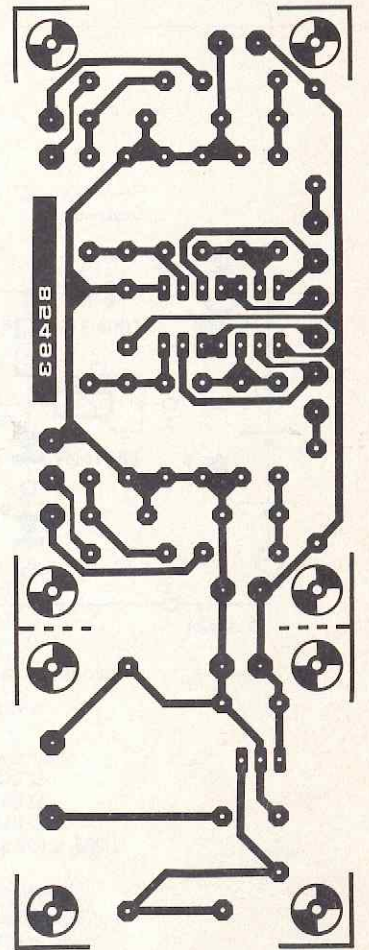
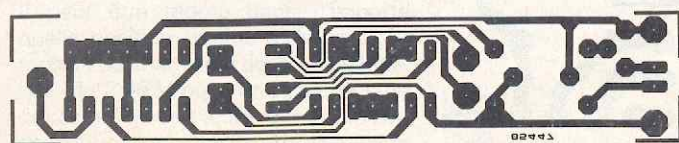
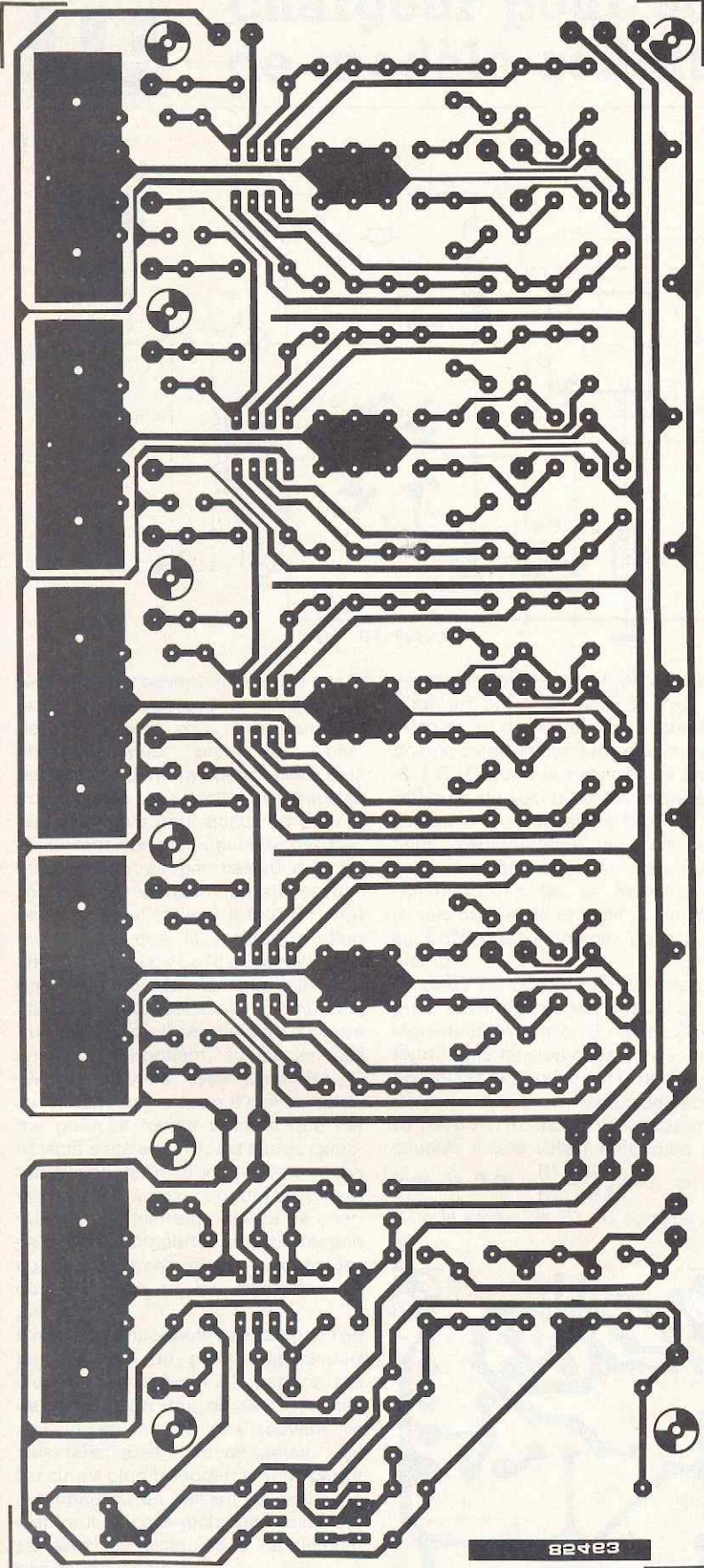
Divers:

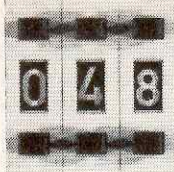
S1...S4 = quadruple interrupteur DIL

service



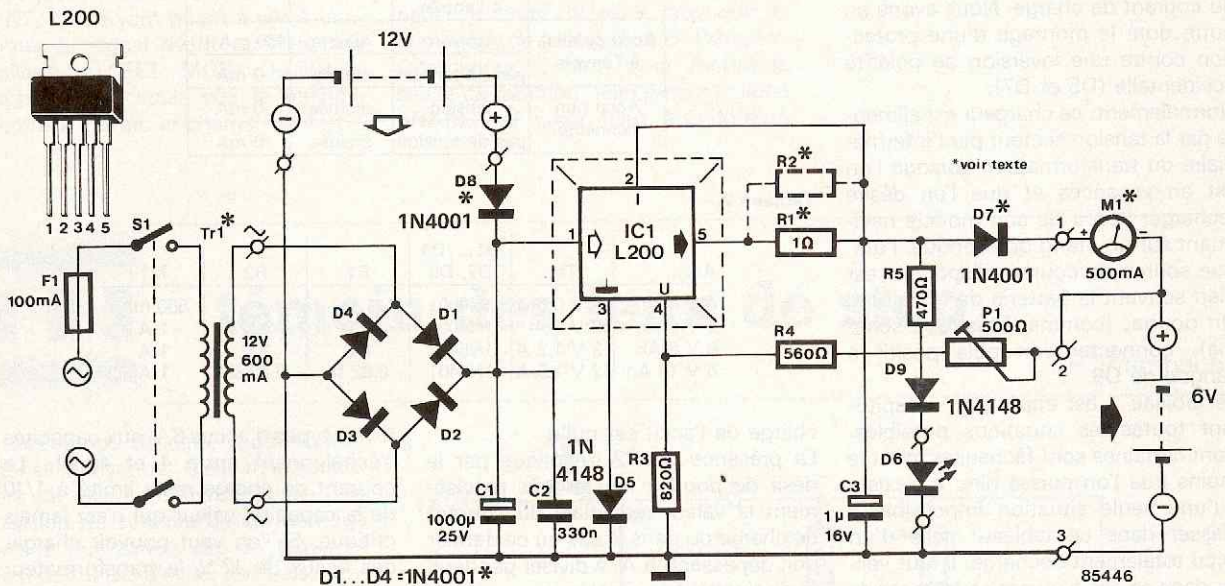
SERVICE





chargeur pour accu de modèle réduit

1



Nous avons souvent été surpris par le nombre de questions écrites ou posées de vive voix concernant les chargeurs pour accus au CdNi, demandes d'informations bien plus nombreuses que celles consacrées aux chargeurs pour accus au plomb. D'où vient donc la popularité des premiers? Serait-ce par hasard que les seconds ne répondent pas aux espoirs de leurs propriétaires? Il faut en effet reconnaître que la réalisation d'un chargeur d'accus CdNi décent est une opération délicate, alors que celle d'un chargeur pour accus au plomb est "bricolée". D'où l'idée de concevoir un chargeur répondant au cahier des charges suivant: allier simplicité, (il suffit de jeter un coup d'œil au schéma pour se rendre compte que cet objectif a été atteint), à d'autres caractéristiques telles que permettre une charge rapide avec coupure automatique après atteinte du niveau de charge requis, comporter une protection contre les surcharges thermiques, les courts-circuits et les inversions de polarité.

Il n'est pas impossible que dès que l'on parle d'accu au plomb, la plupart d'entre nous pensent à la batterie, qui de son Alpine, qui de sa "Deuche" alors qu'en fait, le plus souvent les caractéristiques intéressantes de l'accu au plomb moderne sont plutôt méconnues, en faisant le mal-aimé d'entre les accus rechargeables. Pour sa défense, récapitulons rapidement son mode d'emploi:

Il peut être monté dans n'importe quelle position, même à l'envers. La tension de charge est de 2,3 V par cellule (de 2,45 V pour une charge rapide) ce qui revient à dire que la tension de charge d'un accu de 6 V de tension

nominale est de 6,9 V, et de 13,8 V pour un accu de 12 V. Il n'est pas nécessaire de limiter le courant de charge à une valeur comprise entre 0,1 et 1 C (C étant la capacité en ampère/heure de l'accu, cette information variant d'un fabricant à l'autre). Certains constructeurs recommandent cependant de positionner l'accu verticalement lors de sa recharge. Ne jamais utiliser de chargeur pour accu au CdNi pour recharger un accu au plomb!!!

Le coeur du circuit de notre chargeur pour accu de modèle réduit est un régulateur de tension du type L200 qui fournit une tension constante (dont le niveau est déterminé par la position de P1 et ce avant connexion de l'accu). La paire R1/R2 assure la limitation en courant à une valeur répondant à la formule $0,45 \frac{R1 + R2}{R1 \cdot R2}$ (A), ce qui avec la valeur de R1 du schéma cor-

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 1 Ω
- R2 = voir texte
- R3 = 820 Ω
- R4 = 560 Ω
- R5 = 470 Ω
- P1 = ajustable 500 Ω

Condensateurs:

- C1 = 1 000 μ/25 V
- C2 = 330 n
- C3 = 1 μ/16 V

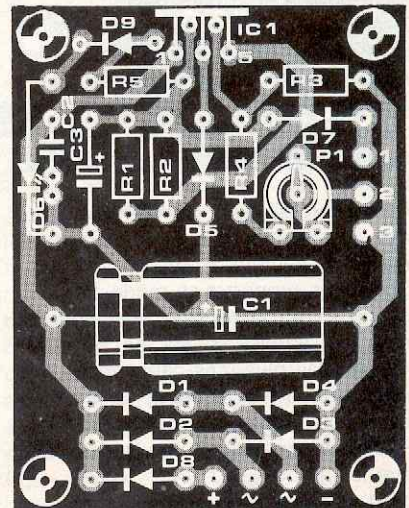
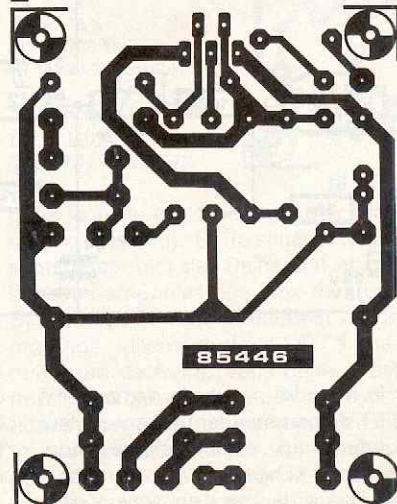
Semiconducteurs:

- D1... D4, D7, D8 = 1N4001
- D5, D9 = 1N4148
- D6 = LED
- IC1 = L200

Divers:

- Eventuellement M1 = galvanomètre à bobine mobile 500 mA
- Tr1 = transfo secondaire 12 V / 600 mA
- S1 = interrupteur secteur double
- F1 = fusible lent 100 mA
- radiateur pour IC1

2



respond à un courant de l'ordre de 450 mA. Il n'y a pas de mal à doter le L200 d'un petit radiateur, encore que ce régulateur soit doté d'une protection interne contre un éventuel emballement thermique. Le galvanomètre à bobine mobile M1 visualise le niveau du courant de charge. Nous avons en outre doté le montage d'une protection contre une inversion de polarité accidentelle (D5 et D7).

Normalement, ce chargeur est alimenté par la tension secteur par l'intermédiaire du transformateur. Lorsque l'on est en vacances et que l'on désire recharger l'accu de son modèle navigant sur un étang quelconque, l'unique source de courant disponible est bien souvent la batterie de la voiture. On pourra, (comme l'illustre le schéma), connecter son pôle positif à l'anode de D8.

Le tableau 1 est important, récapitulant toutes les situations possibles, dont certaines sont fâcheuses, c'est le moins que l'on puisse dire. Il n'existe qu'une seule situation impossible à classer dans ce tableau: celle d'un accu totalement déchargé. Il faut veiller dans ce cas à ne pas se tromper de polarité lors de sa connexion, la LED ne fonctionnant pas en début de charge. Cette LED reste éteinte lorsque la

Tableau 1.

Conditions		LED	galvano- mètre
Accu correctement polarisé	tension à l'entrée	allumée	400 mA
	pas de tension à l'entrée	éteinte	0 mA
Accu polarisé à l'envers	tension	éteinte	400 mA (!)
	pas de tension	éteinte	0 mA
Accu non connecté	tension	allumée	0 mA
	pas de tension	éteinte	0 mA

Tableau 2.

Accu	Tr1	D1...D4 D7, D8	R1	R2	M1
6 V 4 Ah	12 V 0,6 A	1N4001	1 Ω	∞	500 mA
6 V 6 Ah	12 V 1 A	1N4001	1 Ω	2Ω2	1 A
6 V 8 Ah	12 V 1,2 A	1N5401	1 Ω	1 Ω	1 A
6 V 10 Ah	12 V 1,5 A	1N5401	0,82 Ω	0,82 Ω	1 A

charge de l'accu est nulle. La présence de R2 s'explique par le désir de pouvoir ajuster très précisément la valeur maximale du courant de charge ou dans le cas où ce dernier doit dépasser 0,5 A, à diviser par deux la dissipation de puissance. Le tableau 2 indique les valeurs à donner à certains des composants, (Tr1, D1...D4, D7, D8, R1, R2 et M1), pour

divers types d'accus 6 V aux capacités s'échelonnant entre 4 et 40 Ah. Le courant de charge reste limité à 1/10 de la capacité, valeur qui n'est jamais critique. Si l'on veut pouvoir charger des accus de 12 V, le transformateur doit fournir une tension minimale de 18 V, C1 sera du type 35 V, R4 voit sa valeur passer à 1k8 et P1 la sienne à 1 k.



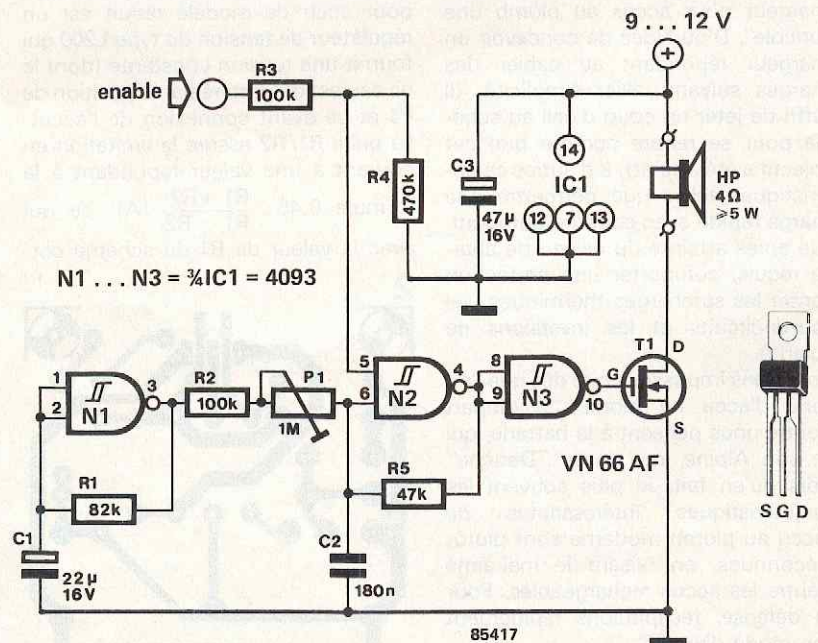
sirène

"Il doit y avoir une bonne raison pour qu'Elektor condescende à publier le schéma d'un montage d'envergure aussi réduite que celui d'une sirène". Ceux d'entre nos lecteurs qui ont pu avoir cette idée ont parfaitement raison. En effet, en dépit de sa taille plus que lilliputienne, cette sirène est en mesure de faire énormément de bruit. L'astuce réside dans l'utilisation d'un FET MOS à canal N intercalé entre l'électronique et le haut-parleur.

Qu'apporte-t-il donc de si intéressant ce FET MOS N? De par la technologie utilisée, il est possible de l'attaquer sans le moindre intermédiaire par de la logique CMOS. Selon son type, la résistance de sortie d'un FET ne dépasse pas quelques ohms. Le VN66AF utilisé dans ce montage possède une résistance source drain de 3 ohms, le courant maximal qu'il est capable de supporter en mode continu atteint 1,7 A, la tension drain-source maximale admissible est de quelque 40 volts. De plus, ces caractéristiques ne dépendent aucunement de la polarité de la tension appliquée, (ce FET possédant une diode de protection interne). Etant quasiment indestructible, il n'y a

pas le moindre risque de demander à ce FET de commander un haut-parleur répondant aux caractéristiques données sur le schéma. Il n'y a pratiquement aucun danger d'en provoquer la

destruction. Il est temps de nous intéresser au montage. Le trait caractéristique sautant immédiatement aux yeux est sa simplicité: un seul circuit intégré associé à



quelques composants externes, l'ensemble pouvant être directement commandé par une ligne de sortie d'un ordinateur.

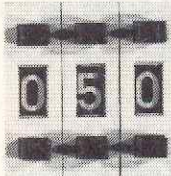
La compréhension du fonctionnement n'exige pas de longues explications. N1 provoque la mise en oscillation pulsée de N2, N3 servant quant à elle à tamponner le signal avant qu'il ne soit appliqué au FET MOS. Oscillateur stoppé, il ne circule pas le moindre courant à travers la charge. P1 sert à

ajuster à la valeur désirée la fréquence d'oscillation de N2.

Si l'on choisit de commander cette sirène par ordinateur, il suffit de connecter une des lignes de commande de ce dernier à l'entrée ENABLE du montage. Le passage au niveau logique haut de cette dernière provoque le démarrage de l'oscillateur. En l'absence d'ordinateur, il faut, pour mettre la sirène en fonction, faire passer la ligne ENABLE au niveau haut, à l'aide d'un

inverseur par exemple.

Cette sirène, réalisée à peu de frais, peut fort bien être utilisée avec un système d'alarme.



témoin des feux de stop

R. Kambach

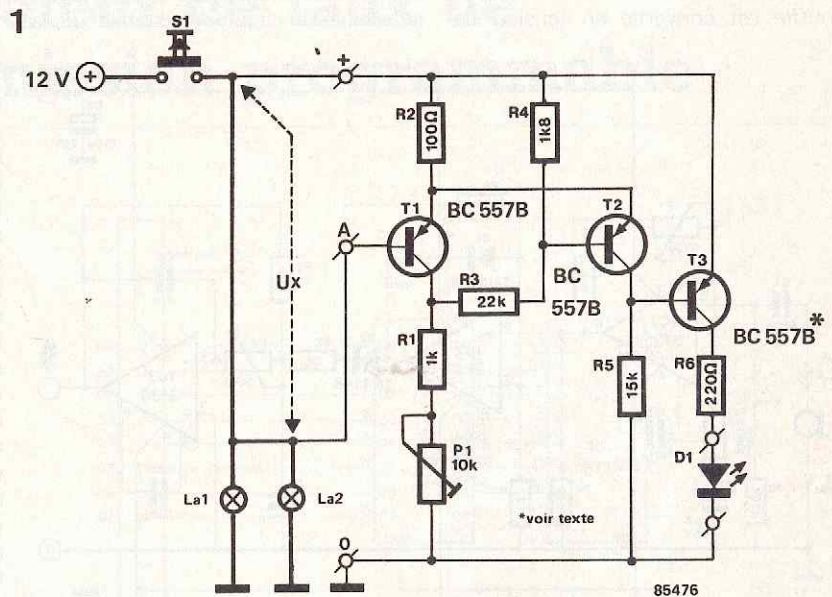
En ces temps délicats, toute économie est bienvenue. C'est très exactement ce que nous avons pensé à la réception du schéma de ce montage dont le but avoué est de (vous et nous) permettre d'éviter des frais inutiles tels qu'un procès-verbal pour avoir circulé dans un véhicule aux feux de stop défectueux. Il a en outre l'avantage d'augmenter la sécurité. En effet, ce montage vérifie le bon état des ampoules des feux stop et signale leur fonctionnement par illumination d'une diode électroluminescente (LED).

Le principe du montage utilise la chute de potentiel qui ne peut pas ne pas avoir lieu sur les lignes d'alimentation des ampoules. Pour garantir un fonctionnement correct du montage, cette chute de tension doit dépasser 0,6 V. S'il est impossible d'atteindre cette valeur il suffit d'ajouter une diode de 5 ampères en série avec les deux ampoules.

T1 et T2 constituent le coeur d'un trigger de Schmitt, circuit détectant la chute de tension évoquée plus haut. La détection de cette dernière, provoque l'allumage de la LED (D1) par l'intermédiaire de T3. L'illumination d'une LED sympathique indique donc que les deux feux stop fonctionnent parfaitement.

Le bon état d'un seul des feux est signalé par l'illumination rapide de la LED, illumination due à la brève pointe de courant naissant lors de l'allumage de l'ampoule en bon état. Dans le pire des cas, lorsque les deux feux sont hors d'usage, la LED ne s'illuminera en aucune circonstance, même lors d'un "coup de patin" brutal. On dispose de ce fait d'une visualisation différenciée des 3 états que peuvent prendre les deux feux de stop.

P1 permet d'ajuster quelque peu l'hystérésis du trigger de Schmitt et ainsi de régler la sensibilité du montage sur une faible plage. La meilleure façon de régler P1 consiste à mettre l'une des ampoules hors fonction et à trouver pour cet ajustable la position



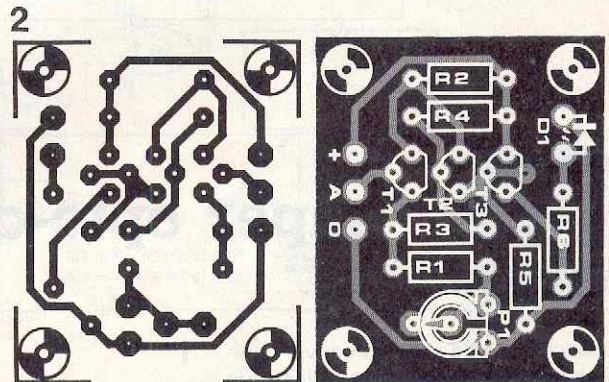
Liste des composants

Résistances:

- R1 = 1 k
- R2 = 100 Ω
- R3 = 22 k
- R4 = 1k8
- R5 = 15 k
- R6 = 220 Ω
- P1 = 10 k ajustable

Semiconducteurs:

- D1 = LED
- T1...T3 = BC 557B



dans laquelle est obtenue l'indication décrite plus haut. S1 du schéma représente le contact des freins, La1 et La2 les deux ampoules des feux de stop. Si le mode de fonctionnement de ce montage, (allumage de la LED à chaque coup de frein), vous gêne, il est possible d'obtenir le mode de fonctionnement inverse, en remplaçant tout simplement T3 par son homologue NPN (BC 547B). Dans ce cas, le collecteur de T3 est relié au + et son

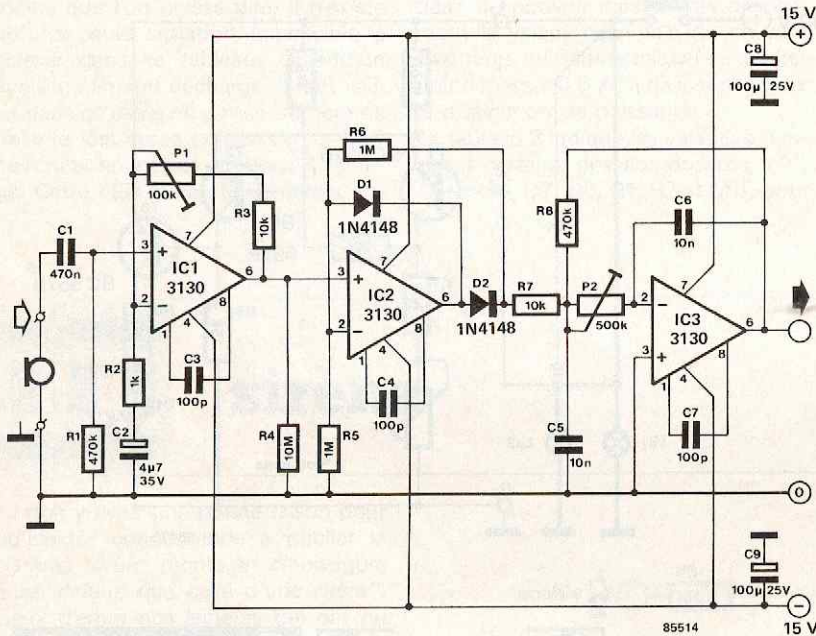
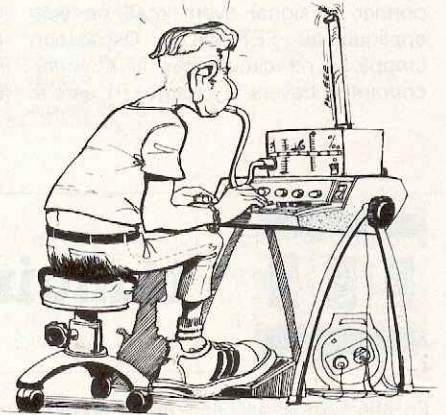
émetteur à R6. Sur le circuit imprimé, il faudra que la face aplatie de T3 soit tournée vers celle de T2, explication de la présence sur le circuit imprimé d'une seconde connexion pour la base de T3. Ce mode de fonctionnement a cependant l'inconvénient de ne plus permettre la distinction entre le bon état des deux feux ou celui de l'un des deux seulement. L'illumination de la LED signale alors la destruction de l'une ou des deux ampoules.

0 5 1

mouthpiece

Les synthétiseurs de musique électroniques ont été équipés dès le début d'accessoires de commande les plus divers. Parmi eux, il y en a un que l'on retrouve sur des appareils de conception aussi récente que la série des DX de Yamaha: le fameux *mouthpiece*; et pourtant, il fait appel à un organe du musicien bien surprenant: le souffle. La terminologie anglaise largement répandue dans ce domaine de l'électronique comme en tant d'autres, parle de *breath control*, c'est-à-dire une commande... pneumatique! Le musicien souffle dans un tuyau (de faible diamètre) et la force de son souffle est convertie en tension de

commande, laquelle pourra être utilisée pour commander un VCA, ou un VCF, et pourquoi pas, un VCO! Le tuyau aboutit dans une petite boîte close, dans laquelle se trouve un petit microphone (petit aussi par la qualité qui n'a aucune importance ici; un vieux micro à cristal fait très bien l'affaire). Le souffle enregistré par le micro est amplifié par IC1 (gain réglable à l'aide de P1), puis redressé par IC2 et les deux diodes. Un réseau passe-bas lisse le signal avant la sortie. Pour garantir la simplicité du montage, il a fallu faire un compromis entre la sensibilité du circuit et la stabilité de la

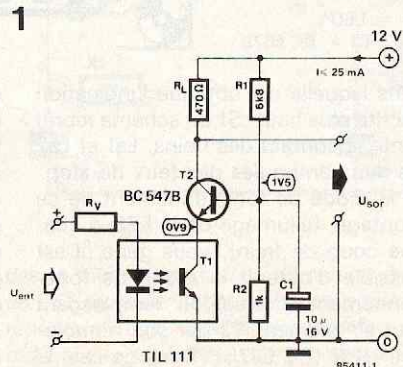


tension de commande. Selon le réglage de P2, on favorisera toujours l'une de ces caractéristiques au détriment de l'autre. Le réglage sera effectué éventuellement à l'aide d'un oscilloscope. Augmenter la valeur de P1 (en déplaçant son curseur) jusqu'à obtenir une tension de sortie légèrement inférieure à la valeur maximale, et ce pour un souffle pleine puissance. Reprenez votre souffle... et réglez P2 de telle sorte que le signal de sortie reste assez stable pour un souffle donné, tout en gardant l'oeil sur la sensibilité. Vous remarquerez qu'au fur et à mesure que le réglage de P2 devient satisfaisant quant à la stabilité de la tension de commande, l'inertie du circuit augmentera. Pour remédier à cela, il aurait fallu un filtre plus raide, ce qui aurait compliqué inutilement le circuit.

0 5 2

super opto-coupleur

La technique de mise en oeuvre habituelle des opto-coupleurs, (circuit de commande pris dans la ligne d'émetteur du phototransistor), s'accompagne d'un inconvénient: leur lenteur qui les rend d'utilisation délicate pour la transmission de données. L'utilisation d'un opto-coupleur a cependant l'avantage d'assurer une séparation galvanique entre l'émetteur et le récepteur. Pour conserver l'avantage ainsi acquis, nous avons pris le phototransistor dans un montage en cascade (voir figure 1). La comparaison des

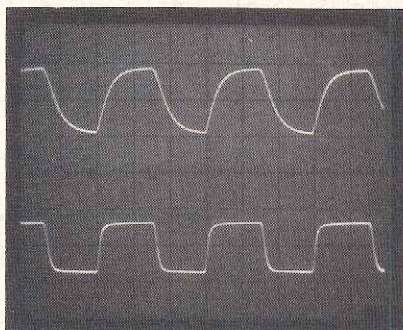


deux signaux de la photographie jointe visualise nettement l'amélioration consecutive au choix de cette disposition. Le signal du haut est celui obtenu par transfert conventionnel, celui du bas celui résultant d'un transfert par l'intermédiaire du circuit en cascade, celui du super-opto-coupleur. La fréquence des deux signaux se situe aux alentours de 30 kHz. Révétons l'astuce faisant le prix de ce montage: le potentiel au collecteur du phototransistor restant constant, la capacité Miller interne du transistor ne

joue plus le moindre rôle; en conséquence, le transistor peut être plus rapide.

Un mot concernant le fonctionnement? Le diviseur de tension R1/R2 polarise la base à une tension de l'ordre de 1,5 V. De son côté, le condensateur C1 maintient la tension à un niveau constant même en cas de variations rapides du courant (il joue un rôle de tampon). En résumant sommairement, on pourrait dire que T2 fonctionne en émetteur-suiveur, le collecteur de T1 restant ainsi à une tension constante, ceci mettant hors-jeu la capacité base-collecteur (capacité de Miller).

Notre super-opto-coupleur se pare



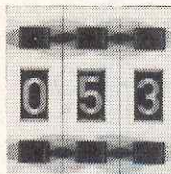
d'un petit inconvénient: le signal de sortie ne descend plus que jusqu'à 1 V, (et non pas 0 V), situation que n'apprécient guère les portes TTL, (il en est de même d'ailleurs de la tension

d'alimentation de 12 V du montage). En principe on peut cependant utiliser ce montage avec une tension d'alimentation de 5 V, (valeur de R1 à modifier), le domaine privilégié de ce super-opto-coupleur reste celui des portes CMOS.

Prudence lors des expérimentations: le courant maximal admissible par la LED est de 100 mA (pour le TIL 111). Ceci explique la présence de la résistance chutrice R_V, résistance chutrice dont on calcule la valeur à l'aide de la formule suivante:

$$R_V = [(U_{ent} - 1,5 V) / I_{LED}] \Omega,$$

formule dans laquelle U_{ent} est en volts et I_{LED} en ampères.



générateur de taux de transmission programmable

Pour expliciter l'utilité d'un montage, quoi de plus parlant qu'un exemple? Supposons que vous possédiez un ordinateur doté d'une interface sérielle à laquelle vous voudriez connecter successivement une imprimante et un modem. Avec un certain nombre d'ordinateurs, la solution consiste tout simplement à reprogrammer l'ACIA (ou toute autre interface d'adaptation sérielle). Ce circuit est destiné à un ordinateur non doté d'une interface de ce genre.

Le coeur de notre circuit est un décompteur synchrone préprogrammable CMOS du type 40103. Le générateur d'horloge à quartz est aussi un circuit CMOS, un 4060B. Le quartz choisi est un 2,4576 MHz; la fréquence d'horloge qu'on en extrait est de 153,6 kHz. C'est à partir de cette dernière fréquence que sont obtenues les fréquences de sortie du générateur. On peut les calculer à l'aide de la formule ci-dessous:

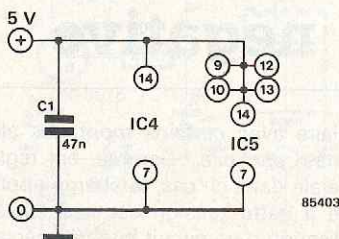
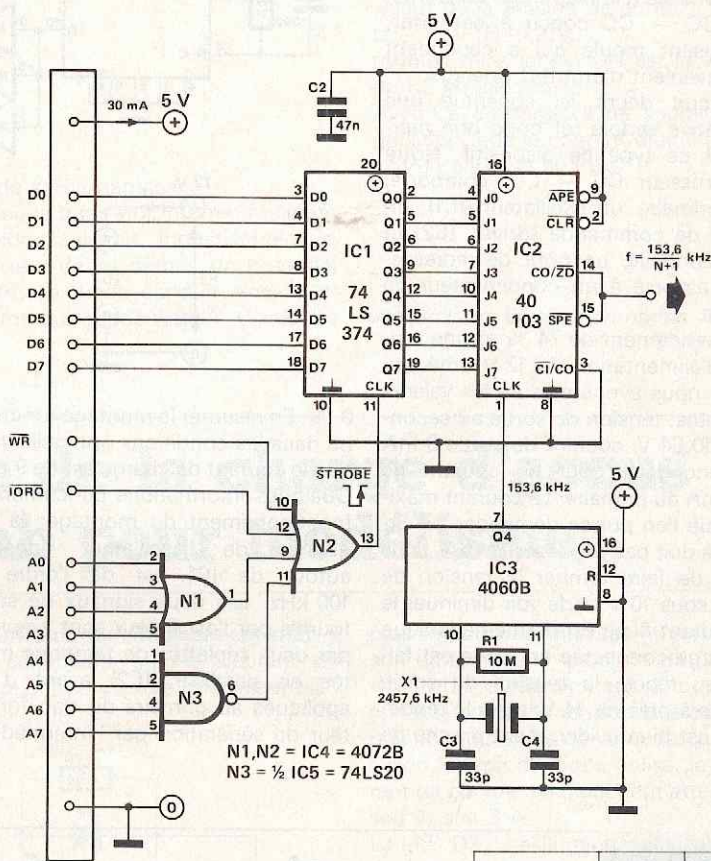
$$f_{sor} = \frac{153,6}{N + 1} \text{ kHz}$$

formule dans laquelle N est le nombre (décimal dans la formule) qu'il faut programmer sur les entrées de préprogrammation J0...J7 du 40103. Si l'on désire calculer N pour une fréquence donnée, on utilise la formule suivante:

$$N = \frac{153,6}{f_{sor} \text{ (kHz)}} - 1$$

Sous la commande de l'ordinateur, le nombre N est introduit dans le 74LS374 dans lequel il est mémorisé. Le tableau joint donne quelques-uns des taux de transmission les plus courants (dont ceux des transmissions RTTY) et les nombres N correspondants, (en format décimal et hexadécimal).

Le décodage d'adresse du schéma est étudié pour un ordinateur à proces-



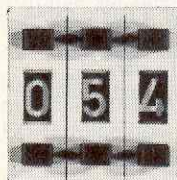
taux de transmission	N (déc)	N (hex)
4800	1	01
2400	3	03
1200	7	07
600	15	0F
300	31	1F
150	63	3F
110	86	56
100	95	5F
75	127	7F
57	167	A7
50	191	BF
45,45	210	D2

$$1 \leq N \leq 255$$

seur du type Z80 comme les dénominations des signaux vous l'ont sans doute fait pressentir, décodage donné à titre d'exemple. A l'arrivée du flanc montant de l'impulsion STROBE fourni par la sortie du décodeur d'adresses, le 74LS374 accepte les signaux disponibles sur le bus de données. Les articles intitulés "decodage d'adres-

ses" (janvier 1984) et "les signaux de commande et leur chronologie" (février 1984) donnent des informations capitales pour la compréhension du décodage d'adresses et la réalisation d'un décodage en accord avec les exigences de son propre ordinateur personnel. Dans le cas du schéma, l'adresse

hexadécimale décodée est F0. Dans ces conditions, la plupart des BASIC permettent de programmer le générateur de vitesse de transmission, avec une instruction du type OUT 240,N dans laquelle N est la valeur décimale correspondant au taux de transmission désiré.



convertisseur CC — CC

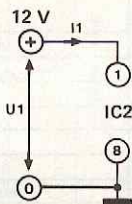
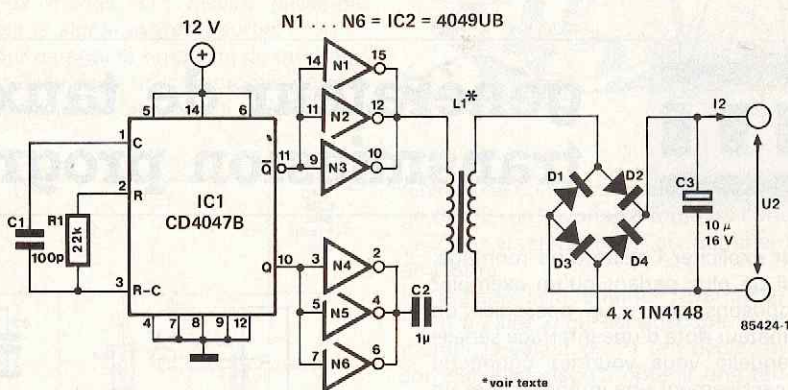
W. Jitschin

Lorsqu'il faut assurer la séparation galvanique de deux tensions d'alimentation (continues), le composant le plus utilisé est l'opto-coupleur. Malheureusement, ce procédé oblige à mettre en oeuvre deux alimentations: l'une pour l'émetteur, l'autre pour le récepteur. La solution adoptée par les professionnels consiste à implanter un convertisseur CC — CC conçu à cet effet, composant moulé qui a cependant l'inconvénient d'être fort onéreux.

Le circuit décrit ici constitue une alternative simple (et donc bon marché) à ce type de dispositif. Notre convertisseur CC — CC, comporte, côté primaire, un oscillateur (IC1), un circuit de commande (driver, IC2) et au secondaire, un pont de redressement associé à un condensateur de filtrage.

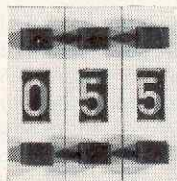
A un rendement de 74 % et une tension d'alimentation de 12 V côté primaire, nous avons mesuré les valeurs suivantes: tension de sortie au secondaire 10,64 V, courant de sortie 9 mA au secondaire pour un courant de 10,8 mA au primaire. Le courant maximal que l'on puisse demander au circuit ne doit pas dépasser 10 mA, sous peine de faire tomber la tension de sortie sous 10 V et de voir diminuer le rendement. Il en est de même lorsque la charge connectée en sortie est faible: au repos, la tension de sortie grimpe à près de 14 V, mais le rendement est bien évidemment proche de

0 %. En résumé: le montage fonctionne dans les conditions optimales lorsque le courant de charge est de 9 mA. Quelques informations concernant le fonctionnement du montage: la fréquence de l'oscillateur construit autour de IC1 est de l'ordre de 100 kHz. Les deux signaux de sortie fournis par l'oscillateur sont amplifiés par deux triplettes de tampons montés en parallèle (IC2) avant d'être appliqués au primaire du transformateur de séparation par l'intermédiaire



d'un condensateur de découplage. Au secondaire, la tension est redressée et filtrée (lissée) par un électrochimique dont la capacité indiquée est largement suffisante en raison de la fréquence proche de 200 kHz présente au secondaire.

La réalisation du transformateur de séparation est relativement simple: 80 spires en fil de cuivre émaillé de 0,35 mm de section au primaire et autant au secondaire, le tout sur un corps en ferrite de 22 mm de section et de 13 mm de haut (matériau N 48, $A_L = 400 \text{ nH}$, sans entrefer!). On intercale un film isolant entre les deux enroulements pour atteindre le niveau de tension disruptive recherché (4 kV); on peut éventuellement utiliser une carcasse ferrite à (deux) corps séparés.

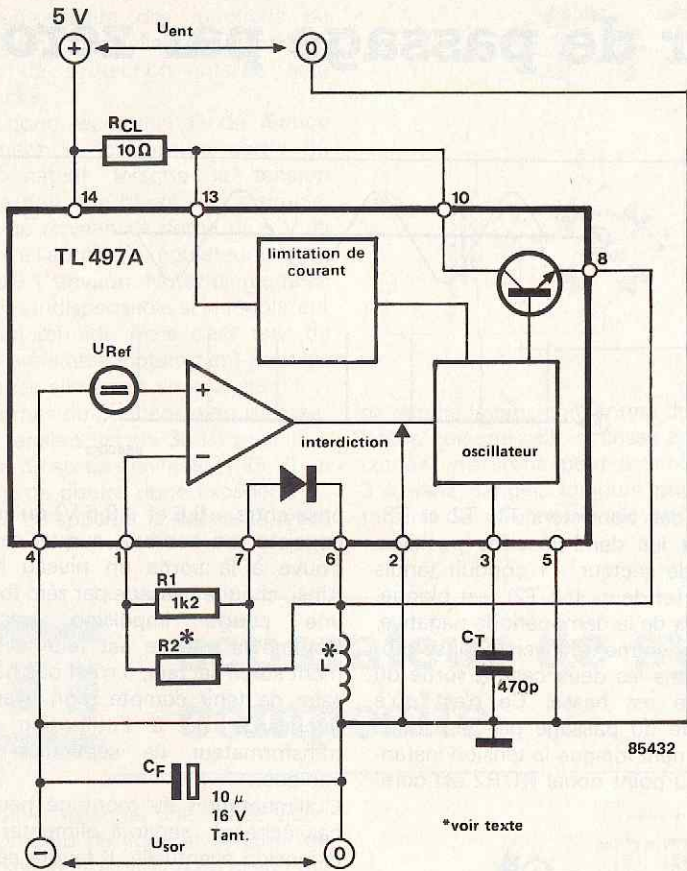


convertisseur générateur de tension négative

Dans le monde de la micro-informatique, il arrive de temps en temps que l'on ait besoin d'une tension auxiliaire négative alors que l'on ne dispose que d'une unique tension d'alimentation, positive comme par hasard. On peut se trouver confronté à un problème

similaire avec certains montages alimentés par pile. Comme en règle générale dans ce cas, la charge appliquée à cette tension est très faible, l'utilisation d'un circuit intégré spécialisé pour obtenir la tension recherchée constitue la solution la plus évidente

pour atteindre le but fixé, disposer d'une tension négative à partir d'une tension positive. L'un des circuits actuellement disponibles pour ce genre de conversion est le TL 497A de Texas Instruments, un circuit de régulation à découpage pouvant servir tant



*voir texte

de "transformateur" -élévateur ou abaisseur de tension que d'inverseur de polarité. En raison des lois régissant l'induction, ce circuit permet de convertir une tension d'entrée positive en ten-

sion de sortie négative. Lorsque le transistor interne du circuit est bloqué, il naît, inductivement, à l'émetteur de ce dernier un potentiel négatif. La diode conduit alors, permettant au condensateur C_F de se

charger négativement. La tension de sortie suit la relation suivante:

$$U_{sor} = \frac{t_i}{t_o} U_{ent}$$

formule dans laquelle U_{ent} est la tension d'alimentation et t_i et t_o respectivement les durées de conduction et de blocage du transistor. La première, t_i, étant déterminée par la valeur donnée au condensateur C_T. Par l'intermédiaire des résistances R1 et R2, la tension de sortie est ramenée à la valeur de la tension de référence interne (U_{ref} = 1,2 V). Cette partie de la tension est comparée à la tension U_{ref}. Si la valeur instantanée de la tension de sortie dépasse la valeur de consigne, le comparateur lance l'oscillateur qui à son tour attaque le transistor.

Ce circuit intégré possède un dispositif de limitation de courant destiné à éviter une saturation de la bobine et la destruction du transistor par des crêtes de courant.

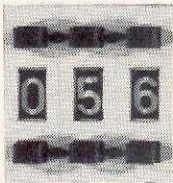
Pour la bobine L*, on pourra utiliser une bobine à inductivité fixe de valeur comprise entre 100 et 500 µH. La formule suivante permet de définir la valeur de la tension de sortie:

$$U_{sor} = -(N+1,2)V,$$

formule dans laquelle N est la valeur de R2 en kilohms.

Avec ce montage, il ne saurait être question, que le courant drainé par la charge dépasse 50 mA.

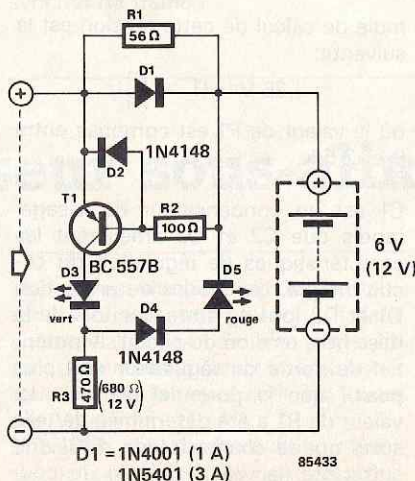
Application Texas Instruments



contrôle de la charge d'accus au plomb pour modélisme

La charge "normale" des accus au plomb étanches de 6 ou 12 V se fait à une tension constante de 2,3 V par cellule. Le courant de charge s'adapte de lui-même, la charge s'interrompant lorsqu'il tombe à une valeur inférieure à 10 mA environ. Pour contrôler l'état de charge d'un tel accu, il n'est pas indispensable de posséder un ampèremètre coûteux. La LED dont est doté le montage suivant indique lorsque l'accu a atteint son niveau de charge maximal, (il est "regonflé à bloc"). La LED de contrôle (verte) est prise dans la ligne de collecteur d'un transistor PNP; elle s'allume ainsi dès que ce dernier devient passant. Pour cela, il faut que la chute de potentiel aux bornes de R1 atteigne la valeur correspondant à la tension de seuil de la jonction base/émetteur du transistor (0,6 V environ). Pour R1 = 56 Ω, un courant de charge de l'ordre de 10 mA

est suffisant pour atteindre cet effet. Il faut cependant que le courant de charge puisse prendre une valeur bien



plus importante que ces 10 mA, raison de la mise en parallèle de D1 sur R1, cette diode limitant à quelque 0,7 V la chute de tension due au dispositif de contrôle de l'état de charge. Selon le type de diode utilisé, le courant de charge maximal peut atteindre soit 1, soit 3 A.

La LED D3 ne s'allume pas si le courant de charge est inférieur à 10 mA (accu chargé, ou inversion de ses pôles) ou si l'entrée du montage est en court-circuit. L'illumination de LED D5 (rouge) signale une inversion de la connexion des pôles de l'accu.

Le montage s'intercale entre le chargeur et l'accu. En raison de son faible encombrement, il devrait être possible de lui trouver une place à l'intérieur du chargeur; sinon, on le dotera de son propre boîtier.

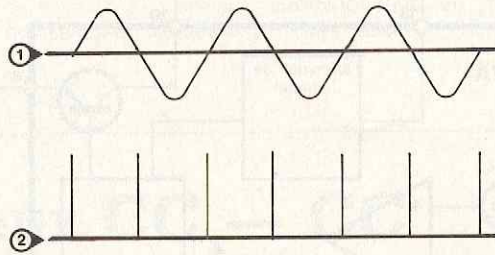


détecteur de passage par zéro simple

La notion de "détecteur de passage par zéro" va souvent de pair avec l'idée qu'il doit s'agir d'un circuit complexe où l'on ne fait pas le détail quant au nombre de composants utilisés. Dans bien des cas, l'utilisateur se contenterait de disposer d'un circuit simple mais fiable, fournissant une impulsion lors de chaque passage par zéro de l'onde secteur, ces impulsions servant à leur tour, dans un circuit à base de triac, d'impulsion de référence pour l'instant d'amorçage ou pour une mise en (ou hors) fonction (pour une charge ohmique dans le second cas) lors du passage par zéro.

Il est difficile de faire un détecteur de passage par zéro plus simple que celui-ci. Tr1 associé à D1 et C1 fournit une tension continue de 17 V environ. Par l'intermédiaire du diviseur de tension R1/R2, une partie de la tension du secteur est utilisée pour la com-

2



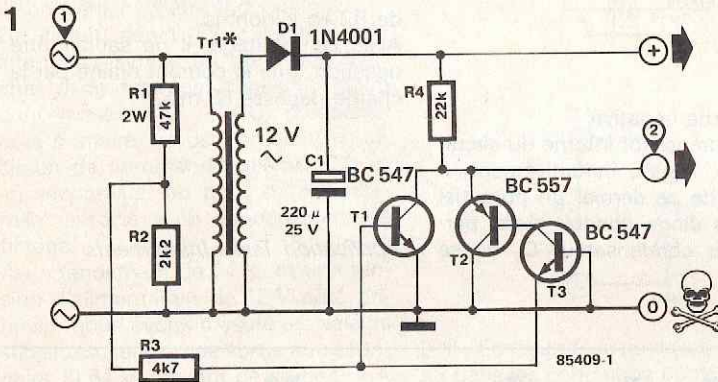
85409-2

mande des transistors T1, T2 et T3. Pendant les demi-périodes positives de l'onde secteur, T1 conduit tandis que T3 (et de ce fait T2), est bloqué. Au cours de la demi-période négative, c'est évidemment l'inverse qui se produit. Dans les deux cas, la sortie du montage est basse. Ce n'est qu'à proximité du passage par zéro (plus précisément lorsque la tension instantanée au point nodal R1/R2 est com-

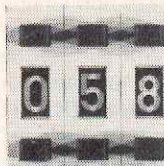
prise entre -0,6 et +0,6 V) qu'aucun transistor ne conduit, auquel cas on trouve à la sortie un niveau haut. Ainsi, chaque passage par zéro fournit une courte impulsion positive. Comme la mesure est faite directement sur le secteur, il n'est pas nécessaire de tenir compte d'un éventuel déphasage dû à l'utilisation d'un transformateur de séparation galvanique.

L'alimentation du montage peut, le cas échéant, servir à alimenter une extension éventuelle. Il faudra cependant, dans ce cas, ne pas oublier de prendre en compte le supplément de courant à fournir, car cette caractéristique joue aussi lors du choix de la puissance du transformateur Tr1 et sur la nécessité d'augmenter la capacité du condensateur de filtrage.

Pour terminer une dernière remarque importante: il ne faut jamais perdre de vue que ce montage est connecté galvaniquement au secteur et qu'en conséquence, l'extension qui y est reliée l'est elle aussi! Attention donc!



85409-1



alimentation 3 A

Ne jugez pas cette alimentation d'après sa taille, ni d'après l'absence de circuit imprimé. Il y a si peu de composants qu'un montage volant suffit amplement.

Les apparences anodines de ce petit circuit sont trompeuses: il est capable de fournir trois ampères, avec une tension de sortie réglable entre 1,25 V et 25 V.

Le circuit intégré IC1 est à la fois un régulateur de tension et un étage de puissance avec limitation de courant. Lorsque la dissipation atteint 30 W le circuit de protection interne entre en fonction. La tension de sortie est déterminée via la broche "adj" du régulateur à l'aide de R1 et P1. La for-

mule de calcul de cette tension est la suivante:

$$1,25 \text{ V} \cdot \left(1 + \frac{P1}{R1} \right)$$

où la valeur de P1 est comprise entre 0 et 2,5 k.

C1 est un condensateur de lissage, tandis que C2 et C3 améliorent les caractéristiques de régulation du circuit intégré. Les diodes de protection D1 et D2 font en sorte que lors de la mise hors tension du circuit, le potentiel de sortie du régulateur soit plus positif que le potentiel d'entrée. La valeur de R1 a été déterminée de telle sorte que la charge à vide d'IC1 soit suffisante (la valeur typique du cou-

rant de sortie minimal est de 3,5 mA). Ce qui est capital dans ce circuit, c'est le refroidissement de ce régulateur intégré dont la dissipation de puissance peut atteindre 90 W lorsque la tension de sortie souhaitée est faible pour un courant élevé. C'est pourquoi l'adjonction d'un radiateur est indispensable. Reste à faire le bon choix. Il faut savoir notamment que la résistance thermique d'un boîtier TO3 est de 1,5°C/W, et que la température maximale tolérée par les jonctions sur la puce est de 150°C. Si l'on opte pour un radiateur dont la résistance thermique est réputée être de 4°C/W, on atteint, avec une dissipation de 30 W et une température ambiante de 25°C,

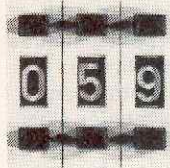
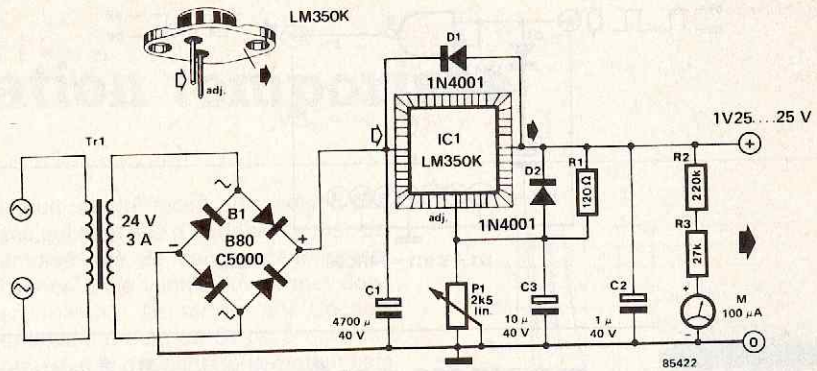
une température des jonctions de 145°C! Dans de telles conditions, le circuit de protection interne sera déclenché...

Il est donc recommandé de réduire également la tension en sortie du transformateur lorsque la tension régulée doit être basse. Par exemple, pour une tension de sortie de 5 V, la tension à l'entrée du régulateur devrait être de 9 V environ. Notez bien que ce n'est pas indispensable si le régulateur est bien refroidi, mais c'est tout de même préférable, notamment pour les montages alimentés en aval.

Aux bornes du condensateur de lissage, la tension est de 30 V; pour une tension de sortie minimale (1,25 V), le courant ne pourra donc excéder 1 A. C'est là qu'apparaît la nécessité réelle

de réduire la tension d'entrée du régulateur. Lorsque celle-ci passe à 8 V, le courant de sortie peut atteindre les 3 A sans danger, toujours pour une tension de sortie minimale de 1,25 V.

La résistance thermique du radiateur (n'oubliez pas la rondelle de mica et la pâte thermoconductrice) ne devrait donc pas excéder 1°C/W.

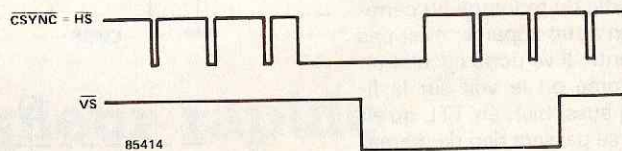
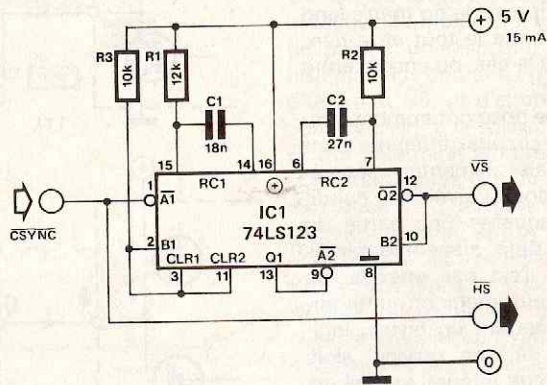


séparateur de synchro composite

Vous devez attaquer une entrée vidéo avec synchro de ligne et synchro de trame séparées à partir d'un circuit qui ne fournit qu'une synchro composite. Comment faire?

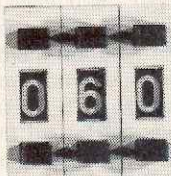
Et bien, il faut séparer les deux types d'impulsions, du moins pour la synchro verticale, car tous les moniteurs s'accommodent du signal composite pour la synchronisation horizontale; c'est d'ailleurs la raison pour laquelle sur notre petit circuit l'entrée HS est reliée directement à la sortie CSYNC.

On fait appel à deux monostables en cascade pour extraire l'impulsion de synchronisation verticale du signal de synchronisation composite. La durée d'impulsion de la première moitié du 74LS123 est un petit peu plus longue que la durée de deux lignes de balayage. Comme ce premier monostable est redéclenché par chaque nouvelle impulsion de ligne, l'impulsion durera tant qu'il y aura des lignes, c'est-à-dire jusqu'au palier de noir qui précède l'impulsion de synchronisation verticale



le dans le signal vidéo. C'est alors que le deuxième monostable est déclenché et donne son impulsion de synchro de trame.

Et ainsi de suite. C'est génial, non? Il suffisait d'y penser. La suite au prochain numéro...



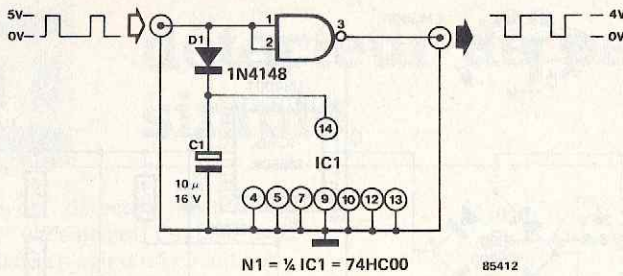
inverseur sous-alimenté

A problème biscornu, solution biscornue! C'est là un adage bien connu des vieux forbans de l'électronique. Le QL de Sinclair fournit un signal de synchronisation de trame positif. Allez donc savoir pourquoi! N'en faisons pas un drame; il suffit d'inverser cette ligne et le tour est joué.

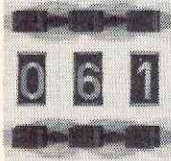
Voilà qui est vite dit, mais pas vite fait, car l'inverseur en question, il faut encore l'alimenter. Et bien dans ce cas, alimentons le circuit intégré inverseur à l'aide du signal qu'il doit inverser. Vous souriez?

Et bien ça marche, à condition d'utiliser un circuit CMOS, dont les cou-

rants sont très faibles, et tant que l'entrée du moniteur à synchroniser ne draine pas de courant pour un niveau logique haut. Si c'est une entrée TTL qu'a le moniteur, il n'y a aucune raison pour que cela ne fonctionne pas. Il n'est pas indispensable que le circuit soit du type HCMOS; un inverseur de



la famille CMOS tamponnée fonctionne aussi (par exemple HEF4011B). Un intégré CMOS ordinaire (4011) introduit un certain retard qui en pratique devrait passer inaperçu, du moins tant qu'il s'agit de synchronisation de trame. Il est en tous cas indispensable de définir le niveau logique des entrées non utilisées sur le circuit intégré (broche 7 ou broche 14).



comment combiner des circuits numériques

Les circuits numériques peuvent apparaître comme plus faciles d'accès que les circuits analogiques; notamment parce qu'ils fonctionnent en tout ou rien, avec des "0" et des "1", des niveaux logiques hauts ou bas. C'est aussi ce qui facilite les combinaisons en tous genres de morceaux de circuits glanés à droite ou à gauche. Mais gare au bricolage le jour où l'on a maille à partir avec le no man's land qui se trouve entre le tout et le rien, entre le haut et le bas, ou encore entre le "0" et le "1".

Ce problème se pose notamment lorsque plusieurs circuits différents sont combinés, mais alimentés séparément. Il peut donc y avoir des conditions dans lesquelles une partie du montage est déjà alimentée tandis que l'autre ne l'est pas encore, ou l'inverse. On peut imaginer qu'un circuit intégré émettant un niveau logique haut est déjà en service, alors qu'un autre circuit intégré, auquel est destiné ce niveau et qui se situe sur une autre partie du montage ou carrément dans un autre appareil, n'est pas encore alimenté. Il va donc circuler un courant, comme on le voit sur la figure 1, et ce aussi bien en TTL qu'en CMOS. Il ne se passera rien de dramatique, mais c'est un cas de figure en principe interdit. Le courant est tellement élevé que le potentiel de sortie du circuit intégré alimenté s'effondrera. Ce sont les bascules qui supportent le moins bien ce genre de traitement.

La situation est plus grave lorsque plusieurs sorties d'un même circuit intégré sont ainsi court-circuitées. Du côté des circuits intégrés récepteurs, il n'y a guère de risque en TTL comme en CMOS car les entrées sont protégées. Avec d'autres types de circuits, tout peut arriver...

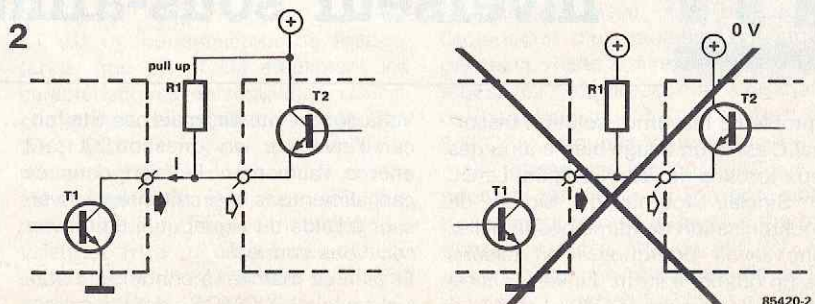
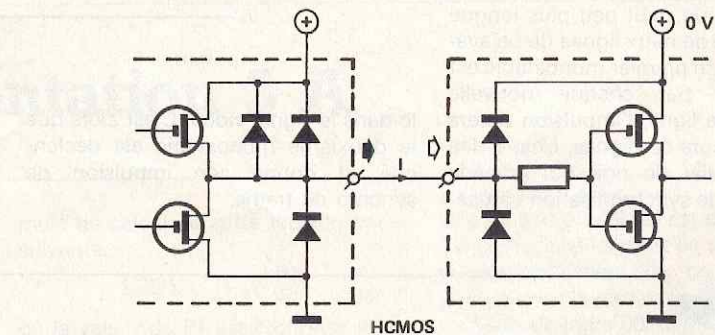
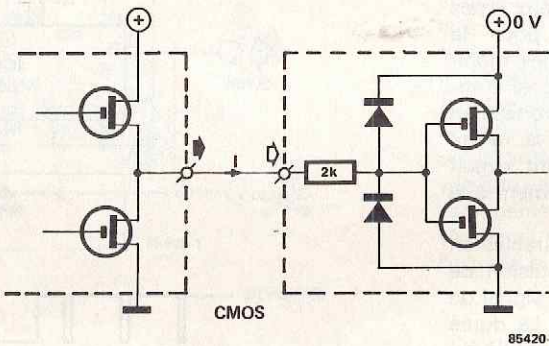
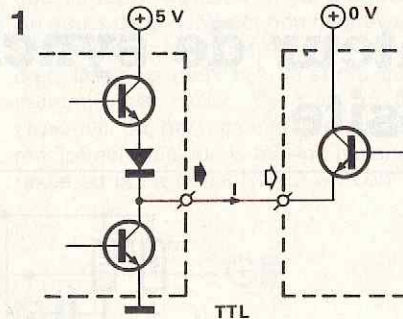
En règle générale, si vous êtes confrontés à ce genre de questions, respectez les deux règles suivantes:

- les sorties maltraitées seront à collecteur ouvert (aussi bien en CMOS qu'en TTL)
- la résistance de polarisation de ces sorties sera placée sur le circuit de

"réception" des signaux (à proximité des entrées par conséquent, et non

des sorties). C'est par exemple le cas des entrées sur un lecteur de disquettes (voir aussi figure 2).

Ce qui peut se passer avec de telles mesures de précaution peut paraître bizarre, mais n'est pas critique: un courant peut circuler de l'entrée vers la sortie si la première est alimentée alors que la seconde ne l'est pas. Mais le transistor de sortie T1 ne subit aucun dommage. Ainsi, l'ordre dans lequel les différents circuits combinés sont mis sous tension ne présente aucun danger.



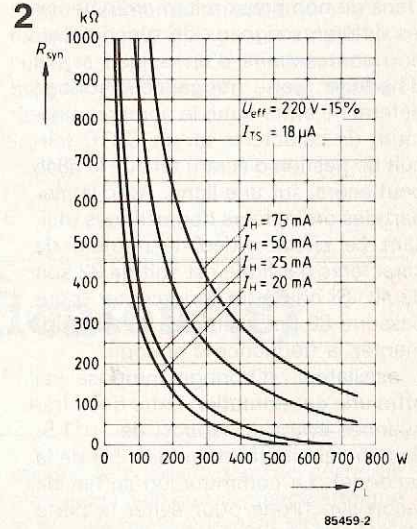
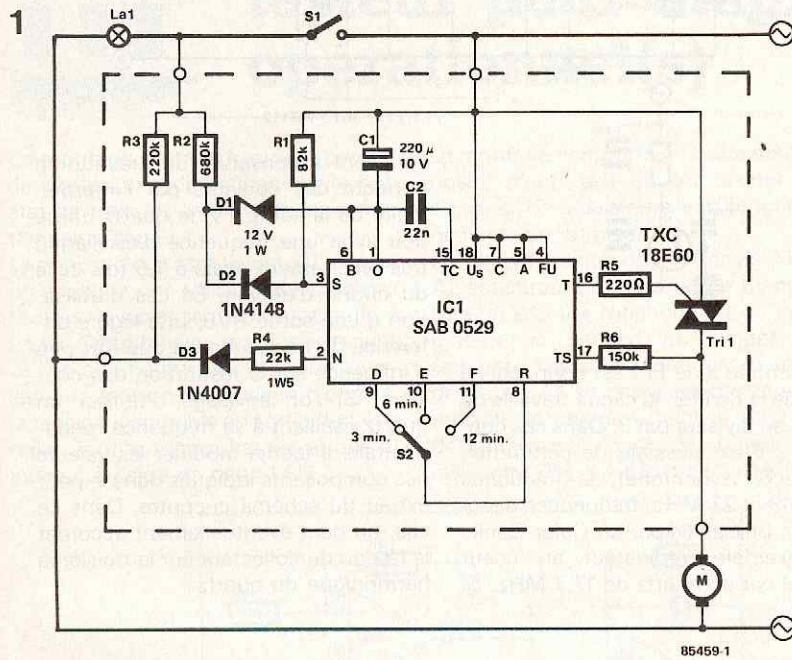


ventilation temporisée

Siemens a conçu un circuit intégré de temporisation de précision (parce que sa base de temps est dérivée des 50 Hz du réseau) à l'aide duquel on peut, par exemple, réaliser cette commande de moteur de ventilateur pour les toilettes, un labo photo, ou encore pour une cabine de peinture au pistolet.

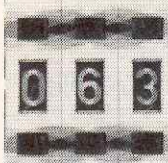
Lorsque l'éclairage de la pièce à équiper est mis en service à l'aide de S1, le

circuit intégré reçoit une tension pulsée qui tient lieu d'horloge. Le triac est amorcé lors du flanc ascendant sur l'entrée S; le ventilateur se met donc en marche. Le temps qui s'écoule entre le moment où S1 est à nouveau ouvert et le moment où le moteur sera arrêté dépend de la position de S2. Ce laps de temps est nul lorsque les broches FU et U_S ne sont pas connectées l'une à l'autre, et peut varier ici



entre 3, 6 et 12 minutes.

Du fait de la présence d'une charge inductive (le moteur), il est nécessaire de prévoir un dispositif de synchronisation du courant, qui comporte d'une part R6, et d'autre part le condensateur entre la sortie TC et le point O, qui détermine la durée de l'impulsion d'amorçage sur la sortie T. La résistance R5 détermine le courant de gâchette du triac (5 mA dans ce cas) et devra donc être modifiée si l'on utilise d'autres types de triac. La figure 2 indique quelle valeur donner à R6 selon le courant de maintien (I_H) et la puissance (P_L) du triac utilisé.



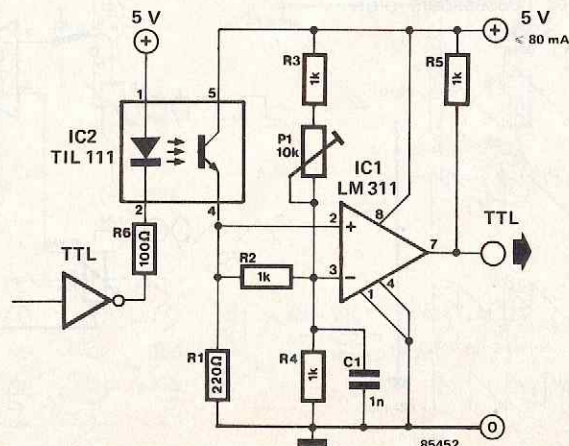
opto-coupleur rapide

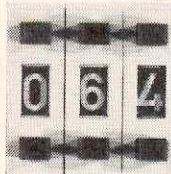
Lorsqu'un ordinateur commande la mise en fonction d'un appareil externe, il est dans bien des cas, indispensable d'assurer une séparation galvanique (électrique) des deux appareils. La solution la plus fréquemment adoptée est l'implantation d'un transformateur. Cependant, lorsqu'il s'agit d'un signal à impulsions brèves, (à haute fréquence donc), il est plus judicieux de remplacer le transformateur par un opto-coupleur, ce dernier transmettant le signal d'entrée quasiment sans délai.

L'opto-coupleur est commandé par l'intermédiaire d'une porte TTL. Le transistor présent à l'intérieur de l'opto-coupleur attaque le comparateur dont le seuil de déclenchement peut être ajusté par action sur P1. Le

filtre passe-bas R2/C1 bloque les tensions parasites qui pourraient occa-

sionner un déclenchement intempestif du comparateur.



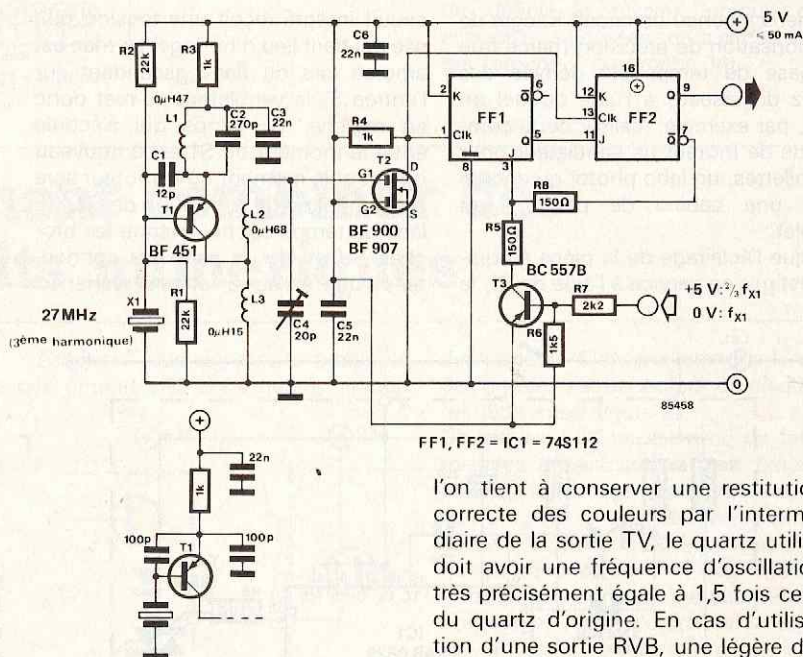


commutation d'horloge synchrone

Dans de nombreux micro-ordinateurs, les différents signaux de synchronisation sont extraits d'un unique signal d'horloge. Cette fréquence d'horloge détermine entre autre le nombre maximum de caractères qu'un CRTC (circuit de gestion d'écran) tel que le 6845 peut écrire, sur une ligne. Avec la plupart des ordinateurs domestiques utilisant ce circuit vidéo, le nombre de caractères par ligne est soit de 32 soit de 40. Si on désire l'augmenter (pour passer à 80 par exemple), il faut augmenter la fréquence d'horloge.

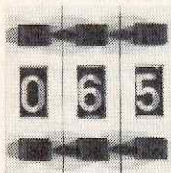
L'oscillateur d'horloge proposé ici offre une commutation entre deux fréquences ayant un rapport de 1 : 1,5, (la première représentant les 2/3 de la seconde). La commutation se fait de façon synchrone pour éviter la perte aléatoire de bits.

Le coeur du montage est un quartz bon marché 27 MHz (oscillant à sa 3ème harmonique ou overtone). Dans la ligne de collecteur de T1 est pris un réseau LC accordé sur la seconde harmonique (54 MHz) du quartz. T2 amplifie ce signal pour l'amener à un niveau logique TTL. T3 permet la commutation du compteur en boucle construit à l'aide des bascules (flip-flop) FF1 et FF2. Lorsque T3 est passant, l'entrée J de FF1 est au niveau logique haut, de sorte que la chaîne de bascules divise par 2. Si T3 est blo-



qué, l'entrée J de FF1 est connectée à la sortie Q de FF2, le circuit travaille de ce fait en diviseur par 3. Dans ces conditions, il est possible de commuter, (de façon synchrone), la fréquence entre 18 et 27 MHz, fréquences directement utilisables par un Color Genie, par exemple, ordinateur au coeur duquel bat un quartz de 17,7 MHz. Si

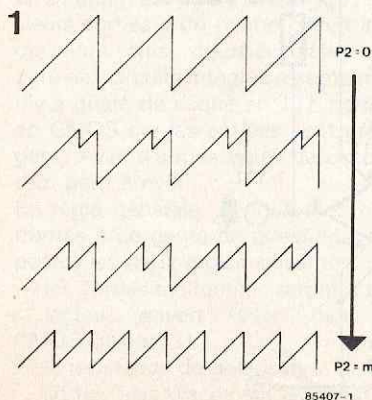
l'on tient à conserver une restitution correcte des couleurs par l'intermédiaire de la sortie TV, le quartz utilisé doit avoir une fréquence d'oscillation très précisément égale à 1,5 fois celle du quartz d'origine. En cas d'utilisation d'une sortie RVB, une légère différence de fréquence n'a que fort peu d'influence sur la restitution des couleurs. Si l'on envisage d'utiliser un quartz oscillant à sa fréquence fondamentale, il faudra modifier les valeurs des composants indiqués dans le petit extrait du schéma ci-contre. Dans ce cas, on peut éventuellement accorder le réseau du collecteur sur la troisième harmonique du quartz.



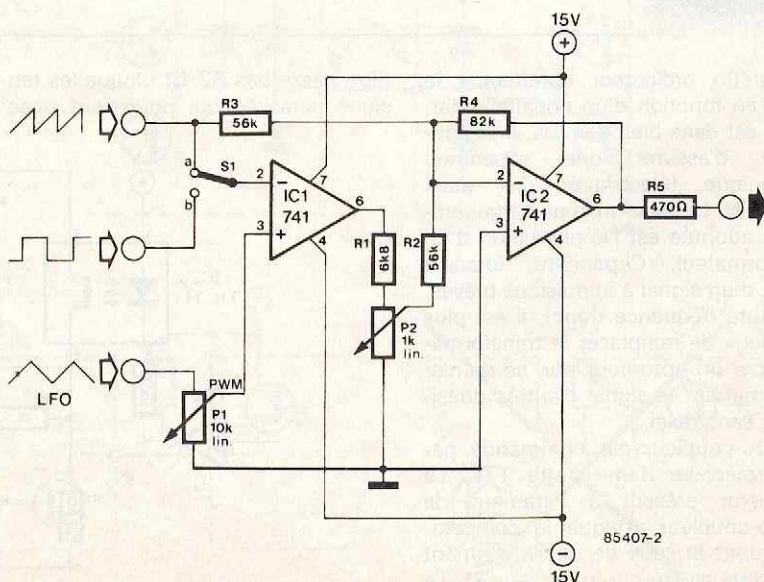
triangle modulé

H. Millian

Ce n'est pas parce que les synthétiseurs polyphoniques programmables sont extraordinairement performants que l'on doit abandonner les bons vieux synthés analogiques. Ils sont d'ailleurs rares, les possesseurs d'un



2



FORMANT par exemple, qui renient leur machine, même le jour où ils finissent par céder aux charmes d'un DXyz. D'ailleurs, si vous aimez bricoler, bidouiller et modifier à votre gré, il vaut mieux ne pas vous séparer prématurément de vos vieux coucous analogiques. Car un DXyz et un fer à souder, ça fait deux!

Bon! c'est assez pour un prélude. De quoi s'agit-il au juste? Voyez la figure 1, et vous comprendrez qu'il s'agit de passer progressivement d'un signal triangulaire d'une fréquence

donnée à un signal tout aussi triangulaire de fréquence double, en passant par diverses formes d'onde plus ou moins orthodoxes.

IC1 est monté en comparateur: il transforme le signal triangulaire en signal carré. IC2 est un additionneur: le signal modifié et le signal original sont superposés l'un à l'autre. Si l'on applique en plus le signal en provenance d'un LFO à l'entrée non inverseuse de IC1, on obtient une modulation du rapport cyclique du signal carré.

En plaçant S1 en position "b", on se donne la possibilité d'appliquer au comparateur un signal carré de fréquence différente de celle du signal triangulaire. Ce qui donne des effets intéressants... mais difficiles à décrire. Le circuit est si simple, essayez-le donc! L'alimentation en $\pm 15\text{ V}$ n'a à fournir que 10 mA pour ce petit circuit, un courant que l'on peut donc prélever sur n'importe quel synthétiseur.



testeur pour amplificateur(s) opérationnel(s)

Ce montage de trois fois rien, permet de vérifier expérimentalement le bon état de tous les amplificateurs opérationnels intégrés.

Le principe régissant le test est simple: on applique une tension triangulaire à l'entrée inverseuse (-) du circuit à tester. Cette tension est ainsi inversée. Si l'on additionne cette tension inversée à la tension triangulaire d'origine, la tension disponible en sortie doit être nulle. Tout autre résultat est erroné et indiqué à l'aide de deux LED.

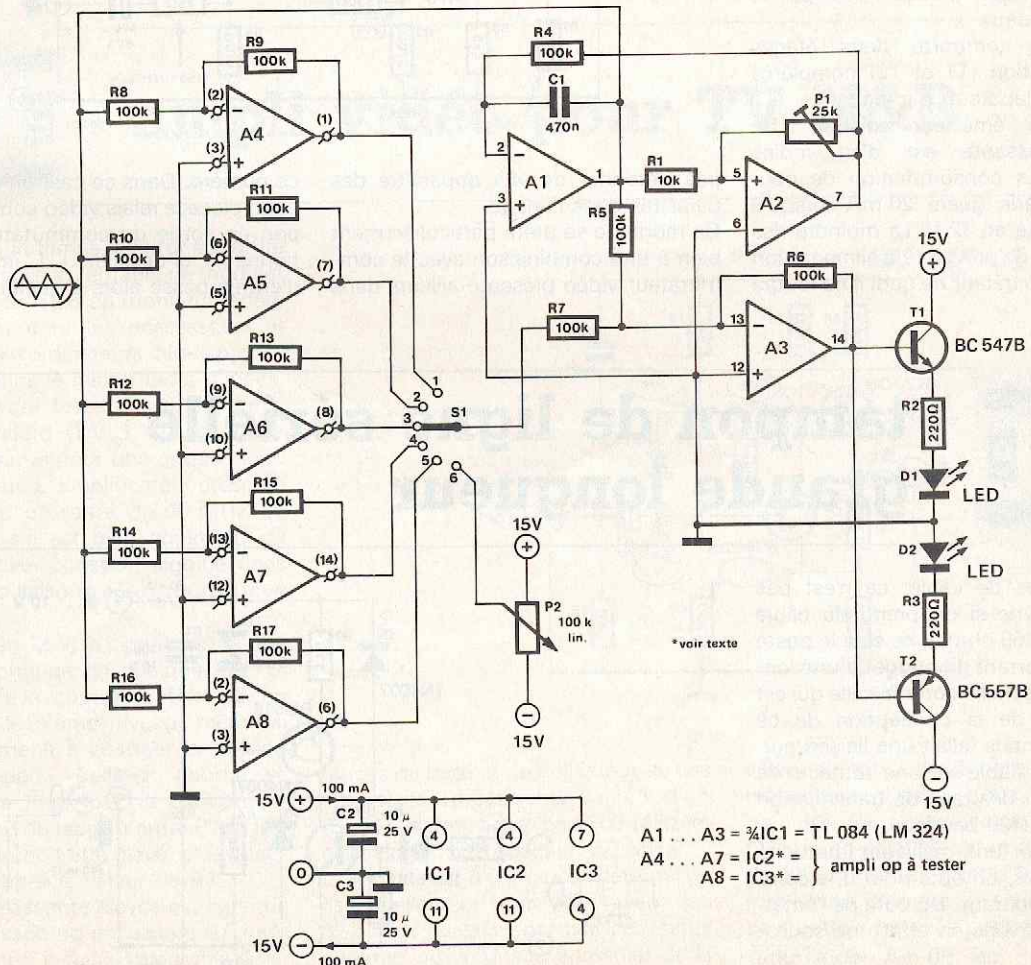
Le montage comporte en outre un dispositif d'auto-test qui lui permet de s'assurer de son propre bon fonctionnement (un comble).

Les amplificateurs opérationnels A1 et A2 constituent un générateur triangulaire, le premier fonctionnant en intégrateur, le second en trigger de Schmitt. Dans l'intégrateur, le condensateur C1 se charge et dès que sa tension de charge atteint le seuil de déclenchement haut du trigger, la résistance R4 est court-circuitée à la

masse; le condensateur se décharge alors jusqu'à ce que sa charge atteigne le seuil de déclenchement bas du trigger de Schmitt. Le processus recommence.

Le reste du circuit ne demande que peu d'explications: A3 constitue l'additionneur, les amplis à tester sont montés en inverseurs aux emplacements marqués Ap1... Ap4, ou Ap5, les transistors assurent la commande des LED de visualisation.

Il est temps maintenant de voir ce qui



85430-1

se passe si le circuit à tester est "mort". Dans ce cas on trouve à la sortie de l'additionneur un signal triangulaire associé à une tension de dérive (continue). De ce fait, les transistors de commande sont prépolarisés et l'une (ou les deux) LED clignote(nt) au rythme de la tension triangulaire à une fréquence de quelque 10 Hz, fréquence que l'on peut modifier en donnant d'autres valeurs à R4 et/ou C1.

Il doit vous sembler évident qu'il est indispensable que la tension en sortie de A3 dépasse $\pm 0,6$ V, sinon la tension de polarisation des bases des transistors est trop faible. Il faut pour cela ajuster la position de P1 de manière à ce que les LED soient pres-

que sur le point de clignoter (le test se faisant avec un circuit intégré dont on est sûr qu'il est en bon état).

La fonction d'auto-test du montage est simple à vérifier. Pour ce faire, on tourne P2 de l'une de ses positions extrêmes à l'autre et l'on devrait voir clignoter la première LED, puis les deux et pour finir la seconde seule.

Lors de la réalisation du montage, il est important de définir quel est le type de circuit à tester. Nous avons pour notre part supposé que les boîtiers les plus courants étaient du type DIL 14 et 8 broches, les premiers contenant 4 amplis opérationnels (TL 084), les seconds un seul (741). Pour d'autres types de boîtiers, (voir infocarte n°13),

il faudra modifier les connexions du support (Ap1...Ap4) en concordance avec le brochage du circuit concerné. Pour s'éviter tout problème, il est recommandé de prévoir deux supports de test, l'un à 14 broches, le second à 8 et d'effectuer les connexions selon le schéma.

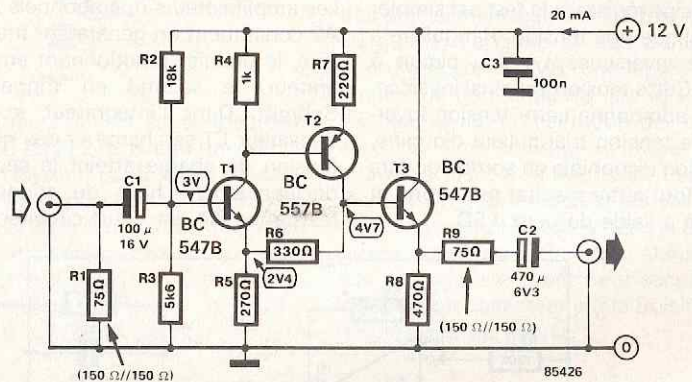
Le commutateur S1 assure plusieurs fonctions: sur ses positions 1...4 il permet de tester l'un des quatre amplificateurs intégrés dans le circuit (TL 084); sa position 5 est réservée au test de l'ampli opérationnel d'un circuit à 8 broches (741). La position 6 enfin, sert à l'auto-test du montage.



ampli vidéo

Il serait plus exact de parler ici d'un **relais vidéo** plutôt que d'un simple amplificateur. Il s'agit bien d'un amplificateur, universel, simple, et tout et tout, mais conçu justement pour regonfler des signaux essoufflés par de longs câbles et des trajets biscornus. Et en ce sens, c'est surtout comme relais qu'il pourra rendre de grands services, puisqu'il multiplie le signal par deux.

Le circuit comporte deux étages d'amplification (T1 et T2) complétés par un adaptateur d'impédance (T3 monté en émetteur suiveur). Sa bande passante est d'au moins 20 MHz. La consommation de courant n'excède guère 20 mA lorsqu'il est alimenté en 12 V. La moindre des choses est de prévoir une alimentation stabilisée, à défaut de quoi il ne faudra



pas s'étonner de voir apparaître des parasites dans l'image.

Ce montage se prête particulièrement bien à une combinaison avec le commutateur vidéo présenté ailleurs dans

ce numéro. Dans ce cas, on omet R1, et on place le relais vidéo comme tampon en sortie du commutateur mentionné ci-dessus. L'impédance d'entrée passe alors à quelque 4 k.

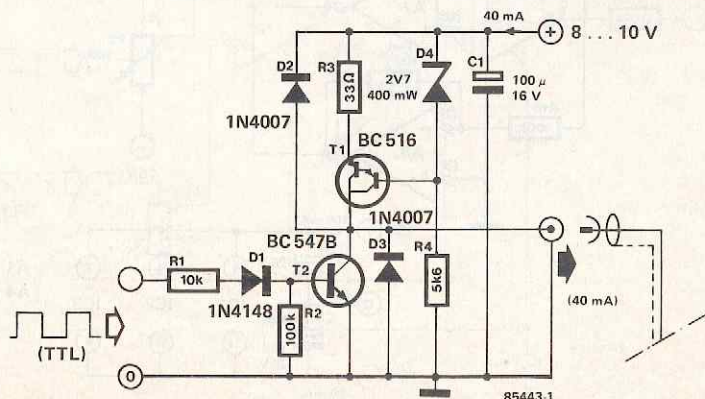


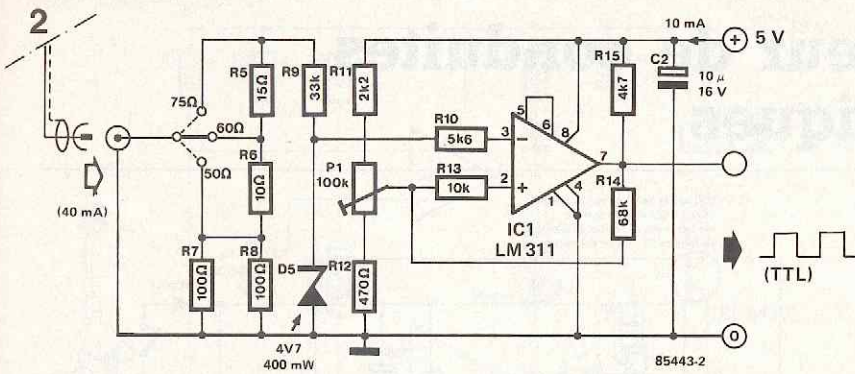
tampon de ligne sérieuse grande longueur

Cent mètres de câble, ce n'est pas donné! Même si on prend du câble coaxial TV (60 ohms), ce sera le poste le plus important du budget d'une longue liaison sérieuse comme celle qui est à l'origine de la conception de ce schéma: il nous fallait une liaison permanente et fiable sur une centaine de mètres pour des taux de transmission sérieuse de 2400 bauds...

Pour garantir une meilleure immunité aux parasites, on opta pour une commande en courant. Du côté de l'émetteur, nous avons en effet une source de courant de 40 mA construite

1

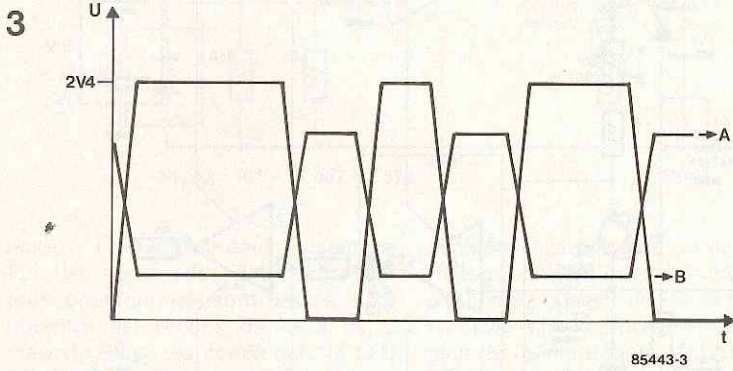




niveau TTL bas ("0") qui provoque l'apparition du courant de 40 mA à travers la liaison. D2 et D3 protègent l'émetteur contre les parasites en provenance du câble, tandis que C1 découple l'alimentation.

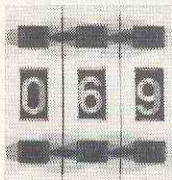
Du côté du récepteur, nous trouvons un comparateur (LM311). Selon l'implantation d'un pont de câblage au voisinage de R5...R8, on obtient la valeur d'impédance la mieux adaptée au type de câble utilisé (ici 60 ohms). R9, R10 et D5 protègent IC1 contre les parasites en provenance du câble, tandis que P1 permet d'ajuster la sensibilité du récepteur (R14 procure une certaine hystérésis). La résistance de polarisation R15 permet d'obtenir en sortie du récepteur un signal TTL, parfaitement en phase avec le signal à l'entrée de l'émetteur.

Pour le réglage du circuit, il est préférable de disposer d'un oscilloscope au moment de la mise en place définitive. La tension d'entrée du récepteur (relevée sur le pont de câblage avec la masse pour référence) est comparée à la tension sur le curseur de P1. Le réglage optimal de P1 sera celui dans lequel la tension sur son curseur sera égale à la moitié de la tension d'entrée. Le plus grand défaut de ce circuit est de ne répondre à aucune des normes connues!



autour de T1, D4, R3 et R4. Celle-ci est alimentée directement à partir d'un circuit d'alimentation non stabilisée de 8 à 10 V. Notez au passage que T1 est muni d'un radiateur. La valeur du courant de 40 mA a été

retenue pour donner de la vigueur au signal à l'arrivée dans le récepteur. T2 est un commutateur de courant qui, pour un niveau logique TTL haut ("1"), court-circuite la source de courant et le câble à la masse. C'est le

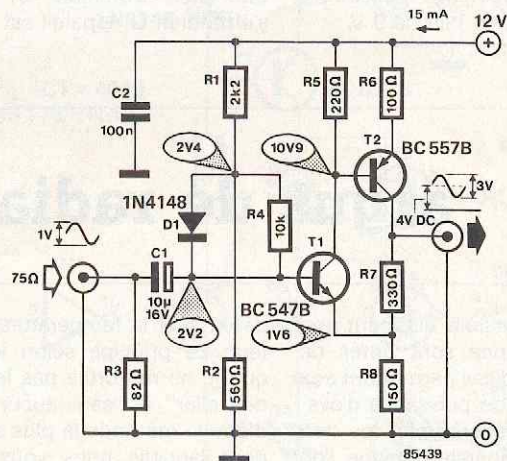


ampli vidéo pour TV N&B

Il y a quelque temps, Elektor a montré qu'il était facile et rentable de modifier un téléviseur N&B en moniteur vidéo, notamment pour les possesseurs et utilisateurs d'ordinateurs. Nous proposons ici, dans le même ordre d'idées, un circuit qui fasse passer le signal vidéo standard (1 V_{cc}) à une amplitude suffisante pour une entrée vidéo de téléviseur. L'amplificateur présente une bande passante de 10 MHz au moins, et s'il est bien construit, de 20 MHz (bien construit signifie dans ce cas des liaisons aussi courtes que possible!).

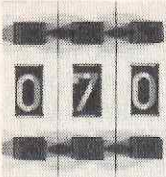
Alimenté en 12 V, le circuit sortira une tension continue de quelque 4 V. Si l'on modifie le rapport de R1 et R2, on obtiendra le même niveau, même si l'on est amené à changer la tension d'alimentation. Celle-ci pourra se situer entre 10 et 15 V. Le gain du circuit dépend du rapport entre R7 et R8. Plus le gain doit être élevé, plus il faudra augmenter la valeur de R7.

La bande passante élevée est garantie malgré l'usage de transistors BF ordinaires grâce à la faible valeur des résis-



tances de base et de collecteur de ces transistors. La fréquence limite f_c d'un BC 547 n'atteint-elle pas 300 MHz et celle du BC 557 quelque 150 MHz? L'impédance d'entrée est déterminée essentiellement par R3: avec ses 82 ohms, valeur normalisée, nous sommes au voisinage immédiat de la

valeur standard de 75 ohms. Les plus méticuleux d'entre nous prendront pour R3 une résistance de 330 ohms montée en parallèle sur une résistance de 100 ohms. Les calculs leur donneront raison, puisque la valeur résultant de cette petite cuisine est de 76,74 ohms...



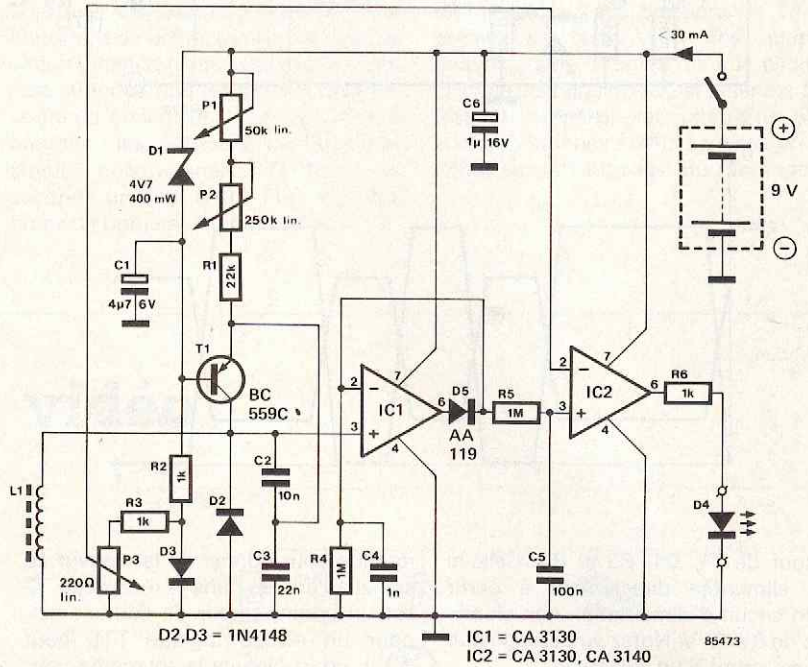
détecteur de conduites métalliques

Vous vous trouvez devant un mur, en bleu de travail, la perceuse à la main, le marteau et le burin à vos pieds, et vous vous apprêtez à faire un trou. Soit vous cherchez une conduite d'eau, d'électricité ou de gaz que vous désirez dégager pour une raison ou une autre, soit vous ne la cherchez pas, et vous désirez l'éviter. Ce n'est pas votre perceuse, fût-elle électronique qui vous aidera, mais plutôt ce détecteur de conduite universel. Si nous précisons qu'il est universel, c'est précisément parce qu'il est capable de détecter autre chose que des conduites électriques, à condition bien sûr que la quelque chose soit en métal!

Autour de T1 est monté un oscillateur LC très simple, dont la self L n'est autre que la bobine de détection. Sa fréquence est d'environ 15 kHz. Il naît un champ magnétique autour de L1. Si une masse métallique placée à proximité absorbe une partie de cette énergie, la tension aux bornes du réseau LC décroît sensiblement. Une fois redressée par IC1, cette tension est appliquée après avoir traversé le filtre de ronflement R5/C5 à un comparateur à seuil réglable. En sortie du comparateur on dispose alors d'une indication en tout ou rien, sous la forme d'une LED qui s'allume ou s'éteint. C'est bien sûr lorsque L1 se trouve à proximité d'une masse métallique que la LED D4 s'éteint.

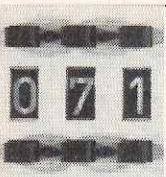
La sensibilité du détecteur est réglée d'une part à l'aide de P1 pour ce qui concerne l'amplitude, et P3 pour le seuil de déclenchement. L'ensemble est alimenté par une pile de 9 V.

L1 = 500 spires de fil de cuivre émaillé de 0,2 à 0,3 mm de section sur bâtonnet de ferrite de 200 mm de long et 10 mm de diamètre



Pour le réglage, procédez comme suit: mettre P1 en position de résistance maximale (le curseur en butée du côté du 9 V) et relier un oscilloscope au collecteur de T1. Réduire l'amplitude du signal de l'oscillateur à une valeur telle que l'oscillation soit à la limite de l'entretien. Régler P3 pour que la LED soit à la limite de l'extinction. A présent, placer une pièce de monnaie à proximité du bâton de ferrite: la LED doit s'éteindre et l'oscillation s'effondrer. L'appareil est maintenant

prêt pour l'utilisation. Lorsque l'on commence les recherches, on règle l'amplitude du signal d'oscillation à une valeur minimale (P1 en position de résistance maximale) tout en conservant un niveau de déclenchement faible (P3 en butée vers la masse). Au fur et à mesure des recherches, on augmente l'amplitude et/ou on relève le niveau de déclenchement, jusqu'à ce que l'on obtienne la précision nécessaire. C'est une affaire de pratique...



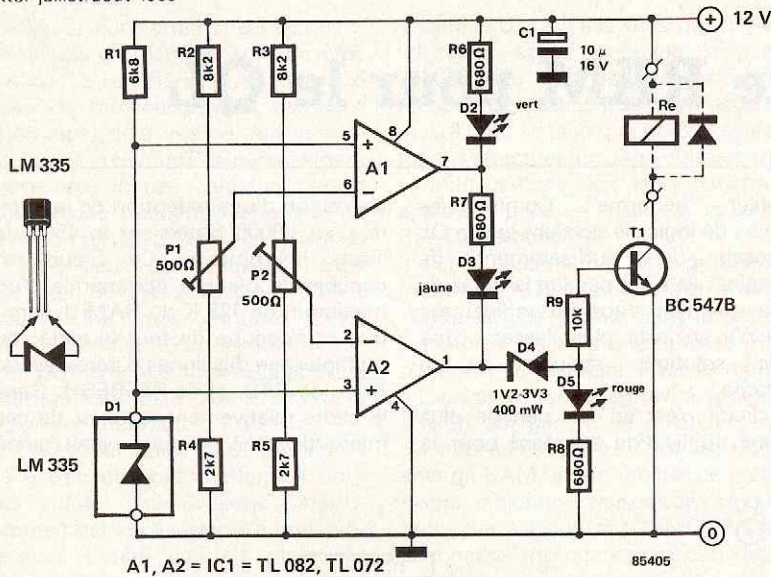
argus de radiateur

R. Jacobs

La plupart des appareils dissipant une "certaine" puissance sont dotés de radiateurs, appendices permettant aux semiconducteurs de puissance d'évacuer la chaleur générée par ces derniers. En règle générale, lorsque l'on désire calculer quelle doit être la résistance thermique du radiateur à utiliser, on part de la température maximale admissible par la puce (et on arrive au résultat final après avoir pris en compte un certain nombre de résistances thermiques intermédiaires). Sans instrument adéquat, thermomètre ou sonde thermique, il est extrêmement délicat, pour un être humain, de

déterminer la température d'un radiateur. Le principe selon lequel "tant que je ne me brûle pas les doigts ça doit aller" est sans aucun doute loin d'être la méthode la plus sûre. Raison pour laquelle nous vous proposons une solution électronique. L'argus de radiateur indique en permanence la température de ce "morceau de métal". L'illumination de la LED verte indique que la température est inférieure à une valeur comprise (en fonction du réglage) entre 50 et 60°C. Lorsque la température dépasse la valeur précédente, tout en étant inférieure à 70 - 80°C, on aura allu-

mage de la LED jaune. Au-delà de cette température, on verra la LED rouge briller de tous ses feux pour signaler le danger. De pair avec l'illumination de cette dernière LED peut avoir lieu l'activation d'un relais qui coupera la charge concernée (ou mettra en fonction un dispositif de refroidissement). Le circuit est simple, puisqu'en fait il ne comporte pratiquement qu'un comparateur à fenêtre. D1 fournit une tension de mesure dont la croissante est de 10 mV par °C. Si le niveau de cette tension est inférieur à celui présent au curseur de P1 (et



aussi à celui présent au curseur de P2), les sorties des deux amplificateurs opérationnels sont basses, (leur potentiel est proche de celui de la masse). Dans ces conditions, la LED D2 s'illumine. Si la tension de mesure

dépasse celle présente au curseur de P1 tout en étant inférieure à celle disponible au curseur de P2, la sortie de A1 devient haute, (potentiel proche du plus de l'alimentation); D2 s'éteint et D3 s'allume. Si le niveau de la tension

de mesure dépasse celles présentes et au curseur de P1 et à celui de P2, les sorties des deux amplificateurs sont hautes. De ce fait, seule D5 s'illumine et T1 devient conducteur. L'adjonction de D4 s'explique par la nécessité d'éviter une illumination permanente mais faible de D5 et en outre une conduction permanente de T1, ceci étant dû au fait que la sortie de A2 ne descend pas complètement jusqu'à 0 V. Pour effectuer l'étalonnage du capteur, on le plonge (en même temps qu'un thermomètre précis) dans un récipient plein d'eau, que l'on met ensuite à chauffer. On tourne P1 à sa valeur minimale et P2 à sa valeur maximale. Lorsque la température du liquide atteint la valeur désirée (50 à 60°C), on recherche, par action sur P1, le point de basculement entre l'extinction de la LED verte et l'allumage de la LED jaune. De même, P2 sert à définir la limite de température supérieure (70 à 80°C); lorsque cette température est atteinte, on agit sur P2 jusqu'au point de basculement jaune/rouge. Il ne reste plus qu'à fixer le capteur sur (ou dans) le radiateur.

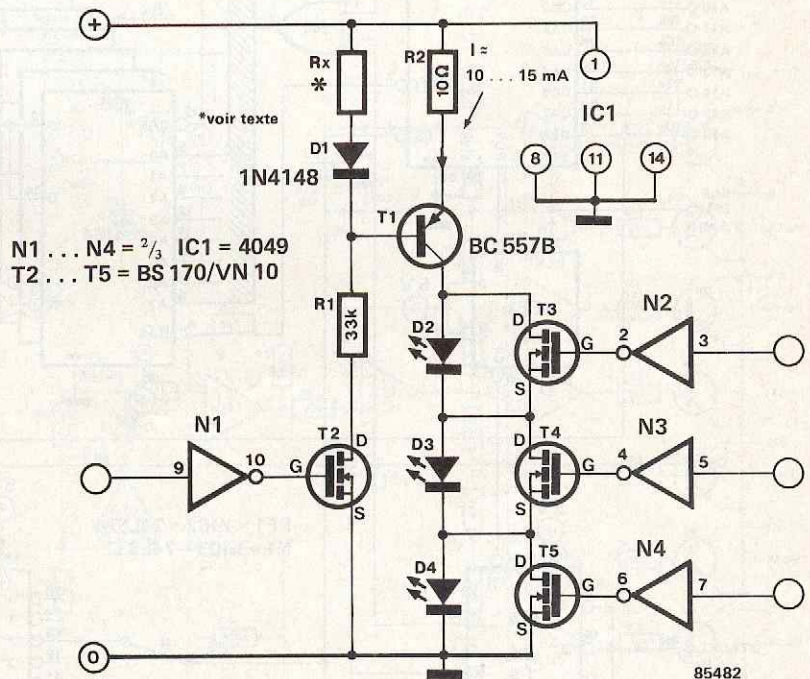


LED parcimonieuse

Le circuit décrit ici est tout spécialement conçu pour les montages dont il est important que la consommation reste minimale, (en cas d'alimentation par pile en particulier), et qui cependant ne peuvent se passer de l'affichage d'un état. Selon le niveau de la tension d'alimentation, un certain nombre de LED, alimentées à un courant compris entre 10 et 15 mA, peut, à volonté, être mis en (ou hors) fonction. En outre, l'ensemble du dispositif d'affichage peut être coupé si toutes les LED sont éteintes. Le circuit est construit autour d'une source de courant centrée sur T1, cette source de courant pouvant, le cas échéant, être coupée. Le courant d'émetteur de T1 est fixé à quelque 15 mA par la valeur donnée à R_x , (T2 conduit, de sorte que l'entrée de N1 doit être au niveau logique bas "0"). La valeur de R_x se calcule à l'aide de la formule suivante:

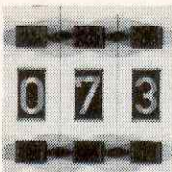
$$R_x = \frac{33 \text{ k}\Omega \cdot 0,12 \text{ V}}{U_B - 0,7 \text{ V}}$$

Un niveau haut ("1") met la source de courant en fonction et de ce fait coupe l'affichage. L'application d'un niveau logique haut à l'un des tampons N2...N4 permet la mise en fonction de la LED correspondante. On peut ajouter au montage autant de paires de LED + FET que le permet la tension d'alimentation. On veillera d'autre part à ne pas dépasser les limites de dissipation de



T1. Un BC557B peut s'accommoder de n'importe quelle tension d'alimentation comprise entre 5 et 18 volts. Les CMOS constituent le domaine primordial des applications de ce circuit. Si l'on choisit d'utiliser ce circuit avec d'autres familles (de circuits logiques),

il faudra tenir compte des "tensions logiques de seuil" qui les caractérisent. Il est indispensable que les tampons et la source de courant aient une alimentation commune.

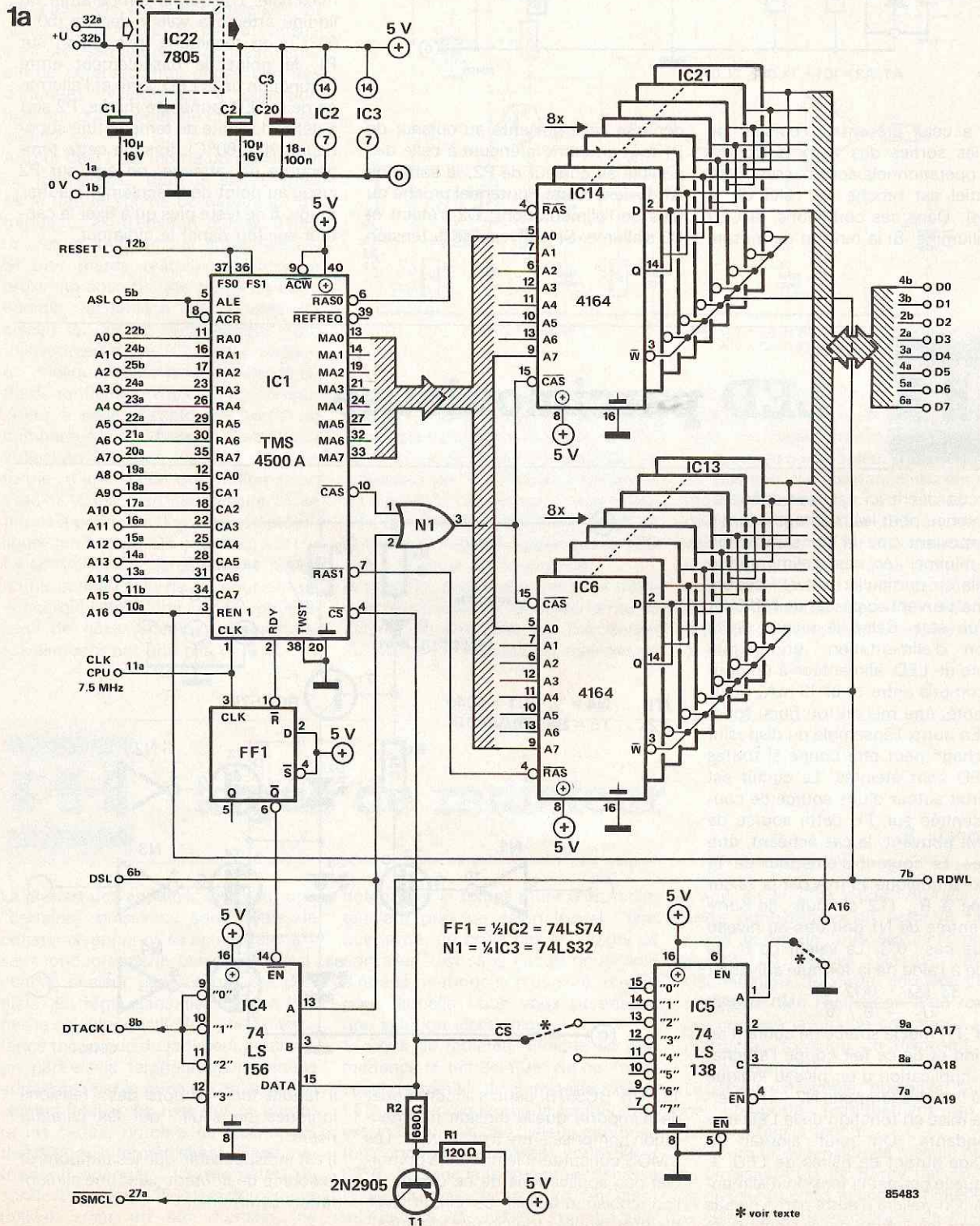


128 K de RAM pour le QL

L'homme et l'ordinateur ont une caractéristique commune, celle de n'être jamais satisfaits, le premier désirent en permanence se perfectionner, le second se sentant toujours incomplet. Le QL (Quantum Leap) standard de Sinclair est doté à l'origine d'une mémoire de 128 K, ce qui, comparé aux "maigres" 64 K caractéristique typique des machines 8 bits, peut

sembler "hénorme". Comme les auteurs de logiciels savaient que le QL disposait de "suffisamment de mémoire", ils n'ont pas fait le détail de sorte que l'on s'aperçut rapidement qu'il n'y en avait plus "assez". Une seule solution: rajouter de la mémoire... Ce circuit n'est en fait rien de plus qu'une application standard pour la

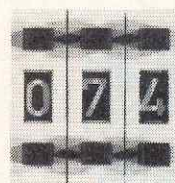
réalisation d'une extension de mémoire pour 68008 basée sur le 4500 de Texas Instruments. Ce circuit est capable de gérer la commande d'un maximum de 128 K de RAM dynamique et s'occupe de tout le reste: du multiplexage des lignes d'adresses, de RAS, de CAS, et de REFRESH. Dans le cadre relativement restreint de ces mini-articles, il ne nous paraît guère



possible de nous attarder sur ce point. Les circuits de mémoire sont du type 64 K x 1, (la caractéristique 128 ou 256 cycles de rafraîchissement est sans importance), leur vitesse doit être de 150 ns au minimum. Heureusement Sinclair eut le nez creux et choisit d'utiliser une fréquence d'horloge de 7,5 et non pas de 8 MHz; une RAM de ce type peut ainsi travailler sans nécessiter de cycle d'attente (WAIT cyclus). Une unité centrale (CPU) fonctionnant à 8 MHz, devant intercaler en permanence un cycle d'attente, aurait été nettement plus lente que la version fonctionnant à 7,5 MHz. Les CPU de la famille 68000 possèdent une entrée de confirmation de données (data acknowledge input). Comme c'est le cas avec d'autres processeurs, l'unité centrale place les adresses et les données sur le bus et confirme leur correction par l'envoi des impulsions de validation respectivement d'adresses et de données (adress strobe et data strobe). Elle poursuit cette procédure jusqu'à ce que la mémoire lui envoie un signal (DTACK) lui indiquant: "réception correcte, cesse d'envoyer les adresses et les données". L'extension de mémoi-

re pour le QL doit elle aussi générer un tel signal, signal produit à l'aide du 74LS156. En règle générale, la confirmation est pratiquement immédiate, mais il peut se faire que le 4500 soit en train d'effectuer un rafraîchissement. L'unité centrale doit alors patienter, opération prise en main par la sortie READY (broche 2). Il reste à résoudre un petit problème: éviter que le QL ne se mette en attente "éternelle" (se plante) dans le cas où il tenterait d'aller à une adresse où il n'y a pas de mémoire. Pour se mettre à l'abri d'une telle éventualité, le signal DTACK est généré de façon interne. Pour les adresses où se trouve l'extension de RAM, il faut inhiber ce mécanisme, inhibition réalisée sans trop de problème à l'aide de \overline{DSMC} . En faisant passer très rapidement cette ligne au niveau logique haut, il est possible de "bloquer" (en quelque sorte) la ligne DTACK interne. S'il vous est difficile de trouver des 2N2905 (T1), vous pouvez remplacer ces transistors par des BS250, sachant qu'il faut dans ce cas supprimer les résistances R1 et R2 (et pointer l'emplacement de R2). Le schéma représente la version 128 K. Si l'on n'utilise que 8 circuits

(sans mettre en place ceux connectés à la ligne RAS1), on peut réaliser une extension de 64 K. L'entrée A du LS138 doit dans ce cas être reliée à la ligne A16 et le signal \overline{CS} ne sera pas pris à sa sortie 2 (broche 13) mais à sa sortie 4 (broche 11). Un mot concernant l'alimentation. On ne dispose pas sur le connecteur du QL d'une tension de +5 V, mais d'une autre de quelque 9 V plus ou moins stabilisée. En partant de cette dernière, l'adjonction d'un régulateur intégré du type 7805 permet d'obtenir la tension désirée; il est bon de savoir d'autre part que la consommation de courant est fonction du type de circuits de RAM utilisés; elle se situe en moyenne entre 200 et 300 mA. Veillez à effectuer un bon découplage de l'alimentation: placer un condensateur de 100 n à proximité du 4500 et de chaque circuit de mémoire! Il ne reste plus qu'à tester le fonctionnement du montage. On se rend vite compte que Quill gagne en vitesse, le microdrive n'ayant plus besoin de chercher d'instructions de commande.

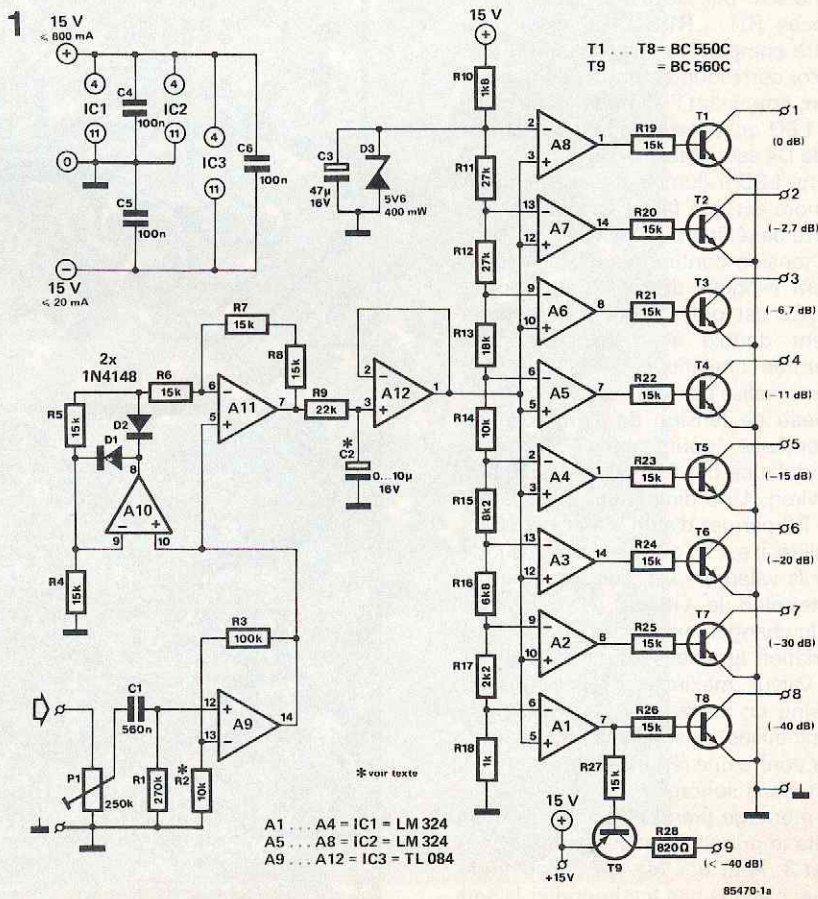


vu-mètre disco

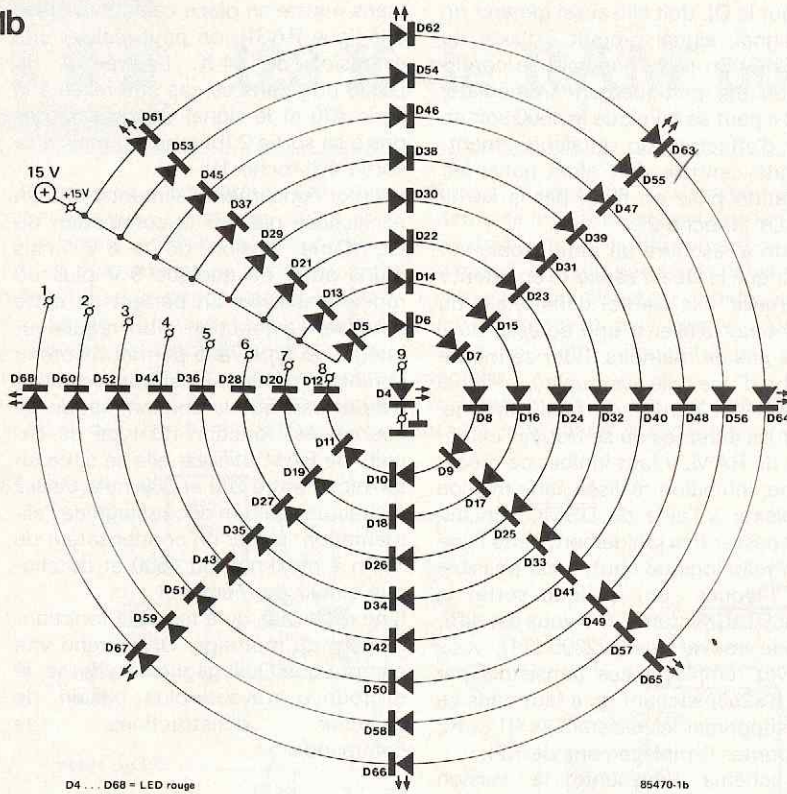
"Wouww", "Super", "Balaise"... si vous pensez qu'une telle succession d'exclamations ne peut qualifier qu'un dispositif d'animation de discothèque, vous venez de mettre en plein dans le mille.

On peut imaginer toutes sortes de dispositifs lumineux réagissant à un signal sonore. Nous avons cette fois-ci, opté pour une "étoile dynamique" composée de 8 branches de 8 LED écartées de 45° et formant 8 cercles concentriques. Plus le niveau sonore est important plus le nombre de cercles illuminés croît. Le résultat de cette disposition donne l'impression d'une super-nova en permanente gestation (croissances et décroissances alternées).

Revenons les pieds sur terre et jetons un coup d'oeil à l'électronique. La figure 1b montre que toutes les LED constitutives d'un cercle sont montées en série. Chaque sous-ensemble ainsi formé est commandé par un transistor (T1...T8 de la figure 1a). Il n'est pas nécessaire de prévoir de résistance-série sachant que le niveau de la tension positive choisi l'a été de manière à ce que la tension aux bornes de chacune des LED soit de l'ordre de 1,8 V, cette valeur étant proche de l'idéal permettant à une LED rouge de "briller de tous ses feux".



1b



Liste des composants

- Résistances:
 R1 = 270 k
 R2 (voir texte), R14 = 10 k
 R3 = 100 k
 R4 ... R8, R19 ... R27 = 15 k
 R9 = 22 k
 R10 = 1k8
 R11, R12 = 27 k
 R13 = 18 k
 R15 = 8k2
 R16 = 6k8
 R17 = 2k2
 R18 = 1 k
 R28 = 820 Ω
 P1 = 250 k ajustable

- Condensateurs:
 C1 = 560 n
 C2 = 0 ... 10 μ/16 V (voir texte)
 C3 = 47 μ/16 V
 C4, C5, C6 = 100 n

- Semiconducteurs:
 T1 ... T8 = BC 550C
 T9 = BC 560C
 D1, D2 = 1N4148
 D3 = diode zener
 5V6/400 mW
 D4 ... D68 = LED rouge
 5 mm
 IC1, IC2 = LM324
 IC3 = TL084

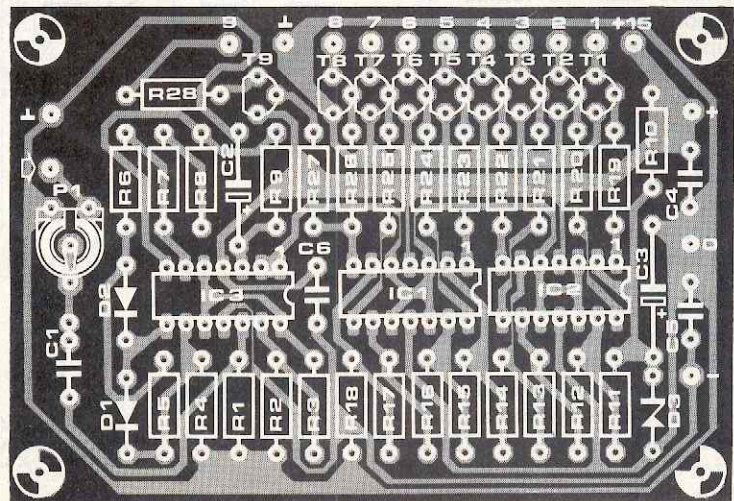
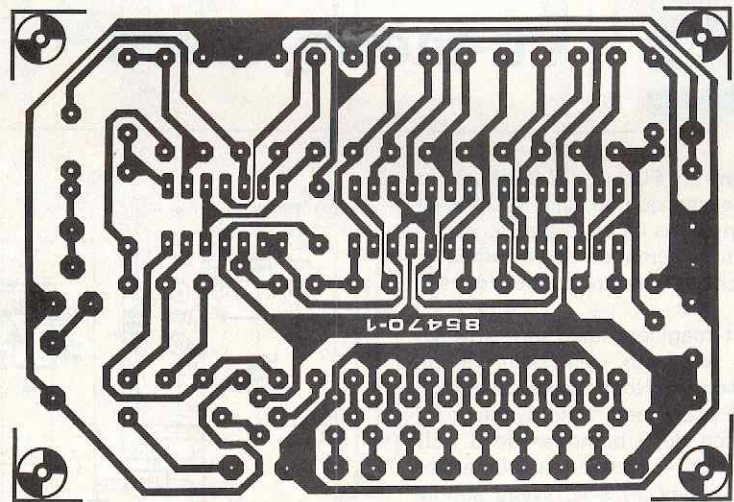
D4 ... D68 = LED rouge

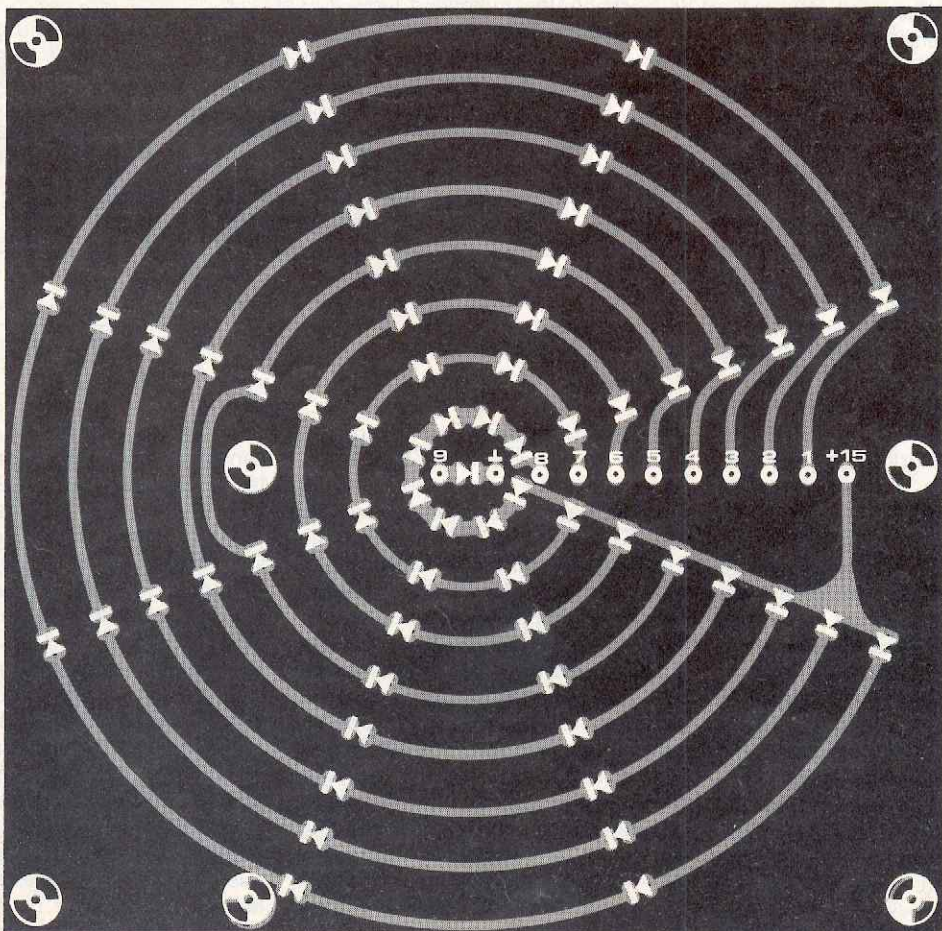
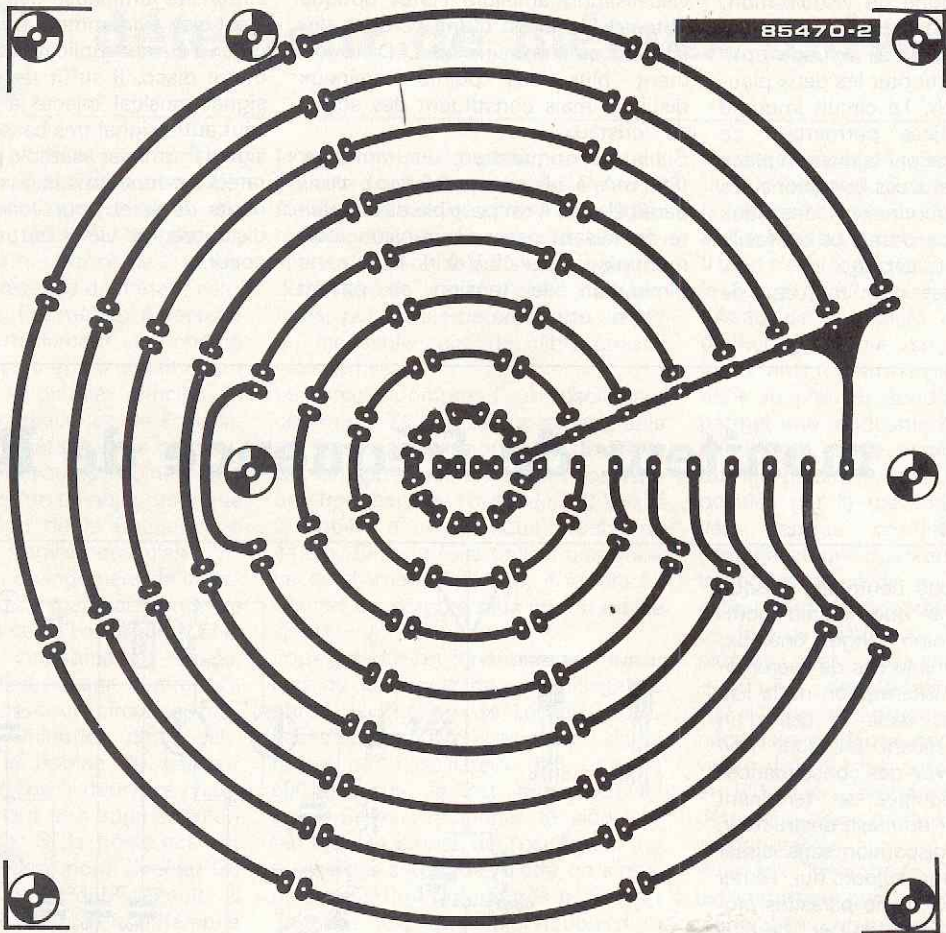
85470-1b

Les transistors T1...T8 sont pour leur part attaqués par les comparateurs A1...A8, amplificateurs opérationnels qui comparent, (que pourraient-ils bien faire d'autre), le niveau d'une "tension continue audio" présente aux bornes de C2 (et tamponnée par A12), à un niveau de tension prédéterminé fixé par D3 associée aux résistances R11...R18. Si le résultat de cette comparaison est positif, le transistor correspondant entre en conduction, entraînant l'illumination du cercle de LED qu'il commande. La LED centrale D4 est pilotée par A1 à travers T9. Cette LED s'illumine lorsque le niveau sonore est très faible constituant une sorte de référence du niveau de repos. La tension continue audio précédemment évoquée disponible aux bornes de C2 est obtenue par un redressement double alternance du signal d'entrée amplifié par A9, (redressement réalisé par A10 associé à A11). Le niveau de tension du signal d'entrée nécessaire pour obtenir la pleine modulation des 64 LED est de 600 mV environ. Une diminution de la valeur de R2 permet d'augmenter cette sensibilité. Il est en outre possible de jouer sur la valeur de C2, condensateur qui détermine la vitesse de conversion d'un changement du niveau sonore en variation lumineuse. Prendre pour C2 la valeur maximale prévue, (10 μF), donne un certain flou aux variations lumineuses, sa suppression entraînant par contre une réponse immédiate aux variations sonores.

Le montage prend place sur deux circuits imprimés illustrés par les figures 2 et 3. Pour des raisons d'esthétique, nous n'avons pas fait imprimer la séri-

2





graphie de l'implantation des composants sur la platine de visualisation, cette sérigraphie étant cependant donnée en figure 3. La solution optimale consiste à monter les deux platines en sandwich. Le circuit imprimé est doté d'orifices permettant ce mode de montage par la mise en place d'entretoises. Dans ces conditions, les 11 points d'interconnexion des deux platines sont superposés, ce qui facilite notablement le câblage. La mise en place d'un morceau de

plexiglass rouge devant le circuit de visualisation améliore l'effet optique obtenu. En raison d'une certaine diffraction qu'il entraîne les LED ne forment plus des points lumineux distincts mais constituent des sortes de "cristaux". Si la consommation du montage, (800 mA à pleine modulation), vous paraît élevée, il est possible de la réduire en faisant passer la tension d'alimentation de + 15 V à + 12 V, cette diminution de tension se payant

cependant par une réduction de l'intensité lumineuse des LED. Il est bien évidemment possible d'imaginer d'autres applications pour le vu-mètre disco. Il suffit de remplacer le signal musical injecté à l'entrée par tout autre signal très basse fréquence, signal fourni par exemple par un générateur de fonctions (sinus, triangle ou dents de scie) pour voir le vu-mètre disco prendre vie et battre comme un cœur.



moniteur de fréquence de R/C

Personne ne nous contredira lorsque nous prétendons que la radiocommande est un violon d'Ingres onéreux, en particulier dans le cas de l'aéromodélisme où une interruption de la liaison radio peut, dans le cas d'un modèle moins récent (et donc non piloté par μP), avoir des conséquences désastreuses, l'équipée se terminant bien souvent par un crash destructeur, si ce n'est une disparition sans laisser de traces. Comme aujourd'hui, l'éther pullule de signaux radio parasites produits par des "pirates de l'air" de plus en plus nombreux, il est prudent que tout amateur de radiocommande s'assure, avant d'envoyer son modèle préféré folâtrer dans les azurs, que la fréquence de transmission, le canal choisi, est libre. Et comme l'absence momentanée de parasites ne garantit jamais contre le risque d'une intrusion potentielle, il n'est pas mauvais de "suivre les événements" sur la fréquence sélectionnée. Il peut se faire qu'un émetteur illégal soit doté d'un amplificateur de puissance et que son émission brouille celle de l'émetteur de radiocommande (de faible puissance lui), de sorte que l'aéronef devient incontrôlable au-delà d'une distance de 100 m.

Le circuit proposé ici, associé à un récepteur CB ou O.C, constitue un moniteur permettant l'écoute des bandes utilisées pour la radiocommande de modèles réduits.

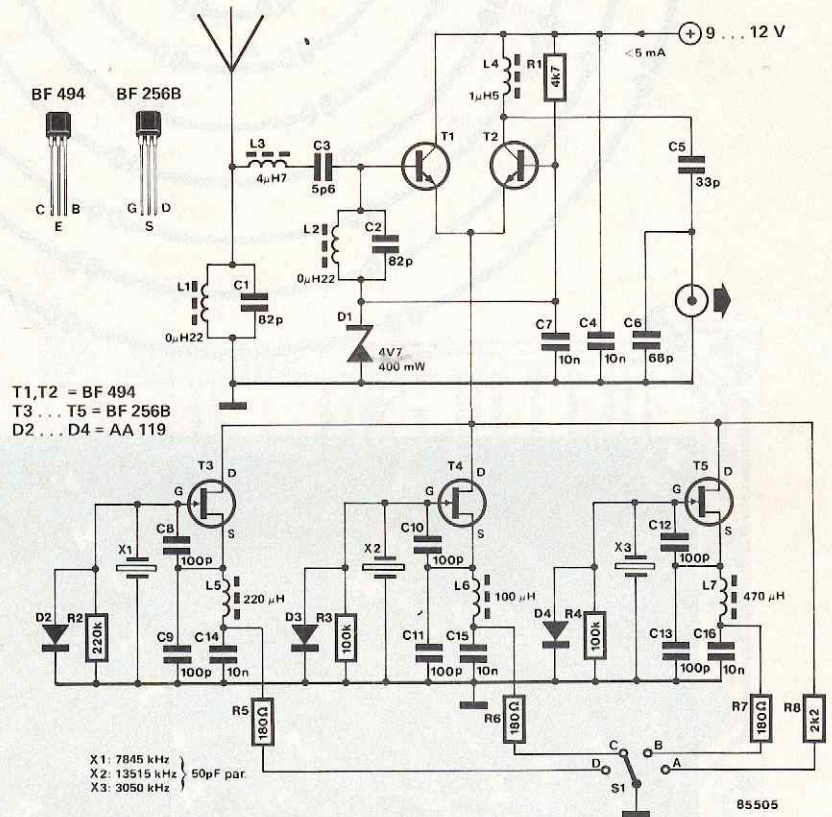
Le signal arrivant par l'antenne est, après filtrage (26...41 MHz), appliqué à l'entrée d'un amplificateur différentiel constitué par la paire de transistors T1/T2. Comme la source de courant de cet amplificateur différentiel est un oscillateur, cet amplificateur travaille en étage de mélange (multiplicateur deux quadrants). L'oscillateur à quartz et à FET fonctionne avec n'importe quel quartz ayant une fréquence d'oscillation comprise entre 2 et 32 MHz. Les valeurs données aux composants du réseau de sortie (L4, C5, C6) fixent à 27,2 MHz environ la fréquence de l'oscillateur, cette fréquence ne conve-

nant bien évidemment que si l'appareil associé est un récepteur CB 27 MHz. Si au contraire, vous choisissez de l'associer à un récepteur ondes courtes (O.C.) travaillant à une fréquence de 2,7 MHz par exemple, il faut découpler (multiplier par 10) les valeurs de L4 (qui passe à 15 μH), de C5 (passe à 330 pF) et de C6 (passe à 680 pF).

Il est important de faire attention aux valeurs des fréquences d'oscillation des quartz. L'exemple choisi convient dans le cas où le montage est associé à un récepteur CB de 40 canaux; si le commutateur est en position A, le montage fonctionne en amplificateur d'antenne; en position B, les canaux 38...49 sont convertis en canaux 8...19. En position C, les canaux 50...53 sont convertis en canaux

20...23, en position D, ce sont les canaux 61...79 qui peuvent être écoutés sur les canaux 21...39 du récepteur CB. La solution la plus raisonnable (et aussi la moins chère) consiste à utiliser pour les quartz des quartz de rebut (dump) et de déterminer soi-même quel est le canal que l'on désire surveiller.

Le prix de revient du montage ne devrait pas dépasser quelques cinquantaines de francs. Il n'est pas nécessaire que l'appareil de réception associé à ce montage puisse travailler en FM, sachant qu'un récepteur AM (modulation d'amplitude) est fort bien capable de recevoir la FM, pour peu que l'on effectue une syntonisation décalée, (accord sur un point situé à quelques kHz de la porteuse).





détecteur de métaux universel

Les techniques utilisées pour la détection des métaux reposent sur différents principes. Citons-en deux des plus courants: celui de l'oscillateur, (variation de la fréquence de l'oscillateur due à la présence de métal), celui de l'absorption, (les métaux à détecter absorbent partiellement le champ magnétique rayonné). Le circuit décrit ici repose sur le premier principe: la variation de la fréquence de l'oscillateur. Tout objet métallique se comporte comme un "noyau de bobine"; tout le monde sait qu'un tel objet provoque une modification de la fréquence à moins qu'il ne s'agisse que d'air.

La grandeur du changement de la fréquence dépend du matériau concerné et de la fréquence de l'oscillateur. Si la fréquence est suffisamment élevée, un objet métallique réagit comme s'il était une bobine court-circuitée, provoquant une diminution de la self-induction de la bobine du capteur (alias bobine de l'oscillateur), ce changement entraînant une augmentation de la fréquence. Si la fréquence est suffisamment basse pour éliminer les pertes en courants de Foucault, il devient possible de faire la différence entre des matériaux ferromagnétiques et non ferromagnétiques.

L'obtention d'une fréquence aussi basse, (inférieure à 200 Hz) exige la réalisation d'une bobine, opération délicate et ingrate. C'est la raison pour

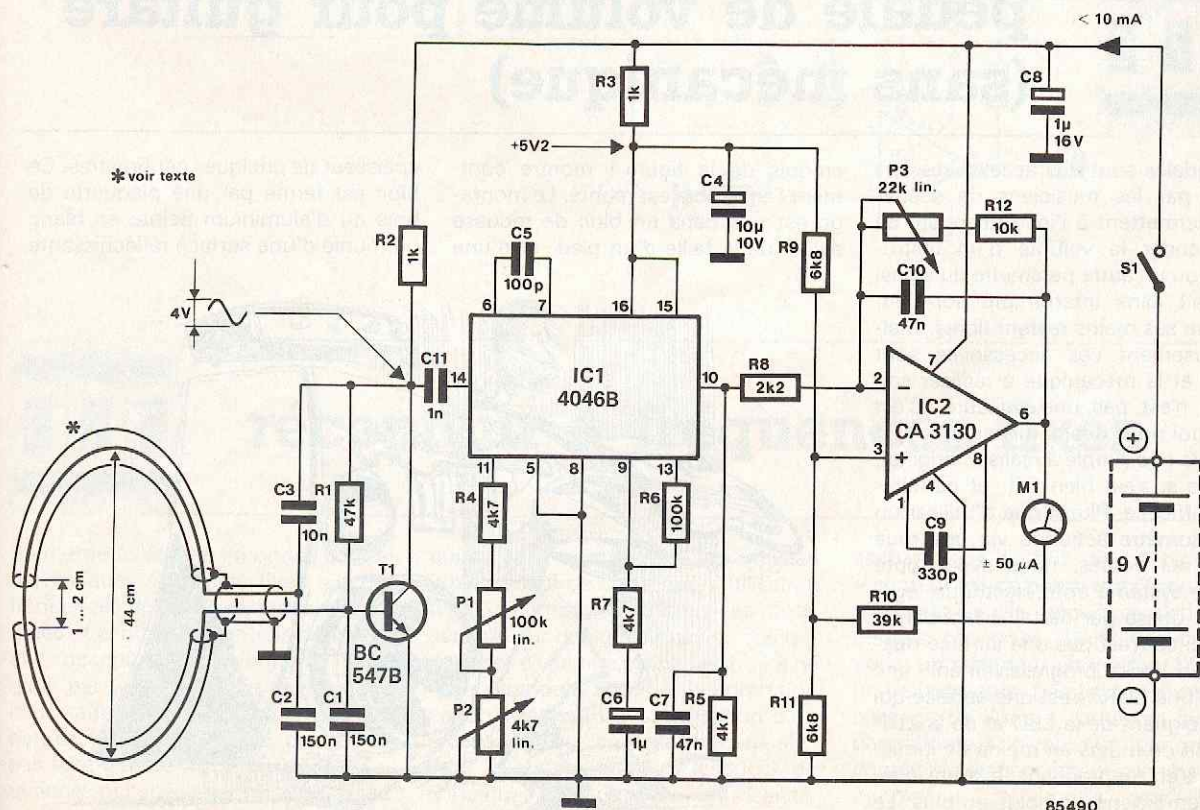
laquelle notre détecteur de métaux travaille à une fréquence plus élevée, si élevée d'ailleurs que tous les métaux réagissent de façon similaire. La réalisation de la bobine est ainsi à la portée de n'importe lequel d'entre nos lecteurs, puisqu'elle ne comporte en fait qu'une seule spire de câble coaxial (voir le dessin).

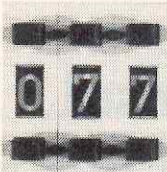
Le circuit comprend un oscillateur centré sur T1, oscillateur remarquable par les valeurs importantes de C1 et C2, capacités qui font le pont osciller à une fréquence de l'ordre de 300 kHz si la bobine a un diamètre proche de 44 cm. Si l'on désire utiliser une bobine de diamètre inférieur, il faudra lui donner un nombre plus important de spires.

Pour garantir un fonctionnement correct de la boucle de verrouillage de phase, la PLL (Phase Locked Loop), basée sur un 4046, le niveau du signal fourni par l'oscillateur doit être de 500 mV_r. Ici, la PLL fait office de convertisseur fréquence/tension. Le fait que le signal de l'oscillateur ne puisse pas se targuer d'être un signal ne comportant qu'une très faible part de bruit, explique l'adjonction d'un comparateur de phase numérique garantissant un verrouillage correct de la PLL. Pour pouvoir mesurer des variations de fréquence extrêmement faibles, il est indispensable d'amplifier le signal de commande de la PLL avec un gain important.

Quelques réglages précèdent l'utilisation de l'appareil. Grâce à P1 on ajuste la fréquence centrale de la PLL, c'est-à-dire le point central de l'instrument. Il peut s'avérer nécessaire de peaufiner le réglage de P2 (réglage fin) lorsque le niveau de sensibilité de l'ensemble d'affichage (réglé par P3) est trop important. Il peut ne pas paraître évident au premier coup d'oeil que P3 permet une modulation de gain aussi importante. Cette caractéristique est due à la présence de la contre-réaction positive par le galvanomètre et R10 vers l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Il est important de savoir, qu'en cas d'utilisation d'un galvanomètre de résistance interne différente, (celles de la plupart des galvanomètres de $\pm 50 \mu A$, débattement total de $100 \mu A$ sont très proches), il peut être nécessaire d'adapter non seulement la valeur de R10 mais aussi celles de R9 et R11. Les caractéristiques de ce détecteur de métaux sont plus qu'honorables.

Avis aux "chercheurs de trésors": il est important que la taille des objets recherchés (convoités) soit en relation avec le diamètre de la bobine de détection: il ne faut pas trop espérer trouver de pièce de 10 centimes (cupro-nickel) avec une bobine de détection de 44 cm de diamètre...



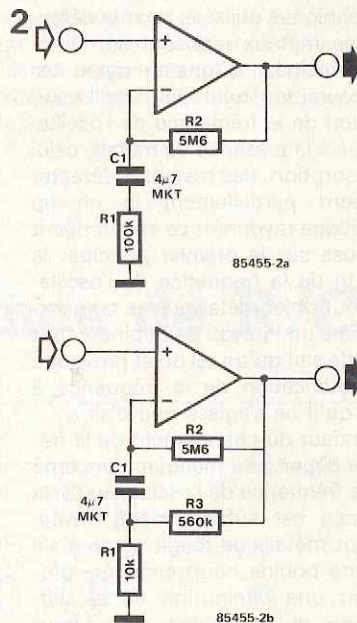


ampli op faible bruit

Pour réaliser un bon amplificateur à caractéristique de bruit faible, il ne suffit pas de choisir un amplificateur opérationnel produisant peu de bruit. Un mauvais choix des composants qui lui sont associés peuvent fort bien "gâter la sauce"! Il est extrêmement simple de s'en assurer: en effet l'ampli op n'est pas le seul composant à provoquer une augmentation du niveau de bruit, chaque résistance du circuit y "met du sien", et cela en fonction de sa valeur. Ce bruit est dû aux mouvements des électrons à l'intérieur de la résistance, mouvements qui sont bien souvent désordonnés.

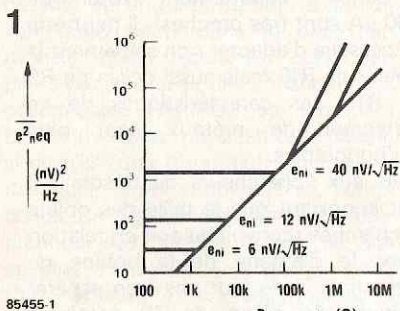
La figure 1 montre une jolie courbe caractéristique grâce à laquelle il est possible de déterminer la valeur maximale à donner à une résistance. Un

"mauvais" amplificateur opérationnel tel que le 741, dont la caractéristique de bruit atteint quelque 70 nV/√Hz, admet des impédances pouvant atteindre jusqu'à 1 MΩ. Dans le cas d'amplificateurs opérationnels de meilleure qualité tels que le TCA 520 par exemple, (caractéristique de bruit 30 nV/√Hz), la valeur de la résistance doit être inférieure à 47 k si l'on tient à ce que la part de bruit due à la résistance soit inférieure à celle générée par l'amplificateur lui-même. Il peut dans certains cas s'avérer gênant de devoir travailler à des valeurs de résistances aussi faibles (tout est relatif). L'amplificateur C.A. (courant alternatif) de la figure 2a est, par exemple conçu pour être capable d'amplifier des fréquences de 0,3 Hz, ce qui implique une constante de temps RC importante. L'impédance prise en compte par l'amplificateur opérationnel est principalement fonction de la valeur de R1, valeur fixée ici à 100 k. Choisir une résistance de valeur inférieure implique l'utilisation d'un condensateur de capacité plus importante, solution déconseillée en raison de l'augmentation de coût qu'elle entraîne. La solution à ce dilemme est donnée en figure 2b: les gains C.A. et C.C. (courant continu)



sont identiques mais comme R1 possède une valeur 10 fois moindre, sa part de bruit diminue selon un facteur √10.

Source: Figure 1 "Intuitive IC opamps" (T. Frederiksen), National Semiconductor
Figure 2: Philips Technical Note 068

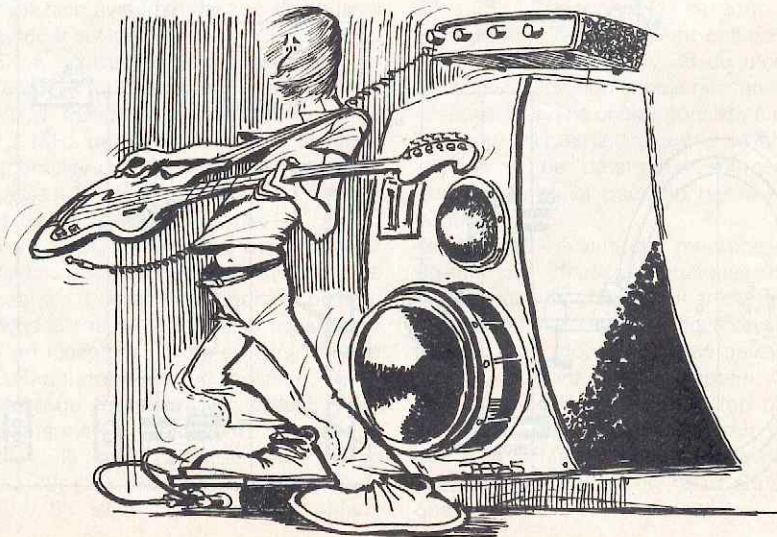


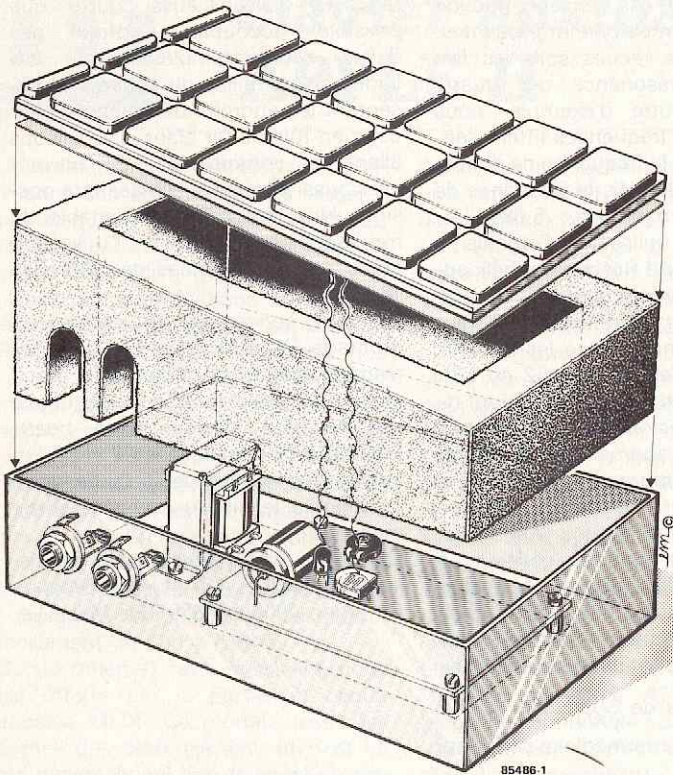
pédale de volume pour guitare (sans mécanique)

Les pédales sont des accessoires fort prisés par les musiciens de scène; elles permettent à l'instrumentiste de commander le volume d'un instrument (ou un autre paramètre du signal musical) sans interrompre son jeu, puisque ses mains restent libres. Malheureusement ces accessoires sont chers, et la mécanique à réaliser soi-même n'est pas une sinécure. C'est pourquoi nous avons mis au point un système très simple à réaliser, original, robuste si c'est bien fait, et parfaitement efficace. Plutôt que d'utiliser un potentiomètre actionné via une roue et un rail dentés, nous avons opté pour le système opto-électrique, également utilisé par certains fabricants. Mais ici ce n'est pas une surface opaque qui isole progressivement une LED d'une LDR; c'est une surface qui en s'éloignant de la LED et de la LDR réfléchit de moins en moins de lumière; en s'en rapprochant, elle en réfléchit bien entendu de plus en plus. Le

croquis de la figure 1 montre comment l'ensemble est monté. Le montage est pris dans un bloc de mousse évidé, de la taille d'un pied, et d'une

épaisseur de quelques centimètres. Ce bloc est fermé par une plaquette de bois ou d'aluminium peinte en blanc ou munie d'une surface réfléchissante

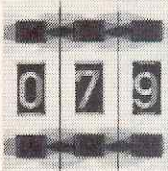
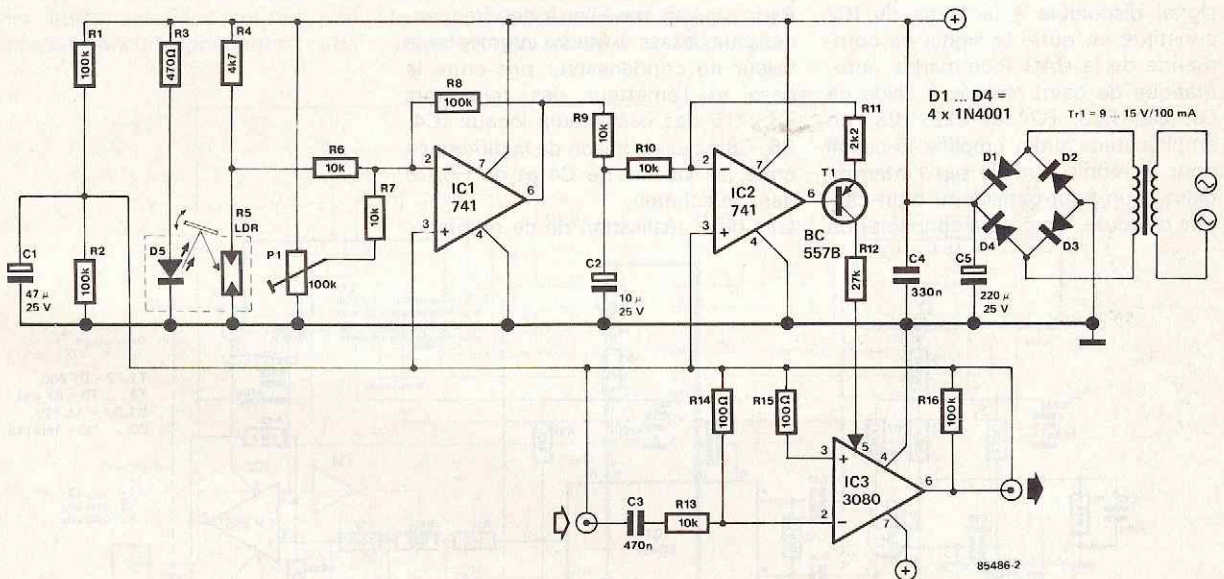




qui surplombe la LED et la LDR. Dessus on collera un matériau anti-dérapant.

Lorsque le pied appuie sur cette plaque, celle-ci se rapproche du couple LED/LDR et la résistance ohmique de la LDR diminue en proportion. On voit sur la figure 2 que grâce à l'effet à la fois amplificateur, compensateur et inverseur de IC1, le deuxième amplificateur opérationnel (IC2) se voit appliquer précisément la tension nécessaire à obtenir un bon dosage du courant qui à travers T1 va commander l'OTA IC3.

Le réglage de P1 est considéré comme satisfaisant lorsque la pédale au repos délivre un signal de commande tel que le volume de l'instrument soit celui qui convient pour l'accompagnement: ainsi, lorsque la pédale sera enfoncée (écrasée) le volume sera maximal et correspondra donc à une partie à jouer en solo. Le réglage de P1 ne peut être effectué que lorsque le montage est totalement achevé et la pédale entièrement montée. C'est pourquoi il convient de prévoir un accès dans le boîtier à ce potentiomètre (orifice dans le fond par exemple ou sur le côté).



récepteur à fréquences fixes

Se mettre à l'écoute en ondes courtes de quelques émetteurs fixes tels que fréquences de détresse, stations maritimes et centres de contrôle aérien est une occupation passionnante pratiquée par un nombre de plus en plus important de jeunes (croissance de la part de temps libre oblige, on ne peut pas faire que de l'ordinateur). Les fréquences occupées par ce type de sta-

tions sont distribuées au niveau international de sorte que l'utilisation d'un récepteur à fréquences fixes accordé sur quelques-unes de ces fréquences se justifie pleinement... il ne reste plus qu'à attendre la communication intéressante. L'utilisation d'un récepteur de "couverture générale" pour ce genre d'écoute est loin de constituer un modèle d'efficacité,

sachant que le but de ce type de récepteur est de permettre l'écoute de n'importe quelle fréquence dans les bandes couvertes. Dans ces conditions, un récepteur permettant l'écoute de plusieurs fréquences fixes, le passage de l'une à l'autre se faisant par action sur un commutateur rotatif, remplit plus efficacement son rôle permettant un "monitoring" rapide sans

perte de temps ce qui est normale-ment le cas si on veut un accord correct.

Le principe utilisé est celui de la "conversion directe". Avec ce récepteur du type superhétérodyne, la fréquence de l'oscillateur est identique à la fréquence de réception (la fréquence intermédiaire étant de ce fait égale à 0). En raison de la simplicité de sa construction et de l'aisance de son réglage, la popularité de ce type de récepteur ne se dément pas, même de nos jours. Par l'intermédiaire d'un présélecteur commutable, le signal d'antenne arrive à un étage d'amplification HF réglable (T1, T2). A sa sortie, on découvre un mélangeur basé sur un circuit intégré qu'il est inutile de présenter, le SO 42P. Ce montage ne comporte pas un oscillateur local, mais trois, basé chacun sur un quartz, une action sur le commutateur S1 ayant pour effet de faire passer d'un oscillateur local à un autre et simultanément d'un réseau d'entrée à un autre. Le signal disponible à la sortie du mélangeur est en fait le signal audio. La sélectivité du montage est prise en compte par le filtre passe-bas R11...R13/C28...C30. L'amplificateur opérationnel IC2 amplifie ce signal avec un gain de 1 000. Le signal disponible à la sortie de IC2 constitue en outre le signal de commande de la CAG (commande automatique de gain) réalisée à l'aide de D1, D2, R23, R24 et C23. IC3, un amplificateur audio amplifie le signal pour le rendre audible par l'intermédiaire d'un haut-parleur ou d'un casque d'écoute. On pourra connecter un

magnétophone à la sortie TAPE pour enregistrer et le cas échéant, pouvoir réécouter les émissions intéressantes. Les fréquences reçues sont les fréquences de résonance des quartz X1...X3. A titre d'exemple, nous avons choisi 3 fréquences intéressantes: 2 182 kHz, la fréquence de détresse marine, 5 680 kHz, la fréquence de détresse internationale, 5 680 kHz, une fréquence utilisée par l'organisme SAR (Search and Rescue par hélicoptère). Pour faire fonctionner le montage à d'autres fréquences, il faut adapter en conséquence les bobines des réseaux d'entrée (L1, L2 ou L3). Une augmentation (ou diminution) de la fréquence désirée se traduit par une diminution (ou augmentation) proportionnelle du nombre de spires. Ainsi si l'on désirait par exemple se mettre à l'écoute de la fréquence 2 009 kHz, (fréquence des stations côtières en France, Brest le Conquet, Marseille, Boulogne, Grasse, etc), il faudrait prendre pour X1 un quartz ayant cette fréquence d'oscillation et pour L1 réaliser une bobine de $\frac{2182}{2009} \cdot 115 = 125$ spires, la prise intermédiaire se faisant à $\frac{2182}{2009} \cdot 11 = 12$ spires.

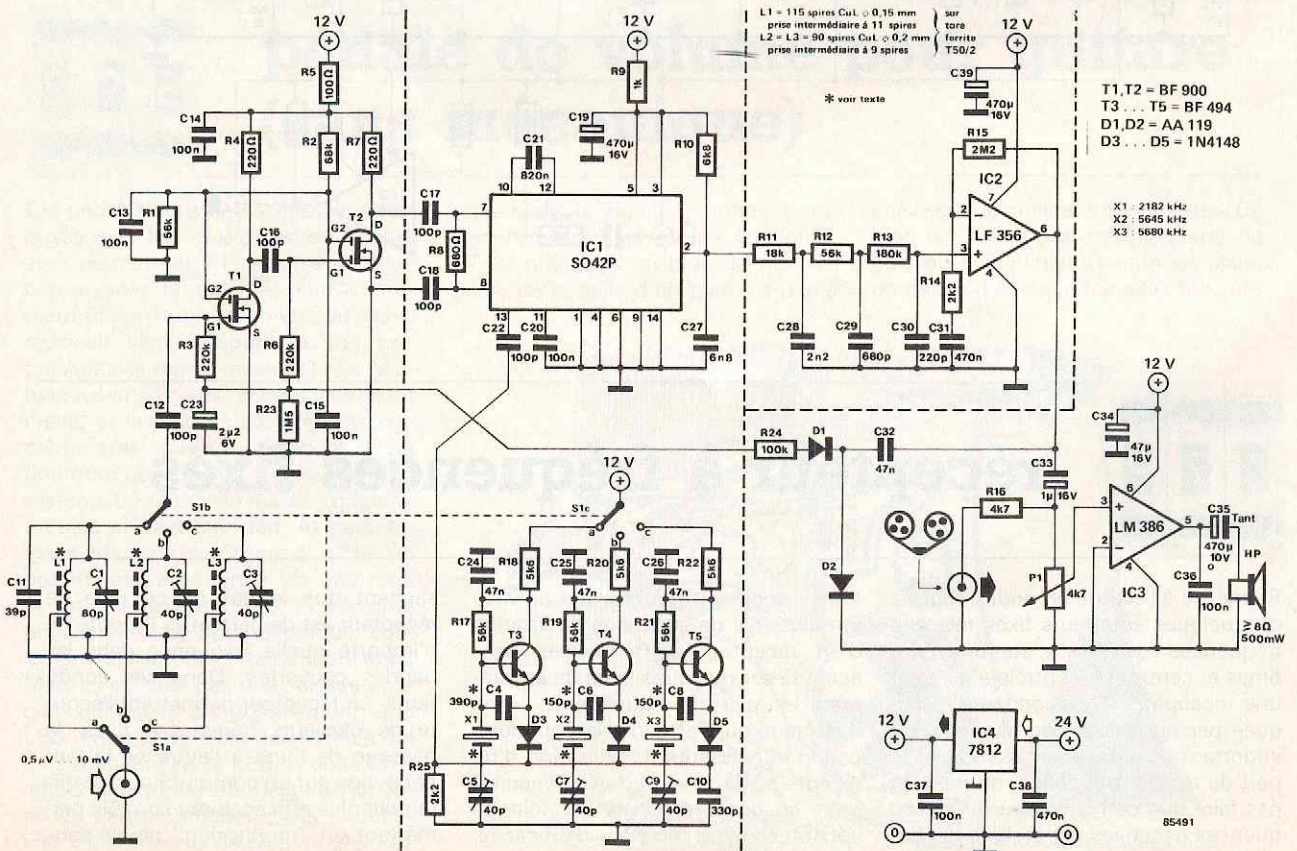
Pour pouvoir travailler à des fréquences plus basses, il faudra augmenter la valeur du condensateur pris entre la base et l'émetteur des transistors T3...T5 des oscillateurs locaux (C4, C6, C8); c'est la raison de la différence entre les valeurs de C4 et de C6/C8 dans le schéma.

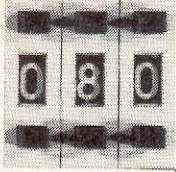
Lors de la réalisation de ce montage,

on respectera les règles d'or des montages HF (liaisons aussi courtes que possible, découplage correct des divers sous-ensembles, etc). Les lignes en pointillés du schéma représentent les endroits où placer le blindage en tôle de fer blanc. Les liaisons allant au commutateur S1 doivent elles aussi être aussi courtes que possible. Une réalisation convenable du montage en permet l'utilisation jusqu'à des fréquences de l'ordre de 18 MHz.

Un mot concernant le réglage du montage. Par action sur C5, C7 et C9 respectivement, on réglera très précisément les oscillateurs à la fréquence de réception désirée (zero beat). Ensuite, en jouant sur C1, C2 et C3, on ajustera les réseaux de sortie de façon à atteindre le niveau audio de sortie maximal.

Quelques autres fréquences intéressantes: 1673 et 1876 kHz, Brest le Conquet, 1906 et 1939 kHz Marseille.





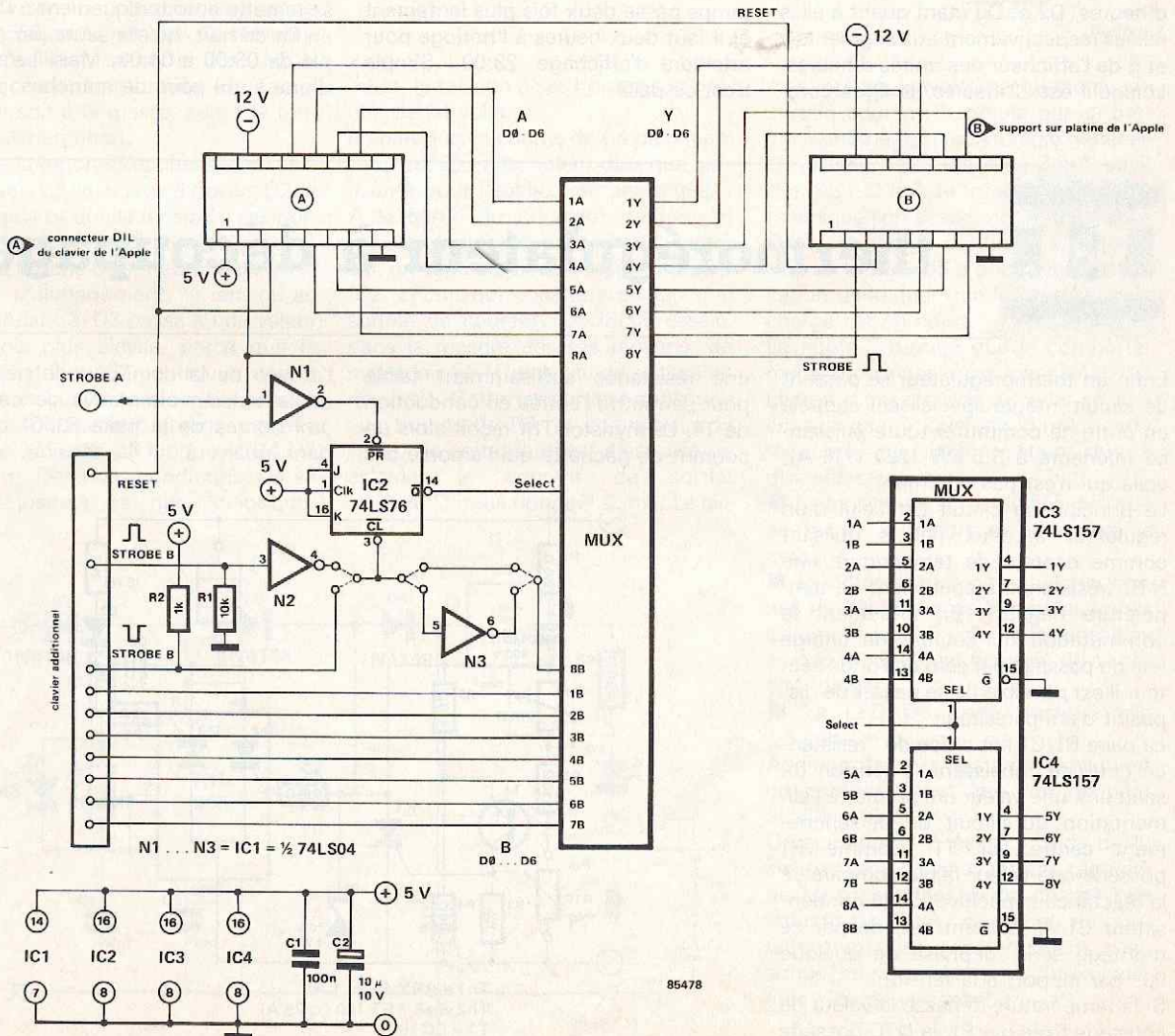
clavier auxiliaire pour APPLE II

W. Arends et H. Scholz

Un ordinateur peut très bien vous plaire dans son ensemble, mais laisser à désirer quant à son clavier. Au début, l'utilisateur n'est d'ailleurs pas toujours en mesure de distinguer les défauts du clavier des imperfections du reste de la machine, et l'amalgame est vite fait. Plus tard, à l'usage, il apparaît que l'achat ou la fabrication d'un clavier mieux adapté aux besoins est une bonne solution. Mais il reste la difficulté de connecter le clavier de rechange au système. Plutôt que de supprimer purement et simplement le clavier original, certains préféreront, comme nous, brancher le nouveau clavier en parallèle sur l'ancien, en ménageant la possibilité de passer facilement de l'un à l'autre. Sur le schéma, cette possibilité nous est offerte par la partie du circuit appelée MUX. Ce module reçoit les sorties des deux claviers, et c'est lui qui décide lequel des deux est en service. Comme on le sait, le circuit d'un clavier alphanumérique fournit une donnée binaire correspondant au code

ASCII de la touche actionnée, avec une impulsion d'échantillonnage ou de validation (STROBE) dont la fonction est de signaler la présence de cette donnée. Selon que l'impulsion en question vient de l'un ou l'autre clavier, la sortie \bar{Q} d'IC2 est mise au niveau logique haut ou bas. Ce signal tient lieu de signal de multiplexage pour le module MUX réalisé à l'aide de deux circuits intégrés du type 74LS 157. Ceux-ci comportent chacun quatre multiplexeurs 2 vers 1. Lorsque l'entrée Select est au niveau logique bas, ce sont les bits présents sur les lignes d'entrées 1A...8A qui sont acheminés vers les sorties 1Y...8Y. Lorsque cette entrée est au niveau logique haut, ce sont évidemment les bits des entrées B qui sont transmis vers les sorties. L'APPLE II pour lequel ce circuit a été conçu demande une impulsion d'échantillonnage positive. Le cas échéant, il conviendra donc d'inverser l'impulsion d'échantillonnage éventuellement négative de votre clavier auxiliaire à l'aide des

inverseurs N2 et N3. Le circuit pourra être utilisé tel quel ou légèrement modifié sur d'autres systèmes que l'APPLE II. Il rend de grands services notamment lorsque l'ordinateur doit être commandé depuis plusieurs postes de travail différents. On peut considérer qu'en fait les deux claviers sont en fonction simultanément, puisque dès qu'une touche est actionnée sur l'un ou l'autre, l'information correspondante est acheminée correctement par le circuit de multiplexage, quel que soit l'état antérieur du multiplexeur.





chrono-élongateur

d'après une idée de S. Gulikers

Existe-t-il parmi nos lecteurs quelqu'un qui n'ait pas de violon d'Ingres auquel il consacre la majeure partie de son temps libre? Hormis lui, tous nos lecteurs ont un point commun: le nombre d'heures qu'ils peuvent consacrer à leur "hobby" est toujours bien trop limité.

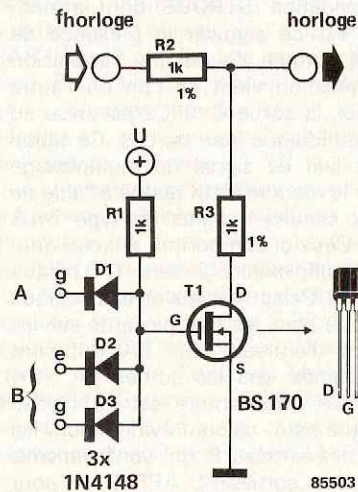
Comme nous avons le sentiment que vous aussi faites partie de cette catégorie, (il en est d'ailleurs de même en ce qui concerne la rédaction d'Elektor), il est fort probable que le montage décrit ici puisse vous intéresser.

Le chrono-élongateur est un montage de dimensions extrêmement modestes que l'on pourra implanter dans la quasi-totalité des horloges numériques; sa fonction consiste à allonger d'une heure la durée que l'on peut consacrer à son violon d'Ingres.

Ceci dit, il serait intéressant de voir comment tout cela marche.

Le schéma comporte 3 diodes qui, associées à R1 forment une porte ET (AND). La diode D1 est reliée au segment g de l'afficheur des dizaines d'heures, D2 et D3 étant quant à elles reliées respectivement aux segments e et g de l'afficheur des unités d'heures. Lorsqu'il est 22 heures, la ligne com-

A = afficheur des dizaines d'heures
B = afficheur des unités d'heures



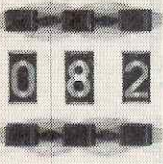
mune à D1... D3 passe au niveau logique haut, tous les segments connectés à ces diodes étant allumés. Dans ces conditions, le transistor T1 conduit, le signal fourni par l'horloge numérique est divisé par deux. Le temps passe deux fois plus lentement et il faut deux heures à l'horloge pour atteindre l'affichage 23:00. Simple n'est-ce pas?

En dépit de l'apparente simplicité du montage, il est un certain nombre de points auxquels il est indispensable de faire attention. Pour obtenir un fonctionnement correct du montage, il faut que le signal d'horloge soit divisé très exactement par deux, ce qui explique la nécessité d'utiliser des résistances à 1% pour R2 et R3.

L'utilisation d'un BS170 comme transistor de commutation est dû à la même raison, sachant qu'un MOSFET de ce type ne possède pas de tension de saturation. Le remplacer par un transistor ordinaire se paierait par une certaine tension de saturation ce qui entraînerait une division du signal par un facteur différent de deux. L'horloge se décalerait alors lentement au cours des heures.

Une dernière remarque: ce circuit est étudié pour des afficheurs à anode commune. Pour pouvoir travailler avec des afficheurs à cathode commune, il suffit d'inverser le sens de polarisation des diodes D1... D3.

Il ne vous reste plus qu'à imaginer comment faire pour que votre horloge se remette automatiquement à l'heure en fin de nuit, qu'elle saute par exemple de 03:00 à 04:00. Mais il s'agit là d'une autre paire de manches.



thermorégulateur à découpage

Enfin un thermorégulateur se passant de circuit intégré spécialisé!!! capable en outre de commuter toute puissance inférieure à 3,5 kW (220 V/16 A), voilà qui n'est pas commun!

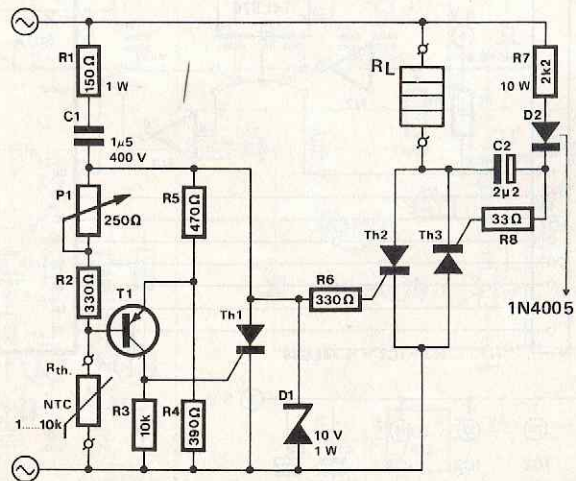
Le principe du circuit est celui d'un régulateur à deux paliers utilisant comme capteur de température une NTC (résistance à coefficient de température négatif). En effectuant la commutation du courant de charge lors du passage par zéro de l'onde secteur il est possible de se passer de dispositif d'antiparasitage.

La paire R1/C1 fait office de "résistance chutrice" abaissant la tension du secteur à une valeur qui permette l'alimentation du circuit de déclenchement centré sur T1. Comme R1 possède une valeur faible comparée à la réactance capacitive X_C du condensateur C1, le courant est, de par ce montage série, déphasé de quelque 90° par rapport à la tension.

Si la température dépasse la valeur de consigne fixée par P1, la NTC possède

une résistance suffisamment faible pour permettre l'entrée en conduction de T1. Le thyristor Th1 reçoit alors un courant de gâchette qui l'amorce dès

l'arrivée de la demi-période négative de la tension alternative, le courant aux bornes de la paire R1/C1 précédant quant à lui la tension. Après



Th1 = BRX 49 (≈ 1 A)
Th2, Th3 = BT 120 (< 25 A)
T1 = BC 160

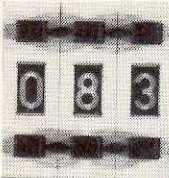
85437

amorçage de Th1, Th2 et Th3 restent bloqués de sorte qu'il ne circule plus de courant à travers la charge R_L (l'élément de chauffage).

Si la température tombe en-dessous de la valeur de consigne, T1 et Th1 restent bloqués, ce qui permet l'amorça-

ge de Th2. Comme la tension aux bornes de la diode zener D1 précède la tension alternative du secteur, le thyristor est amorcé dès le passage par zéro de cette dernière tension. Au début de la demi-période négative, Th3 est amorcé. Au cours de la demi-

période positive, C2 se charge à travers R7 et D2. Ce même condensateur fournit ensuite, au début de la demi-période négative, le courant de gâchette nécessaire à l'amorçage de Th3.



chargeur d'accu CdNi avec source de 12 V

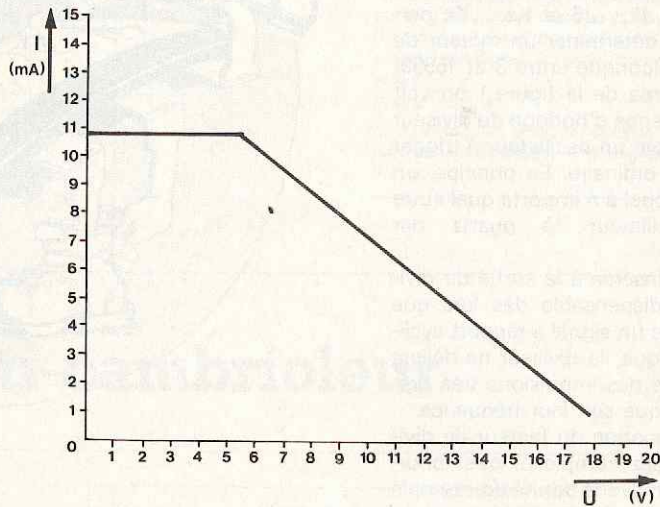
K. Williams

S'il vous est déjà arrivé de tenter de recharger un accu CdNi de 12 V à l'aide de votre batterie de voiture, (12 V elle aussi), vous avez sans aucun doute constaté que c'était impossible et cela bien que les tensions nominales des deux "réservoirs énergétiques" soient identiques. La raison en est bien simple: contrairement à ce que pourrait donner à penser la valeur de sa tension nominale, affichée à 1,2 V, une cellule d'accu CdNi exige une tension de charge plus élevée, proche de 1,4 V par élément. Ainsi, pour pouvoir être chargé correctement, un accu de 12 V, qui comporte 10 cellules, exige une tension de près de 14 V.

C'est la raison de l'emploi d'un doubleur de tension construit autour de IC1, un 555 tout ordinaire. Ce temporisateur oscillant, sa sortie, (broche 3) est successivement reliée (de façon interne) soit à la masse, soit à la tension d'alimentation.

Lorsque la broche 3 est basse, (reliée à la masse), C3 se charge à travers D2 et D3 jusqu'à ce que la tension à ses bornes soit proche de 12 volts. Si au contraire, la broche 3 est haute, (reliée à la tension d'alimentation), la tension au point nodal C3/D3 passe à une valeur deux fois plus élevée, parce que le pôle négatif de C3 se trouve déjà à 12 volts et que la tension aux bornes de ce condensateur chargé est elle aussi de 12 volts. D3 bloque et D4 est passante. Dans ces conditions, C4 se charge jusqu'à ce que, théorique-

2



85485-2

ment, la tension à ses bornes soit proche de 24 volts.

En pratique, la charge de C4 ne dépasse guère 20 volts, valeur plus que suffisante pour l'application envisagée.

A la sortie du doubleur de tension nous trouvons un petit circuit centré sur un régulateur de tension intégré, IC2, circuit qui constitue en fait une source de courant. Le 78L05 essaie, dans la mesure des ses moyens, de maintenir à 5 V le niveau de sa tension de sortie. Cette tension est appliquée aux bornes de R3, et connaissant la valeur de cette dernière, il est aisé de calculer le courant de sortie: $5 \text{ V} / 680 \Omega$ nous donne 7,4 mA. Le cir-

cuit intégré consomme lui-même un certain courant; il circule par sa broche centrale (qui est en règle générale la masse), un courant de 3 mA environ. Soit 10 mA au total, valeur parfaite lorsque l'on désire mettre des accu CdNi en charge continue. L'adjonction de la LED D5 a pour seule justification d'indiquer que le processus de charge est en cours.

La figure 2 montre que le comportement du circuit n'est pas idéal. La charge d'un accu de 12 volts se fera en pratique à quelque 5 mA, cette réduction de courant étant due à diverses causes;

- La tension de sortie du 555 diminue au fur et à mesure qu'augmente le courant.

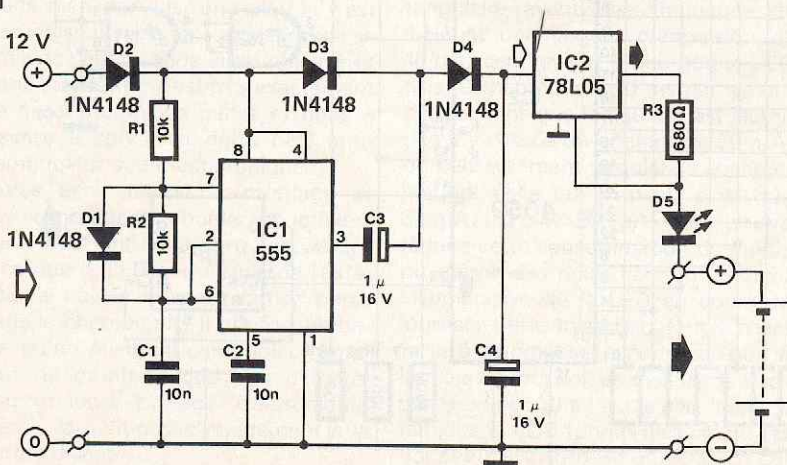
- La différence de potentiel aux bornes du 78L05 est de 5 volts auxquels s'ajoutent les 2,5 volts indispensables à un fonctionnement correct de ce circuit intégré.

- La LED D5 exige quant à elle 1,5 volts.

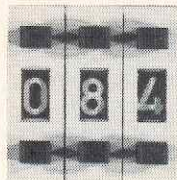
Additionnés, ces facteurs expliquent un comportement que l'on ne peut qualifier d'idéal.

Un accu de 12 V réalisé à l'aide de 10 cellules de 1,2 V et ayant une capacité de 0,5 Ah est dans ce cas chargé à un courant de 5 mA, ce niveau de courant étant très exactement celui admis pour une charge de durée indéfinie (1% de la capacité).

1



85485-1



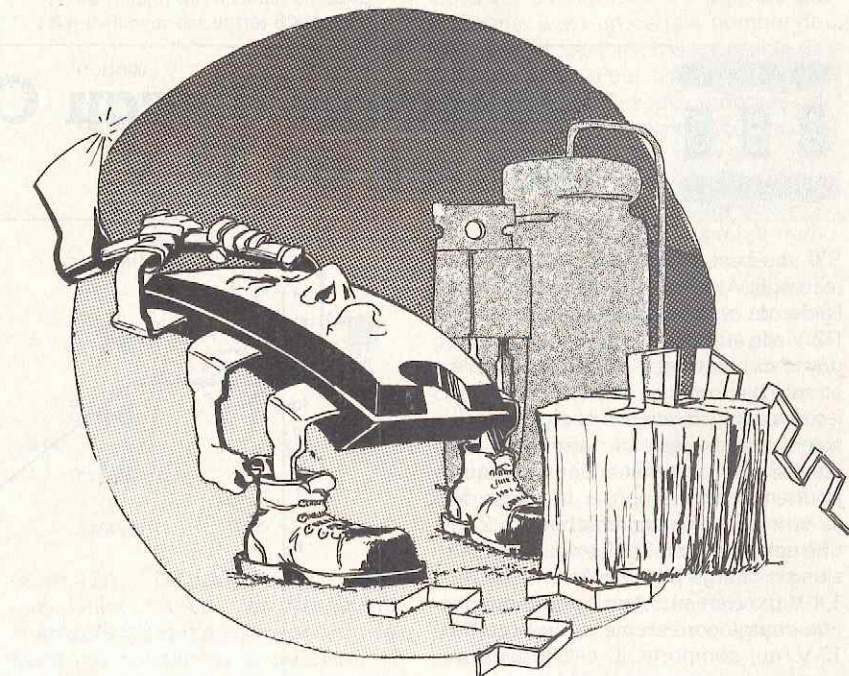
générateur de signaux carrés à programmation numérique

Les caractéristiques hors pair du circuit intégré 4059 n'ont pas encore été exploitées à fond, loin s'en faut, dans les circuits d'Elektor (voir notamment "les oscillateurs numériques" du numéro de Juin dernier). Le circuit présenté ici contribue, à sa modeste échelle, à redresser le tort fait par ignorance à ce super-diviseur intégré de la série des 40XX en CMOS.

Les entrées J1...J6 et Ka...Kc permettent de déterminer un facteur de division quelconque entre 3 et 15999! Sur le schéma de la figure 1 on voit que la fréquence d'horloge du diviseur est fournie par un oscillateur à trigger de Schmitt ordinaire. En principe, on peut faire appel à n'importe quel autre type d'oscillateur (à quartz par exemple).

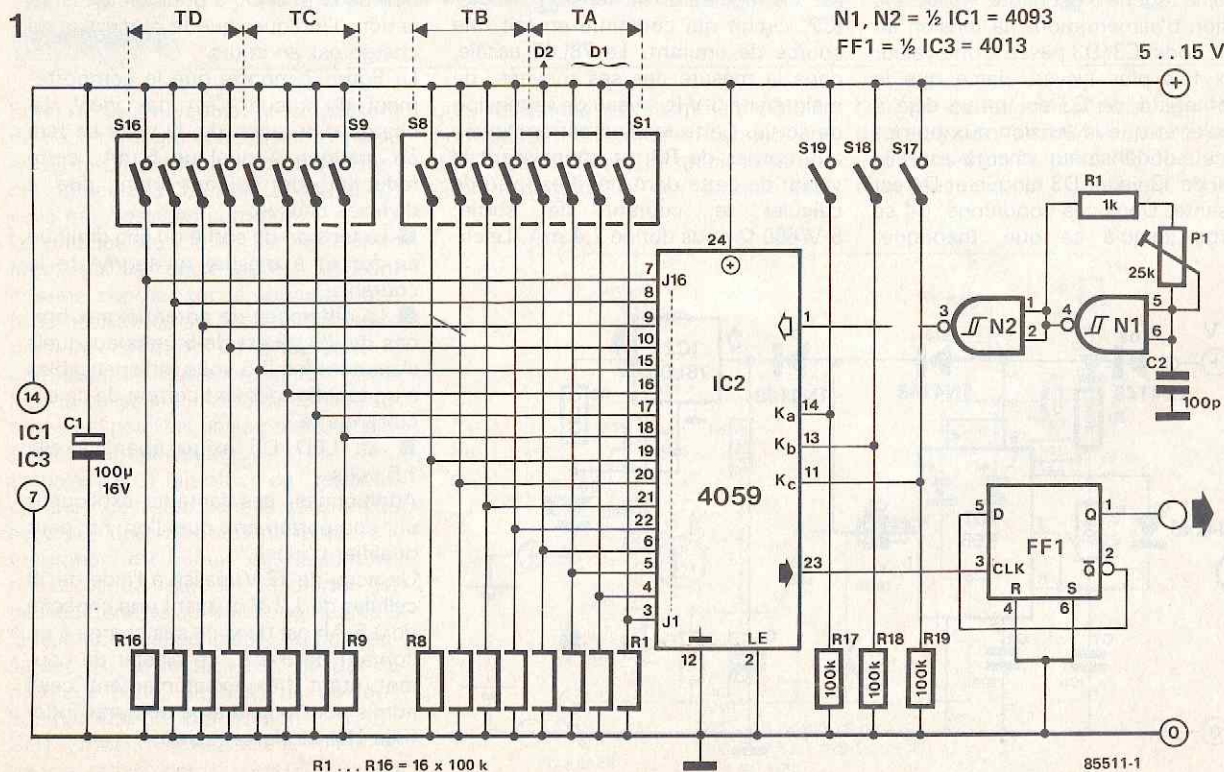
La bascule insérée à la sortie du diviseur est indispensable dès lors que l'on souhaite un signal à rapport cyclique symétrique; le diviseur ne délivre en effet que des impulsions très brèves, quelle que soit leur fréquence.

La programmation du facteur de division est assez complexe; c'est pourquoi nous en avons donné un exemple dans la figure 2. Considérons tout d'abord les entrées J1...J16, groupées quatre par quatre. Désignons par TD, TC, TB et TA l'information binaire fournie par chacun de ces groupes. Le dernier groupe est subdivisé en deux sous-groupes, D1 et D2. Nous sommes donc en présence de cinq "entrées de données" séparées, dont

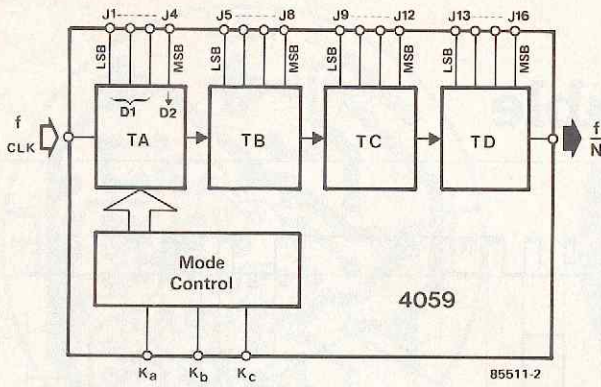


l'une (D2) n'a qu'un bit. Le circuit possède encore trois entrées dites "mode control" (Ka, Kb, Kc) dont la programmation détermine l'un des cinq facteurs suivants: 2, 4, 5, 8 ou 10. A noter que lorsque le facteur $K = 10$, la fonction de D2 disparaît, et la donnée D1 a 4 bits (J1...J4). C'est pourquoi la formule de calcul du fac-

teur de division est différente pour $K = 10$. On peut aussi bien programmer le diviseur à partir d'un microprocesseur, qu'à l'aide de compteurs/décompteurs binaires, ou tout simplement à la main, à l'aide d'interrupteurs. Le champ d'application d'un tel diviseur est illimité: on peut l'utiliser aussi bien



2



Formule 1 pour K ≠ 10:

Facteur N; $D_1 = J_1, J_2, J_3$; $D_2 = J_4$
 $N = D_1 + K (1000 \cdot D_2 + 100 \cdot TD + 10 \cdot TC + 1 \cdot TB)$

Formule 2 pour K = 10:

Facteur N; $D_1 = J_1, J_2, J_3, J_4$
 $N = 1000 \cdot TD + 100 \cdot TC + 10 \cdot TB + D_1$

K	Ka	Kb	Kc
2	1	1	1
4	0	1	1
5	1	0	1
8	0	0	1
10	1	1	0

pour la réalisation d'oscillateurs musicaux programmables qu'en métrologie, ou encore dans les circuits de temporisation, mais aussi dans les circuits d'accord de récepteurs FM! La tension d'alimentation peut varier entre 4 et 15 V, et le courant est négligeable.

Solution du rébus:

Plume d'oeufs (à prononcer d'oeu) cent (10 × 10 = 100) circuits

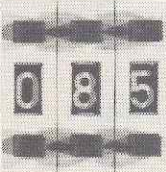
(Nota: nous aurions pu vous simplifier la vie en mettant une croix sur le nid, mais cela aurait été trop simple).

Donc: Plus de 100 circuits.

Nous offrons 5 exemplaires, dédiés par les auteurs, du nouvel ouvrage "302 circuits" aux 5 premiers lecteurs pouvant nous dire de quel schéma est extrait la partie utilisée dans le rébus.

Bonne chance!

Et n'hésitez pas, à cette occasion, à nous faire part de vos remarques, critiques suggestions etc....



LED anti-cambrioleur

Le montage décrit ici n'est en fait rien de plus qu'une LED clignotante super-économique.

Nombreux sont nos lecteurs qui habitent dans un appartement dont le volume (et l'exiguïté des escaliers) interdisent d'entreposer qu'une bicyclette qui un vélomoteur, véhicule qui faute de mieux, finit toujours dans la cave, endroit où il devient malheureusement l'objet de la convoitise de malfaiteurs de tout acabit. La mise en place de ce montage n'en devient ainsi que plus recommandable.

Mais il n'est pas rare que la soi-disante cave ne soit pas, (pour des raisons de sécurité), dotée d'une prise secteur de 220 V. La mise en place d'un système d'alarme à cet endroit ne peut donc se faire qu'à condition d'y disposer une batterie de bonne capacité.

Dans bien des cas, une alarme n'est pas indispensable, la suggestion de sa présence est presque aussi efficace et donc suffisante; c'est très exactement ce que nous avons pensé et nous a poussé à concevoir cette LED anti-cambrioleur super-économique.

Après avoir réalisé le montage et l'avoir mis dans un boîtier, on le fixera sur le montant de la porte, en veillant à ce que la LED soit visible de l'extérieur à travers un petit orifice percé dans le chambranle. Il est fort probable qu'un éventuel cambrioleur amateur ne montrera que peu d'intérêt pour un local "protégé électroniquement" et qu'il passe rapidement à la porte suivante.

Le trigger de Schmitt N2 associé aux

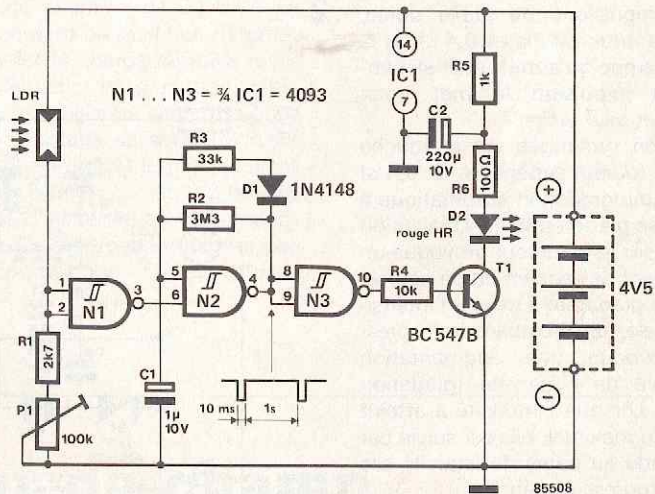
composants qui l'entourent constitue un oscillateur générant un signal rectangulaire ayant une fréquence de 1 Hz et une largeur d'impulsion de 10 ms; ceci revient à dire que la LED n'est alimentée que 10 ms par seconde; sachant que lorsqu'elle est illuminée il y circule un courant de 30 mA, on peut aisément calculer sa consommation réelle qui n'atteint ainsi que $30 \text{ mA} / 100 = 300 \mu\text{A}$. On pourra réduire cette consommation de moitié ou même des deux tiers en inhibant l'illumination de la LED en cours de journée. Cette mise hors-fonction est facile à automatiser, à condition que la lumière du jour soit en mesure de frapper le boîtier. Si tel est le cas, lorsqu'il fait jour, la LDR (photo-résistance) est frappée par la lumière du soleil ce qui provoque le passage au niveau bas de

la sortie de N1. L'oscillateur est alors bloqué et la LED reste "éteinte".

P1 permet d'ajuster le niveau lumineux auquel doit se faire cette mise hors-fonction, et donc la sensibilité du montage.

S'il est impossible de faire en sorte que la lumière du jour frappe le boîtier, on pourra supprimer la LDR, P1 et R1 (devenus inutiles) et l'on connectera les entrées de N1 à la masse.

Quelle est la durée de vie d'une pile plate de 4,5 V utilisée avec ce montage est sans doute la première question à venir à l'esprit. Une pile plate de bonne qualité possède une capacité de l'ordre de 2 Ah environ, ce qui signifie qu'elle est capable d'alimenter un montage (doté d'un dispositif à LDR) pendant une durée comprise entre un an et demi et deux ans.





gradateur sensitif double

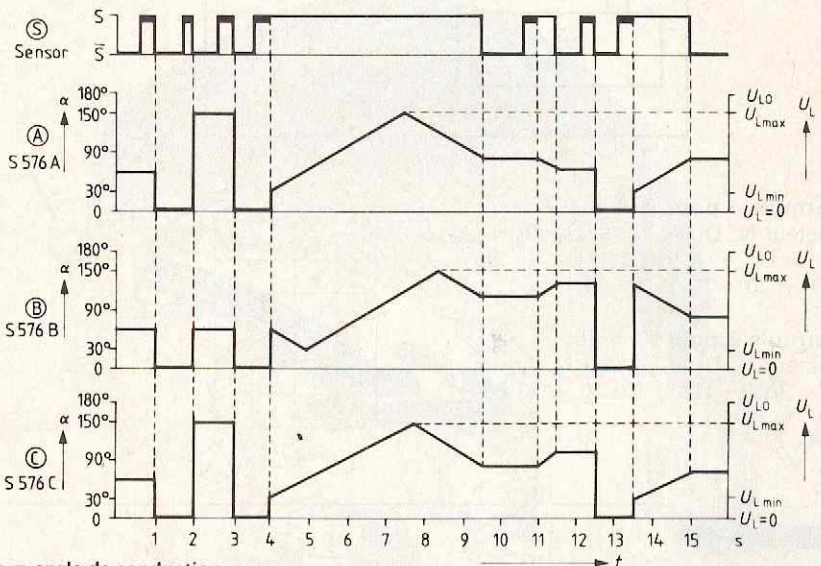
Il ne s'agit sans doute pas là du premier gradateur ayant l'honneur de nos colonnes. Si nous vous proposons celui-ci, ce n'est pas que le précédent ne fonctionnait pas correctement, mais tout simplement parce que l'évolution technologique aidant, il est toujours possible d'améliorer un montage, de le simplifier ou de le miniaturiser. La compacité de ce montage est telle que nous avons réussi à mettre deux gradateurs dans un seul boîtier de jonction électrique. Soulevons le couvercle pour voir ce qu'il cache.

Une paire de S 576 (IC1 et IC2) constitue le(s) coeur(s) du montage. Ce circuit intégré est une version améliorée de son célèbre prédécesseur, le S 566. Le S 576 règle le découpage de phase selon la durée des impulsions de commande (brèves ou longues) fournies par une touche sensitive. Toute impulsion de longueur inférieure à 60 ms est considérée comme étant une impulsion parasite. Il est possible de faire fonctionner le montage en interrupteur marche/arrêt, (en tout ou rien), à l'aide d'impulsions de faible durée, (comprise entre 60 ms et 0,4 s); si la charge, (lampe ou autre), était alimentée, une impulsion la met hors-fonction et vice versa.

Une action prolongée sur la touche sensitive (durée supérieure à 0,4 s) entraîne une gradation automatique à une vitesse prédéterminée. Une action continue sur le gradateur provoque un changement de sens en fin de course. Ainsi si le gradateur a atteint l'intensité minimale, un maintien de la pression provoque une augmentation progressive de l'intensité (gradation positive). Lorsque l'intensité a atteint son niveau maximal, elle est suivie par une période au cours de laquelle elle décroît progressivement.

Ce circuit intégré existe en trois versions: les S 576-A, -B et -C, chaque type se caractérisant par son mode de gradation: dans le cas des types A et C, la gradation débute à la luminosité

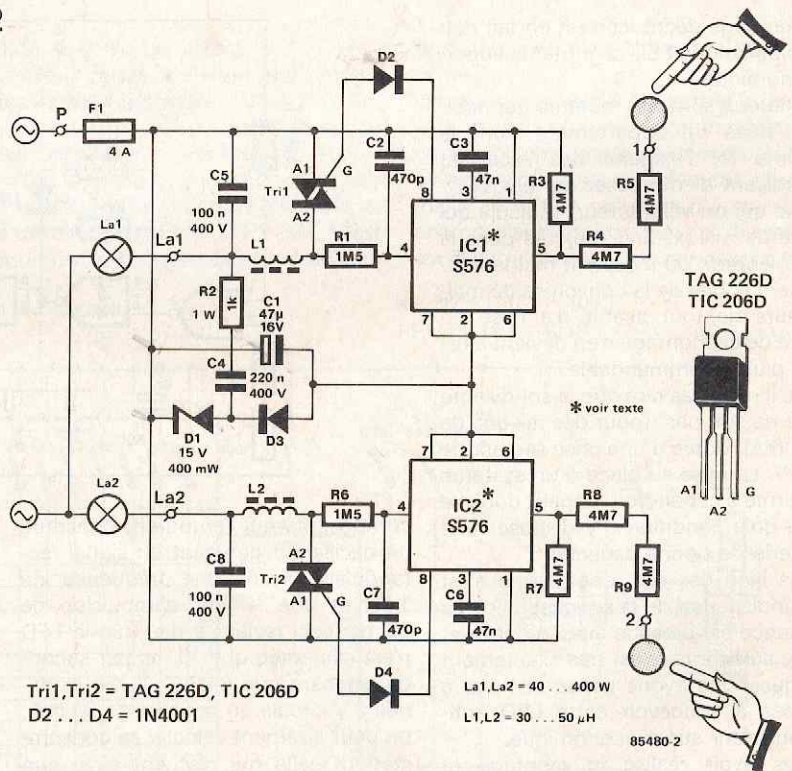
1



α = angle de conduction
 U_L = tension de l'ampoule
 S = action sur la touche sensitive

85480-1

2

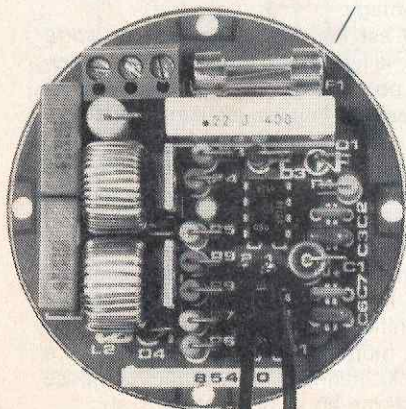


Tri1, Tri2 = TAG 226D, TIC 206D
 D2 ... D4 = 1N4001

La1, La2 = 40 ... 400 W

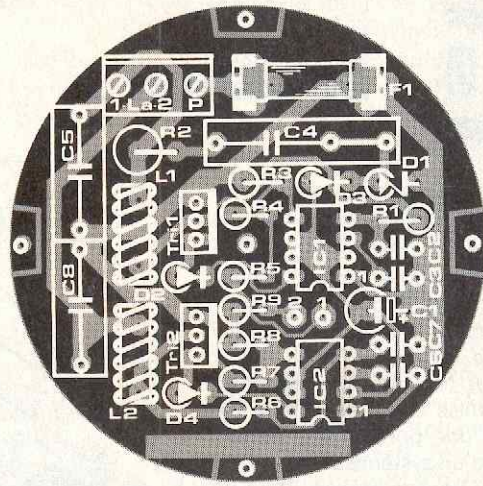
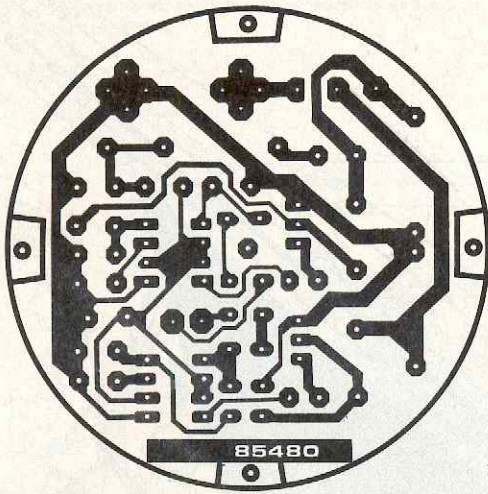
L1, L2 = 30 ... 50 μ H

85480-2



minimale, la mise en fonction et l'arrêt se faisant toujours entre les niveaux de luminosité minimum et maximum. Dans le cas du type C, le sens de gradation s'inverse après chaque interruption, tandis que dans le cas du type A, il se poursuit dans le même sens. Le type B possède une caractéristique intéressante, celle de mémori-

ser le niveau de luminosité existant à l'instant de coupure. Ainsi, lors de la mise en fonction suivante, la gradation redémarre au niveau atteint à l'instant de coupure. La figure 1 illustre graphiquement ces particularités. Le schéma du montage est donné en figure 2. Une poignée de composants (R2, C4, D1, D3 et C1) assure l'alimen-



Liste des composants

Résistances:

- R1, R6 = 1M5
- R2 = 1 k/1 W
- R3...R5, R7...R9 = 4M7

Condensateurs:

- C1 = 47 μ /16 V
- C2, C7 = 470 p
- C3, C6 = 47 n céramique
- C4 = 220 n/400 V
- C5, C8 = 100 n/400 V

Semiconducteurs:

- D1 = diode zener 15 V/400 mW
- D2...D4 = 1N4001
- IC1, IC2 = S 567A, B ou C (voir texte)
- Tri1, Tri2 = TAG 226D, TIC 206D (voir texte)

Divers:

- L1, L2 = 30...50 μ H/2 A
- F1 = fusible verre 4A lent (T)
- 1 triple domino spécial circuit imprimé porte-fusible pour circuit imprimé en deux pièces

tation commune des deux circuits intégrés (IC1 et IC2). C3 et C6 règlent la vitesse du processus de gradation. L'ensemble de l'électronique trouve place sur un circuit imprimé taillé au format d'un boîtier de jonction électrique (figure 3). Assurez-vous que les composants utilisés ont une taille qui en permette l'implantation sur la platine, (format miniature pour L1, L2, C4, C5, C8, porte-fusible en deux pièces). Il existe deux types de triacs utilisables pour Tri1 et Tri2, le TAG 226D (courant de maintien de 10 mA) et le TIC 206D (courant de maintien de 30 mA). La taille du courant de maintien détermine quelle est la charge résistive minimale à laquelle la gradation reste possible. Trois liaisons servent à connecter le montage au secteur: P est relié à la phase (câble le plus souvent de couleur brune), La1 et La2 le sont aux câbles d'alimentation des ampoules (noir). Ce montage ne permet pas la gradation de tubes TL (tubes lumineux).

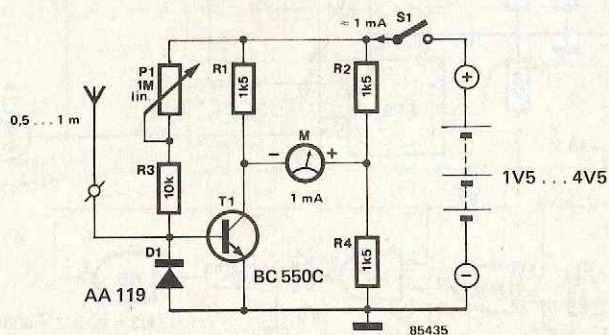
Lors de l'utilisation du circuit dans un montage différent, il faudra veiller à ne pas intervenir les lignes de phase (P) et de neutre (N), sous peine de se trouver en présence d'un montage fonctionnant mal (ou même pas du tout), la phase étant indispensable au fonctionnement correct de la touche sensitive.



indicateur de champ

Un petit circuit bien pratique pour les modélistes désireux de vérifier la présence d'un signal HF en sortie de leur émetteur de télécommande. Le doute est éliminé ou confirmé en l'espace d'une seconde.

Le seul composant actif du montage est un transistor (mais oui, ça arrive encore dans Elektor, un montage à un seul transistor!) qui tient lieu de résistance variable dans un pont de mesure. La base de T1 est reliée à l'antenne (une antenne fouet ou un simple fil). Lorsque la tension HF au pied de l'antenne est suffisante, le transistor conduit et le pont de mesure est "en équilibre". Le galvanomètre est traver-



sé par un courant qui vient par R2 et s'écoule via la jonction collecteur-émetteur de T1. Il convient de tarer

l'indicateur à l'aide de P1 avant de mettre l'émetteur de télécommande à tester sous tension.

Je pense, cher collègue, que vous devriez vérifier la temporisation de fermeture des portes de l'ascenseur.

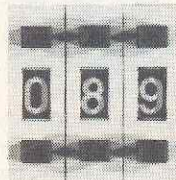


quatre transistors T1...T4, pont qui, selon le niveau logique appliqué aux bases des paires T1,T3 et T2,T4, détermine le fonctionnement ou non du

moteur et dans ce dernier cas, son sens de rotation. Lors du test du montage, on pourra remplacer le moteur par les LED D1 et D2 (associées aux

résistances R8 et R9). Le type de transistors à utiliser dépend du courant nécessaire aux moteurs (500 mA maximum). Règle de base: T1 = T2 et T3 = T4 (complémentaires des précédents). Exemple: BD239 et BD240. Plutôt que d'entrer dans les arcanes de la logique de commande du montage, consacrons quelques lignes à son mode de fonctionnement.

Une brève impulsion appliquée à la broche 6 de FF1 démarre le moteur: la porte s'ouvre, (inverser la polarité du moteur si nécessaire). Lorsque la porte est complètement ouverte, actionner l'interrupteur S2. Aussitôt, que l'action soit brève ou prolongée, le moteur doit s'arrêter pendant quelques instants, (cette durée étant réglable par action sur P1), avant de repartir dans l'autre sens: la porte se ferme. Si la barrière de détection est activée avant que la porte ne soit fermée, le sens de rotation du moteur s'inverse à nouveau et l'ensemble du processus se répète. Lorsque la porte est parfaitement close, S1 est actionné, fournissant une impulsion coupant le moteur jusqu'à la prochaine activation de ce dernier, la barrière de détection ayant détecté un quidam.



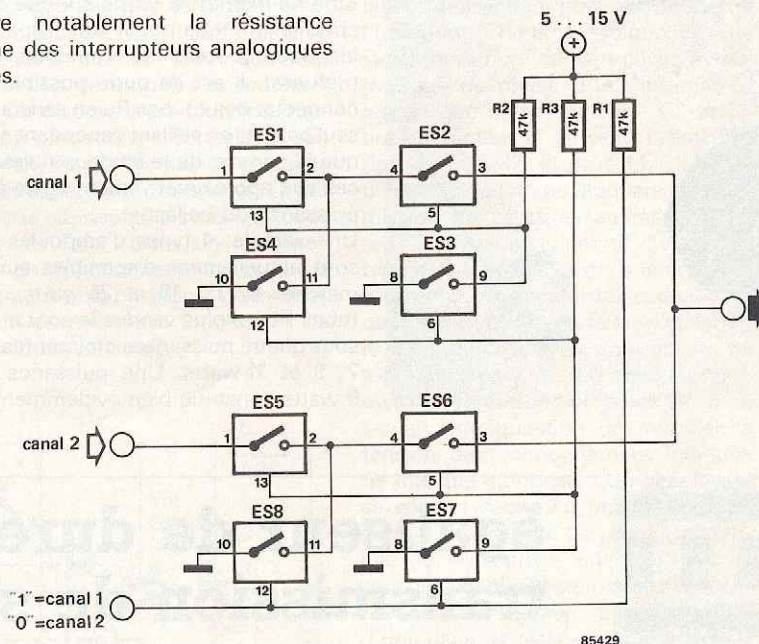
commutateur vidéo

Voici un circuit qui ne présente pas l'inconvénient dont souffrent bien des commutateurs vidéo, à savoir la diaphonie entre les signaux commutés (à propos, est-il bien convenable de parler de diaphonie au sujet de signaux vidéo?). Et pourtant le circuit est d'une simplicité exemplaire.

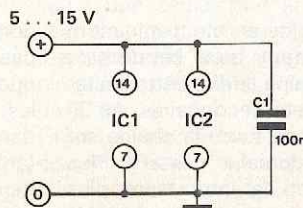
Lorsque le canal 1 est en service, ES1 et ES2 sont fermés et ES4 est ouvert. Tandis que ES5 et ES6 sont ouverts, ES8 est fermé: le signal du deuxième canal est donc purement et simplement mis à la masse. En outre, on utilise un circuit intégré distinct pour chacun des deux canaux commutés. De sorte que toutes les conditions sont réunies pour réduire à néant toute velléité de diaphonie entre eux. Il faut tenir compte de la résistance interne des interrupteurs fermés; celle-ci provoque indubitablement une dégradation des signaux sur des lignes 75 ohms. C'est pourquoi nous vous suggérons de combiner ce circuit avec l'amplificateur relais vidéo décrit ailleurs dans ce numéro.

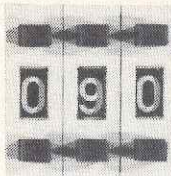
La bande passante est de quelque 8 MHz et le courant consommé de 1 à 2 mA selon la tension d'alimentation. Il est préférable d'alimenter les interrupteurs avec une tension aussi élevée que possible, car cela contribue à

réduire notablement la résistance interne des interrupteurs analogiques fermés.



ES1... ES4 = IC1 = 4066
ES5... ES8 = IC2 = 4066



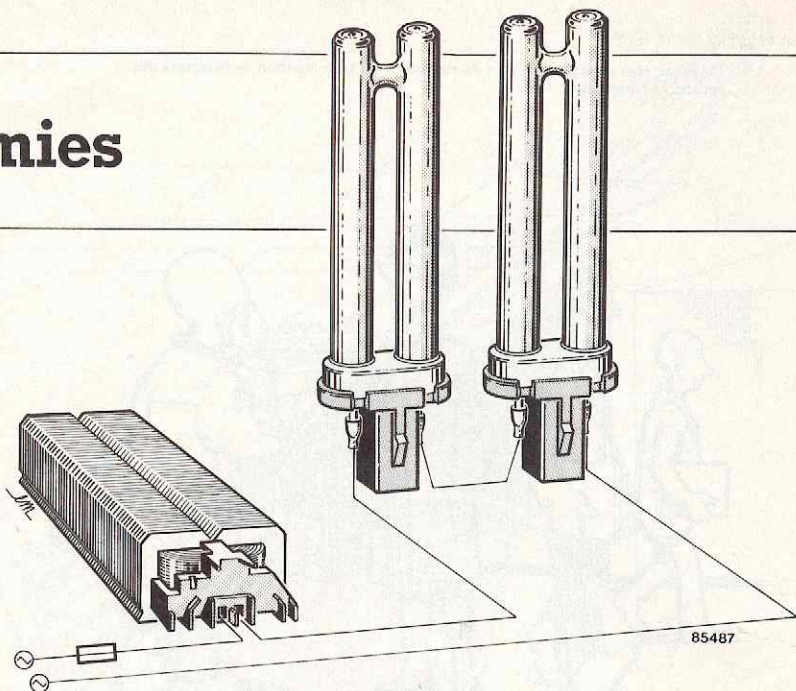


économies

Les études les plus récentes faites pour cerner les divers postes de la consommation d'électricité d'un ménage ont montré que l'éclairage y prend une part plus importante que l'on n'avait cru jusqu'à présent. Il est heureux que récemment, certains fabricants aient mis sur le marché un nouveau type d'ampoule réputées très économiques: les séries SL et PL.

Le culot d'une ampoule du type SL est identique à celui d'une ampoule à incandescence ordinaire ce qui lui permet de remplacer cette dernière sans plus de précautions. Les ampoules du type PL exigent l'utilisation d'un dispositif additionnel (ballast). Comme la publicité vous l'aura sans doute appris, une ampoule SL baptisée 18W consomme (un peu plus) de 18 watts, tout en produisant la même quantité de lumière qu'une ampoule à incandescence de 75 watts. Grâce aux premières, qui sont en fait un développement des tubes fluorescents, on peut économiser un nombre appréciable de kW/h (et donc d'argent), encore et bien que le prix d'achat soit sensiblement plus élevé (50 à 100 fois).

Donnée pour être de quelque 5 000

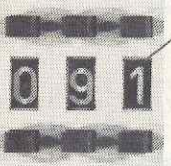
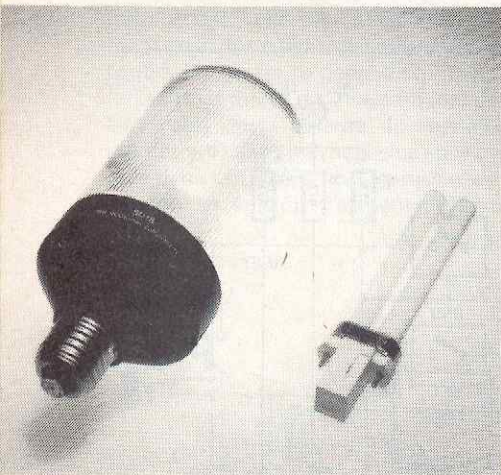


heures, la durée de vie d'une lampe PL est notablement plus importante (5 fois) que celle d'une ampoule ordinaire. Il est cependant dommage, de devoir la jeter lorsqu'elle est morte, alors que son ballast est encore en parfait état. L'ampoule proprement dite et le starter (ce dernier accolé à l'ampoule), étant usés, sont à jeter. On pourrait fort bien envisager l'utilisation d'un tel ballast pour alimenter un petit tube PL. Le schéma du circuit est identique à celui utilisé dans le cas d'un tube TL ordinaire, à l'exception près d'une absence du starter (qui est normalement implanté à l'intérieur du tube lui-même). Il va de soi que l'on choisira un tube ayant une capacité identique à celle de l'ampoule SL (défunte). Il est en outre possible de connecter deux tubes PL en série à un seul ballast, en veillant cependant à ce que la somme de leurs deux puissances soit approximativement égale à la puissance du ballast.

Un exemple: 4 types d'ampoules SL sont actuellement disponibles sur le marché: 9, 13, 18 et 25 watts. Les tubes PL les plus vendus le sont aussi sous quatre puissances croissantes: 5, 7, 9 et 11 watts. Une puissance de 9 watts constitue bien évidemment le

cas le plus simple, puisqu'un ballast de cette puissance s'accommode parfaitement d'un tube TL de 9 watts. De même, une paire de tubes de 7 watts peut fort bien être alimentée par l'intermédiaire d'un ballast de 13 watts.

Le démontage d'une ampoule SL ne devrait pas poser de problème particulier. A l'aide d'une tresse à dessouder, aspirer la soudure présente sur le culot et repousser vers l'intérieur de ce dernier le fil métallique ainsi libéré; procéder de la même façon en ce qui concerne la soudure présente entre le culot et l'ampoule. Il reste à dévisser le culot pour voir le boîtier protecteur s'ouvrir en deux. A nos regards ébahis s'offre, outre les composants précédemment évoqués, (tube, ballast et starter), un composant ayant presque la forme d'une résistance (et dont l'une des extrémités était soudée au fond du culot), une thermistance en l'occurrence, (chargée de couper l'alimentation de l'ampoule en cas de surchauffe). En fonction des circonstances, on pourra bien évidemment également implanter ce composant dans le circuit des tubes PL pour le mettre à l'abri de températures dangereuses.

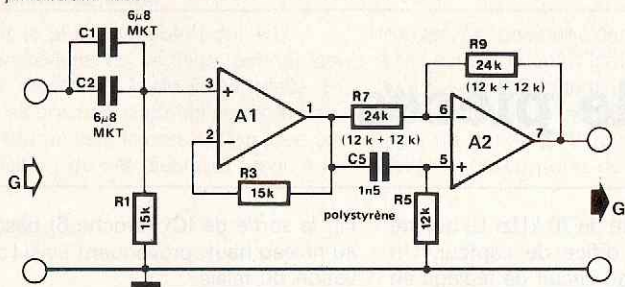


égaliseur de durées de transmission de signaux audio

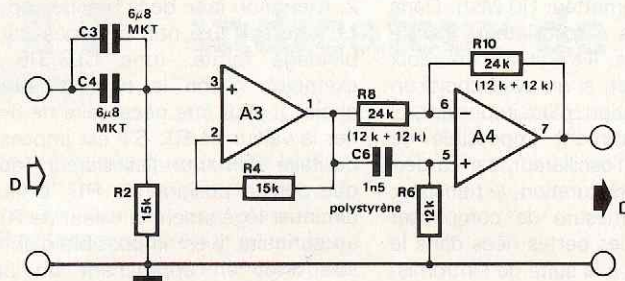
Lorsque l'on limite au strict minimum (20 kHz), la largeur de la bande passante d'une chaîne audio, cette limitation a des effets secondaires sur le comportement de toute la chaîne sur l'ensemble du domaine passant. Plus la pente du filtre est importante, plus le déphasage est sensible dans le

domaine passant, déphasage qui n'est pas en relation linéaire avec la fréquence. Cet état de fait entraîne, pour les signaux audio, un retard dépendant de la fréquence (retard augmentant avec la fréquence lorsque cette dernière dépasse 4 à 6 kHz). L'effet de ce retard est audible.

Le lecteur de Compact Disc (CD) est un tel type de système à limitation de largeur de bande, les lecteurs CD de Sony (et ceux des secondes sources de ce fabricant) en particulier sont affectés par cette durée de transmission dépendant de la fréquence, cette caractéristique n'affectant



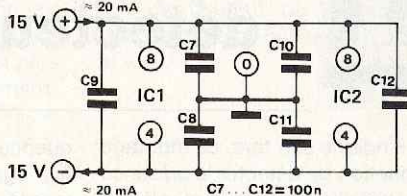
A1,A2 = IC1 = NE5532N
A3,A4 = IC2 = NE5532N



85462

cependant pas les lecteurs de fabrication Philips (et constructeurs "assimilés").

L'adjonction d'un retard pour les fréquences inférieures à la limite précédemment évoquée (4 à 6 kHz), permet



de faire en sorte que la somme des retards soit pratiquement constante sur l'ensemble du domaine passant. La quasi-totalité des fréquences audio traverse alors le système à une même vitesse.

On réalise un tel retard à l'aide d'un déphaseur centré sur A2 (et sur A4 pour l'autre voie pour une version stéréo). Le retard est maximal pour les signaux à fréquence faible ($2 \cdot R5 \cdot C5 = R6 \cdot C6 = 36 \mu s$).

Le montage est intercalé entre le lecteur de CD et l'entrée CD ou AUX de l'amplificateur.

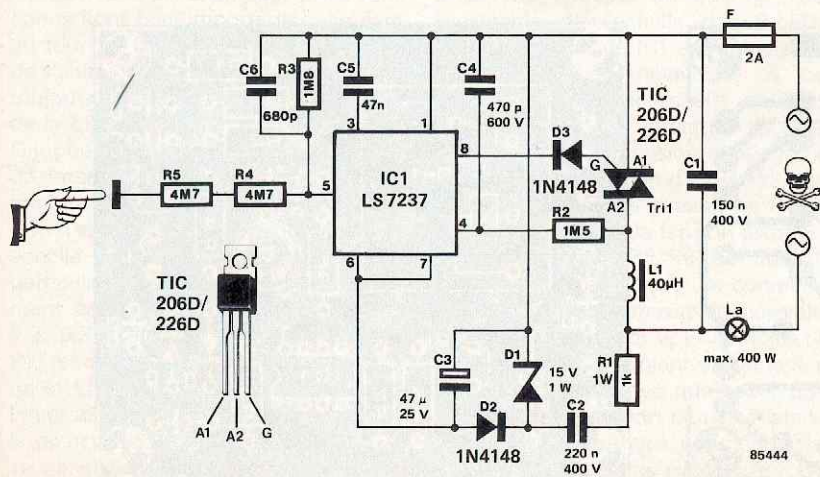
gradateur sensitif multiposition

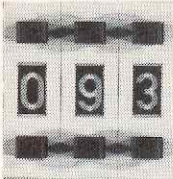
Comparé aux divers gradateurs sensitifs proposés au cours des années par Elektor, ce nouveau modèle se caractérise par les quatre positions nettement définies qu'il permet de donner à l'éclairage qu'il commande: éteint, "clair-obscur", médium et maximum. Vous admettez avec nous, qu'en pratique, cela est plus que suffisant. La vraie réalité quotidienne a vite fait de prouver la commodité du gradateur multiposition. Il n'est pas nécessaire de perdre à chaque fois un temps précieux à la recherche... de la position: en deux temps, trois mouvements, le réglage est trouvé. Le coeur du montage est un circuit

spécialisé pour ce type d'applications: le LS7237. Il suffit de lui associer quelques composants. Le gradateur peut aussi fonctionner en interrupteur électronique tout ou rien. Il suffit dans ce cas de relier la broche 2 (mode select = sélection de mode) à la broche 1 (V_{SS}). On dispose alors d'un interrupteur non-producteur d'étincelle et qui, de ce fait, ne génère pas de parasites pour les appareils environnants. Le fait de ne pas connecter la broche 2 (de la laisser en l'air), offre un troisième mode de fonctionnement, celui de gradateur à trois positions: pénombre, médium et maximum. En résumé, de nombreuses variantes.

IC1 contient toute l'électronique indispensable à la commande d'un triac. R2 et C4 forment un filtre détectant le 50 Hz du secteur pour en permettre l'utilisation comme fréquence de synchronisation de la boucle à verrouillage de phase (PLL) interne. Le réseau que constituent R1, C2 et D1 tire du secteur la tension d'alimentation du LS7237, la paire L1/C1 forme un réseau de filtrage bloquant la transmission de parasites au réseau secteur. Il n'est pas impératif d'utiliser le type de triac indiqué dans le schéma; tout autre triac ayant des caractéristiques similaires fait parfaitement l'affaire à condition d'avoir une tension de fonctionnement de 400 volts au minimum (il s'agit donc de types D). Il ne saurait être question de modifier la tension de fonctionnement indiquée de quelque composant du circuit que se soit, et ceci pour des raisons évidentes de sécurité. Les deux résistances de 4M7 prises en série avec la touche sensitive, garantissent la sécurité de l'utilisateur. L'implantation d'une paire de résistances en place et lieu d'une seule, met le montage à l'abri d'un risque d'étincelle disruptive; il ne saurait être question de les remplacer par une unique résistance de 10 M.

Grâce à ses faibles dimensions, il devrait être relativement aisé d'implanter le montage dans le boîtier mural de l'interrupteur d'origine.





détecteur de pièces

Comme l'indique son titre, ce montage a pour fonction de détecter la présence d'objets métalliques tels que pièces, clous et autres "machins" ou trucs de ce genre (n'ayant cependant pas une taille trop ridicule). Son principe de fonctionnement repose sur une des propriétés qu'ont les métaux, ferreux ou non, à savoir celle d'absorber un rayonnement magnétique. L'idée de base est simple: une bobine prise dans le circuit d'accord d'un oscillateur rayonne un champ magnétique. L'intromission d'un objet métallique dans ce champ de rayonnement absorbe suffisamment d'énergie pour faire décrocher l'oscillateur. En détectant le signal de l'oscillateur et en le transmettant à un trigger de Schmitt il est possible de visualiser la présence ou non d'un objet métallique à proximité de la bobine de détection.

L'oscillateur choisi est du type Colpitts monté avec sa base à la masse. Les valeurs données aux composants L1, C1 et C2 le font osciller à une fré-

quence de l'ordre de 70 kHz. La bobine fait également office de capteur. Un regard appuyé au circuit de réglage en courant continu permet de se rendre compte de "l'énormité" de la valeur de la résistance d'émetteur (10 M Ω). Dans ces conditions, l'oscillateur oscille assez faiblement. Il s'agit là d'un choix délibéré; en effet, si on avait choisi un niveau d'oscillation plus important, il aurait été quasiment impossible de faire décrocher l'oscillateur, car ce dernier étant en sursaturation, le transistor aurait été en mesure de compenser sans problème les pertes nées dans le circuit résonant à la suite de l'intromission d'un objet métallique. (Dans le cas d'un oscillateur "normal", c'est bien évidemment ce second cas de figure que l'on aurait recherché). La paire D1/D2 détecte le signal de l'oscillateur et le transmet au trigger de Schmitt (IC1). Lorsque le niveau de la tension appliquée à la broche 2 de cet amplificateur opérationnel tombe en-dessous de la valeur définie par la position de

P1, la sortie de IC1 (broche 6) bascule au niveau haut, provoquant ainsi l'activation du relais.

L'ensemble des composants prend place sur le circuit imprimé de la figure 2, exception faite de la bobine caprice L1, une self fixe non protégée par un blindage ferrite, (une CLS1316 par exemple). Selon le type de bobine choisi, il peut être nécessaire de modifier la valeur de R1. S'il est impossible de faire démarrer l'oscillateur (quelle que soit la position de P1), il faudra diminuer légèrement la valeur de R1. Si au contraire, il est impossible d'obtenir son arrêt en approchant un objet métallique de la bobine, il faudra augmenter la valeur de cette résistance. Avec le type de bobine indiqué (Toko), la valeur indiquée sur le schéma est la

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 10 M
- R2, R3 = 1k5
- R4, R8 = 4k7
- R5 = 100 k
- R6 = 1 k
- R7 = 1 M
- P1 = ajustable 100 Ω

Condensateurs:

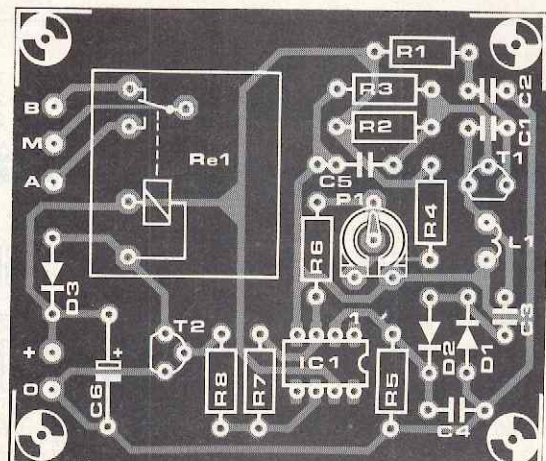
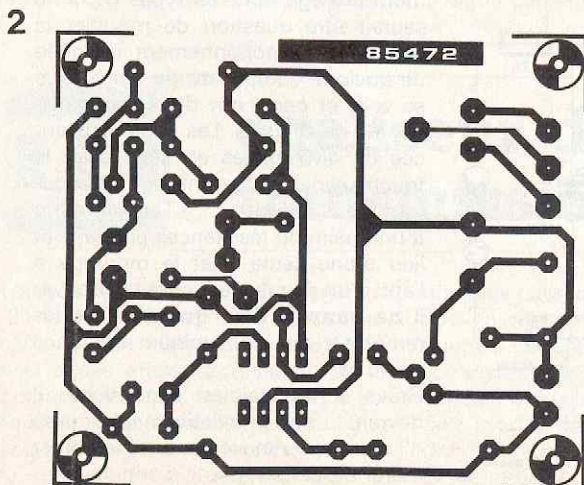
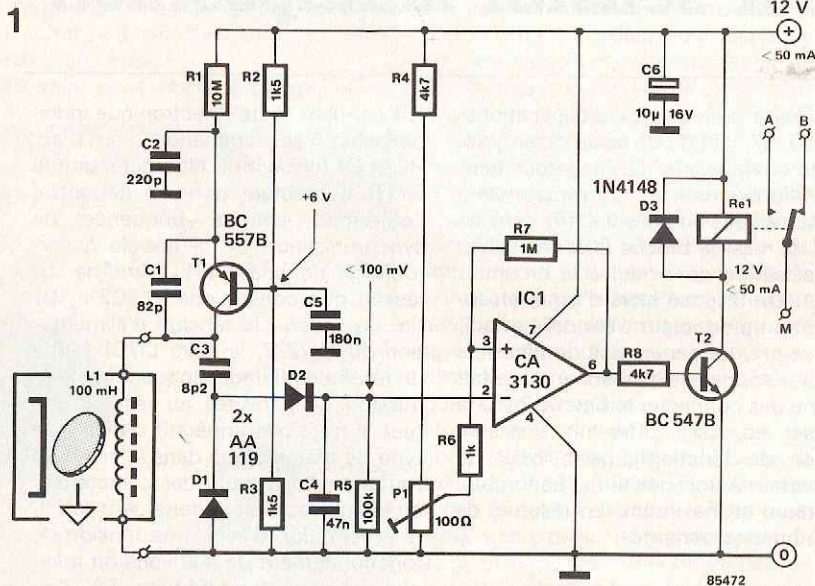
- C1 = 82 p
- C2 = 220 p
- C3 = 8p2
- C4 = 47 n
- C5 = 180 n
- C6 = 10 μ /6 V

Semiconducteurs:

- D1, D2 = AA 119
- D3 = 1N4148
- T1 = BC 557B
- T2 = BC 547B
- IC1 = CA 3130

Divers:

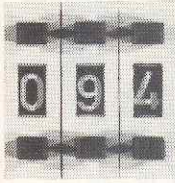
- L1 = self de choc 100 mH sans capuchon ferrite, CSL1316 (Toko)
- Re1 = relais encartable 12V, résistance supérieure ou égale à 240 Ω , tel que Siemens V23027-A0002-A101



valeur la plus favorable pour R1. La procédure de réglage est rapidement résumée. Après avoir placé P1 dans sa position la moins sensible (curseur tourné vers la masse), on joue sur la position de cet ajustable jusqu'à lui

trouver la position dans laquelle le relais est sur le point d'être activé, sans qu'il le soit cependant (point critique). Pour diminuer la sensibilité du montage, on donne à P1 une position plus éloignée de ce point de basculement.

L'état du relais (activé ou non) détermine en grande partie la consommation de courant du montage, mais cette dernière ne dépasse en aucun cas 50 mA.



indicateur de tendance

La caractéristique que partage la plupart des baromètres mécaniques est de posséder non pas une, mais deux aiguilles, la seconde n'étant en fait rien de plus qu'une mémoire mécanique que l'utilisateur peut mettre dans n'importe quelle position, indication grâce à laquelle il est possible de voir rapidement le lendemain matin dans quel sens s'est faite la variation de pression.

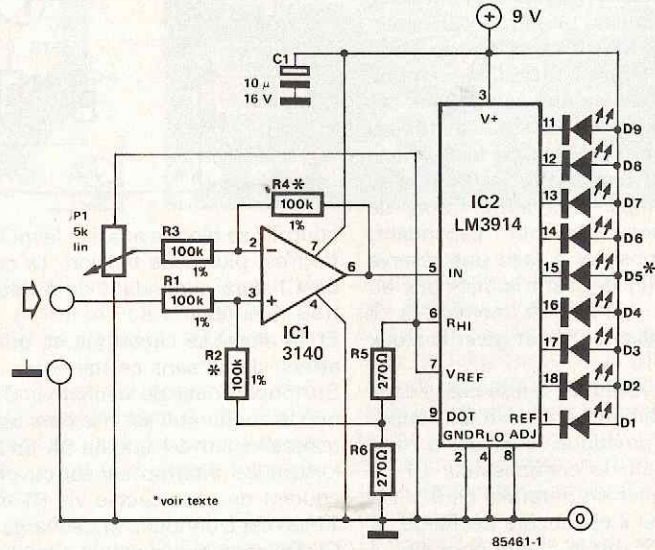
Il est bien évidemment possible de réaliser une version électronique de cette aiguille. Un potentiomètre à glissière s'avère être l'instrument idéal pour remplir une telle fonction. De nombreux instruments peuvent fournir une valeur de mesure: un thermomètre, un baromètre, un hygromètre ou tout simplement une batterie dont on désire surveiller la charge. En résumé n'importe quel type de capteur fournissant, (et c'est là le point important), une tension à variation **lente**.

Le montage comporte deux sous-ensembles, un amplificateur construit autour de IC1 et un intégrateur centré sur IC2. L'affichage est réalisé à l'aide de quelques LED (3 au minimum, 9 au maximum). La LED "centrale" (D5), de couleur jaune visualise la position de départ, l'illumination de cette LED étant obtenue par action sur P1. Si après ce réglage, la tension d'entrée augmente, on verra s'allumer la LED D6 (que l'on prendra par exemple de couleur rouge), si au contraire elle diminue, ce sera au tour de D4 (de couleur verte par exemple). Si les variations sont plus importantes, ce sera au tour de D7 et D3 respectivement, de s'allumer. Par action sur P1 il reste toujours possible d'obtenir l'allumage de la LED jaune.

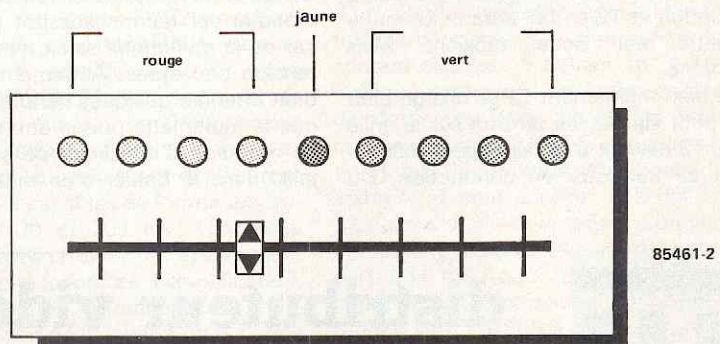
On pourra éventuellement envisager de doter P1 d'une échelle graduée permettant une lecture directe de la tension d'entrée. La réalisation d'une telle échelle ne présente pas de difficulté particulière: appliquez successivement des niveaux de tension de 0,1, 0,2, 0,3 V etc. . . , et, par action sur P1, recherchez le point d'illumination de la LED jaune. Tracez sur l'échelle longitudinale de P1 un trait marquant le point ainsi défini.

La sensibilité de l'indicateur de ten-

1



2



dance est une de ses caractéristiques les plus importantes. Une variation de 1 V de la tension appliquée à la broche 5 de IC2 entraîne un balayage de l'ensemble de l'échelle des 9 LED. Comme le gain de IC1 est unitaire, la tension d'entrée nécessaire à ce débattement pleine échelle est elle aussi de 1 volt. IC1 effectue l'adaptation du niveau de tension continue; il soustrait de la tension d'entrée la tension présente sur le curseur de P1 et ajoute à ce résultat la tension disponible au point nodal R5/R6. Comme P1 se trouve à la tension V_{ref} , la compensation de tension maximale possible est elle aussi de 1,28 V. En principe, il n'y a pas d'inconvénient à connecter P1 à la tension positive, que ce soit par l'intermédiaire ou non d'une résistance chutrice. Dans ces conditions, la stabilité de l'affichage est fonction de

la qualité de la stabilisation de la tension d'alimentation.

Si la sensibilité d'entrée est trop faible pour l'application envisagée, on pourra augmenter les valeurs de R4 et R2. Le gain est égal au quotient de R4/R3. Il est important de veiller à ce que R2 et R4 aient toujours une valeur **identique**.

La consommation du montage est principalement fonction du courant circulant à travers les LED; elle est environ égale à 10 fois le courant traversant R5 et R6. Ce dernier courant est lui égal à la tension de référence interne (1,28 V) disponible sur la broche 7, divisée par la somme de R5 + R6. Le courant de LED maximal est de quelques 40 mA (la broche 7 est incapable de fournir plus de 4 mA!), de sorte que la consommation totale ne dépasse jamais 50 mA..



coupe-circuit automatique

"Sésame, éteins-toi"

Les multimètres numériques modernes comme nous en possédons tous sont dotés d'un indicateur "battery low" qui indique en temps utile qu'il faut changer la pile. C'est très bien ainsi! Mais à quoi bon cette indication si le propriétaire de l'appareil est une tête de linotte comme il y en a tant parmi nous autres les électroniciens de tout poil? Une tête de linotte, ça peut être quelqu'un de génial, remarquez bien! Mais à quoi bon le génie quand on oublie d'éteindre son multimètre après s'en être servi? Dans ces cas-là, le génie consiste à mettre au point un circuit qui coupe lui-même la tension du multimètre au bout d'un certain temps. Une autre forme de génie, moins inventif cependant, pourrait consister à faire une réserve de piles afin de n'être jamais pris au dépourvu. Mais à ce moment-là, il faut un ordinateur pour gérer le stock de piles...

Voyons à présent ce qui se passe dans notre multimètre équipé d'un coupe-circuit automatique. Lors de la mise sous-tension, le condensateur C1 se voit appliquer un potentiel de 9 V via D1. Comme il est encore déchargé, la grille de T3 voit le même potentiel: il conduit et T2 en fait autant. Le multimètre est sous tension. Mais encore...

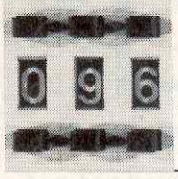
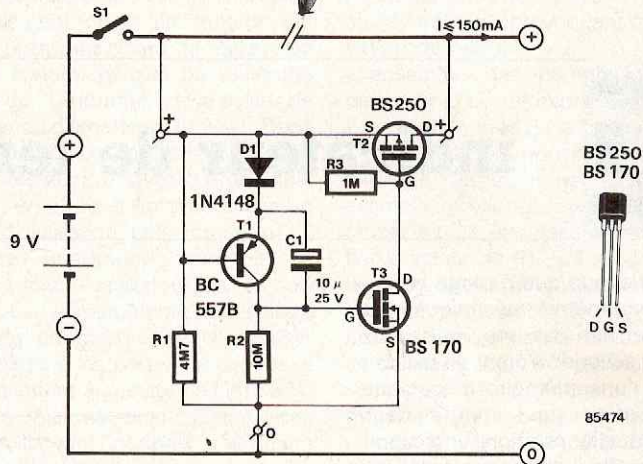
Et bien maintenant C1 se charge petit à petit via R2. La tension sur la grille de T3 devient trop faible pour maintenir ce transistor en conduction. Du

coup T2 se bloque aussi et le multimètre n'est plus sous tension. La charge de C1 aura cependant duré deux ou trois minutes.

Et T1 alors? Le circuit fait ce que l'on attend de lui sans ce transistor, non? Sa fonction est de décharger C1 dès que le multimètre est mis hors tension manuellement à l'aide de S1. En effet, lorsque cet interrupteur est ouvert, un courant de base circule via R1 et R2. T1 se met à conduire et décharge ainsi C1. De sorte que le coupe-circuit automatique est réarmé aussitôt pour le cas où le multimètre serait remis sous tension peu après. Autrement il faudrait attendre quelques minutes avant que le multimètre puisse être utilisé. Le montage d'un circuit de si petite

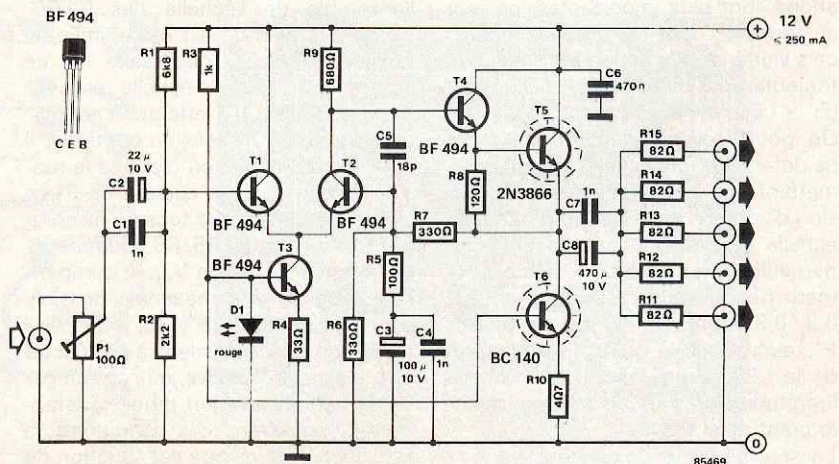
taille dans le boîtier d'un multimètre ne devrait pas poser de problème. On insère le circuit sur la liaison existante entre l'interrupteur marche/arrêt du multimètre et le circuit du multimètre lui-même, laquelle liaison sera donc interrompue. N'oubliez pas d'établir aussi la liaison de masse.

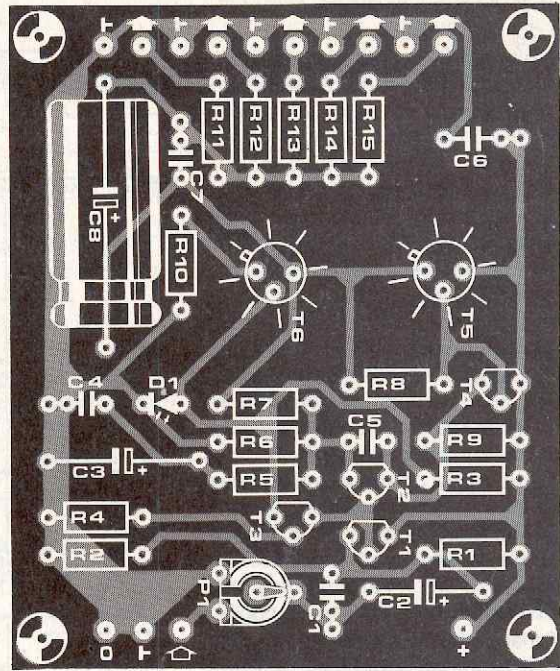
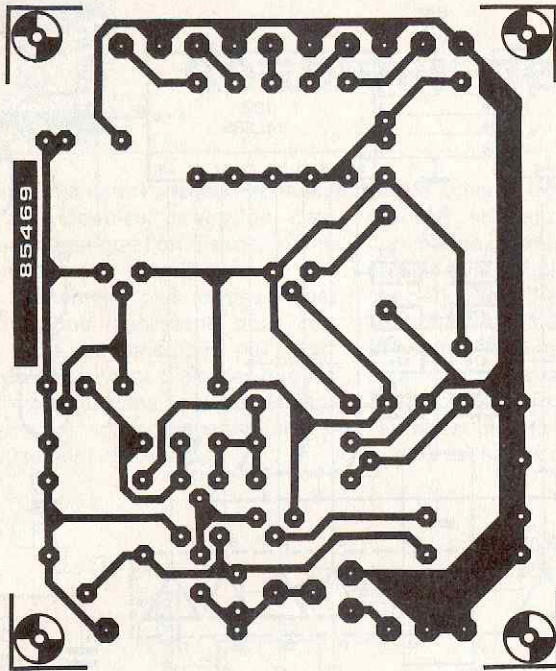
On peut remplacer T2 par un darlington du type BC 516, à condition de monter une résistance de 1 M en série avec le drain de T3. Ce type de transistor est plus facile à trouver que le type BS 250; il présente toutefois l'inconvénient d'une chute de tension plus forte aux bornes du circuit qu'avec un BS 250. Celui-ci est annoncé avec un seuil de 0,1 V pour un courant de 10 mA, alors que pour le même courant, ce seuil est au moins de 0,8 V sur un BC 516.



distributeur vidéo à large bande

Avec le développement de la micro-informatique et de la vidéo, devoir appliquer à plusieurs moniteurs haute-résolution un même signal, fourni soit par un ordinateur soit par un magnétoscope, ne tient plus du cas d'espèce et devient une situation tout ce qu'il y a de plus courante. Pour réaliser cette "distribution", il nous faut disposer d'un amplificateur de puissance suffisante (capable de supporter plusieurs charges de 75 Ω) ayant une bande passante adéquate (donc large). Il est malheureusement extrêmement délicat (sinon impossible) de faire coexister pacifiquement ces deux caractéristiques: on ne peut pas amplifier à volonté sans entamer la largeur de la bande passante, et inverse-





Liste des composants

Résistances:

- R1 = 6k8
- R2 = 2k2
- R3 = 1 k
- R4 = 33 Ω
- R5 = 100 Ω
- R6,R7 = 330 Ω
- R8 = 120 Ω
- R9 = 680 Ω
- R10 = 497
- R11...R15 = 82 Ω
- P1 = ajustable 100 Ω

Condensateurs:

- C1,C4,C7 = 1 n
- C2 = 22 μ/10 V
- C3 = 100 μ/10 V
- C5 = 18 p
- C6 = 470 n
- C8 = 470 μ/10 V

Semiconducteurs:

- T1...T4 = BF 494
- T5 = 2N3866
- T6 = BC 140
- D1 = LED rouge

Divers:

- 2 radiateurs pour boîtier TO 39

ment, la recherche d'une largeur de bande passante importante est en contradiction flagrante avec un gain élevé.

Le circuit décrit ici permet de commander simultanément 5 charges de 75 Ω, tout en garantissant une bande passante ayant une largeur minimale de 30 MHz.

Le circuit comporte un étage différentiel suivi d'un étage d'amplification en classe A. La paire T1/T2 constitue l'étage différentiel dans lequel le signal entrant est amplifié avec un gain approximatif de 14. A la sortie de cet étage est pris un émetteur-suiveur "rapide" réalisé à l'aide de T4, T5 et R8. T3 et T6 constituent des sources de courant capables de fournir respectivement 30 et 200 mA. Le réseau formé par R7, R6, R5, C3 et C4 assure la contre-réaction de l'amplificateur, contre-réaction à laquelle est due, l'importance de la largeur de la bande passante (50 MHz) et la platitude de la bande passante proprement dite (C5 tenant l'amplificateur "en bride" aux hautes fréquences). La contre-

réaction diminue légèrement aux charges élevées, (lorsque toutes les cinq sorties sont sollicitées), ce qui a pour effet de faire passer à 30 MHz la largeur de la bande passante elle-même atteignant 2 dB environ.

En dépit de la largeur de bande importante, le gain total atteint 8 à 10 dB au minimum.

La figure 2 donne le dessin recto-verso d'un circuit imprimé conçu à l'intention de ce montage. L'importance du courant circulant à travers T5 et T6, explique pourquoi il est indispensable de doter ces deux transistors d'un radiateur. Sachant que la consommation totale du montage atteint près de 250 mA, il peut s'avérer très délicat d'exiger d'une alimentation d'origine un courant de cette taille, (dans la plupart des cas, pour des raisons de coûts et d'encombrement, les alimentations sont calculées au plus juste), de sorte qu'il est préférable d'envisager la construction d'une alimentation particulière et de la placer dans le boîtier du distributeur vidéo.



comparateur de mots binaires simplifié

Si vous avez bonne mémoire, vous reconnaîtrez sans doute ci-contre un schéma qui avait été publié dans notre numéro 37/38 en Juillet/Août 1981. Si nous le ressortons de nos cartons, ce n'est pas que nous manquons d'idées nouvelles, mais plutôt parce que nous faisons un usage intensif de nos pro-

pres montages, et que la pratique quotidienne nous permet de les améliorer ou de les simplifier. Il serait bien dommage que nos lecteurs ne puissent pas profiter de cette expérience, non? Le circuit publié à la page 7-85 du numéro cité était déjà un comparateur de mots binaires, mais assorti d'un

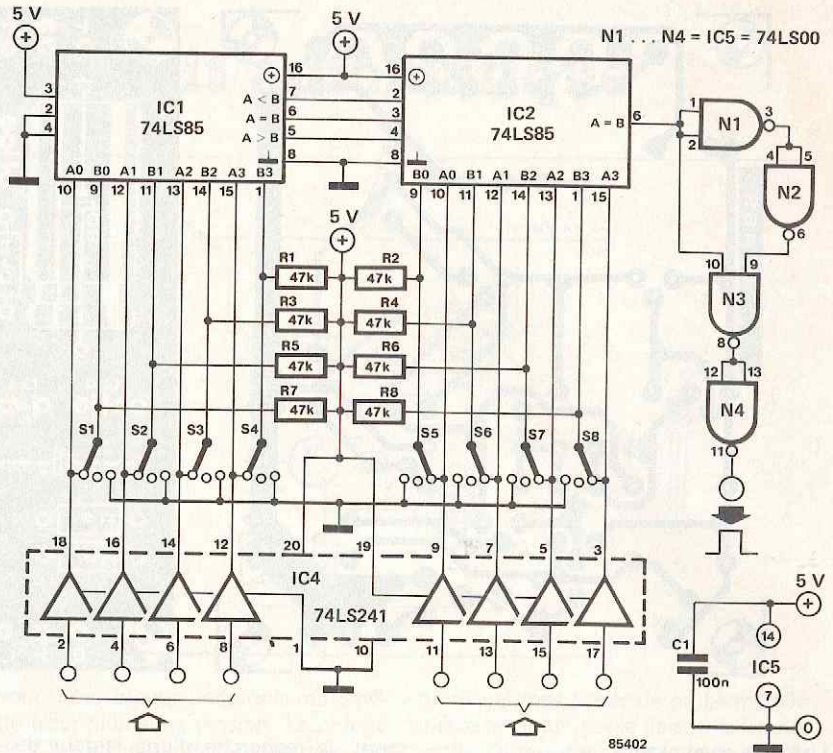
dispositif de déclenchement retardé, lequel n'est pas repris ici (*delayed trigger*). Il ne s'agit donc plus que d'un comparateur simple, mais performant. Précisons d'emblée que s'il est prévu ici pour des mots de huit bits, il est cependant très aisé d'étendre sa capacité: il suffit en effet de rajouter entre

IC1 et IC2 un ou plusieurs comparateurs du type 74LS85.

Toutefois, le fait de cascader ainsi plusieurs circuits intégrés logiques introduit un décalage d'environ 24 ns par boîtier. Il est des circonstances où de telles durées, bien qu'infinitésimales, ne sont pas négligeables. C'est pourquoi nous recommandons non seulement d'appliquer aux comparateurs la donnée ou l'adresse à comparer en même temps que le signal de commande (synchronisation) qui les valide (RD et WR pour le Z80, ou $\phi 2$ pour le 6502), mais aussi d'appliquer précisément ces signaux de synchronisation au dernier comparateur de la cascade (ici, c'est celui de droite); de telle sorte que la comparaison ne sera validée pour de bon que lorsque ces signaux-là sont actifs. Nous avons déjà eu l'occasion, en d'autres circonstances, d'attirer l'attention de nos lecteurs sur ce détail de métrologie: les signaux d'adresse et de donnée d'un microprocesseur ne doivent jamais être pris en compte que lorsque les signaux de commande y relatifs sont eux-mêmes actifs!

Dans le même ordre d'idées, et pour en revenir à notre circuit, le signal "A=B" n'est pas utilisé tel quel, mais dépouillé par quelques opérateurs logiques (IC5) des impulsions parasites qui pourraient survenir durant le temps d'établissement des signaux à comparer.

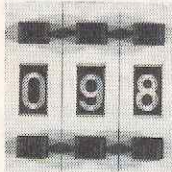
Sur le schéma, les commutateurs S1...S8 sont en position "indifférente" (*don't care*) puisque le même



niveau logique est appliqué à chaque paire d'entrées A et B des comparateurs. Lorsque ces commutateurs sont en position médiane, le niveau logique est haut (du fait des résistances de polarisation R1...R8); dans l'autre position enfin, le niveau logique est bas. Ce sont donc ces huit commutateurs (ou plus) qui permettent à l'utilisateur de déterminer le niveau logique

de chacun des bits du mot binaire à identifier.

Le courant consommé par le circuit dans sa forme non modifiée est de 40 mA environ; il faut compter 10 mA par LS 85 et 32 mA par LS 241 supplémentaires. A noter qu'il convient de prévoir un condensateur de découplage de 100 n par paire de circuits intégrés supplémentaires.

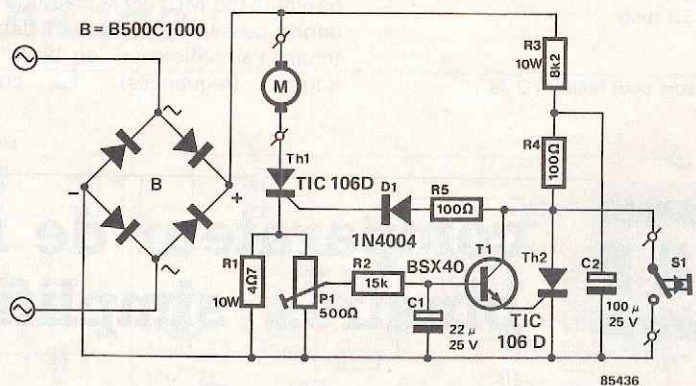


circuit de protection pour perceuse

Comme son nom l'indique, la fonction de ce circuit est d'empêcher la destruction du moteur d'une perceuse surchargée.

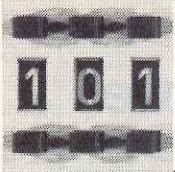
La tension alternative du secteur est redressée et devient une tension continue pulsée. Le moteur à protéger est pris dans le circuit de charge d'un thyristor (Th1), maintenu "ouvert" par R3...R5 et D1 tant que le courant à travers le moteur n'excède pas une certaine valeur. La valeur de ce courant est "mesurée" à travers R1. La valeur maximale est déterminée à l'aide de P1.

Lorsque le courant à travers le moteur devient excessif en raison d'une surcharge durable, le transistor P1 devient conducteur et amorce ainsi le thyristor Th2. Le réseau d'amorçage du premier thyristor est alors purement et simplement court-circuité et la perceuse s'arrête.



La fonction du condensateur C2 est d'assurer l'amorçage du thyristor Th2 lors du passage par zéro de l'onde secteur. Lorsque l'on actionne le poussoir S1, on réarme le circuit de protection. Et à quoi servent donc R2 et C1 là-dedans?

Ils forment un réseau de filtrage passe-bas dont la présence interdit les réactions intempestives du circuit de protection. Le potentiomètre P1 permet d'adapter ce circuit à des moteurs de perceuse d'une puissance comprise entre 50 W et 1 kW.



prescaler pour le fréquence-mètre à μP

Cet article ne concerne que les éventuels constructeurs de l'étage d'entrée pour le fréquencemètre à μP décrit en février dernier, et qui ne se sont pas encore procuré le circuit le plus important du montage, le SP8755, ou ceux qui voudraient ajouter un tel étage à leur fréquencemètre. L'intérêt de ce montage pour ceux qui ont déjà acquis le circuit précité est plus limité, (à moins qu'ils ne l'aient pas encore mis en place et qu'ils trouvent un moyen de le revendre).

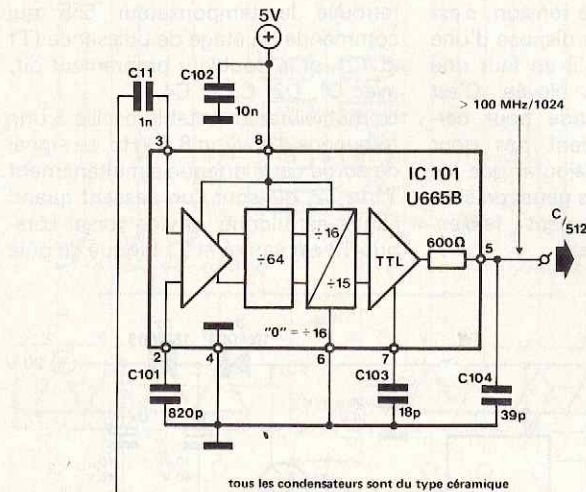
Le SP8755, circuit de division HF, (prescaler) a pour fonction de diviser par 512 le signal appliqué à l'entrée C, dans le domaine des fréquences comprises entre 100 et 1 200 MHz; lors de la conception et de la réalisation de cet appareil de mesure, le SP8755 constituait, (et constitue toujours), le circuit idéal pour l'application en question, car il n'existait pas à l'époque d'autre solution; en fait le seul reproche qu'il méritait était d'être d'un prix assez élevé. Depuis lors, nous avons pu mettre la main sur un circuit prédiviseur HF de Telefunken, le U665B, qui bien que possédant une sensibilité supérieure au précédent, a en outre l'avantage de coûter (sensiblement) moins cher.

Aussi n'avons-nous pas hésité une seconde à l'adopter et à vous proposer les modifications nécessaires.

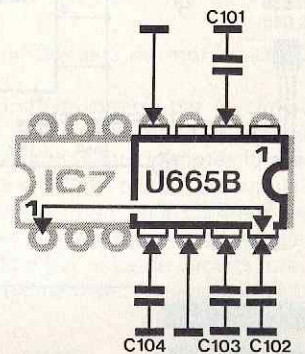
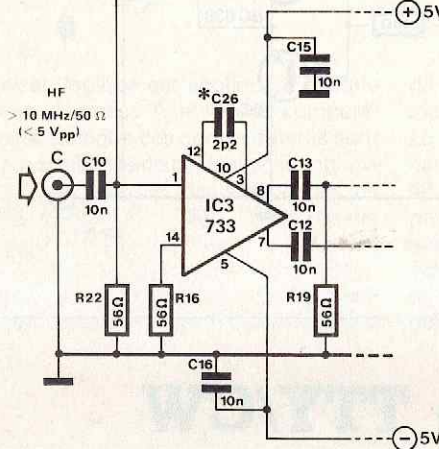
Le U665B est un circuit prédiviseur HF (facteur de division 1 024) doté d'un préamplificateur intégré. Sa sensibilité est supérieure à 10 mV_{eff} pour tout signal de fréquence comprise entre 80 et 900 MHz.

Son domaine de fréquence utile grimpe jusqu'aux alentours de 1 200 MHz, fréquence à laquelle la sensibilité est cependant légèrement moindre. Dans le cas de nos prototypes, un signal de 1 100 MHz devait posséder un niveau de 25 mV_{eff} pour garantir une stabilité correcte du signal de sortie.

Ne possédant que 8 broches, ce cir-



tous les condensateurs sont du type céramique



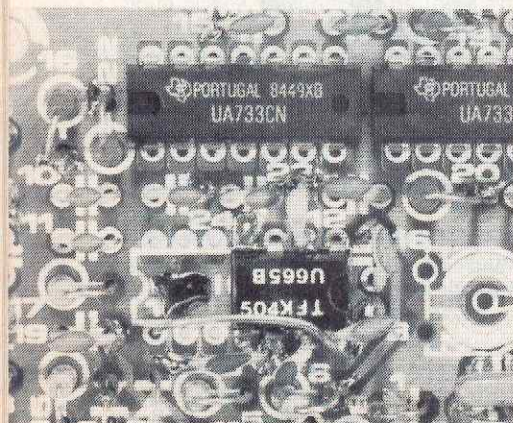
85513 1

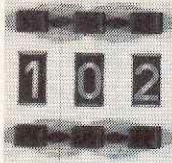
cuit peut assez aisément trouver place dans les 14 orifices destinés au SP8755. Voyons un peu comment réaliser cette modification. Il faudra commencer par extraire IC8 et P3 de leurs emplacements respectifs (de même que IC7, si tant est que vous l'ayez mis en place et que vous vouliez le remplacer par un U665B, en raison de la meilleure sensibilité de ce dernier, échange coûteux!!!). Nous insistons sur le fait qu'il s'agit là des 2 (ou 3) seuls composants à enlever, les autres, bien que pouvant paraître superflus, assurent la liaison entre les deux faces du circuit. Après ces extractions, le nouveau circuit intégré est mis à l'emplacement de IC7 de la platine de façon à ce que sa broche 1 soit enfoncée dans l'orifice devant à l'origine recevoir la broche 8 du SP8755. On soude ensuite l'une des pattes des condensateurs C101, C102, C103 et C104 directement sur les broches prévues du U665B, l'autre patte étant soudée au plan de masse. Soudez ensuite les broches 4 et 6 du circuit intégré au plan de masse et posez un fil de liaison entre la broche

8 du U665B et l'orifice qui, à l'origine, aurait dû recevoir la broche 1 de IC7 (voir dessin).

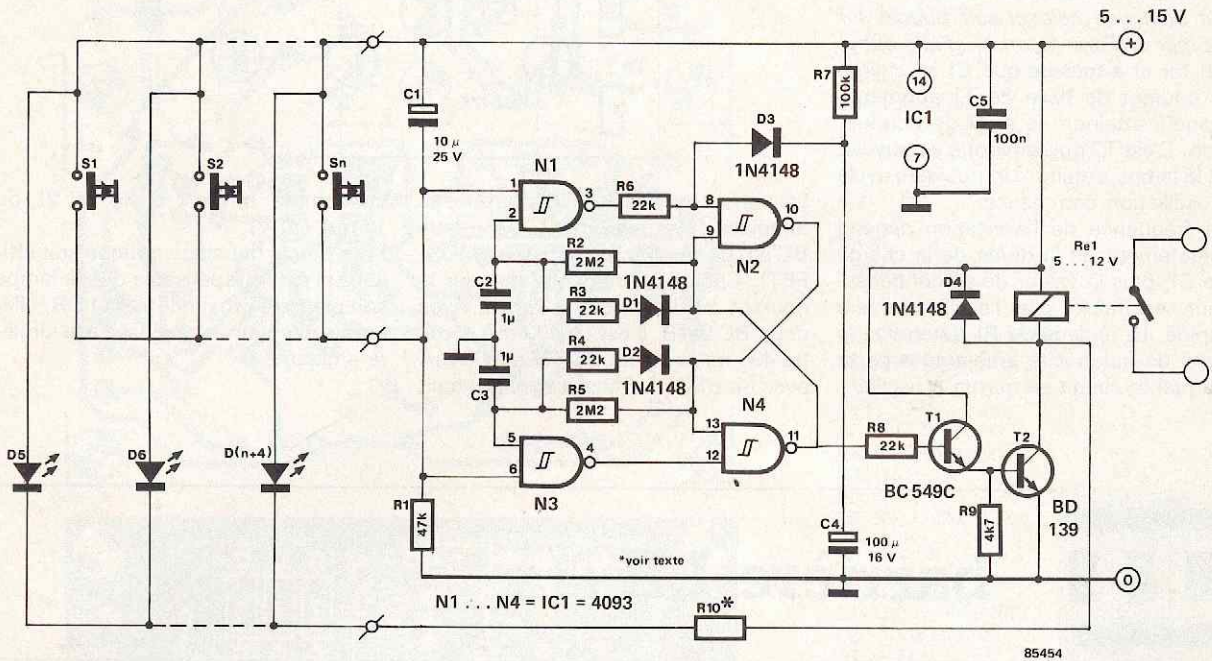
Il reste à implanter un pont entre la broche 1 du U665B et l'orifice qui aurait dû recevoir la broche 11 de IC8. Ceci termine la partie matérielle de la modification, il reste à adapter le logiciel. Le facteur de division du signal appliqué à l'entrée est dans le cas du U665B deux fois celui du SP8755 associé à IC8, (1 024 contre 512). Cette différence nécessite la modification d'un octet de l'EPR0M du fréquencemètre à μP ; à l'adresse \$627, on remplacera le \$09 d'origine par un \$A0.

Comme il s'agit d'un circuit intégré très récent, et en outre de fabrication non nationale, il est possible que vous ayez quelques difficultés pour vous le procurer. Ne perdez pas patience, le jeu en vaut la chandelle.





poussoirs multiples en parallèle



Il vous faut un circuit qui, à partir d'un nombre théoriquement infini de boutons-poussoirs, commande un relais, et indique, au niveau de chaque poussoir quel est l'état du relais? Et bien le voilà!

Le relais est commandé par un étage à transistors (T1, T2) lui-même assujéti à une bascule RS (N2, N4) associée à deux autres opérateurs logiques NAND (N1, N3). Une impulsion de déclenchement au point nodal R1/C1 n'est acheminée que vers l'entrée de la bascule qui — lorsqu'elle est activée — peut faire changer d'état la bascule dans la position où elle est à ce moment-là. Dur...

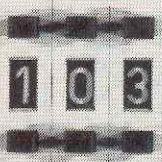
En d'autres termes, une succession d'impulsions (changements de niveaux logiques) séparées par quelques secondes au moins, provoque une succession de changements de niveau logique de la bascule et de changements d'état du relais. Les impulsions de déclenchement naissent, bien entendu, lorsque l'on actionne un des poussoirs S1...Sn. Ceux-ci sont dispersés dans l'espace, mais montés en parallèle. Une liaison bifilaire suffit.

Si l'on désire également, à proximité de chaque poussoir, une indication de l'état du relais, cela coûte un fil de liaison supplémentaire. Dans ce cas, les

LED sont montées en parallèle aussi; il convient d'utiliser des LED de même type, voire de la même série, afin d'obtenir une bonne répartition du courant entre elles. Si l'on considère que le courant d'une LED est de 10 mA, la valeur de R10 sera calculée comme suit:

$$R_{10} = \frac{U - 2}{10n} \text{ (V, k}\Omega\text{)}$$

où n est le nombre de LED et U la tension d'alimentation.



clignotant photosensible

Ouf! un montage sans circuit intégré, ça fait du bien de temps à autre, n'est-ce pas? Quand de surcroît c'est un montage intéressant, il mérite le détour.

Un clignotant à transistors n'a pourtant pas de quoi amener les foules de nos jours; mais un clignotant qui se met en route dans le noir et s'éteint tout seul lorsqu'il fait à nouveau suffisamment clair, ce n'est pas commun! et par-dessus le marché, les vertus pédagogiques d'un tel circuit sont indéniables.

Supposons, pour commencer, qu'il fasse jour. La résistance de la LDR

(résistance photosensible — en anglais, *light dependant resistor*) est faible et le courant de base de T1 est suffisant pour le faire conduire. Sa tension de collecteur est donc très faible et il ne circule pas un courant suffisant dans la base du transistor darlington NPN T2. Celui-ci est donc bloqué.

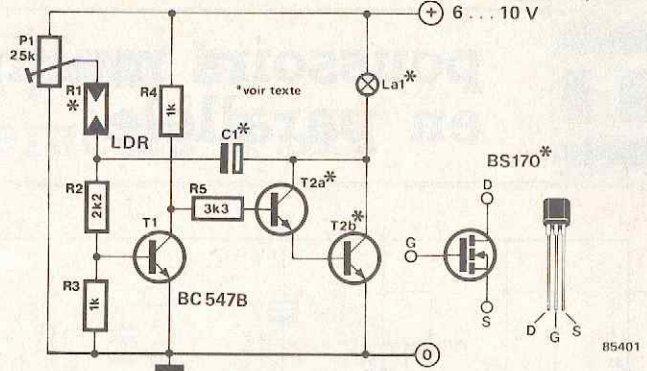
Résultat: la lampe L1 est éteinte. Supposons à présent que la luminosité ambiante diminue; peu à peu la résistance de la LDR augmente, jusqu'à atteindre une valeur telle que le courant de base de T1 n'est plus suffisant pour maintenir ce transistor

ouvert. Lorsque celui-ci se bloque, la tension sur son collecteur augmente considérablement et un courant suffisant circule dans la base de T2 qui entre en conduction.

Résultat: la lampe L2 s'allume. Tout ceci se passe en un clin d'oeil. Et lorsque la lampe s'allume, la tension sur le collecteur de T2 devient pratiquement nulle. Cette variation de tension brutale est transmise sur la base de T1 via C1. La tension de base de T1 est même devenue négative (pendant un court instant); ce transistor se bloque encore plus qu'il ne l'était déjà. Le condensateur C1 se charge à présent,

car un courant circule à travers P1 et la LDR éclairée par la lampe allumée. C'est donc la lumière émise par la lampe et captée par la LDR qui assure le couplage de la sortie du circuit (la lampe) sur son entrée (la LDR); car comme tout dispositif oscillant, il faut bien que celui-ci soit bouclé sur lui-même d'une façon ou d'une autre. Au fur et à mesure que C1 se charge le courant de base de T1 augmente jusqu'à atteindre le seuil de conduction. C'est T2 qui se bloque à nouveau et la lampe s'éteint. Un nouveau cycle d'oscillation commence.

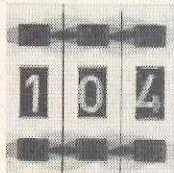
La fréquence de l'oscillation dépend directement de la durée de la charge de C1; plus la valeur de ce condensateur sera faible, plus l'oscillation sera rapide. Le réglage de P1 détermine le seuil de luminosité ambiante à partir duquel le circuit se mettra à osciller.



Le transistor T2 (BC 517) pourra être remplacé éventuellement par deux BC 547B, ou par un BS 170 (MOSFET). Ceci n'a d'influence que sur le courant maximal pour la lampe. Avec deux BC 547B, il est de 100 mA, contre 400 mA avec un BC 517 et 500 mA avec un BS 170. Sans lampe, le circuit

consomme environ 6 mA (6 V) ou 10 mA (10 V).

Pour que le bouclage optique soit efficace, il est indispensable que la lampe soit placée à proximité de la LDR, elle-même directement exposée à la lumière ambiante.

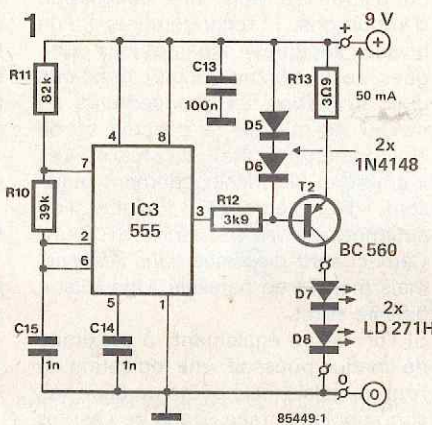


barrière I.R.

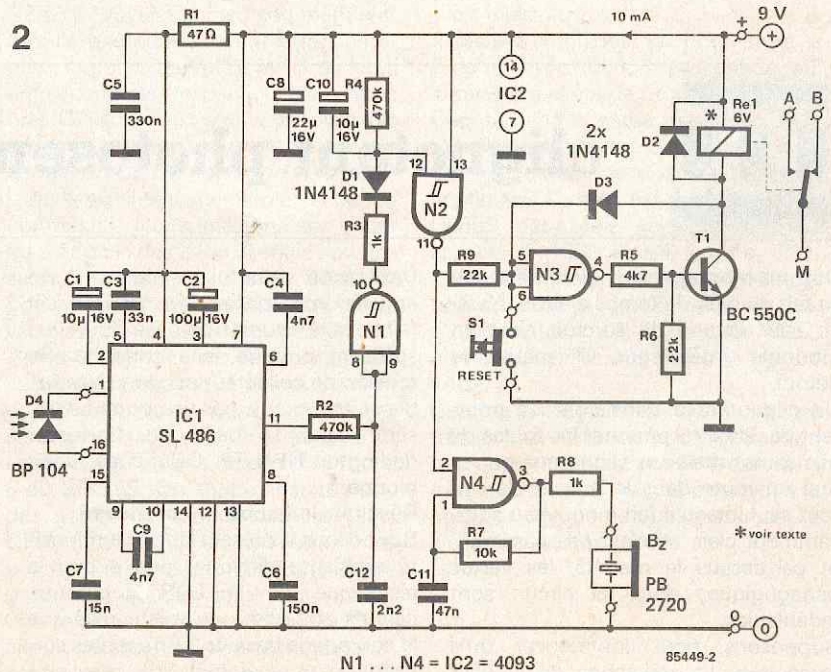
En dépit de l'évolution technologique, l'intérêt porté aux barrières lumineuses reste, c'est le moins que l'on puisse dire, très soutenu. On ne s'en étonnera guère, il suffit de citer quelques-uns de leurs domaines d'applications privilégiés: le sport, pour la mesure des temps, la détection dans les systèmes d'alarme, le comptage opto-électronique dans les chaînes de fabrication. Les barrières lumineuses les plus modernes utilisent le rayonnement infrarouge (I.R.), technique permettant de réduire les prix de revient et garantissant une bonne immunité aux parasites.

Le montage se subdivise en deux parties: l'émetteur et le récepteur. L'émetteur (figure 1) est un multivibrateur astable construit autour d'un circuit de temporisation très connu, le 555 (IC3). Sa sortie (broche 3), fournit un train de signaux rectangulaires ayant une fréquence de 10 kHz. Le rapport cyclique (rapport impulsion/pause) est proche de 1:3. Une source de courant constant basée sur T2 est connectée à la sortie, source de courant fournissant aux diodes d'émission I.R. D7 et D8 un courant constant de l'ordre de 20 mA. Ce courant ne circule pas en permanence, mais par pulsions au rythme de la fréquence générée par le multivibrateur astable. Les diodes rayonnent ainsi une lumière infrarouge pulsée.

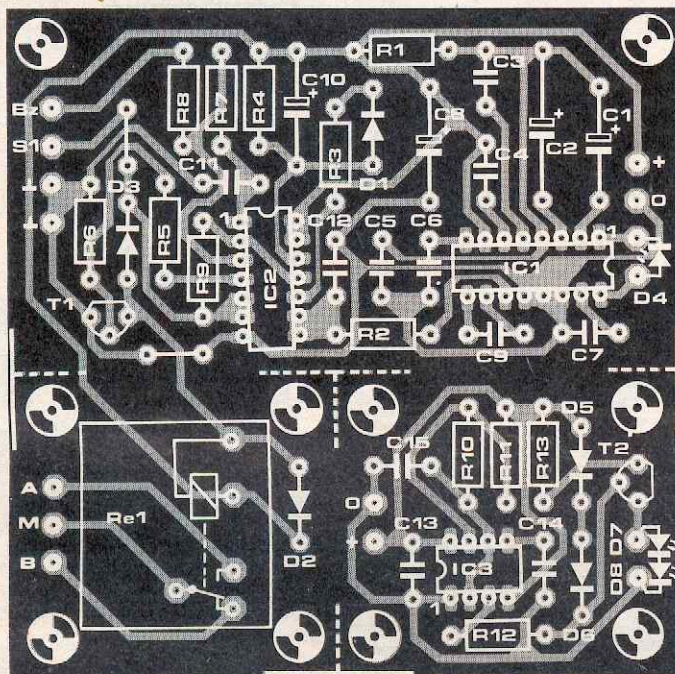
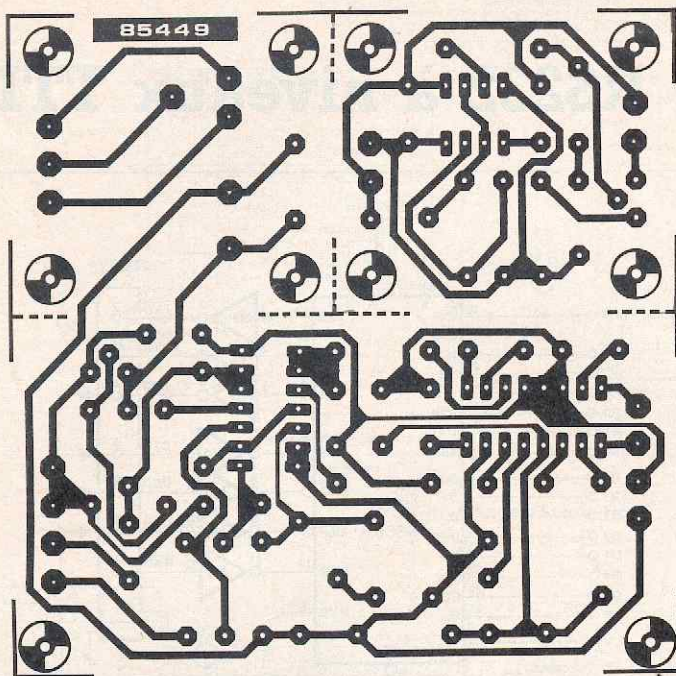
Le récepteur, (schéma de la figure 2), ne comporte pratiquement rien de plus qu'un préamplificateur et un démodulateur (IC1) à la sortie duquel (broche 11) on retrouve un train d'impulsions ayant une fréquence de



10 kHz. Ce train est appliqué au réseau intégrateur R2/C12. En raison du rapport cyclique choisi, le niveau à l'entrée de N1 reste au niveau logique bas tant que D4 reçoit les impulsions de lumière I.R. Dans ces conditions, le monostable N2 est bloqué et l'oscillateur qui lui est connecté, (qui à son tour attaque le résonateur piézo-électrique Bz de l'alarme), est mis hors-fonction. Le relais placé à la sortie du monostable est activé (ce qui en provoque le collage) par N4 et l'étage à transistor qui lui est associé. Que se passe-t-il lorsque, pour quel-



3



Liste des composants de l'émetteur

Résistances:

- R10 = 39 k
- R11 = 82 k
- R12 = 3k9
- R13 = 3Ω9

Condensateurs:

- C13 = 100 n
- C14, C15 = 1 n

Semiconducteurs:

- D5, D6 = 1N4148
- D7, D8 = LD 271H (Siemens)
- T1 = BC 560
- IC3 = 555

Divers:

éventuellement, réflecteurs pour D7 et D8

Liste des composants du récepteur

Résistances:

- R1 = 47 Ω
- R2, R4 = 470 k
- R3, R8 = 1 k
- R5 = 4k7
- R6, R9 = 22 k
- R7 = 10 k

Condensateurs:

- C1, C10 = 10 μ/16 V
- C2 = 100 μ/16 V
- C3 = 33 n
- C4, C9 = 4n7
- C5 = 330 n
- C6 = 150 n
- C7 = 15 n
- C8 = 22 μ/16 V
- C11 = 47 n
- C12 = 2n2

Semiconducteurs:

- D1... D3 = 1N4148
- D4 = BP 104 (Siemens)
- T1 = BC 550C
- IC1 = SL 486 (Plessey)
- IC2 = 4093

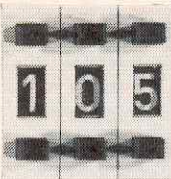
Divers:

- Re1 = relais encartable 6 V (Siemens V23027-A0001-A101 par exemple)
- Bz = PB2720 (Buzzer piézoélectrique Toko)
- S1 = bouton-poussoir contact travail

que raison que ce soit, le rayonnement I.R. pulsé généré par l'émetteur et frappant le récepteur est coupé (momentanément ou définitivement)? Le signal disponible à la broche 11 de IC1 passe au niveau logique haut, de sorte que la sortie de N1 descend au niveau bas déclenchant ainsi le monostable N2 par l'intermédiaire de D1. L'oscillateur N4 "entre en transes" provoquant la mise en fonction du résonateur piézo qui génère un signal acoustique. Simultanément, N3 provoque le blocage de T1, ce qui a pour effet de désactiver le relais. Après une certaine durée, fonction de la constante de temps du monostable définie par les valeurs de R4 et C10, durée de l'ordre de 5 secondes ici, l'oscillateur s'arrête, mettant ainsi fin au signal d'alarme. Le relais ne change

pendant pas d'état, modification dont se charge la diode D3. Elle transmet le niveau de tension élevé présent au collecteur T1 à l'entrée de la porte N4, de ce fait, le niveau logique bas disponible à la sortie de cette dernière maintient le transistor T1 à l'état bloqué. On voit ainsi que l'appareil connecté au relais indique non seulement une interruption du faisceau I.R. entre l'émetteur et le récepteur, mais aussi une éventuelle interruption (aussi courte soit-elle) de la tension d'alimentation. Pour réactiver le relais, il faut actionner la touche de remise à zéro S1 (RESET). En l'absence de D3 et de S1, après écoulement de la constante de temps du monostable, le relais revient à sa position initiale. La consommation de courant de l'émetteur est proche de 50 mA, celle

du récepteur de 10 mA. Comme le suggèrent les pointillés, le circuit imprimé destiné à ce montage, (figure 3), est subdivisé en trois parties, parties que l'on pourra, en fonction des circonstances, séparer les unes des autres. La représentation de la sérigraphie de l'implantation des composants, (figure 4), permet d'identifier aisément les composants de chaque sous-ensemble. L'émetteur se situe en bas à droite. Selon la disposition à donner à la barrière lumineuse, il peut s'avérer nécessaire de séparer la partie relais du reste du circuit imprimé, sachant que l'on reliera ensuite ce dernier au récepteur à l'aide d'un morceau de câble de longueur adéquate.

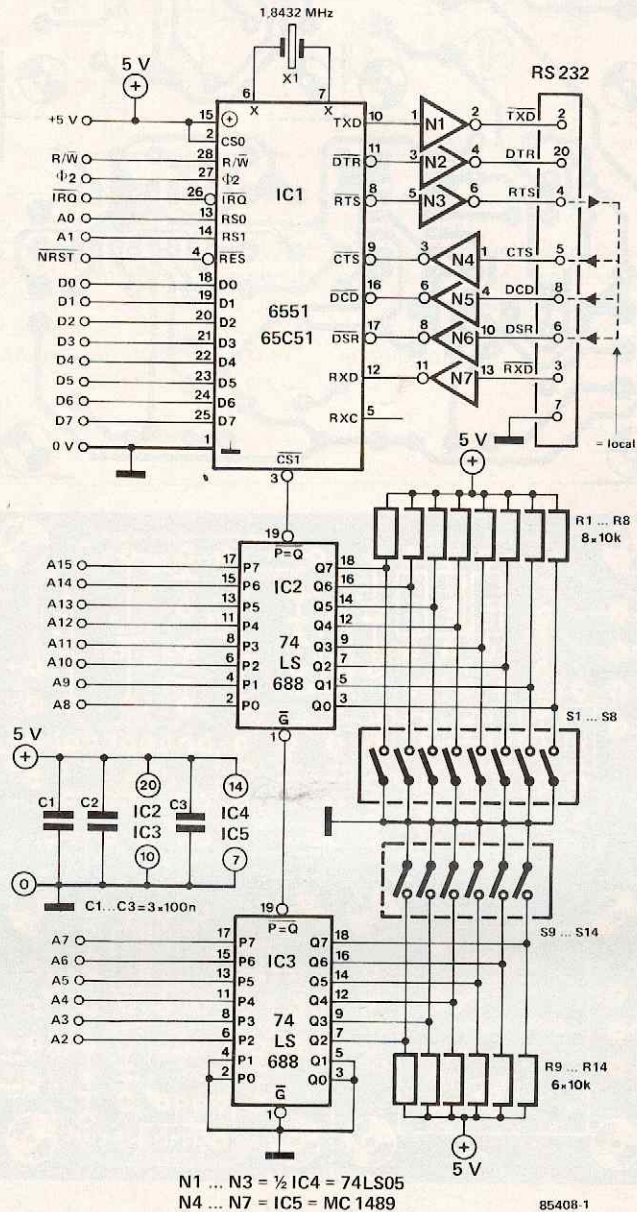


interface RS232 à niveaux TTL

Que dire d'un tel circuit, si ce n'est... qu'il parle de lui-même! C'est une interface autonome, en ceci qu'elle est munie d'un décodeur d'adresses complet: elle n'occupe que quatre octets de mémoire que l'on réservera quelque part dans la mémoire de l'ordinateur avec lequel le montage sera utilisé. Lorsque l'un des interrupteurs S1...S14 est fermé, le niveau logique actif de la ligne d'adresse A2...A15 correspondante est bas; si l'interrupteur est ouvert, c'est au niveau logique haut que la ligne d'adresse est active.

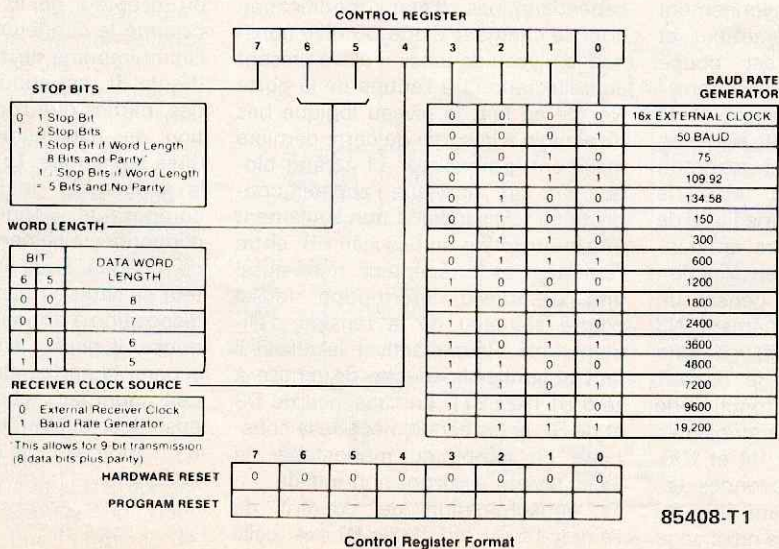
Les quatre tampons de réception, N4...N7 sont des circuits spéciaux RS232 et peuvent donc s'accommoder des niveaux TTL aussi bien que des niveaux RS232. Les tampons d'émission, N1...N3 sont du type LS05 et ne donnent par conséquent que des niveaux TTL; il convient donc de s'assurer que le circuit destiné à recevoir les signaux émis par eux accepte les niveaux TTL ordinaires.

Pour le reste, c'est-à-dire la conversion série-parallèle-série, c'est le célèbre ACIA 6551 qui mène la danse. Là s'arrête aussi le champ d'action du matériel et commence celui du logiciel. Les tableaux reproduits ici indiquent comment programmer les registres de ce circuit pour obtenir les formats et les taux de transmission souhaités.

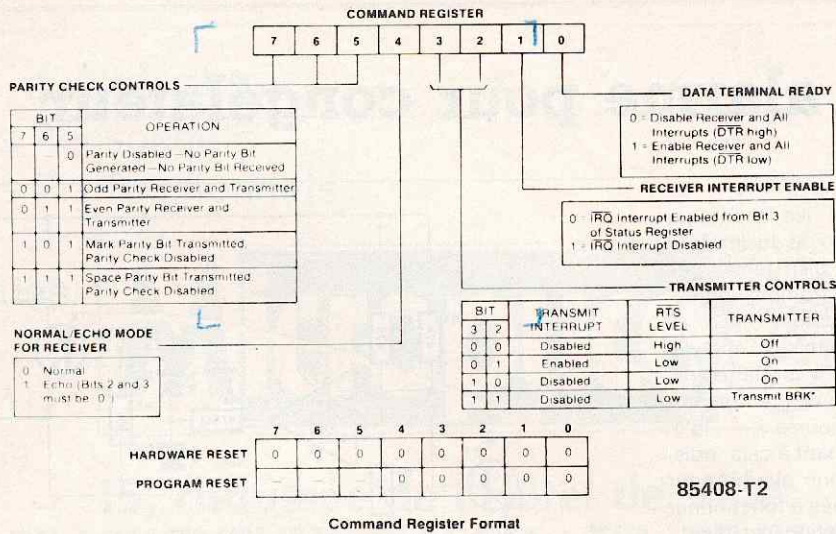


N1 ... N3 = 1/2 IC4 = 74LS05
N4 ... N7 = IC5 = MC 1489

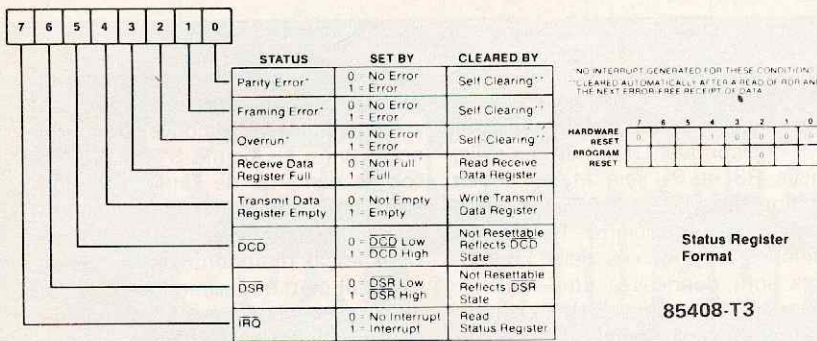
85408-1



85408-T1



85408-T2



Register Select Coding

RS1	RS0	Write	Read
0	0	Transmit Data Register	Receiver Data Register
0	1	Programmed Reset (Data is "Don't Care")	Status Register
1	0	Command Register	
1	1	Control Register	

Note that only the Command and Control Registers can be accessed during both Read and Write operations. Programmed Reset operation does not cause data transfer, but is used to clear (reset) all G65SC51 internal registers. Programmed Reset is used in a slightly different way as compared to the hardware Reset (RES). These differences are described under each individual register description

85408-T4

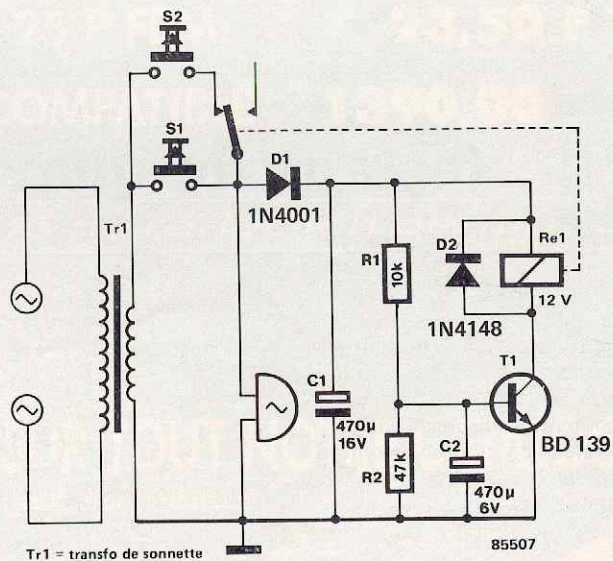


sonnette double

Il peut dans certains cas être intéressant de donner à penser à un éventuel "visiteur" (huissier, appariteur, représentant), que vous n'êtes pas seul à vivre sous un toit. Dans ce cas, même si l'on ne dispose en fait que d'une sonnette, il est possible de la faire fonctionner en deux modes différents: sonnerie continue ou intermittente. Il suffit d'ajouter un second bouton associé à deux sous d'électronique. Si la personne concernée ne connaît pas l'astuce, elle n'y verra que du feu.

Une seconde application, plus innocente, consiste à utiliser le montage avec une maison comportant 2 portes d'entrée que l'on ne veut pas doter chacune de sa propre sonnette, tout en désirant savoir devant quelle porte trépigne le visiteur.

Pour réaliser la fonction décrite plus haut, il suffit de mettre en parallèle sur le bouton de sonnette d'origine, baptisé S1, un second bouton dans la ligne duquel est pris le contact repos d'un relais, Re1. A la suite d'une action sur S2, la tension alternative fournie par le transformateur de sonnette et redressée par D1 et C1, produit, après écoulement d'une certaine durée (qui



dépend des valeurs données à R1, R2 et C2), un signal de commande provoque le collage du relais. A la suite de l'interruption de la boucle de courant, la sonnette se tait. Après écoulement du temps nécessaire à la décharge de C1 et C2 le relais retombe et la sonnette retentit

de plus belle. Si l'on décide de réaliser le montage pour l'utiliser avec deux portes d'entrée, il suffit de monter S1 sur la porte principale et S2 sur l'entrée secondaire. Il ne vous faudra que très peu de temps pour vous habituer à faire la différence.

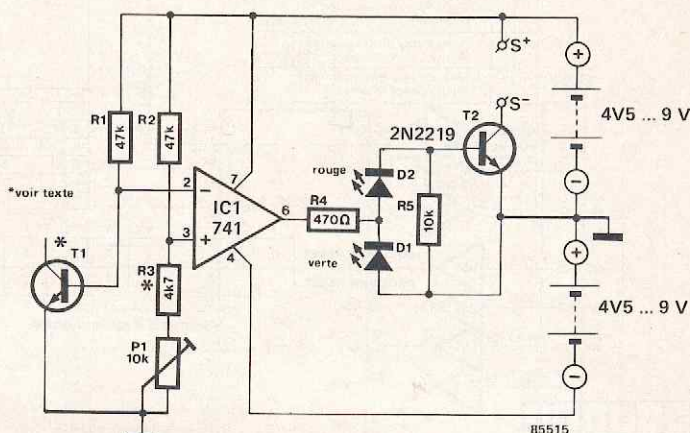


alarme pour congélateur

C. Sadot

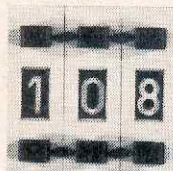
Si vous croyez que les montages publiés dans le numéro de Juillet-Août d'Elektor sont moins bien testés que les autres, vous vous trompez lourdement, et particulièrement avec ce montage-ci qui a été mis à l'épreuve pour la première fois il y a quatre ans, et fonctionne depuis à des températures en moyenne inférieures à -15° ! ... Il n'y a rien d'étonnant à cela, puisque, par définition, une alarme pour congélateur est destinée à fonctionner dans le froid; sa fonction est d'indiquer une remontée accidentelle de la température. De tels indicateurs existent sur les congélateurs, mais ils sont alimentés par le secteur. Inutile de préciser qu'en cas de coupure de courant prolongée, les conséquences peuvent être catastrophiques.

Le principe est très simple: une LED verte indique que la température est dans une plage correcte (définie par l'utilisateur), et une LED rouge indique que cette température est remontée au-dessus du seuil critique. C'est pourquoi l'amplificateur opérationnel IC1 est monté en étage différentiel à deux états possibles: la tension de sortie est positive lorsque la tension à l'entrée non inverseuse est supérieure à celle de l'entrée inverseuse, tandis qu'elle est négative dans la situation inverse. Ces tensions sont prélevées sur deux diviseurs, l'un ajustable par l'utilisateur (R2, R3 et P1), et l'autre



variable en fonction de la température (R1, T1). La sonde est en réalité la jonction base-émetteur d'un transistor NPN quelconque. La valeur des résistances R3 et P1 sera étalonnée en fonction du type de transistor utilisé (germanium ou silicium). Les valeurs indiquées ici pour ces deux composants sont données à titre indicatif: aux essais, T1 était un 2N1711, la température de seuil désirée de -15° et la tension d'alimentation de $\pm 4,5$ V. Si l'indication visuelle ne suffit pas, vous pouvez également commander un dispositif d'alarme supplémentaire à l'aide de ce circuit. En effet, lorsque la LED D2 s'allume, le transistor T2 est saturé, et son collecteur passe à un potentiel proche de celui de la masse.

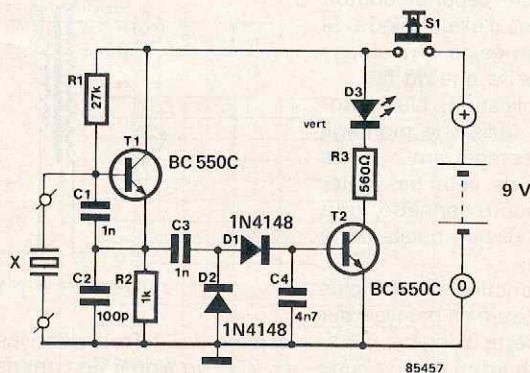
Ce transistor peut donc commuter un ronfleur ou une petite sirène, ou tout autre circuit à votre convenance connecté entre les points S+ et S-. Si l'on se contente de l'indication donnée par les deux LED, on peut supprimer T2 et remplacer R5 par un strap. Dans le cas d'un contrôle périodique, le circuit peut être alimenté à l'aide de deux piles plates de 4,5 V, via un bouton-poussoir que l'on n'actionne qu'au moment de la vérification. Par contre, dans le cas d'une surveillance permanente avec alarme, il est préférable de l'alimenter à partir de deux accumulateurs CadNi (6...9 V). Le courant à fournir au dispositif d'alarme (ronfleur ou sirène) ne pourra excéder 500 mA.



testeur de quartz

Il vous arrive sans doute fréquemment de récupérer des composants sur des circuits hors d'usage. Avec le temps, les vieux coucous s'accumulent, et le jour où vous en avez l'usage, vous êtes bien content de disposer de l'un ou l'autre testeur de composants qui permette de déterminer si oui ou non ils sont réutilisables. Voici un circuit (fort simple) pour mettre à l'épreuve les quartz.

Le transistor T1, associé au quartz à tester, se comporte en oscillateur. Les condensateurs C1 et C2 constituent un diviseur de tension capacitif auquel est couplé notre oscillateur. Lorsque le quartz est en bon état, l'oscillateur fonctionne et délivre une onde sinusoïdale que redressent D1 et D2, de sorte que la base de T2 est portée à un



potentiel suffisant pour que ce transistor entre en conduction. Aussitôt la LED D3 s'allume, indiquant que le quartz est utilisable. Dans le cas contraire, il vaut mieux le mettre à la poubelle.

Ce circuit permet de tester des quartz dont la fréquence se situe entre 100 kHz et 30 MHz, ce qui couvre largement le domaine des besoins ordinaires. Le courant consommé par le circuit est d'environ 50 mA.