

n° 133/134
juillet/août
1989

numéro double

ELÉKTOR

hors-gabarit 89

électronique

Jeux, modélisme, bricolage

Voiture, moto, vélo

Expérimentation

Alimentations

HF, radio

plus
de 100
schémas !

Divers

Domestique

Photographie

Mesure & Test

Audio, vidéo & musique

Microprocesseur, micro-informatique



IM 1531 - 134 - 38,00 F



SONMAIRE

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

Elektorial: Hors-Gabarit '89	3
Circuits imprimés en libre-service	73
Elekture	133
Petites Annonces Gratuites	144
SUPPLÉMENT	
Station météorologique intelligente (IV)	127



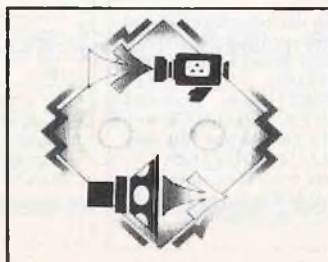
N° Montage	Page
------------------	------

Alimentations

31 Alimentation à pertes ultra-faibles	47
97 Alimentation à POTÉE	116
21 Alimentation réglable simple	38
28 Alimentation symétrique	45
93 Convertisseur à tension de découpage	112
1 Garde-78XX	24
35 Myosostis <i>R. Kambach</i>	52
14 "Pion" pour alimentation TTL	33
80 Régulateur de tension à découpage	100
8 9 V à gogo	28

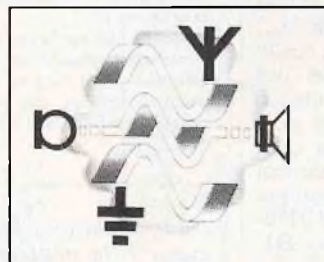
Appareils de mesure et de test

81 Automatisation de mise hors-fonction <i>P. Bosma</i>	101
74 Analyseur logique monovoie	94
10 Convertisseur LOG/RMS/ABS	30
38 Générateur de pseudo-bruit rose	54
9 Générateur de signaux carrés HCMOS	29
5 Générateur sinusoïdal LC réglable	26
62 Indicateur de disparition de la tension secteur <i>A. Münch</i>	83
46 Indicateur de niveau sonore	62
64 Indicateur de tension mini/maxi <i>F. Roth</i>	85
15 Pantographe	34
60 Shunt pour multimètre	82
72 Sonde voltétrique à CMS	92
100 Testeur de quartz	119
44 Voltmètre à LED CMS	60



Audio, vidéo et musique

70 Adaptateur de <i>break-jack</i>	90
106 Amplificateur modulaire pour guitare	126
71 Amplificateur pour casque par la prise PériTel	90
12 Anti-saturation	31
61 Bâillon pour chanteur <i>A. Roelen</i>	82
82 Chambre d'écho à BBD	101
42 Compresseur pour guitare électrique <i>W. Teder</i>	58
55 Indicateur de balance	71
39 Mélangeur à quatre canaux	55
54 Préamplificateur de micro à très faible bruit	70
65 Squelch universel <i>R. Lalic</i>	86



Circuits HF, radio

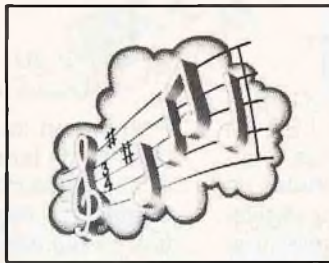
57 Convertisseur pour la bande des balises	79
6 Filtre de bande ajustable	27
13 Filtre passe-bas universel	32
103 Filtre pour la bande de parole	122
52 Générateur de signal d'appel pour radio-amateur	68
4 Oscillateur 48 MHz en CMOS	26
105 Sonde HF	125
83 Stabilisateur pour oscillateur jusqu'à 100 MHz	103
32 VOX rustique <i>S. Dimitriou & F. Maggana</i>	48



Divers

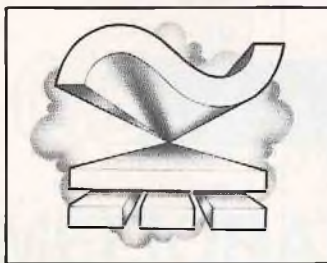
29 Alarme de haut-niveau <i>C. Sanjay</i>	45
58 Alarme de trop-plein	80
95 "Bille magique" électronique	114
48 Commutateur programmable	64
26 Déguisez-vous en Donald Duck	43
7 Famille (1a) BCT	28
79 Générateur de signal sonore mono-circuit <i>P. Sichertman</i>	100
98 Référence de tension avec affichage	117
92 Supplément de TCA280	111
63 Temporisateur alimenté par le secteur <i>D. Dwyer</i>	84

SONMAIRE



Domestique

24 Atténuateur audio télé-sensible	41
78 Démodulateur électronique	99
85 Détecteur de fumées	105
77 Gradateur à quatre quadrants <i>C. Mangold</i>	98
40 Indicateur de température rustique	56
66 Interrupteur crépusculaire <i>R. Lalic</i>	86
91 Lampadaire de poche économique <i>S. Dellow</i>	110
68 Lampe de poche rechargeable	88
102 Lumière (la) est-elle bien éteinte? <i>R. Kambach</i>	121
2 Signalisation de prise de ligne	24
89 Témoin de fonctionnement de réfrigérateur à gaz <i>U. Münch</i>	109
45 Temporisateur à signal audible <i>R. Evans</i>	61
84 Temporisateur de chauffage	104



Expérimentation

51 Amplificateur à gain unitaire rapide	67
88 Amplificateur différentiel	108
47 Barrière lumineuse diurne <i>A. Schaffert</i>	63
94 Commande de POTÉE	113
25 Commutateur à touches sensibles avec programmation horaire de luxe <i>R. Ochs</i>	42
19 Diode zener "forte puissance"	37
36 Échantillonneur d'enveloppe rapide	53
17 Microphone pour l'infrarouge	35
99 Réseau de résistances en CMS	118
23 7406/7407 de puissance	40



Jeux, modélisme, bricolage

56 Corne de brume automatique <i>P. Rütters</i>	72
34 EDITS: décodeur de commutateur(s)	50
96 EDITS: la solution du moindre effort	115
22 Feux A/R pour train miniature	39
90 Régulateur de vitesse de mini-perceuse <i>G. Lammertink</i>	109



Microprocesseur, micro-informatique

87 Adaptateur pour programmeur d'EPROM	107
20 Clavier averse en lignes d'E/S	38
53 Éliminateur d'impulsions parasites <i>N. Körber</i>	69
43 EPROM pour MSX	59
73 Interface aux normes RS232C pour C64	94
76 Interface MIDI pour l'AMIGA <i>E. Ponsen</i>	97
27 Interface pour table traçante X-Y <i>R. Fletcher</i>	44
69 Mini-carte d'E/S pour IBM PC	88
104 SALOMON II ² : 1 imprimante pour 2 ordinateurs ou 2 imprimantes pour 1 ordinateur	123
49 Sécurité électronique pour "RESET"	66
67 Touche de RAZ de sécurité	87
50 Touche de RAZ pour imprimante	67
59 Touche de RAZ pour le PC1640	81



Photographie

101 Flash-esclave	119
-------------------	-----

Voiture, moto, vélo

30 Alarme pour automobile <i>R. Lalic</i>	46
3 Amélioration de l'indication de bas niveau	25
33 Central de clignotement	49
75 Circuit de coupure automatique pour chargeur de batteries <i>H. Huynen</i>	95
11 Coupleur de cadenceur d'essuie-glace arrière	30
16 Coupure automatique des feux	35
86 Économiseur d'énergie pour chargeur de batterie <i>M. Dhingra</i>	106
37 Gardez vos ampoules à l'oeil	54
41 Serrure psychologique <i>C. Sanjay</i>	57
18 Temporisateur d'essuie-glace arrière	36



GARDE-78XX

Si l'on alimente un régulateur de tension à partir d'un module secteur, on court le risque de voir l'adaptateur secteur fournir une tension trop faible ou, à la suite d'une surcharge, que la tension fournie par le module tombe à une valeur trop faible pour permettre au régulateur de fonctionner correctement. Il est intéressant, que dis-je, vital, que l'utilisateur soit averti immédiatement d'une telle situation. Pour le bon fonctionnement d'un régulateur il est essentiel qu'il existe une différence (plus ou moins grande en fonction des caractéristiques du régulateur) entre les niveaux des tensions d'entrée et de sortie. Dans bien des cas, cette différence doit être de 3 V au minimum (cas extrême, de nombreux régulateurs font mieux aujourd'hui).

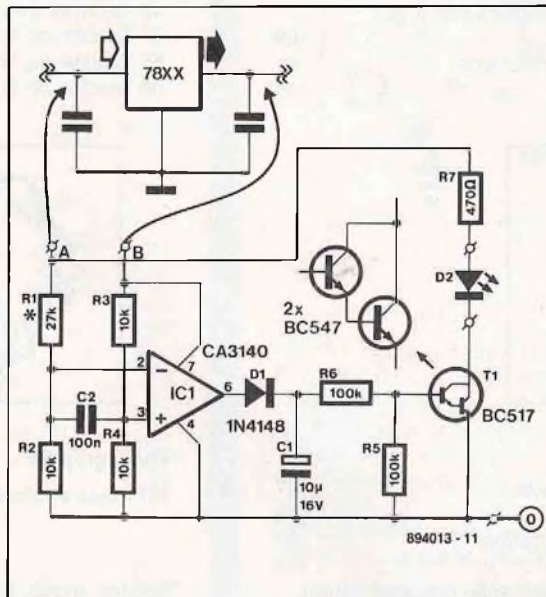
L'amplificateur opérationnel IC1 surveille la chute de tension aux bornes du régulateur; à ses entrées arrivent, via deux diviseurs de tension, d'une part la tension d'entrée du régulateur et d'autre part sa tension de sortie. Si le niveau de la tension d'entrée est trop faible, la sortie de IC1 bascule au niveau "haut". Le condensateur C1 se charge alors et le transistor T1 se met à conduire, produisant l'illumination de la LED D2. On pourra bien entendu, si l'on trouve qu'une LED n'attire pas suffisamment l'attention, remplacer la LED D2 et la résistance R7 par un résonateur piézo-électrique.

La charge du condensateur C1 permet une illumination de la LED de 10 ms au minimum de sorte que le circuit réagit également à des chutes de tension brèves à l'entrée du régulateur. Une ondulation résiduelle trop importante qui se traduit par une tension d'entrée trop faible produit elle aussi une alarme indiscutable.

Les valeurs données aux composants du schéma sont celles qui conviennent en cas d'utilisation d'un régulateur du type 7805. Pour un régulateur d'un autre type, il faudra modifier la valeur de la résistance R1 en se basant sur la formule suivante:

$$R1 = \left(\frac{2 \cdot \delta U}{U_{\text{régulateur}}} + 1 \right) \cdot R2.$$

Il faudra en tous cas veiller à ce que la chute de tension (δU) soit supérieure à la chute de tension minimale aux bornes du régulateur pour éliminer tout risque de non-fonctionnement du montage. Cette précaution est indispensable car, lorsque le régulateur refuse progressivement de remplir sa fonction, la chute de tension (minimale) à ses bornes reste constante jusqu'à ce que la tension d'entrée se soit totalement effondrée. Le circuit de protection doit réagir à une chute de tension qui est légèrement supérieure à la chute de tension minimale requise.



Liste des composants:

- Résistances:
 R1 = 27 kΩ
 R2, R3, R4 = 10 kΩ
 R5, R6 = 100 kΩ
 R7 = 470 Ω

- Condensateurs:
 C1 = 10 μF/16 V
 C2 = 100 nF

- Semi-conducteurs:
 D1 = 1N4148
 D2 = LED
 T1 = BC517
 IC1 = CA 3140

SIGNALISATION DE PRISE DE LIGNE

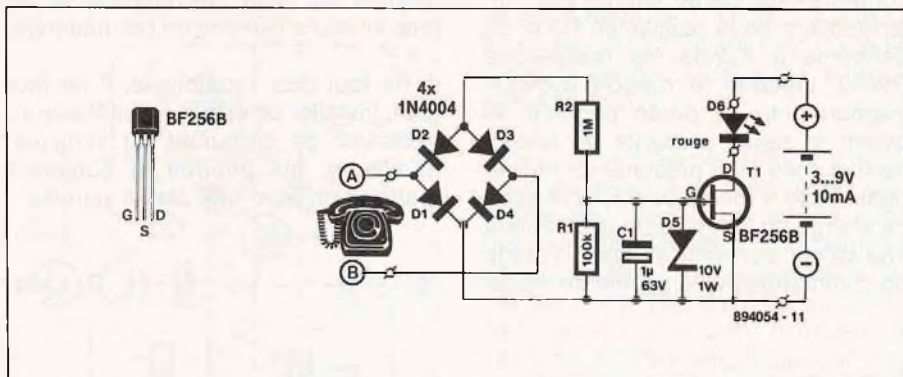
Les lecteurs d'Elektor de longue date savent à la lecture du titre de cet article que, légalement, ils ne peuvent connecter ce montage auxiliaire destiné au téléphone qu'à une installation téléphonique privée. Le fait de signaler que la conséquence ohmique de la connexion de ce montage à la ligne

téléphonique est trop faible pour en être mesurable, ne change rien à la situation.

Voyons comment fonctionne ce système de détection de l'occupation d'une ligne téléphonique. Si deux téléphones placés dans deux pièces

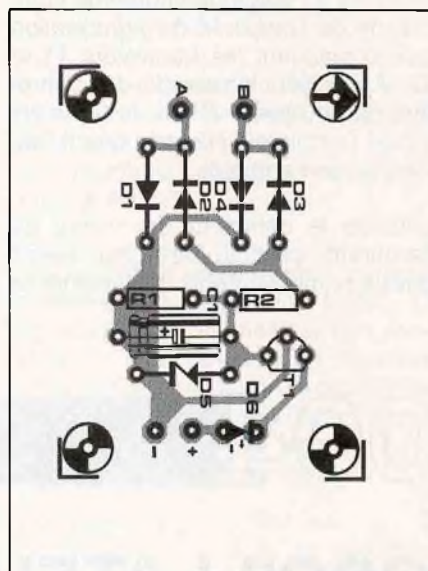
différentes sont branchés sur la même ligne il est impossible de voir si quelqu'un est en train de téléphoner à partir de l'autre appareil. Comme il n'est pas question, chez soi, de procéder à des écoutes téléphoniques (domogate...) il faut trouver une solution.

Les deux conducteurs de la ligne téléphonique (a et b) sont reliés au dispo-



stif de visualisation par l'intermédiaire d'un pont de redressement, qui élimine tout risque d'erreur de polarité. La tension présente sur la ligne téléphonique (de 45 à 60 V au repos) arrive, par l'intermédiaire du pont de redressement et du diviseur de tension que constituent les résistances R1/R2, à la grille du FET BF256B qui, dans les conditions normales (les combinés reposent sur les fourches) ne conduit pas. Si l'on décroche l'un des combinés, la tension de service de la ligne téléphonique chute immédiatement, la tension de grille aussi provoquant la mise en conduction du FET, le courant circule, entraînant l'il-

lumination de la LED qui indique que la ligne est occupée!
 Dans la pratique, le BF256B limite à une valeur de 10 mA environ le courant à travers la LED, la diode zener D5 empêche la tension de grille de dépasser 10 V et le condensateur C1 se "dévore" des impulsions parasites. Si le montage ne fonctionne pas du premier coup, on commencera par vérifier l'absence d'erreur avant d'essayer de modifier la valeur de la résistance R1. Il ne devrait pas être nécessaire de dépasser 220 kΩ pour adapter sa valeur à la tension de service. On peut fort bien utiliser, pour la LED D6, une LED clignotante.



La mise en place d'une pile garantit l'absence de réaction. La pile compacte de 9 V trouvera place, avec le circuit imprimé à peine plus grand qu'elle, dans un boîtier en plastique. Attention cependant, ce n'est pas parce que l'on parle de basse tension dans le cas d'une tension de 59 V qu'il ne faut pas respecter les précautions d'usage!

003

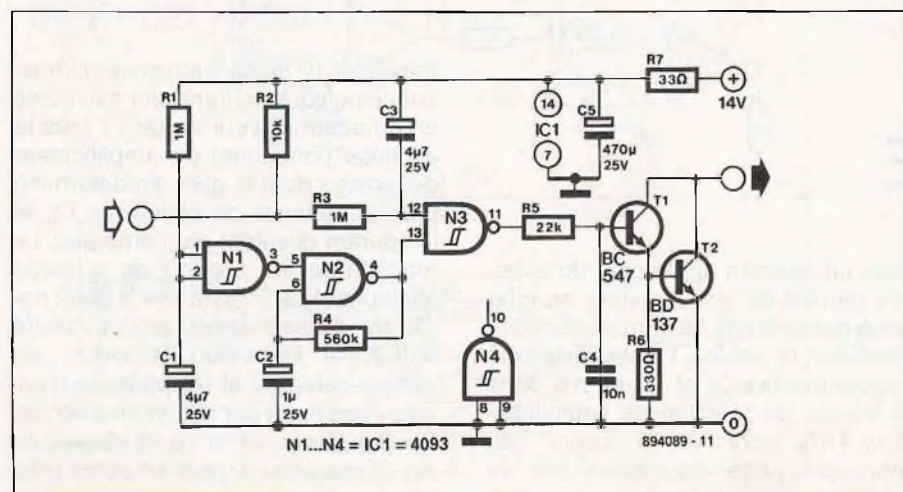
AMÉLIORATION DE L'INDICATION DE BAS NIVEAU

La fonction de ce circuit est de **supprimer** le clignotement de l'indicateur de "bas niveau" conséquence quasi-inévitable des changements d'assiette du véhicule. L'ampoule de signali-

sation du tableau de bord reste éteinte jusqu'à ce que le rapport cyclique du signal en provenance du détecteur de niveau d'essence devienne inférieur à 0,5. L'indicateur de bas niveau

s'allume alors pour ne s'éteindre qu'après remplissage du réservoir de carburant au-delà d'un niveau minimum. Le circuit vérifie le bon état de l'ampoule en en produisant un bref allumage de 5 s environ à chaque rotation de la clé de contact lors du démarrage du moteur.

Le processeur de signal est mis en fonction lorsque le conducteur tourne la clé de contact. Initialement, le condensateur C1 est déchargé, validant l'oscillateur N2 à travers la porte NAND à trigger de Schmitt N1 montée en inverseur (par l'interconnexion de ses deux entrées). L'une des entrées de la porte N3, la broche 12 du 4093, est reliée à un réseau RC, R3/C3, qui définit une constante de temps égale à celle déterminée par le réseau R1/C1. Si la sortie du détecteur de niveau de carburant présente un niveau haut, la broche 12 de la porte N3 est forcée au niveau haut également par l'intermédiaire de deux résistances R2/R3. Le signal de 1,5 Hz fourni par l'oscillateur constitué par la porte N2 est inversé par la porte N3 et



transmis à l'étage darlington de commande de l'ampoule de signalisation que constituent les transistors T1 et T2. Après écoulement du délai introduit par le réseau R1/C1, la porte N1 inhibe l'oscillateur N2 provoquant l'extinction de l'ampoule.

Lorsque le détecteur de niveau de carburant produit des impulsions dues aux mouvements du véhicule, le

condensateur C3 se charge par l'intermédiaire de la résistance R3 et se décharge à travers les résistances R2/R3. Lorsque le rapport cyclique (rapport entre la durée pendant laquelle le signal présente un niveau haut et celle où il présente un niveau bas) passe à moins de 0,5, la tension de charge du condensateur C3 atteint une valeur suffisante à valider l'étage de commande de l'ampoule de signa-

lisation de sorte que l'indicateur de bas niveau s'allume en permanence.

Il ne faut pas, répétons-le, il ne faut pas, installer ce circuit à l'intérieur du réservoir de carburant du véhicule. D'ailleurs, qui pourrait et comment pourrait-on faire une chose pareille.

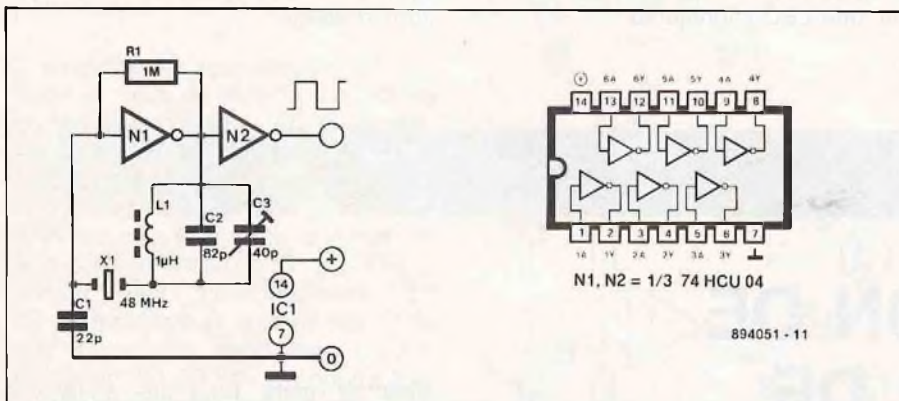
R. Lalic

004

OSCILLATEUR 48 MHZ EN CMOS

Les fréquences que permettent d'atteindre les oscillateurs à quartz réalisés à l'aide de portes numériques ne

dépassent pas, en règle générale, 30 MHz, pour la simple et bonne raison qu'il faut éviter que les quartz uti-



lisés dans ce but n'oscillent à leur fréquence fondamentale.

Par la mise en série avec le quartz d'un réseau parallèle accordé sur la fondamentale (16 MHz), le circuit que nous vous proposons force le quartz à osciller à une de ses harmoniques (la troisième).

Si l'on prévoit d'utiliser le signal fourni par l'oscillateur pour une application numérique on pourra en peaufiner la forme en faisant passer par un second inverseur le signal disponible en sortie de N1.

Pour pouvoir fonctionner correctement, ce circuit nécessite l'utilisation de circuits CMOS sans tampons. Des portes de la famille HCU permettent d'atteindre des fréquences de l'ordre de 60 MHz.

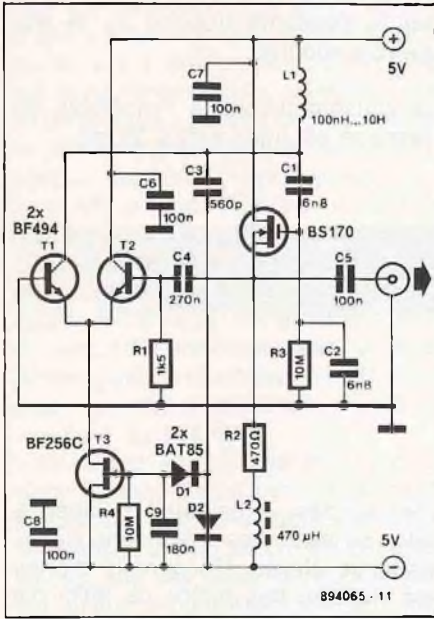
005

GÉNÉRATEUR SINUSOÏDAL LC RÉGLABLE

Il est toujours surprenant, même pour un initié, de constater qu'un nombre extrêmement faible de composants permet de réaliser un circuit performant. Il s'agit ici d'un oscillateur LC à fréquence d'oscillation variable fournissant en sortie un signal sinusoïdal à la distorsion pratiquement nulle.

Seul un examen approfondi du schéma permet de le subdiviser en cinq sous-ensembles. Le circuit oscillant basé sur la bobine L1 associée aux condensateurs C1 et C2 et pris dans la boucle de réaction de l'amplificateur T1/T2 constitue le "coeur" du montage. Cette disposition fait du

transistor T2 un convertisseur d'impédance puisque ce transistor est monté en émetteur-suiveur et, de T1 (monté en base commune) un amplificateur de tension dont le gain est déterminé par l'impédance de collecteur, L1, et le courant circulant par l'émetteur. La réaction se fait à partir de la sortie (collecteur) de T1 à travers le point nodal du diviseur de tension capacitif C1/C2, le transistor T4 monté en source-suiveuse et l'impédance d'entrée constituée par la combinaison du condensateur C4 et de la résistance R1. L'ensemble rappelle d'assez près



un oscillateur de Colpitts. Le signal fourni par le FET T4 est transmis à la sortie après découplage par le condensateur C5.

Ce montage présente une caractéristique intéressante: le réglage de l'amplitude par une source de courant. Deux diodes Schottky redressent le signal. La tension impulsionnelle filtrée par le condensateur C9 commande l'intensité du courant à travers le transistor T3. Aux amplitudes faibles, le gain du transistor T1 est plus élevé qu'aux amplitudes importantes. Cette approche garantit une mise en oscillation sans problème et un fonctionnement à distorsion très faible (absence de surmodulation de l'amplificateur). La valeur de la fréquence d'oscillation se calcule à l'aide de la formule suivante:

$$f = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L1 \cdot C1 \cdot C2 / (C1 + C2)})$$

et, avec les valeurs du schéma varie entre 863 Hz ($L1 = 10 \text{ H}$) et 8,63 MHz ($L1 = 100 \text{ nH}$). La consommation de courant est inférieure à 20 mA.

Cet oscillateur convient tout particulièrement à la mesure du facteur Q (de qualité) de bobines. Si l'on connecte un potentiomètre en parallèle sur la bobine L1 et qu'on le positionne de façon à doubler le courant à travers l'amplificateur, le facteur Q répondra à la formule suivante:

$$Q = R_p / 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L.$$

006

FILTRE DE BANDE AJUSTABLE

Le problème que posent les filtres ajustables d'un ordre assez élevé est l'évolution parallèle de la valeur des résistances des réseaux RC. L'utilisation de réseaux de condensateurs

commutés supprime purement et simplement tout problème de ce côté-là.

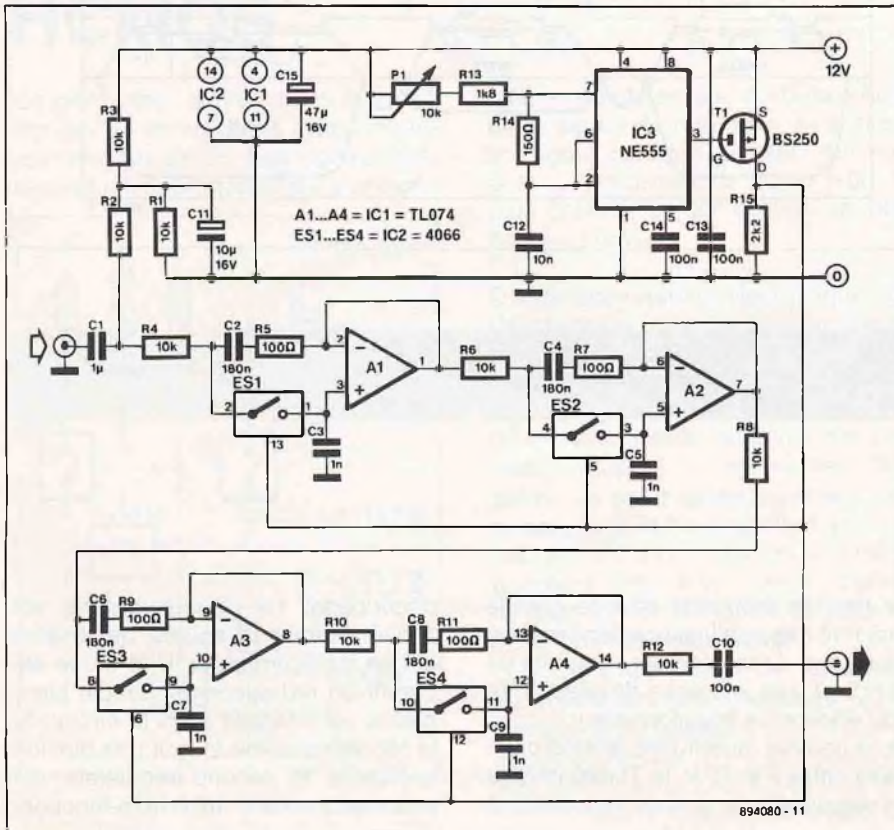
En gros, nous pouvons subdiviser le filtre en deux sous-ensembles: l'os-

cillateur qui attaque les commutateurs et quatre réseaux déphaseurs chargés d'assurer le filtrage proprement dit.

L'oscillateur basé sur un circuit temporisateur du type 555 produit un signal impulsionnel ayant une plage de réglage de la fréquence relativement large et dont le rapport cyclique est ajustable entre 1:10 et 100:1. Les interrupteurs électroniques ES1 à ES4 constituent les "résistances ajustables", dont la résistance est fonction de la fréquence du signal numérique. Le principe de fonctionnement de ces résistances ajustables est relativement simple. Si l'interrupteur est fermé, il possède une résistance de 60 Ω environ. S'il est ouvert, sa résistance est presque infinie. Si l'interrupteur n'est fermé qu'un quart du temps, sa résistance moyenne sera de l'ordre de 240 Ω.

Il suffit de jouer sur le rapport ouvert/fermé de chacun des interrupteurs pour pouvoir faire varier la résistance de substitution qu'ils représentent. Il faut veiller à ce que la fréquence de commutation des interrupteurs soit sensiblement plus élevée que la fréquence maximale du signal audio si l'on veut éviter toute interférence audible entre le signal audio et le signal d'horloge.

On donne au signal d'entrée un niveau de tension continue en faisant



appel au condensateur de couplage C1 de sorte que les amplificateurs opérationnels puissent être réglés quasi-symétriquement bien que l'on ne dispose que d'une unique tension d'alimentation. A la sortie, on débar-

rasse le signal de la tension continue à l'aide du condensateur C10. On peut utiliser ce filtre du quatrième ordre sur l'ensemble du domaine audio; son gain, qui dépend quelque peu de la fréquence d'horloge, est en

moyenne de 40 fois. La largeur de la bande passante dépend de la fréquence adoptée.

La consommation de l'ensemble du montage est inférieure à 15 mA.

007

LA FAMILLE BCT

Il n'y a pas si longtemps peut-être que vous avez commencé à utiliser des circuits intégrés logiques de la famille HC ou HCT pour vos réalisations. L'industrie n'en est pas resté là et a, avec les circuits BCT, une famille d'avance déjà. Bien qu'il est peu probable que vous fassiez appel bientôt à ce type de circuit pour vos montage personnels, puisqu'il s'agit en effet d'une famille de circuits extrêmement rapides, nous avons pensé cependant qu'il était intéressant de vous tenir au courant de l'évolution de la technologie.

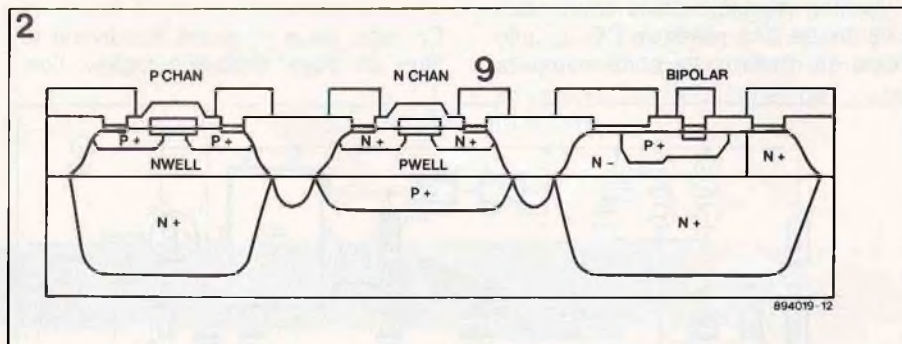
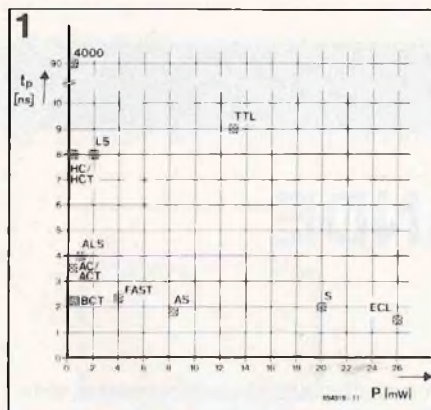
La lettre T de l'abréviation BCT indique que ce type de circuit fait appel à des niveaux de tension utilisés par les TTL standard. Les lettres B et C traduisent la technologie utilisée (BiCMOS). Il s'agit donc d'une combinaison de transistors bipolaires et CMOS. Jusqu'à présent, la logique utilisée était soit bipolaire, soit CMOS. La combinaison des meilleures caractéristiques de ces deux familles a permis de créer une nouvelle famille logique tout à la fois rapide et peu gourmande en énergie. La consommation d'énergie des circuits BCT est comparable à celle des circuits CMOS; elle est en outre fonction du mode de travail. Un circuit à l'arrêt possède

bien entendu la consommation la plus faible. Cette approche est pleinement justifiée si l'on sait que les principaux rejets (actuels) de la famille BCT sont des tampons de bus qui passent une grande partie de leur temps à

être inhibés. A cet état d'"hibernation" où les sorties présentent une impédance élevée, l'économie d'énergie n'atteint pas moins de 90% par rapport à un circuit fabriqué en logique bipolaire. En substituant des circuits BCT aux tampons de bus bipolaires, on peut réduire de 25% environ la consommation de courant de l'ensemble du système.

La figure 2 donne une vue en coupe de la tranche d'un composant réalisé en technologie BiCMOS: on constate qu'il s'agit de la combinaison du procédé bipolaire 2 μm IMPACTTM et du procédé CMOS à portes silicium de 1,5 μm sur la même puce.

Source:
Figure 1: Texas Instruments BiCMOS data-sheet



008

9 V À GOGO

Le TL496 est un circuit intégré de Texas Instruments conçu pour produire tension de 9 V à partir de sources de tension en tous genres. Attention, il ne faut pas trop prendre cette valeur de 9 V au pied de la lettre, la tension réelle se situant en fait entre 7 et 10 V; cependant cette approximation ne po-

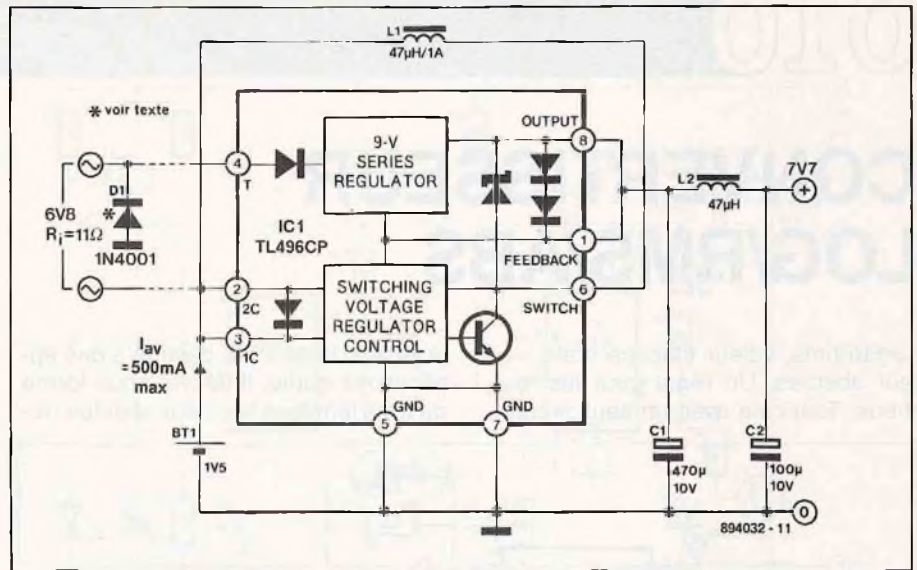
se pas de problème pour la grande majorité des applications concernées. La source de tension sera soit une pile (1,5 V), soit une paire de piles (3 V), soit encore un transformateur. Pour pouvoir fournir une tension comprise entre 7 et 10 V, le TL496 intègre un régulateur-série et un régulateur à

découpage. Le régulateur-série est activé lorsque la source de tension est un transformateur. Une diode assurant un redressement simple alternance est intégrée dans le circuit. Si le régulateur-série fournit une tension suffisante le second régulateur est automatiquement mis hors-fonction.

Dès que cela n'est plus le cas, le régulateur à découpage prend les choses en main (si l'on peut dire) car il est capable de fournir la tension de sortie requise à partir d'une source de tension comprise entre 1,1 et 1,5 V (1 pile) ou de 2,3 à 3 V (2 cellules).

Le schéma montre les connexions à établir pour alimenter le circuit à partir d'une cellule. Une alimentation par deux cellules nécessite une modification du câblage : les broches 1 et 3 du circuit intégré restent en l'air et le pôle négatif du condensateur C1 n'est plus connecté à la masse, mais à la broche 2 du TL469.

Vous aurez sans doute déduit qu'il s'agit là d'un circuit particulièrement adapté aux appareils dont l'alimentation doit provenir, selon les circonstances, soit des piles soit du secteur. Par ailleurs il convient également fort bien lorsque l'on utilise des accus NiCd rechargeables qui se rechargent dès que l'appareil est branché à l'adaptateur secteur. Pour la charge des accumulateurs on profite (via la diode D1) de l'alternance non utilisée



par IC1. Le courant de (re)charge des accus est fonction de la valeur de la résistance interne du transformateur (ici environ 11 Ω). Attention: il ne faut pas confondre cette résistance avec la résistance de l'enroulement secondaire du transformateur mesurée à

l'aide d'un ohmmètre.

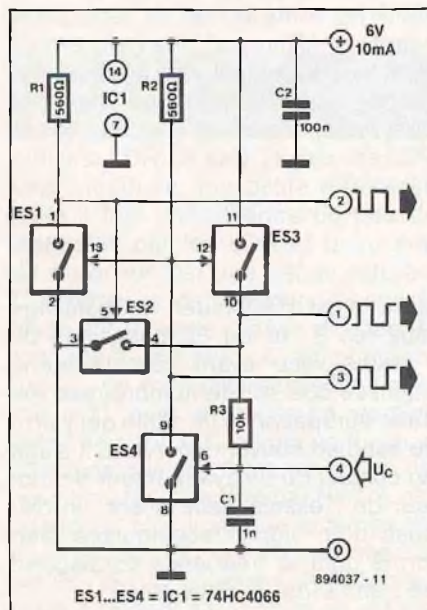
En cas de doute placez une résistance de 10 Ω en série avec D1. Si l'on utilise des piles ordinaires, il faudra supprimer la diode D1 pour éviter les risques liés à la recharge (déconseillée) de ce genre de piles.

009

GÉNÉRATEUR DE SIGNAUX CARRÉS HCMOS

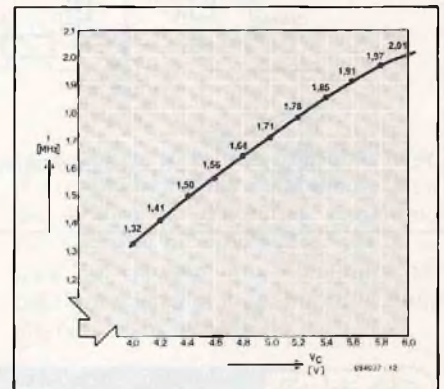
Ce générateur d'impulsions fournit 3 signaux de sortie carrés ayant un rapport cyclique de 0,5. Les signaux présentent l'un par rapport à l'autre une

relation de phase fixe: la sortie 3 fournit le signal de référence, la sortie 2 un signal déphasé de 180° par rapport au précédent, la sortie 1 un signal déphasé de 10° environ par rapport au premier.



Quatre interrupteurs électroniques bidirectionnels intégrés dans un circuit du type 74HC4066 constituent le générateur. Le fonctionnement du circuit repose sur la constatation que le seuil de déclenchement présenté par une entrée HCMOS est relativement bien défini. Le point de basculement des niveaux bas et haut se situe approximativement à la moitié de la tension d'alimentation, $\frac{1}{2}U_b$, valeur utilisée ici pour obtenir le rapport cyclique de 0,5 (signal de sortie carré).

Lors de l'application de la tension d'alimentation, le condensateur C1 se charge via la résistance R3 et la résistance de fonction (R_{on}) de l'interrupteur électronique ES3. Lorsque la tension aux bornes du condensateur C1



atteint $\frac{1}{2}U_b$, l'interrupteur ES4 se ferme forçant l'entrée de commande de l'interrupteur ES3 au niveau logique bas de sorte que le condensateur C1 peut se décharger à travers l'interrupteur ES2 et la résistance R3. Lorsque le seuil de basculement "bas" de l'entrée de commande de l'interrupteur ES4 est atteint, le générateur entre en oscillation.

On peut qualifier de bonne la stabilité de l'oscillateur si l'on considère qu'il s'agit en fait d'un oscillateur du type R/C.

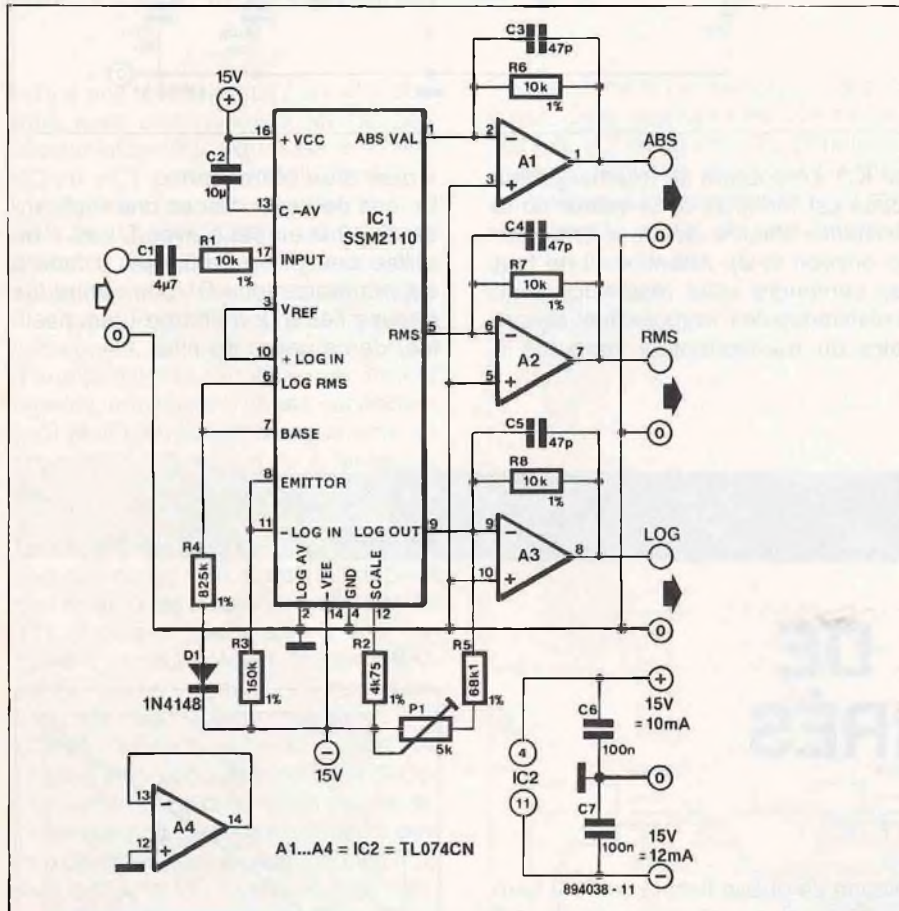
La fréquence de sortie du générateur est fonction du niveau de la tension de commande V_c — voir le diagramme joint.

010

CONVERTISSEUR LOG/RMS/ABS

Logarithme, valeur efficace vraie, valeur absolue. Un régal pour les matheux. Tout cela avec un seul circuit :

le SSM2110 de PMI, destiné à des applications audio. Il délivre sous forme de trois tensions la valeur absolue (re-



dressement double alternance), la valeur efficace vraie de la tension d'entrée et le logarithme du courant d'entrée (pour les mesures en dB). Le calcul se fait sur les intensités et non sur les tensions, ce qui donne une dynamique supérieure à 100 dB. Ou encore de 3 mA à 30 nA (valeurs de crête). Il n'est pas nécessaire d'insister sur la nécessité d'un faible courant de fuite pour C1. La conversion en courant de la tension d'entrée est faite par R1. Le niveau nominal d'entrée est de 0 dB (avec une tolérance jusqu'à + 20 dB).

Tout comme l'entrée, la sortie se fait en courant (attention tout de même à ne bousculer personne). Les amplificateurs opérationnels A1 à A3 sont montés en convertisseurs courant/tension (... à ne bousculer personne). Le potentiomètre P1 sert à étalonner la mesure dans le bas de l'échelle en dB.

Les valeurs du schéma donnent une pente de conversion de 33 mV/dB. Les amplificateurs utilisés ne permettent pas de restituer la dynamique de 100 dB du SSM2110, mais plafonnent vers 80 dB.

PMI (Precision Monolithics Inc) est représenté en France par la société OHMIC

011

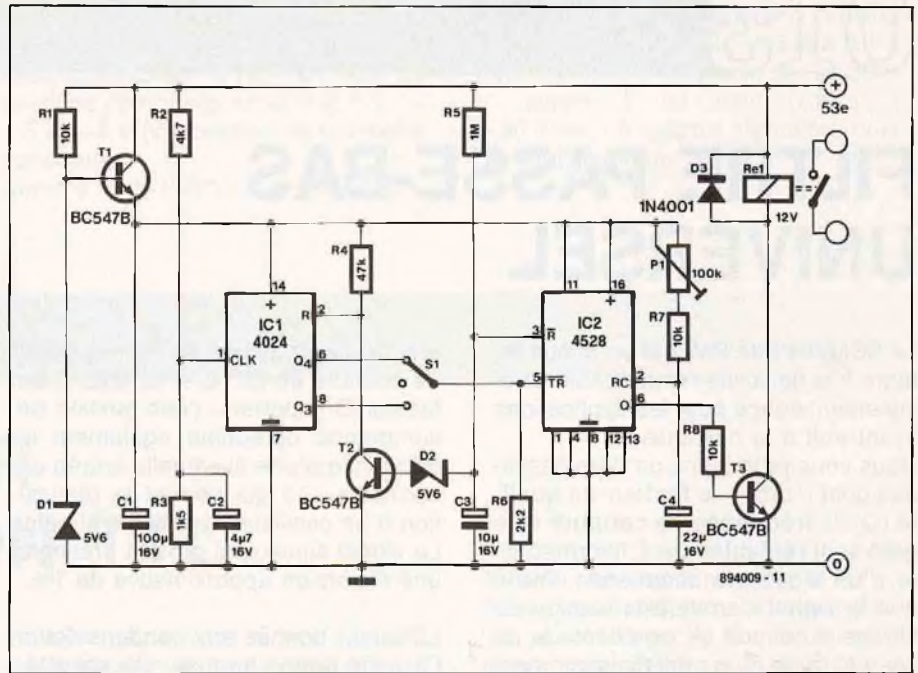
COUPLEUR DE CADENCEUR D'ESSUIE- GLACE ARRIÈRE

Il est possible de se libérer de toutes les contraintes pénibles que pose la commande de l'essuie-glace de la vitre arrière en effectuant un couplage à l'essuie-glace du pare-brise

avant. Vous l'avez sans doute constaté: lors du déplacement sous la pluie d'une voiture, sa vitre arrière se mouille à une vitesse sensiblement moindre que son pare-brise avant; il

suffit ainsi d'effectuer un balayage tous les 8, 16 ou 32 balayages de l'essuie-glace avant. Sur la borne baptisée 53e sur de nombreuses voitures européennes (le câble qui y arrive est bien souvent noir/vert), il s'agit du contact du balayage retour du moteur de l'essuie-glace avant, on dispose d'un signal rectangulaire bien formé dont la fréquence correspond au rythme de l'essuie-glace.

Après l'avoir fait passer par le diviseur de tension que constituent les résistances R2 et R3, on applique ce signal à l'entrée d'horloge du compteur IC1. Toutes les 8 impulsions d'horloge, la sortie Q3 de ce compteur passe au niveau logique haut. Il en va de même pour la sortie Q4 qui passe au niveau haut toutes les 16 impulsions d'horloge. Par l'intermédiaire du sélecteur S1, l'impulsion de sortie est appliquée à l'entrée d'un multivibrateur monostable intégré dans IC2 (notons au passage que l'on pourrait fort bien remplacer le 4528 par un 4548). Chaque flanc descendant d'impulsion produit un niveau haut dont on peut fixer la durée entre 60 et 700 ms par modification de la position de la résistance ajustable P1. Le transistor T3 devient alors conducteur, le relais colle et l'essuie-glace arrière remplit sa fonction.



L'alimentation du montage est également fournie par la broche 53e. Lorsque cette broche véhicule 12 V, ce qui est le cas entre les impulsions de déclenchement, le transistor T1 est conducteur ce qui permet au condensateur C1 de se charger. Pendant les im-

pulsions de déclenchement (53e = 0 V) le transistor T1 est bloqué pour empêcher le condensateur C1 de se décharger. La diode D1 limite à 5 V la tension d'alimentation. Il est important de disposer d'une remise à zéro efficace en mode intervalle, fonction as-

surée par les composants pris à l'entrée de remise à zéro de IC2, à savoir les résistances R4, R5, le condensateur C3, le transistor T2 et la diode zener D2.

G. Kleine

012

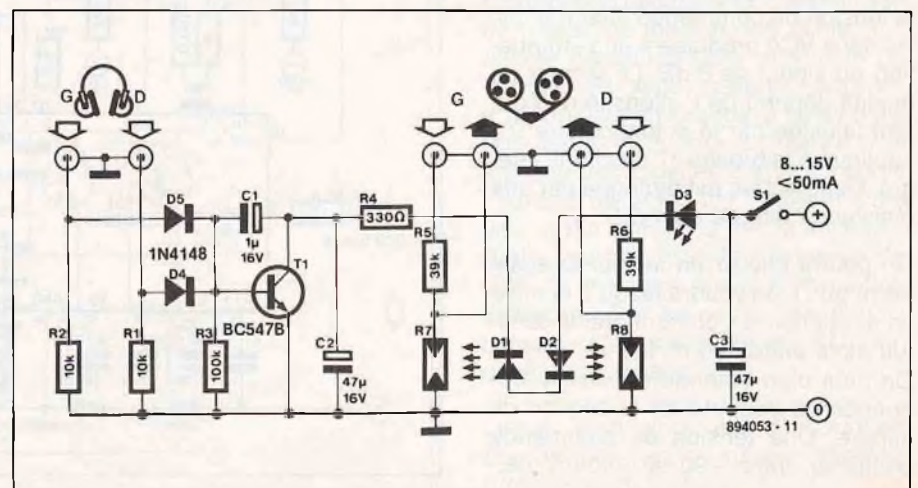
ANTI-SATURATION

Ce circuit maintient automatiquement l'aiguille du VU-mètre hors de la zone rouge lors d'enregistrements sur cassette. Automatiquement veut dire sans intervention sur le potentiomètre de niveau, à condition que le signal à enregistrer se tienne entre certaines limites bien sûr. Son utilité est manifeste surtout pour l'enregistrement de la parole. Le signal à enregistrer est divisé par deux ponts contenant chacun une LDR. Je sais, je sais, les LDR vont introduire une petite distorsion, mais il faut choisir entre un peu de distorsion par les LDR et beaucoup de distorsion par une bande saturée. L'information de commande est prélevée sur la sortie casque du magnétophone à cassette. Le signal est redressé en monoalternance et transmis à T1, dont la vitesse de réaction est fixée par C1. L'entrée en fonction demande quelque 3 ms. Le temps de mise hors fonction, fixé par R4/C2, est beaucoup plus long que le temps de mise en fonction : environ 100 ms. La tension sur C2 détermine l'affaiblissement du signal. Le courant de charge

qui traverse R4 dépend aussi de la tension sur C2, ainsi l'éclairement des LED D1, D2 et D3 est proportionnel au niveau du signal. Les LED D1 et D2 éclairent les LDR qui font partie du diviseur de tension inséré dans le circuit d'entrée du magnétophone. L'interrupteur S1 permet de mettre le régulateur en ou hors fonction sans avoir à retirer les fiches.

Le système n'est pas utilisable avec les magnétophones équipés de têtes de lecture et d'écriture séparées, fonctionnant en *monitoring*, car le signal qui parvient aux écouteurs est déjà enregistré et il est trop tard pour intervenir sur le niveau.

S. Dimitriou et F. Maggana



FILTRE PASSE-BAS UNIVERSEL

Le SSM2045 de PMI est un circuit intégré à la flexibilité remarquable, spécialement conçu pour les applications ayant trait à la musique.

Nous vous proposons un filtre passe-bas dont l'ordre, le facteur de qualité (Q), la fréquence de coupure et le gain sont réglables par l'intermédiaire d'un signal de commande. Avant que le signal n'arrive à la section de filtrage du circuit on en adapte le niveau à l'aide d'un pont diviseur constitué par la résistance R1 et une résistance interne. Etant donné le risque de distorsion, il est préférable en effet que la tension d'entrée ne dépasse pas 150 mV (crête à crête).

Le sous-ensemble de filtrage du 2045 possède deux sorties (2 POLE OUT et 4 POLE OUT) reliées chacune à un amplificateur commandé en tension, un VCA (Voltage Controlled Amplifier). Si l'on veut assurer une réjection d'offset et de commande optimale il faut implanter une résistance dans cette ligne (R4 et R5, valeur recommandée 910 Ω). Le potentiomètre P2 qui détermine l'intensité du courant qui pénètre dans le circuit intégré par ses broche 15 et 15 (LIN MIX) fait office d'organe de commande du volume. Ces entrées de commande peuvent supporter un courant maximal de 250 μA. La balance entre les deux VCA et, de ce fait, l'ordre de l'ensemble du filtre est commandée par l'application d'une tension comprise entre -250 et +250 mV sur la broche 14; cette tension peut être ajustée par action sur le potentiomètre P4. La commande de cette entrée doit se faire à une impédance inférieure à la tension de commande atteint 0 mV, les deux VCA produisent une atténuation du signal de 6 dB. Le facteur de qualité dépend de l'intensité du courant (ajustée par le potentiomètre P1) appliqué à la broche 17 du circuit intégré. Cette entrée est protégée par une résistance interne de 1kΩ8.

On pourra choisir un facteur Q aussi élevé que l'on voudra jusqu'à la mise en oscillation. Le courant drainé se situe alors entre 120 et 185 μA.

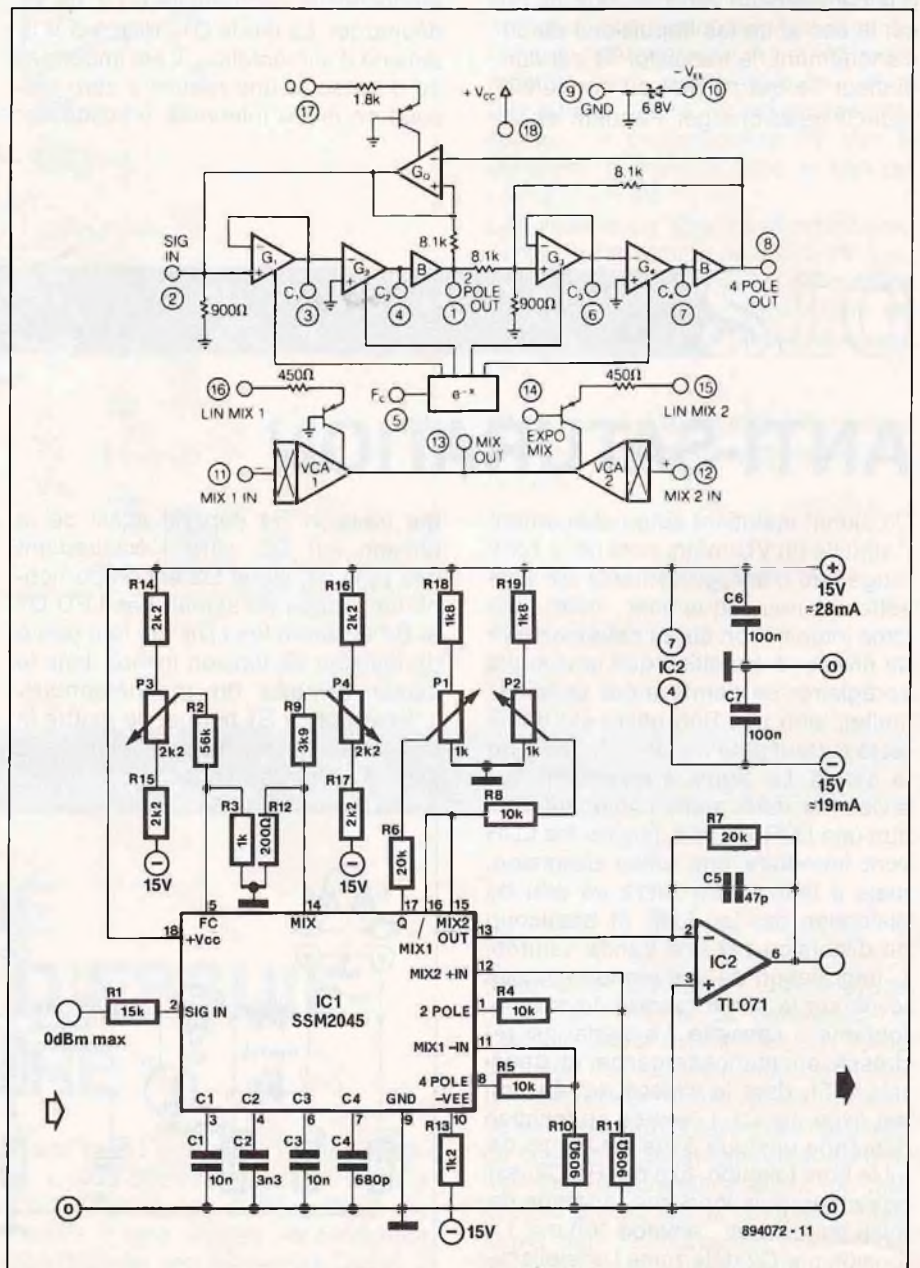
On peut bien entendu décaler la fréquence de coupure de la section de filtrage. Une tension de commande comprise entre +90 et -90 mV per-

met un déplacement de la fréquence de coupure de 20 Hz à 20 kHz. A un facteur Q important, cette tension de commande détermine également la fréquence d'une éventuelle entrée en oscillation, ce qui permet la réalisation d'un oscillateur ajustable simple. Le signal sinusoïdal produit présente une distorsion approximative de 1%.

La valeur donnée aux condensateurs C1 à C4 donne au filtre une caractéristique de Butterworth lorsque le courant-Q est nul.

En ce qui concerne l'alimentation, on pourra relier la broche 10 du circuit intégré (-V_{ee}) directement au -5 V ou encore à une tension d'alimentation plus négative par l'implantation d'une résistance-série dans la ligne d'alimentation de sorte qu'il circule un courant de quelque 7,1 mA (la broche -V_{ee} comporte une limitation de tension introduite par une diode zener interne de 6V8).

Nous avons ajouté l'électronique basée sur l'amplificateur opérationnel IC2 pour convertir en tension le courant de sortie de IC1. La sortie de IC2



présente une petite tension de dérive (dont la taille est fonction, entre autres, du réglage du circuit). Si l'appareil connecté à la sortie du montage n'apprécie pas du tout cette tension minimale, il faudra doter la sortie d'un condensateur de couplage.

La valeur donnée aux résistances R2, R6, R8 et R9/R12 est telle que l'on peut commander le filtre à l'aide de tensions comprises entre 0 et 5 V ou -5 et +5 V (en fonction de la broche concernée). Comme nous l'avons indiqué, la dis-

torsion atteint 1% pour une tension d'entrée de 0 dBm; elle passe à 0,3% pour une tension d'entrée de -6 dBm et tombe à un petit 0,03% à -20 dBm. Le rapport signal/bruit est de 80 dB environ.

014

"PION" POUR ALIMENTATION TTL

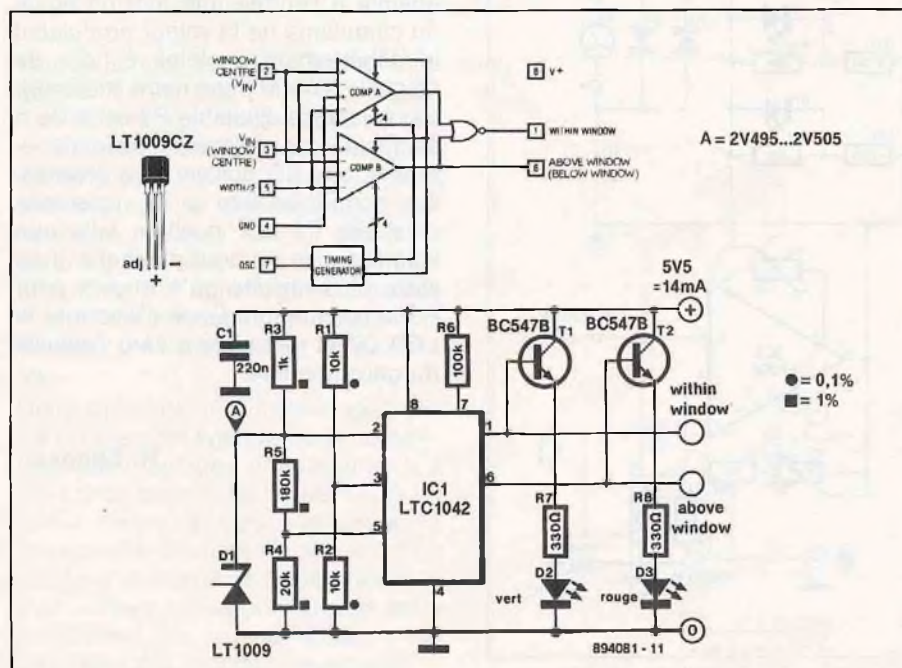
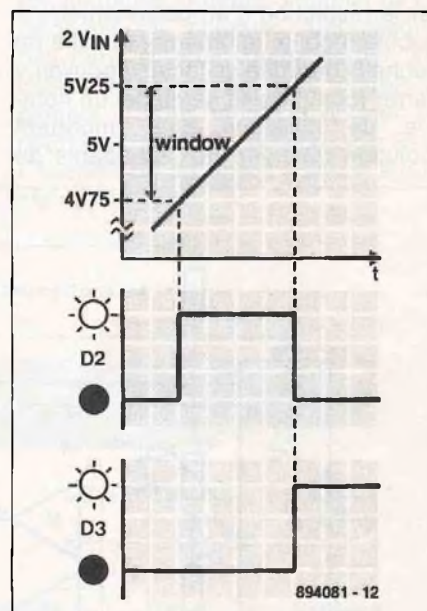
Le LTC1042 de Linear Technology est un comparateur à fenêtre capable, s'il le faut, de remplir sa fonction en ne consommant qu'un courant infime. Cette caractéristique est due à l'utilisation de techniques d'échantillonnage qui permettent de déconnecter les sous-ensembles du circuit intégré non-concernés par un processus donné.

Nous vous proposons de surveiller la tension fournie par une alimentation TTL; dans cette application précise, la caractéristique de consommation très faible n'a aucune sorte d'importance. De ce fait la consommation de courant est sensiblement plus importante que l'intensité minimale de 100 µA (voire moins) possible dans le cas d'une application ultra-économique. Le réglage du comparateur se fait à l'aide d'une diode de référence à pompage (*bandgap reference diode*) qui, bien qu'elle se comporte en diode zener est en fait un circuit intégré à part entière. La tension de référence

de 2,5 V fournie par la diode D1 est appliquée directement à la broche du "centre de la fenêtre" de IC1. Ce faisant nous avons fixé à 2,5 V le niveau de tension correspondant au milieu de la fenêtre. La tension de référence sert également à définir la largeur de la fenêtre.

Sachant que nous désirons utiliser ce circuit pour surveiller le niveau de la tension fournie par une alimentation TTL, il faudra donner à la fenêtre une largeur de 20% (±10%). Pour ce faire, nous allons diviser la tension de référence par dix (10%, la moitié de la largeur de la fenêtre) à l'aide des résistances R4 et R5. Nous venons de constituer un comparateur dont la sortie "à l'intérieur de la fenêtre" (*Within Window*) est haute lorsque la tension d'entrée (V_{IN}) possède une valeur de 2,5 V ±10%. La fenêtre ainsi définie n'est pas très intéressante lorsqu'il nous faut surveiller une alimentation TTL; un simple diviseur de tension nous sort du pétrin.

A l'aide des résistances R1 et R2 on divise par deux la tension d'alimentation du montage — qui est aussi la tension à surveiller — de sorte que la tension d'entrée du comparateur a elle aussi une valeur nominale de 2,5 V.



Nous avons doté le circuit de deux transistors qui attaquent chacun une LED indicatrice. L'illumination de la LED verte (D2) indique que tout va bien. L'illumination de la LED rouge (D3) signale une tension trop élevée. L'extinction des deux LED traduit soit un niveau de tension trop faible, soit encore l'absence pure et simple de tension. Si vous préférez disposer d'une indication lorsque la tension est trop faible, vous pourrez intervertir la fonction des broches 2 et 3. La sortie "au-delà de la fenêtre" devient alors une sortie "en-deçà de la fenêtre". Cette nouvelle fonction nécessite de doter le montage d'une alimentation distincte sous peine de ne jamais constater l'activation de la LED "en-deçà de la fenêtre".

Linear Technology est distribué en France par, entre autres: Tekelec-Airtronic et Scientech

PANTOGRAPHHE

Artiste comme vous l'êtes, il est probable que vous sachiez ce qu'est un pantographe. Il s'agit d'un appareil qui permet de reproduire un dessin quelconque à une taille plus grande: un convertisseur (agrandisseur/réducteur) d'échelle en quelque sorte.

La résolution des galvanomètres à bobine mobile ne dépasse pas, en règle générale, 1% pour la simple et bonne raison qu'il est difficile de faire tenir plus de 100 divisions sur l'échelle graduée d'un tel instrument. La résolution d'un affichage numérique tant soit peu convenable atteint sans trop de problème 0,05%.

Il existe deux approches pour améliorer la résolution d'un galvanomètre à bobine mobile: augmenter la taille de l'échelle graduée de façon à pouvoir y serrer (comme des sardines) un nombre de divisions plus important (solution réservée aux fabricants de

galvanomètres) ou, seconde solution (à la portée des lecteurs d'Elektor), appeler l'électronique à son secours.

Avec ce circuit nous subdivisons le calibre (domaine de mesure) de l'instrument en cinq parties que l'on étale (comme du miel sur toute la tartine) ensuite chacune sur la totalité de l'échelle du galvanomètre; la résolution en devient cinq fois meilleure.

On commence par amplifier le signal de mesure par l'intermédiaire de l'amplificateur IC1 pour lui donner un niveau de 2,5 V à pleine échelle. Ce signal est, entre autres, appliqué à quatre comparateurs qui déterminent dans quelle plage du domaine se trouve la tension mesurée (le domaine de pleine échelle à l'entrée — 200 mV — est ainsi subdivisé en sous-échelles de 40 mV). Cinq LED indiquent laquelle de ces sous-échelles est en service. Chacune de

ces LED est pontée par une résistance de 10 kΩ qui force à un niveau logique haut bien défini la sortie à collecteur ouvert correspondante du comparateur.

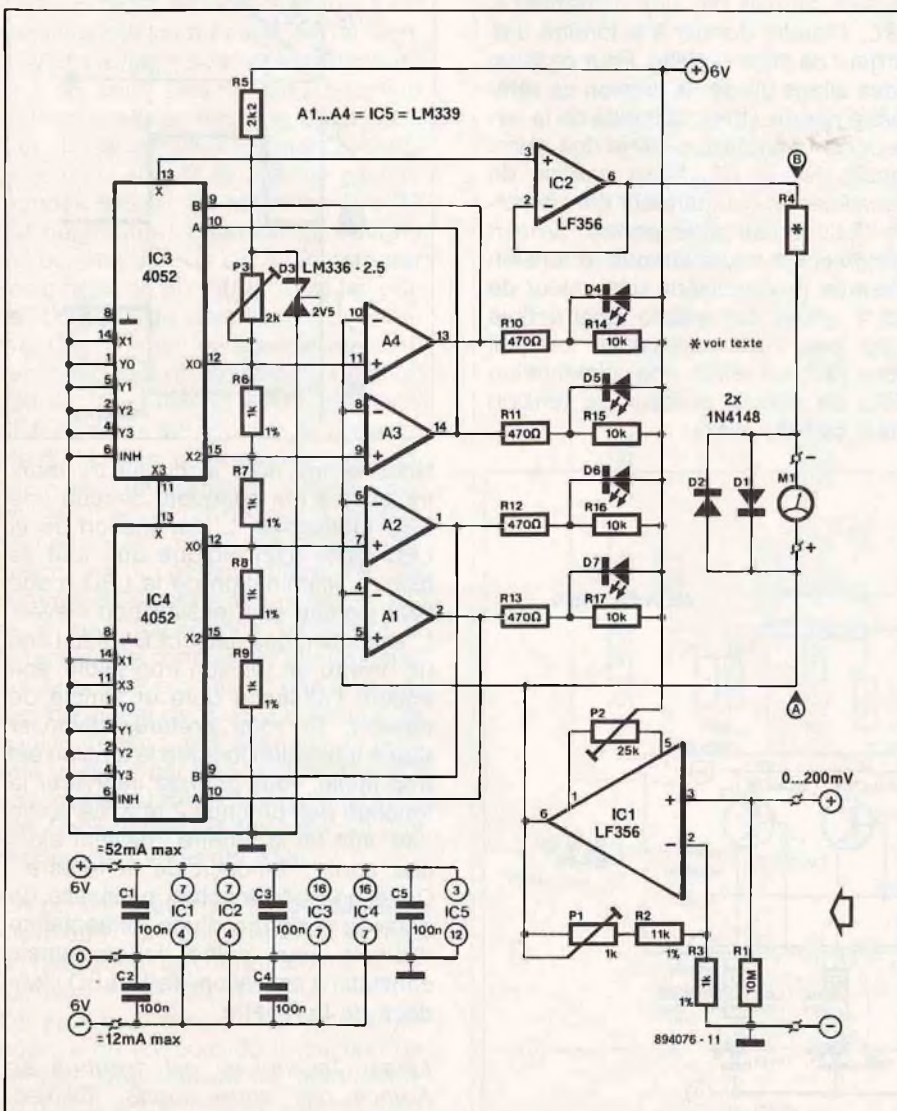
Les signaux de sortie des comparateurs attaquent ensuite deux multiplexeurs qui, en fonction du niveau du signal de mesure, transmettent une tension continue au tampon IC2 (elle est toujours un multiple de 0,5 V puisque la tension de sortie de IC2 est de 2,5 V, soit 5 · 0,5 V).

Nous disposons ainsi entre les points A et B d'une tension dont la valeur est égale à la différence entre la grandeur du signal de mesure et le multiple de 0,5 V utilisé. Cette différence ne dépassera jamais 0,5 V sur la totalité du débattement à pleine échelle de l'instrument. Il faudra pour cette raison donner à la résistance R4 une valeur telle qu'à cette tension (de 0,5 V), on ait un débattement à pleine échelle de l'aiguille de l'instrument.

Pour connaître la valeur mesurée par l'instrument, il suffira d'ajouter la valeur de tension indiquée par l'aiguille du galvanomètre à celle représentée par la LED (tension multipliée par le "poids" de la LED, par analogie micro-informatique).

Le réglage du circuit s'effectue de la manière suivante. On commence par ramener l'aiguille du galvanomètre à zéro en jouant sur la position de la résistance ajustable P2. On applique ensuite à l'entrée une tension égale au cinquième de la valeur produisant le débattement à pleine échelle de l'aiguille (40 mV dans notre exemple). La résistance ajustable P3 est mise à sa position de résistance minimale — toutes les LED doivent être éteintes. On donne ensuite à la résistance ajustable P1 une position telle que l'aiguille aille en bout d'échelle. Il ne reste plus ensuite qu'à trouver pour P3 la position qui fasse s'illuminer la LED D7 et retomber à zéro l'aiguille du galvanomètre.

R. Shankar

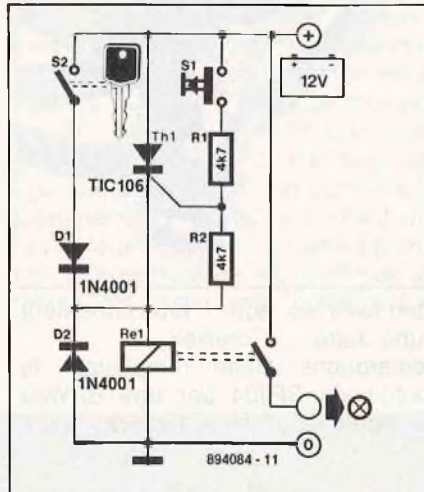


016

COUPURE
AUTOMATIQUE DES FEUX

L'éclairage d'une voiture présente un inconvénient majeur: c'est très précisément (et pas avant) lorsque l'on essaie de démarrer le véhicule avec une batterie déchargée que l'on s'aperçoit de l'oubli de couper ses feux. Toutes les voitures ne comportent pas encore de dispositif d'alarme moderne (pas très sain pour les nerveux et les cardiaques d'ailleurs). Un rien d'électronique constitue une alternative plus attrayante.

Ce montage-ci n'attire pas l'attention du conducteur lorsque les feux sont restés allumés; au contraire il prend le contrôle de la situation "en main". Lorsque le contact de la clé de contact est ouvert, le relais Re1 décolle et l'éclairage est mis hors-fonction... à moins que vous en ayez décidé autrement. Le bouton-poussoir S1 permet en effet d'amorcer le thyristor Th1 qui



fournit alors la tension d'activation nécessaire au relais. Ceci ne peut être le cas qu'à condition que l'interrupteur S2 (la clé de contact) soit ouvert. En effet si cet interrupteur est fermé la

tension aux bornes du thyristor est trop faible pour produire un amorçage de Th1 (en raison du montage de la diode D1 en parallèle sur ce composant).

Si vous avez choisi d'allumer vos feux par action sur le bouton-poussoir S1, il faudra bien entendu penser à les couper le moment venu.

Pour Re1 on adoptera un relais automobile dont la bobine possède une tension de service de 12 V et dont les contacts sont capables de supporter 25 A.

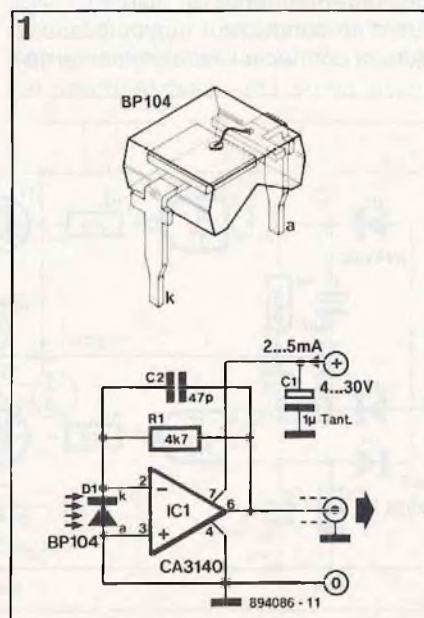
Récapitulons le mode d'emploi de ce dispositif de coupure automatique des feux: si vous voulez garder vos feux allumés après avoir coupé le contact, il vous faudra actionner un court instant le bouton-poussoir S1 à l'instant de ou après l'action sur la clé de contact.

017

MICROPHONE POUR
INFRA-ROUGES

Lors de la mise au point d'un montage donné, il n'est pas exceptionnel que l'on ait à concevoir un circuit de test conçu spécialement à son intention. Après avoir réalisé le circuit requis et une fois terminé son test, ce circuit auxiliaire précieux va finir ses jours dans les oubliettes où crépissent tant et tant de ses homologues. Certains d'entre ces montages se recyclent et décident de voler de leur propres ailes.

Notre microphone à infra-rouges (IR) est un exemple typique de cette catégorie de montages ambivalents. Il a été conçu pour détecter les sauts de valeur d'un antique afficheur à 7 segments. Comme il s'agissait d'un afficheur à filaments (tubes Nixie), il était évident que le domaine de fonctionnement du capteur choisi allait être celui des rayons infra-rouges.

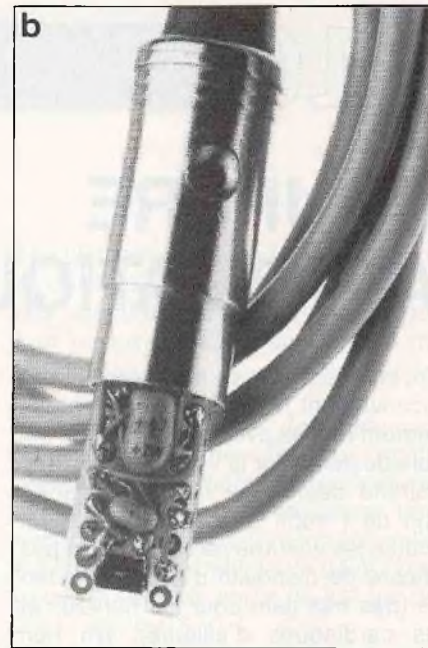


Comme l'appareil en question se devait d'être transportable puisque l'afficheur à tester se trouvait dans le tableau de bord d'un Boeing 737, il fut décidé de concevoir un montage à connecter à un lecteur de cassettes: c'est ainsi que naquit un microphone bizarre capable de capter des rayons IR au lieu de sons. Nous avons poussé la miniaturisation de ce microphone à un point tel que l'ensemble terminé a finalement trouvé place à l'intérieur (!) d'une fiche DIN métallique (figure 2).

Pour un circuit simple, il s'agit d'un circuit simple, la figure 1 le prouve éloquemment. Le micro IR comporte une photodiode montée en court-circuit entre les bornes d'entrée d'un amplificateur opérationnel couplé en courant continu et dont le gain est défini par la valeur de la résistance R1. Si vous avez réalisé un tel micro IR il

est très instructif de vous mettre à l'écoute du (nouveau-)monde grâce à cette ouïe IR toute neuve. Il faut, pour pouvoir entendre des signaux intéressants, avoir auparavant mis hors-fonction les sources importantes de "parasites" IR telles qu'en particulier les ampoules à incandescence. Cette sensibilité typique à la lumière produite par les ampoules à incandescence fait que ce montage peut parfaitement remplir une fonction "d'indicateur acoustique de présence" dans un système d'alarme. La flamme d'un briquet à gaz se traduit sous la forme d'une douce brise sonore. Un feu de cheminée au contraire se manifeste, du point de vue IR, sous la forme d'un véritable ouragan. On pourrait envisager d'utiliser le micro IR comme système de surveillance d'une veilleuse ou de prévention contre l'incendie par exemple.

Nous vous laissons le plaisir d'imaginer d'autres applications. Il est important de se rappeler des antécédents de ce montage qu'il faut plutôt considérer comme un moyen pour



"percevoir" son environnement d'une autre... "oreille". Remarquons qu'en remplaçant la photodiode BP104 par une BPW34 par exemple, on peut déplacer le do-

maine de sensibilité du montage de l'infra-rouge vers la lumière visible. La consommation du montage est fonction du niveau de sa tension d'alimentation et se situe entre 2 et 5 mA.

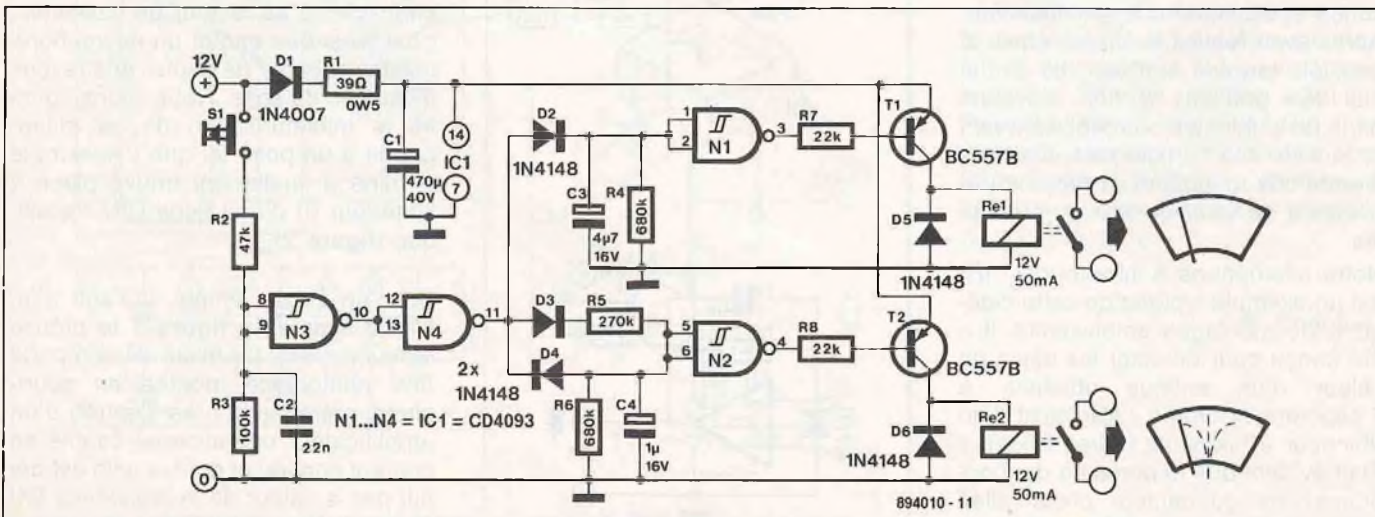
018

TEMPORISATEUR D'ESSUIE-GLACE ARRIÈRE

L'essuie-glace arrière se généralise, même si le lave-glace ne fait pas toujours partie de l'installation. Sur les voitures qui sont équipées des deux, le fonctionnement est souvent simultané, ce qui est loin de correspondre

aux besoins. Quant au temporisateur pour essuie-glace arrière, il semble que la plupart des constructeurs le considèrent comme un luxe. Plus d'un conducteur moyen passe à l'acte et connecte l'essuie-glace arrière

sur le temporisateur de l'essuie-glace avant. En général il ne faut pas plus de 50 km sous la pluie pour vider la réserve d'eau du lave-glace arrière. Il y aurait moyen d'ajouter un interrupteur supplémentaire pour empêcher le fonctionnement de la pompe, mais cela suppose de tirer un fil supplémentaire. Le circuit présenté ci-dessous permet de commander l'essuie-glace seul ou l'essuie-glace et la pompe en ne tirant qu'un seul fil.



Le relais d'essuie-glace arrière fonctionne avec un retard à l'ouverture, celui de lave-glace avec un retard à la fermeture. Il faudra bien sûr que les moteurs soient dissociés électriquement. En général la séparation n'est possible qu'à l'arrière de la voiture, près des moteurs, car tous deux sont alimentés d'origine par le même fil. Le pôle positif d'alimentation de chaque moteur est raccordé à un contact de relais, le plus de l'installation est appliqué au contact commun des relais (minimum 16 A). Les moteurs sont reliés à la masse par la carrosserie.

La tension de la batterie est débarrassée par D1, R1, C1 de la plus grande partie des parasites de forte amplitude qui abondent à bord d'une voiture. Ce filtrage est suffisant pour les circuits CMOS du montage. Les relais seront des modèles courants, mais à

contact 16 A, car la bobine des modèles "automobile" est trop gourmande en courant.

Le filtre d'entrée R2/C2 absorbe les rebonds de la touche de commande et garantit un état défini à l'entrée du trigger de Schmitt (IC1). Le condensateur C3 se charge, vite, par D2 lors de la fermeture de S1, et se décharge, lentement, par R4 lors de l'ouverture du même S1. Le relais Re1 est donc excité instantanément et relâché après un délai de quelque 2 secondes. La commande de la pompe est à l'opposé : C4 doit d'abord se charger par R5, ce qui lui prend bien une demi-seconde, avant que le seuil de basculement soit atteint et que conséquemment, T2 et Re2 y mettant un peu du leur, la pompe se mette à pomper. A l'ouverture de S1, l'arrêt de la pompe est instantané, puisque C4

trouve par D4 une voie d'évacuation rapide de sa charge.

Le mode d'emploi se résume à : une pression brève pour lancer un balayage des essuie-glace, une pression de durée supérieure à une demi-seconde pour lancer un balayage et l'aspersion de la lunette tant que dure la pression.

Vous pouvez maintenant coupler votre essuie-glace arrière au temporisateur de l'essuie-glace avant puisque ses impulsions courtes ne vont pas enclencher à chaque fois la pompe de lave-glace arrière. Il est plus que recommandé de recouvrir le circuit imprimé sur ses deux faces de vernis isolant hydrofuge. L'enfermer dans un boîtier est prudent, mais pas dans un boîtier étanche où la condensation pourrait vous gâcher le plaisir. Merci Elektor.

A. Schaffert

019

DIODE ZENER FORTE- PUISSANCE

Bien que ses caractéristiques de régulation ne soient pas aussi bonnes que celles d'un régulateur de tension intégré, une diode zener "haute-puissance" peut être utilisée à de nombreuses sauces, telle que par exemple comme régulateur de shunt. Le circuit extrêmement simple que nous vous proposons permet de simuler une diode zener de puissance, un composant qui présente le double inconvénient d'être tout à la fois coûteux et difficile à dénicher. Etant en fait un amplificateur de courant à deux étages comportant une diode zener de référence de faible puis-

sance (400 mW), ce circuit est capable de drainer jusqu'à 500 mA à une tension maximale de 25 V. La tension zener effective du circuit dépasse de 0,7 V environ la tension zener du composant de référence, D1 en l'occurrence.

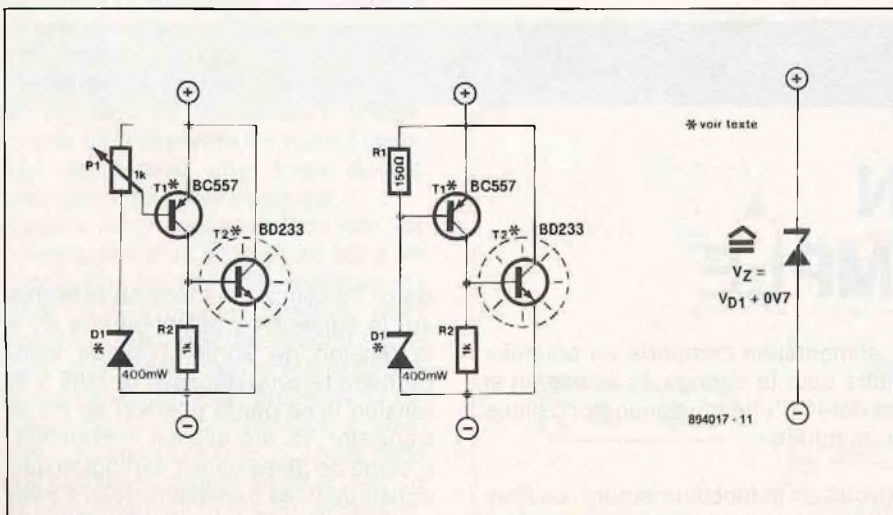
L'adjonction d'un potentiomètre est optionnelle; il permet de décaler légèrement vers le haut la tension de sortie définie par la diode zener D1. Cette possibilité est particulièrement intéressante lorsque l'on cherche à simuler une diode zener (de 6V2 ou de 9V1 par exemple) mais que l'on ne dispo-

se pas d'une diode zener (D1) de cette valeur. On peut dans ce cas faire appel, pour D1, à la diode zener de valeur inférieure la plus proche dans la série E6 (5V6 ou 8V2 dans l'exemple choisi).

Intéressons-nous au fonctionnement du circuit. Lorsque la tension aux bornes du circuit croît au point de dépasser la tension zener, le transistor T1 devient conducteur et fournit un courant de base au transistor T2. Ce transistor de puissance permet la circulation de la quasi-totalité du courant que la "diode zener" est capable de drainer.

La taille du radiateur dont il faudra doter le transistor dépend de la dissipation maximale requise.

Pour le transistor T1 on utilisera un transistor de type pnp ayant un gain en courant relativement important, tel qu'un BC557B ou un BC559C par exemple. Le transistor T2 peut être pratiquement n'importe quel type de transistor de puissance moyenne ou forte, tel que n'importe quel membre de la famille BD135 à BD139 par exemple, ou encore un BD241, un TIP31 voire un 2N3055.



020

CLAVIER AVARE EN LIGNES D'E/S

Si vous faites partie des concepteurs qui utilisent régulièrement des microcontrôleurs, il est probable qu'il vous soit déjà arrivé d'avoir besoin d'un mini-clavier.

Nous vous proposons ici deux circuits vous permettant de réaliser un clavier complet qui ne nécessite que 6 ou 7 lignes d'Entrées/Sorties (E/S).

La **figure 1** montre comment réaliser un clavier de 56 ou 64 touches selon le cas à partir d'un circuit intégré du type 74HCT148 ou 74HCT138. Mieux encore, le circuit de la **figure 2** permet de réaliser un clavier à 72 touches à l'aide de 7 lignes d'E/S seulement. Le choix de l'un ou l'autre de ces deux

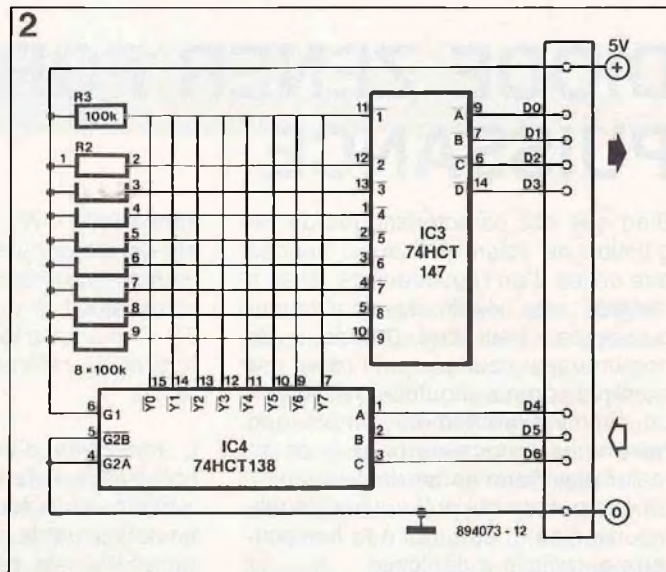
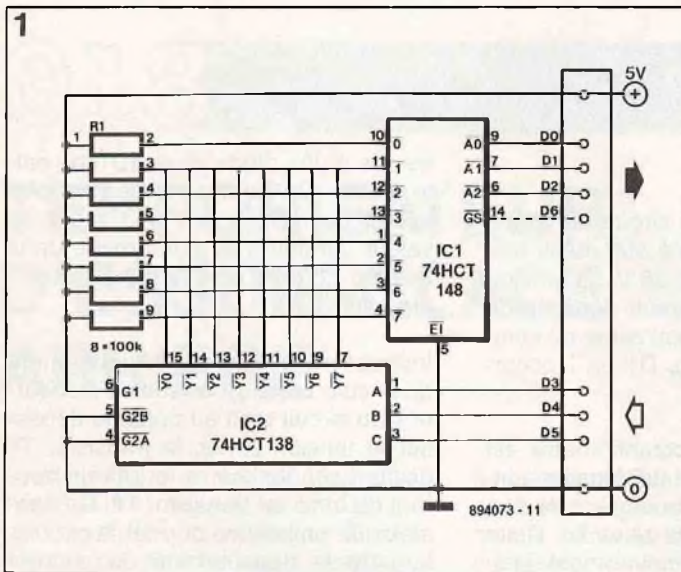
circuits dépendra pour une grande part du nombre de lignes d'E/S mise à disposition et du nombre de touches requis.

Sur les deux circuits, trois bits permettent de choisir la rangée de touches. Ces trois bits arrivent sur les entrées A, B et C du HCT138, un décodeur/démultiplexeur 3 vers 8. La combinaison de bits appliquée à ces entrées détermine laquelle des sorties (Y0 à Y7) du circuit intégré passe au niveau logique bas. En l'absence d'action sur l'une des touches, les entrées du HCT148 (figure 1) ou du HCT147 (figure 2) restent au niveau haut. En cas d'action sur une touche, on retrouve aux sorties de ce circuit le

code d'identification de la touche actionnée sous forme binaire inversée. La combinaison des bits d'entrée et de sortie (éventuellement additionnés) indique en définitive quelle est la touche actionnée.

Sur le circuit de la figure 1, l'entrée \bar{O} n'est pas utilisée parce que le code attribué à cette entrée correspond au code produit en l'absence d'action sur une touche. La sortie (broche 14) sert alors à la détection d'une éventuelle action sur une touche. Si une telle action a eu lieu, cette sortie présente un niveau bas.

Sur le schéma de la figure 2, si les quatre sorties se trouvent simultanément à '1', c'est qu'il y a eu action sur une touche.



021

ALIMENTATION RÉGLABLE SIMPLE

Cette alimentation bon marché peut fournir une tension de sortie comprise entre 1,5 et 15 V à un courant maximal de 500 mA. La régulation est meilleure que 2% pour des courants de sortie ne dépassant pas 350 mA.

L'alimentation comporte un potentiomètre pour le réglage de la tension et est dotée d'une indication acoustique de surcharge.

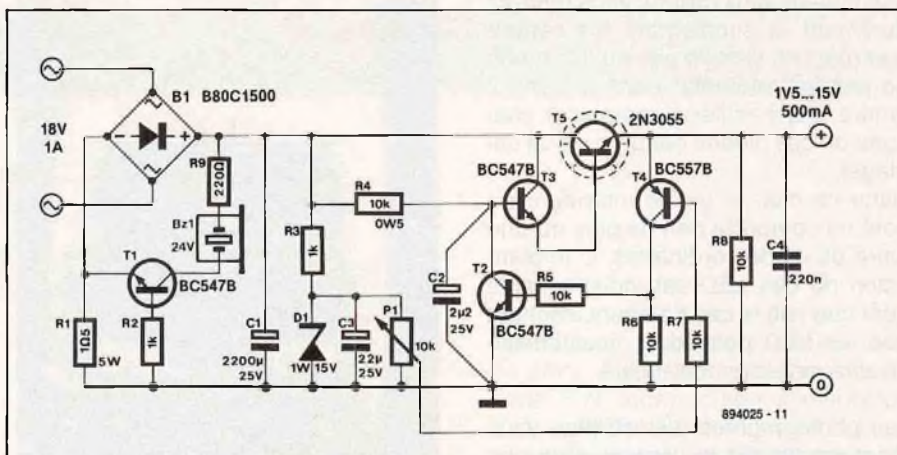
Voyons-en le fonctionnement. Le tran-

sistor T4 compare la tension présente sur le curseur du potentiomètre P1 à la tension de sortie. Lorsque cette dernière tension dépasse de 0,65 V la tension fixée par la position de P1, le transistor T2 est mis en conduction; l'étage de puissance à darlington que constituent les transistors T3 et T5 est

alors privé de courant de base. De cette façon, la tension de sortie de l'alimentation dépasse de 0,65 V la tension de référence présente sur la base du transistor T4, tension de référence dérivée d'une diode zener de 15 V, D1.

La tension alternative de 18 V/1 A fournie par le secondaire du transformateur est redressée par le pont de diodes B1 et filtrée par les condensateurs C1 et C3 que nous avons légèrement surdimensionnés de façon à garantir un filtrage très efficace. Si le courant dépasse 500 mA environ, une alarme de surcharge toute simple: un transistor attaque un résonateur piézo-électrique par un signal de 100 Hz environ lui faisant ainsi produire un signal sonore.

Remarquons que la valeur exacte du courant de déclenchement de l'alarme dépend en partie des caractéristiques électriques du résonateur piézo-électrique utilisé (attention: il s'agit ici d'un modèle auto-oscillant ayant une tension de service de 24 V).



De par son principe, cette alimentation n'est pas protégée contre les courts-circuits. Cependant, si l'on donne au radiateur de T5 une taille suffisante, ce transistor est capable de supporter la dissipation maximale de 20 W pendant les quelques secondes nécessaires à la mise hors-fonction de l'alimentation.

Il n'est pas difficile de trouver un radiateur de dimensions adéquates percé des orifices correspondants au

brochage et au boîtier (TO-3) de T5, un 2N3055 en l'occurrence.

Pour limiter le rayonnement électromagnétique gênant produit par l'alimentation, il faut l'implanter dans un boîtier métallique et réduire au strict minimum la longueur des interconnexions.

Dernière remarque: C2 et C3 doivent être des condensateurs au tantale. d'après une idée de P. Sicherman

022

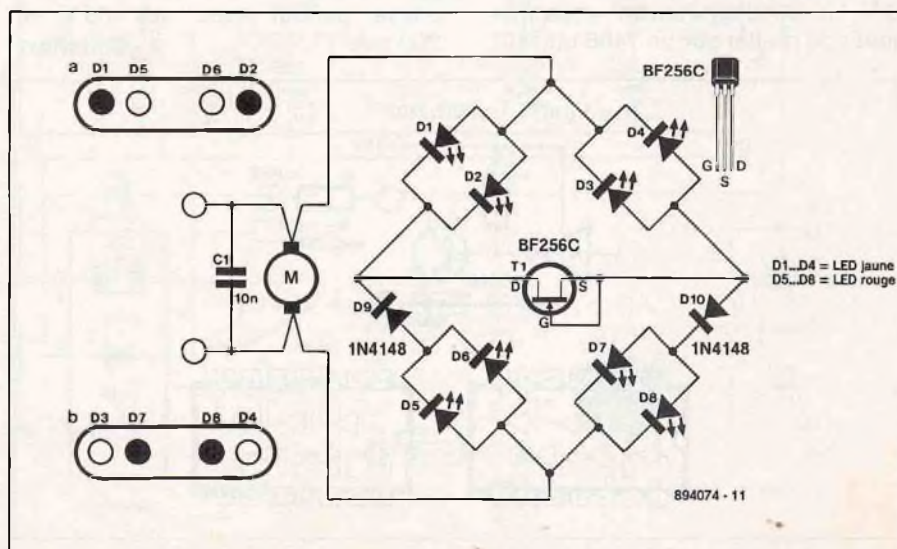
FEUX A/R POUR TRAIN MINIATURE

Le coût d'une locomotive miniature est en règle générale directement proportionnel à son degré de finition. On trouve ici et là du matériel ferroviaire bon marché (tout est relatif) assez bien détaillé, mais dont la finition gagnerait à être plus soignée. Les fabricants de ce genre de matériel ont tendance, pour faire des économies, à supprimer l'éclairage. Ce circuit-ci permet de doter une locomotive (courant continu) de feux avant et arrière dont le fonctionnement est déterminé par son sens de circulation. L'utilisation de LED présente en outre l'avantage de garantir une durée de vie quasi-illimitée à cet éclairage.

Comme nous l'apprend l'examen du schéma, le circuit se limite en fait à un certain nombre de LED montées en pont. Le FET pris au coeur du pont garantit la présence d'un courant constant, à condition bien entendu que la tension d'alimentation présente un niveau suffisant (à partir de 4,5 V environ). La luminosité des LED sera pour une grande part fonction de la tension de circulation sur le réseau miniature.

La mise en parallèle deux à deux des LED doit permettre de réduire le plus possible la tension de service du montage. Si l'on veut assurer une répartition correcte du courant, il faut se limiter au montage en parallèle de LED de même type et de même couleur: on évitera les panachages!

Sur notre prototype monté dans une locomotive à l'échelle L(ima) nous avons utilisé deux paires de LED jaunes et deux paires de LED rouges. En fonction du type de votre locomotive il se peut que vous ayez besoin de trois LED (voire d'une seule) pour assurer l'éclairage frontal. Pour les feux arrière deux LED rouges font en règle générale toujours l'affaire. Si vous n'avez



que faire de feux arrière, vous pourrez purement et simplement les supprimer (ceci ne signifie pas qu'il suffit de ne pas les implanter dans le pont; il faudra aussi veiller à remplacer chacune de ces diodes par un pont de câblage).

Dans ce cas, la moitié inférieure du pont ne comporte rien de plus qu'une paire de diodes ordinaires. L'implantation de ces LED est indispensable quel que soit le cas de figure, sachant que les LED possèdent une tension inverse extrêmement faible.

Les photographies d'illustration vous montrent l'avant et l'arrière d'une locomotive dotée de ce circuit. Un investissement très raisonnable et une petite heure consacré à votre second violon d'Ingres, l'électronique (le modélisme ferroviaire étant sans doute le premier), il n'en faut pas plus pour approcher la réalité d'un peu plus près.



023

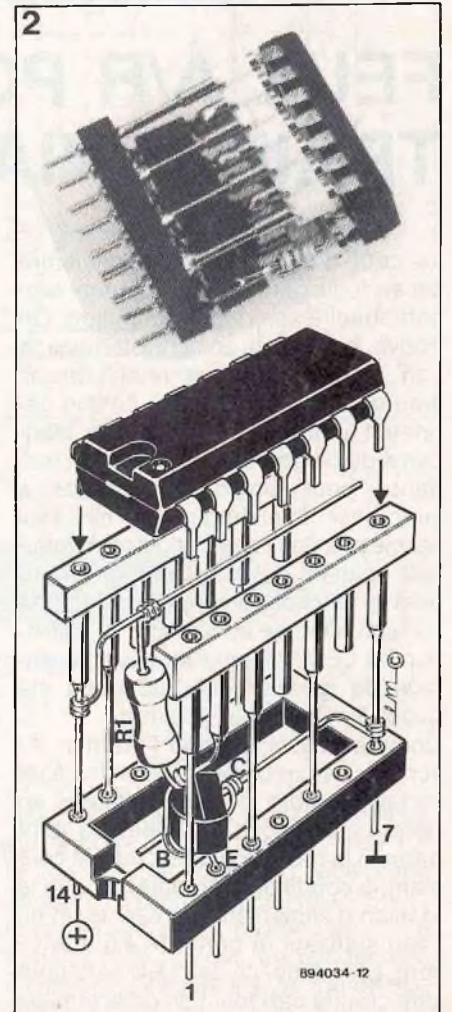
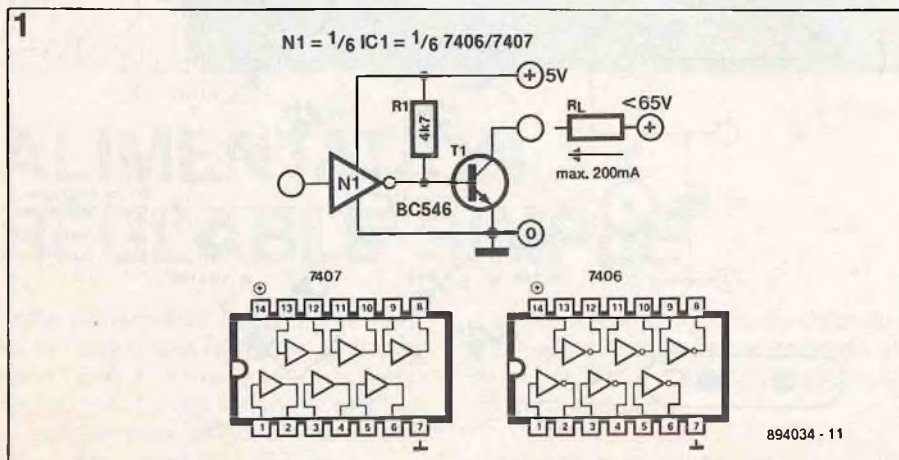
7406/7407 DE PUISSANCE

Il n'est que trop fréquent d'avoir à commander par un signal numérique une lampe, un relais, un moteur pas-à-pas ou tout autre gros consommateur de courant. L'étage de sortie doit pouvoir fournir la tension nécessaire, mais aussi supporter une tension nettement supérieure aux 5 V de nos braves circuits logiques. Il existe bien dans les familles logiques standard des circuits à sortie à collecteur ouvert, mais ils ont bien du mal à supporter une tension supérieure à 15 ou 30 V. Un bricolage savant vous permettra de greffer sur un 7406 ou 7407

tout bête une sortie en collecteur ouvert sur mesures (figure 1). Si vous donnez dans l'architecture moderne comme vous le suggère la figure 2, le tout ne prendra pas plus de place sur la platine que le 7406 ou 7407 malin gre que vous avez à remplacer. Pensez tout de même à remplacer l'inverseur par un non-inverseur et l'inverseur parce que l'étage de sortie inverse.

Le type de transistor à utiliser dépend de vos besoins précis. Le BC 546 passe partout avec ses 65 V et 200 mA.

A. Schaffert



ATTÉNUATEUR AUDIO TÉLÉ-SENSIBLE

Le "télé" dont il est question dans le titre représente le téléphone... et non pas la télévision. Par expérience, nous savons combien il est difficile d'entendre la sonnerie du téléphone ou la sonnette de porte lorsque la chaîne audio se trouve à un volume "disco", surtout lorsque l'on a choisi de bronzer dans le jardin.

Ce circuit élimine une fois pour toutes ce problème de non-perception. Dès que retentit la sonnerie, le circuit diminue automatiquement le volume de l'installation audio à un niveau plus civilisé.

Notre atténuateur audio comporte un dispositif optique et l'électronique nécessaire à l'interconnexion de ce système avec, par exemple, la ligne téléphonique. L'atténuateur, basé sur un amplificateur opérationnel du type TL074 présente une structure extrêmement simple. Le sous-ensemble de commande du volume à intégrer dans l'installation audio comporte un atténuateur commandé en courant basé sur un LT2001 de Heimann (une filiale

de Siemens); ce composant est en fait la combinaison d'une LED et de deux photo-résistances, des LDR, intégrées dans un même boîtier).

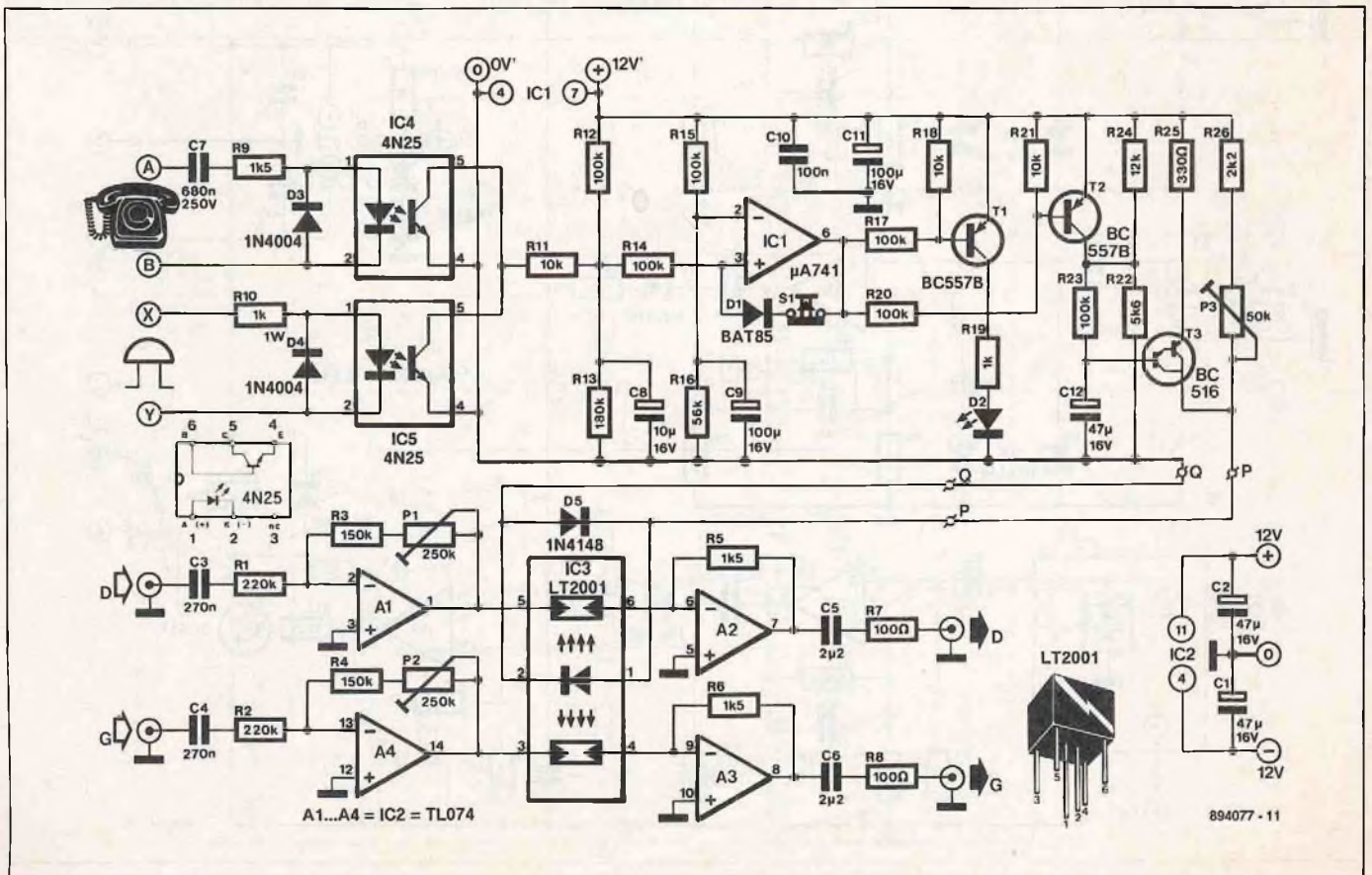
Après mise sous tension du circuit, le condensateur C6 remet à zéro la pseudo-bascule que constitue l'amplificateur opérationnel IC1. La tension importante disponible en sortie du 741 entraîne le blocage des transistors T1 et T2, de sorte que la LED D2 est éteinte et que la source de courant commandée en courant, T3, fournit son courant maximal (30 mA) à la LED intégrée dans le LT2001. Les photo-résistances que frappe la lumière produite par la LED présentent alors une résistance de l'ordre de 1,5 kΩ. Il est possible, à l'aide des résistances ajustables P1 et P2 d'étaonner le transfert de tension des atténuateurs à un niveau de 0 dB très exactement (à 1 kHz).

Les points A et B du circuit sont reliés directement aux points de connexion correspondants de la ligne téléphoni-

que, les points X et Y peuvent être branchés en parallèle sur la sonnette de porte d'entrée. Cette sonnette de porte doit recevoir son alimentation d'un transformateur de 3 à 24 V. Lorsque la sonnerie du téléphone ou la sonnette de porte se manifeste, la bascule est remise à zéro par l'optocoupleur correspondant (IC4 ou IC5).

Le niveau bas présent à la sortie de IC1 provoque la mise en conduction des transistors T1 et T2, de sorte que la LED D2 s'allume et que le condensateur C12 se charge à travers la résistance R23. L'augmentation progressive de la tension aux bornes de ce condensateur produit une réduction lente du courant produit par la source de courant jusqu'à ce qu'il atteigne l'intensité minimale fixée par la position de l'ajustable P3.

En bref cela signifie que le TL074 diminue progressivement le volume, sans tambour ni trompette, sans clic ni crac, jusqu'à un niveau sonore acceptable défini par la position de l'ajustable P3. Une action sur le bouton-poussoir S1 produit une remise à zéro de la bascule. La LED D2



s'éteint alors et l'atténuation diminue progressivement jusqu'à 0 dB.

L'atténuateur est relié à l'électronique de commande par l'intermédiaire de deux conducteurs (P et Q). Comme il s'agit d'une commande en courant cette liaison (non blindée) peut prendre,

sans inconvénient, une longueur de plusieurs dizaines de mètres. Le circuit d'atténuation, alimenté par une tension symétrique de ± 12 V consomme 10 mA à peine. Le circuit de commande nécessite lui une tension asymétrique de +12 V et consomme quelque 35 mA.

Si vous deviez rencontrer des difficultés d'approvisionnement du LT2001, vous pourrez en fabriquer une version-maison en technologie discrète par intégration d'une LED et de deux photo-résistances dans un même boîtier opaque.

025

COMMUTATEUR À TOUCHES SENSITIVES

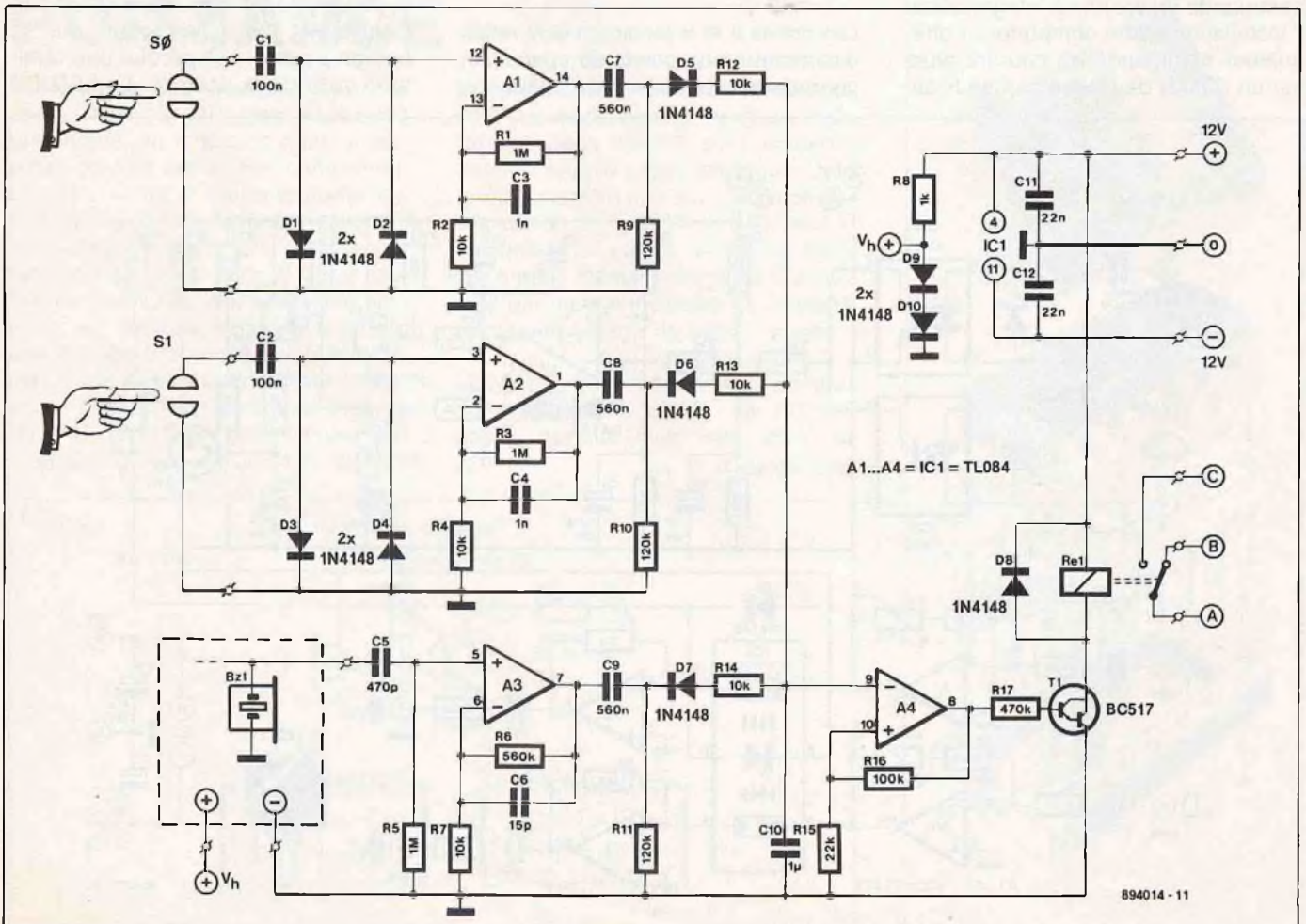
avec programmation horaire de luxe...

... Ou comment utiliser la vieille montre à quartz qui marche encore bien mais dont la pile coûterait plus cher à elle seule qu'une montre neuve d'un modèle plus récent, fournie avec sa pile et qui donne l'heure de Douala (Cameroun) sans supplément de prix.

Il faut pour cela un TL084 tout simple. Deux des amplificateurs servent à

amplifier vigoureusement les signaux issus des capteurs. Le contact d'un doigt suffit à y provoquer un puissant ronflement à 50 Hz. Les valeurs du schéma correspondent à un gain de 100 à cette fréquence, et décroissant rapidement pour les fréquences supérieures. Les diodes D5 et D6 redressent une alternance de ce ronflement amplifié. Comme les diodes sont montées en sens opposé, un doigt sur le contact supérieur provo-

que l'apparition d'une tension positive sur C10 et sur l'entrée inverseuse du troisième amplificateur, un doigt sur le contact inférieur provoque l'apparition d'une tension négative. Le montage de ce troisième amplificateur et du transistor T1 est ainsi fait que le premier cas est celui d'un ordre marche, le second celui d'un ordre arrêt. L'hystérésis introduite par le pont diviseur R16/R15 fait que le dernier qui parle a raison, ou plutôt que le dernier état demandé est maintenu.



C'est là qu'intervient la vieille-montre-à-quartz-qui-marche-encore-bien-mais... Elle est encore capable de délivrer à l'heure prévue le bip-bip qui vous avait charmé lors de son acquisition. Elle sera alimentée par la

tension V_h de 1,2 V disponible sur la diode D9 (ou plus si vous ajoutez des diodes en série). Son bip sera prélevé aux bornes du *buzzer* Bz1, amplifié par le quatrième amplificateur (A3), puis déguisé en impulsion "marche"

par le redresseur D7. Le reste est découplage, protection contre les surtensions, alimentation (20 mA sans le relais, une brouille)... vous connaissez.

R. Ochs

026

DÉGUISEZ-VOUS EN DONALD DUCK

Si vous rêvez de posséder la voix de ce héros de dessins animés (et de bandes dessinées), il ne vous faudra pas nécessairement faire appel à la technique adoptée par les professionnels de chez Walt Disney: l'inhalation d'hélium. Ce circuit-ci vous propose une solution plus pratique, plus élégante et sans risque.

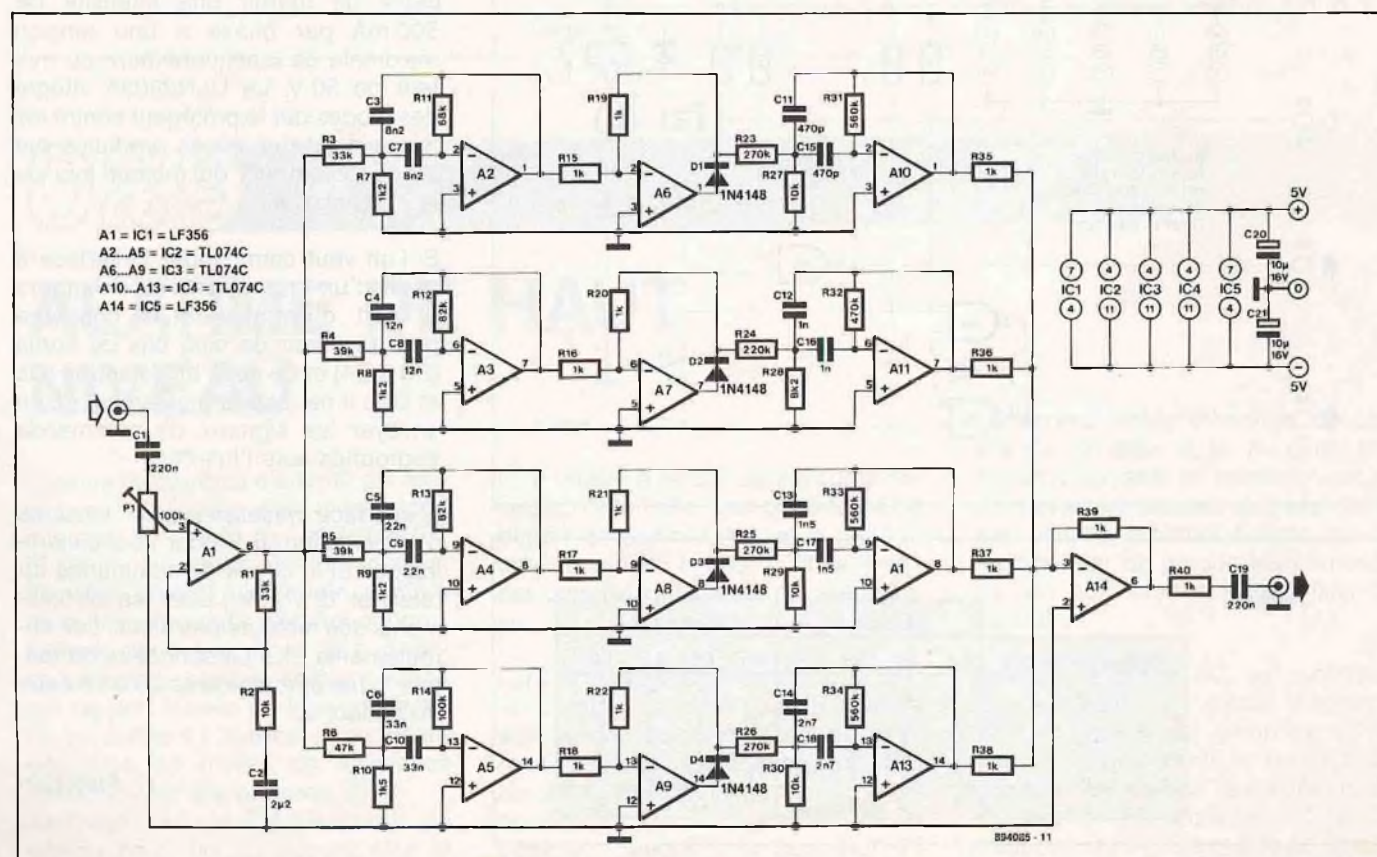
La première étape du traitement consiste à procéder à une amplification du signal de parole par l'intermédiaire de l'amplificateur opérationnel IC1, avant de le découper ensuite en quatre bandes de fréquence en le faisant passer par des filtres passe-bandes constitués par les amplificateurs opérationnels A2 à A5. Les signaux de parole filtrés traversent ensuite des re-

dreseurs mono-alternance A6 à A9. Pour la demi-onde négative les amplificateurs opérationnels font office d'amplificateur inverseur (à gain unitaire) parce que les diodes conduisent; les amplificateurs n'ont pas à traiter les demi-ondes positives puisqu'elles sont bloquées par les diodes.

Résultat de ce traitement bizarre: on dispose, au point nodal entre la diode et les résistances dans la ligne de contre-réaction, d'un signal dont la fréquence est doublée. On comprend mieux maintenant qu'il ait fallu diviser le spectre de fréquence en plusieurs bandes. Plus le nombre de bandes est important, plus le niveau de distorsion d'intermodulation transitoire (la TIM tant redoutée) est faible.

Après le redresseur, le signal est appliqué à une nouvelle série de filtres passe-bande possédant une fréquence centrale très exactement deux fois supérieure à la fréquence centrale du filtre correspondant présent à l'entrée.

On peut maintenant recombinaison les plages de fréquence à l'entrée d'un additionneur-inverseur. A la sortie du second amplificateur opérationnel, IC5, on dispose du signal DD (il ne s'agit pas du fameux Digital/Digital du disque compact, mais de l'abréviation Donald Duck). La consommation du montage est inférieure à 50 mA; pour son alimentation il suffira de prévoir une tension symétrique de ± 5 V.



INTERFACE POUR TABLE TRAÇANTE X-Y

Le circuit peu coûteux décrit ici permet la commande de deux moteurs pas à pas et d'un relais par l'intermédiaire de données numériques de commande en provenance d'un port d'ordinateur. Il est en outre capable de détecter la position de deux micro-contacts et renvoie alors à l'ordinateur sous forme de niveaux logiques cette information de position. Cette combi-

naison de circuit de commande de moteur pas à pas et d'informations de rétroaction (*feedback*) en fait le circuit idéal pour la réalisation d'une table traçante Y-X ou d'un robot mobile (souris ou coccinelle).

Commençons par le plus simple: les quatre portes NAND de IC1 sont montées par paires pour constituer deux

verrous S/R (*Set/Reset* = positionnement/remise à zéro) chargés d'éliminer les rebonds des deux micro-contacts S1 et S2; les positions de ceux-ci sont détectées par l'ordinateur à travers les bits de donnée D5 et D6. Le circuit de commande du relais basé sur le transistor T1 peut servir à commander un solénoïde (montée et descente de la plume par exemple dans le cas d'une table traçante), les instructions de commande arrivant par l'intermédiaire de la ligne de donnée D4. La commande du moteur se fait par l'intermédiaire d'une combinaison de portes EXOR, N5 à N12, de 4 bascules bistables, FF1 à FF4, et d'un circuit intégré spécialisé dans la commande des enroulements des moteurs, IC3.

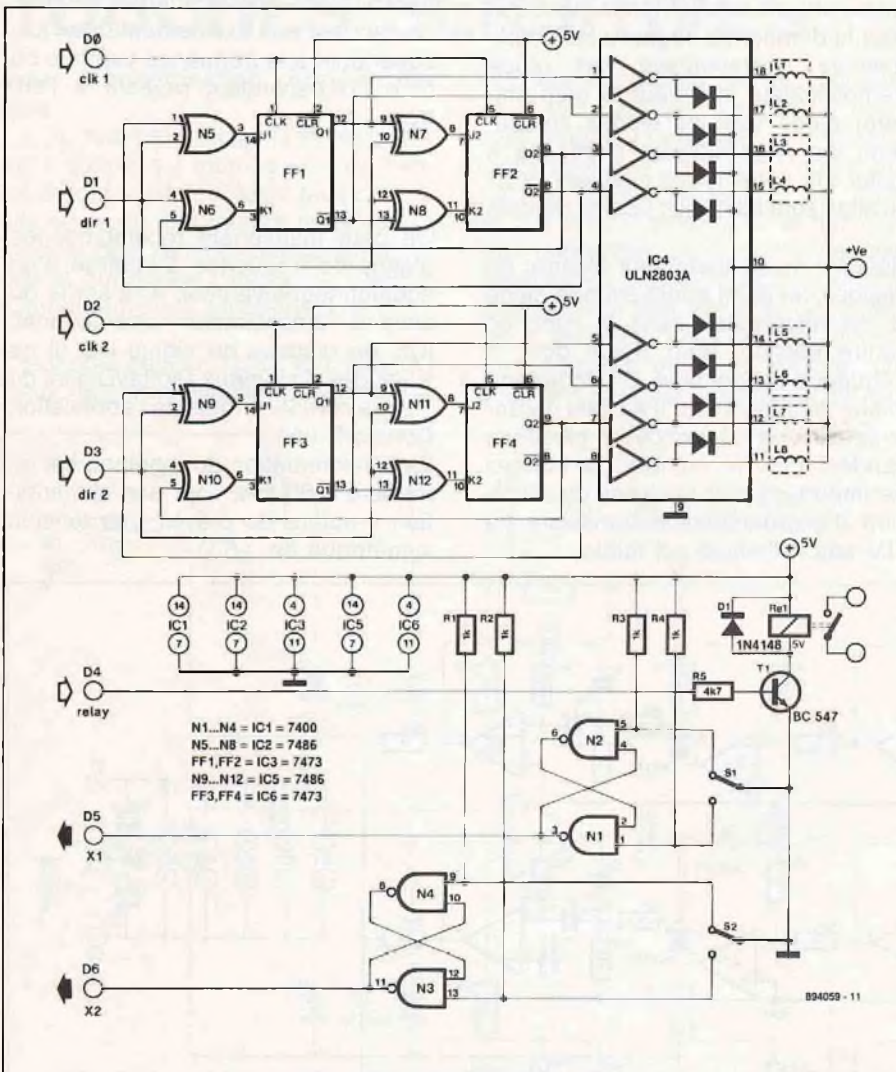
Cette partie du circuit attaque deux moteurs unipolaires quadripasés en mode demi-pas par indication du sens de rotation par l'intermédiaire des bits de donnée D1 et D3 et d'une transition de niveau haut/bas du bit D0 ou D2.

Le tableau joint récapitule les fonctions de commande. Le circuit de commande des moteurs, IC4, est capable de fournir une intensité de 500 mA par phase à une tension maximale de fonctionnement du moteur de 50 V. Le ULN2803A intègre des diodes qui le protègent contre les forces électro-motrices produites par les enroulements du moteur lors de leur désactivation.

Si l'on veut commander l'interface à partir d'un ordinateur, on configurera le port d'Entrées/Sorties concerné pour disposer de cinq bits de sortie (D0 à D4) et de deux bits d'entrée (D5 et D6); il ne restera plus ensuite qu'à envoyer les signaux de commande appropriés vers l'interface.

L'interface nécessite deux tensions d'alimentation: 5 V pour la circuiterie logique et le circuit de commande du relais et 12 V (+Ve) pour les enroulements des moteurs pas à pas. Les enroulements L1 à L4 sont ceux du moteur 1, les enroulements L5 à L8 ceux du moteur 2.

R. Fletcher



Tableau

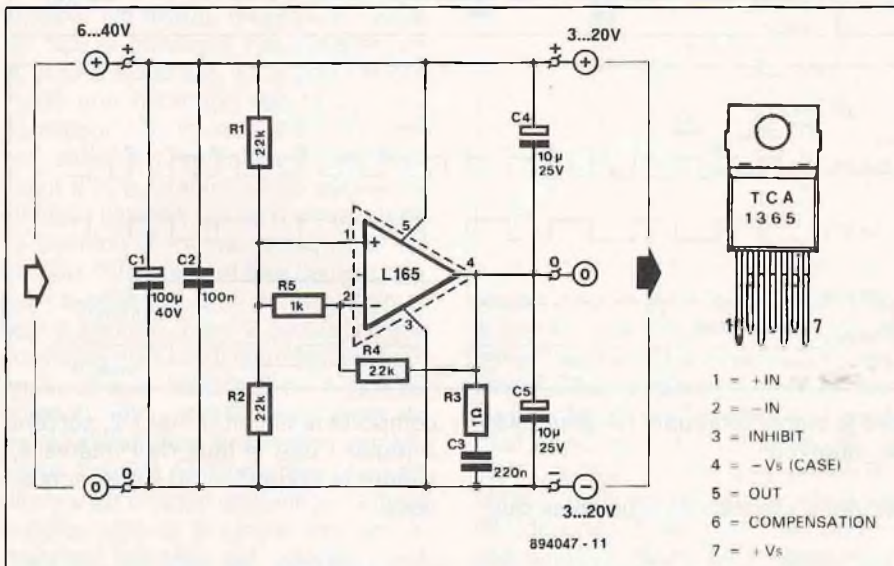
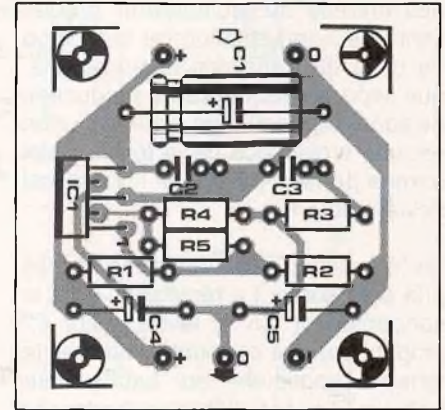
Impulsion de pas	Moteur 1				Moteur 2			
	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7	L8
0	1	0	1	0	1	0	1	0
1	1	0	0	1	0	1	1	0
2	0	1	0	1	0	1	0	1
3	0	1	1	0	1	0	0	1
0	1	0	1	0	1	0	1	0

028

ALIMENTATION SYMÉTRIQUE

A partir d'une tension unique comprise entre 6 et 40 V, le circuit intégré à cinq broches L165 (Siemens) produit une tension symétrique régulée dont la valeur est très exactement égale à la moitié de la tension de départ. Pour être fonctionnel, ce montage ne nécessite rien de plus que quelques condensateurs de filtrage, C1, C2, C4 et C5 et quelques résistances servant à la définition de la symétrie.

On disposera les deux premiers condensateurs nommés aussi près que possible du circuit intégré, les deux derniers pourront être montés directement sur les bornes de sortie de l'alimentation. Vu l'intensité que peut atteindre le courant de sortie, pas moins de 3 A, on veillera à donner aux pistes concernées une largeur suffisante et à monter le L165 sur un radiateur. On peut également utiliser ce circuit



intégré comme un amplificateur de tension, qui amplifierait très précisément la tension présente entre les résistances R1 et R2: à savoir dans un rapport de $U_{ent}/2$.

Le L165 connaît un homologue fonctionnel, le TCA1365 (Siemens et d'autres) qui a cependant l'inconvénient de comporter un nombre de broches plus important (7); on ne pourra pas le substituer sans plus au L165 sur le circuit imprimé que nous vous proposons. Si l'on choisit de substituer un TCA1365 au L165, il faudra interconnecter les broches 3 et 4 du TCA1365 et implanter un condensateur de 220 pF entre ses broches 5 et 6.

029

ALARME DE HAUT NIVEAU

Lorsque ce système d'alarme est activé par l'application d'un niveau logique bas à l'entrée de validation \overline{EN} (Enable), le haut-parleur d'aigus (tweeter) produit un certain nombre de trains de quatre signaux sonores séparés par des silences. La puissance sonore de chaque séquence croît par rapport à celle de la précédente, ce qui donne à l'alarme un caractère très typé. Le niveau de puissance maximale est atteint après 28 s. Tant que l'entrée \overline{EN} se trouve au niveau haut, les compteurs IC1a et

IC1b restent à zéro, l'oscillateur générateur d'intervalle, une porte NAND à trigger de Schmitt, N2, et le générateur de son N3 restent inhibés. Dans ces conditions, l'alarme est silencieuse.

Lors de l'activation de l'entrée \overline{EN} , les oscillateurs et les deux compteurs sont validés. La porte N2 envoie un signal d'horloge (de fréquence de 8 Hz) au compteur IC1a. Les portes N1 à N4 connectées aux sorties Q0 et Q3 du compteur bloquent le transistor T1

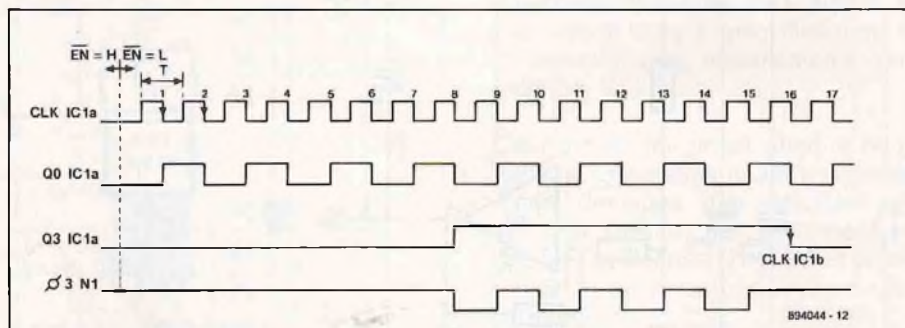
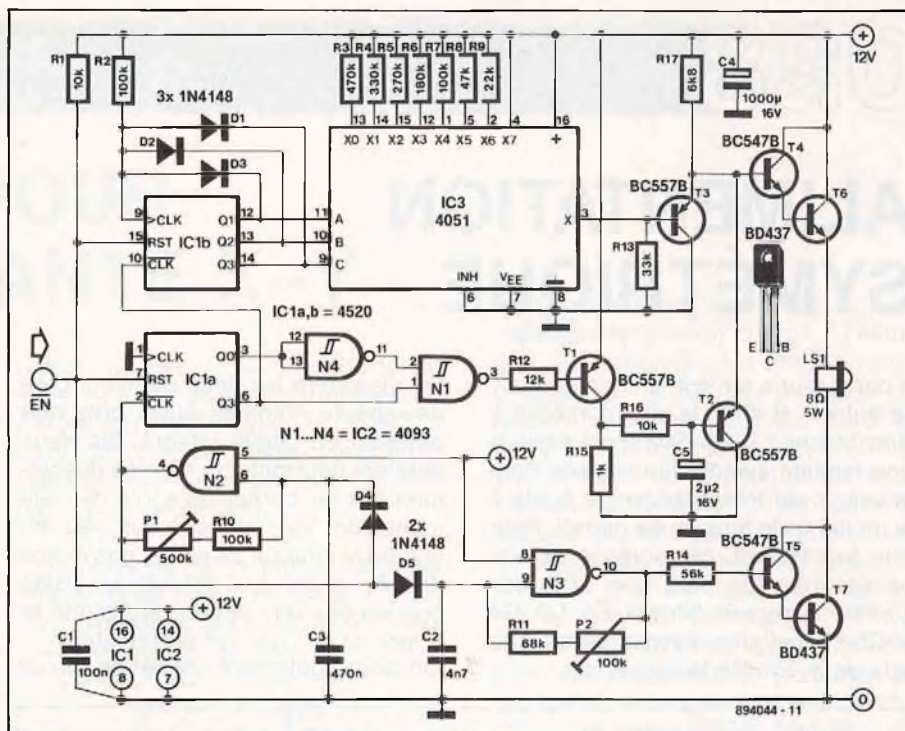
pendant 8 cycles d'horloge successifs du compteur IC1a. Au cours des 8 cycles suivants le transistor est alternativement passant et bloqué comme l'illustre le chronodiagramme. Le haut-parleur ne produit bien entendu de son que lorsque le transistor T1 conduit.

Puisque la sortie Q3 du compteur IC1a est reliée à l'entrée d'horloge (CLK = clock) du compteur IC1b, celui-ci est incrémenté au passage de la seizième transition descendante du signal d'horloge appliqué à IC1a. En pratique cela signifie que le compteur

IC1b reçoit une impulsion d'horloge après chaque séquence sonore. Les sorties de poids fort du compteur IC1b attaquent les entrées de sélection sur 3 bits du multiplexeur analogique IC3. Comme la sortie Q0 n'est pas utilisée, il faut à IC1b deux impulsions pour faire en sorte que le multiplexeur relie l'entrée suivante X_n à la sortie X. Les 7 résistances prises dans les lignes des entrées du multiplexeur produisent une augmentation de la tension de base du transistor T3 après chaque seconde séquence de production de sons. Le résultat de cette évolution est une croissance de la tension aux bornes du haut-parleur dont le signal devient plus fort.

Le transistor T1 commute les étages pris à sa sortie. La résistance R16, le condensateur C5 et le transistor T2 empêchent une coupure brutale de la tension appliquée au haut-parleur lorsque T1 cesse d'être conducteur et assurent ainsi une décroissance progressive du niveau sonore jusqu'au niveau minimal défini par la résistance prise à l'entrée correspondante du multiplexeur.

Après déclenchement de l'alarme, le volume du signal de sortie croît sept fois. Les diodes D1, D2 et D3 arrêtent le compteur IC1b lorsqu'il arrive à 1110; dans ces conditions, le multiplexeur transmet la totalité de la tension d'alimentation positive de l'entrée X7 au transistor de commande du volume, T3. L'alarme continue alors de se manifester à "pleins poumons"; l'alimentation fournit alors un courant de 1,25 A au haut-parleur



dont le signal tonitruant ne peut passer inaperçu.

Les deux résistances ajustables que

comporte le circuit, P1 et P2, servent à régler l'une le taux de l'intervalle, l'autre la fréquence du signal acoustique.

030

ALARME POUR AUTOMOBILE

Cette alarme pour véhicule automobile peut recevoir des signaux en provenance de sources les plus diverses telles que capteurs spéciaux ou, plus prosaïquement, les interrupteurs standard présents sur toute voiture, contacts de portière ou d'allumage (clé de contact). L'alarme dispose d'une sortie par relais pour la commande d'un dispositif acoustique (haut-parleur, résonateur piézo-électrique), lumineux (phares, gyro-phare), un émetteur radio ou encore tout dispositif que nous laissons à votre imagination.

La mise en oeuvre de cette alarme est remarquablement simple puisque toutes les fonctions de commande sont remplies par un unique interrupteur. L'activation de l'alarme se fait par fermeture de l'interrupteur S1. Une LED verte D12 s'allume pour indiquer au conducteur qu'il dispose d'un délai de 13 secondes pour quitter le véhicule. Après écoulement de cette temporisation, une LED jaune, D5 s'allume pour signaler la mise en veille de l'alarme. Dès activation de l'un des détecteurs d'effraction (ce

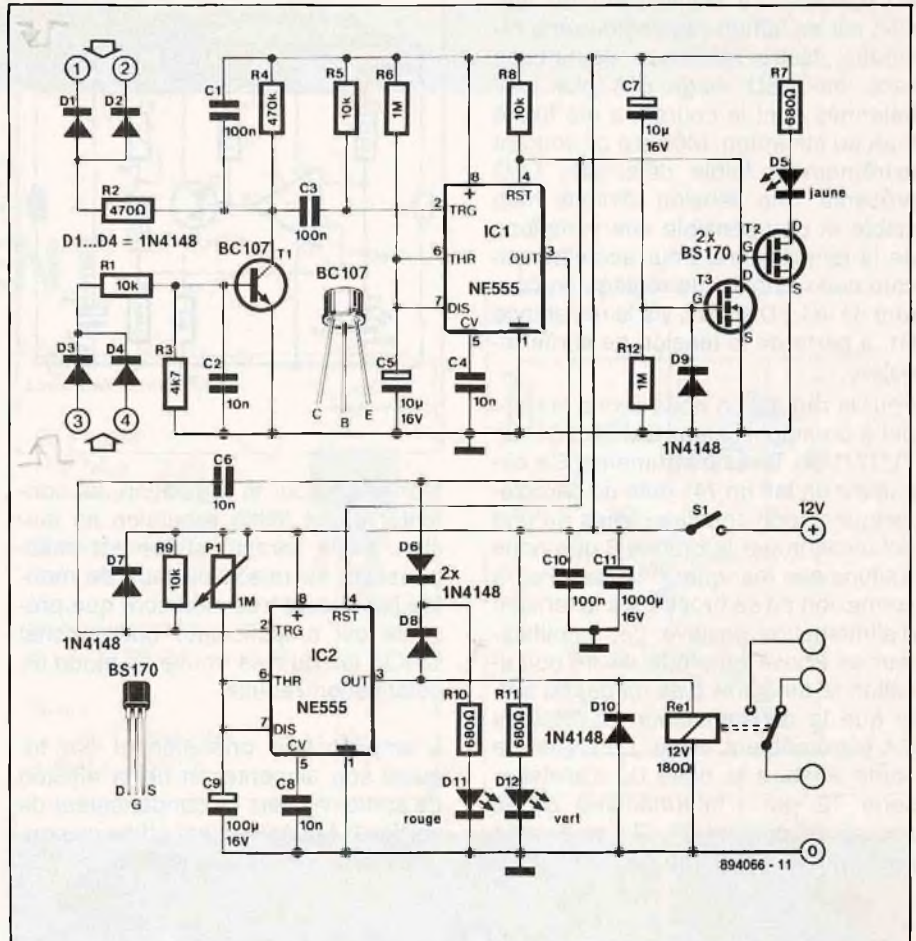
qui est aussi le cas lorsque le conducteur légitime ouvre la portière pour s'installer dans son véhicule) une LED rouge, D11, s'allume. Le relais est activé après une temporisation de 17 secondes... à moins que l'interrupteur S1 n'ait été ouvert entre temps.

Comme seul le propriétaire légitime du véhicule connaît l'endroit où est caché l'interrupteur S1, toute tentative illicite d'entrée en possession du véhicule se traduira par le déclenchement de l'alarme. Les "muscles" du circuit sont deux

temporisateurs du type (NE)555 montés en multivibrateurs monostables. Le transistor T1 et les composants qui l'entourent constitue un étage de déclenchement sensible tout à la fois aux signaux de déclenchement positifs et négatifs fournis par un quelconque capteur ou contact (interrupteur). Le FETMOS T2 remplit une fonction "d'inhibition temporisée", le FETMOS T3 servant à la commande de la LED d'alerte.

Lorsque le système est mis en fonction, la LED D12 s'illumine mais l'alarme reste inhibée pendant la durée définie par la constante de temps introduite par le réseau RC C7/R12. Le condensateur étant déchargé, le transistor T3 conduit et force à la masse les broches de remise à zéro (RST = Reset) des deux temporisateurs jusqu'à ce que la tension aux bornes de la résistance R12 soit tombée à 3 V environ. Ce niveau de tension valide les 555 et provoque l'illumination de la LED d'alerte D5. La diode D9 entraîne une décharge rapide du condensateur C7 lorsque l'alimentation est coupée pendant une seconde avant d'être rétablie. Cette séquence initialise l'alarme qui se retrouve dans sa position d'origine. Lorsqu'elle est validée, l'alarme peut être déclenchée par l'application d'un niveau logique bas à l'entrée 1 ou 2 (contacts des portières) ou d'un niveau logique haut appliqué aux entrées 3 ou 4 (clé de contact). On pourra augmenter le nombre d'entrées en fonction des besoins; il suffira pour cela d'ajouter une diode pour chaque capteur ou contact supplémentaire. Si une entrée seulement du montage est utilisée, il est hautement recommandé d'utiliser une diode bien qu'elle ne soit pas indispensable du point de vue de l'électronique.

Toute impulsion de déclenchement ou



toute variation de la tension continue présente aux entrées déclenche le temporisateur IC1 à travers le condensateur C3 et la résistance R5. La sortie (broche 3) de IC1 passe au niveau haut produisant l'illumination de la LED d'activation, D11. Les diodes D6 et D8 constituent une fonction logique OU destinée à découpler les sorties des temporisateurs. Le condensateur C6 est déchargé pour préparer le déclenchement de IC2. Après écoulement du délai introduit par la combinaison R6/C5 la sortie de IC1 passe au niveau bas, déclenchant IC2 à travers la résistance R9 et le condensa-

teur C6. Le relais de sortie est activé et le dispositif de signalisation est alimenté par la batterie du véhicule via le contact du relais. L'alarme retentit pendant une minute environ, cette constante de temps étant définie par la paire R10/C9.

Il est possible de remettre l'alarme à zéro à tout moment par action sur l'interrupteur S1 pendant une seconde au moins.

R. Lalic

031

ALIMENTATION À PERTES ULTRA FAIBLES

Depuis l'apparition sur le marché des fameux régulateurs tripodes, la réalisation de l'alimentation d'un montage n'est plus un casse-tête pour personne. Dans certains cas cependant, un tel régulateur est inutilisable en raison de l'importance de la différence

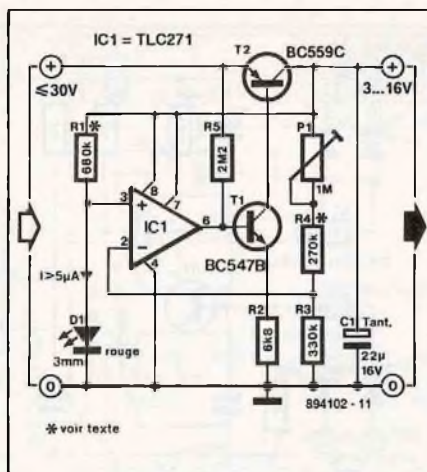
entre la tension d'entrée et la tension de sortie qu'il nécessite pour fonctionner correctement (3 V minimum) et du courant de repos important qui est le sien (6 mA typique pour un 78XX). Nous vous proposons une alternative attrayante utilisable en particulier

avec les appareils alimentés par pile. Voici résumés quelques-uns de ses avantages:

- tension de sortie réglable et extrêmement stable,
- chute de tension faible (quelques dixièmes de volt),
- courant de repos infime (20 à 30 μ A).

En principe, ce stabilisateur de tension est en fait un régulateur-série ordinaire. Notre référence de tension sera une LED rouge des plus plébiennes dont le courant a été fixé à $5 \mu\text{A}$ au minimum. Même à ce courant extrêmement faible déjà, une LED présente une tension directe bien stable et peu sensible aux variations de la température. Pour accroître encore cette stabilité, le réglage en courant de la LED se fait, via la résistance R1, à partir de la tension de sortie réglée.

Pour la régulation nous avons fait appel à un amplificateur CMOS, IC1, un TLC271 de Texas Instruments. Ce circuit est en fait un 741 doté de caractéristiques additionnelles, telles qu'une polarisation par la broche 8 que nous n'allons pas manquer d'utiliser. Par la connexion de sa broche 8 à la tension d'alimentation positive, cet amplificateur se trouve en mode dit de polarisation réduite (*low bias mode*) de sorte que la consommation de courant est extrêmement faible. Le signal de sortie attaque la base du transistor-série T2 par l'intermédiaire de la source de courant T1. Grâce à cette configuration, la sortie de l'amplifica-



teur peut, pour la régulation, se contenter d'une faible excursion en tension. Cette caractéristique est indispensable en raison du taux de montée (*slew-rate*) très médiocre que présente cet amplificateur opérationnel CMOS lorsqu'il se trouve en mode de polarisation réduite.

L'amplificateur opérationnel tire lui aussi son alimentation de la tension de sortie réglée. Le condensateur de sortie C1 fait également office de condensateur de découplage pour IC1.

Pour obtenir un comportement de démarrage fiable lors de la mise sous tension du montage, nous l'avons doté d'une résistance d'auto-suggestion pourrait-on dire (*bootstrap*), R5.

La valeur donnée aux composants du schéma correspond à une alimentation fournissant une tension de sortie réglable entre 3 et 8 V. Si l'on a besoin d'une tension de sortie plus élevée (sans dépasser 16 V cependant) il faudra accroître la valeur de la résistance R4 de $200 \text{ k}\Omega/\text{V}$. On peut également, dans le cas d'une tension de sortie plus élevée, augmenter la valeur de la résistance R1 en veillant à ce que le courant à travers la diode D1 soit toujours de $5 \mu\text{A}$ au minimum.

Le circuit travaille à des impédances élevées; ceci implique qu'il faudra éviter la création de capacités parasites dues à des lignes de connexion inutilement longues. Le comportement du circuit peut en souffrir. L'intensité maximale du courant de sortie dépend pour une grande part de la dissipation admissible par le transistor T2 et donc de la différence entre la tension d'entrée et la tension de sortie.

032

VOX RUSTIQUE

Un VOX est un commutateur vocal utilisé souvent en remplacement du bouton-poussoir PTT (*Push To Talk*) du microphone d'une installation de radio-amateur.

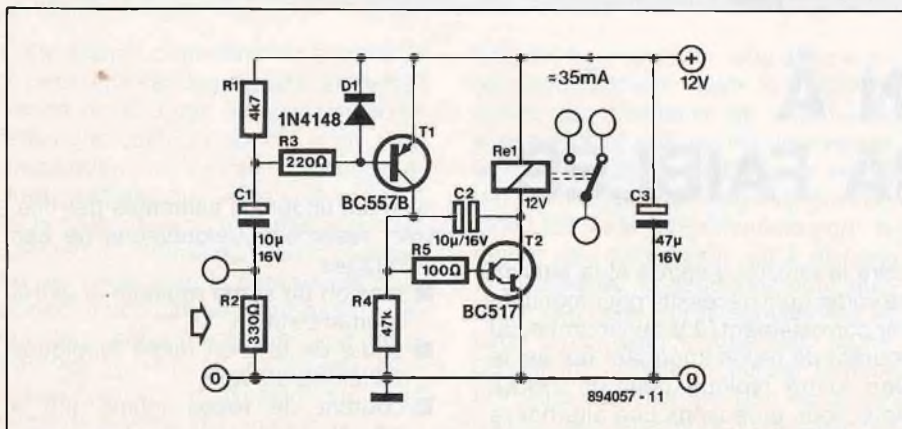
Ce circuit pourra être connecté à pratiquement n'importe quel équipement audio comportant une embase de sortie pour haut-parleur externe. Le seuil d'activation est ajusté par positionnement du bouton de volume de l'amplificateur BF qui attaque le VOX.

Le signal en provenance du haut-parleur appliqué aux bornes de la résistance R2 est transmis par effet capacitif à la base du transistor T1. La résistance R3 limite le courant de base de ce transistor lorsque le niveau du signal d'entrée dépasse 600 mV. La diode D1 bloque les excursions positives du signal d'entrée de façon à ce que la tension V_{e-b} ne puisse pas être plus négative que 0,6 V. Le relais de sortie est commandé par

le transistor darlington T2. La résistance R4 maintient le relais décollé lorsque le transistor T1 n'est pas passant. De par sa valeur, le condensateur C2 constitue, associé au transistor T2 un filtre de lissage. A l'image de la résistance R3, R5 limite à une intensité sûre la valeur du courant de base du darlington.

Le seuil d'entrée en fonction de VOX est une tension de 600 mV environ aux bornes de la résistance R2. La valeur maximale de la tension d'entrée dépend de la capacité de dissipation des résistances R2 et R3. En règle générale la tension d'entrée ne devrait pas dépasser $40 V_{cc}$.

La consommation de courant du circuit en fonction est pratiquement égale au courant circulant à travers la bobine du relais et la résistance R5; il peut donc atteindre 100 mA en cas de surmodulation du VOX.



033

CENTRAL DE CLIGNOTEMENT

Pouvez-vous vous imaginer la circulation actuelle sans clignotant. Le modélisme automobile n'est pas le seul domaine d'application du circuit décrit ici, bien au contraire, on peut fort bien l'utiliser sur la route pour matérialiser un danger immédiat.

En dépit de son extrême simplicité, ce montage est capable de fournir un courant de 3 A, ce qui signifie qu'il peut attaquer deux ampoules (automobiles) de 21 W qui fournissent une quantité de lumière appréciable. Les amateurs de modélisme pourront monter plusieurs ampoules en parallèle; il n'y a pas de problème jusqu'à 2 A. L'ampoule La1 est allumée pendant que l'ampoule La2 est éteinte et inversement. On peut aussi envisager d'implanter l'ampoule La1 seule.

Le circuit intégré L165 de ST (SGS-THOMSON Microelectronics) n'est en fait rien de plus qu'un amplificateur opérationnel intégrant un gros étage de puissance.

Est-il nécessaire de préciser que pour en tirer les trois ampères sans risquer de surchauffe, il faut le doter d'un radiateur de belle taille (coefficient thermique de 2,5 K/W ou moins).

Lors de la réalisation de ce montage, il faudra se rappeler que la broche 3 (V-) du circuit est reliée au boîtier.

Si le courant de sortie ne dépasse pas 0,5 A, il n'est pas nécessaire de prévoir de refroidissement du circuit intégré.

Le L165 comporte un dispositif de protection contre les courts-circuits et les emballements thermiques.

Si l'on constate une différence de luminosité entre les deux ampoules, on pourra y remédier par implantation d'une diode (1N5401) en série dans l'une des lignes d'alimentation de l'amplificateur opérationnel. Il faudra alors ajouter un condensateur électrochimique de 100 μ F/16 V pris entre la ligne correspondante (3 ou 5) et la masse. On peut éventuellement utiliser un L465 au lieu du L165.

Ampoules non connectées, le circuit consomme quelque 15 mA. Cependant, comme sa seule utilité est de commander le clignotement des ampoules, il faudra calculer l'alimentation du montage en fonction du courant maximal drainé par les ampoules.

Liste des composants

L165



Résistances:

R1 à R4 = 10 k Ω P1 = ajust. 100 k Ω

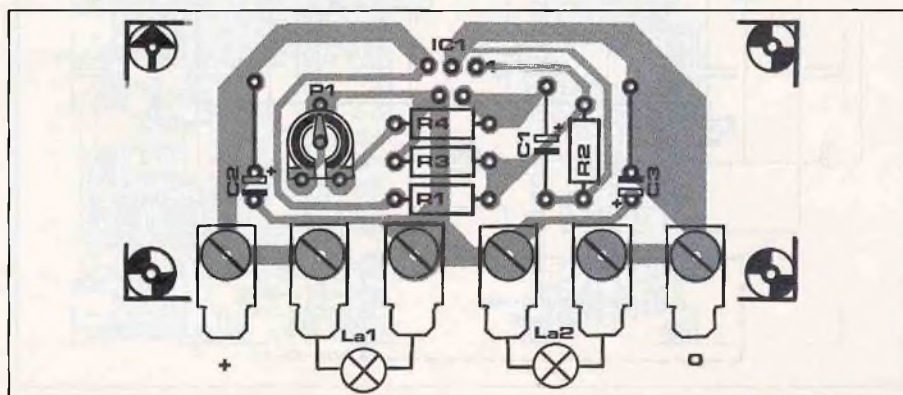
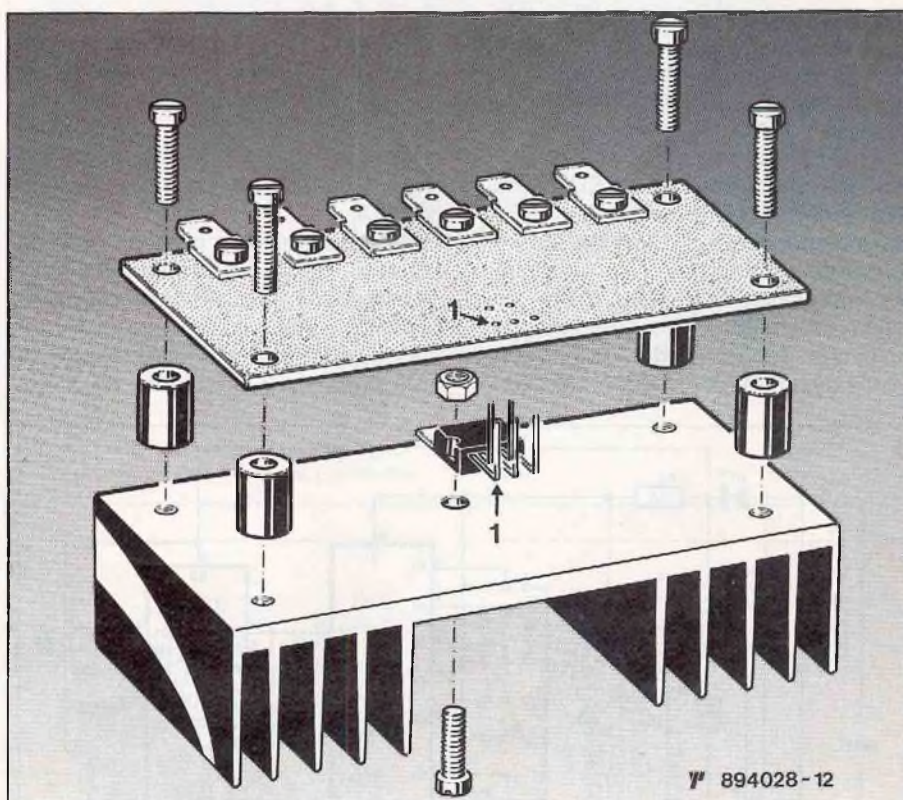
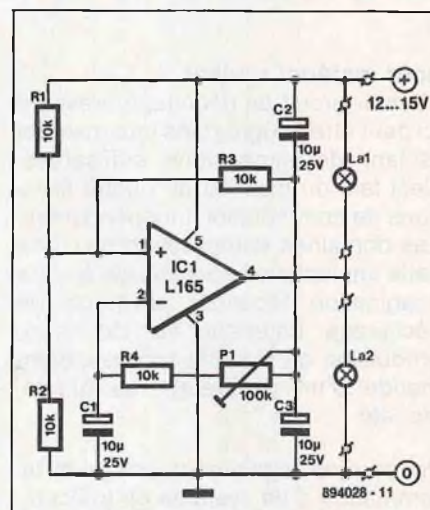
Condensateurs:

C1 à C3 = 10 μ F/25 V

Semi-conducteurs:

IC1 = L165 (ST, ex-SGS)

Divers:

La1, La2 = ampoule 12 V, 21 W max.
radiateur 2,5 K/W

EDITS: DÉCODEUR DE COMMUTATEUR(S)

pour matériel roulant.

Le mini-circuit de décodage présenté ici peut être intégré dans tout matériel roulant de dimensions suffisantes. Ceci fait, on dispose de quatre fonctions de commutation indépendantes. Les domaines d'application qu'ouvre cette implantation sont laissés à votre imagination féconde: allumage de l'éclairage (intérieur ou extérieur), production de signaux sonores, commande d'un générateur de fumée, etc. . . .

On pourrait également imaginer la commande d'un système de (dé)couplage des wagons, qui permettrait de se passer de rail de découplément.

Une remarque limitative cependant: Ce décodeur de commutateur(s) de matériel roulant ne peut être utilisé qu'avec un système de gestion numérique de réseau ferroviaire, EDITS ou encore Märklin Digital.

Les lecteurs assidus d'Elektor auront peut-être, en regardant le schéma, une impression de déjà vu. En fait ce schéma constitue une combinaison du circuit **décodeur de locomotive** (partie avant, le récepteur) et de l'éta-

ge de sortie du **décodeur de signal ou d'aiguillage**.

IC1 décode les données véhiculées par les rails. Si ce décodeur "reconnaît" un octet de donnée dont l'adresse (bits A1 à A5) correspond à l'adresse déterminée par les cavaliers de court-circuit reliés aux broches 1 à 5, les quatre bits suivants sont comparés à la donnée précédente: en cas de concordance, ces données sont transmises vers les quatre sorties D6 à D9.

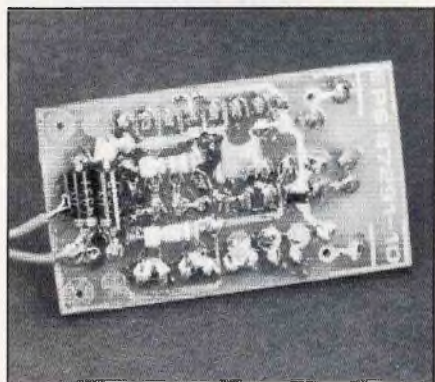
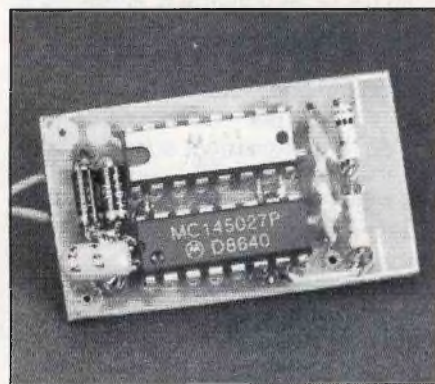
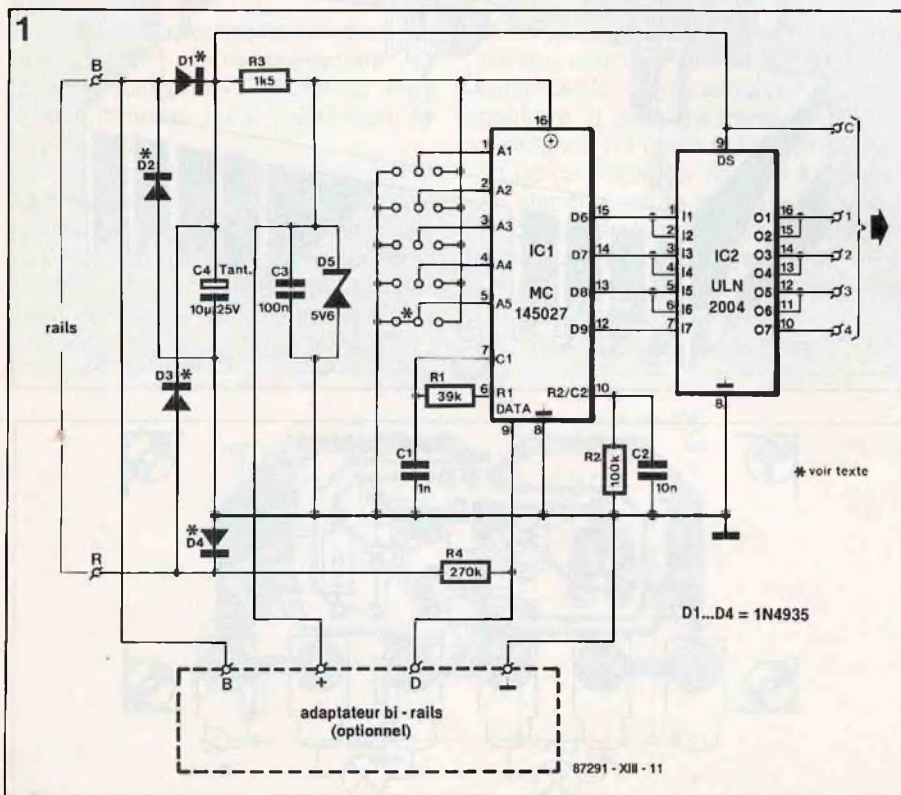
Ces sorties attaquent à leur tour un réseau de transistors darlington capables d'effectuer la commutation d'une fonction quelconque. L'interconnexion deux à deux des sorties OUT1 à OUT6 permet la commande de charges drainant des courants plus importants (1 A max.); la quatrième sortie (OUT7) peut attaquer une charge ne consommant pas plus de 500 mA.

Est-il nécessaire de préciser que les "quatre" sorties ne peuvent pas fournir simultanément leur courant maximal? Une telle situation ne manquerait pas de produire une surcharge du pont redresseur (les diodes D1 à D4)

et du réseau de darlington (IC2). Pour garantir un fonctionnement correct à long terme du circuit on se limitera à un courant total de 1 A par décodeur. IC2 est doté d'une diode de protection interne, ce qui lui permet de commuter sans difficulté des charges inductives (bobines).

Le (dessin de) circuit imprimé que nous vous proposons comporte en fait quatre platines: deux décodeurs de commutateur et deux adaptateurs bi-rails. Cet adaptateur est en effet nécessaire si votre réseau ferroviaire miniature comporte deux rails seulement (voir Elektor mars 88). Cette platine en partie à double face ne possède pas de trous métallisés. Il faudra pour cette raison souder certains des composants des deux côtés, ce qui explique qu'il est préférable d'éviter d'utiliser des supports pour circuits intégrés.

On choisira de préférence des condensateurs céramique; les condensateurs au tantale seront, si nécessaire, repliés vers la platine. Les quatre diodes de redressement seront de préférence des 1N4935 (voire de -39/37/38/39) plus rapides. En cas de problèmes d'approvisionnement on



pourra se rabattre en désespoir de cause sur des 1N4001. L'implantation de certains des composants côtés pistes permet faire de ce montage une véritable miniature.

Lorsqu'elles sont activées, les sorties commutent à la masse. Les charges doivent pour cette raison être connectées entre l'une des sorties et le plus (aux îlots de soudage prévus à cet effet).

Sur le circuit imprimé la connexion positive Commune est identifiée par un "C".

La tension de sortie est égale à la tension fournie par l'amplificateur de puissance (*booster*) diminuée de la chute de tension produite par le pont de redressement et le transistor de sortie. Si l'on utilise un **amplificateur de puissance Elektor** (janvier 1989) la tension disponible est de l'ordre de 15 V.

Il faudra éventuellement mettre plusieurs ampoules en série voire prévoir des résistances de limitation pour adapter la charge à ce niveau de tension.

Il faudra utiliser l'adaptateur bi-rails si votre réseau ne comporte que deux rails. Le circuit imprimé comporte deux exemplaires de cette platine prévue pour des composants CMS (à montage en surface). Pour le schéma et le texte le concernant, le lecteur se reportera au montage **96** décrit ailleurs dans ce numéro.

Quatre liaisons relient l'adaptateur bi-rails au décodeur de matériel roulant (B, +, D et masse). La connexion du plus se trouve à proximité du circuit IC2 (côté composants), les trois autres points sont à trouver de l'autre côté ("soudures"). Sur le circuit de l'adaptateur bi-rails il faudra utiliser la connexion B placée à proximité immédiate de IC2.

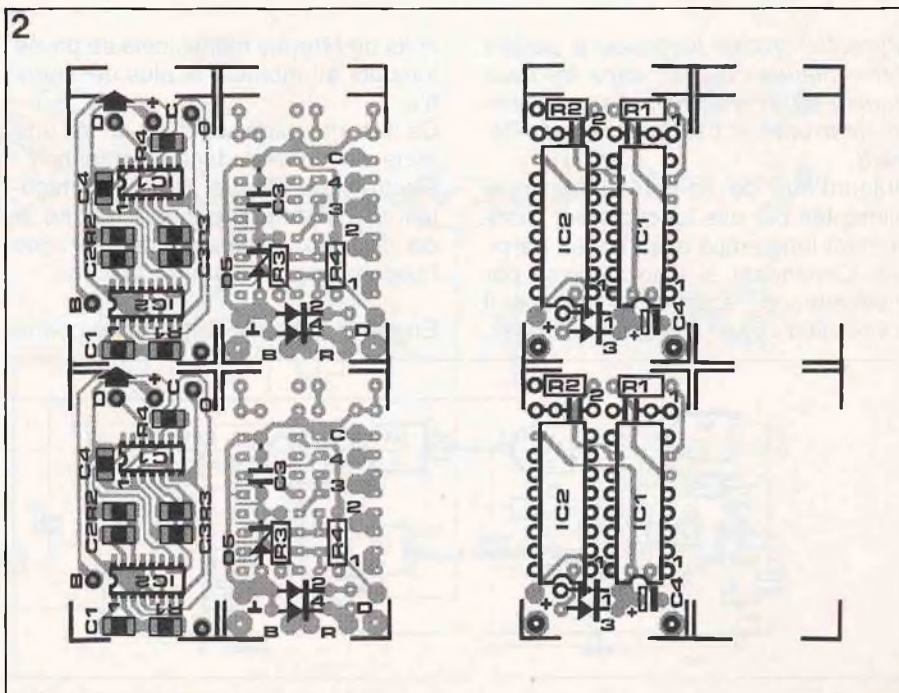
L'adressage de ce décodeur se fait comme celui d'un **décodeur de locomotive**. En cas de doute, vous pourrez appeler la **figure 3** et le **tableau 1** à votre secours. La définition des adresses se fait par la mise en place de ponts de câblage.

Le bit 5 (bit de fonction dans le cas d'un décodeur de locomotive) est utilisé ici comme bit d'adresse. Sur le circuit imprimé, l'entrée de IC1 correspondant à ce bit est forcée à la masse à l'aide d'un petit tronçon de piste. Ceci implique qu'il faudra communiquer avec le décodeur en veillant à ce que la fonction supplémentaire soit hors-fonction (format de donnée selon Märklin), ou comme si la locomotive circulait en marche avant (format des données selon Elektor). L'utilisateur peut bien entendu interrompre le pont cuivré reliant le bit 5 à la masse pour relier ensuite l'entrée D5 au plus. Il est

Tableau 1

numéro de loco	adresse				numéro de loco	adresse			
	A1	A2	A3	A4		A1	A2	A3	A4
00*	X	X	X	X	40	1	1	1	1
01	1	0	0	0	41	X	1	1	1
02	X	0	0	0	42	0	X	1	1
03	0	1	0	0	43	1	X	1	1
04	1	1	0	0	44	X	X	1	1
05	X	1	0	0	45	0	0	X	1
06	0	X	0	0	46	1	0	X	1
07	1	X	0	0	47	X	0	X	1
08	X	X	0	0	48	0	1	X	1
09	0	0	1	0	49	1	1	X	1
10	1	0	1	0	50	X	1	X	1
11	X	0	1	0	51	0	X	X	1
12	0	1	1	0	52	1	X	X	1
13	1	1	1	0	53	X	X	X	1
14	X	1	1	0	54	0	0	0	X
15	0	X	1	0	55	1	0	0	X
16	1	X	1	0	56	X	0	0	X
17	X	X	1	0	57	0	1	0	X
18	0	0	X	0	58	1	1	0	X
19	1	0	X	0	59	X	1	0	X
20	X	0	X	0	60	0	X	0	X
21	0	1	X	0	61	1	X	0	X
22	1	1	X	0	62	X	X	0	X
23	X	1	X	0	63	0	0	1	X
24	0	X	X	0	64	1	0	1	X
25	1	X	X	0	65	X	0	1	X
26	X	X	X	0	66	0	1	1	X
27	0	0	0	1	67	1	1	1	X
28	1	0	0	1	68**	X	1	1	X
29	X	0	0	1	69	0	X	1	X
30	0	1	0	1	70	1	X	1	X
31	1	1	0	1	71	X	X	1	X
32	X	1	0	1	72	0	0	X	X
33	0	X	0	1	73	1	0	X	X
34	1	X	0	1	74	X	0	X	X
35	X	X	0	1	75	0	1	X	X
36	0	0	1	1	76	1	1	X	X
37	1	0	1	1	77	X	1	X	X
38	X	0	1	1	78	0	X	X	X
39	0	1	1	1	79	1	X	X	X
					80	0	0	0	0

X = ouvert
 * non définissable sur Märklin Digital
 ** adresse de loco réservée par Märklin



Liste des composants pour un décodeur de commutateur pour matériel roulant:

Résistances:

- R1 = 39 kΩ
- R2 = 100 kΩ
- R3 = 1kΩ5
- R4 = 270 kΩ

Condensateurs:

- C1 = 1 nF céramique
- C2 = 10 nF céramique
- C3 = 100 nF céramique
- C4 = 10 μF/25 V tantale

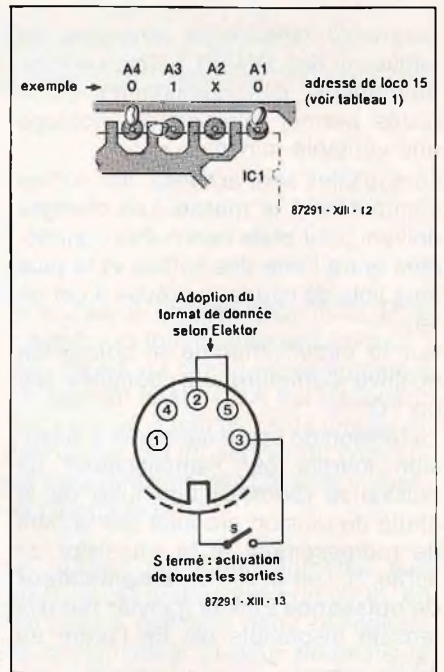
Semi-conducteurs:

- D1 à D4 = 1N4935 (ou -36/37/38/39 voire 1N4001)
- D5 = diode zener 5V6/400 mW
- IC1 = MC145027 (Motorola)
- IC2 = ULN2004 (Signetics, Motorola, Sprague)

Tableau 2

Instruction	Sorties activées			
<0> <adresse>	aucune			
<1> <adresse>	2			
<2> <adresse>	1	2		
<3> <adresse>			3	
<4> <adresse>	1	3		
<5> <adresse>	2		3	
<6> <adresse>	1	2	3	
<7> <adresse>				4
<8> <adresse>	1			4
<9> <adresse>	2		4	
<10> <adresse>	1	2	4	
<11> <adresse>			3	4
<12> <adresse>	1	3		4
<13> <adresse>	2		3	4
<14> <adresse>	1	2	3	4
<15> <adresse>	1			

Si l'on a relié la ligne A5 de IC1 à V+, il faudra augmenter chaque numéro d'instruction de <16>.



possible dans ce cas-là d'adresser le décodeur avec un bit de fonction actif ou comme une locomotive circulant en marche arrière. Cette option permet d'adresser deux fois plus de décodeurs de matériel roulant (162) que de décodeurs de locomotives. Les décodeurs de commutation pour matériel roulant peuvent être commandés par l'intermédiaire de régulateurs de vitesse pour locomotive ou à travers l'interface RS 232. En fonction

de la position du régulateur, une combinaison donnée de sorties est active. On peut également remplacer le potentiomètre du régulateur par une série d'interrupteurs. Si, par exemple, on relie l'entrée d'un régulateur pour locomotive (broche 3 de l'embase DIN) à la masse, on active toutes les sorties. Pour pouvoir utiliser l'entrée concernée, il faut, comme cela est le cas avec un régulateur de locomotive standard, relier la broche 4 ou la bro-

che 5 du connecteur DIN, soit encore les deux broches, à la broche 2 (régulateur de locomotive en fonction, voir l'article consacré au **central d'EDiTS**, février 1989).

On peut également commander ces décodeurs par l'intermédiaire de l'interface RS 232 qui facilite la mise en oeuvre de fonctions de commutations distinctes. Le **tableau 2** récapitule les instructions correspondantes.

035

MYOSOTIS

Myosotis: plante herbacée à petites fleurs bleues qui croît dans les lieux humides. Le myosotis est aussi appelé: ne m'oubliez pas (source petit Robert).

Aujourd'hui, de nombreux appareils alimentés par pile fonctionnent relativement longtemps avec un jeu de piles. Cependant si l'on a laissé par inadvertance l'appareil en fonction, il a vite fait d'arriver à la fin de ses piles,

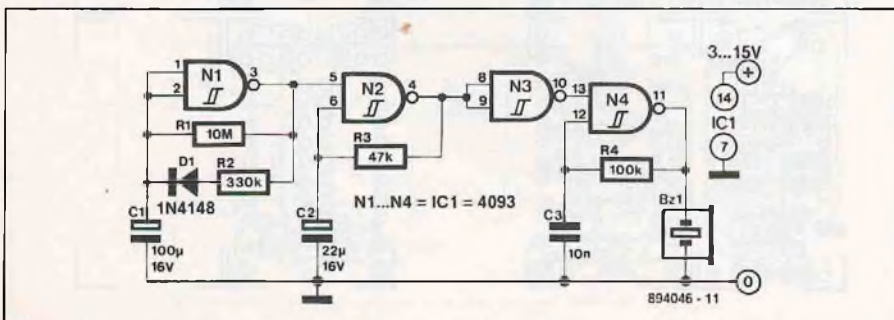
et loi de Murphy oblige, cela se passe toujours au moment le plus défavorable.

Ce mini-montage constitue en fait une sorte de "noeud dans le mouchoir" électronique. Toutes les deux minutes, ce montage produit entre cinq et dix signaux sonores indiquant que l'appareil est toujours en fonction.

En principe ce montage ne comporte

rien de plus que trois générateurs de signaux rectangulaires et un inverseur. La porte NAND à trigger de Schmitt N1 associée aux composants immédiats constitue le premier générateur de signal rectangulaire. Le signal fourni par cette combinaison possède une période de 2 minutes environ et une durée d'impulsion de quelque 10 secondes. Pendant les dix secondes que dure l'impulsion, le second générateur entre en fonction au rythme de 1 Hz. On dispose ainsi, toutes les deux minutes, d'une dizaine d'impulsions à la sortie de la porte NAND N2.

Ce signal subit une inversion par l'intermédiaire de la porte NAND N3 (ses deux entrées étant interconnectées, elle se comporte en inverseur) de sorte qu'à l'image de la porte N2, la porte N4 est validée pendant l'impulsion de 10 secondes produite par N1. Il



existe bien entendu une différence. Au cours de l'intervalle de dix secondes, la porte N4 est bloquée et libérée 10 fois. Ce processus produit le bip-bip caractéristique.

Les durées exactes de la période et

de l'impulsion proprement dite présentent une certaine tolérance introduite par la dispersion des caractéristiques du 4093 utilisé. Cependant la valeur des composants n'étant pas critique, vous pourrez expérimenter à coeur joie et trouver l'association de

nouvelles valeurs qui vous convient.

La consommation du montage est négligeable.

d'après une idée de R. Kambach

036

ÉCHANTILLONNEUR D'ENVELOPPE RAPIDE

Lors de la modulation en amplitude (MA) d'un signal il faut toujours veiller à ce que la fréquence de modulation soit au maximum égale à la moitié de la fréquence de la porteuse.

Cet échantillonneur d'enveloppe rapide est un démodulateur MA très moderne que l'on pourra utiliser pour des modulations pour lesquelles l'archi-connu détecteur à diode à filtre BF n'arrive plus, depuis bien longtemps, à suivre. Ce détecteur ne connaît pas non plus les erreurs de phase rencontrées lors de la détection par diode.

L'examen du schéma nous apprend que IC1 est un étage tampon attaqué par une tension de polarisation alternative qui permet d'en ajuster le gain: entre 1 et 11 fois. Les amplificateurs opérationnels A1 et A3 constituent un redresseur simple alternance actif qui charge le condensateur C5 jusqu'à la valeur maximale atteinte

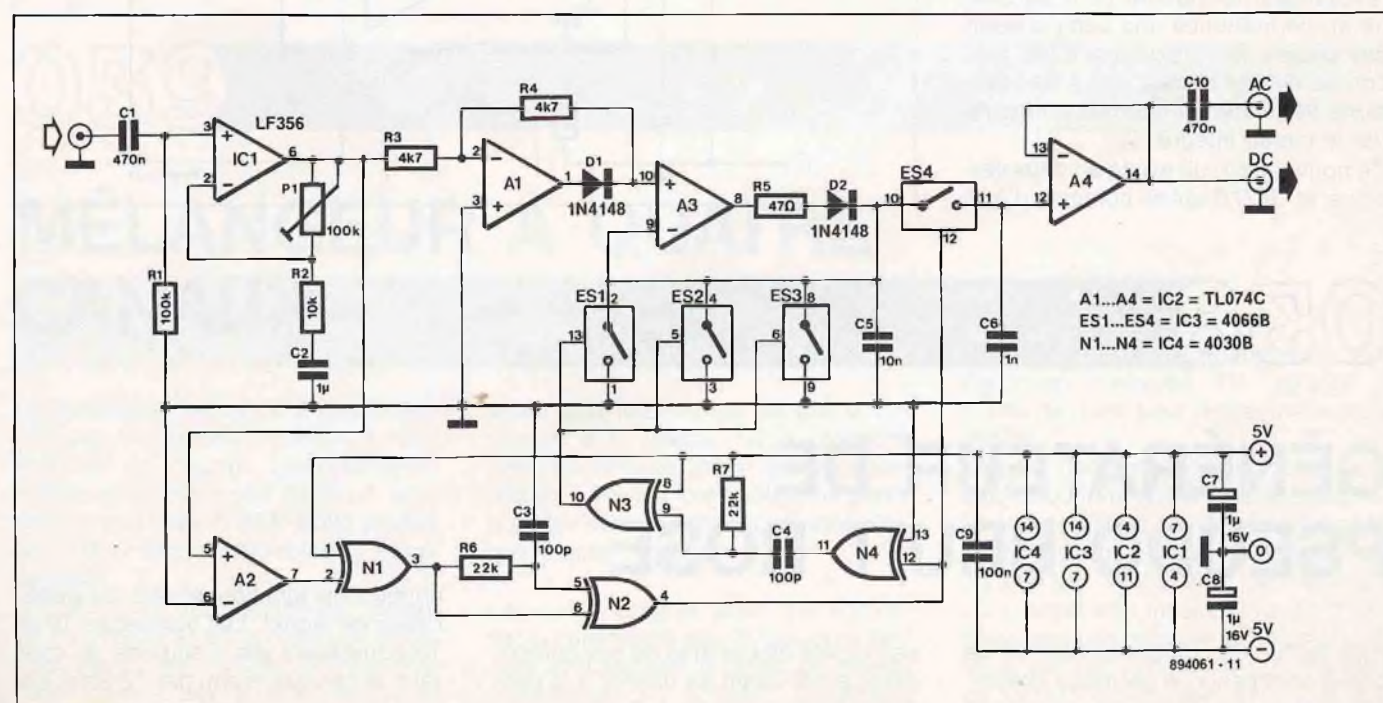
par le signal au cours de la demi-période.

Lors du passage par zéro de la tension, instant détecté par l'amplificateur opérationnel A2, le réseau basé sur la porte EXOR N2 produit une courte impulsion. Cette impulsion entraîne le transfert vers le condensateur C6, via l'interrupteur électronique ES4, de la tension régnant aux bornes du condensateur C5. Après réouverture de l'interrupteur ES4, processus qui permet au condensateur C6 de conserver précieusement sa charge, le condensateur C5 peut se décharger à travers les interrupteurs ES1 à ES3 (commandés par les réseaux centrés sur les portes EXOR N3 et N4). La sortie du circuit suit le signal présent aux bornes du condensateur C6. De par son principe, le circuit est indépendant de la fréquence de la porteuse utilisée.

De ce fait, cet échantillonneur convient à toutes sortes d'applications (fac-similé satellite, processeurs de signaux vocaux ou transmis par radio).

Ce type de détection peut également présenter des avantages importants si elle est utilisée dans une boucle de CAG (commande automatique de gain), car les problèmes classiques d'attaque (*attack*) et de chute (*decay*) rencontrés sur un détecteur à diode avec filtre LF n'existent plus avec ce nouveau type de détecteur. Sachant que pour certaines applications spécifiques on peut avoir besoin d'une tension continue, comme dans le cas d'une boucle de CAG, ce montage comporte à la fois une sortie de tension alternative et une sortie de tension continue.

Le circuit nécessite une tension d'alimentation symétrique de ± 5 V et consomme un courant de quelque 20 mA.



037

GARDEZ VOS AMPOULES À L'OEIL

La défectuosité d'un feu arrière sur votre voiture (qu'il soit de stop, de position, de clignotant) peut avoir des conséquences dramatiques, au point d'avoir éventuellement un accident comme conséquence. Même si vous faites partie de la catégorie très clairsemée de conducteurs modèles et scrupuleux qui vérifient le bon fonctionnement de toutes les ampoules de leur véhicule avant d'y monter, cela ne peut pas vous mettre à l'abri d'une mésaventure puisque les ampoules ont la fâcheuse habitude de rendre l'âme en cours d'utilisation (c'est-à-dire pendant que vous roulez).

La firme Telefunken propose un circuit intégré étudié pour "tenir à l'oeil" le courant consommé par une ampoule de 12 V. Cette surveillance nous signale instantanément qu'une ampoule vient de cesser de drainer du courant (elle est donc défectueuse). Un circuit peut surveiller deux ampoules simultanément.

Si l'on prend une résistance en série dans le circuit d'une ampoule, on constate, tant que l'ampoule est allumée, une chute de tension aux bornes de la résistance. Le circuit intégré se sert de cette différence de potentiel pour surveiller le fonctionnement des ampoules. Dans ce but, les entrées du circuit intégré sont raccordées aux résistances de mesure pour permettre en permanence une comparaison des chutes de tension ayant lieu aux bornes de ces résistances à des tensions de référence internes produites par le circuit intégré.

Ce nouveau circuit existe en deux versions: le U477B qui se contente d'une

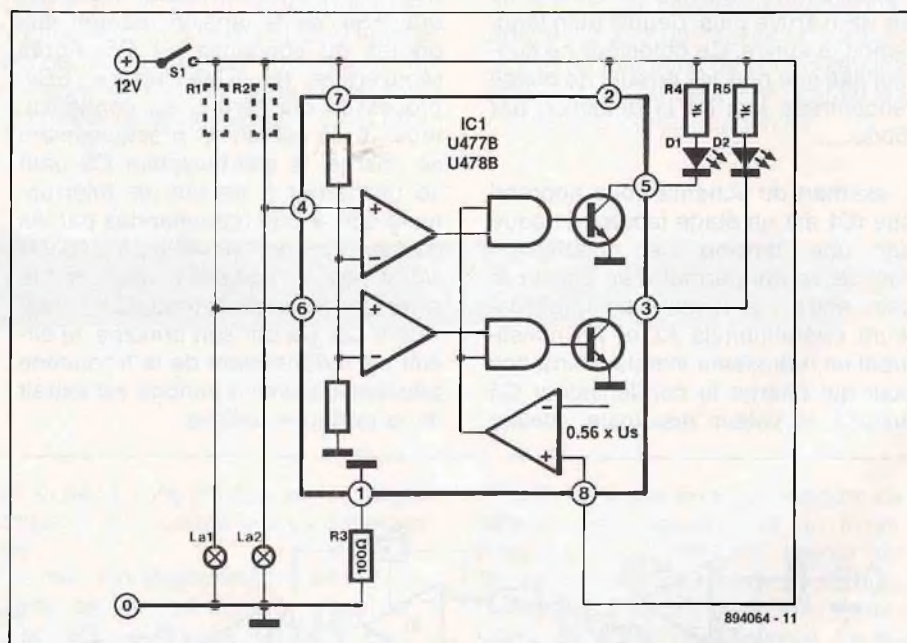
chute de tension de 16 mV aux bornes de la résistance de mesure et le U478B qui requiert une chute de tension de 100 mV. Ces chutes de tension sont suffisamment faibles pour ne pas avoir d'effet néfaste sur l'intensité lumineuse produite par les ampoules et ne provoquer qu'une dissipation de puissance insignifiante.

Le calcul de la valeur à donner aux résistances de mesure en fonction du courant absorbé par les ampoules à surveiller est simple. Si la tension de bord du véhicule est de 12 V une ampoule de 21 W sera parcourue par un courant de 1,7 A ($21 \text{ W}/12 \text{ V} = 1,75 \text{ A}$). Pour connaître la valeur de la résistance de mesure permettant le fonctionnement correct d'un U477B, il suffit de diviser la chute de tension sou-

haitée par le courant à travers la résistance ($16 \text{ mV}/1,75 \text{ A} = 9 \text{ m}\Omega$).

La réalisation d'une telle résistance est un jeu d'enfant. On sait en effet que le fil de câblage ordinaire de 0,7 mm de section possède une résistance de 100 m Ω par mètre. De ce fait, le câblage du véhicule pourra bien souvent faire office de résistance de mesure.

Deux LED sont connectées aux broches 3 et 5 du circuit intégré: tant que les ampoules sont en bon état, elles ne s'allument pas. Techniquement, il n'y a pas d'interdit empêchant de raccorder les deux broches du circuit intégré à une seule LED; cependant il n'est plus possible alors de savoir (sans sortir du véhicule) laquelle des deux ampoules surveillées est défectueuse.



038

GÉNÉRATEUR DE PSEUDO BRUIT ROSE

Pour faciliter la compréhension de ce circuit commençons par nous intéres-

ser au rôle de certains de ses composants actifs avant de passer à la des-

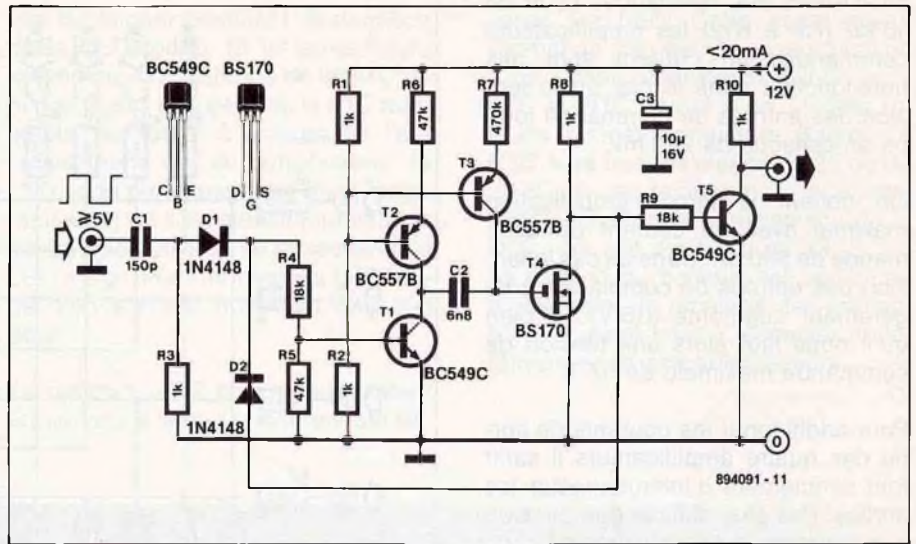
cription du fonctionnement du générateur de signal. Les transistors T2 et T3 constituent deux sources de courant, le courant fourni par T2 étant dix

fois supérieur à celui produit par T3. Le circuit comporte en outre un étage tampon basé sur le transistor T5.

Venons-en maintenant au fonctionnement du générateur de bruit proprement dit. Supposons la situation de départ suivante : T4 est conducteur et l'entrée horloge se trouve au niveau logique "bas". Dans cette hypothèse le transistor T1 est bloqué, et, par conséquent, le condensateur C2 se décharge. Les deux sources de courant ramènent progressivement la tension aux bornes de ce condensateur à la moitié de la tension d'alimentation environ, après quoi elles ne débitent plus de courant. La tension appliquée à la grille du transistor T4 (moitié de la tension d'alimentation) maintient ce transistor FET en état de conduction tant qu'aucun nouvel élément n'influence l'état du circuit.

L'apparition d'une impulsion "haute" à l'entrée horloge modifie la situation car dès cet instant le transistor T1 devient conducteur. Conséquence immédiate: tandis que l'une des bornes du condensateur C2 reste reliée à la grille de T4 l'autre borne est mise à la masse par la jonction collecteur-émetteur de T1. C2 n'étant pas chargé, T4 se bloque. D'autre part le transistor T1 est maintenu en état de conduction car l'opérateur logique OU constitué par les deux diodes D1 et D2 bloque les impulsions d'horloge. Le courant du transistor T3 charge le condensateur C2 jusqu'au moment où la tension à ses bornes atteint le seuil de conduction du transistor T4.

A ce moment-là le transistor T1 se bloque, laissant ainsi le passage à une impulsion d'horloge (un flanc montant



pour être plus précis). Comme nous ignorons l'instant exact de l'apparition de cette impulsion, il nous est impossible de savoir jusqu'à quel point le transistor T2 (contrecarré par l'action de T3) parviendra à décharger le condensateur C2. Après l'impulsion d'horloge nous ignorons également le temps nécessaire à T3 pour recharger C2, tout comme nous ignorons l'instant où parviendra l'impulsion suivante. En d'autres termes, la largeur d'impulsion du signal de sortie sera continuellement variable, ce qui correspond à un signal de bruit.

Nous limiterons cependant les fréquences constitutives de ce signal de bruit par l'intermédiaire de la fréquence de l'horloge (qui déterminera la fréquence maximale sans éliminer les harmoniques éventuelles) et par le temps de charge et de décharge du condensateur C2 (qui définit la fréquence minimale); ce temps dépend des valeurs données au condensa-

teur C2 et aux résistances R6 et R7. Une condition au fonctionnement correct de ce montage: la période de l'horloge doit être à peu près égale au temps de décharge du condensateur C2 sans jamais cependant lui être supérieure. Il est en outre recommandé de choisir une durée "au niveau haut" relativement brève.

La caractéristique "bruit rose" du signal de sortie (niveau d'énergie constant dans la bande de fréquence choisie) est le résultat du comportement non linéaire des composants de ce commutateur, en particulier celui du transistor FET.

Ce montage convient tout particulièrement lorsqu'on se propose d'effectuer des mesures qui requièrent une source de bruit limitée en fréquence. Si l'on désire adapter le circuit à des besoins spécifiques, il suffit de modifier la valeur des résistances R6 et R7 et de choisir une fréquence d'horloge différente.

039

MÉLANGEUR À QUATRE CANAUX

Ce mélangeur fait appel à quatre amplificateurs à transconductance commandés en courant (amplificateurs tension/courant) logés dans un nouveau circuit intégré SSM-2024 produit par PMI (*Precision Monolithics Incorporated*).

Afin d'obtenir une tension de décalage très faible et un contrôle de réjection élevé, les entrées doivent être raccordées à des sources de signal

ayant une impédance de 200Ω par rapport à la masse. Nous obtenons ces impédances grâce aux résistances R5 à R8 qui font également partie d'un diviseur de tension propre à chaque entrée.

La valeur choisie pour les composants constitutifs des diviseurs de tension attribue aux entrées un niveau nominal de 1 V (0 dBV). Ce niveau

d'entrée (0 dBV) correspond à une distorsion d'environ 1%, réduite à moins de 0,3% pour des signaux plus faibles.

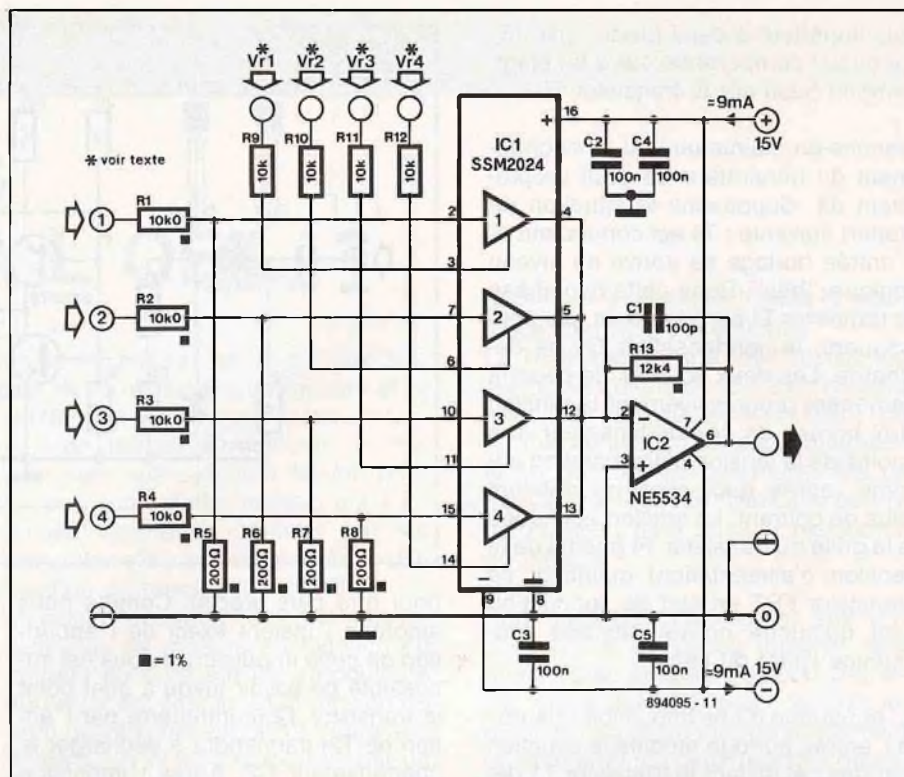
Le gain des amplificateurs commandés en courant ($CCA = \text{Current Controlled Amplifier}$) est déterminé par le courant envoyé dans les entrées de commande Vr1 à Vr4. Ces entrées constituent une masse virtuelle. Il est donc facile de calculer les résistances talon qui permettent de commander en tension les entrées de signal. En

choisissant des résistances talon de 10 kΩ (R9 à R12) les amplificateurs commandés en courant sont mis hors-fonction dans le cas où la tension des entrées de commande tombe en-dessous de 200 mV.

On obtient le taux d'amplification maximal avec un courant de commande de 500 μA. Dans ce cas la tension des entrées de commande a légèrement augmenté (0,5 V), si bien qu'il nous faut alors une tension de commande maximale de 5,5 V.

Pour additionner les courants de sortie des quatre amplificateurs il suffit tout simplement d'interconnecter les sorties. Pas plus difficile que ça avec des courants, la loi de Kirchhoff nous le confirme! Le courant de sortie global est ensuite converti en une tension de sortie par le circuit de conversion courant/tension basé sur IC2. La valeur de la résistance R13 est choisie de manière telle que l'amplification totale du circuit ne dépasse pas 0 dB (gain unitaire).

La consommation du circuit dépend du réglage des quatre CCA. L'ensemble du montage consomme entre 5 et 9 mA. Le rapport signal/bruit atteint la valeur respectable de 90 dB et nous avons mesuré une bande passante de 130 kHz. Cette bande passante est limitée principale-



ment par le condensateur C1 dont la présence est indispensable pour assurer la stabilité de l'étage amplificateur centré sur IC2. Le circuit intégré SSM2024 nécessite une tension d'alimentation comprise entre ±9 V et ±18 V. Nous avons obtenu les meilleurs résultats avec une tension symétrique de ±15 V.

Attention, ce composant n'est probablement pas encore disponible chez tous les détaillants.

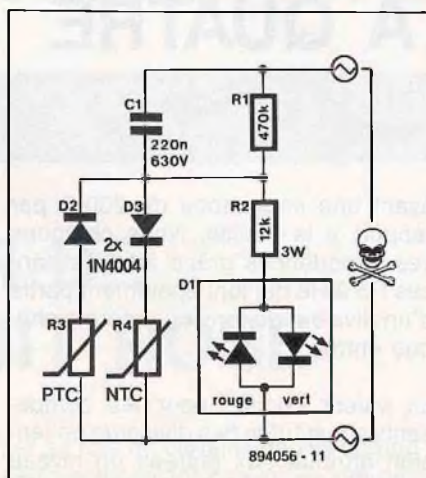
PMI est représenté en France par la société
OHMIC
21/23, rue des Ardennes
75019 Paris

040

INDICATEUR DE TEMPÉRATURE RUSTIQUE

D'habitude, s'il nous faut mesurer une température, c'est à un thermomètre que nous faisons appel. Dans certains cas, lorsque l'on peut se contenter d'une indication globale par exemple, une grande précision n'est pas requise et ni même souhaitable. Si une perceuse ou un aspirateur chauffe exagérément, il suffit de l'allumage d'une lampe-témoin ou de son changement de couleur à l'instant critique pour attirer l'attention de l'utilisateur.

Nous proposons d'équiper ce genre d'appareils d'une lampe témoin verte restant allumée tant que la tempé-
rature



re reste à l'intérieur de la plage de sécurité. Au fur et à mesure que la température augmente et que, peu à peu, elle se rapproche de la limite supérieure de cette plage de sécurité, la couleur de la lampe-témoin vire au rouge pour nous avertir du danger de surcharge qui menace l'appareil si nous le laissons fonctionner.

Le circuit proposé ici utilise des moyens très simples et ne requiert pas d'alimentation basse tension puisqu'il fonctionne directement sur la tension du secteur. La lampe-témoin est une LED bicolore (D1).

Nous utilisons deux capteurs de température: une NTC, une résistance à coefficient de température négatif, R4, et une PTC, une résistance à coefficient de température positif, R3.

Jetez un coup d'œil sur le schéma, vous remarquerez que le fonctionnement est très simple. A température ambiante la résistance de la PTC (*positive temperature coefficient*) est faible tandis que celle de la NTC (*negative temperature coefficient*) est élevée. Pendant l'alternance positive du secteur la tension qui règne aux bornes du circuit que constituent la NTC et la diode D3 est suffisante pour provoquer l'illumination de la LED verte. Les caractéristiques de la PTC choisie sont telles que pendant l'alternance négative du secteur la tension soit

trop faible pour produire l'illumination de la LED rouge. Si la température augmente, la résistance de la NTC diminue tandis que celle de la PTC augmente. Au fur et à mesure de l'accroissement de la température, la LED verte perd lentement mais inexorablement de son intensité lumineuse tandis que l'inverse se passe avec la LED rouge. Pour terminer, la LED rouge sera seule à briller de tout son éclat.

La résistance R2 et le condensateur C1 servent à limiter le courant qui tra-

verse les LED. Cette combinaison permet de maintenir la consommation à un niveau relativement faible. PTC et NTC seront d'un modèle robuste (diamètre minimum: 6 mm). La NTC aura une résistance de 25 ou de 22 k Ω à la température ambiante (25°C) tandis que la résistance de la PTC sera elle de 25 ou de 33 Ω . La tension du secteur est appliquée directement au montage: les précautions d'usage sont à respecter impérativement et scrupuleusement.

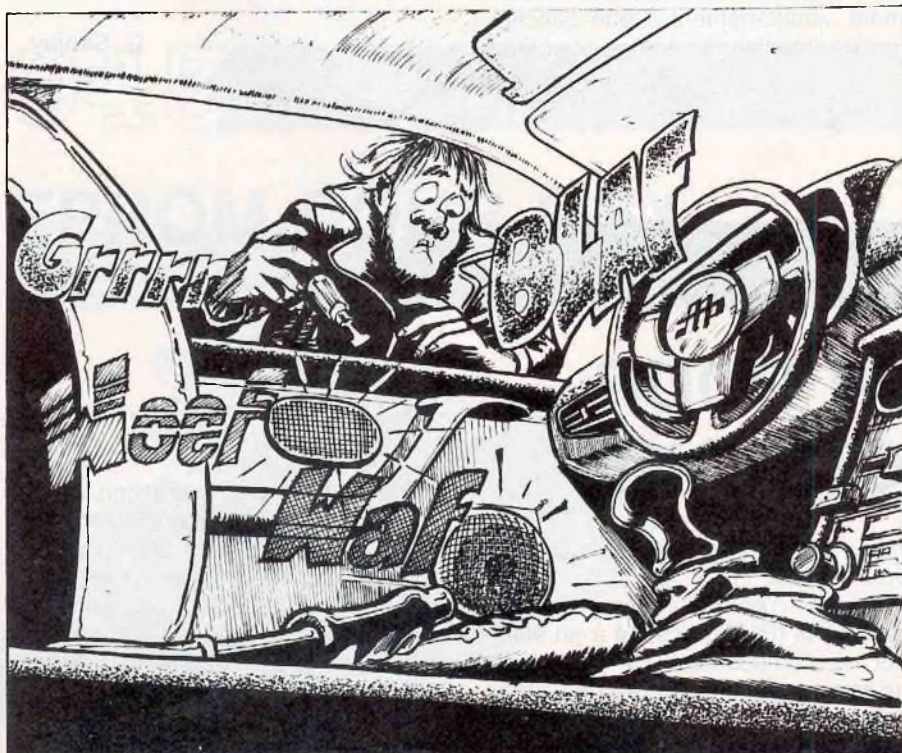
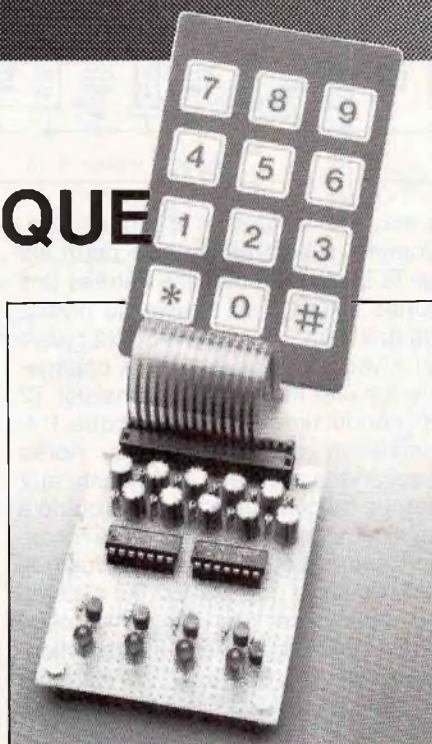
041

SERRURE PSYCHOLOGIQUE

Le principe de fonctionnement de cette serrure tient plus de la psychologie élémentaire que des développements électroniques récents.

La serrure comprend un clavier (à membrane) à 12 touches associé à un circuit d'indication visuelle. L'ensemble du circuit sera disposé sous le tableau de bord du véhicule à un endroit où il ne gêne pas en veillant pendant à ce qu'un voleur potentiel n'ait pas trop de difficulté à le découvrir.

Lors d'une action sur les chiffres du clavier, le circuit donne à croire que la

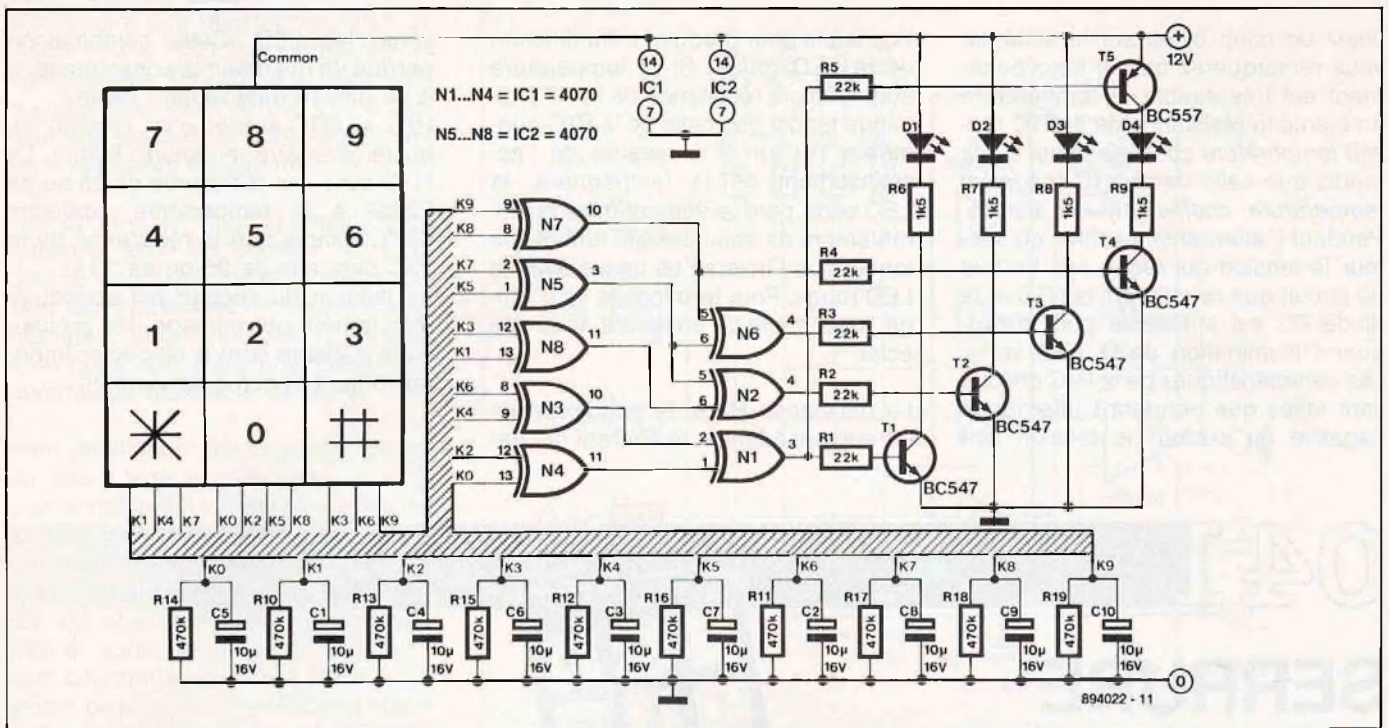


serrure autorisera le fonctionnement de la clé de contact une fois que les quatre LED sont illuminées. Cependant, en raison de la configuration particulière du circuit de la serrure, cette situation ne peut jamais se présenter. Il n'est pas exclu, que dégoûté de ne pas trouver la bonne combinaison, le voleur quitte la voiture sans réaliser que l'électronique de la serrure psychologique n'est pas, en fait, reliée à l'allumage du véhicule. Seul le propriétaire légal sait que sa voiture peut être démarrée après basculement d'un interrupteur donné baptisé "essuie-glace" ou "feux antibrouillard" pour les besoins de la cause. L'interrupteur en question monté sur le tableau de bord sous l'apparence trompeuse d'un organe de commande d'accessoire est pris en série avec la ligne d'alimentation positive de la bobine d'alimentation.

Le clavier à membrane utilisé doit être du type à ligne commune (et donc ne pas présenter de configuration en matrice). Rien n'interdit non plus d'utiliser un clavier à touches distinctes. Les interconnexions du schéma comportant la lettre "K" doivent être re-

Supposons que nous ayons actionné brièvement la touche "1"; la tension sur la ligne K1 croît pour atteindre le vier doivent donner l'impression fallacieuse qu'elles fournissent un indication sur la correction de la combinaison entrée par le clavier.

Comme nous l'avons indiqué plus haut, il est impossible (électroniquement) que les quatre LED soient illuminées simultanément pour la bonne et simple raison que la broche 3 de la porte N1 se trouve au niveau logique



haut lorsque la LED D1 est illuminée. Ceci implique que le transistor T5 est bloqué; dans ces conditions la LED D4 ne peut pas s'illuminer quelle que soit la combinaison de touches essayée. Ceci implique également que la LED D4 ne peut s'illuminer que si la LED D1 est éteinte.

Huit portes EXOR (Ou Exclusif) intégrées dans deux circuits du type 4070 déterminent quelles LED s'illuminent à la suite de la saisie par le clavier d'un code particulier. Des réseaux RC connectés à chaque ligne du clavier la maintiennent activée pendant une durée de 4 secondes environ après fin de l'action sur la touche.

Supposons que nous ayons actionné brièvement la touche "1"; la tension sur la ligne k1 croît pour atteindre le

niveau de la tension d'alimentation. Comme la broche 13 de la porte N8 est la seule de toutes les entrées des portes EXOR à se trouver au niveau logique haut, la broche 4 de N2 passe au niveau logique haut. Ce changement d'état fait entrer le transistor T2 en conduction ce qui provoque l'illumination de la LED D2. Après 4 secondes environ, la tension aux bornes du condensateur C1 a chuté à un niveau tel que la porte N8 le reconnaît comme étant un niveau logique bas, de sorte que la LED D2 s'éteint. Au cours de cet intervalle de 4 s, cette LED s'éteint également si l'on actionne la touche "5" ou "7". C'est alors au tour de la LED D3 de s'illuminer, puis de la LED D2 qui le reste un court instant. Les deux LED s'éteignent simultanément. Cette description de fonctionnement ne concerne

bien entendu que l'une des nombreuses combinaisons possibles.

Outre son emploi sur un véhicule, on peut envisager d'autres applications de ce circuit telles que jeux ou encore comme poisson d'avril en demandant à un cobaye de trouver la solution d'un code secret inexistant.

La consommation de courant de ce circuit est en grande partie fonction du courant drainé par les 3 LED illuminées au cours de l'intervalle de visualisation de 4 s. Au repos, la consommation est inférieure à 1 mA, de sorte que l'alimentation permanente du montage par la batterie du véhicule ne doit pas poser de problème.

C. Sanjay

042

COMPRESSEUR POUR GUITARE ÉLECTRIQUE

Le fonctionnement de ce montage est basé sur la variation dynamique de la résistance d'une diode en fonction du courant qui la traverse. L'élément essentiel du circuit est un pont redresseur (D1 à D4) qui en fait ne constitue rien d'autre qu'une résistance dont la

valeur est commandée par le courant du transistor T1. Le signal d'entrée traverse un filtre passe-bas (R1/C1) destiné à éliminer les composantes HF avant qu'il ne soit appliqué à l'entrée de l'étage préamplificateur A1. Le commutateur

S1 du circuit de rétro-action de cet amplificateur opérationnel permet de choisir l'un des trois taux d'amplification suivants: unitaire (position A), gain de 6 (C) ou de 11 (B). Le signal amplifié issu de A1 est appliqué au pont de diodes D1 à D4, soit directement à travers le condensateur C5 et la résistance R12, soit à travers le

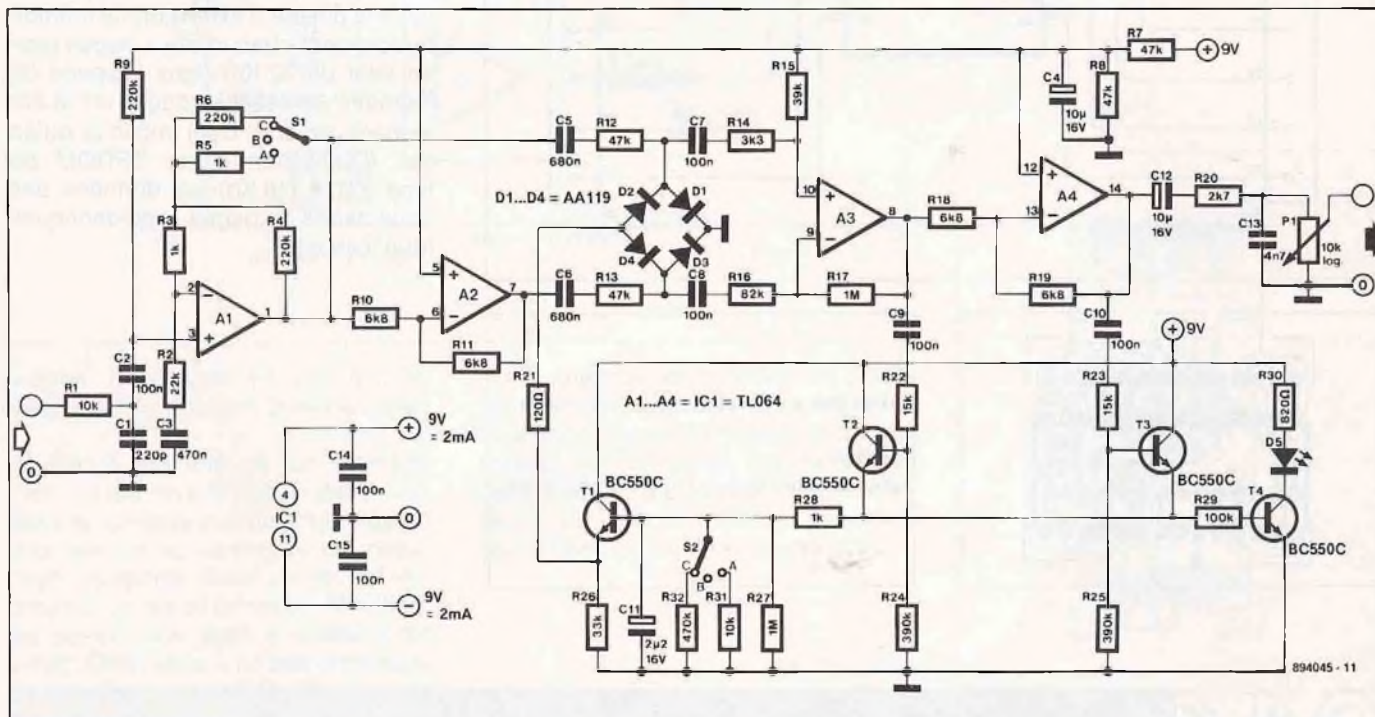
condensateur C6 et la résistance R13 après avoir été inversé par l'amplificateur opérationnel A2. Re combiné dans le pont de diodes et amplifié par A3, le signal est aussitôt rescindé en deux signaux, l'un non inversé et l'autre inversé par A4. Les demi-ondes positives issues des amplificateurs A3 et de A4 règlent le fonctionnement respectivement des transistors T2 et T3. Le condensateur C11 se charge dès lors à travers la résistance R28. Dès que la charge de ce condensateur est suffisante le transistor T1 devient conducteur, permettant ainsi le passage d'un courant de régulation vers le pont de diodes à

travers la résistance R21. La diminution de la résistance du pont de diodes qui en résulte entraîne un affaiblissement du signal. La LED D5 s'allume dès que le compresseur atténue le signal. La fonction du condensateur C12 est d'empêcher le passage éventuel de la composante continue. Limité à une bande passante de 12 kHz de large par le filtre passe-bas R20/C13, le signal de sortie est disponible sur la borne de curseur du potentiomètre P1.

Le commutateur S2 permet de choisir différents temps de décharge (*decay*) du condensateur C11. L'expérience

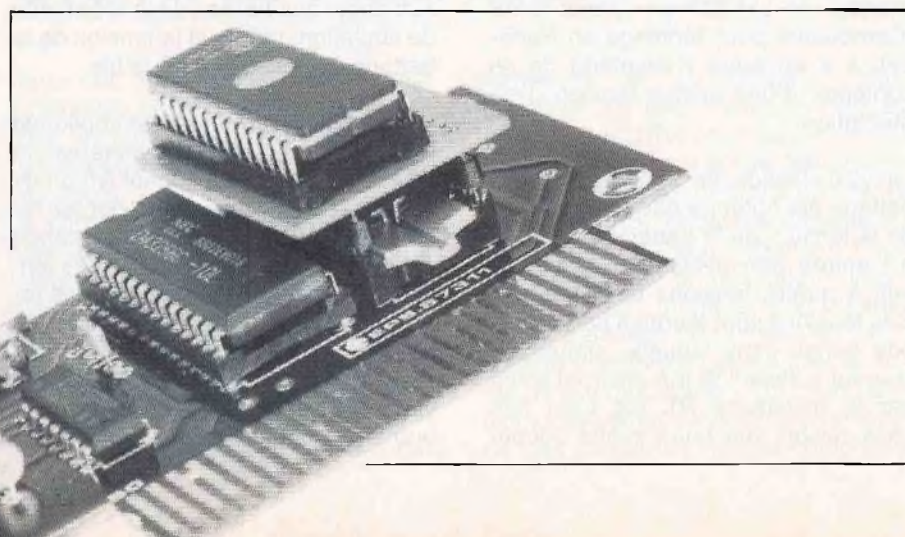
pratique nous a démontré que les valeurs choisies conviennent parfaitement. Si l'on sélectionne un temps de retour long (résistance élevée) les variations de niveau ne seront pas brutales car le compresseur continue d'agir après une période de compression. Pour d'autres valeurs la "respiration" du compresseur sera plus perceptible surtout dans la reproduction des impulsions musicales. Le meilleur rapport amplification/temps de décharge sera déterminé par une série d'essais pratiqués dans des conditions d'emploi réalistes.

W. Teder

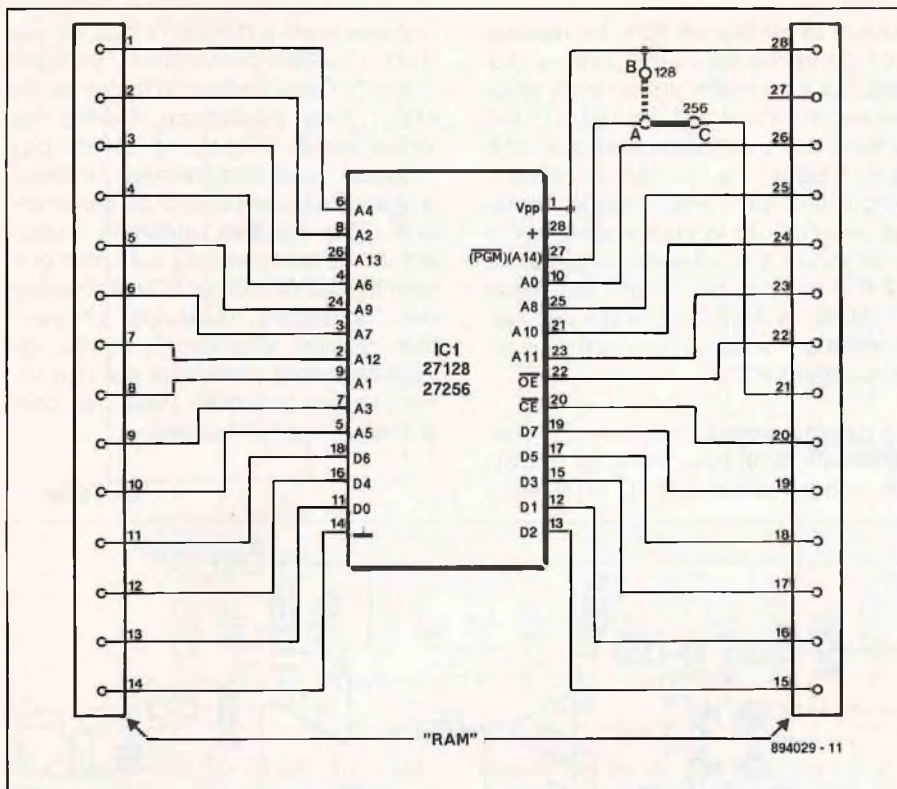


043

EPROM POUR MSX



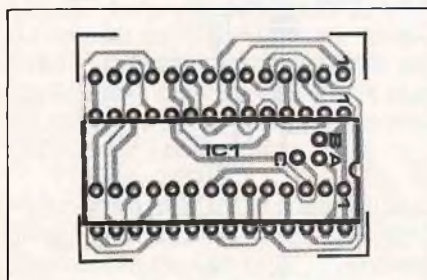
Il est possible d'utiliser l'extension de RAM statique pour ordinateur MSX décrite dans le numéro 120 (juin 1988) pour y mettre des EPROM. Cette approche se heurte cependant à un problème. Sur la carte d'extension nous n'avons pas, pour simplifier le plus possible le dessin des pistes du circuit imprimé, respecté la succession logique des lignes de données et d'adresses. Dans le cas de circuits de mémoire vive (RAM) cela n'a pas d'importance et dans celui de circuits de mémoire morte (EPROM) en principe non plus, mais cela suppose que l'on programme l'EPROM



selon une technique particulièrement déroutante.

Pour vous éviter ce casse-tête chinois, nous vous proposons un dessin de circuit imprimé gigogne qui rétablit l'ordre entre les numéros des broches et les lignes de données et d'adresses. Un strap permet d'indiquer de quel type d'EPROM (27128 ou 27256) il s'agit. Pour une EPROM de 16 Ko (27128) il faudra implanter le strap A—B, tandis que dans le cas d'une EPROM de 32 Ko (27256) ce sera le strap A—C qu'il faudra mettre en place.

Les deux circuits de RAM implantés dans la platine d'extension de mémoire occupent chacun deux pages (soit un total de 32 Ko) dans l'espace de mémoire adressable (pages 0/1 et 2/3 respectivement). Ceci implique qu'en cas d'utilisation d'une EPROM du type 27128 (16 Ko) les données des deux paires de pages sont identiques (duplication).



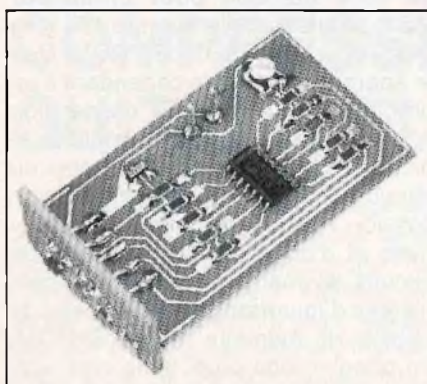
Liste des composants:
Divers:
support pour circuit intégré 28 broches

044

VOLTMÈTRE À LED CMS

Il faudra s'y faire!!! Les CMS deviennent de plus en plus actuels. Alors autant s'entraîner.

Cet affichage de tension convient tout particulièrement, en raison de ses dimensions très compactes, aux applications automobiles; il est si petit qu'il



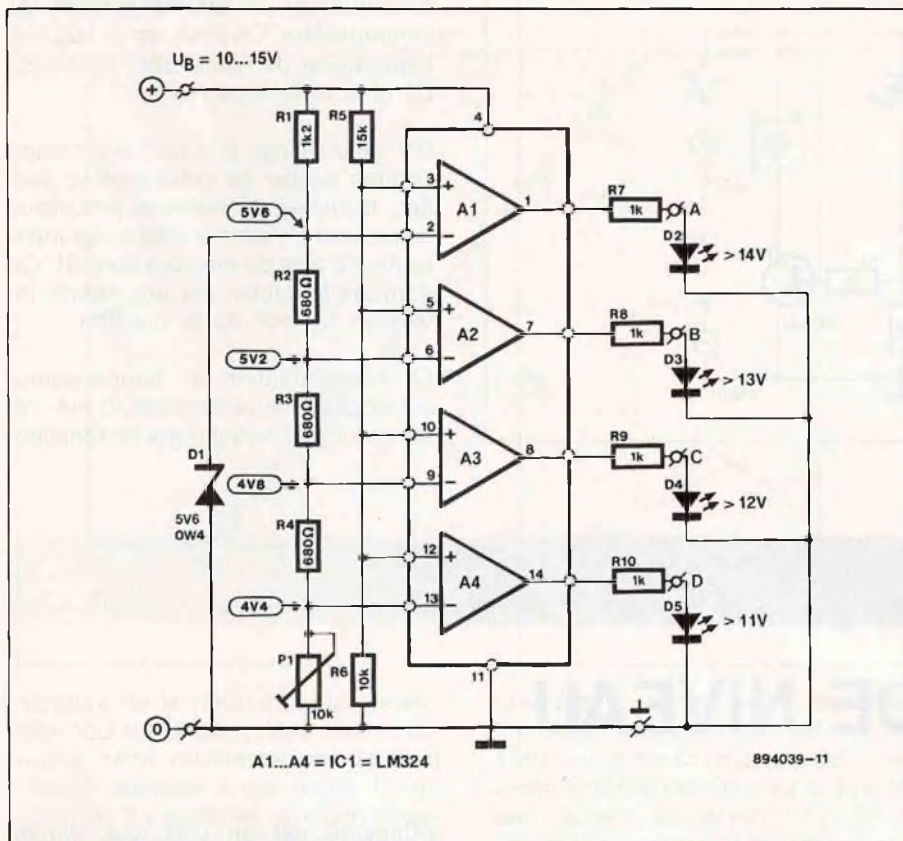
n'est pas difficile de lui trouver une place sur le tableau de bord.

Le coeur de ce montage est un quadruple amplificateur opérationnel bon marché, le LM 324 en format CMS (Composant pour Montage en Surface); il a en outre l'avantage de se contenter d'une unique tension d'alimentation.

La visualisation de la tension de la batterie est obtenue par comparaison de la tension de la batterie appliquée à l'entrée non-inverseuse de ce circuit à quatre tensions de référence. Ces tensions sont fournies par une diode zener dans laquelle circule un courant suffisant (6 mA environ) limité par la résistance R1. Ce n'est pas sans raison que nous avons adopté

5,6 V comme tension de référence: les diodes zener présentent la stabilité en température la meilleure entre 5 et 6 V. Cette valeur permet en outre de disposer d'une chute de tension suffisante aux bornes de la résistance de limitation, même si la tension de la batterie est relativement faible.

La tension de référence est appliquée directement à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel A1; un diviseur de tension constitué par les résistances R2 à R4 et la résistance variable P1 fournit les trois autres tensions de référence. Le rapport des résistances R5 et R6 est tel que la valeur de tension indiquée à côté des LED correspond très exactement à la valeur de la tension de référence de la branche concernée du diviseur de



Liste des composants
(Tous les composants sont des CMS!!!)
Résistances:

- R1 = 1kΩ
- R2 à R4 = 680 Ω
- R5 = 15 kΩ
- R6 = 10 kΩ
- R7 à R10 = 1 kΩ
- P1 = ajust. 10 kΩ

Semi-conducteurs:

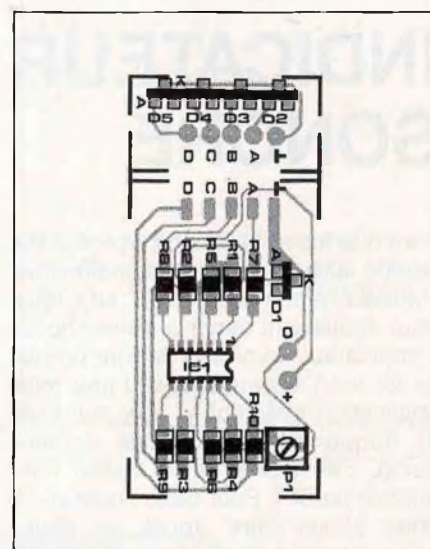
- D1 = diode zener 5V6/400 mW
- D2 à D5 = LED (LSS, LYS, LGS 260D0)
- IC1 = LM324D

tension. L'ajustable P1 sert à compenser la tolérance de la diode zener.

Le circuit imprimé de ce montage (dont on retrouve le dessin des pistes dans la rubrique circuits imprimés en libre service au centre de ce magazine) comporte deux parties: l'affichage et le circuit principal. Attention, les composants sont à souder côté pistes. On veillera à ne pas provoquer de court-circuit entre les broches de

IC1. L'interconnexion entre les deux platines se fera à l'aide de cinq picots implantés aux points prévus (A à D et masse) de l'affichage; leur extrémité sera soudée aux points correspondants du circuit imprimé principal (voir la photographie d'illustration).

M. Thurn



045

TEMPORISATEUR À SIGNAL AUDIBLE

Deux des applications de ce circuit auxquelles on pense immédiatement sont un temporisateur de durée de parking et un sablier pour la cuisson des oeufs.

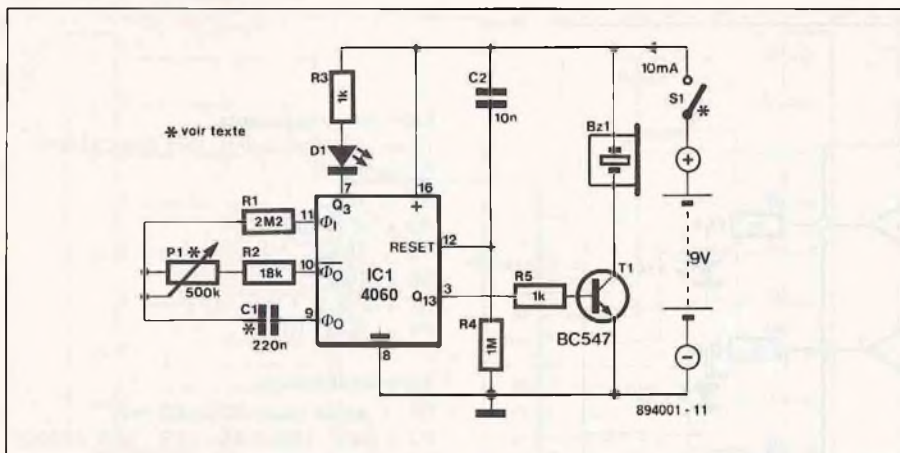
Le compteur binaire à 14 étages du type 4060, IC1, possède un oscillateur intégré capable de travailler sur une plage de fréquences relativement étendue. Ici, la fréquence de l'oscillateur est déterminée par un réseau RC externe pris entre les broches 9, 10 et 11 du 4060.

Après mise en fonction du circuit par

fermeture de l'interrupteur marche/arrêt S1, une impulsion née au point nodal C2/R4 provoque la remise à zéro du compteur et son démarrage. Lorsque le compteur arrive au 14ème bit (sortie Q13), la broche 3 passe au niveau logique haut entraînant l'entrée en fonction du résonateur piézo-électrique Bz1 (modèle 12 V) qu'attaque le transistor de commande T1. Le potentiomètre P1 sert à fixer la durée de la temporisation. Un choix judicieux des composants permet de définir des plages de durées comprises

- entre 1 minute et 2 heures. Voici les valeurs à donner aux composants pour obtenir différentes plages de temporisation:
- de 1 à 30 mn: C1 = 220 nF; P1 = 500 kΩ;
 - de 1 à 60 mn: C1 = 470 nF; P1 = 500 kΩ;
 - de 1 à 120 mn: C1 = 470 nF; P1 = 1 MΩ.

Une pile de 9 V fournit la tension d'alimentation nécessaire au fonctionnement de notre temporisateur. La LED D1 n'a aucune influence sur la marche du montage: sa seule fonction est



de visualiser le fonctionnement du temporisateur. On peut, de ce fait, fort bien choisir de n'implanter ni la LED D1 ni la résistance R3.

Si l'on envisage d'utiliser le montage comme sablier de cuisine (pour évaluer la durée de certains processus culinaires) on pourra utiliser un interrupteur à bille de mercure pour S1. On démarre le sablier par une simple inversion de 180° de sa position.

La consommation du temporisateur est approximativement de 10 mA, résonateur piézo-électrique en fonction.

046

INDICATEUR DE NIVEAU SONORE

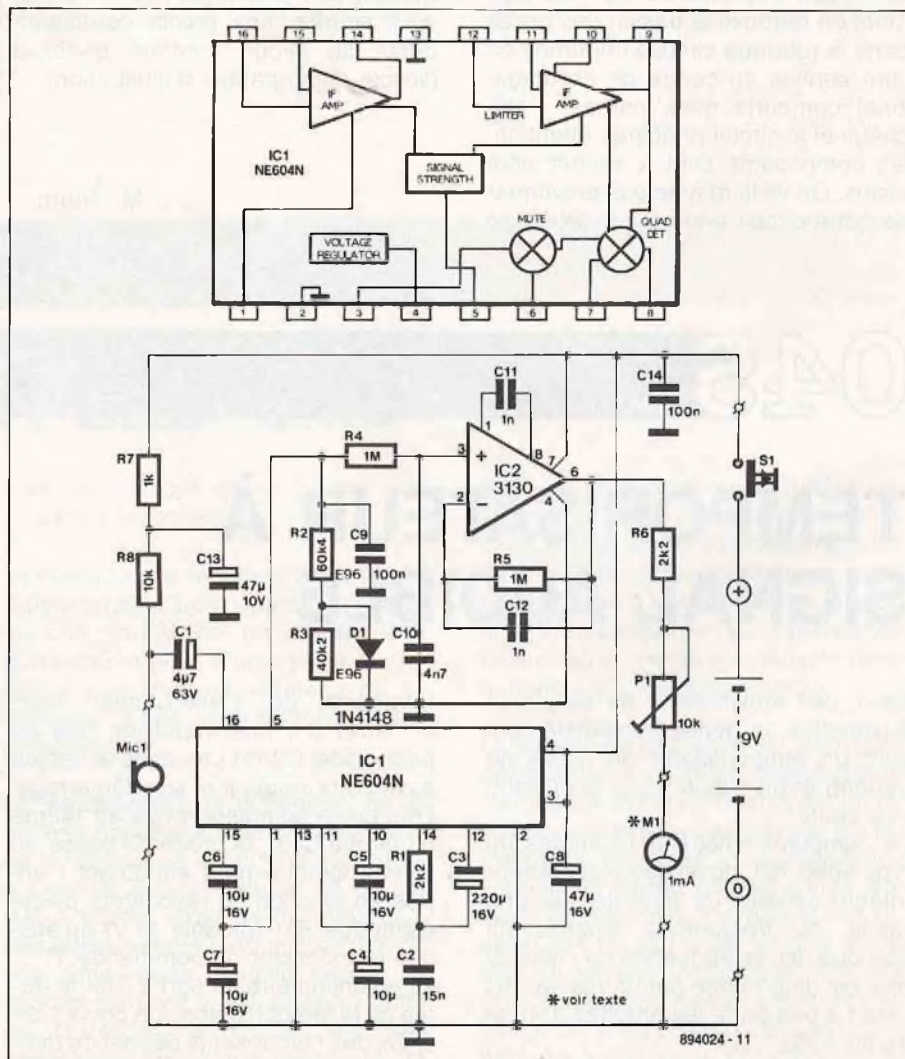
Bien que les applications typiques du NE604 fassent partie du domaine des Hautes Fréquences (la HF), ce circuit peut également servir à autre chose. L'indicateur de niveau sonore proposé ici est l'exemple-type d'une telle application spécifique. Son domaine de fréquence est celui des signaux audio, c'est-à-dire de la Basse Fréquence (la BF). Pour cette application nous allons faire appel au sous-ensemble de mesure du niveau du signal que comporte le circuit intégré qui intègre en outre un convertisseur logarithmique. Nous disposons ainsi d'une échelle linéaire graduée en décibels! Ceci permet d'envisager de remplacer le galvanomètre à bobine mobile mentionné dans la liste des composants par un instrument de mesure numérique (digital).

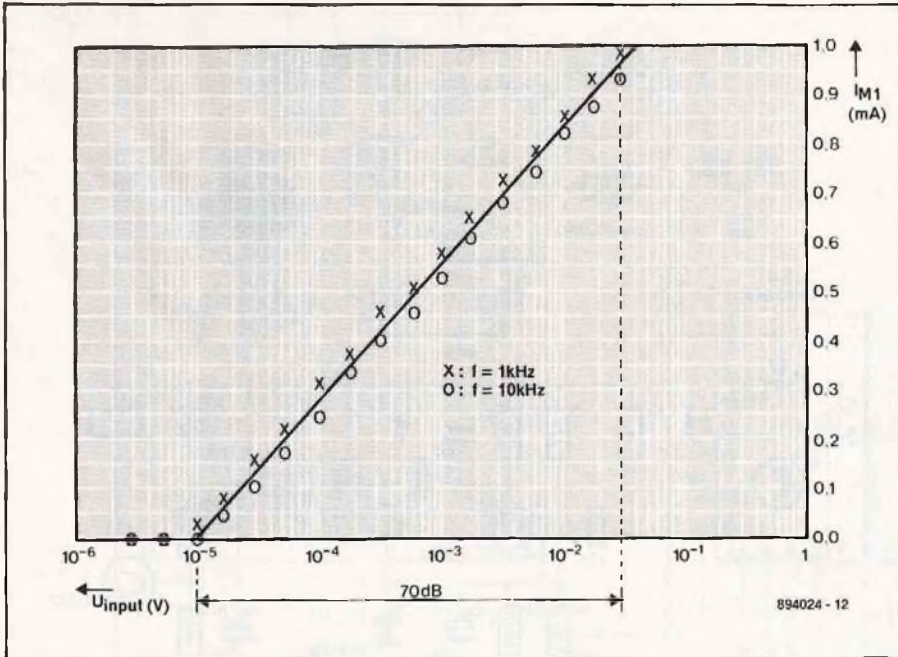
Nous avons utilisé comme source de signal un microphone à électret qui convertit le bruit ambiant en un signal électrique mesurable. Sachant que ce type de microphone comporte le plus souvent un étage tampon, nous avons prévu un circuit d'alimentation du tampon intégré dans le microphone, constitué par les résistances R7, R8 et le condensateur C13.

Le signal de sortie du NE604 disponible sur la broche 5 de ce circuit intégré prend la forme d'un courant dont l'intensité est comprise entre 0 et 50 μ A; une résistance de 100 k Ω constituée par la mise en série des résistances R3 et R4 convertit ce courant en une tension comprise entre 0

et 5 V. La plage dans laquelle la relation entre le signal d'entrée et le signal de sortie est effectivement loga-

rithmique est un peu plus étroite, puisqu'elle est comprise entre 0 et 4 V. Cette plage couvre un domaine de 70 dB. Pour effectuer une compensation adéquate de la dérive en tem-





pérature de la résistance de conversion courant/tension, nous avons subdivisé cette résistance en deux et l'avons associée à une diode. La résistance R4 associée aux condensateurs C9 et C10 constitue un dispositif destiné à débarrasser la tension de sortie d'une éventuelle composante de ronflement résiduel qu'elle pourrait comporter. L'amplificateur opérationnel IC2 tamponne ensuite cette tension.

L'instrument de visualisation, dans le cas présent un galvanomètre à bobine mobile doté de sa résistance de limitation de courant, est connecté en sortie de IC2. La résistance ajustable P1 sert à faire en sorte qu'une tension de 4 V en sortie de IC2 produise un débattement pleine échelle de l'instrument.

L'étalonnage de l'indicateur de niveau sonore est délicat à moins de disposer d'un instrument de mesure de référence. Sinon il faudra procéder par association comparative. Si, par

exemple, vous connaissez le rendement de vos enceintes (x dB à 1 m à 1 W) vous pouvez utiliser cette valeur comme référence. On pourra reporter sur l'échelle du galvanomètre M1 la valeur (pratiquement) exacte.

Remarquons que la valeur indiquée par cet appareil est en fait une indication puisque nous ne l'avons pas doté d'un filtre qui lui permettrait d'effectuer des mesures en dBA (décibel corrigés).

Liste des composants

Résistances:

- R1, R6 = 2kΩ
- R2 = 60kΩ4 (E96) ou 120 kΩ//120 kΩ
- R3 = 40kΩ2 (E96) ou 39 kΩ + 1 kΩ
- R4, R5 = 1 MΩ
- R7 = 1 kΩ
- R8 = 10 kΩ
- P1 = ajust. 10 kΩ

Condensateurs:

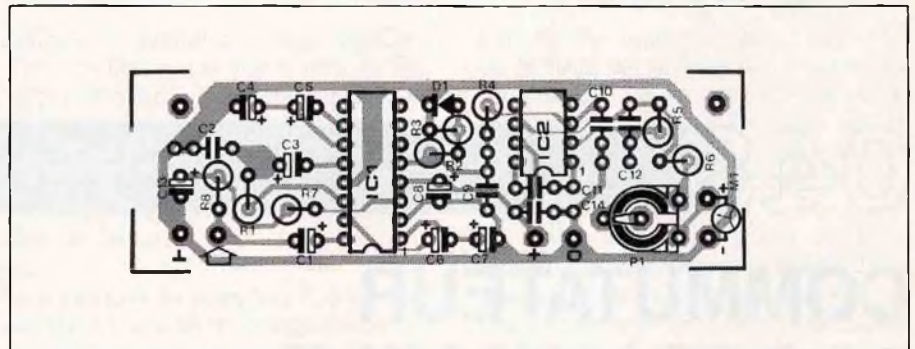
- C1 = 4μF7/63 V radial
- C2 = 15 nF
- C3 = 220 μF/16 V radial
- C4 à C7 = 10 μF/16 V radial
- C8 = 47 μF/16 V
- C9, C14 = 100 nF
- C10 = 4nF7
- C11, C12 = 1 nF
- C13 = 47 μF/10 V

Semi-conducteurs:

- D1 = 1N4148
- IC1 = NE604
- IC2 = 3130

Divers:

- S1 = bouton-poussoir à contact travail
- M1 = galvanomètre à bobine mobile 1 mA



047

BARRIÈRE LUMINEUSE DIURNE

Dimanche matin. L'électronicien infatigable met la dernière vis à son travail de la nuit... Test : tout est correct, l'alimentation automatique en papier du traceur X-Y fonctionne et le

bord de chaque feuille est amené à sa place exacte.

Le soleil paraît. Et voilà que la feuille continue d'avancer et ressort sans

s'arrêter ! Y a comme un défaut. Et l'appareil doit être livré demain !.

Le défaut ? Tout simplement la barrière lumineuse ne peut être montée que dirigée vers le haut, et l'appareil n'a pas de couvercle. La lumière du jour

vient frapper le phototransistor qui ne peut pas la distinguer de celle de la LED. Le filtre infra-rouge n'est pas d'un grand secours car si le soleil chauffe, c'est parce qu'il émet lui aussi beaucoup d'infra-rouge. Le problème n'est pas nouveau et il existe bien une solution. Un saut dans la boîte à bidouilles et voilà un circuit insensible à la lumière du jour.

Un temporisateur 555 oscille à 10 kHz. Du côté réception, un amplificateur sélectif ne transmet que l'alternatif et favorise cette fréquence, si bien que ni les tubes fluorescents ni le soleil ne risquent de perturber le fonctionnement. A 10 kHz, la période est de 100 μ s, le rapport cyclique est de 6/4. Rappelons pour les bons du fond le mode de calcul de la pseudo-période "haute" du 555 :

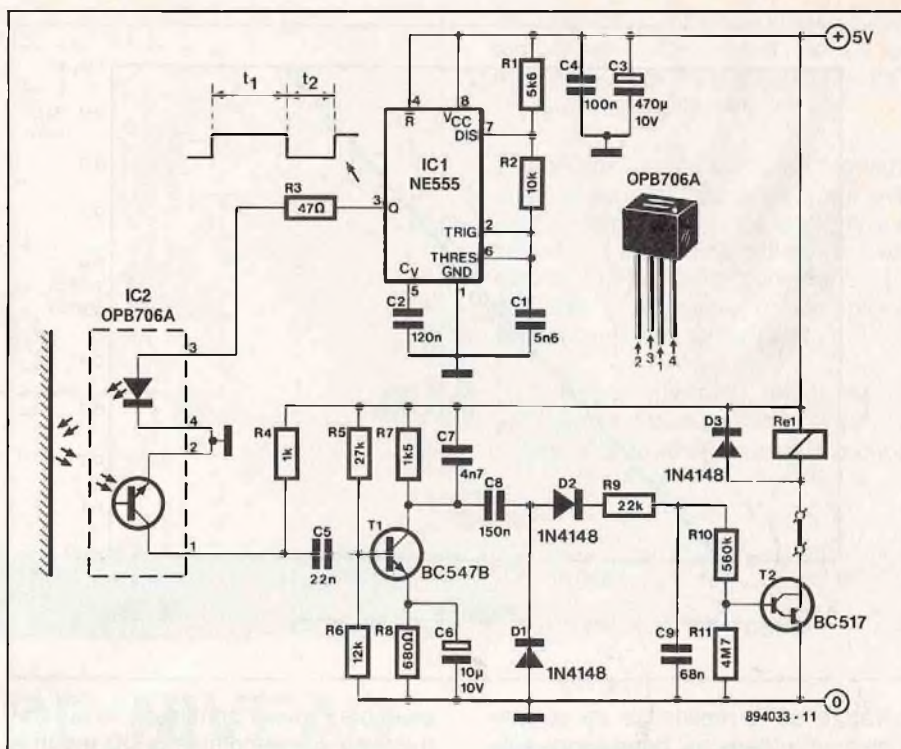
$$t_1 = 0,693 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_1 = 60 \mu\text{s}$$

Pendant que nous y sommes rappelons aussi le calcul de la pseudo-période "basse" :

$$t_2 = 0,693 \cdot R_2 \cdot C_1 = 40 \mu\text{s}$$

Cette durée de 60 μ s est assez courte pour que l'impulsion prenne une intensité balaise de quelque 45 mA. Le condensateur C3 est justement là pour empêcher que les pêches soient renvoyées sur l'alimentation et de là sur le reste du montage. Voilà pour la partie émission.

La lumière de la LED réfléchiée par le papier produit, en excitant le phototransistor du capteur IC2, une tension alternative de 10 kHz appliquée par le condensateur C5 à un étage ampli-



ificateur classique dont le gain est de 80. Le réseau de polarisation d'entrée et le condensateur C5 constituent un filtre passe-haut. Le point de fonctionnement choisi détermine sur le collecteur de T1 une tension de 3 V. Le détecteur constitué par C8 et la diode D1 présente à R9 des impulsions positives de 60 μ s de durée. Le condensateur de l'intégrateur R9/C9 se charge lorsque des impulsions se présentent. Si la quantité de lumière réfléchiée est

suffisante, c'est-à-dire si le papier se trouve à 15 mm ou moins du détecteur, la charge de C9 est suffisante pour que le transistor T2 se mette à conduire comme un fou. La commutation peut être exploitée directement ou par l'intermédiaire d'un relais. Inutile de rappeler que la diode D3 est indispensable dans ce dernier cas. La consommation est de 30 mA au repos et de quelque 80 mA relais excité.

048

COMMUTATEUR PROGRAMMABLE

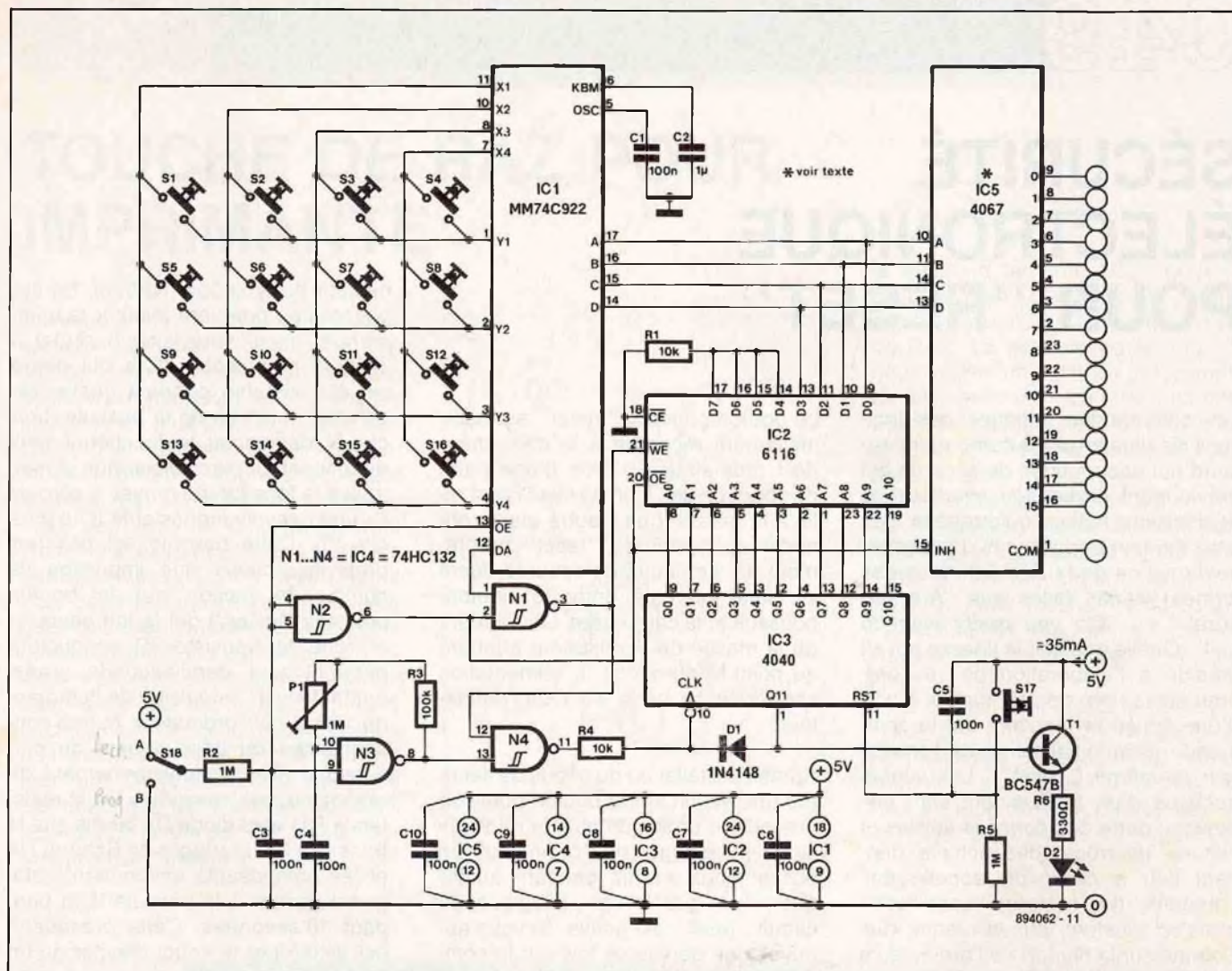
Ce circuit est capable de simuler un flux de données ou bien encore de commander un multiplexeur analogique (IC5), application que nous vous proposons dans cet article. Ce multiplexeur pourrait commander à son tour l'oscillateur d'un générateur de sons, et nous serions embarqués dans la construction d'une boîte à musique programmable !

Le circuit est basé sur un encodeur de clavier produit par National Semiconductor : le MM74C922 (IC1). Ce circuit intégré est destiné à interpréter rapidement et de manière très simple les impulsions provenant d'un clavier (matrice de 4x4). Sa sortie en quatre

bits est complétée par une sortie DA (*Data Available* = donnée disponible) qui passe au niveau logique haut tant qu'une touche du clavier est enfoncée et qui repasse au niveau logique bas dès que la touche est relâchée. Le code de la dernière touche actionnée reste présent sur la sortie de l'encodeur, même après avoir relâché la pression sur la touche. Le condensateur C1 détermine la fréquence d'interrogation de l'état du clavier. La fréquence de ce balayage est de 600 Hz lorsque la valeur du condensateur C1 est de 100 nF. La durée de protection anti-rebonds du clavier est fonction de la valeur du condensateur C2 (règle

d'or : $C_2 \approx 10 \cdot C_1$). Elle est de 10 ms environ ici.

La programmation d'une RAM (IC2) au moyen de IC1 est très simple grâce à la sortie DA de IC1. Nous inversons d'abord le niveau logique de la sortie DA au moyen de la porte NAND à trigger de Schmitt N1 afin de pouvoir l'utiliser comme impulsion d'écriture (WRITE). Dès le relâchement d'une touche, la RAM est inactivée (DA="1", WE="0") et le compteur d'adresses (IC3) passe à l'adresse suivante. Comme le compteur d'adresses asynchrone choisi pour ce montage (un 4040) réagit au flanc descendant des impulsions, la sortie WE doit être inversée par N4. Il



est impossible d'utiliser tel quel le signal DA original sous peine de compromettre la synchronisation car le risque de provoquer des états aléatoires est loin d'être négligeable. Le retard introduit par le fonctionnement des opérateurs logiques a pour effet de "remettre les montres à l'heure". Le retard supplémentaire provoqué par la résistance R4 et par la capacité d'entrée y contribue également.

Nous utilisons un signal d'horloge différent pour restituer les données programmées. Il est fourni par un oscillateur centré sur la porte N3. La vitesse de lecture des données présentes en RAM est réglable par action sur le potentiomètre P1. La porte logique (NAND = NON-ET à trigger de Schmitt) N3 est activée par mise de l'inverseur S18 en position A. La paire R2/C3 dont l'action est combinée avec l'hystérésis des opérateurs logiques N2 et N3 neutralise les tendances au rebond de l'inverseur S18. Le positionnement sur A de l'inverseur S18 a deux conséquences: mise en position de lecture ($\overline{WE} = "1"$) de la RAM, et commutation en sorties des lignes des données de IC2 via la porte N2. La fonction de la porte N4 est d'empêcher toute ambiguïté quand à

l'origine du signal d'horloge de IC3 : c'est soit DA, soit le signal issu de N3. La position A du commutateur S18 désactive en outre les sorties de données de IC1 afin de prévenir tout conflit sur le bus des données : c'est la RAM qui fournit les données en position de lecture.

La sortie Q11 du compteur IC3 est raccordée à l'entrée d'horloge de ce circuit intégré via une fonction logique OU câblée constituée par la résistance R4 associée à la diode D1 afin d'arrêter le compteur à la fin d'un cycle de comptage. La LED D1 s'allume pour indiquer l'arrêt du compteur qui peut être réinitialisé au moyen du bouton-poussoir S17. Cette touche sert également à la remise à zéro du compteur pendant la phase de programmation.

Si le compteur arrive en fin de comptage au cours de cette phase il se bloque sur la dernière position. Si l'on continue à programmer malgré l'arrêt du compteur, seul le contenu de la dernière adresse de la RAM est mis à jour par écrasement de la donnée précédente. A la mise sous tension du circuit les composants C5/R5 provoquent une remise à zéro automatique du compteur.

Une moitié seulement de la capacité de la RAM est utilisée; les différentes touches du clavier sont en effet définies par quatre bits. Dans ce circuit on pourrait donc utiliser une RAM en configuration quartet (*nibble*), ou bien employer deux claviers.

Un petit conseil en guise de conclusion : un clavier à membrane d'occasion (matrice de 4x4) coûte bien moins cher que 16 boutons-poussoirs (même au prix de gros).

RENOUVELLEZ VOTRE ABONNEMENT AVANT LA HAUSSE DU PRIX DE VOTRE MAGAZINE PRÉFÉRÉ.

Pour faire face à une croissance importante et rapide des coûts de fabrication, Elektor se voit forcé d'augmenter son prix.

PROFITEZ DES VACANCES POUR VOUS RÉABONNER A L'ANCIEN PRIX.

SÉCURITÉ ÉLECTRONIQUE POUR "RESET"

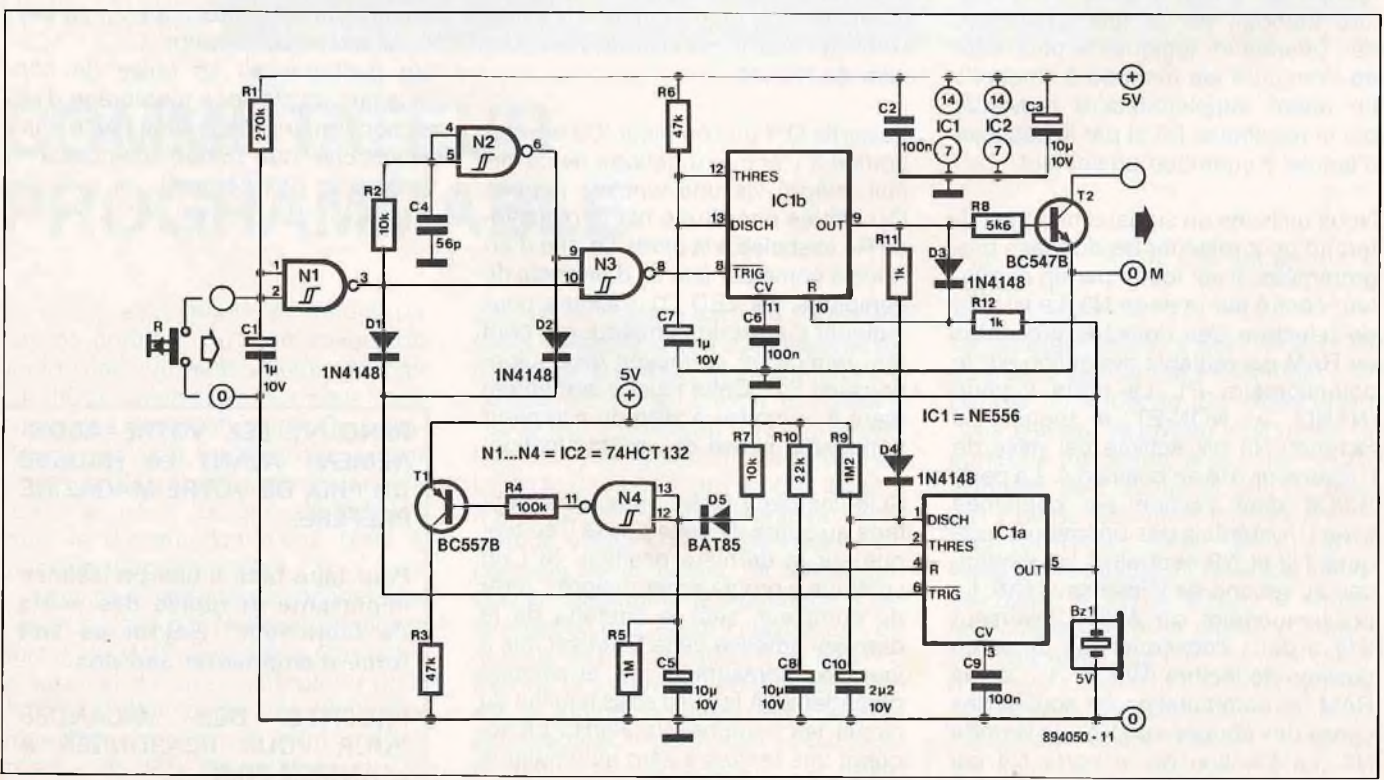
Les commandes critiques des logiciels les plus avancés comportent aujourd'hui des routines de sécurité qui préviennent l'exécution intempestive de décisions hâtives ou erronées. Ces programmes performants demandent confirmation de la décision sous des formes variées telles que "Are you sure?" ou "Do you really want to quit". Quelle que soit la finesse qui ait présidé à l'élaboration de ces programmes, rien ne les met à l'abri d'une action involontaire sur la commande de réinitialisation de l'ordinateur lui-même ("reset"). Les conséquences d'un tel accident sont évidentes : perte des données saisies et clôture incorrecte des fichiers donnant lieu à ce qu'on appelle des "grappes de secteurs gaspillées" (*waisted clusters*) sur le disque dur. Comme sur la plupart des ordinateurs le bouton poussoir "reset" est implanté sur la face avant, il est très exposé à des actions involontaires. Un petit circuit logique destiné à rendre obligatoire la confirmation de la commande n'est donc pas un luxe inutile.

Le bouton-poussoir "reset" est habituellement raccordé à la carte-mère de l'ordinateur à l'aide d'une paire de conducteurs. L'un de ces fils est relié à la masse, que l'autre étant connecté au circuit de "reset" proprement dit. Le circuit de sécurité décrit ici sera intercalé entre le bouton-poussoir et la carte-mère. Le fil venant de la masse de l'ordinateur aboutira au point M du circuit. L'alimentation sera prélevée sur le +5 V de l'ordinateur.

Après l'installation du circuit de sécurité une action sur le bouton-poussoir "reset" ne provoque plus la réinitialisation instantanée de l'ordinateur. Un buzzer vous avertit, pendant quatre secondes, que le circuit logique du circuit "reset" est activé. Si vous appuyez une deuxième fois sur la commande "reset" durant cette période de quatre secondes, l'ordinateur exécute la réinitialisation.

Voici comment les choses se passent. Le circuit comporte un double tempo-

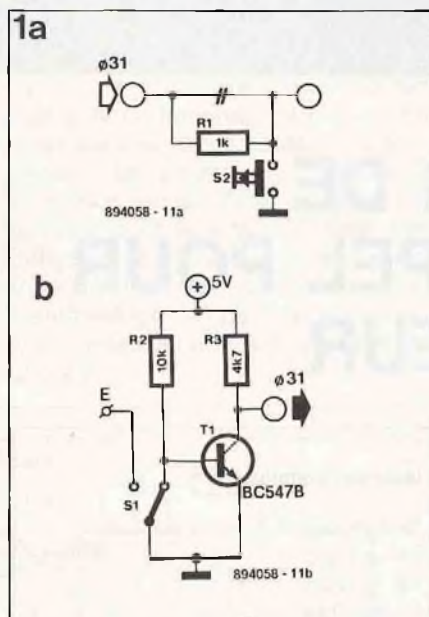
risateur du type 555 (NE555). En appuyant une première fois sur la commande "reset" vous faites basculer la bascule monostable IC1a qui garde cet état instable pendant quatre secondes : la sortie de la bascule (broche 5) déclenche le fonctionnement du résonateur piézo-électrique et neutralise la fonction de remise à zéro de l'autre bascule monostable IC1b (broche 10). Cette bascule est dès lors prête à recevoir une impulsion de commande (action sur le bouton poussoir "reset") qui la fait basculer et rend le transistor T2 conducteur pendant une demi-seconde, transmettant ainsi l'impulsion de commande "reset" à l'ordinateur. Autres conséquences du basculement du monostable ICb : le fonctionnement du résonateur est interrompu via la résistance R11 et la diode D4 tandis que le transistor T1, le trigger de Schmitt N4 et les composants environnants bloquent l'accès à la bascule IC1a pendant 10 secondes. Cette précaution est dictée par le souci d'éviter qu'un inconscient n'utilise la commande "reset" pour faire produire à l'ordinateur une série de sifflements.



050

TOUCHE DE RAZ POUR IMPRIMANTE

S'il vous arrive un pépin lors de l'impression d'un texte (blocage du papier par exemple, instruction ou manipulation erronée, pour ne citer que les incidents les plus triviaux) il vous faut couper l'alimentation de l'imprimante pour arrêter l'impression. Cette solution est certainement efficace mais, pour un informaticien, manque vraiment d'élégance. Une touche de remise à zéro (RAZ = reset) serait plus dans le ton. La petite enquête que nous avons menée nous a appris que la majorité des imprimantes à interface Centronics possèdent une entrée "reset" sur le contact 31 du connecteur Centronics (la documentation de l'imprimante en fait le plus souvent mention). Cette entrée est employée par beaucoup de systèmes MS-DOS pour placer la tête de l'imprimante sur une position déterminée et pour vider



la mémoire tampon. Nous pouvons gaillardement utiliser cette entrée pour y raccorder un bouton-poussoir de RAZ. Le schéma de la figure 1a nous montre un montage ultra-simple. La résistance de 1 k Ω évite une mise à la masse directe de la sortie de l'ordinateur lors de la fermeture des contacts de S2.

Ceux d'entre nos lecteurs qui ont réalisé le **tampon 32 Ko à 4 Mo pour imprimante Centronics** (n°129, mars 1989) publié récemment peuvent le doter de cette touche "reset". Dans ces conditions une remise à zéro de tampon entraîne celle de l'imprimante.

Le circuit est connecté à la borne inutilisée de la touche S1 (RESET). Le petit montage de la figure 1b montre comment aménager le bouton de RAZ à l'aide de deux résistances, un transistor et un inverseur seulement.

051

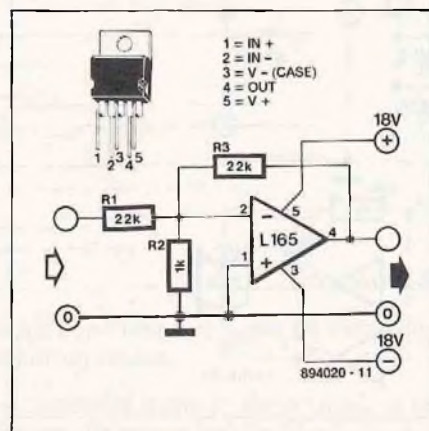
AMPLIFICATEUR À GAIN UNITAIRE RAPIDE

Les amplificateurs opérationnels présents sur le marché présentent des structures internes et des caractéristiques très diversifiées. Souvent la compensation interne dont le constructeur les a pourvus est telle qu'on ne peut utiliser ces amplificateurs dans un circuit qu'à condition qu'il ait un gain minimal donné. La raison de cette option : un amplificateur opérationnel compensé moins énergiquement est plus rapide. Prenez par exemple le LF356 et le LF357, deux amplificateurs opérationnels très répandus et d'excellente qualité.

Le LF356 est utilisable dans un circuit de gain unité, son produit gain-bande est de 5 MHz et son taux de montée (*slew rate*) [= $dV/dt = V^{\circ}(\text{crête à crête})/\text{temps de montée}$] vaut 12 V/ μs .

Le gain minimal du LF357 est de 5, son produit gain-bande de 20 MHz et son taux de montée atteint 50 V/ μs . Si

l'on souhaite donner un facteur d'amplification moindre à un amplificateur opérationnel du genre LF357 il est nécessaire de lui appliquer une compensation externe en essayant de sauvegarder la largeur de bande dans la mesure du possible. On fait souvent



appel à un condensateur pour obtenir cette compensation mais il existe aussi d'autres techniques.

Sur le schéma du circuit proposé nous utilisons une méthode de compensation équivalente. Nous considérons ici l'amplificateur comme un sommateur dont une entrée est toujours à la masse. Le gain (facteur d'amplification) de l'entrée à laquelle est appliquée le signal est déterminé par les résistances R1 et R3 est unitaire ($R3/R1 = 1$). Si l'autre entrée n'avait pas été mise à la masse elle aurait eu un gain de 22 ($R3/R2 = 22$), ce qui est légèrement supérieur au gain minimal requis (20) par l'amplificateur opérationnel utilisé ici (LF165). C'est là que se camoufle le rôle de la compensation. On fait croire à l'amplificateur opérationnel que le gain effectif est bien supérieur à la valeur minimale requise, ce qui a comme autre conséquence heureuse l'absence

d'entrée en oscillation du circuit. Le rapport $R3/R2$ n'est valable que si la valeur de la résistance $R1$ est bien plus importante (au point de ne plus jouer de rôle) que celle de la résistance $R2$, que d'une quantité négligeable. Si cette condition n'est pas remplie, le facteur d'amplification devient égal à : $R3/(R1//R2)$.

Lors de nos essais de fonctionnement et de mesure des performances nous avons utilisé un amplificateur opérationnel (L165) capable de fournir un signal de sortie de 3 A (oui vous avez bien lu : **ampères**). Cet amplificateur opérationnel doit bien entendu être doté d'un radiateur pour pouvoir fournir une telle puissance (remarquons

que ce composant possède une sécurité thermique interne). Cette astuce peut être utilisée lorsque l'on a besoin d'un amplificateur de gain unitaire mais que l'on préfère, pour des raisons de rapidité, utiliser un amplificateur à gain minimal supérieur à l'unité.

052

GÉNÉRATEUR DE SIGNAL D'APPEL POUR RADIO-AMATEUR

Les stations de radio-relais en UHF pour radio-amateurs sont, en règle générale, activées par une tonalité de 1750 Hz. Cette situation peut être une source de problèmes lorsque le transceiver utilisé ne possède pas de tonalité d'appel interne, qu'il présente un décalage en fréquence, qu'il est impossible de le régler de façon suffisamment précise ou encore que la tonalité d'appel ne possède pas une longueur suffisante pour garantir à chaque fois l'activation du relais. Le générateur de tonalité d'appel autonome décrit ici peut porter remède à de telles situations. Il suffit de le tenir devant le microphone pour qu'il produise l'entrée en ligne de la station relais.

Bien que notre générateur de tonalité comporte un oscillateur à quartz, un diviseur de fréquence et un amplifica-

Liste des composants

Résistances:

- R1 = 1 M Ω
- R2 = 1k Ω 2
- R3 = 10 k Ω
- R4 = 2k Ω 2

Condensateurs:

- C1 = ajust. 60 pF
- C2 = 68 pF
- C3 = 220 nF

Semi-conducteurs:

- D1 à D5 = 1N4148
- IC1 = 4049
- IC2 = 4040

Divers:

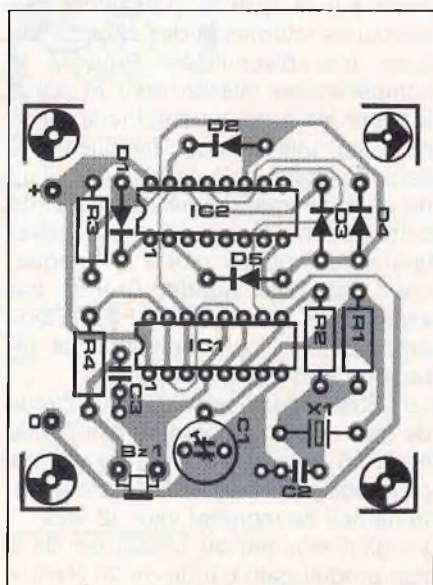
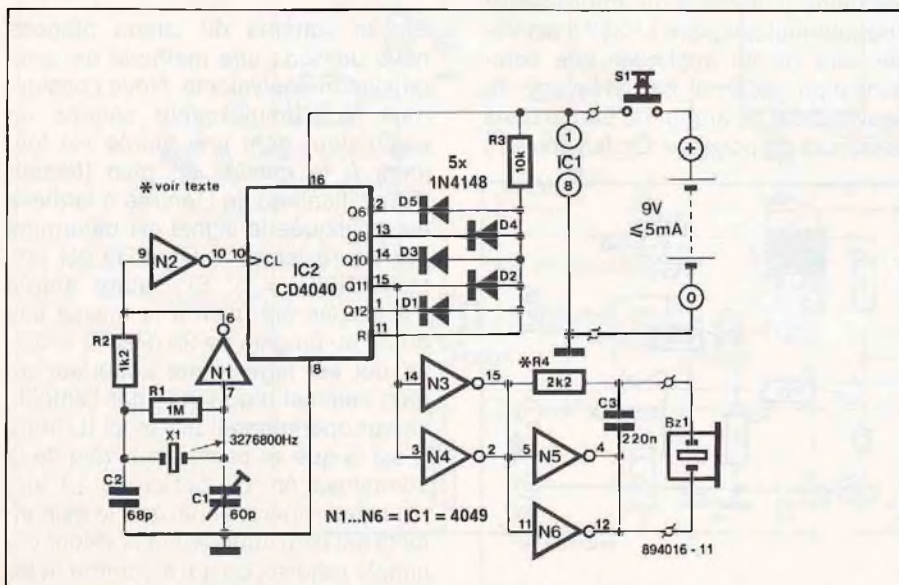
- X1 = quartz 3,2768 MHz (30 pF / parallèle)
- Bz1 = résonateur piézo-électrique

teur/tampon, deux circuits intégrés CMOS suffisent à le réaliser. Et dans ces conditions, une pile compacte de 9 V convient parfaitement à son alimentation.

Associés au quartz X1, les inverseurs N1 et N2 constituent un oscillateur qui fournit un signal d'horloge à IC2, un compteur binaire monté en diviseur de fréquence programmable. Les diodes D1 à D5 définissent le facteur de division, de 1 872 ici. On dispose ainsi à la sortie Q1 du compteur d'un signal de 1 750 Hz, qui est très exactement la fréquence requise (c'est presque comme si nous l'avions fait exprès). Après avoir été tamponné par les inverseurs N3 à N6, le signal attaque un résonateur piézo-électrique. Le condensateur C3 atténue les harmoniques et la résistance R4 détermine l'intensité sonore du signal.

La consommation de courant du montage est de 5 mA environ.

N. Körber



ÉLIMINATEUR D'IMPULSIONS PARASITES

Ou du nettoyage des données sur liaison RS 232C par un (raton-)laveur.

Les impulsions parasites sur les liaisons sérieelles ont déjà donné des cheveux blancs à plus d'un informaticien lors d'essais de mise en oeuvre de programmes de transmission. Quand le doute s'installe, il peut être pire qu'un virus. Quel soulagement

que ce petit montage ! Vous n'aurez plus à vous demander si l'impulsion reçue est une vraie impulsion ou simplement un parasite. Le nettoyage consiste à ne pas transmettre les impulsions dont la longueur n'est pas suffisante. Si le niveau constaté après une transition ne se maintient pas suffisamment longtemps, l'impulsion est considérée comme un parasite et ignorée.

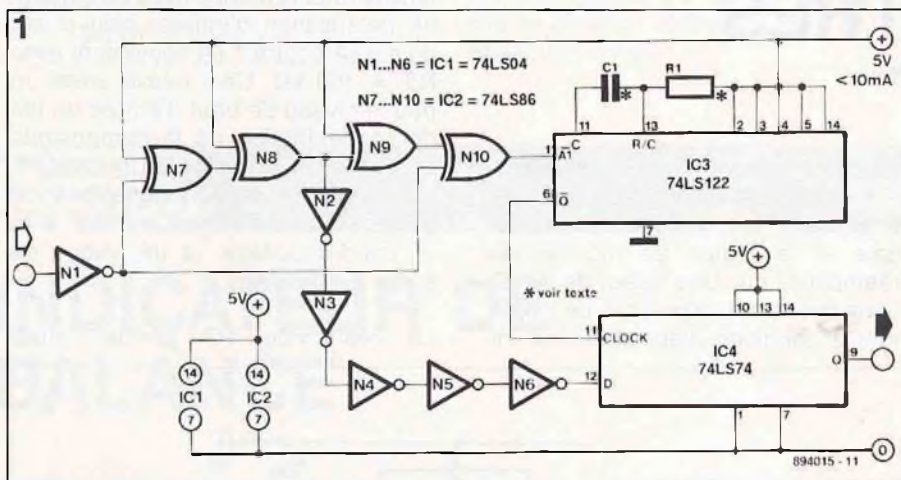


Figure 1. Le schéma du nettoyeur de données sérieelles. De la logique, rien d'autre !

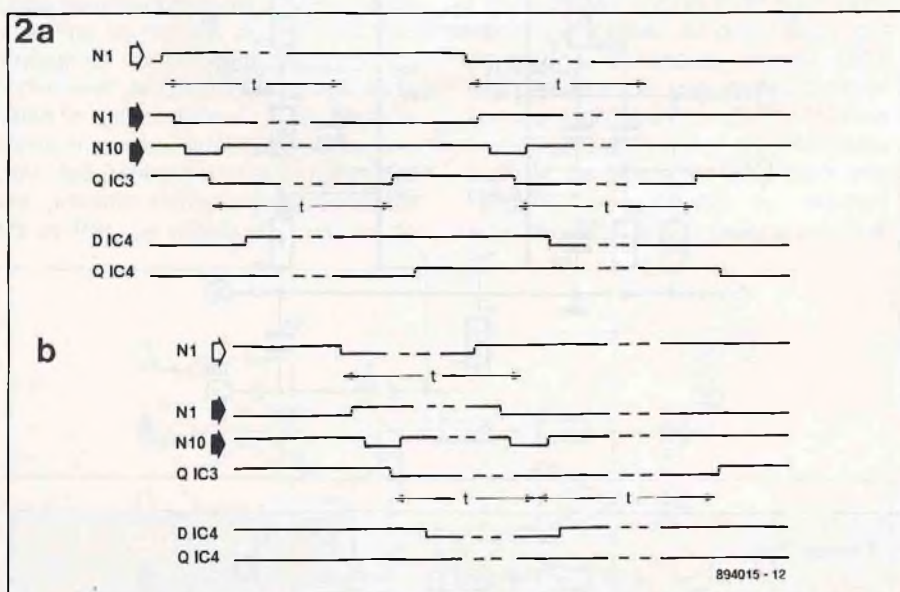


Figure 2a. L'intervalle entre les transitions est supérieur à la durée du monostable. Le seul effet du montage est d'introduire un retard.

Figure 2b. L'intervalle entre les transitions du signal d'entrée est inférieur à la durée du monostable. Les impulsions correspondantes sont effacées.

Le temps de "réflexion" du montage introduit un retard de 55 ns + une durée d'impulsion. Si vous voulez dépasser deux liaisons qui transmettent des données simultanément, il faudra veiller à égaliser les retards.

Comme vous avez déjà reconnu le monostable et la bascule du schéma de la figure 1, l'explication du fonctionnement sera facile et brève et c'est tant mieux parce je ne ferais pas ça tous les jours.

L'étage tampon N1 est bienvenu car si la liaison pose des problèmes, il est probable que le niveau n'est pas des plus brillants. Les signaux revigorés sont appliqués à un détecteur de fronts. Le signal direct est transmis à la porte OU EXclusif (EXOR) N10 en même temps qu'un signal retardé par les portes EXOR N7, N8 et N9. La sortie de N10 délivre une impulsion de 30 ns à chaque transition positive ou négative de la sortie de N1. Ainsi chaque transition du signal d'entrée déclenche (flip) le monostable IC3. Le monostable retombe (flop) au bout de sa pseudo-période (déterminée par R1/C1) à condition qu'une transition parasite ne soit pas venue le redéclencher. Il donne en même temps une impulsion d'horloge à la bascule D d'IC4. Cette impulsion provoque la mémorisation par la bascule du niveau présent à son entrée D. Chaque impulsion sur l'entrée d'horloge de la bascule provoque la mémorisation du niveau présent en D à ce moment. C'est le front descendant du signal d'horloge qui libère la sortie Q de la bascule et lui permet de transmettre le niveau mémorisé.

Un parasite peut se produire pendant le temps de traitement et provoquer la mémorisation par la bascule d'un niveau erroné. C'est pourquoi le signal utile n'est transmis à l'entrée D d'IC4 qu'avec un retard de 65 ns. Chaque transition à l'entrée de N1 déclenche (ou redéclenche) le monostable avant d'être transmise à la bascule.

La figure 2 montre le fonctionnement du (raton-) "laveur" de données. Dans le cas normal, la donnée est simplement transmise telle quelle avec le retard de 65 ns (2a). Dans le cas où les transitions se succèdent avant la fin du délai du monostable (t), les impulsions sont "effacées" et la sortie de la bascule garde son état initial (2b).

Le laveur de données est constitué de quatre circuits intégrés et fonctionne sans lessive ni produit de rinçage, mais avec une résistance et un condensateur. Il se loge dans un petit boîtier ou mieux dans le boîtier du récepteur de données; c'est là que vous trouverez le plus facilement l'alimentation de 5 V/10 mA nécessaire.

L'adaptation de la durée du monostable à des vitesses de transmission différentes se fait en remplaçant la résistance par un potentiomètre ou un commutateur et plusieurs résistances câblées. Combien de fois faudra-t-il

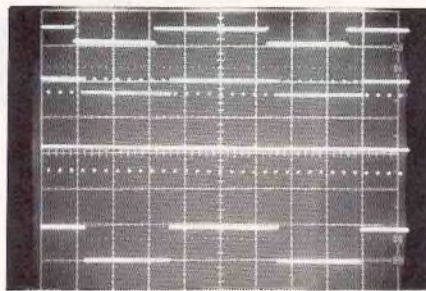


Figure 3. Un oscillogramme spectaculaire ! De haut en bas : le signal utile, le signal perturbé, les parasites, et le signal restitué. Étonnant, non ?

encore vous répéter que la pseudo-période du monostable est : $T = 0,7 \times R1 \times C1$? Les valeurs admissibles pour le CI 74LS122, mais pas forcément pour cette application, vont de 1,4 kΩ à 40 kΩ et de 10 pF à 1 000 μF.

N. Körber

054

PRÉAMPLIFICATEUR DE MICRO À TRÈS FAIBLE BRUIT

Le circuit intégré SSM2015 de PMI (Precision Monolithics Inc) est caractérisé par un gain élevé pour un bruit étonnamment faible (1,3 nV/√Hz). Tel que nous vous le présentons ici, ce circuit est conçu pour des micros symétriques et peut procurer une amplification de 10 à 2 000 selon la valeur donnée à la résistance R4. Quand R5=R6=10 kΩ, le gain peut être calculé aisément à l'aide de la formule suivante :

(20 000/R4) + 3,5.
Dans la configuration retenue ici le gain est donc de 1 000 environ. La résistance de polarisation d'entrée R3

détermine le point de fonctionnement de l'amplificateur de différence, et par là même elle limite la bande passante et le temps de montée du préamplificateur. Une valeur de 33 kΩ donne des résultats proches de l'optimum à condition d'accepter une in-

tensité relativement élevée du courant de polarisation d'entrée; celui-ci est de 4,5 μA contre 1 μA seulement avec R3 = 150 kΩ. Ceci relève aussi un peu le niveau de bruit d'entrée du fait de l'accentuation de la composante courant-bruit. Ceci dit, le préamplificateur tient un rapport signal/bruit de 95 dB, mesuré avec les entrées + et - court-circuitées, et un niveau de sortie de 0 dBV.

La résistance R3 permet aussi

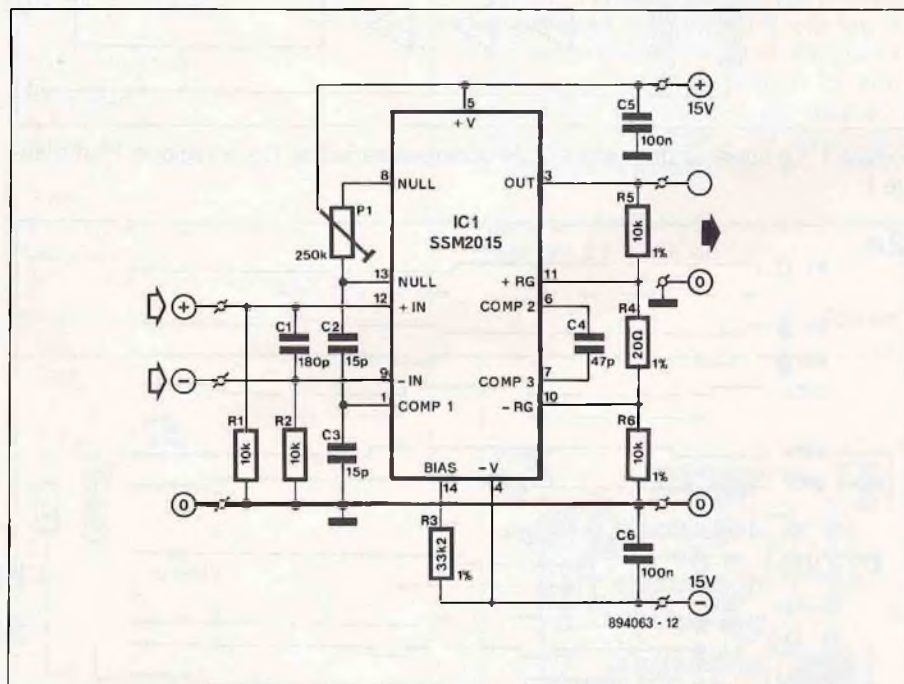
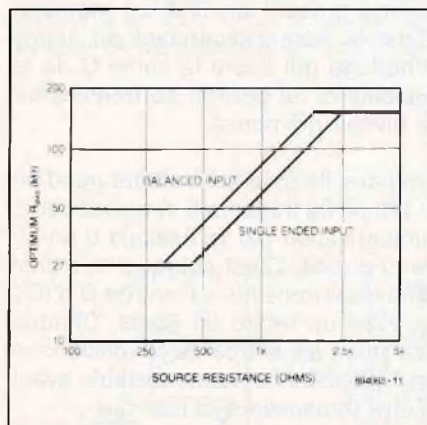
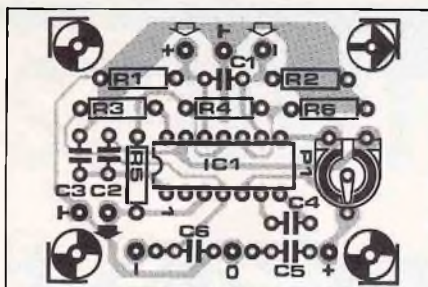


Tableau 1

R3	C3	C2
27 kΩ à 47 kΩ	15 p	15 p
47 kΩ à 68 kΩ	15 p	10 p
68 kΩ à 150 kΩ	30 p	5 p

Tableau 2

G	P1	R3	
G = 10	P1 = 500 kΩ	27 kΩ à 47 kΩ	47 kΩ à 68 kΩ
G = 100	P1 = 500 kΩ	250 kΩ	68 kΩ à 150 kΩ
G = 1000	P1 = 250 kΩ	100 kΩ	250 kΩ
		100 kΩ	100 kΩ
		100 kΩ	50 kΩ



Liste des composants:

Résistances:

R1, R2 = 10 k Ω
 R3 = 33 k Ω / 1%
 R4 = 20 Ω / 1%
 R5, R6 = 10 k Ω / 1%
 P1 = ajust. 250 k Ω

Condensateurs:

C1 = 180 pF Styroflex
 C2, C3 = 15 pF
 C4 = 47 pF Styroflex ou céramique
 C5, C6 = 100 nF

Semi-conducteurs:

IC1 = SSM2015 (PMI)

d'adapter l'entrée de l'amplificateur à l'impédance de source. Pour $Z = 600 \Omega$ qui est une valeur courante, la valeur de 33 k Ω pour R3 est optimale. Le rapport S/B relevé avec une résistance de 600 Ω à l'entrée était encore de 86 dB. Les tableaux donnent une idée complète des données à connaître pour déterminer la valeur de la résistance de polarisation et celle des condensateurs de compensation en fréquence C2 et C3.

Les entrées différentielles du SSM2015 sont du type flottant, il convient donc de les polariser en continu avec des résistances extérieures (R1 et R2). Avec un microphone asymétrique on risque de créer un décalage en raison des différences de polarisation entre les deux entrées; celles-ci auront une impédance différente selon qu'elles seront l'une à la masse et l'autre au point chaud de la source. La valeur de R1 et R2 ne doit pas être augmentée par rapport à celle que nous indiquons, car ces deux résistances donnent naissance à un bruit de mode commun.

La compensation du décalage introduit par la valeur de R3 et le gain de 1000 est assurée par P1. La valeur de P3 dépend du choix de gain (cf tableau 2). Le condensateur C4 compense le régulateur de courant d'entrée intégré tandis que C1 supprime les parasites HF.

La distorsion du préamplificateur est de moins de 0,006% à 0 dBV et 1 kHz, et de moins de 0,01% à 10 kHz. La bande passante à demi-puissance est de 180 kHz à 3 V dans 1 k Ω . La réjection en mode commun à 50 Hz est meilleure que 100 dB.

PMI, le fabricant du circuit signale que la sortie du SSM2015 n'est pas prévue pour commander des liaisons de grande longueur; il convient de découpler les charges capacitatives de plus de 150 pF avec 100 Ω en série avec la sortie de l'amplificateur (R5 reste connectée à la broche 3).

Source : SSM Audio Products, Octobre 1988

055

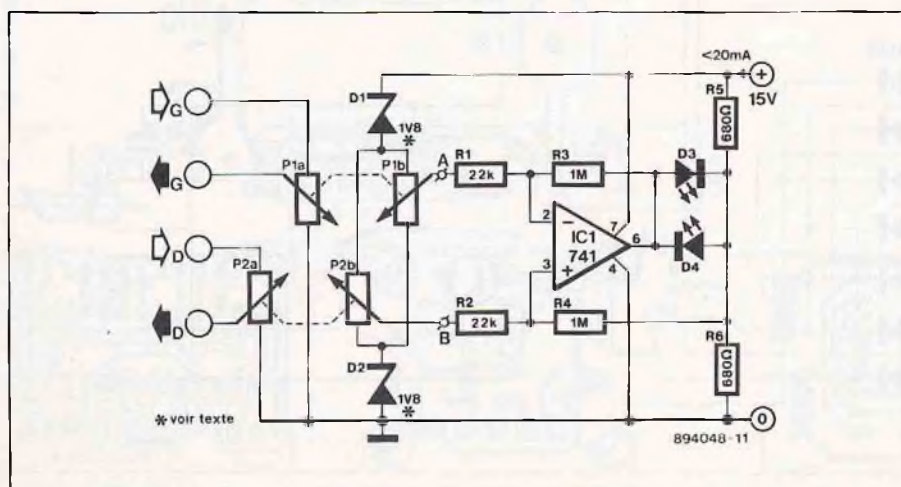
INDICATEUR DE BALANCE

Certains amplificateurs sont équipés de deux potentiomètres de balance (exemple récent : "The Preamp"). Cette solution présente l'avantage de combiner un réglage de balance à un réglage de niveau. Elle possède l'inconvénient de rendre le réglage de la balance assez délicat. Il est aisé de contourner cette limitation en remplaçant des potentiomètres simples par des potentiomètres stéréophoniques (P1 et P2). La moitié de chacun de

ces deux potentiomètres se voit attribuer la fonction des potentiomètres d'origine (P1a et P2a) tandis qu'avec l'autre moitié (P2b et P2b) nous réalisons un montage en pont. Dans ces conditions, la tension relevée entre les curseurs de ces potentiomètres est une indication proportionnelle de l'équilibre (la balance) entre les deux canaux. La tension la plus faible correspond évidemment au meilleur équilibre entre les canaux. Si vous dé-

sirez connaître la valeur du déséquilibre il vous suffit de brancher un galvanomètre à zéro central pourvu de résistances talon entre les points A et B. Dans ce cas les diodes Zener D1 et D2 n'ont plus aucune raison d'être. Leur mise en place se justifie dans le cas d'un indicateur de balance à LED pour éviter que la tension d'entrée de l'amplificateur opérationnel ne puisse approcher de trop près la tension d'alimentation.

L'amplificateur opérationnel IC1 est monté en amplificateur différentiel classique. Comme nous n'utilisons qu'une tension d'alimentation positive, nous avons créé une masse virtuelle au moyen des résistances R5 et R6 pour obtenir une tension de sortie positive ou négative selon la LED qui doit s'allumer. Cette balance est extrêmement sensible parce que les LED font partie du circuit de réaction de l'amplificateur opérationnel via la résistance R4. Un déséquilibre de 40 mV déjà provoque l'allumage d'une des LED (ces 40 mV correspondent à 0,25 % de 15 V !). Le courant maximal drainé par les LED est fonction de la valeur des résistances R5 et R6.



CORNE DE BRUME AUTOMATIQUE

Non, ce circuit n'est pas à ranger dans la catégorie modélisme, mais plutôt dans la catégorie AUTO&MOTO&VÉLO rebaptisée pour la circonstance

AUTO&MOTO&VÉLO y BATO. Olé !

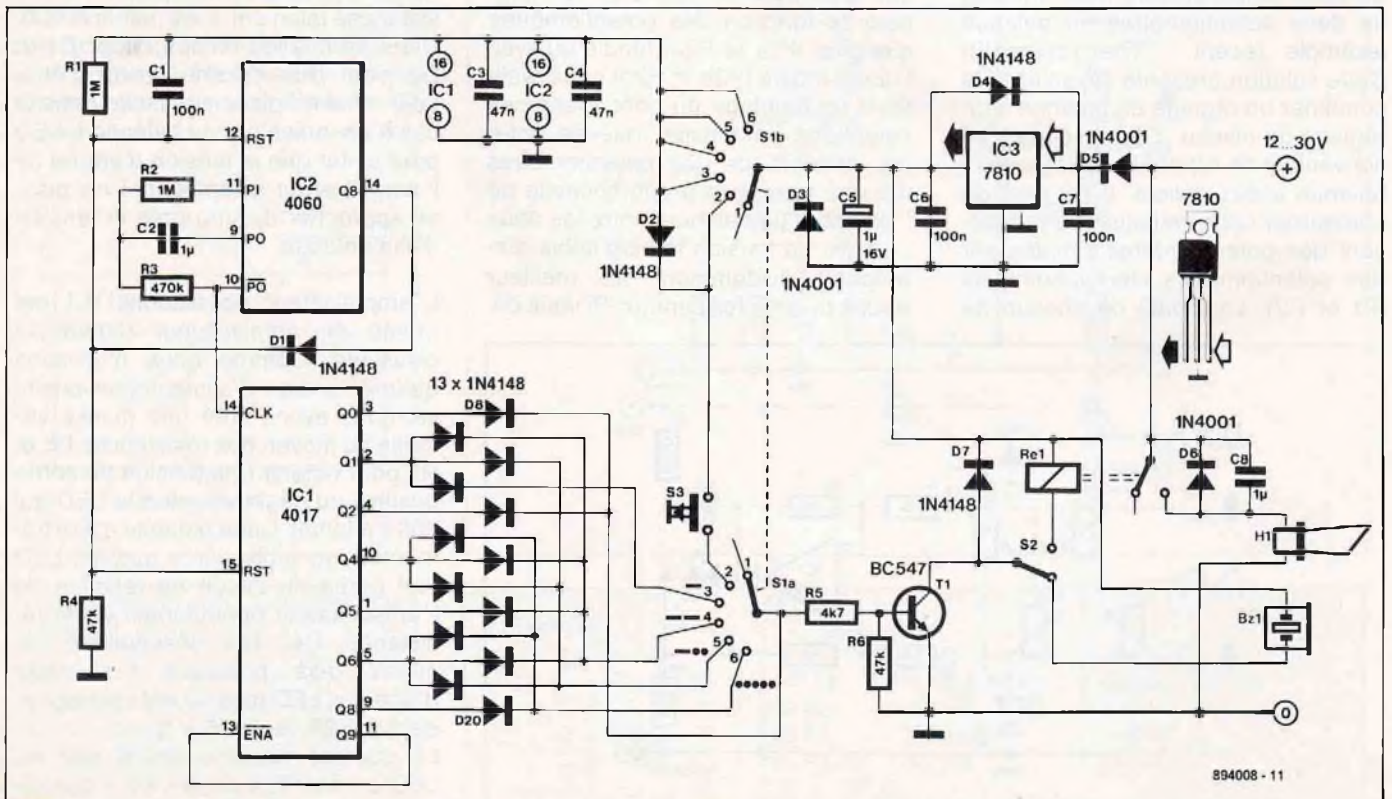
Ceci dit à Bab el Oued, servez vous-en pour vos modèles réduits si cela vous chante, mille milliards de brouillards ! Comme son patronyme le laisse supposer, l'auteur de ce circuit est un descendant de viking, habitué des brumes nordiques (et sans doute aussi des blondes du même acabit), navigateur familier des ectoplasmes livides qui hantent les eaux de la Mer du Nord les nuits sans lune.

Tööt Töt Töt... voilà résumé de la façon la plus concise qui soit le fonctionnement de l'**automatisme pour corne de brume**; en fait, ce n'est pas une corne de brume, mais un circuit qui commande une corne de brume, nuance. Automatiquement, toutes les 2 minutes, il lui fait exécuter par exemple la séquence «long, court court» qui n'est pas, malgré les apparences, une citation du Boléro de Ravel (qui se joue Tööt Tötötö Tööt), mais bien un des signaux de la langue Töt, normalisée par les Hautes Autorités

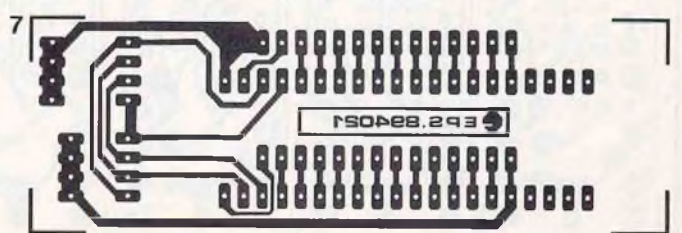
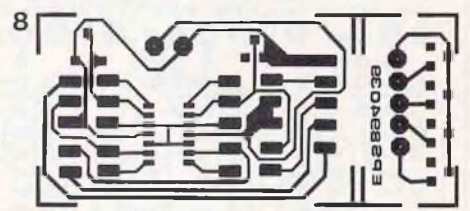
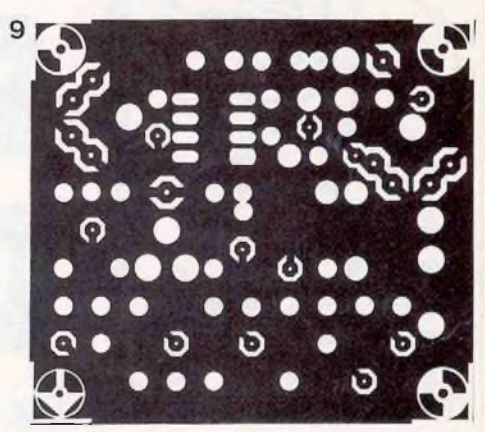
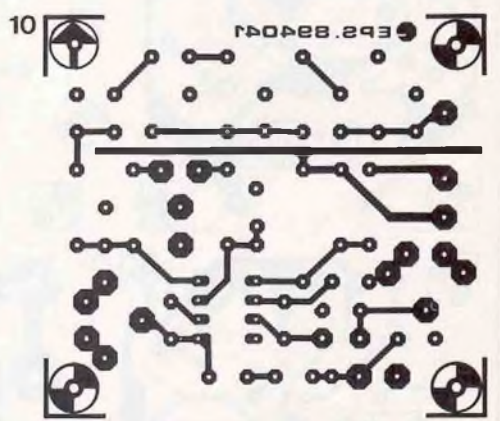
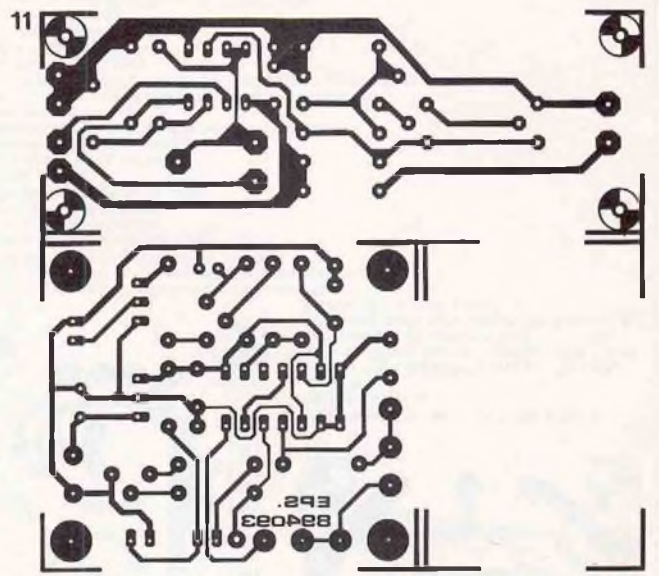
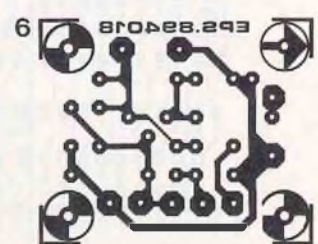
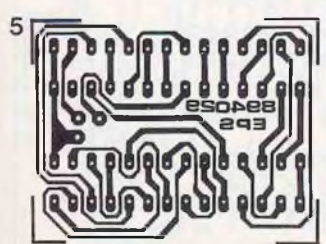
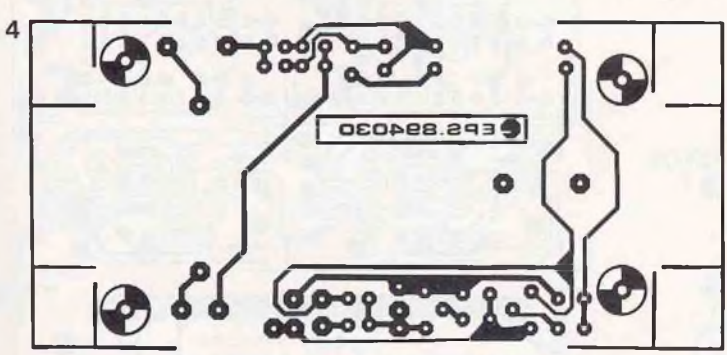
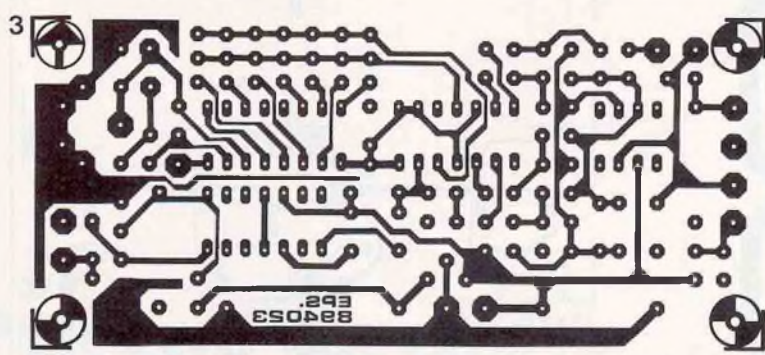
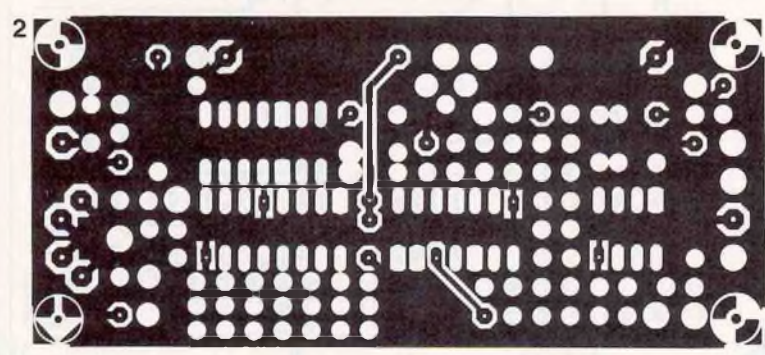
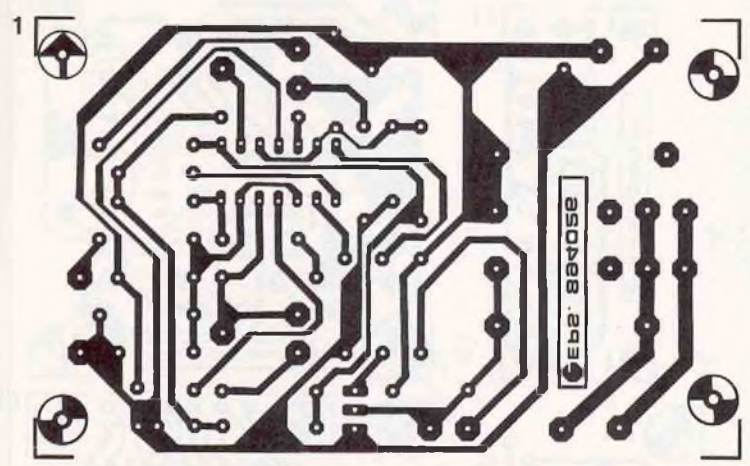
Internationales qui président aux destinées de la circulation maritime et fluviale, et décrite dans les *Instructions Nautiques* en 25 volumes.

Le circuit intégré IC2 de type 4060 est un classique de ce genre de montages : à la fois oscillateur et compteur, il se charge de cadencer les signaux en marquant chaque impulsion, son début et sa fin, mais aussi ceux de l'ensemble du cycle de 2 minutes. Son oscillateur RC est dimensionné de telle sorte que ses impulsions apparaissent à peu près au rythme des secondes. Il se remet à zéro lui-même après 256 impulsions (la sortie Q8 est renvoyée sur l'entrée RST). Ce signal de remise à zéro attaque aussi IC1, le compteur qui produit la séquence des signaux Töt et Tööt déjà évoqués. Il est cadencé par le signal d'horloge du 4060. Les sorties du 4017 passent au niveau haut à tour de rôle de Q0 à Q9. Cette dernière sortie est reliée à l'entrée de validation du signal d'horloge : quand Q9 passe à 1, le compteur se bloque, la séquence des Töt est achevée, il faut attendre la fin du cycle de 2 minutes pour que IC1 soit remis à zéro et que tout puisse recommencer.

Les différentes séquences de signaux longs et/ou courts sont obtenues à la sortie de IC1 à l'aide d'une matrice de diodes. Notez que chaque sortie de IC1 donne l'équivalent d'un circuit court. Pour simplifier le circuit (qui n'en est que plus difficile à comprendre...) les sorties Q0 et Q2 sont reliées directement au circuit de sortie (base de T1) en permanence, alors que celles des autres sorties qui sont utilisées, passent par S1. Quand ce commutateur est en position 1, les deux circuits intégrés ne sont pas alimentés (voir S1b). Quand il est en position 2, S3 permet d'obtenir une commande manuelle de la corne de brume (mode de fonctionnement normal de la corne de brume avant que le capitaine ne branche la commande automatique au moment de sombrer... par exemple dans une crise de délirium tremens). Les circuits intégrés IC1 et IC2 ne sont pas alimentés dans ce cas. Dans les positions 3 à 6, les sorties Q0 et Q2 produisent deux signaux courts qui se combinent avec les autres pour former les différentes séquences. Ainsi la séquence «long court court» (qui d'après certaines sources peu fiables signifierait "SOS je n'ai pas de glace à mettre dans mon scotch") est composée du



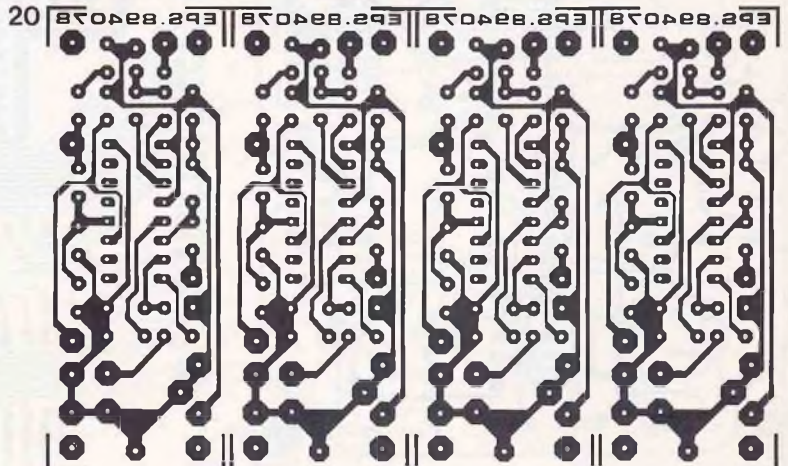
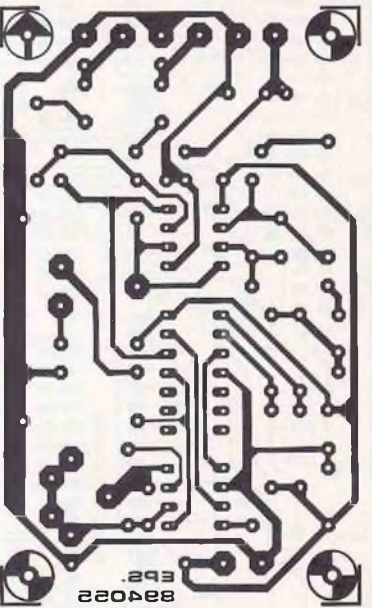
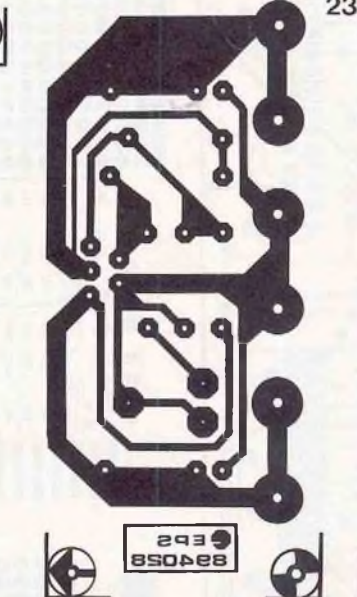
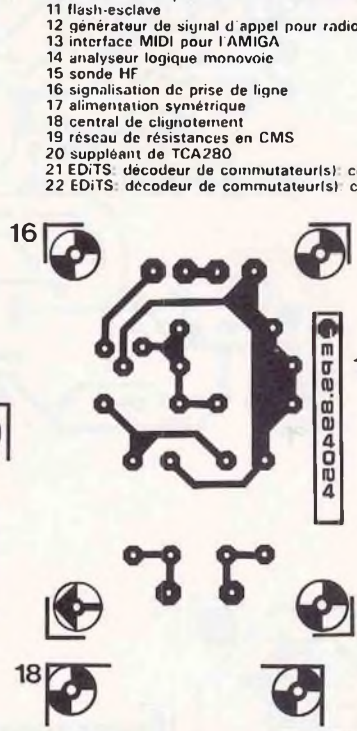
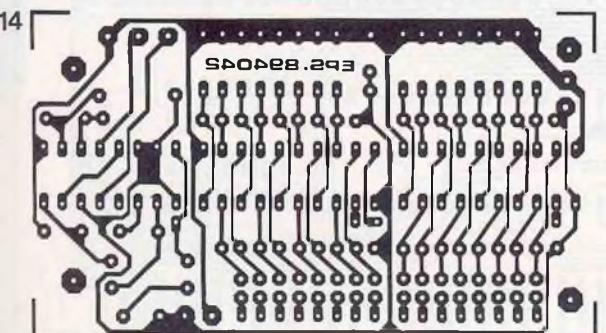
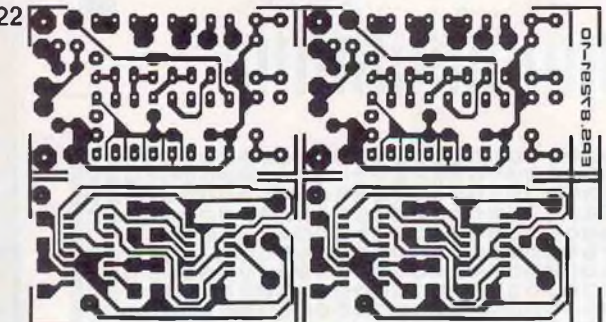
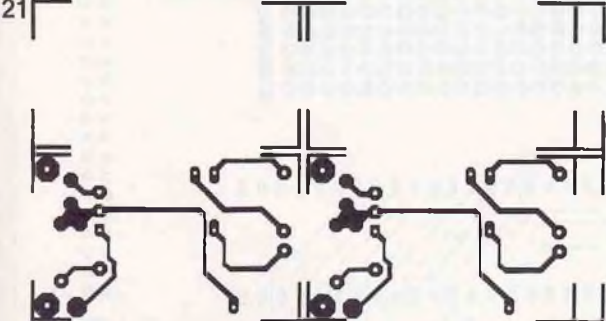
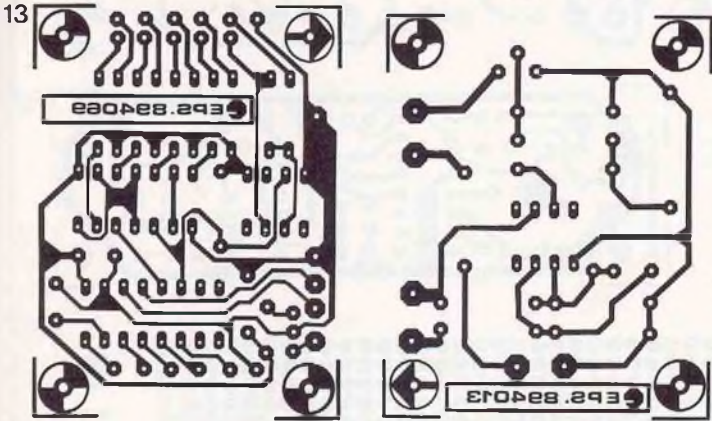
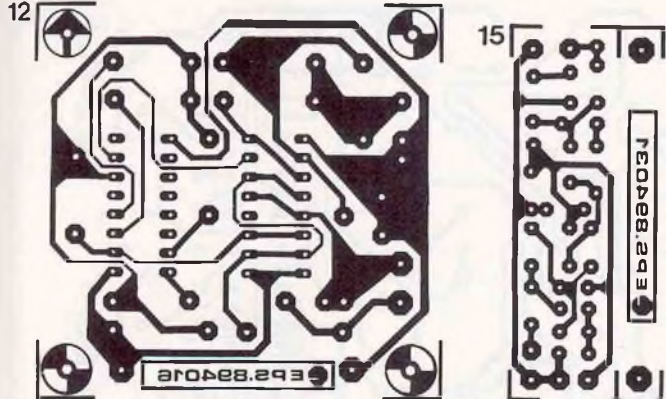
SERVICE



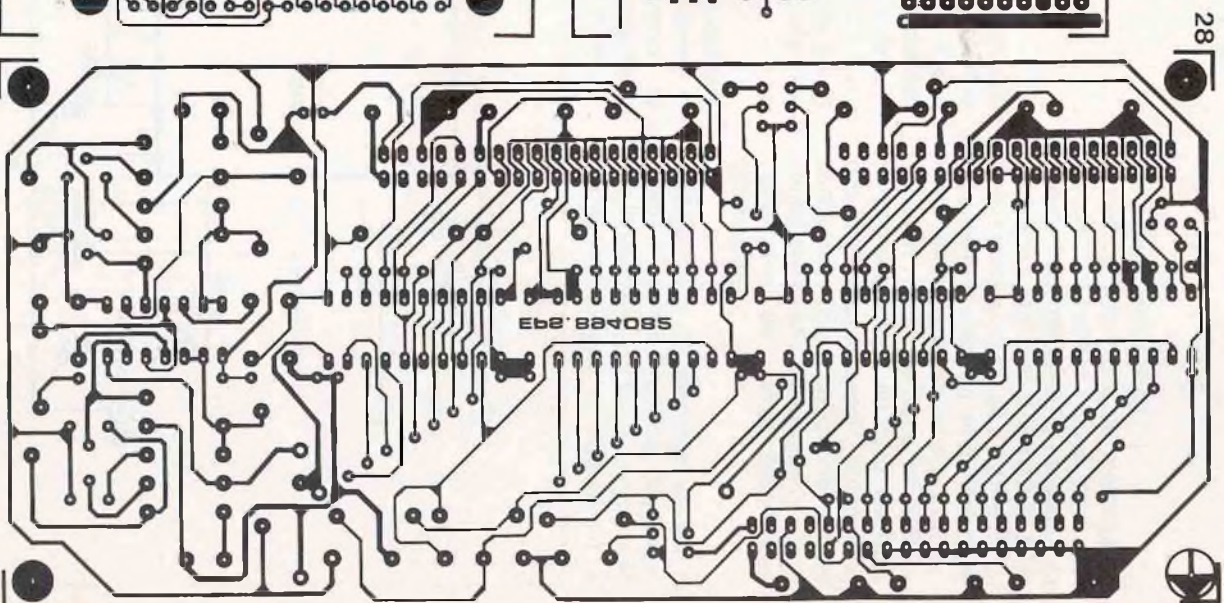
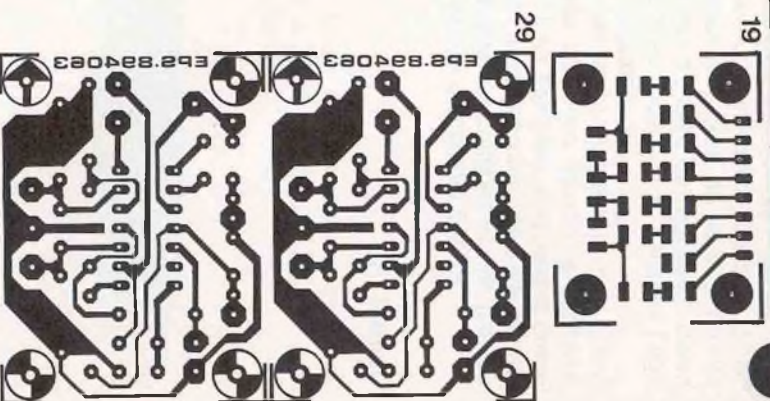
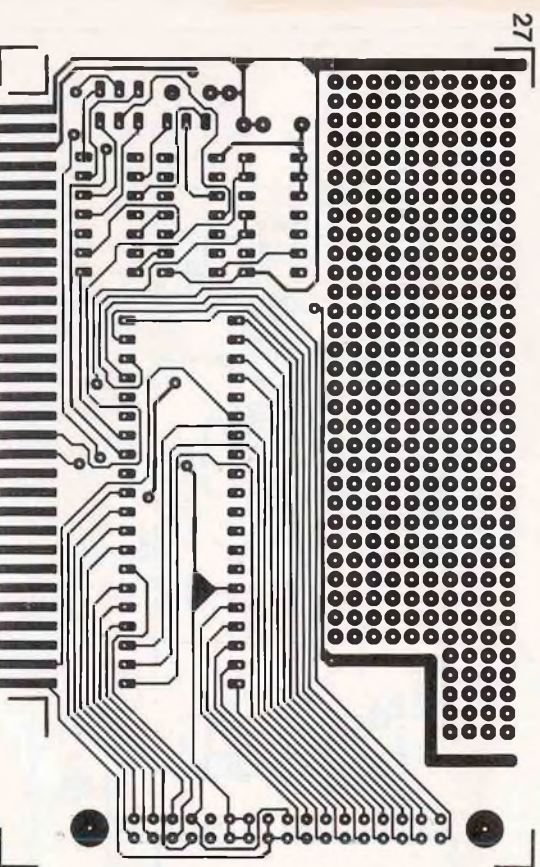
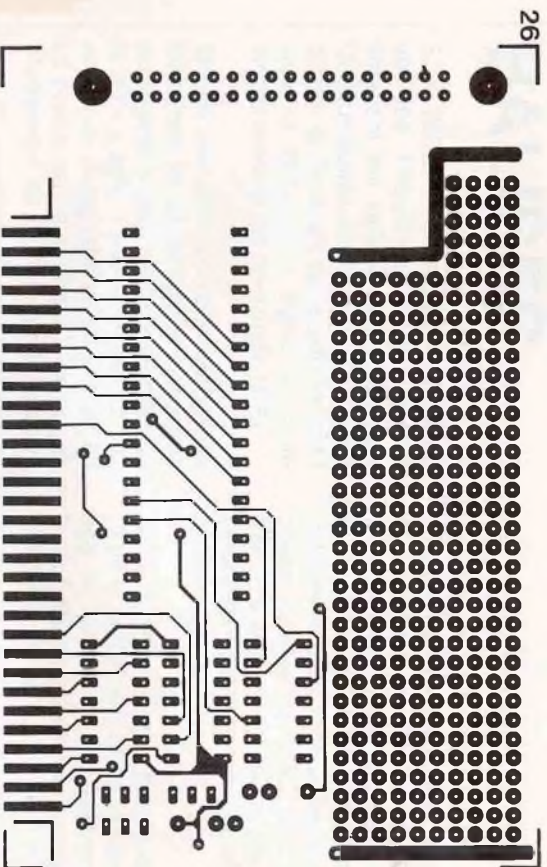
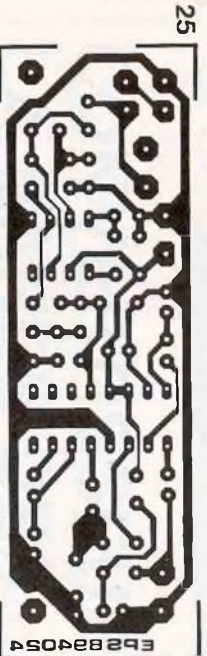
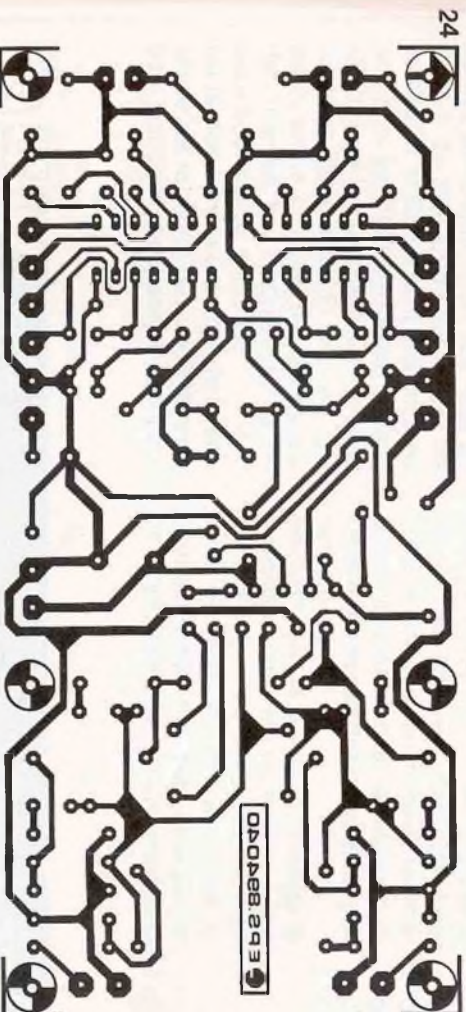
SERVICE

- 1 circuit de coupure automatique pour chargeur de batterie
- 2 stabilisateur pour oscillateur ≤ 100 MHz côté composants
- 3 stabilisateur pour oscillateur ≤ 100 MHz côté pistes
- 4 indicateur de disparition de la tension secteur
- 5 EPROM pour MSX
- 6 testeur de quartz
- 7 adaptateur pour programmeur d'EPROM
- 8 voltmètre à LED CMS
- 9 convertisseur pour la bande des balises côté composants
- 10 convertisseur pour la bande des balises côté pistes
- 11 flash-esclave
- 12 générateur de signal d'appel pour radio amateur
- 13 interface MIDI pour l'AMIGA
- 14 analyseur logique monovoie
- 15 sonde HF
- 16 signalisation de prise de ligne
- 17 alimentation symétrique
- 18 central de clignotement
- 19 réseau de résistances en CMS
- 20 suppléant de TCA280
- 21 EDiTS : décodeur de commutateurs) côté composants
- 22 EDiTS : décodeur de commutateurs) côté pistes

- 23 chambre d'écho à BBD
- 24 amplificateur pour casque par prise Périel
- 25 indicateur de niveau sonore
- 26 mini-carte d'E/S pour IBM PC côté pistes
- 27 mini-carte d'E/S pour IBM PC côté composants
- 28 SALOMON II'
- 29 amplificateur de micro à très faible bruit



SERVICE



«court» de Q0 combiné au «court» de Q1 et celui de Q2 qui forment ensemble le signal «long» ($T\dot{o}t + T\dot{o}t = T\ddot{o}t$); ensuite vient le silence de Q3 (sortie inutilisée) qui précède les deux «courts» de Q4 et Q6 séparés par le silence de Q5 qui n'est pas relié au point 5 de S1a. Outre Q3 et Q5, les sorties Q7 et Q8 ne sont pas utilisées non plus par cette séquence. Quand Q9 bloque le compteur IC1, le 4060 continue de compter de son côté jusqu'au terme du cycle de 120 secondes marqué par l'apparition du niveau haut sur sa sortie Q8.

On remarquera que du fait de la présence de la diode D2, une intervention manuelle est possible pendant

les séquences à répétition automatique (grâce à S3 le capitaine pourra faire des variations éthyliques sur l'air des lampions).

L'étage de commutation construit autour de T1 commande au choix un relais qui à son tour alimente la corne de brume (elle est bien dessinée, n'est-ce pas ?) ou un modeste résonateur piézo-électrique aussi appelé beudzère par certains auteurs peu scrupuleux.

Sachant que la diode D7 protège le transistor contre les tensions induites dans la bobine du relais, que les contacts du relais devront supporter le courant d'intensité non négligeable de la corne de brume (notamment lors

de sa mise sous tension, que le régulateur IC3 alimente le circuit sous une tension stabilisée de 10 V et que la tension d'entrée du régulateur devra être d'au moins 12 V, calculez l'âge du capitaine.

Le circuit ne consomme pas grand chose au repos (quand le capitaine dort il ne boit pas), et quand la corne gémit dans la brume, c'est elle qui déchargera les batteries et non pas les modestes compteurs CMOS.

A. Rütters

057

CONVERTISSEUR POUR LA BANDE DES BALISES

Entre 280 et 516 kHz on trouve la bande des fréquences dans laquelle émettent les balises aéronautiques. Chaque balise possède sa fréquence propre et émet en outre son indicatif sous la forme d'un signal en code morse modulé en amplitude (MA).

Si l'on veut pouvoir capter les balises lointaines (et de ce fait de puissance apparente faible), car c'est bien de cela qu'il s'agit, il faut commencer par appliquer le signal d'antenne à un filtre passe-bande chargé d'éliminer efficacement les signaux émis par des

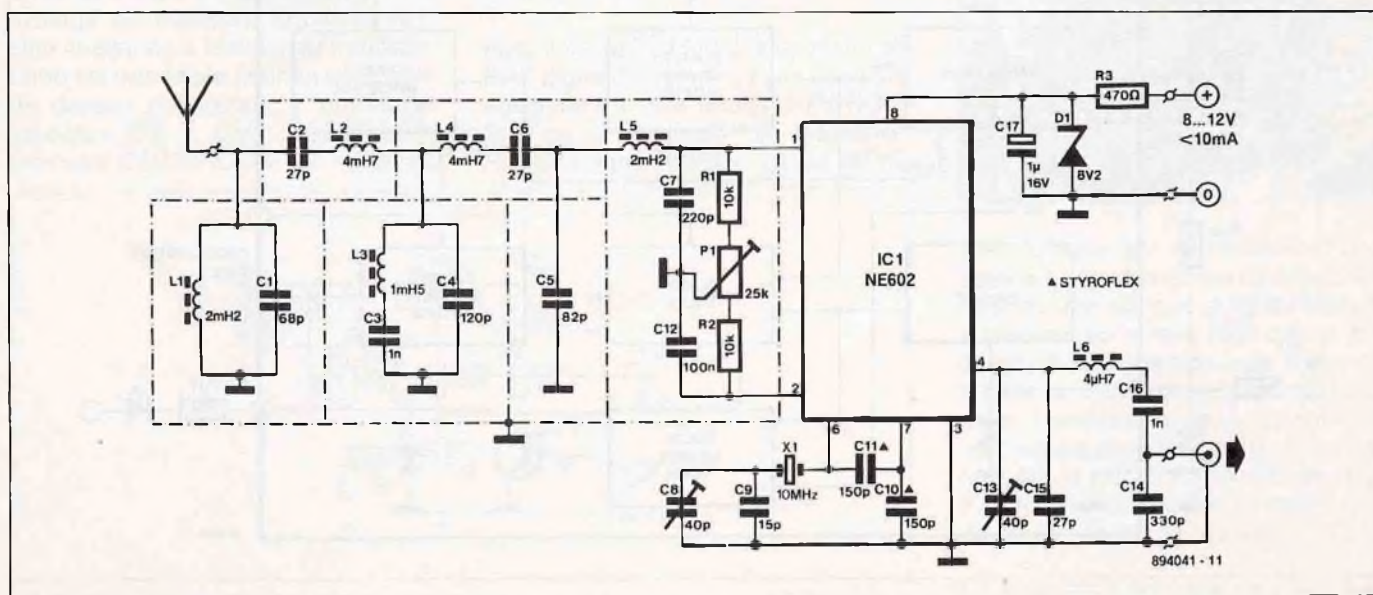
stations de radiodiffusion qui trafiquent sur les grandes ondes (G.O.) et sur les ondes moyennes (O.M.). Ce filtre assure en outre une fonction d'adaptation de l'impédance, faisant chuter celle-ci de 10 k Ω (Z_{in}) à l'entrée à la valeur de 1 k Ω exigée par la caractéristique d'impédance d'entrée du mélangeur (IC1).

Dans le mélangeur, la bande passante de la balise est, soit additionnée à, soit soustraite de, la fréquence de l'oscillateur de façon à permettre la réception de la balise sur un récep-

teur ondes courtes (O.C.).

Après ce processus de mélange, la bande des balises couvre deux plages de fréquences sur le récepteur: la première s'étend de 9,484 à 9,72 MHz et la seconde de 10,28 à 10,516 MHz. Lors de la réalisation de ce montage, il ne faudra pas oublier que l'on travaille en HF et que donc les précautions d'usage sont de mise. Certains des composants seront dotés d'un blindage de tôle à positionner sur les lignes pointillées représentées sur la sérigraphie de l'implantation des composants.

L'étalonnage du montage se fait à l'aide d'un récepteur BLU (bande latérale unique ou *SSB = single side bande* outre-Manche) auquel on a



Liste des composants

Résistances:

- R1, R2 = 10 kΩ
- R3 = 470 Ω
- P1 = ajust. 25 kΩ

Condensateurs:

- C1 = 68 pF
- C2, C6, C15 = 27 pF
- C3, C16 = 1 nF
- C4 = 120 pF
- C5 = 82 pF
- C7 = 220 pF
- C8, C13 = ajust. 40 pF
- C9 = 15 pF
- C10, C11 = 150 pF styroflex
- C12 = 100 nF

C14 = 330 pF

C17 = 1 μF/16 V

Semi-conducteurs:

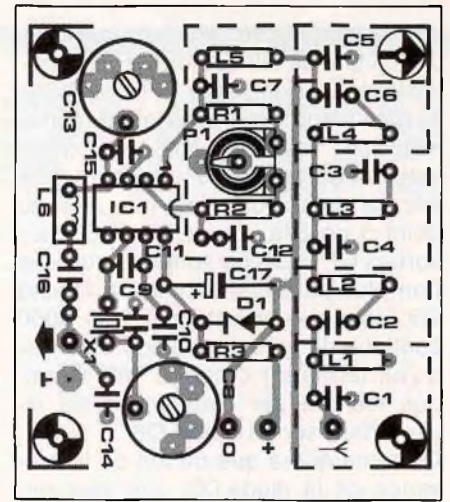
- D1 = diode zener 8V2
- IC1 = NE602

Bobines:

- L1, L5 = 2mH2
- L2, L4, L6 = 4 mH7
- L3 = 1mH5

Divers:

- X1 = quartz 10 MHz (30 pF, résonance parallèle)



branché la sortie du convertisseur. On syntonise le récepteur à 10 MHz. Par action sur le condensateur ajustable C8 on règle la fréquence de l'oscillateur de façon à ce que le signal d'interférence ait une fréquence de 0 Hz (c'est ce que l'on appelle un réglage à battement zéro = *zero beat*). On

syntonise ensuite le récepteur jusqu'à entendre un sifflement agréable, signal que l'on règle à l'intensité minimale par action sur la résistance ajustable P1.

Il faut ensuite syntoniser le récepteur sur une balise dont la fréquence d'émission est proche de 300 kHz;

ceci fait on ajuste la position du condensateur variable C13 jusqu'à ce que le signal de sortie présente son niveau maximal.

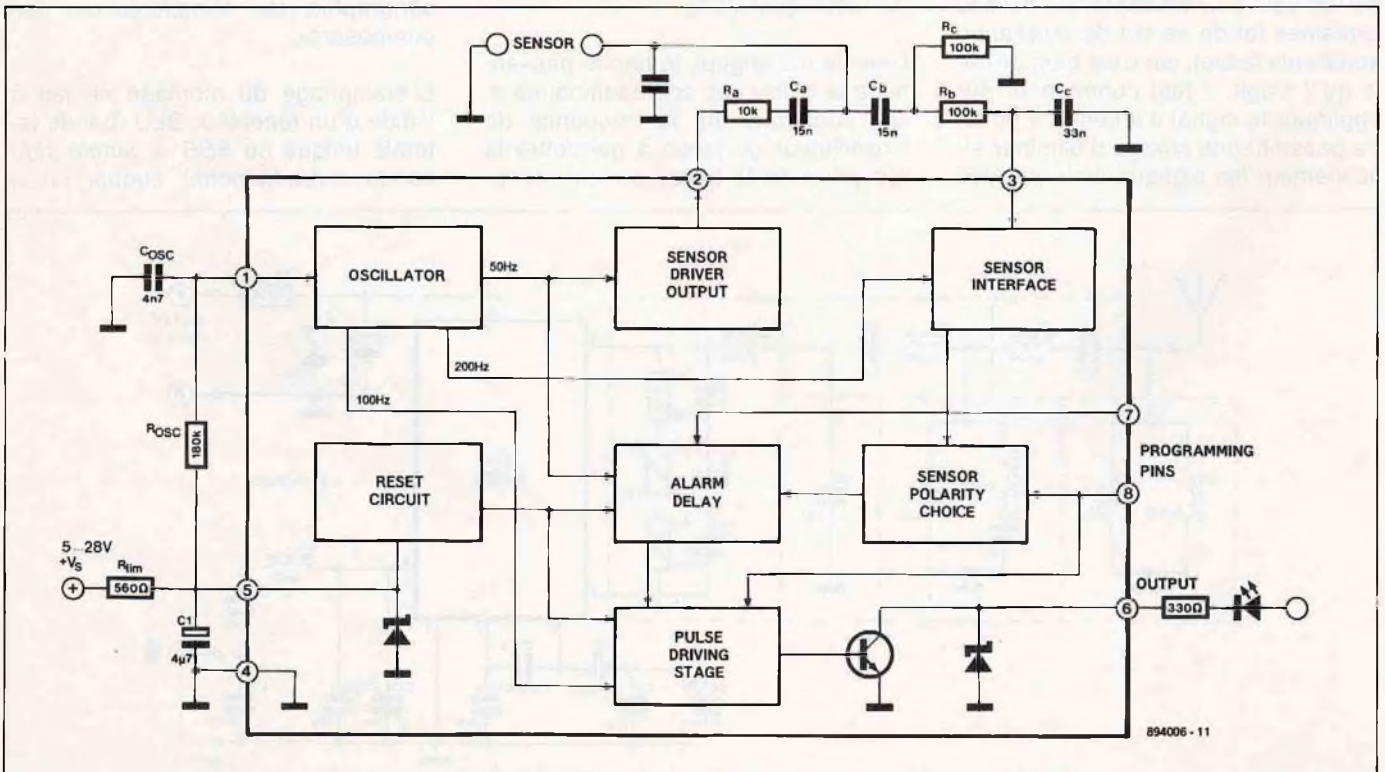
058

ALARME DE TROP-PLEIN

ou de niveau bas. Le circuit intégré L4620 de SGS et une cuillerée de composants (assez de *pincées*) permettent de construire une alarme de trop-plein extrêmement simple. Les valeurs du schéma : $R_{osc} = 180\text{ k}\Omega$ et $C_{osc} = 4,7\text{ nF}$, fixent à 1,6 kHz la fré-

quence du signal rectangulaire produit par l'oscillateur interne. Cette fréquence est divisée par 32. Le signal à 50 Hz qui résulte de la division, disponible sur la broche 2, est appliqué au capteur. Le capteur est un dispositif dont la résistance varie en fonction

de l'humidité. Il peut être constitué simplement de deux fils métalliques plongés dans le liquide qui court-circuitent plus ou moins à la masse l'entrée "interface capteur" (broche 3). Les réseaux RC connectés entre les broches 2 et 3 constituent un



filtre passe-bande rudimentaire mais efficace centré sur 50 Hz. Ce filtre n'est nécessaire que dans les cas difficiles. Dans la plupart des applications, il suffit de remplacer les condensateurs C_a et C_b par un pont en fil de câblage.

L'interface d'entrée reçoit simultanément un signal à 200 Hz qui est comparé à chaque impulsion à une tension de référence dont la valeur est liée à l'état de la broche 2. Quand la

broche 2 est à l'état "bas", la référence vaut $0,2 \times U_2$; quand la broche 2 est à l'état "haut", la référence vaut $0,4 \times U_2$. Si ces seuils sont dépassés, l'interface rapporte l'information à qui de droit.

L'alarme est donnée si les tensions mesurées sont supérieures aux seuils et que la broche de programmation (8) est à 1; ou bien si les tensions mesurées sont inférieures aux seuils et que la broche de programmation est

à 0. Le déclenchement n'a lieu qu'après un maintien de la condition de défaut pendant 10 secondes (broche 7 à 0) ou pendant 20 secondes (broche 7 à 1).

Le signal d'alarme pulsé est disponible sur la broche 6. Il est délivré par un transistor à collecteur ouvert capable de drainer 300 mA. La consommation du circuit dépend de la tension d'alimentation (de 5 à 28 V). La valeur typique est de 6,4 mA sous 5 V.

059

TOUCHE DE RAZ POUR LE PC1640

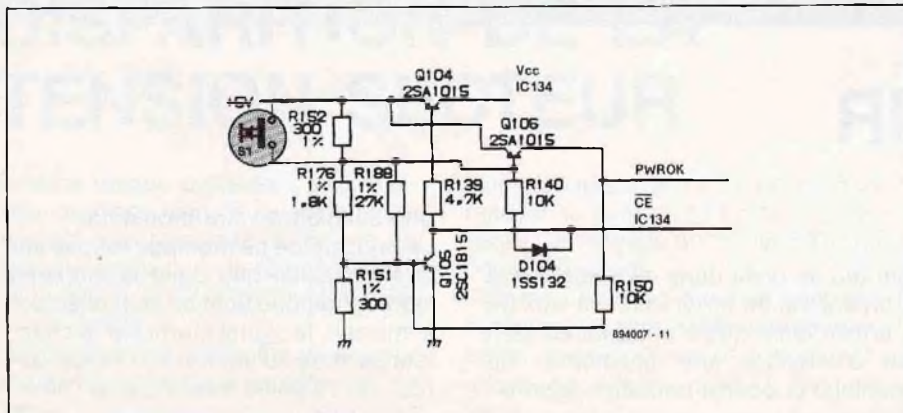
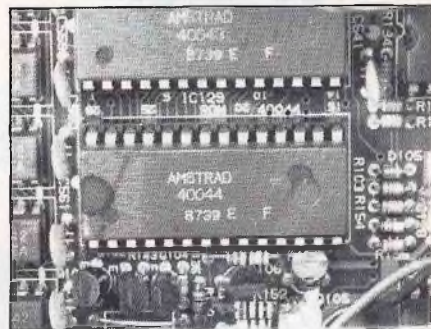
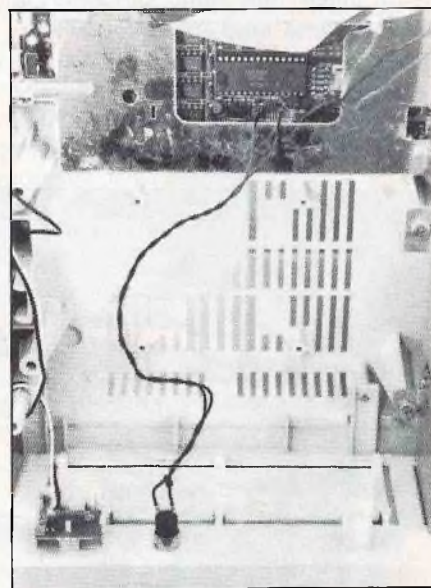
Le PC1640 est l'un des ordinateurs d'Amstrad/Schneider les plus vendus ces deux dernières années. Un ordinateur très compact et complet à un petit point près: il lui manque une touche de remise à zéro (RAZ). L'examen de la documentation fournie aux services après-vente nous a fourni l'information requise pour l'adjonction d'une touche de RAZ.

Tout ordinateur, et de ce fait le PC1640 aussi, possède un circuit de remise à zéro. Le PC1640 comporte un circuit chargé de vérifier que la tension d'alimentation présente le niveau suffisant. Le schéma montre les composants constitutifs de ce fameux circuit. Le suivi de la tension d'alimentation se fait par l'intermédiaire d'un diviseur de tension constitué par les résistances R151, R152 et R176/R188. Si la tension est trop faible, le transistor Q105 se bloque entraînant avec lui le blocage du transistor Q104. La tension appliquée à la base du transistor Q106 est trop faible pour lui permettre de devenir conducteur. L'entrée de validation ($\overline{CE} = \text{Chip Enable}$) de la mémoire CMOS IC134 est reliée au

collecteur du transistor Q105 de sorte que lors du blocage de ce transistor la mémoire est inhibée. Simultanément la tension d'alimentation de la mémoire est supprimée de sorte que le transistor Q104 bloque.

Il faut que la tension d'alimentation atteigne un niveau suffisant pour que le transistor Q105 puisse conduire. Dans ces conditions les transistors Q104 et Q106 reçoivent un courant de base d'intensité convenable. La tension d'alimentation de IC134 est ensuite rétablie et l'entrée de validation de ce circuit de mémoire est libérée. Par l'intermédiaire de la ligne PWROK (*Power OK*), le microprocesseur reçoit l'information que le niveau de la tension d'alimentation est suffisant; le cycle de remise à zéro peut débuter. L'ordinateur est initialisé et toutes les entrées/sorties sont mises dans l'état requis.

Pour doter le PC1640 d'une touche de RAZ digne de ce nom, nous pouvons également utiliser le signal PWROK. Si l'on court-circuite la résistance R152, la ligne PWROK passe au ni-



veau logique bas ce qui produit une remise à zéro du microprocesseur. Ce n'est qu'une fois que la ligne PWROK a retrouvé un niveau haut que le microprocesseur débute son cycle de remise à zéro, processus parfaitement identique à celui qu'entraîne une remise sous tension de l'ordinateur. On le voit, notre touche de RAZ n'a pas d'autre fonction à remplir que de court-circuiter la résistance R152.

La réalisation pratique de cette tou-

che est simple. Il suffit de disposer à un endroit quelconque (pas trop accessible cependant) un bouton-poussoir ordinaire à contact travail et de relier ensuite à l'aide de fil de câblage souple les deux bornes de ce

bouton-poussoir aux deux extrémité de la dite résistance (aisément identifiable grâce à la sérigraphie du circuit imprimé) pour en avoir terminé.

Vous reconnaîtrez qu'actionner un

bouton-poussoir est plus pratique que de devoir appuyer simultanément sur trois touches... lesquelles en fait. Ça y est, je m'en souviens... Alt, Ctrl et Del.

060

SHUNT POUR MULTIMÈTRE

Sur de nombreux multimètres (bon marché), le calibre de courant le plus élevé est bien souvent limité à 1 ou 2 A en raison de la charge relativement faible que peut supporter le shunt interne dont est doté l'instrument.

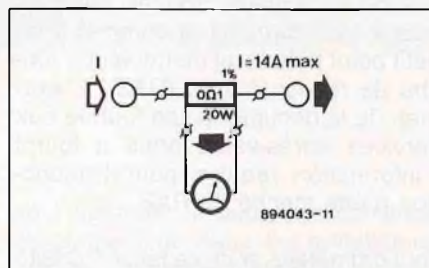
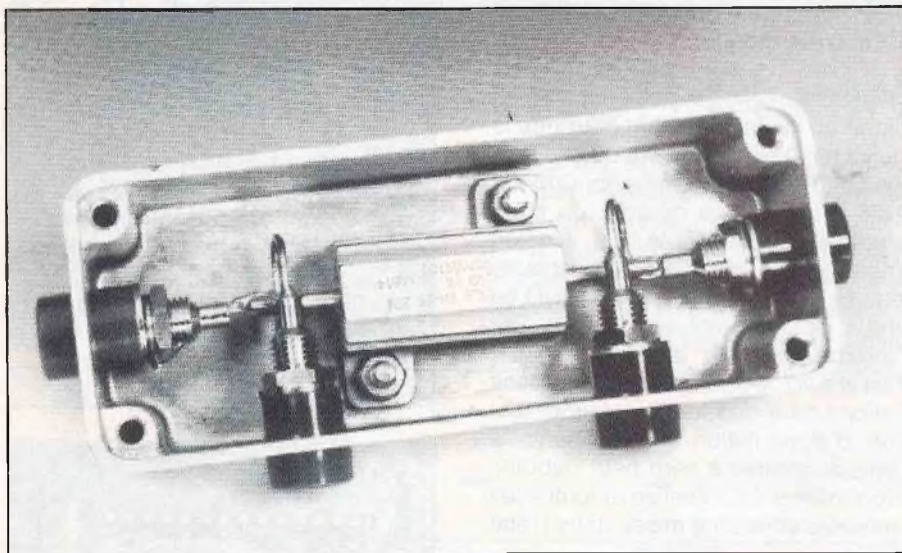
La photographie montre comment utiliser une résistance de précision capable de supporter une charge impor-

tante ($0,1 \Omega/20 \text{ W}/1\%$, de marque Dale ou RCL) pour réaliser un shunt externe.

A vrai dire, servir de shunt n'est pas très exactement la fonction prévue pour ce composant par son fabricant; cependant comme il coûte bien moins cher et est plus facile à trouver qu'une "vraie" résistance de shunt profes-

sionnelle on comprend mieux ce détournement de fonction.

La puissance affichée de 20 W sous-entend la mise en place d'un radiateur; sans radiateur, cette résistance peut dissiper 8 W (10 W sans radiateur pour la version de puissance nominale de 30 W). Avec radiateur, le courant maximal atteint 14 A pour la version 20 W, et 3,5 A de plus pour la version 30 W.



Attention, lors du montage, à ce que les bornes de mesure entre les contacts de prise de courant soient parfaitement soudées pour éviter la prise en compte d'une résistance parasite introduite par les bornes de connexion.

Dale est représenté en France par la société Almex

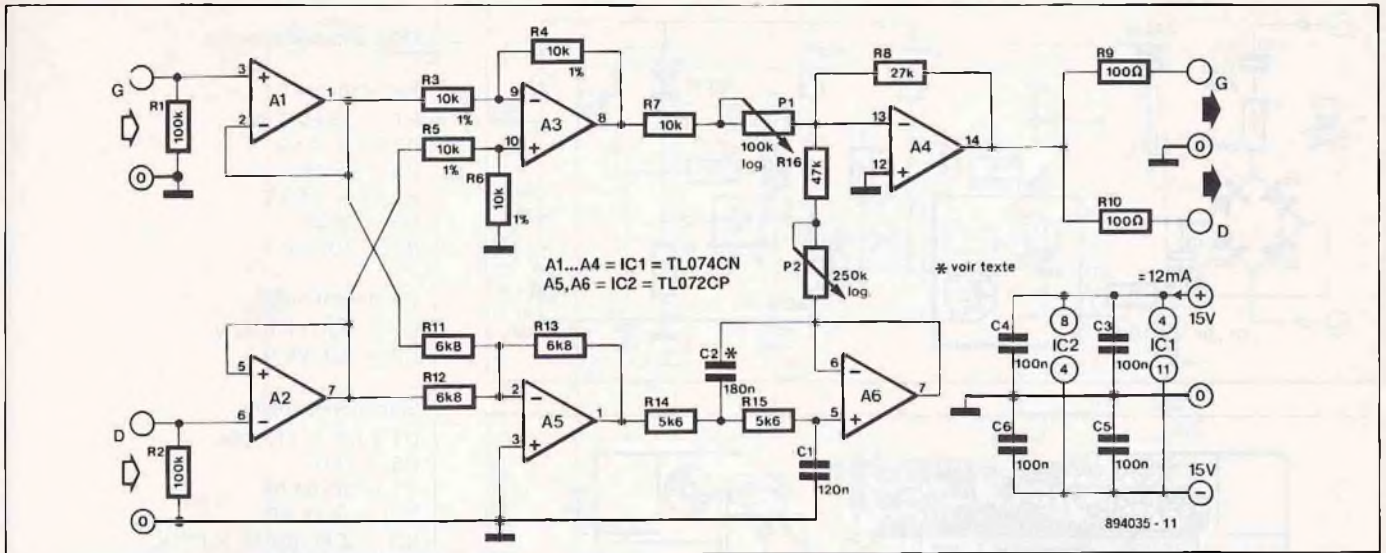
061

BÂILLON POUR CHANTEUR

Si vous faites partie de ceux d'entre nos lecteurs qui aiment vocaliser sous la douche vous avez peut-être déjà essayé de faire un mixage entre une chanson et votre voix. Le seul problè-

me qui se pose dans ce cas est que l'on entend en arrière-plan la voix de l'artiste alors que l'on aimerait bien ne s'entendre que soi-même. Ce montage-ci pourra peut-être apporter

une solution à votre problème. Le principe de ce montage repose sur la supposition que dans le morceau stéréophonique dont on veut effectuer le mixage, le signal fourni par le chanteur se situe au centre de l'image stéréo. Ceci signifie que le signal "solo"



possède un niveau identique dans les signaux gauche et droit. La soustraction signal G — signal D produit un signal mono caractérisé par l'absence du signal solo. C'est exactement ce que nous recherchons.

Il reste cependant un problème: les graves également ont la caractéristique d'être représenté autant dans le signal de la voie gauche que dans celui de la voie droite. Ceci a deux raisons: d'une part parce que les graves n'ajoutent pas grand chose au spectre sonore du point de vue directionnel et d'autre part parce que l'on veille, lors de l'enregistrement, à ce que le rapport des puissances entre les voies gauche et droite reste parfaitement équilibré (on évite ainsi une surcharge unilatérale de l'amplificateur). Cette approche entraîne la disparition des graves du signal G—D. Il existe une solution à ce dernier problème: ajouter les graves du signal G+D au signal G—D.

Un rapide examen du schéma permet de retrouver l'ensemble du processus que nous venons de décrire. La première étape du traitement consiste à tamponner le signal stéréo, ce que font les amplificateurs opérationnels A1 et A2. Le signal tamponné attaque ensuite les amplificateurs opérationnels (de différence) A3 et (de somme) A5. A la sortie de A5 on trouve un filtre passe-bas basé sur l'amplificateur opérationnel A6. Vous avez le choix entre un filtre du premier ou du second ordre. Pour passer de l'un à l'autre il suffit d'implanter ou non le condensateur C2. Votre oreille vous dira quel type de filtre utiliser.

Pour terminer, les graves et le signal de différence attaquent l'amplificateur opérationnel A4 monté en sommateur.

Les potentiomètres P1 et P2 permettent d'ajuster au goût de chacun les niveaux de ces deux signaux avant leur addition.

Vous aurez peut-être constaté l'absence de condensateurs en entrée et en sortie. Rien n'interdit, si le besoin s'en faisait sentir, d'ajouter des condensateurs en sortie. En ce qui concerne les condensateurs d'entrée, nous les déconseillons formellement sachant que leur mise en place entraîne un déphasage qui influence de façon néfaste le fonctionnement du montage. Il est recommandé de ce fait de connecter ce circuit directement à la source de signal. Un lecteur de disque compacts est l'appareil le mieux adapté pour fournir un signal musical à traiter de la façon décrite plus haut.

P.S. Remarquons que certains des disques 45 tr/mn "antiques", la face B comporte une version instrumentale de la chanson de la face A.

A. Roelen

062

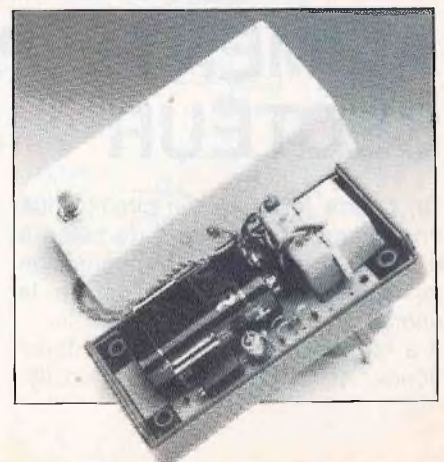
INDICATEUR DE DISPARITION DE LA TENSION SECTEUR

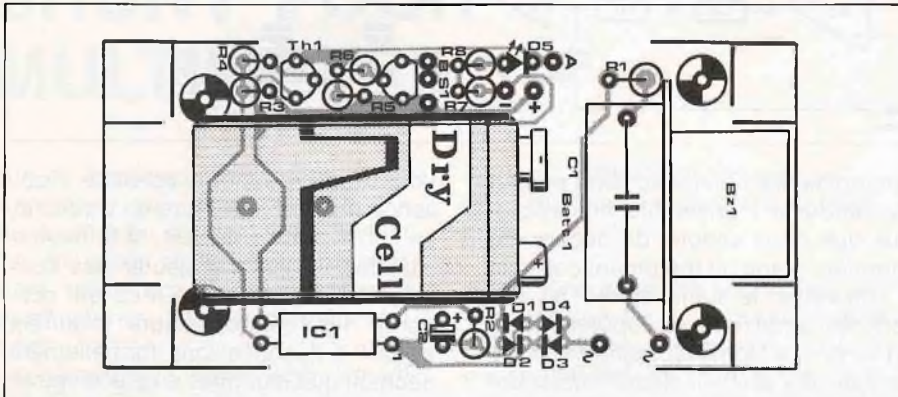
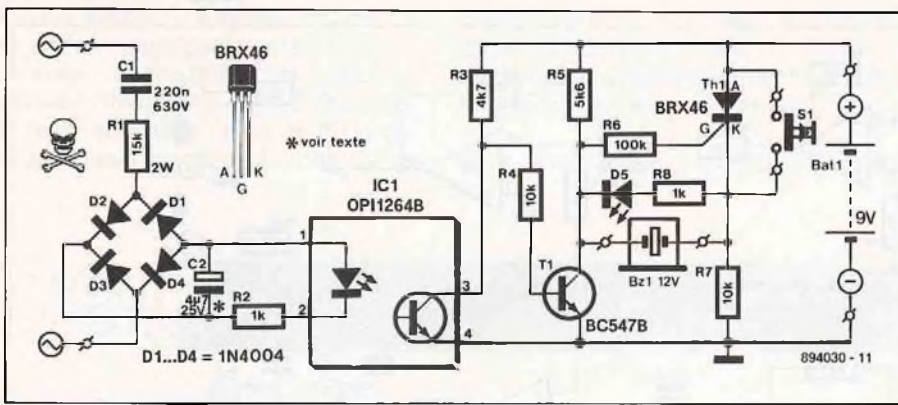
Si votre unique système d'avertissement de disparition de la tension secteur est une plaquette de beurre en train de fondre dans le réfrigérateur, il est temps de réaliser le montage objet de cet article.

Si l'on applique la tension du secteur à la broche prévue à cet effet sur ce circuit, le phototransistor intégré dans

l'opto-coupleur entre en conduction; résultat: le transistor T1 bloque provoquant l'amorçage du thyristor Th1 qui devient passant.

Comme ses deux broches sont connectées à la ligne positive de l'alimentation (par R5 d'une part et par Th1 d'autre part) le résonateur piézo reste muet.





Liste des composants

Resistances:

- R1 = 15 kΩ / 2 W
- R2, R8 = 1 kΩ
- R3 = 4kΩ7
- R4, R7 = 10 kΩ
- R5 = 5kΩ6
- R6 = 100 kΩ

Condensateurs:

- C1 = 220 nF / 630 V
- C2 = 4μF / 25 V

Semi-conducteurs:

- D1 à D4 = 1N4004
- D5 = LED
- T1 = BC 547B
- Th1 = BRX 46
- IC1 = OPI 1264B (OPTEK, ex OPTRON)

Divers:

- S1 = bouton poussoir à contact travail
- Bz1 = résonateur piézo électrique 12 V
- pile compacte 9 V

En cas de disparition de la tension secteur, le transistor T1 met l'une des bornes (A) du buzzer Bz1 à la masse, le thyristor reste conducteur, permettant la circulation du courant nécessaire au fonctionnement du résonateur et de la LED de signalisation de la disparition de la tension secteur. Lors du rétablissement de la tension secteur, le montage reprend son état d'origine. Une action sur le bouton-poussoir de remise à zéro S1 supprime le courant de maintien du thyristor qui cesse alors d'être conducteur. Le thyristor Th1 étant bloqué, la borne B du buzzer se trouve à la masse par l'intermédiaire de la résistance R7.

Le courant de repos de ce montage, compris entre 1,7 et 2,5 mA, permet l'alimentation à partir d'une pile compacte de 9 V (figure 2) ou encore par un accu de voiture pour une utilisation "on the road". L'important dans les deux cas est de doter le montage d'un boîtier parfaitement isolé!

Avant de terminer deux remarques importantes:

1. En cas de rupture, à la suite de la défectuosité de l'un de ses composants, de la boucle de courant fermée par la LED de l'opto-coupleur et la résistance R2 la tension de 311 V appli-

quée à vide au condensateur C2 dépasse de loin sa tension de service (25 V); il risque donc fort d'être endommagé. Avec des composants en bon état il n'y a pas de problème.

2. Si l'on utilise un boîtier à fiche secteur incorporée, il faut ponter le condensateur C1 à l'aide d'une résistance de 1 MΩ soudée en parallèle sur C1 pour toujours permettre la décharge de ce condensateur lorsque le montage est sorti de la prise secteur et éviter ainsi la présence d'une tension dangereuse aux bornes de la fiche.

A. Münch

063

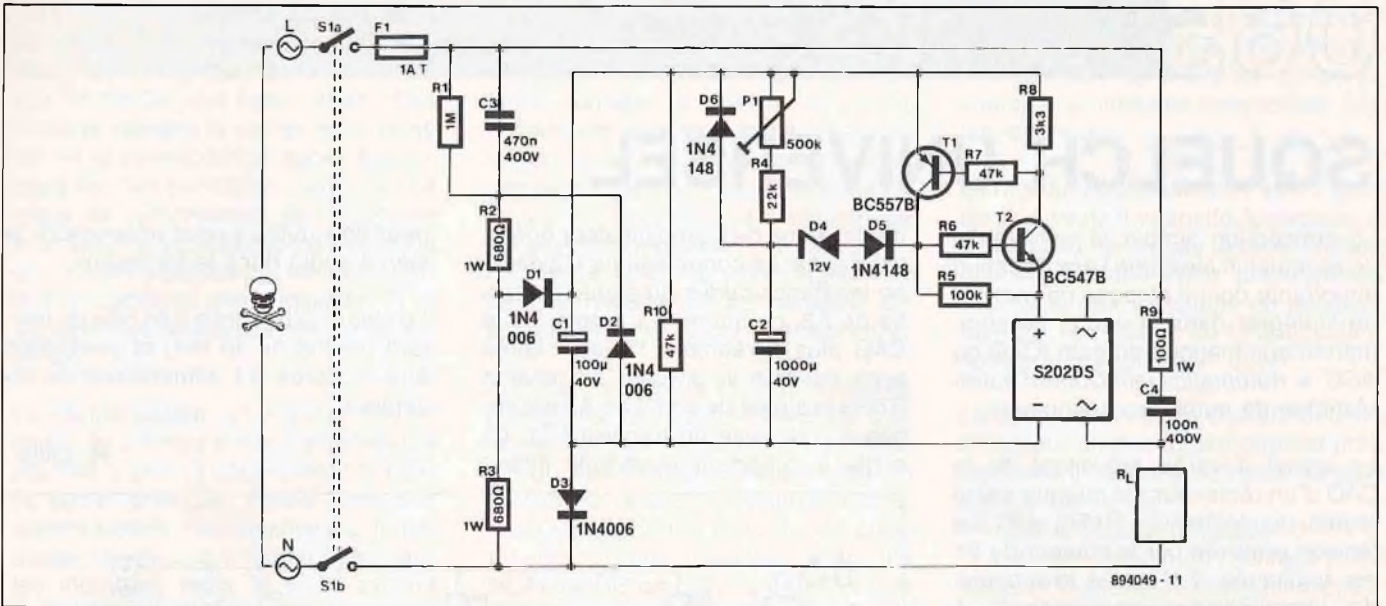
TEMPORISATEUR ALIMENTÉ PAR LE SECTEUR

On pourra implanter ce circuit entre une charge et le secteur de façon à disposer d'une certaine temporisation (ajustable) avant l'activation de la charge concernée. Il a été conçu à l'origine pour fonctionner en combinaison avec un détec-

tecteur de mouvement passif à infrarouge, comme sous-ensemble d'un système d'alarme antivol.

Le condensateur C3 abaisse le niveau de la tension du secteur que redressent ensuite les diodes D1 à D3;

on dispose ainsi aux bornes du condensateur C1 d'une tension continue de 30 V environ. Cette tension charge progressivement le condensateur C2 à travers la résistance R4 associée à la résistance ajustable P1. Lorsque la tension aux bornes du condensateur C2 atteint 14 V approximativement, le commutateur électronique que constitue la paire de transistors T1/T2 active un relais à semi-conducteur. Lors de la disparition de la tension secteur, le



condensateur C2 se décharge rapidement au travers de la diode D6 et de la résistance R10. La plage de temporisation s'étend de 15 s (P1 tournée à sa résistance minimale) à 5 mn (P1 positionnée à sa résistance maximale).

En fonction de l'intensité du courant (3 A au maximum) drainé par la charge, il faudra (ou non si moins de 1 A) prévoir un refroidissement du relais à semi-conducteur (de Sharp). Lors de la réalisation de ce montage, il ne faut

pas oublier que l'on se trouve en présence de la tension du secteur; certains des composants véhiculent du 220 V, raison pour laquelle il faudra mettre le montage dans un boîtier en plastique. Si l'on prévoit de remplacer la résistance ajustable P1 par un potentiomètre, il faudra s'assurer qu'il s'agit d'un potentiomètre doté d'un axe en plastique. Si l'on garde la résistance ajustable, on veillera à ce qu'elle soit inaccessible de l'extérieur (ne pas percer d'orifice dans le boîtier).

L'interrupteur secteur double S1 permet de déconnecter le temporisateur du secteur.

Remarque: la seule technique permettant d'intervenir en toute sécurité sur le circuit consiste à le déconnecter physiquement du secteur et à laisser le temps au condensateur C3 de se décharger à travers la résistance R1 ($\tau = 1/2$ s).

D. Dwyer

064

INDICATEUR DE TENSION MINI/MAXI

Le TL430/431 de Texas Instruments est une diode zener active intégrant une source de tension de référence de 2.5 V, un comparateur et un étage de sortie. La tension de service maximale admissible est de 30 V à 100 mA.

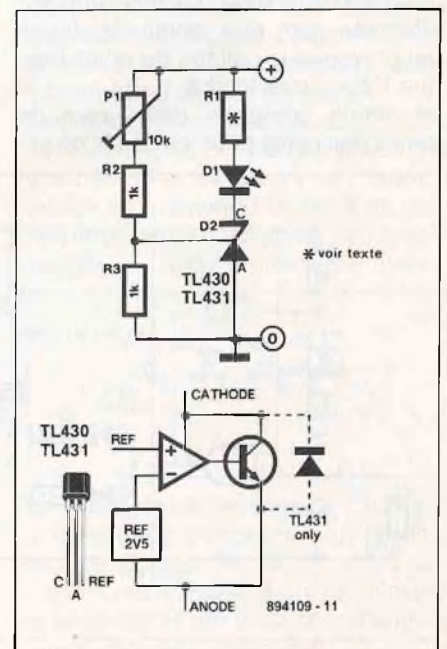
La combinaison de ce composant avec une résistance ajustable, P1, permet de réaliser un indicateur de tension ajustable. La valeur à donner à la résistance de limitation R1 se calcule à partir de la formule suivante:

$$R1 = (U_{ent} - 4,5 V) / 10 \text{ mA},$$

de façon à ce que le courant à travers la LED soit de 10 mA environ. En fonction de la position de l'ajustable P1, la LED s'allume lorsque la tension d'entrée est trop élevée ou

s'éteint lorsque le niveau de la tension est trop bas. Si l'on construit deux circuits identiques dotés de LED de couleur différente, on pourra réaliser un dispositif efficace de surveillance d'une tension d'alimentation ou d'une grandeur de mesure se traduisant sous la forme d'une tension. On étalonne le système double à une valeur limite inférieure et supérieure de façon à ce que, dans le domaine qu'elles délimitent (la tension U_{ent} est correcte), l'indicateur étalonné sur la limite inférieure soit allumé et que celui étalonné sur la limite supérieure soit éteint. Une tension à surveiller trop importante entraîne l'illumination des deux LED, une tension trop faible leur extinction.

d'après une idée de F. Roth



065

SQUELCH UNIVERSEL

La conception simple et universelle de ce squelch ainsi que l'amplification importante dont il dispose permettent de l'intégrer dans le circuit de commande automatique du gain (CAG ou AGC = *Automatic Gain Control* outre-Manche) de nombreux récepteurs.

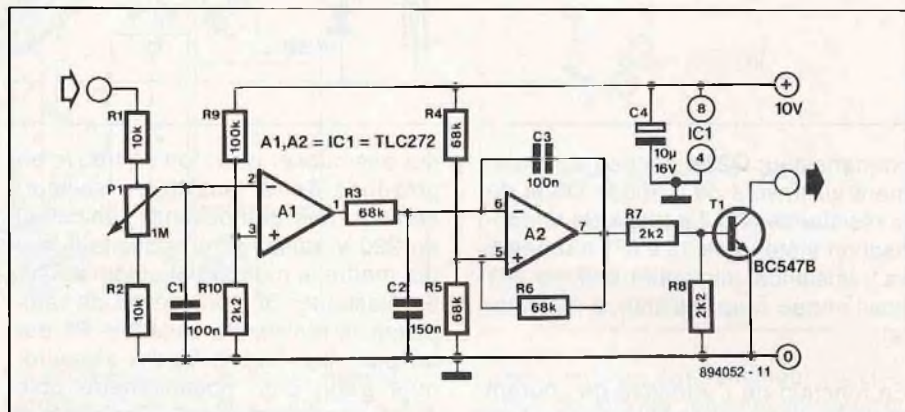
Le signal d'entrée provenant de la CAG d'un récepteur est atténué par le réseau de résistances R1/R2 et P1. La tension prélevée par le curseur de P1 est appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel A1 monté en comparateur. A l'entrée non inverseuse on applique une tension de référence de 200 mV fournie par le diviseur de tension R9/R10. Le signal de sortie de A1 traverse d'abord un filtre passe-bas (R2/C2) qui élimine les signaux parasites pouvant perturber le fonctionnement du circuit. Ensuite il est appliqué à l'entrée d'un trigger de Schmitt constitué

par le circuit de l'amplificateur opérationnel A2. Le condensateur C2 élimine les flancs raides du signal de sortie de A2, ce qui rend l'emploi de la CAG plus agréable à l'oreille. Après avoir traversé le diviseur de tension R7/R8 le signal de sortie de A2 est appliqué à la base du transistor T1. La sortie à collecteur ouvert du circuit

peut être utilisée pour interrompre le signal audio dans le récepteur.

Le circuit consomme très peu de courant (moins de 10 mA) et peut donc être raccordé à l'alimentation du récepteur.

R. Lalic



066

INTERRUPTEUR CRÉPUSCULAIRE

Ce montage peu coûteux met en fonction une ampoule au crépuscule pour la couper à l'aube. La détection est effectuée par une photo-résistance qui provoque le collage du relais lorsque l'obscurité tombe.

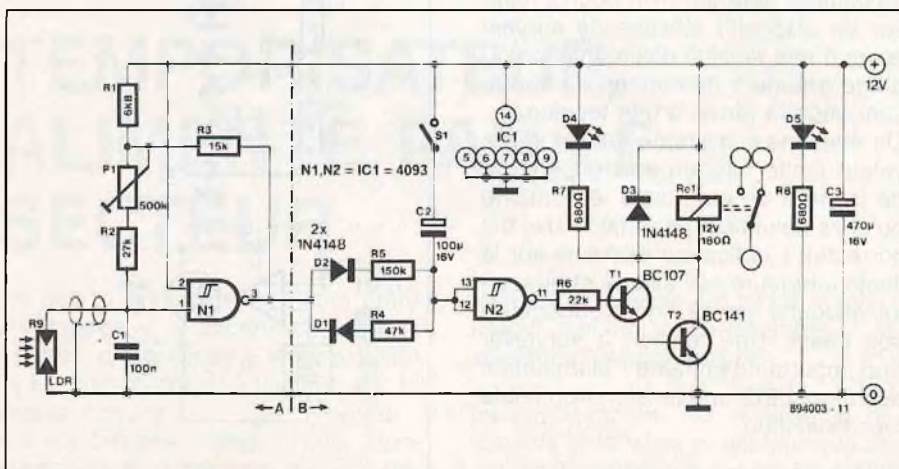
Le circuit comporte des bases de temps distinctes pour les délais de mi-

se en et hors-fonction. La ligne pointillée sépare le circuit en deux parties: le sous-ensemble A représente l'interrupteur photosensible basé sur la porte NAND de trigger de Schmitt. N1; le sous-ensemble B qui comporte les bases de temps de mise en et hors-fonction est basé sur la porte NAND

N2 et l'étage de commande du relais et de la LED constitué par les transistors T1 et T2.

La tension au point nodal des résistances R2/R9 et du condensateur C1 présente une valeur inversement proportionnelle à l'intensité de la lumière qui frappe la photorésistance (LDR) R9.

La porte N1 bascule lorsque la dite tension atteint l'un des niveaux de seuil de déclenchement de l'entrée. Comme la différence entre ces deux niveaux est grande comparée à la plage de tension produite par le diviseur de tension, le circuit comporte un réseau de réinjection actif chargé de définir une plage de tension de commutation comprise entre 300 et 400 mV. Lorsque la sortie de N1 se trouve à un niveau logique haut, la tension au point nodal R1/P1 est pratiquement égale à la tension d'alimentation. Lorsque cette sortie est basse, la tension chute au niveau nécessaire pour obtenir la différence de seuil à la porte d'entrée N1.



La sortie de cette porte attaque deux circuits de base de temps: C2/R4/D1 pour l'état "marche" et la combinaison C2/R5/D2 pour l'état "arrêt". Ces réseaux mettent la sortie de la porte N2 en et hors-fonction après écoulement des temporisations requises. Le relais de commutation de l'ampoule et la LED de visualisation de l'état du circuit sont attaqués par un étage darlington composé des transistors T1 et T2, que commande la sortie de la porte N2.

Le condensateur C1 élimine les signaux haute-fréquence parasites que pourrait capter le câble reliant la LDR au circuit principal, évitant ainsi des commutations intempestives. L'impédance élevée que présentent les portes intégrées dans le 4093 exigent l'utilisation de câble blindé pour effectuer cette interconnexion.

Les deux autres portes du 4093 peuvent être utilisées pour réaliser un

second sous-ensemble du type B (base de temps) et obtenir ainsi une autre séquence de commutation. Les valeurs données à C2/R5 et C2/R4 constituent une excellente base de départ pour un choix expérimental des délais introduits par cette base de temps additionnelle. Les résistances R4 et R5 doivent avoir une valeur minimale de 47 k Ω ; la valeur maximale de ces résistances est fonction du courant de fuite du condensateur C2.

Au cours des essais sur nos différents prototypes, nous avons constaté que le seuil de commutation et l'hystérésis du 4093 varient quelque peu en fonction de la source d'approvisionnement de ce circuit. Nous avons obtenu d'excellents résultats avec les HCF4093BE de SGS; un 4093 d'une autre provenance peut nécessiter une légère adaptation de la valeur de la résistance R3. Les entrées des portes inutilisées du 4093 doivent être mises à la masse.

La LDR sera montée dans un boîtier étanche de dimensions convenables, mis à l'abri de l'impact direct de sources lumineuses extérieures (soleil, phares).

La résistance ajustable P1 sert à ajuster le niveau d'intensité lumineuse à laquelle doit avoir lieu la commutation du circuit. Pour éviter une réponse trop lente aux variations de positionnement, le réglage du temporisateur se fera interrupteur S1 ouvert.

La consommation de courant de l'interrupteur crépusculaire dépend principalement de celle du relais lorsque celui-ci est activé.

On pourrait aussi envisager un fonctionnement inverse du montage (allumage le matin et coupure au crépuscule) en utilisant le contact de rupture du relais.

R. Lalic

067

TOUCHE DE RAZ DE SÉCURITÉ

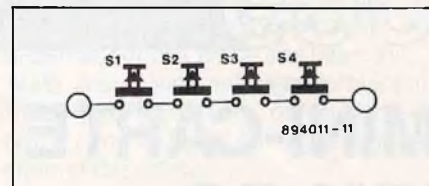
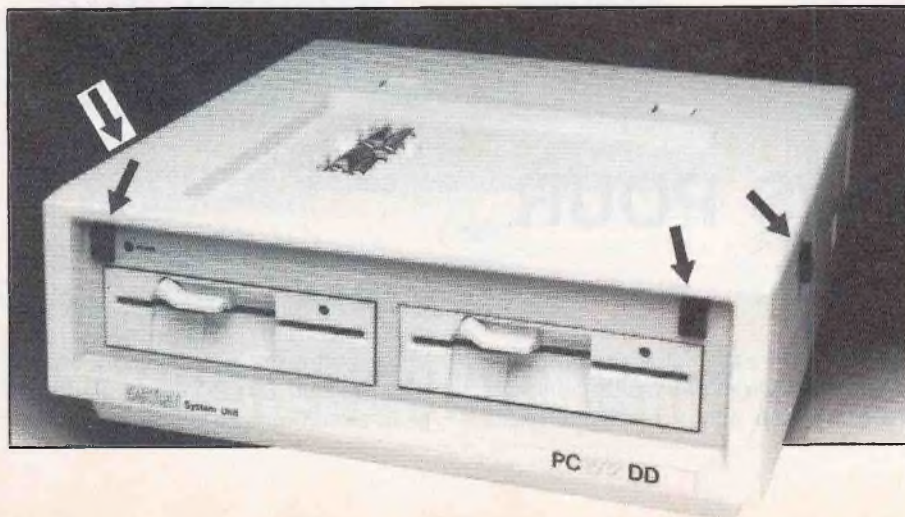
Sur un ordinateur, la touche de remise à zéro (RAZ) est un organe important. Si pour une raison ou une autre l'ordinateur se plante proprement, elle est bien souvent l'ultime recours avant la solution extrême qui consiste à couper l'alimentation de l'ordinateur. Cependant il ne faut pas non plus que n'importe qui puisse l'actionner à n'importe quel moment, une telle action inconsidérée pouvant avoir des conséquences dramatiques. Une pression anodine sur la touche de RAZ, il n'en faut pas plus pour envoyer dans le nirvâna des program-

mes des heures et des heures de travail. Il n'est pas sorcier de comprendre qu'une certaine prudence lors de l'utilisation de la touche de RAZ et de son accessibilité soit de mise. Pour cette raison, il faut éviter que des mains (ou des pattes, car quel programmeur amateur de félidés n'a jamais eu à disputer l'utilisation du clavier à son animal domestique préféré?) innocentes ne puissent actionner ce bouton fatidique. Nous pensons avoir trouvé la solution à ce problème: notre (quadruple) touche de RAZ de sécurité.

A la place d'une seule et unique touche, il vous faudra dorénavant actionner simultanément quatre touches. Le risque qu'une activation accidentelle est, statistiquement, pratiquement nul.

Cependant il ne faut pas non plus que l'activation de cette touche de RAZ nouvelle mouture soit réservée aux prestidigitateurs; nous avons pour cette raison opté pour quatre touches disposées de façon à pouvoir être actionnées par toute personne ayant l'habitude d'utiliser un clavier.

Les touches à contact travail S1 et S2 sont à portée de l'une des mains, les touches S3 et S4 le sont de l'autre. Il faudra bien entendu veiller à ce qu'il soit impossible d'actionner ces quatre touches à l'aide d'une seule main.



Le circuit de ce montage, si l'on peut ainsi dire, ne comprend rien de plus que les touches S1, S2, S3 et S4 que l'on monte en série et qui remplacent le poussoir de remise à zéro d'origine que comporte l'ordinateur.

068

LAMPE DE POCHE RECHARGEABLE

Il existe des milliers de modèles de lampes de poche de par le monde. Le "circuit" de modification décrit ici concerne un type de lampe de poche particulier quelquefois offert comme cadeau d'entreprise. Ce type de lampe de poche fonctionne avec deux piles R6 et se caractérise par l'absence d'interrupteur marche/arrêt.

Comme cela est le cas sur de nombreux modèles de lampes de poche, un ressort repousse les piles pour assurer un bon contact entre elles et l'ampoule.

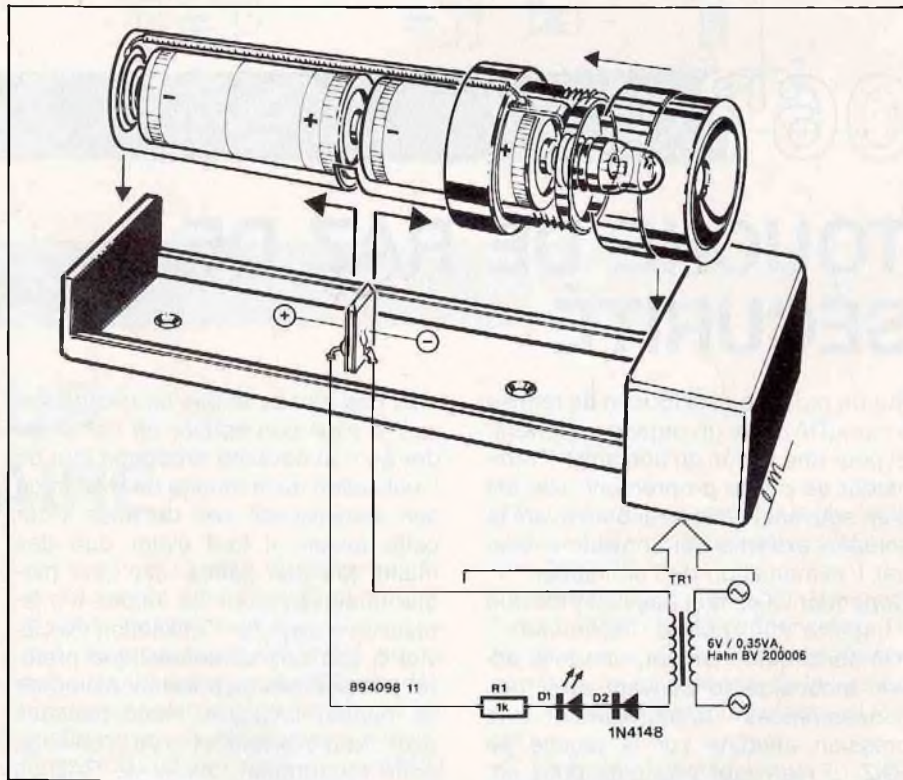
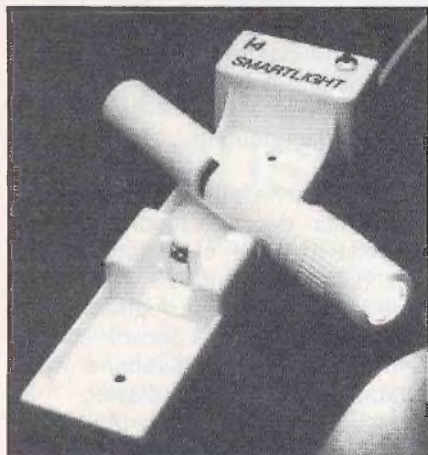
Lors de la mise en place de la lampe de poche dans le support prévu à son intention, le contact entre les deux piles est rompu par une plaquette qui vient s'intercaler entre elles, interrompant bien entendu la boucle de courant.

Cette technique amusante de mise hors-fonction donna l'idée à l'un de nos ingénieurs d'éliminer définitivement le problème majeur que connaissent les lampes de poche: l'épuisement des piles.

On remplace tout simplement les deux piles par deux accus au CdNi et on transforme le support d'origine en chargeur pour accus CdNi.

La plaquette prévue à l'origine pour interrompre le contact entre les deux piles est remplacée par un morceau de circuit imprimé double face de mêmes dimensions. Le contact de charge ainsi constitué vient s'intercaler automatiquement entre les accus dès que la lampe de poche est remise dans le support. Le courant de charge (goutte à goutte) circulera également par l'ampoule sans conséquence fâcheuse cependant puisque ce cou-

rant (5 à 10 mA) est très inférieur au courant de fonctionnement nominal. Le circuit du chargeur peut être d'une simplicité extrême: une résistance de limitation du courant associée à une LED prise en série avec elle un point c'est tout; cette LED signale le processus de charge et indique en outre que l'ampoule est en bon état. L'ensemble peut être alimenté par un module d'alimentation secteur ou encore à l'aide d'un transformateur de très petites dimensions (le modèle le plus compact de la famille des transformateurs Hahn donne l'impression d'avoir été étudié spécialement à cette intention, ce qui bien entendu n'est pas le cas).



069

MINI-CARTE D'E/S POUR IBM PC

Cette carte d'Entrées/Sorties (E/S) se particularise par sa taille extrêmement compacte. Et pourtant... elle

ne comporte pas moins de 24 lignes d'E/S qui ouvrent des tas de perspectives, n'est-ce pas. Il n'est pas exclu

que vous en ayez l'une ou l'autre en tête.

Voici enfin de l'électronique allant droit au but: un décodage d'adresse et le circuit intégré d'E/S. Le tableau

Tableau

Domaine d'adresses (hexadécimal)	straps
300...303	B, D, F
303...307	A, D, F
308...30B	B, C, F
30C...30F	A, C, F
310...313	B, D, E
314...317	A, D, E
318...31B	B, C, E
31C...31F	A, C, E

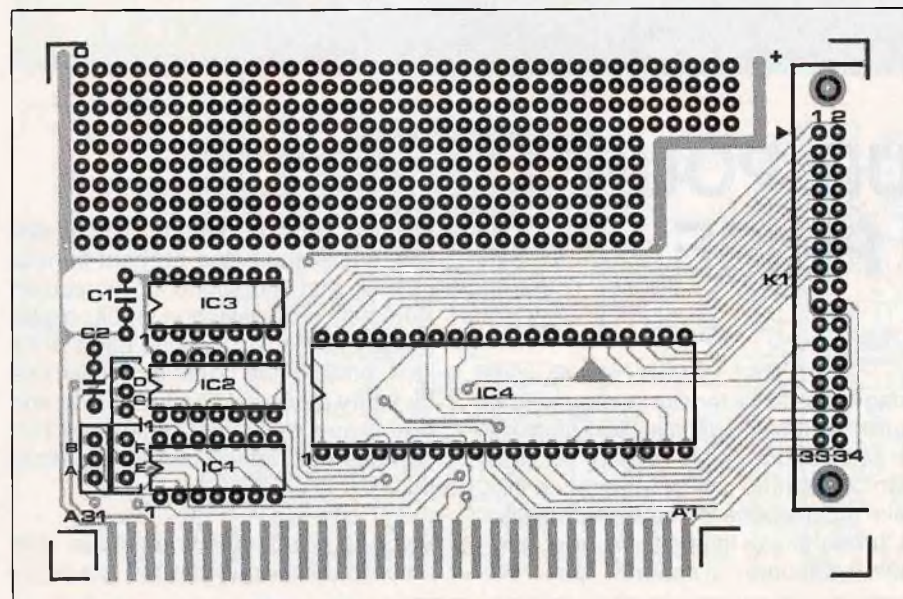
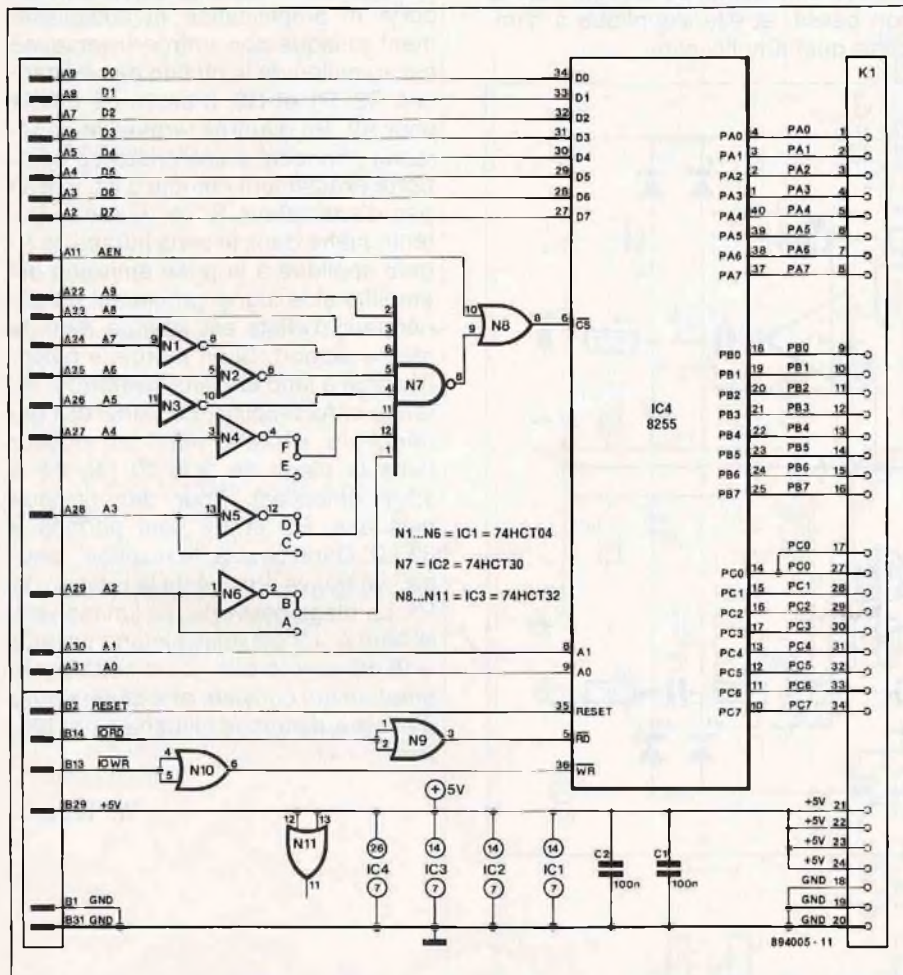
Liste des composants:

Condensateurs:
C1, C2 = 100 nF

Semi-conducteurs:
IC1 = 74HCT04
IC2 = 74HCT30
IC3 = 74HCT32
IC4 = 8255

Divers:

K3 = connecteur encartable mâle à 34 broches en équerre (HE10)



joint indique comment effectuer l'adressage de la carte. Si le besoin devait s'en faire sentir, il est possible d'implanter huit de ces cartes dans votre ordinateur (à condition bien entendu qu'il soit doté d'un nombre de connecteurs suffisant).

Les lignes d'adresses interceptées sur le connecteur de l'ordinateur servent à effectuer le décodage d'adresses. Les lignes A0 et A1 attaquent directement le PPI (*Programmable Peripheral Interface*). Les lignes d'adresses A2 à A9 arrivent à une porte NAND à 8 entrées sous leur forme originale ou inversée (par les inverseurs N1 à N6) en fonction des straps mis en place sur leur trajet.

En sortie du PPI 8255 on dispose de trois ports de 8 bits regroupés sur le connecteur K1.

La taille du circuit imprimé étudié pour ce montage dépasse à peine la largeur du connecteur de fond de panier dans lequel elle vient prendre place. Cependant, nous l'avons légèrement agrandie de façon à en permettre une manipulation aisée. Pour occuper cet espace supplémentaire nous l'avons dotée d'une surface d'expérimentation à pastilles.

Lors de l'implantation de la carte dans le connecteur, il faudra s'assurer que le connecteur K1 fait bien face à la fente prévue pour cela sur le côté de l'ordinateur. L'implantation dans le sens inverse de la carte serait aussi possible, mais ne sera pas appréciée du tout par l'ordinateur. **Attention** donc.

Le circuit imprimé que nous vous proposons est un **double face** à trous non-métallisés. Pour cette raison, il est préférable de monter IC1, IC2 et IC3 directement sur le circuit imprimé. On pourra utiliser un support pour IC4 en se souvenant qu'il y a, dans ce cas aussi, des soudures à effectuer des deux côtés.

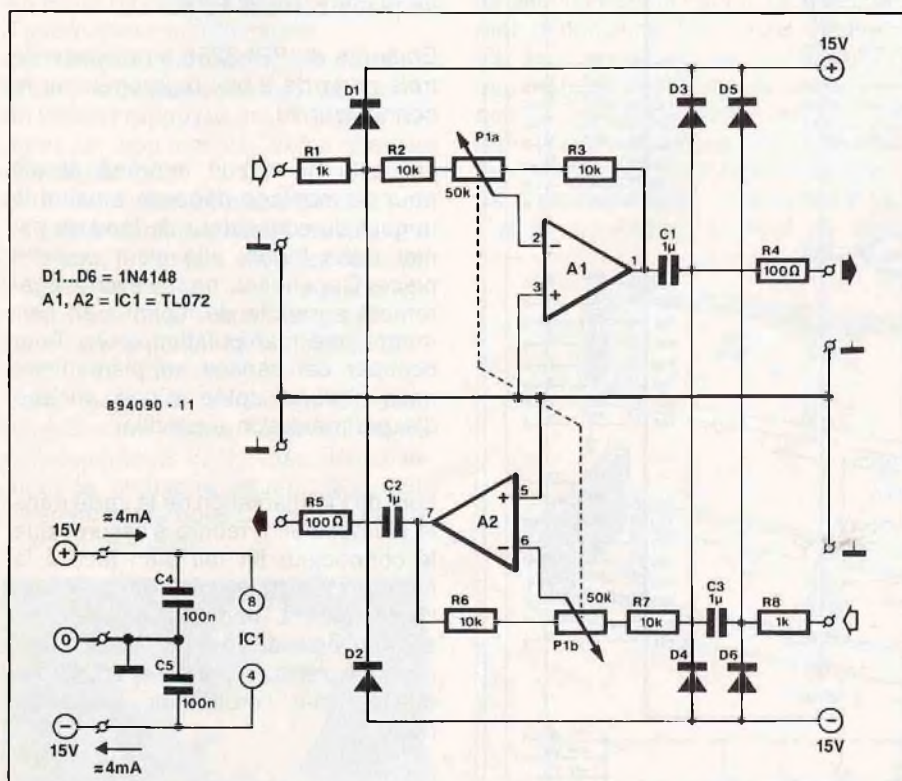
Entrer dans le détail de la programmation du circuit périphérique d'E/S (le 8255) nous amènerait trop loin. Veuillez vous reporter aux fiches de caractéristiques de ce composant en la demandant à l'un de ses fabricants: AMD, Intel, National Semiconductor, NEC, OKI, Toshiba... ou en consultant à l'un des deux ouvrages/articles cités ci-dessous.

Littérature:
guide des circuits intégrés 2 (Publitronic): PPI 8255, page 240 et suivantes
carte d'E/S universelle pour IBM-PC & compatibles (Elektor): n°119, mai 1988, page 40 et suivantes

ADAPTATEUR DE BREAK-JACK

Ce genre d'adaptateur dit "break-jack" est utilisé pour les amplificateurs d'instruments de musique. Il doit être placé dans les prises "émission" et "réception" des générateurs d'effets spéciaux du fait que le rapport des niveaux n'est pas standardisé en-

tre les instruments, les amplificateurs et les générateurs d'effets. Sans ce genre d'accessoire, il se produit des saturations et du souffle. La solution à ce problème est un adaptateur actif et non passif, et elle s'applique à n'importe quel amplificateur.



L'adaptateur comprend deux amplificateurs (A1 et A2) dont le gain ou l'affaiblissement peut être réglé de façon complémentaire au moyen d'un potentiomètre stéréophonique. Supposons que le potentiomètre se trouve à mi-course. L'amplificateur A1 n'apporte ni amplification ni affaiblissement puisque son entrée inverseuse est au milieu de la chaîne de résistances R2, P1 et R3. Il en va de même pour A2. En d'autres termes, le générateur connecté à ces prises se comporte exactement comme s'il n'y avait pas d'adaptateur. Si on tourne le potentiomètre dans le sens horaire, le signal appliqué à la prise émission est amplifié et le signal provenant du générateur d'effets est atténué dans le même rapport. Si on tourne le potentiomètre à fond en sens inverse, A1 atténue et A2 amplifie. Le signal des générateurs d'effets peut se trouver dans la plage de ± 10 dB (de 0,5 à 1,5 V efficaces). Pour des niveaux plus bas, R2 et R6 sont portées à 33 k Ω . Dans ce cas, la position "neutre" se trouve aux 3/4 de la rotation de P1. La plage couverte est limitée vers le haut à +3 dB mais s'étend jusqu'à -15 dB vers le bas. C'est cette configuration qui convient aux générateurs d'effets autonomes alimentés par batterie.

W. Teder

AMPLIFICATEUR POUR CASQUE PAR PRISE PÉRITEL

Bien que les caractéristiques de ce montage le destinent plutôt à la Hi-Fi, nous avons choisi d'utiliser la prise PériTel à l'intention des malentendants.

Ces personnes ont à faire face à un grand problème lorsqu'avec d'autres

membres de la famille elles désirent suivre une émission à la télévision; ou le son est trop faible et elles ne peuvent l'entendre ou sa puissance est telle qu'elle gêne les autres auditeurs. L'utilisation de la prise jack pour casque d'écoute n'apporte pas de

solution puisque dans la plupart des cas, elle est couplée au haut-parleur qu'elle met hors-fonction lorsqu'on s'en sert; si on envisage un découplage de ces deux fonctions de la prise jack, on retombe dans le premier cas de figure puisque la puissance du son du casque stéréo est réglée par l'organe de commande de volume général.

Voici la solution tant attendue. Cet amplificateur pour casque présente,

avec ses commandes de volume, de balance, d'aigus et de graves (ces deux dernières distinctes pour chaque canal), un confort d'utilisation très apprécié. Tout ceci est dû à l'utilisation d'une paire de circuits intégrés spécialisés, des correcteurs de tonalité du type TDA 4290-2, et d'un amplificateur stéréophonique intégré, un TDA 2004, qu'il n'est plus nécessaire de vous présenter.

Le correcteur de tonalité à réglage de volume et de fréquence commandée en tension (continue) qui, ne nécessite que quelques rares composants externes pour remplir sa fonction, présente des caractéristiques de distortion et de bruit très faibles. Les condensateurs C2 et C11 servent à la définition de la fréquence de coupure des aigus, C5 et C14 pour celle de la fréquence de coupure des gra-

ves. La broche 5 de ces circuits est l'entrée de commande de volume. Ce circuit comporte en outre une sortie de tension de référence (broche 2) qui permet de jouer sur la plage de tension des entrées de commande (broches 5, 8 et 14). Le signal de sortie est disponible en broche 6 d'où il est transmis à l'étage de puissance par l'intermédiaire de quelques condensateurs et résistances.

Liste des composants:

Résistances:

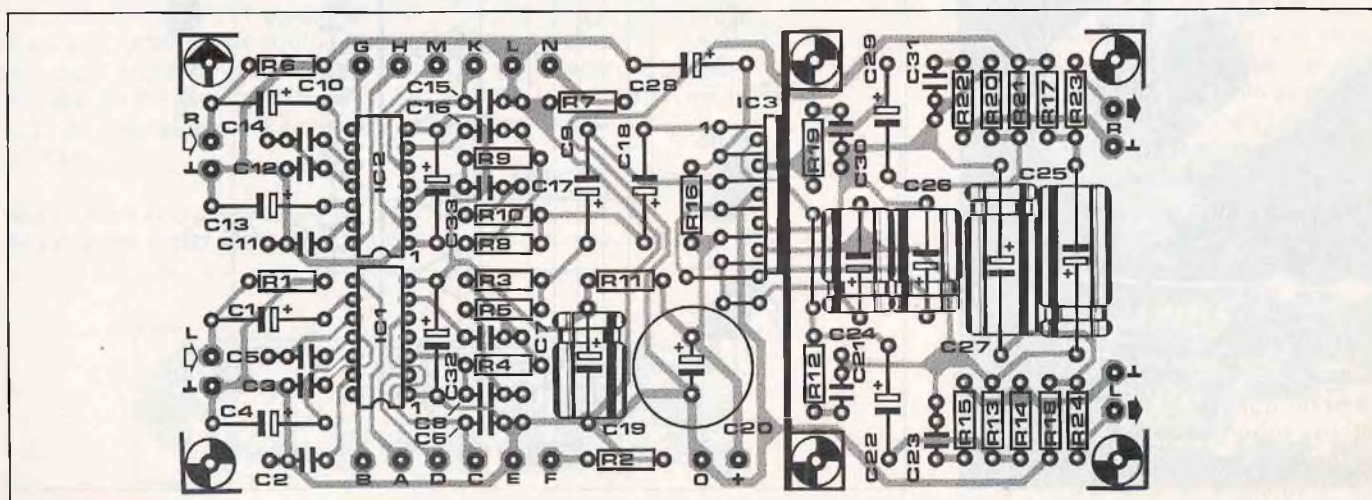
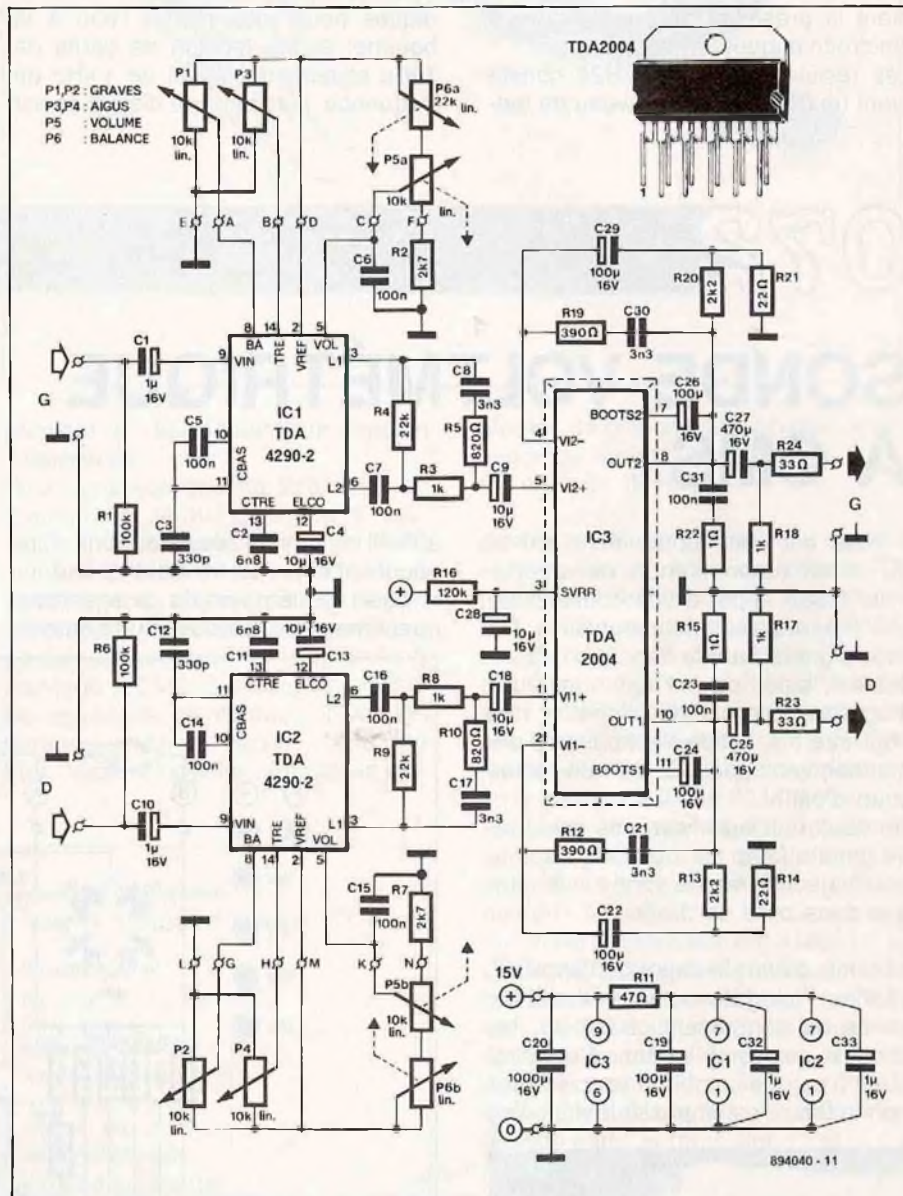
- R1, R6 = 100 kΩ
- R2, R7 = 2kΩ
- R3, R8, R17, R18 = 1 kΩ
- R4, R9 = 22 kΩ
- R5, R10 = 820 Ω
- R11 = 47 Ω
- R12, R19 = 390 Ω
- R13, R20 = 2kΩ
- R14, R21 = 22 Ω
- R15, R22 = 1 Ω
- R16 = 120 kΩ
- R23, R24 = 33 Ω
- P1 à P6 = 10 kΩ lin.
- P7, P8 = 22 kΩ lin.

Condensateurs:

- C1, C10, C32, C33 = 1 μF/16 V
- C2, C11 = 6nF8
- C3, C12 = 330 pF
- C4, C9, C13, C18, C28 = 10 μF/16 V
- C5, C6, C7, C14, C15, C16, C23, C31 = 100 nF
- C8, C17, C21, C30 = 3nF3
- C19, C22, C24, C26, C29 = 100 μF/16 V
- C20 = 1 000 μF/16 V radial
- C25, C27 = 470 μF/16 V

Semi-conducteurs:

- IC1, IC2 = TDA4290-2 (Siemens)
- IC3 = TDA2004 (SGS, Telefunken, doit être refroidi!)



Le TDA 2004 aussi se contente de quelques composants pour la définition du gain en tension (R13/R14 et R20/R21: gain de 40 dB environ), pour la limitation de la bande passante (R12 et R19: largeur de la bande passante de 22 kHz approximativement), pour la protection contre les court-circuits et les charges inductives.

Le choix d'une alimentation asymétrique du circuit implique inéluctablement la présence de condensateurs électrochimiques en sortie. Les résistances R23 et R24 constituent un adaptateur de niveau de ten-

sion et d'impédance pour le casque d'écoute; il peut être nécessaire de rechercher expérimentalement les meilleures valeurs de ces composants. Les résistances R17 et R18 doivent permettre aux condensateurs de se charger même en l'absence de charge pour éviter des plocs insupportables que pourrait entraîner le branchement du casque.

Voici quelques caractéristiques techniques pour vous mettre l'eau à la bouche: à une tension de sortie de 1 V_c et pour un signal de 1 kHz de fréquence, le facteur de distorsion est

inférieur à 0,03%, la largeur de bande -3 dB s'étend de 10 Hz à 22 kHz, le rapport signal/bruit de 70 dB. Les commandes de graves et d'aigus possèdent l'une une plage de réglage de ±17 dB et l'autre de ±20 dB. Alimenté sous 15 V (la plage des tensions d'alimentation admissibles est comprise entre 11 et 18 V), le montage consomme entre 150 et 200 mA. Les circuits correcteurs comportent une commande de volume physiologique. Pour l'utiliser, il suffit d'interconnecter les broches 2 et 4.

H. Burchardt

072

SONDE VOLTMÉTRIQUE A CMS

Il vous est sans doute déjà arrivé qu'un ami ou un membre de votre famille fasse appel à vos connaissances (appréciées) d'électronicien. On vous signale, l'air de rien, que l'amplificateur, la pompe de l'aquarium, ou le magnéscope a rendu l'âme et que peut-être... "si ce n'est pas trop demander, vous pourriez jeter un rapide coup d'oeil"...

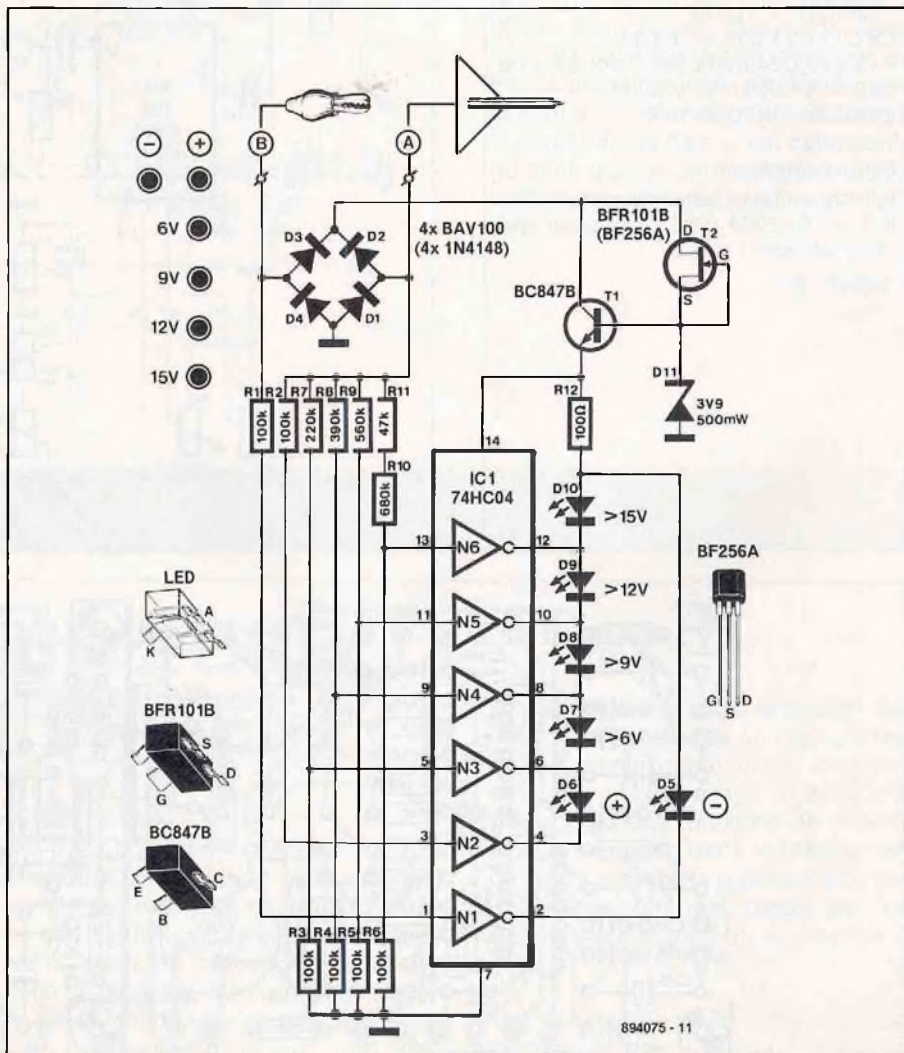
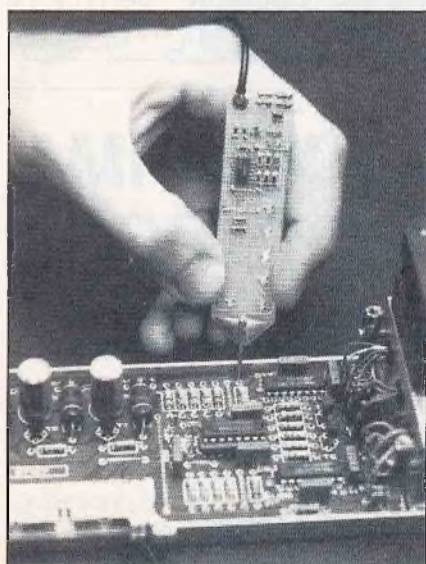
Un électronicien chevronné ne voyage jamais sans un tournevis dans la poche gauche et une sonde voltmétrique dans celle de droite...

Une fois ouvert le capot de l'appareil, vérifiée l'intégrité du fusible et l'absence de composant carbonisé, les choses se compliquent. Contrairement à ce que semblent supposer les non-initiés, il est impossible de suivre

à l'oeil nu le trajet des électrons. Pire encore, il arrive un moment où le doute saisit les témoins de ce spectacle quasi-magique. Si vous voulez sauver

la face il est urgent de mettre l'un de vos atouts sur la table.

Le voici cet atout: notre sonde voltmétrique en version CMS (Composants à Montage en Surface). L'oscillo-



scope" au format de poche n'existe malheureusement pas (encore ou à un prix inabordable). Il est plus que probable que la vue de cette sonde extraite nonchalamment de votre veston vous rende un certain crédit auprès de vos hôtes. La chance que vous puissiez localiser la panne à l'aide de cet instrument pratique est loin d'être négligeable; une raison de plus pour se lancer dès maintenant dans la réalisation de ce montage miniature.

Techniquement, cette sonde n'est en fait rien de plus qu'un voltmètre à LED d'où son nom de sonde voltmétrique. Cet instrument de mesure indique et la valeur de la tension présente et sa polarité.

Si la pointe de mesure présente un potentiel négatif par rapport à la pince crocodile, seule la LED (-) s'illumine. Si au contraire la tension mesurée est positive, l'une des cinq LED s'illumine en fonction du niveau réel de la tension au point de mesure. On aura en outre l'illumination alternée des LED

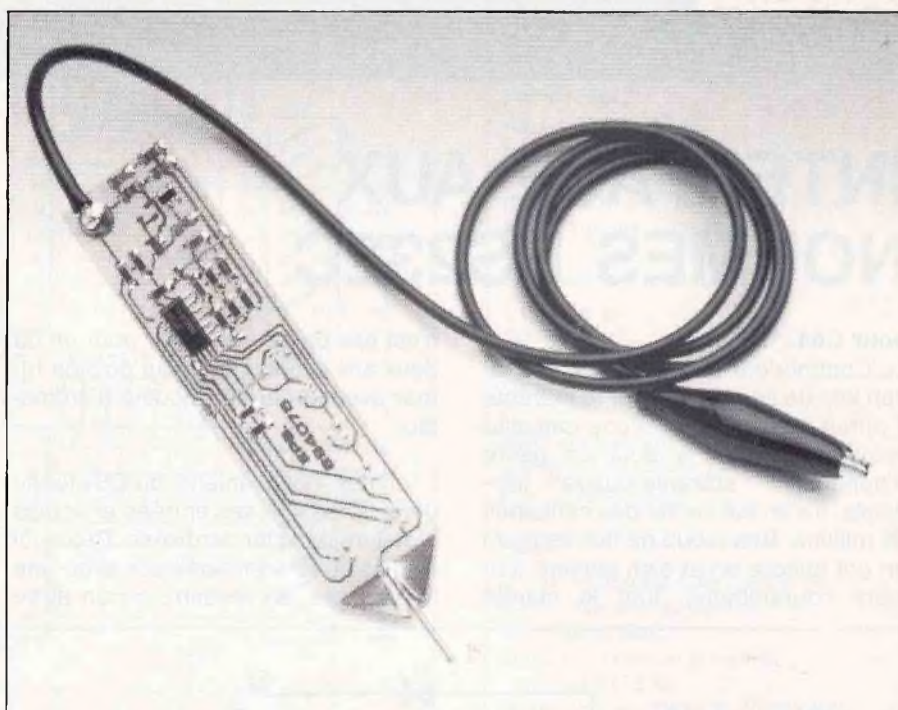
(-) et (+) lorsque la tension mesurée est... (vous l'avez deviné) alternative.

L'utilisation d'un circuit intégré HCMOS plutôt qu'un amplificateur opérationnel simplifie la mesure proprement dite. Dès que la tension d'entrée de n'importe lequel des inverseurs dépasse la moitié de la tension d'alimentation (régulée par les transistors T1 et T2 et la diode zener D11) la sortie correspondante passe au niveau bas.

Notons que ceci n'est le cas qu'à condition que IC1 soit du type HC. Il ne saurait être question d'utiliser, pour cette application spécifique, de type HCT ni à fortiori de type LS.

La connexion des LED aux sorties est telle qu'une LED à la fois seulement peut être illuminée (mode de fonctionnement point par point). La valeur faible de la tension d'alimentation de IC1 et la caractéristique de source de courant que présentent les sorties permettent de ne pas avoir à doter les LED de résistances de limitation de courant.

Nous avons choisi les seuils de commutation de façon à ce qu'ils corres-



pondent à des valeurs de tension "classiques".

Pour vous épargner la torture physique et mentale que constitue la réalisation d'un montage en version CMS sur une platine d'expérimentation à pastilles, nous avons étudié un dessin de circuit imprimé qui vous permettra de réaliser avec succès ce (premier?) montage à CMS. On pourrait envisager de réaliser ce montage en version normale, mais la version CMS fait plus "professionnelle". En cas de pro-

blèmes de disponibilité, on peut envisager de remplacer les diodes D1 à D4 par une 1N4148.

Si vous ne deviez pas arriver à trouver le transistor à effet de champ T2 (BFR101B, Philips, CMS), vous pourriez utiliser comme ersatz un BF256A standard. Nous avons dessiné le circuit imprimé pour une implantation sans problème de l'un ou l'autre de ces deux types de transistors. Si l'on utilise le BFR101B, (à quatre broches) on le placera à droite de la diode D11 (la pointe du montage est tournée vers la gauche), la broche la plus épaisse (la grille) faisant face à la diode D11 à sa gauche. Si au contraire on utilise un BF256A ordinaire, on le couchera à côté de la diode D11, la partie plate de son boîtier tournée vers le circuit imprimé; les trois broches du transistor sont ensuite soudées aux trois îlots en regard desquels elles se trouvent, pastilles disposées entre le transistor T1 et la diode D3.

Après avoir vérifié le bon fonctionnement du montage, on pourra le doter d'une fine couche de résine transparente qui présente le double avantage d'assurer une isolation électrique et de donner au montage une bonne rigidité mécanique. Un morceau de fil de câblage souple d'une cinquantaine de centimètres relie l'îlot rond du circuit imprimé à une pince crocodile dotée d'un capuchon isolant.

Liste des composants
(tous les composants sont des CMS!)

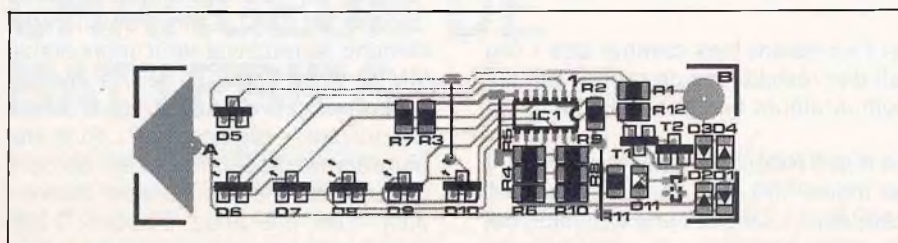
Résistances:

- R1 à R6 = 100 kΩ
- R7 = 220 kΩ
- R8 = 390 kΩ
- R10 = 680 kΩ
- R11 = 47 kΩ
- R12 = 100 Ω

Semi-conducteurs:

- D1 à D4 = BAV100
- D5 à D10 = LED rouge
- D11 = diode zener 3V9/500 mW
- T1 = BC847B
- T2* = BFR101B (Philips)
- IC1 = 74HC04 (ne pas utiliser la version HCT)

* ersatz éventuel pour T2: un BF256A (non CMS)



ATTENTION: il ne saurait être question de procéder avec ce montage à des mesures sur la tension du secteur: il n'est pas prévu pour cela!!! Ce montage peut mesurer des tensions jusqu'à 30 V au maximum.

073

INTERFACE AUX NORMES RS232C

pour C64

Le Commodore C64 a créé la sensation lors de son arrivée sur le marché. Il offrait une mémoire d'une capacité inconnue jusque là pour ce genre d'appareils : soixante-quatre kilooctets. Il s'en est vendu des centaines de milliers. Beaucoup de nos lecteurs en ont encore un et s'en servent toujours couramment. Tout le monde

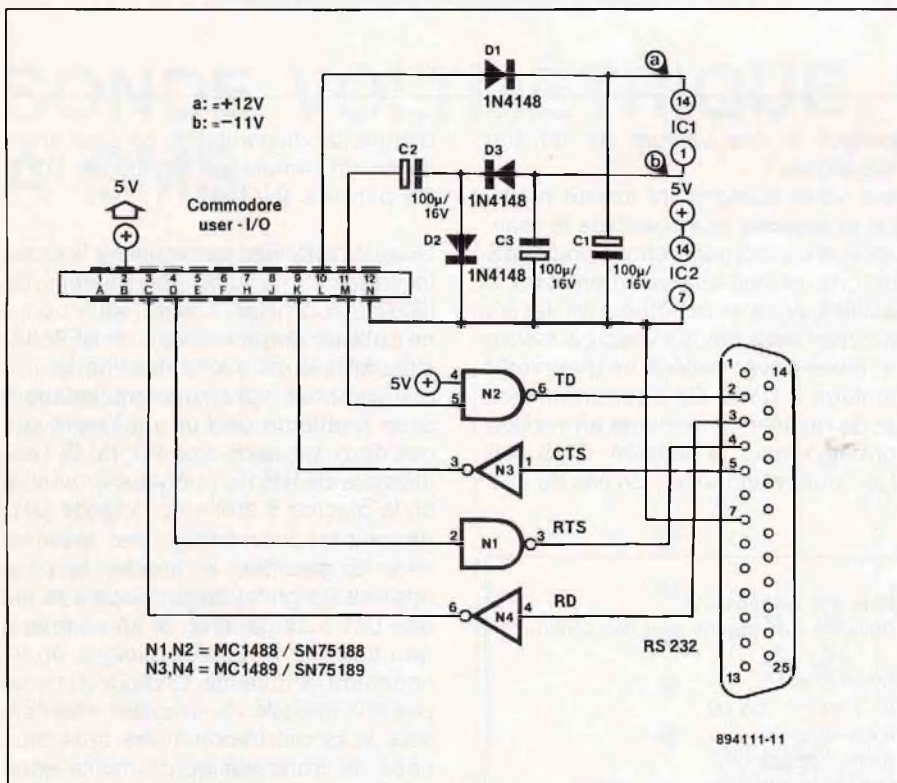
n'est pas prêt à s'endetter pour un ou deux ans simplement pour pouvoir frimer avec le dernier modèle d'ordinateur.

L'un des inconvénients du C64 tenait dans le fait que ses entrées et sorties n'étaient pas standardisées. Dès qu'il s'agissait de communiquer avec une imprimante, un modem, ou un autre

ordinateur, les fiches ne s'emboîtaient pas et les niveaux de tension n'étaient pas adaptés.

Bonne nouvelle ! Voici un circuit qui convertit la sortie série du C64 en une véritable interface RS232C. La pseudo-interface RS232 du C64 est accessible à l'arrière de l'appareil. Elle utilise simplement quelques lignes du port utilisateur. Ne vous croyez pas sorti de la panade avec un simple connecteur DB25 conforme à la norme RS232C. Que faites-vous des niveaux TTL à convertir ? Au zéro logique doit correspondre une tension comprise entre +5 et +25 V, au un logique une tension comprise entre -5 et -25 V. Le Commodore, bon prince, met à notre disposition sur le port utilisateur une tension alternative de 9 V. Bonne aubaine, nous allons en faire une alimentation continue symétrique. Un redressement simple alternance fournit fort simplement la tension positive. Pour la tension négative, c'est plus fort et moins simple : comme un pôle de la tension alternative est déjà connecté par Monsieur Commodore à la masse logique de sa machine, il va falloir ruser. Le montage est celui d'un doubleur Latour, la charge de C2 se fait par D2, et sa décharge dans C3 par D3.

La suite est bien connue : le 1488 est tout content d'avoir son alimentation symétrique et ne fait pas la fine bouche sur la stabilisation de la tension. Le 1489, lui, se contente du +5 V. Bravo !



074

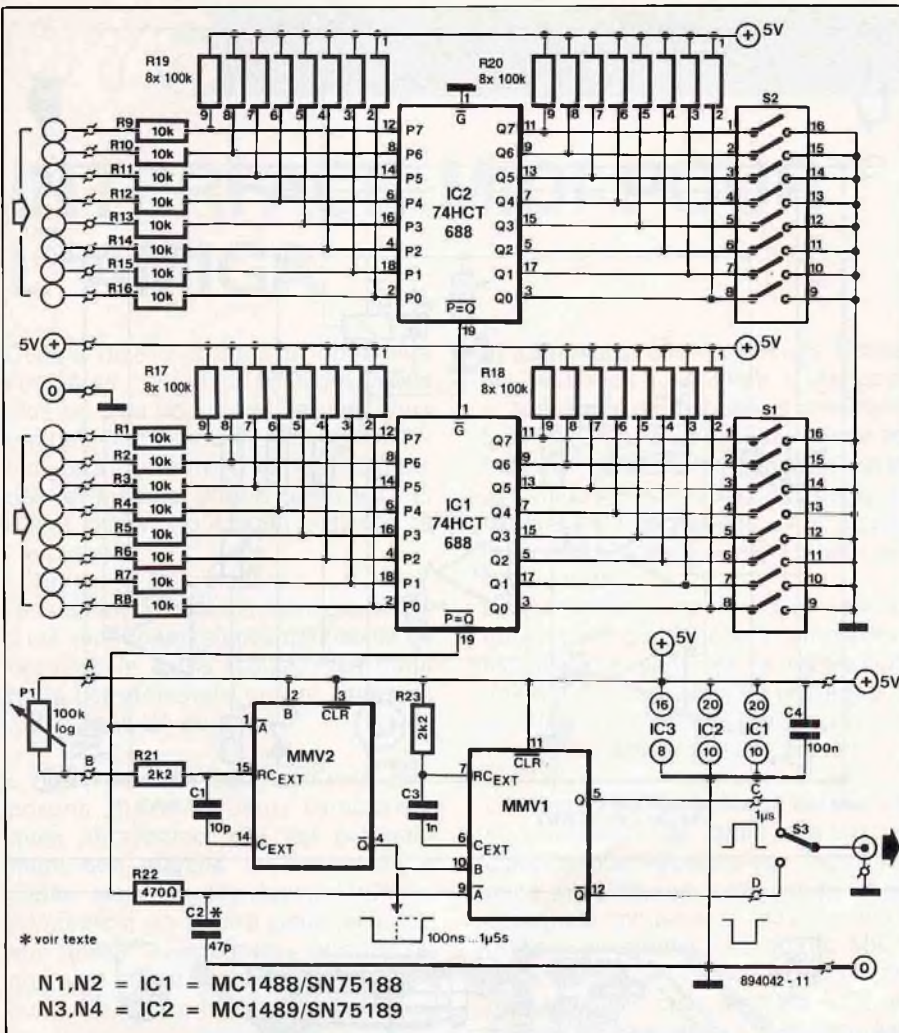
ANALYSEUR LOGIQUE MONOVOIE

Plutôt que d'un véritable analyseur logique, il s'agit d'un déclencheur de synchronisation capable de répondre à un mot binaire de 16 bits. Le mot binaire à reconnaître est programmé par les interrupteurs S1 et S2 (à chacun 8 éléments). Les entrées laissées

en l'air seront lues comme des 1 (du fait des résistances de rappel) par les comparateurs binaires IC1 et IC2.

Le mot à reconnaître doit être présent au moins 100 ns à l'entrée des comparateurs. Dès que cette condition est

remplie, un zéro apparaît à la sortie (broche 19) d'IC1. Cette transition déclenche le multivibrateur monostable MMV2 et sa sortie Q délivre une impulsion négative de 0,1 à 1,5 µs de durée suivant le réglage de P1. Si le mot programmé disparaît de l'entrée pendant ce délai, le signal de synchronisation n'est pas émis, puisque Q blo-



que le monostable MMV1. La remontée de la sortie \bar{Q} de MMV2 autorise le déclenchement de MMV1 si la sortie des comparateurs est toujours à zéro. Le choix d'un potentiomètre logarithmique pour P1 permet de régler précisément les durées d'impulsion les plus courtes. L'impulsion de MMV1 servant au déclenchement de l'oscilloscope est de durée fixe : $1 \mu s$, déterminée par R23 et C3.

L'inverseur S3 permet de diriger vers l'entrée de synchronisation soit une impulsion positive (Q) soit une impulsion négative (\bar{Q}).

Liste des composants

Résistances:

R1 à R16 = 10 k Ω
R17 à R20 = réseau 8 \times 100 k Ω
R21, R23 = 2k Ω
R22 = 470 Ω
P1 = 100 k Ω log.

Condensateurs:

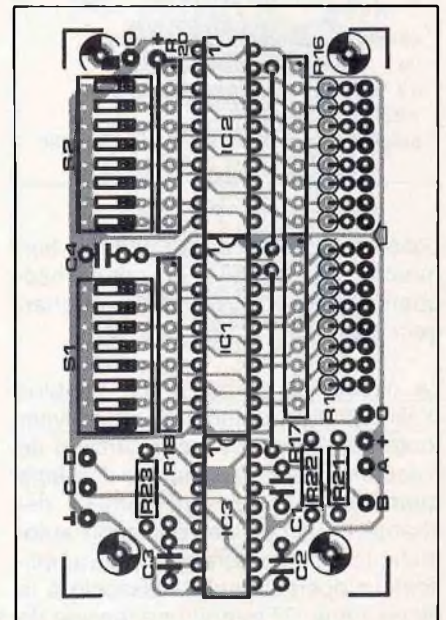
C1 = 10 pF
C2 = 47 pF
C3 = 1 nF
C4 = 100 nF

Semi-conducteurs:

IC1, IC2 = 74HCT688
IC3 = 74HCT123

Divers:

S1, S2 = octuple interrupteur DIL
S3 = inverseur unipolaire
K1 = prise BNC
pince crocodile ou grippe-fil
miniature (18 x)
boîtier (par ex. OKW A 9010 065)



075

CIRCUIT DE COUPURE AUTOMATIQUE POUR CHARGEUR DE BATTERIES

Les chargeurs de batteries que l'on vous propose partout à des prix invraisemblablement bas, ce sont des ca-deaux empoisonnés ! En fait, même

si on vous les offrait, il faudrait vous en méfier comme de la peste, car ces appareils, s'ils rechargent bel et bien les batteries, en assurent aussi la

destruction à brève échéance, en cas de charges répétées et fréquentes. Non seulement ils ne surveillent que de loin l'intensité du courant de charge, mais ils négligent aussi de surveiller la tension. Un chargeur correct doit interrompre le courant de charge dès que la tension de l'accumulateur atteint 13,8 V et ne doit reprendre la charge que lorsqu'elle est tombée sous le seuil de 12,6 V. C'est ce que permet d'obtenir l'automatisme pro-

Liste des composants:

Résistances:

- R1 = 470 Ω
- R2,R3 = 100 kΩ/1%
- R4 = 1 MΩ
- R5 = 100 kΩ
- R6 = 8kΩ2
- R7 = 10 MΩ
- R8 = 10 kΩ
- R9 = 270 Ω
- R10 = 3kΩ3
- R11 = 22 kΩ
- R12 = 270 kΩ
- P1,P2 = ajust. 5 kΩ

Condensateurs:

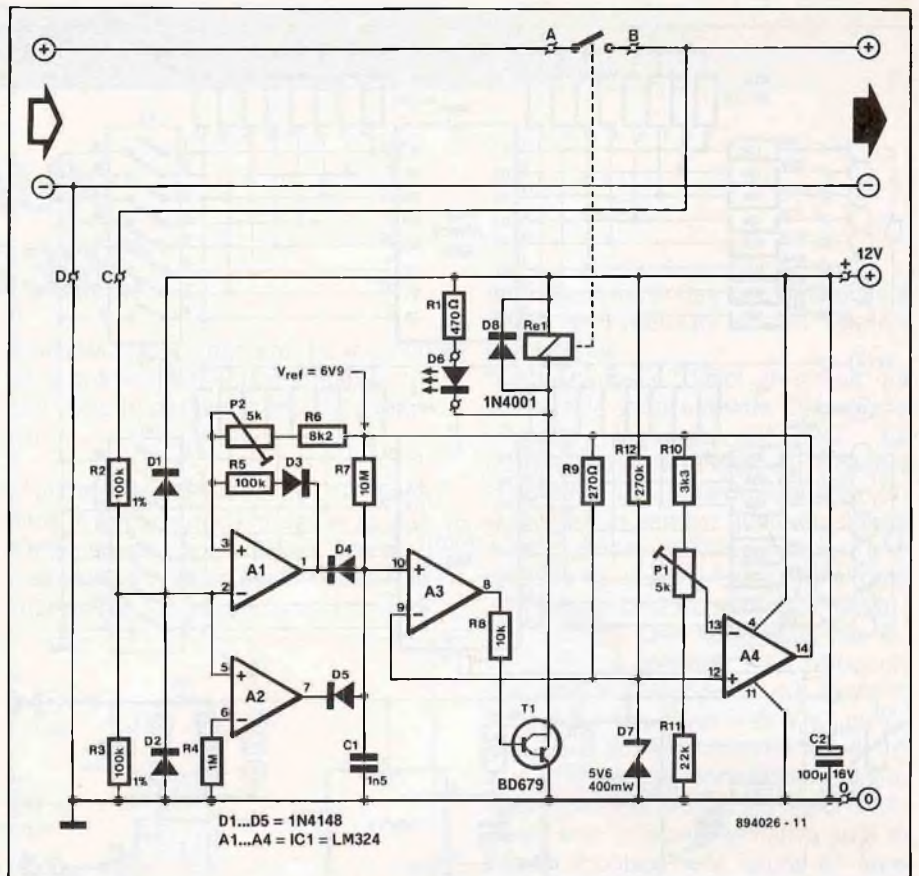
- C1 = 1nF5
- C2 = 100 μF/16 V

Semi-conducteurs:

- D1 à D5 = 1N4148
- D6 = LED (verte)
- D7 = diode zener 5V6/400 mW
- D8 = 1N4001
- T1 = BD679
- IC1 = LM324

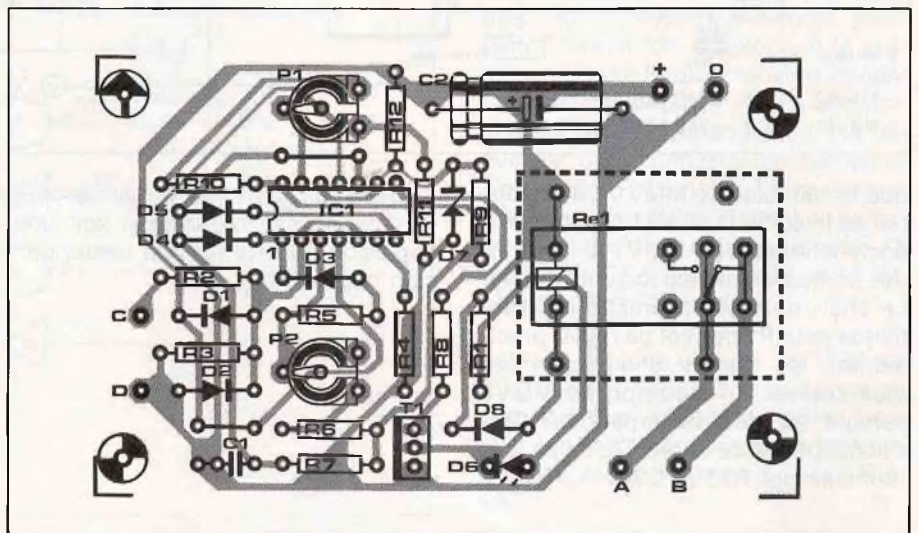
Divers:

- adaptateur secteur 12 V/250 mA
- Re1 = relais, tension de bobine 12 V/250 mA (tel que Siemens V23037-A2-A101)
- boîtier tel que OKW 2492 par exemple



posé ici. Associé à un chargeur bon marché quelconque et par conséquent dangereux, il en fera un chargeur correct.

Le circuit est alimenté par un bloc d'alimentation autonome pour éviter toute interférence avec la tension de l'accumulateur à charger : même quand celui-ci est entièrement déchargé, le circuit de régulation automatique fonctionnera encore. L'amplificateur opérationnel A4 associé à la diode zener D7 fournit une tension de référence d'une bonne stabilité. En l'absence d'accumulateur à charger, il règne une faible tension sur R4 et la sortie de A2 est basse, ce qui empêche le relais d'être excité : la jonction A-B n'est pas établie, le chargeur n'est pas branché. Il faut qu'il règne une tension aussi faible soit-elle entre les pincettes crocodiles placées sur les bornes d'une batterie (il reste toujours quelques millivolts, même si la batterie est déchargée) pour que le relais soit excité. Si la batterie est branchée à l'envers, il ne se passera donc rien. Dès que la batterie à charger est connectée correctement, la sortie de A2 devient haute, et tant que la tension de la batterie est inférieure à 13,8 V, la sortie de A1 reste haute elle aussi. Le relais est excité, la charge se déroule normalement. Pour le relais, il faut un modèle qui supporte le courant de charge de la batterie (5 A par exem-



ple). Quand la tension aux bornes de la batterie atteint 13,8 V, la sortie de A1 devient basse : le contact du relais s'ouvre et la charge est interrompue.

Nous verrons encore quelques détails de fonctionnement au moment de régler le circuit. Pour l'instant, passons à la réalisation qui sera facilitée par le dessin de circuit imprimé que nous vous proposons. Sur la platine il y aura même la place de mettre un relais de type "auto" comme on en trouve couramment. Il n'est pas inutile de rajouter une bonne couche d'étain sur les pistes de cuivre par où passe le courant de charge, ou encore de souder un fil de cuivre de forte section en parallèle avec ces pistes. Le réglage du circuit est simple puisqu'il suffit de déterminer la tension de

référence à l'aide de P1 : il s'agit de relever sur la sortie de A4 une tension de 6,9 V précisément. Du fait de la symétrie rigoureuse du diviseur de tension formé par R2 et R3, le circuit de coupe automatique sera activé par une tension de précisément deux fois 6,9 V, soit 13,8 V. L'hystérésis de la bascule est fixée par R5 et D3 et sera réglée avec précision à l'aide de P2. On commencera par charger une batterie une fois que la tension de référence aura été réglée. Il faut attendre que le relais s'ouvre en fin de charge, puis relever la tension sur la broche 3 de A1 et la régler pour qu'elle soit de 6,3 V précisément. Dès que la tension aux bornes de la batterie sera repassée sous ce seuil, le circuit excitera de nouveau le relais.

H. Huynen

INTERFACE MIDI POUR L'AMIGA

Depuis qu'elle a fait son apparition sur l'Atari, l'interface MIDI devient de plus en plus populaire. De nombreux ordinateurs possèdent une telle interface dès leur arrivée sur les étagères des revendeurs; pour d'autres il s'agit d'une option qu'il suffit d'ajouter à l'ordinateur.

L'Amiga de Commodore est, malheureusement, livré sans interface MIDI. Il est cependant relativement facile de convertir la sortie RS 232 que comporte cet ordinateur en une interface MIDI digne de ce nom.

L'interface MIDI que nous vous proposons présente deux caractéristiques attrayantes: elle est extrêmement bon marché et compatible à 100% avec les interfaces MIDI du commerce; on pourra pour cette raison utiliser avec elle les logiciels de domaine public ou commerciaux conçus pour la dite interface.

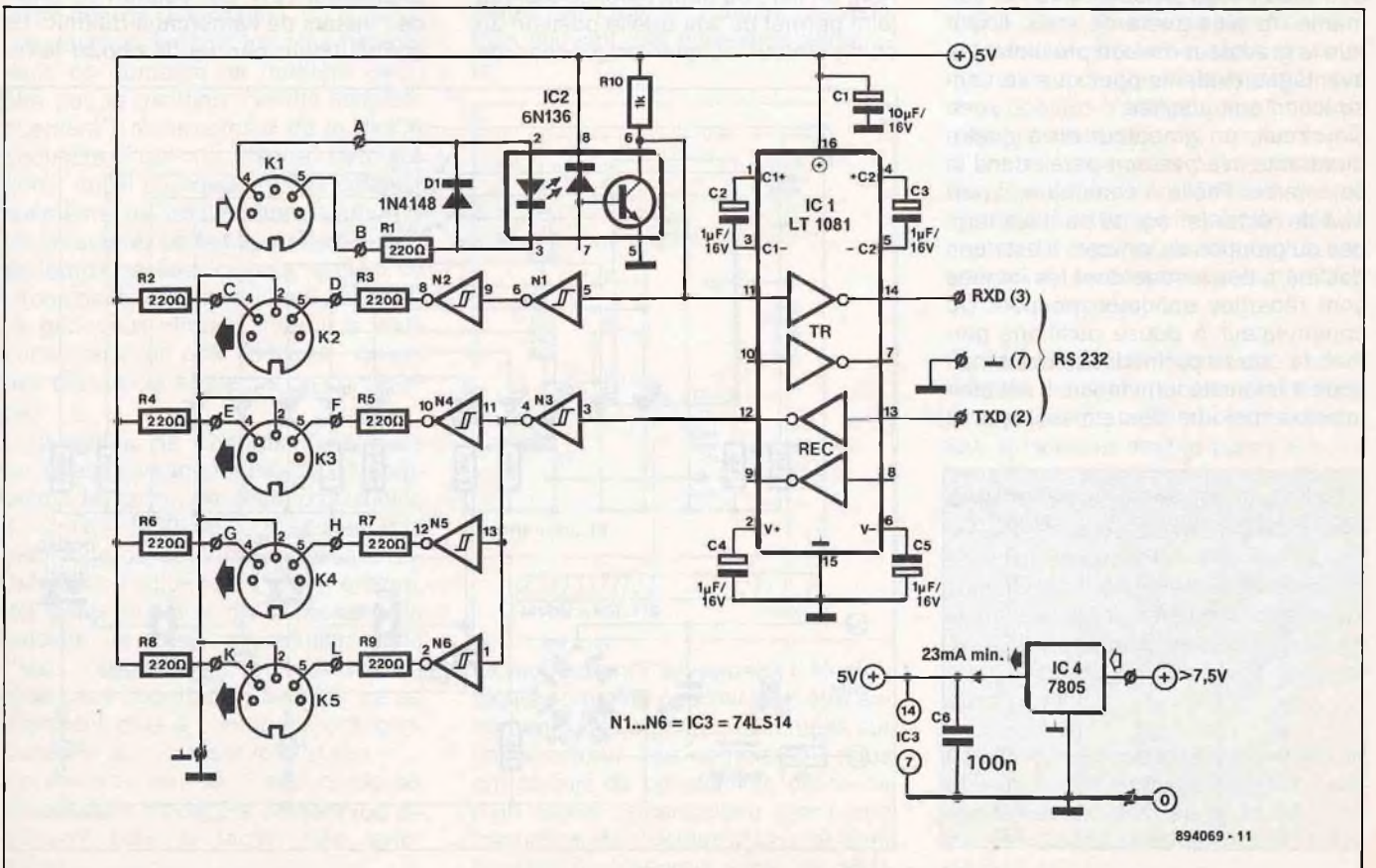
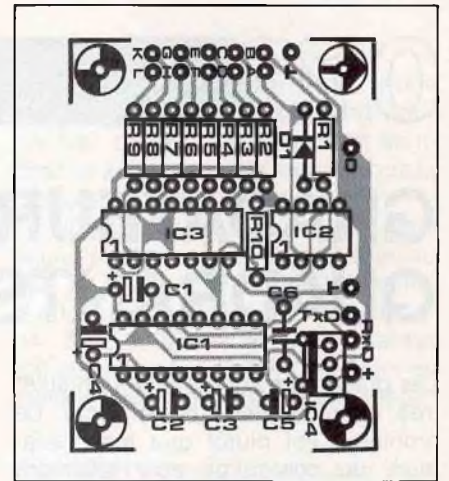
Une interface MIDI est une interface sérielle utilisant une boucle de courant. La vitesse (taux de transmission) de ce canal sériel est de

31 250 bauds, une vitesse très élevée par les temps qui courent. L'Amiga a la spécificité de disposer d'une interface RS 232 capable de travailler à ce taux de transmission très particulier que nous venons d'évoquer, caractéristique qu'il ne partage, pour autant que nous le sachions, avec aucun autre ordinateur.

De par cette caractéristique spécifique, il suffit de disposer d'un convertisseur pour effectuer la conversion des données sérielles en provenance de l'interface RS 232 (tension) en un vrai signal MIDI (courant).

Un coup d'oeil au schéma permet de se convaincre du faible nombre de composants nécessaires, trois circuits intégrés, un opto-coupleur et quelques composants passifs, pour réaliser ce montage. L'entrée MIDI, le connecteur K1 convertit, par l'intermédiaire de l'opto-coupleur IC2, un courant en une tension. Les données sérielles retournent ensuite, à travers une paire d'inverseurs-tampons, N1 et N2, vers une sortie du type MIDI-THRU. L'autre moitié des données se

dirige, via un circuit de commande RS 232, IC1, vers l'interface RS 232. A l'inverse, les données sérielles en provenance de l'ordinateur (TxD) sont transmises, par l'intermédiaire d'une série d'inverseurs, vers trois, ni plus ni moins, sorties MIDI. La présence du circuit intégré spécialisé IC1 constitue une protection suffisante contre les niveaux de tension que l'on peut rencontrer sur une interface RS 232; on pourra envisager de l'utiliser avec un autre ordinateur le cas échéant.



Liste des composants:

Résistances:

R1 à R9 = 220 Ω
R10 = 1 kΩ

Condensateurs:

C1 = 10 μF/16 V tantale
C2 à C5 = 1 μF/16 V (radial)
C6 = 100 nF

Semi-conducteurs:

D1 = 1N4148
IC1 = LT1081 (Linear Technology)
IC2 = 6N136
IC3 = 74LS14
IC4 = 7805 *
* = voir texte

Divers:

K1 à K5 = embase DIN femelle à 5 broches à 180°

L'utilisation d'une platine fabriquée à partir du dessin des pistes étudié pour ce montage simplifie sensiblement sa réalisation. La mise en place des composants ne devrait pas vous poser de problème. Seul le câblage entre la platine et les embases DIN, à effectuer manuellement, exige un rien de soin et de réflexion.

Si l'on dispose d'une tension régulée de 5 V (fournie par une alimentation ou extraite directement de l'ordinateur) on pourra supprimer le régulateur IC4. Il faut dans ce cas implanter un pont de câblage entre les orifices prévus à l'origine pour les broches 1 et 2 de IC4.

Entrer dans le détail de l'utilisation de cette interface MIDI sort du cadre des articles publiés dans un numéro

"Hors-Gabarit". Branchez l'interface terminée à la sortie RS 232 de votre Amiga, achetez un logiciel spécialisé MIDI (tel que Aegis Sonix, StudioMagic ou Musi Mouse) et lancez vous à la découverte d'un domaine aux surprises nombreuses. Il vous suffira de lancer le logiciel dont vous disposez, pour que le programme s'occupe du reste.

E. Ponsen

077

GRADATEUR À QUATRE QUADRANTS

Les gradateurs sont toujours un sujet très apprécié dans notre revue. Le problème est plutôt que les gradateurs du commerce sont tellement bon marché qu'en construire un soi-même n'a plus guère de sens. Il faut que le gradateur maison présente des avantages évidents pour que sa construction soit justifiée.

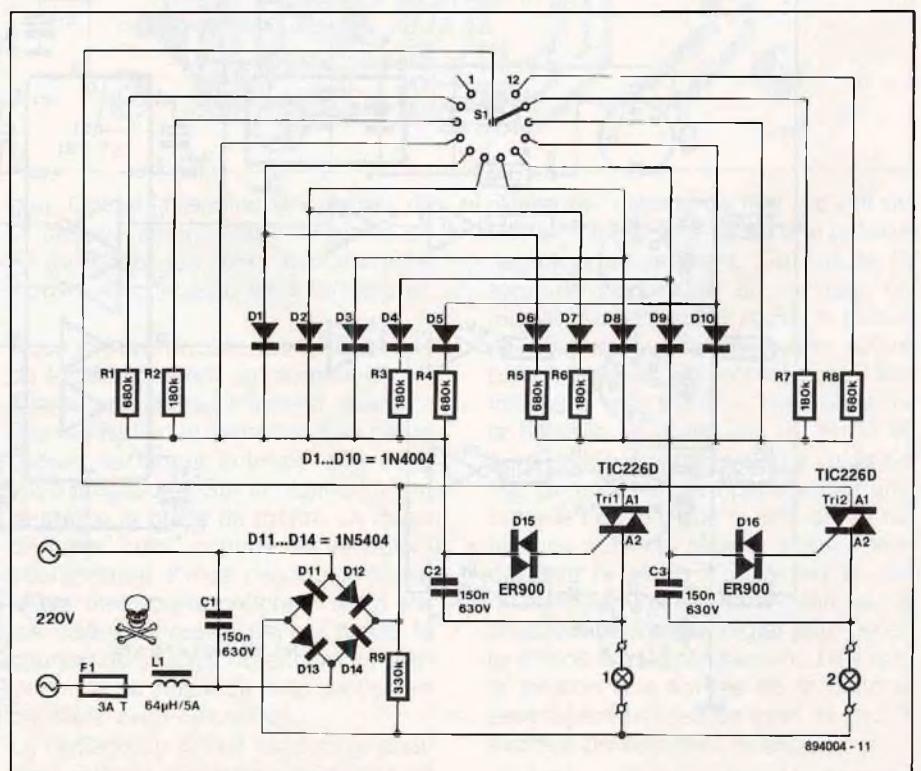
Ce circuit, un gradateur dit à quatre quadrants, n'a pas son pareil dans le commerce. Facile à construire, il permet de régler le régime de deux lampes ou groupes de lampes. Il est donc destiné à des lustres dont les lampes sont réparties en deux groupes. Un commutateur à douze positions permet de choisir parmi douze combinaisons d'intensité lumineuse. Il est clair (c'est la moindre des choses) que le

réglage en continu de chaque lampe (ou groupe) n'est pas possible. Chaque lampe (ou groupe) peut être alimentée suivant quatre régimes : tout, rien, un tiers ou deux tiers. Le tableau joint permet de voir quelle position du commutateur adopter en fonction de

la combinaison des intensités lumineuses désirée.

Les deux gradateurs fonctionnent suivant le principe classique du triac commandé par un diac et un réseau déphaseur R/C. Le réseau R/C retarde l'instant de l'amorçage du triac. Le commutateur permet de choisir la ré-

Position du commutateur	puissance du groupe A	puissance du groupe B
1	0	0
2	1/3	0
3	2/3	0
4	1	0
5	1	1/3
6	1	2/3
7	1	1
8	2/3	1
9	1/3	1
10	0	1
11	0	2/3
12	0	1/3



894004 - 11

sistance du réseau et donc de modifier le régime de la lampe. La position sans résistance correspond à l'extinction des deux lampes, le court-circuit à l'allumage "à fond", les résistances de 180 k Ω et de 680 k Ω correspondent aux régimes intermédiaires. Les diodes empêchent un groupe d'influer sur l'autre.

L'inductance de 64 μ H et le condensateur de 150 nF constituent le réseau antiparasite, le fusible est censé

protéger les triacs en cas de court-circuit franc sur une sortie lampe. Le refroidissement des triacs par un radiateur de 12°C/W de résistance thermique autorise la commande de puissances de l'ordre de 500 W sans problème. Reste à veiller à l'aération des radiateurs, et par des orifices assez petits pour interdire le contact des doigts.

Utilisez un commutateur à axe en plastique, dont vous aurez retiré la bu-

tée, ce qui permet de revenir au zéro sans marche arrière. D'autre part, il sera monté de façon à ce que l'axe soit le seul à dépasser du boîtier, pour parfaire l'isolement.

Comme tous les montages alimentés directement sur le 220 V, ce gradateur est dangereux et il faut respecter toutes les règles de sécurité, en commençant par la valeur du fusible.

C. Mangold

078

DÉTARTREUR ÉLECTRONIQUE

Un peu partout en France, l'eau du robinet est "dure", c'est-à-dire qu'elle contient une bonne dose de calcaire en suspension, matériau qui ne demande qu'à se déposer dès que l'on porte l'eau à ébullition. De nombreux percolateurs (domestiques ou industriels) ont rendu l'âme pour cette raison.

Toute personne confrontée aux problèmes du tartre tend l'oreille lorsqu'elle entend parler d'une nouvelle technique de détartrage.

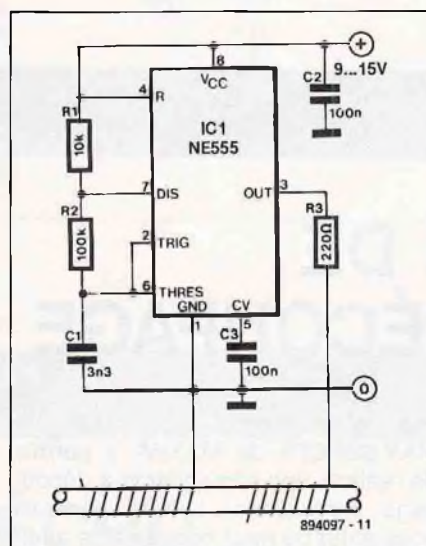
Les développements les plus récents dans ce domaine ne méritent peut-être pas la mention "vérifié scientifiquement", mais comme dit le dicton populaire "qui ne risque rien n'a rien"; aussi pourquoi ne pas essayer soi-même de trouver une solution à ce problème. Le faible coût et le peu de temps nécessaire pour réaliser ce circuit ne devraient vraiment pas avoir de quoi vous effrayer, surtout si vous connaissez les prix "poivrés" qu'ont des dispositifs similaires du commerce.

L'utilisation de champs électriques ou (électro-)magnétiques pour combattre le tartre ne date pas d'hier, puisqu'en 1930 déjà, il existait une technique de détartrage y faisant appel. Sous l'influence d'un tel champ, les petits cristaux de carbonate de calcium (le tartre) en solution dans l'eau s'agglomèrent en cristaux de taille plus importante; ainsi ils ne se déposent plus à l'intérieur des conduites et autres réservoirs d'eau.

En d'autres termes, l'eau garde sa dureté mais les dépôts cessent (ou diminuent pour le moins très fortement).

D'après un article du magazine anglais "New Scientist" (18 février 1988) les scientifiques ont constaté ce phénomène mais ne lui ont pas encore trouvé d'explication plausible.

La méthode n°1 est, mécaniquement, la plus simple. On place autour, à proximité immédiate, au-dessus ou en-dessous, de la conduite d'eau un aimant puissant (2,5 gauss ou plus). Nous avons pour notre part fait appel à un aimant extrait d'un haut-parleur défunt car ce type d'aimant possède bien souvent une puissance adéquate.



La méthode n°2 fait appel à l'électronique, comment pourrait-il en être autrement? Des mesures effectuées sur un détartré "du commerce" nous ont permis de constater la présence d'un signal rectangulaire ayant une fréquence de quelque 2 kHz et dont l'amplitude atteignait près de 15 V.

Dans nos laboratoires nous avons imaginé une solution standard pour générer ce signal parfaitement standard: le schéma représenté ici vous la propose.

Le circuit temporisateur, un 555 classique, produit un signal rectangulaire que nous appliquons aux extrémités de deux "bobines" enroulées autour de la conduite d'eau à détartrer (20 spires de fil de cuivre de 1 mm de section pour chacune des bobines).

Après leur mise en place autour de la canalisation, on fixe les bobines à l'aide d'une couche de film plastique auto-collant. On veillera lors de cette opération à ce que les extrémités des deux bobines n'entrent pas en contact avec la canalisation car ce n'est pas là le but de la manoeuvre. Les prospectus commerciaux prétendent que le système fonctionne quel que soit la nature du matériel constituant la canalisation. Laissons leur le bénéfice du doute à ce sujet.

L'alimentation est fournie par un petit module secteur (tension continue). On utilisera de préférence un adaptateur à isolation double puisque nous travaillons sur la canalisation d'eau. Nous avons commencé nous-même un test de durée sur notre percolateur et, vous tiendrons au courant s'il est concluant. Les premières impressions du fonctionnement des deux dispositifs, celui à base d'aimant en particulier, nous paraissent relativement positives.

P.S. Il ne faut pas croire que cet article sérieux soit le montage "bidon" traditionnellement blotti parmi la centaine de circuits du numéro Hors-Gabarit de Juillet/Août.

079

GÉNÉRATEUR DE SIGNAL SONORE MONO-CIRCUIT

Quelques-uns des domaines d'applications de ce générateur de signal sonore basé sur un 4093, un circuit intégrant quatre portes NAND à trigger de Schmitt, sont ceux des dispositifs d'alarme, des sonnettes de porte (le déclenchement se fait dans ce cas par l'intermédiaire de la tension de sonnette redressée) et des circuits de génération de signal sonore montés sur une automobile (indication de passage en marche-arrière ou d'oubli des feux par exemple).

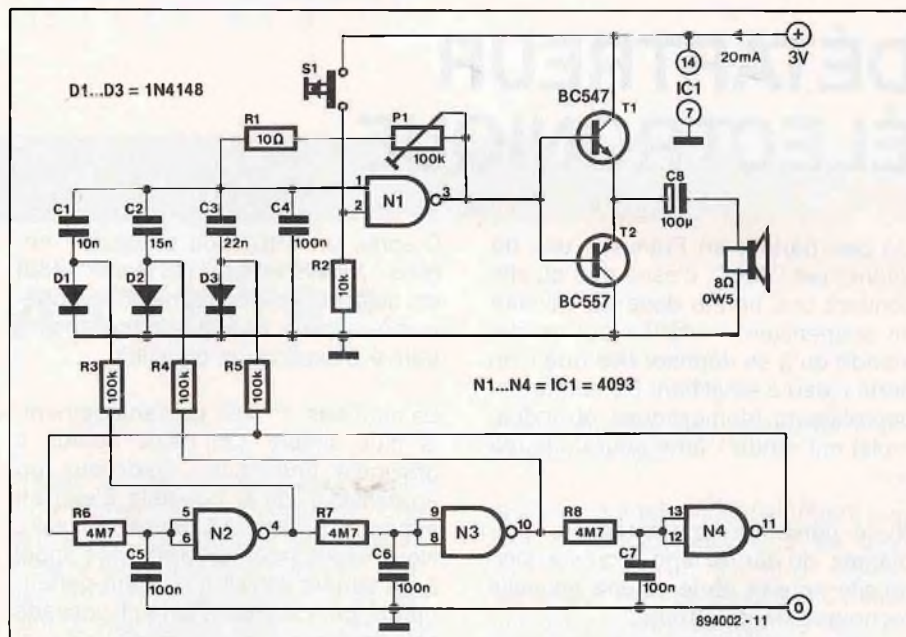
Trois des quatre portes NAND que comporte IC1, N2 à N4, dotées chacune d'un réseau RC, sont connectées en série. La réinjection du signal disponible en sortie de la troisième porte, N4, à l'entrée de la porte N2 entraîne la mise en oscillation de l'ensemble. Les niveaux logiques produits par les portes de l'oscillateur montées en cascade polarisent la diode qui leur est associée, D1, D2 ou D3. Ces diodes connectent à leur tour les condensateurs, dont la valeur détermine la fréquence, à la quatrième porte

NAND, le générateur de signal proprement dit, N1. Le signal disponible en sortie de cette porte lors d'une action sur le bouton-poussoir S1 attaque une paire de transistors complémen-

taires, T1 et T2 qui l'amplifient, lui donnant un niveau suffisant pour commander la haut-parleur.

La résistance ajustable P1 permet d'adapter au goût de chacun le signal fourni par le générateur de signal sonore (on ne peut pas décemment parler de "mélodie").

P. Sicherman



080

RÉGULATEUR DE TENSION À DÉCOUPAGE

Pour l'utilisateur, les alimentations à découpage présentent divers avantages au compte desquels un rendement sensiblement plus élevé que celui d'une alimentation ordinaire. On pourra faire appel à l'alimentation à découpage décrite ici, dont le rendement atteint 85%, pour toutes les applications qui exigent impérativement un rendement élevé.

Une tension d'entrée comprise entre 12 et 16 V est transformée en une tension de 5 V très exactement. L'utilisa-

tion d'un circuit spécialisé, le MAX 638 CPA de MAXIM, a permis de réaliser une alimentation à découpage relativement simple puisqu'il nous suffit de neuf composants additionnels seulement.

Les résistances R1 et R2 servent à signaler une tension de batterie faible. Dès que la tension appliquée à la broche 3 tombe en-dessous de 1,3 V, la LED D1 s'allume. Si on adopte les valeurs du schéma pour les compo-

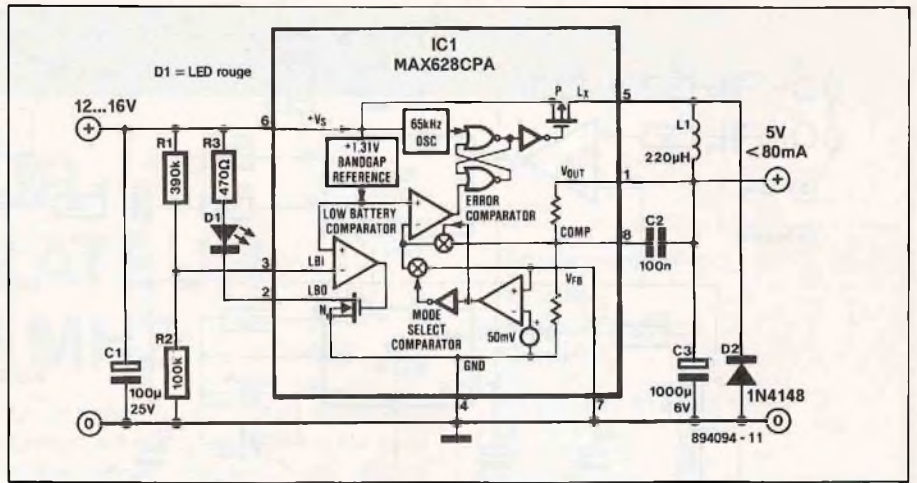
sants du diviseur de tension la LED s'allume lorsque la tension d'alimentation passe en-dessous de 6,5 V.

En sortie du circuit intégré, nous trouvons un filtre LC tout ce qu'il y a de plus simple: la self L1, le condensateur C3 et la diode de protection D1. L'oscillateur intégré, dont la fréquence atteint 65 kHz, attaque le transistor de sortie par l'intermédiaire de deux portes NOR. Le circuit de détection d'erreur intégré dans le MAX 638, l'indicateur de tension de batterie faible ou le comparateur de tension peuvent indépendamment l'un de l'autre (ou

de concert) bloquer le signal d'horloge, entraînant du même coup le blocage du transistor.

Par l'intermédiaire de son diviseur de tension intégré, le MAX 638 procède à une comparaison entre la tension de sortie (5 V) et une tension de référence interne. En fonction de la charge, le FET sera commuté pendant une durée plus ou moins longue. L'intensité de crête du courant à travers le FET ne doit pas dépasser 375 mA, valeur qui correspond à un courant de sortie maximal de 80 mA.

MAXIM est représenté en France, entre autres, par A2M



081

AUTOMATISME DE MISE HORS-FONCTION

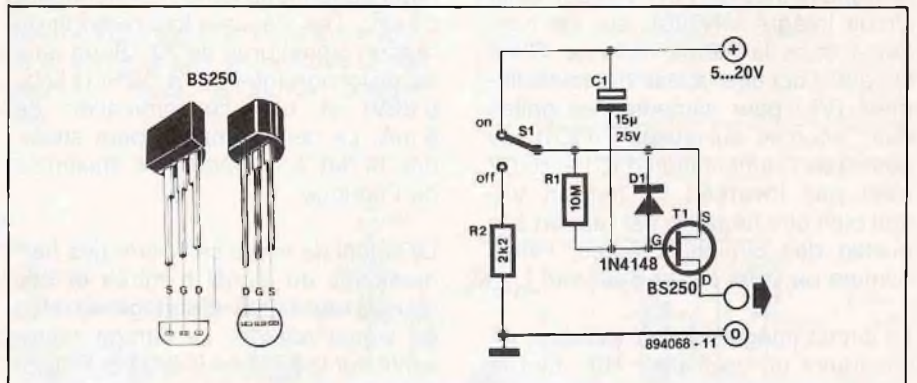
De nombreux appareils de mesure alimentés par pile(s), tels que les multimètres par exemple, possèdent un inverseur comme interrupteur marche/arrêt. Nous utiliserons cette caractéristique spécifique pour réaliser notre automatisme de mise hors-fonction.

Lorsque l'appareil se trouve en position "arrêt", le condensateur C1 se charge rapidement à travers la résistance R2 et la diode D1. Dès que l'on met l'appareil en marche, le condensateur C1 se décharge progressivement à travers la résistance R1. Tant que le courant de décharge est suffisant, le FET (*Field Effect Transistor* = transistor à effet de champ) T1 est conducteur en raison de la tension présente aux bornes de la résistance

R1: ainsi l'appareil reste alimenté et donc en fonction. Lorsqu'après quelques minutes, le condensateur C1 s'est déchargé, le FET T1 se bloque, mettant l'appareil concerné hors-tension.

La durée de l'intervalle qui s'écoule avant la mise hors-fonction de l'appareil est déterminée par la capacité du condensateur C1 dont l'utilisateur pourra adapter la valeur à ses besoins.

Ph. Bosma



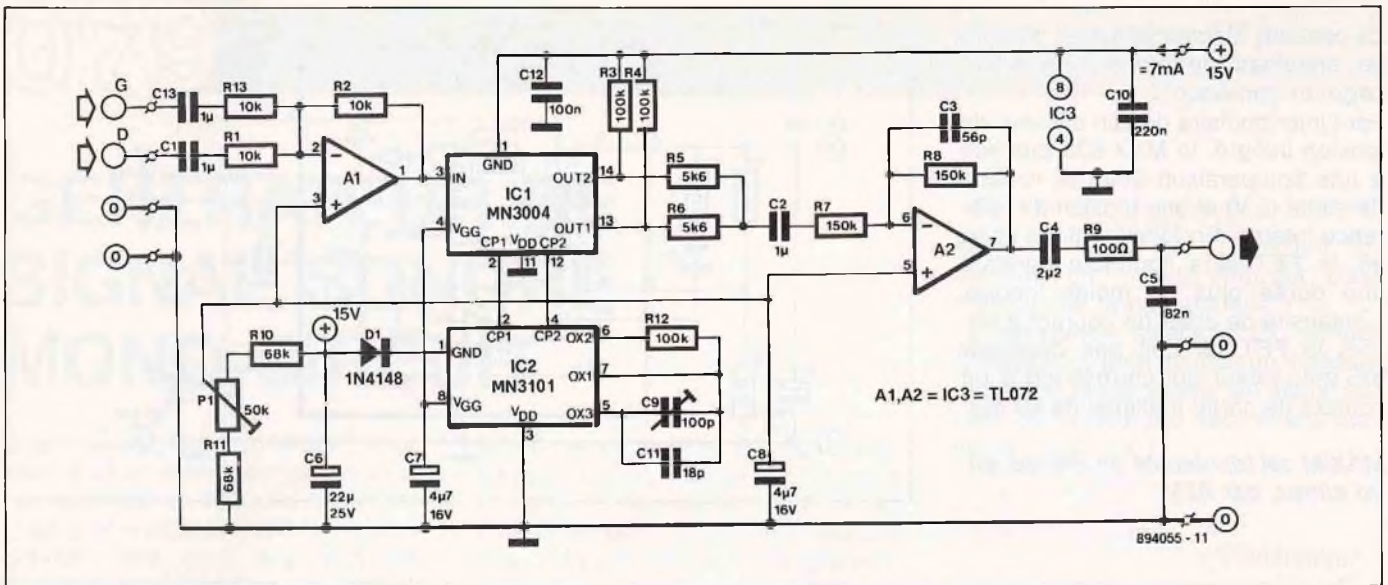
082

CHAMBRE D'ÉCHO À BBD

BBD signifie "Bucket Brigade Device". Il s'agit, dans le langage imagé et simplifié qui sert le plus souvent en

électronique, d'un composant dans lequel les charges électriques sont transmises d'une cellule élémentaire

à la suivante comme l'eau le serait dans une chaîne de seaux pour éteindre un incendie (Rassurez-vous il n'y a pas le feu au lac, comme on dit en Suisse). Le circuit intégré MN3004



abrite 512 pompiers avec chacun un seau, plus ce qu'il faut de sous-officiers pour faire marcher au pas tout ce petit monde. On peut considérer le MN3004 comme un registre à décalage analogique. L'échantillon déposé à l'entrée se retrouve intact (les pompiers ne boivent pas en service) à la sortie après 256 impulsions de l'horloge. Vous vous attendiez peut-être à ce qu'il faille 512 impulsions, mais l'organisation du travail est telle qu'avant de remplir un seau il faut l'avoir vidé et que donc il faut deux seaux par échantillon et par période. C'est le règlement, on ne discute pas. La cadence est donnée par téléphone (lignes CP1 et CP2) depuis le circuit intégré MN3001, qui est cantonné dans la même caserne. C'est lui qui s'occupe aussi du ravitaillement (V_{GG} pour alimenter les grilles des "sources suiveuses" d'IC1). Le dessin de l'alimentation d'IC1 et d'IC2 n'est pas inversé ! La tension V_{DD} doit bien être négative par rapport à la masse des circuits intégrés. Faites comme on vous dit, et c'est tout !

Le circuit intégré MN3001 permet de construire un oscillateur RC, dont la fréquence, réglable par C9, détermine la durée du retard. En laissant en l'air les broches 5 et 6, on peut injecter à la broche 8 le signal d'un oscillateur

extérieur. La plage de fréquences utilisable va de 10 à 100 kHz; les valeurs du schéma (avec C9 = 33 pF) correspondent à quelque 60 kHz. La dissipation maximale du générateur d'horloge, dépendant de la charge capacitive, est de 200 mW. Il convient de la limiter par des résistances si on utilise plusieurs boîtiers de mémoire.

La durée totale du retard est égale à la moitié du nombre de pompiers divisée par la fréquence d'horloge, soit de 2,56 à 25,6 ms avec les valeurs du schéma. La bande passante est *grosso modo* du tiers de la fréquence, donc de 20 kHz avec un retard de 4 ms (largement) avec une horloge à 60 kHz. Les mesures font ressortir un rapport signal/bruit de 70 dB, un taux de distorsion inférieur à 0,3% (1 kHz, 0 dBV) et une consommation de 6 mA. La consommation peut atteindre 14 mA à la fréquence maximale de l'horloge.

Le signal de sortie comporte des harmoniques du signal d'entrée et des résidus du signal d'horloge en plus du signal retardé. Le filtrage représenté sur le schéma (R8/C3 et R9/C5) limite ces scories à un niveau de -60 dB dans la plage audible, mais un filtrage plus complet est conseillé si la fréquence d'horloge est plus basse.

se. Un filtre du quatrième ordre semble nécessaire. Le réglage de P1 permet de minimiser le taux de distorsion.

Inutile de citer les applications possibles de ce circuit : écho, trémolo, vibrato, chorus, réverbération, etc. Une application vraiment originale consiste à l'utiliser dans un compresseur de dynamique pour limiter, voire supprimer les surmodulations passagères lors de l'entrée en action. Il suffit pour cela de retarder le signal utile et de commander le compresseur par le signal direct. Le retard doit être égal au temps de réponse du compresseur.

Liste des composants:

Résistances:

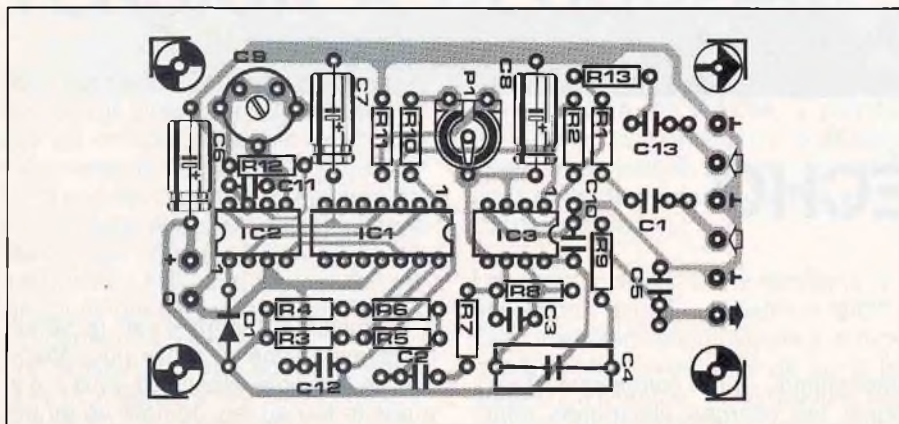
- R1,R2,R13 = 10 k Ω
- R3,R4,R12 = 100 k Ω
- R5,R6 = 5 k Ω
- R7,R8 = 150 k Ω
- R9 = 100 Ω
- R10,R11 = 68 k Ω
- P1 = ajust. 50 k Ω

Condensateurs:

- C1,C2,C13 = 1 μ F
- C3 = 56 pF
- C4 = 2 μ F
- C5 = 82 nF
- C6 = 22 μ F/25 V
- C7,C8 = 4 μ F/16 V
- C9 = ajust. 100 pF
- C10 = 220 nF
- C11 = 180 pF
- C12 = 100 nF

Semi-conducteurs:

- D1 = 1N4148
- IC1 = MN3004 (National Panasonic/Matsushita)
- IC2 = MN3101 (National Panasonic/Matsushita)
- IC3 = TL072



083

STABILISATEUR POUR OSCILLATEUR JUSQU'À 100 MHz

Pour stabiliser des oscillateurs HF, il ne faut pas forcément des circuits complexes. Avec le circuit présenté ici (dessin de circuit imprimé inclus, s'il vous plaît), vous aurez la possibilité de stabiliser efficacement tout oscillateur HF à condition qu'il soit doté d'une entrée de commande en tension de la fréquence centrale. Une telle entrée est utilisée ordinairement pour affiner l'accord d'un oscillateur en agissant un peu sur la capacité de la diode varicap de cet oscillateur.

A en croire les spécialistes, le circuit est simple; ils n'ont pas tort. A l'entrée, un amplificateur opérationnel rapide se charge d'amplifier vigoureusement le signal. A la sortie de ce premier étage on trouve un signal carré que l'on applique à l'entrée de donnée de la bascule FF1 à travers un réseau RC. Sur l'entrée d'horloge de cette bascule se trouve un signal prélevé en sortie d'IC3, de sorte que sur chacune des deux sorties de la bascule on trouve, en opposition de phase bien sûr, un signal dont la fréquence est le produit de celle des signaux

de donnée et d'horloge. Cette fréquence est comprise entre 0 Hz et la moitié de la fréquence du signal d'horloge.

Pour obtenir une caractéristique de régulation optimale, on compare ce signal à une fréquence de référence égale au quart de la fréquence d'horloge. C'est FF2 qui nous procure ce signal en divisant par deux un signal de fréquence déjà égale à la moitié de celle de l'horloge de FF1. Le réseau différentiateur à diodes en sortie de la bascule mélangeuse FF1 ne laisse passer en fait que les impulsions négatives du signal de sortie. A la sortie de la bascule de référence FF2 on n'utilise que les impulsions positives (les diodes sont dans l'autre sens).

C'est en intégrant toutes ces impulsions à l'aide d'IC4 et des composants associés que l'on obtient une tension de commande continue. Le mélange des signaux issus aussi bien de la sortie Q que de la sortie \bar{Q} des bascules, réduit de moitié l'ondulation.

Liste des composants:

Résistances:

R1,R11,R13 = 1 k Ω
R2 = 10 k Ω
R3 = 2k Ω
R4 à R7,R10,R12 = 1 M Ω
R8 = 10 M Ω
R9 = 220 k Ω
R14,R15 = 680 Ω

Condensateurs:

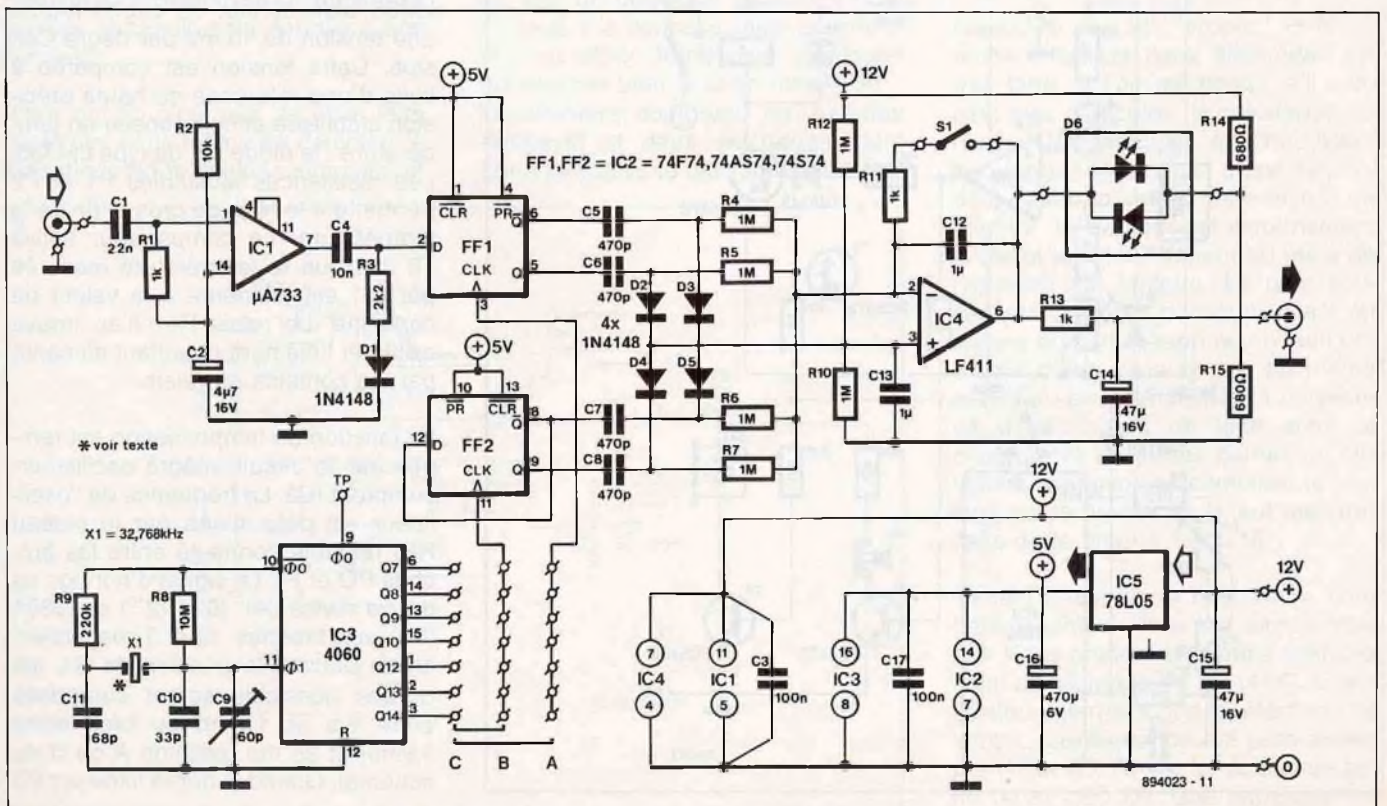
C1 = 22 nF céramique
C2 = 4 μ F/16 V
C3 = 100 nF céramique
C4 = 10 nF céramique
C5 à C8 = 470 pF Styroflex
C9 = ajust. 60 pF
C10 = 33 pF
C11 = 68 pF
C12,C13 = 1 μ F MKT
C14,C15 = 47 μ F/16 V
C16 = 470 μ F/16 V
C17 = 100 nF MKT

Semi-conducteurs:

D1 à D5 = 1N4148
D6 = LED bicolore
IC1 = μ A733
IC2 = 74F74 (ou 74S74 ou 74AS74)
IC3 = 4060
IC4 = LF411
IC5 = 78L05

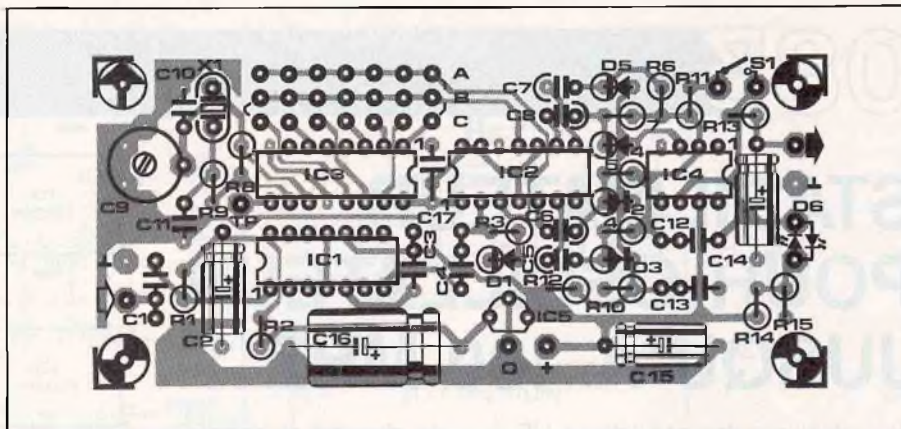
Divers:

S1 = bouton-poussoir à contact travail
X1 = quartz 32,768 kHz



En cas d'instabilité de la fréquence d'entrée (celle de l'oscillateur à stabiliser), les sautes d'amplitude de la tension de commande permettront de corriger la dérive de l'oscillateur à stabiliser.

L'horloge est construite à l'aide d'un 4060 et un quartz horloger bon marché. Celui-ci pourra être remplacé en fait par n'importe quel autre quartz, pourvu qu'il soit d'une stabilité équivalente. Deux ponts de câblage permettront d'adapter le circuit aux circonstances. Sur la rangée A, l'un des straps fixe la fréquence d'horloge tandis que le second strap achemine sur la rangée B un signal dont la fréquence doit être la moitié de celle du signal d'horloge. L'indicateur D6 est éteint quand l'oscillateur surveillé est stable, et il s'allume pour signaler une dérive de la fréquence. La couleur de la LED bicolore indique la tendance de la dérive et la luminosité rend compte de



l'amplitude de cette dérive. L'interrupteur S1 permet de supprimer passagèrement l'effet intégrateur d'IC4, ce qui permet au circuit de se stabiliser plus rapidement.

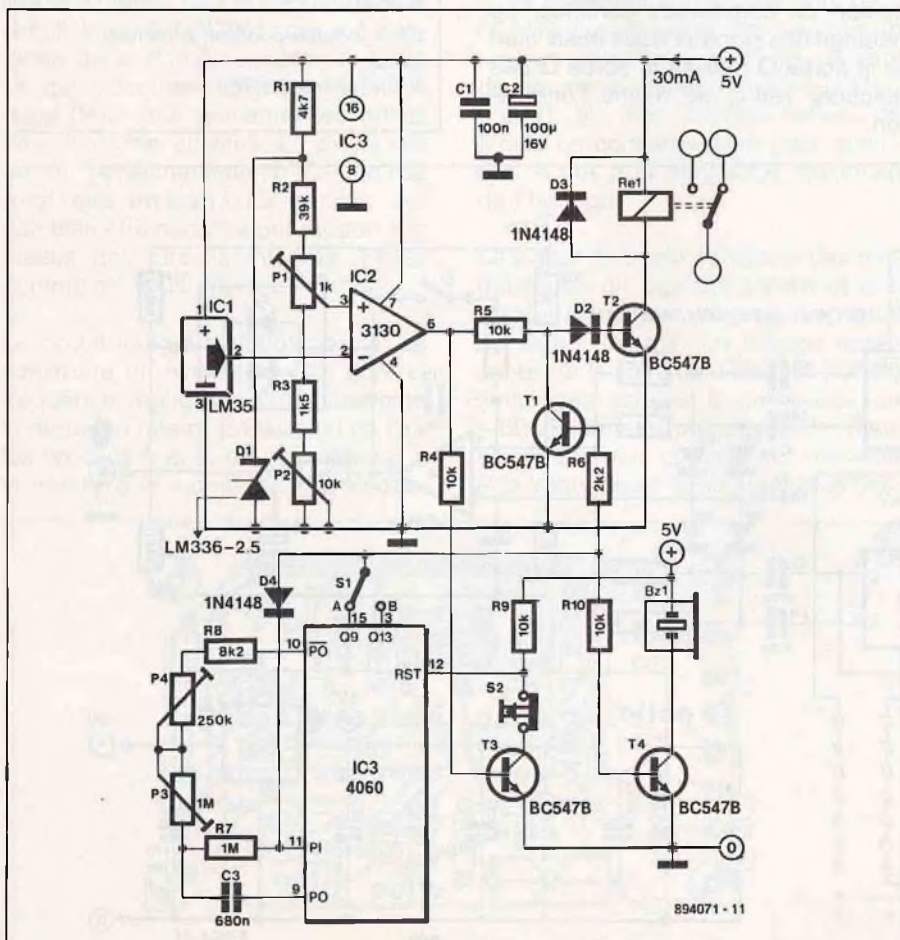
Le dessin de circuit imprimé a été conçu de telle sorte que tous les composants puissent y être logés. Le con-

densateur variable C9 permet de caler la fréquence de l'oscillateur (pour en mesurer la fréquence, utilisez le point de test T_p sur lequel apparaît le signal d'horloge tamponné).

Le montage pourra être alimenté par une tension de 12 V que le régulateur IC5 se charge de ramener à 5 V.

084

TEMPORISATEUR DE CHAUFFAGE



Ce temporisateur de chauffage comporte un réglage de température et un réglage de durée. La plage de température atteint 150 °C et la plage de durée 25 minutes.

Le thermostat est construit autour du comparateur IC2 qu'attaque IC1, un LM35 bien connu; ce circuit fournit une tension de 10 mV par degré Celsius. Cette tension est comparée à celle d'une référence de haute précision stabilisée et compensée en température : la diode D1, de type LM336. Les résistances ajustables P1 et P2 permettent le réglage gros et fin de la température. Le comparateur active T2 dès que la température mesurée par IC1 est inférieure à la valeur de consigne. Le relais Re1 s'en trouve excité et l'élément chauffant alimenté par les contacts du relais.

La fonction de temporisation est remplie par le circuit intégré oscillateur-compteur IC3. La fréquence de l'oscillateur est déterminée par le réseau R/C réglable connecté entre les broches PO et PI. Le signal d'horloge se trouve divisé par 1024 (2¹⁰) et 16384 (2¹⁴) aux broches 15 et 3 respectivement. Suivant la position de S1, les durées possibles seront comprises entre 6 s et 1,5 mn ou bien entre 1,5 mn et 25 mn (position A ou B du schéma). Quand la durée fixée par P3

et P4 est écoulee, l'oscillateur est bloqué par le niveau haut présent sur S1 (commutateur de sélection de gamme). Le transistor T1 est activé à ce moment-là, et de ce fait T2 est bloqué.

Le ronfleur Bz1 se manifeste pour signaler que le temps programmé est écoulé. Le relais coupe l'alimentation de l'élément chauffant. Le temporisateur peut être remis à zéro par une pression sur S2 pendant que l'élément chauffant est sous tension.

Un calibrage précis du thermostat-temporisateur est recommandé. Con-

nectez un voltmètre numérique entre la masse et le point commun à R3 et P1, puis manœuvrez P2 jusqu'à ce que le voltmètre indique 100 mV (ce qui correspond à une température de 10 °C). L'étalonnage de P1 est réalisé en mesurant la température pour laquelle le relais est excité. Ensuite P3 est placé en court-circuit, et S1 en position A. L'ajustable P4 est réglé de telle façon que le retard soit de quelque 5 à 6 s après la pression sur S2. Les différentes durées sont chronométrées pour l'étalonnage de P3. Cette procédure est inutile en position B de S1, puisque les durées sont au-

tomatiquement 16 fois plus longues qu'en position A.

Si la fonction de temporisation n'est pas nécessaire et qu'un simple thermostat suffise, la partie du circuit comprenant T1, T3 et T4 peut ne pas être montée. Le circuit est alimenté par une tension de 5 V régulée, et consomme environ 30 mA, relais relâché. La résistance de la bobine doit être égale ou supérieure à 400 Ω. Naturellement, le capteur doit être installé à quelque distance de l'élément chauffant.

C. Sanjay

085

DÉTECTEUR DE FUMÉES

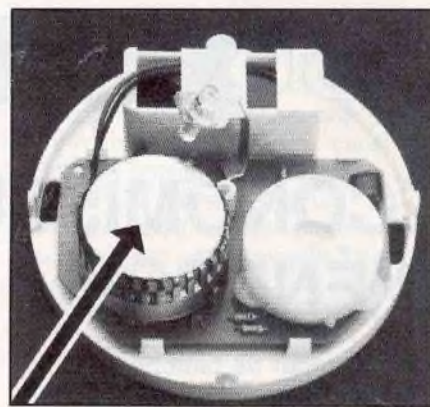
Un des meilleurs moyens de détecter les fumées consiste à utiliser les chambres à ionisation, appelées improprement "détecteurs d'incendie". Un des inconvénients est que ces appareils mettent en jeu la radioactivité. Les diverses réglementations qui régissent l'utilisation de ces appareils ne s'appliquent pas aux particuliers et vous pouvez donc installer chez vous un détecteur de fumée et accessoirement d'incendie. Il est vrai que la quantité de radioactivité est minime et que les appareils sont soumis à des normes.

Notre but ici n'est pas de vous faire construire vous-même un détecteur à ionisation. Nous voulons simplement

vous donner un aperçu du mode de fonctionnement. Une meilleure connaissance du mode de fonctionnement de ce type d'appareil vous permettra de mieux vous en servir et de savoir de quoi il retourne si un jour vous deviez être amené à en (faire) réparer un.

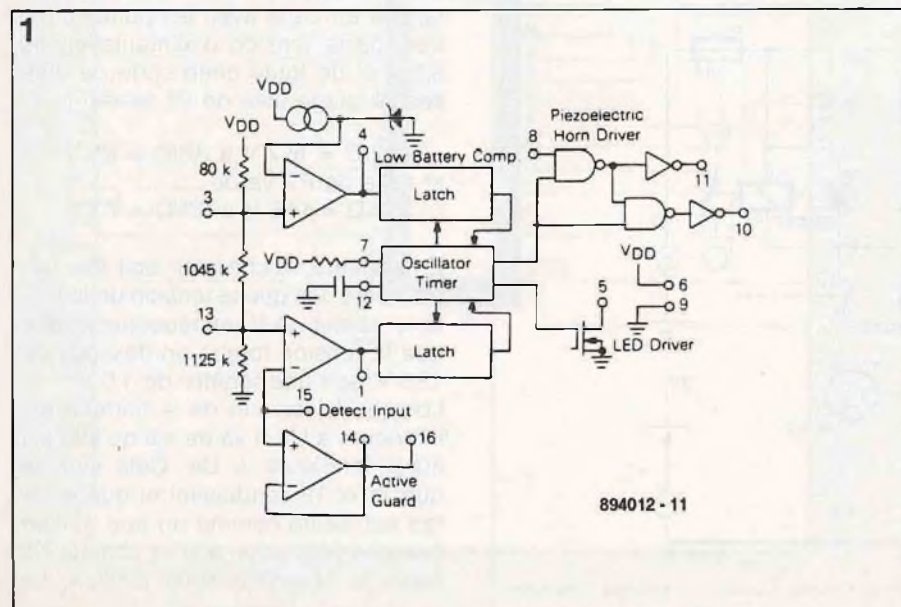
La chambre d'ionisation (flèche de la photo) ne doit jamais être ouverte ou démontée. Souvenez-vous en ! Ne jetez pas un détecteur de fumée hors d'usage à la poubelle, mais apportez-le à un dépôt de déchets chimiques qui saura bien quoi en faire.

La chambre comprend un matériau radioactif et deux électrodes, dont l'une se trouve le plus souvent à l'ex-



térieur. Si l'air est "propre", la résistance entre les deux électrodes est très forte, si l'air est pollué, s'il contient des particules, la résistance diminue. Ces particules, qui conduisent les charges électriques d'une électrode à l'autre, donnent naissance à un courant. Le courant est extrêmement faible et le raccordement au reste de l'appareil est critique. Le plus souvent, la chambre d'ionisation est en dehors du circuit imprimé ou bien entourée d'une piste portée au même potentiel, pour empêcher la naissance d'un courant de fuite entre la chambre et les autres parties du circuit. Si vous voulez connaître la tension sur la broche 15, il faut mesurer celle de la broche 14 ou 16.

Toute l'électronique nécessaire tient habituellement dans un circuit intégré. Nous prendrons comme exemple celui de Motorola, le MC14467. L'oscillateur interne donne la référence de temps, sa fréquence est déterminée par R2 et C3. R1 est la résistance série de la LED D1. Une impulsion de

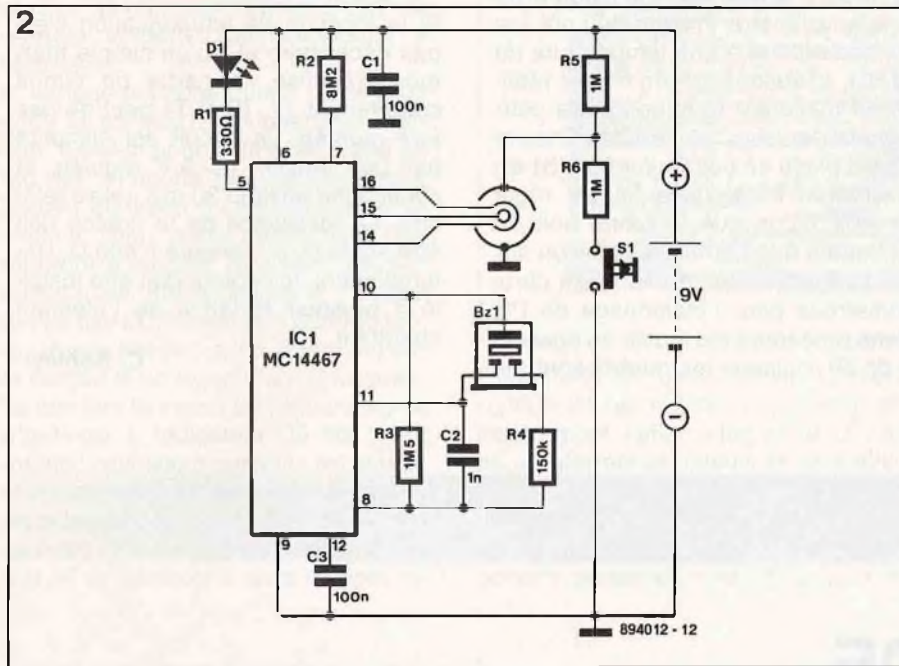


894012 - 11

courant de quelque 10 mA traverse la LED toutes les 24 impulsions d'horloge. C'est ce courant qui sert à évaluer

trop faible. L'alarme est donnée par un *buzzer* piézo connecté aux broches 8, 10 et 11. Il s'agit en fait d'un

oscillateur classique constitué de quelques portes.



Le test du circuit intégré n'est pas des plus faciles : pour économiser le courant, il ne se met en fonction que pendant 10 ms toutes les 1,67 s, et consomme pendant ce temps 50 μ A plus le courant de la LED. Il faut court-circuiter la broche 12 à la masse pour mettre le circuit en fonctionnement permanent. Le schéma montre que le potentiel de la broche 13 est lié à celui de la chambre d'ionisation, à la broche 15. En cas d'alarme, la tension de la broche 13 doit passer à quelque 0,1 V. Cette hystérésis garantit un déclenchement net et sans bavure des alarmes.

Le bouton-poussoir S1 permet une vérification du fonctionnement correct de l'alarme.

Littérature: Fiche de caractéristique du MC14467 de Motorola

086

ÉCONOMISEUR D'ÉNERGIE

pour chargeur de batterie

La plupart des chargeurs de batterie courants maintiennent le transformateur sous tension alors même que la charge est finie. On peut économiser beaucoup d'énergie en déconnectant le transformateur du secteur dès que la batterie est complètement chargée. Ce circuit remplit cette fonction pour

les chargeurs de batterie de voiture de 12 V.

La tension de la batterie est appliquée à un comparateur à fenêtre. Le comparateur est construit avec les amplificateurs opérationnels A1 et A2, alimentés par une tension stabilisée de 8,2 V. Les seuils haut et bas, U_H et

U_B , sont réglés par P1 et P2 respectivement. La tension appliquée aux comparateurs est prélevée au point milieu du pont R1/R2 et elle dépend de la tension de la batterie. Le rapport de division du pont est :

$$D = \frac{R2}{R1 + R2} = 0,43.$$

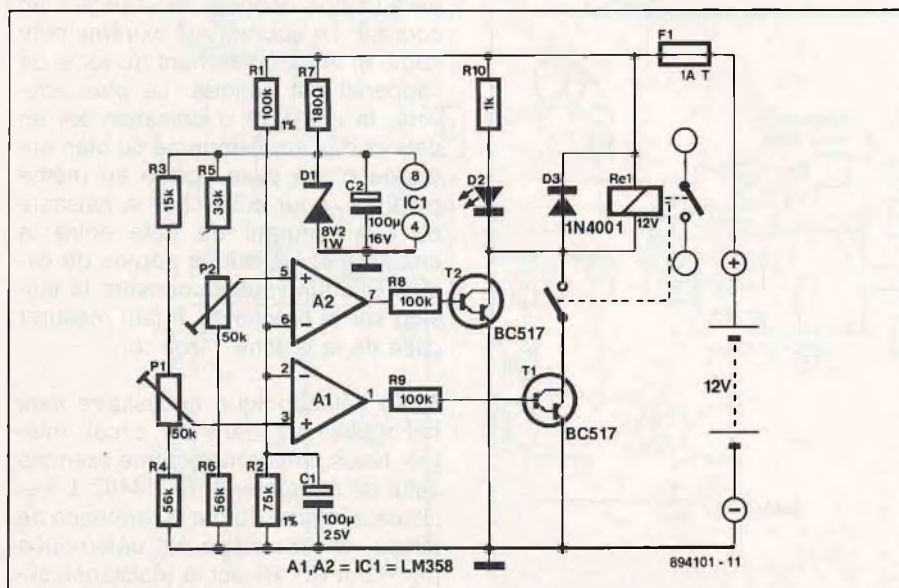
Compte-tenu de la valeur des résistances en série avec les potentiomètres, de la tension d'alimentation de 8,2 V et de toute cette sorte de choses, la plage utile de P1 va de

$$7,2/D = 16,7 \text{ V à } 3,8/D = 8,9 \text{ V}$$

et celle de P2 va de

$$6,3/D = 14,5 \text{ V à } 3,3/D = 7,7 \text{ V}.$$

En pratique, le chargeur doit être déconnecté dès que la tension de la batterie atteint 14 V, et reconnecté dès que la tension tombe en-dessous de 12,5 V, soit une fenêtre de 1,5 V. Lorsque la tension de la batterie est inférieure à U_B , il va de soi qu'elle est aussi inférieure à U_H . Cela signifie que T1 et T2 conduisent et que le relais est excité comme un pou. Il n'en faut pas plus pour que le contact K2 mette le chargeur sous tension. Le



contact K1 maintient le relais excité et donc le chargeur alimenté même lorsque la tension de batterie a dépassé le seuil inférieur et que T2 a cessé de conduire.

Dès que la tension de la batterie a atteint le seuil supérieur, les deux transistors cessent de conduire et le relais n'est plus alimenté. Au bout d'un certain temps, le chargeur sera remis sous tension car la batterie se décharge dans sa propre résistance interne.

En considérant que les valeurs de seuils à prendre en compte sont

$U_B = 12,5\text{ V}$ et $U_H = 14\text{ V}$, l'étalonnage consiste, après avoir déconnecté C1, réglé P1 (haut) à son maximum et P2 (bas) à son minimum, à alimenter le circuit au moyen d'une source de tension stabilisée de 12,5 V, puis à régler P2 (seuil bas) à la limite de l'excitation du relais. Augmenter ensuite la tension d'alimentation jusqu'à 14 V, puis régler P2 à la limite du décollage du relais. C'est terminé, reconnectez C1 et branchez la batterie. Le relais à deux inverseurs doit avoir une bobine de 12 V/300 Ω , et l'un des contacts doit pouvoir couper le 220 V.

Ce pourrait être un modèle Siemens V23037-A2-101.

Si d'aventure vous vouliez charger une batterie complètement vide, il conviendrait de court-circuiter brièvement le contact qui alimente le chargeur, car la batterie ne serait pas capable d'alimenter la bobine du relais. La consommation du montage est de 25 mA sans le relais, de 65 mA avec le relais.

M. Dhingra

087

ADAPTATEUR POUR PROGRAMMATEUR D'EPROM

Un module pour la programmation des EPROMS de 1 et 2 Mbits
Les choses évoluent très vite dans le

domaine des micro-ordinateurs. De plus en plus fréquemment on trouve des EPROM de 1, voire 2 Mbits, dans

les ordinateurs modernes les plus puissants. La programmation de ce type de grosse mémoire devient, pour l'amateur en particulier, une tâche bien plus délicate que celle de l'EPROM la plus universellement utilisée de nos jours, la 27128.

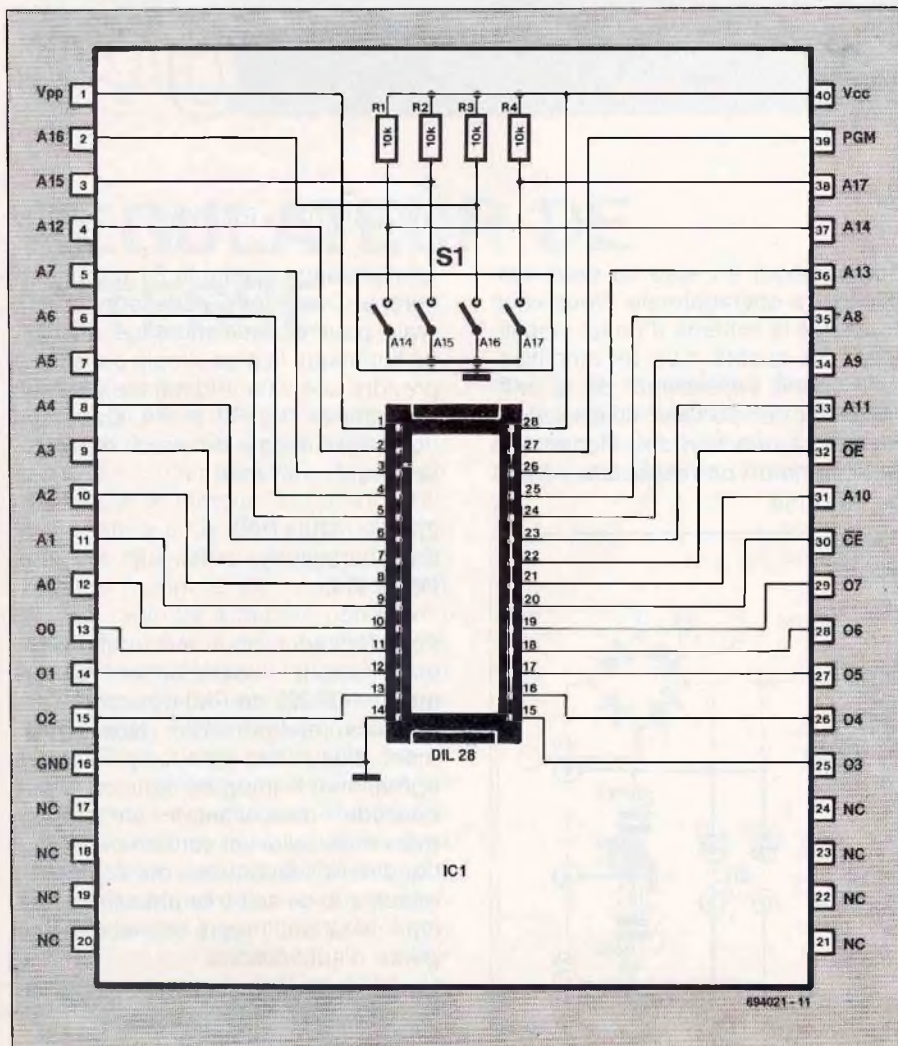
Quelques rares fabricants seulement proposent des programmeurs capables de programmer ces grosses EPROM, appareils dont la complexité n'a d'égale que le prix élevé.

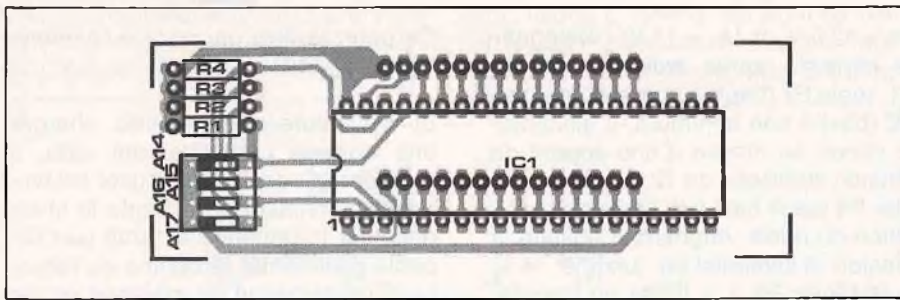
Le module que nous vous proposons permet la programmation des EPROM de grande capacité (1 et 2 Mbits) à l'aide de tout programmeur capable de programmer une 27128.

Remarque: Cette approche simple connaît bien entendu certaines limitations: les EPROM de 1 ou 2 Mbits en question doivent posséder un bus de donnée d'une largeur de 8 bits et un domaine d'adressage non segmenté (domaine mémoire contigu non segmenté en bancs). La taille de mémoire doit donc être de 8×128 Kbits ou de 8×256 Kbits. Si cette condition est remplie, on dispose ici d'un auxiliaire que de nombreux possesseurs d'ordinateurs ne manqueront pas de qualifier, très bientôt, d'indispensable.

D'où un dessin de circuit imprimé pour ce montage.

Comme l'illustre le schéma, nous utilisons un quadruple interrupteur DIL pour procéder à un décodage d'adresse additionnel. La présence des lignes d'adresses A14 et éventuellement A17 (EPROM 2 Mbits)





Liste des composants

Résistances:

R1 à R4 = 10 kΩ

Divers:

S1 = quadruple interrupteur DIL
support FIN à 32 ou 40 broches
(Textool, par exemple)
barrette mâle-mâle sécable à wrapper

est, extérieurement, la seule différence entre une 27128 et ses grandes soeurs.

Ce quadruple interrupteur DIL permet de subdiviser une EPROM de 1 Mbits (sans ligne A17) en 8 blocs de 128 Kbits et une EPROM de 2 Mbits en 16 blocs de 128 Kbits.

Cet adaptateur permet, nous venons de le dire, de programmer l'EPROM de 1 (ou 2 Mbits) concernée en 8 (ou 16) blocs. La programmation devient une opération simple bien que répétitive.

Après avoir fermé les quatre interrupteurs DIL (position ON), on implante l'EPROM originale dans le support à force d'insertion nulle (FIN) à

40 broches avant d'en lire le contenu en faisant appel à l'instruction convenable du programmeur. L'appareil lit les premiers 128 Kbits (16 Koctets en fait). On extrait ensuite l'EPROM originale pour la remplacer par l'EPROM à programmer. Il faudra répéter ce processus 8 ou 16 fois (en fonction de la capacité de l'EPROM concernée) en donnant à chaque fois une combinaison différente au quadruple interrupteur DIL.

La réalisation de ce montage est relativement simple. Pour éviter d'abîmer les broches de l'EPROM nous avons adopté un support FIN. Sur le circuit imprimé nous avons prévu l'utilisation d'un support FIN à 40 broches

car il est très difficile de mettre la main sur la version à 32 broches de ce composant. Si vous utilisez la version à 32 broches d'un support FIN (Textool ou autre) il faudra le positionner aussi près que possible de l'interrupteur DIL, sachant que les huit plots inférieurs (2 x 4) ne sont pas connectés.

Pour permettre une implantation aisée de ce module dans le support FIN du programmeur, il faudra le doter de deux barrettes de 14 contacts à wrapper soudées aux points correspondants du circuit imprimé réalisé à partir du dessin des pistes représenté au centre du magazine.

088

AMPLIFICATEUR DIFFÉRENTIEL

Lorsque l'on désire réaliser un amplificateur différentiel à l'aide d'amplificateurs opérationnels on adopte le plus souvent un concept à nombre d'amplificateurs impair (un ou trois). Ce qui est moins connu c'est qu'il est également possible de réaliser un amplificateur différentiel aux propriétés remarquables (amplificateur d'in-

strumentation) à l'aide de deux amplificateurs opérationnels. Nous vous proposons le schéma d'un tel amplificateur. La qualité d'un tel amplificateur dépend entièrement de la tolérance des composants utilisés. Pour une bonne réjection des signaux en mode commun on respectera l'équation suivante:

$$(R2 \cdot R4) / ((R1 + P1) \cdot R3) = 1.$$

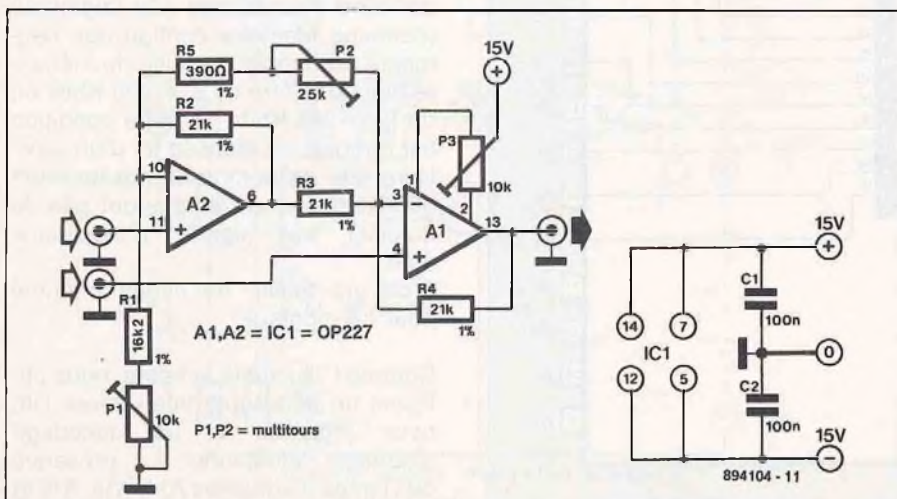
La résistance ajustable P1 permet de faire en sorte que cette égalité soit vraie pour chaque montage distinct. La technique la plus simple consiste à prendre une valeur identique pour les résistances R2, R3 et R4. Dans ces conditions le gain du circuit répond à la formule suivante:

$$2(1 + R_x / (R5 + P2))$$

dans laquelle $R_x = R1 + P1 = R2 = R3 = R4.$

Pour ce circuit nous avons choisi un amplificateur opérationnel performant, l'OP227 de PMI (*Precision Monolithics Incorporation*). Non seulement chacun des deux amplificateurs opérationnels intégrés dans ce circuit possède d'excellentes caractéristiques mais celles-ci sont en outre pratiquement identiques; on comprend mieux que ce soit très précisément le type de circuit intégré convenant à ce genre d'applications.

La consommation de l'ensemble du circuit est de 7 mA environ.



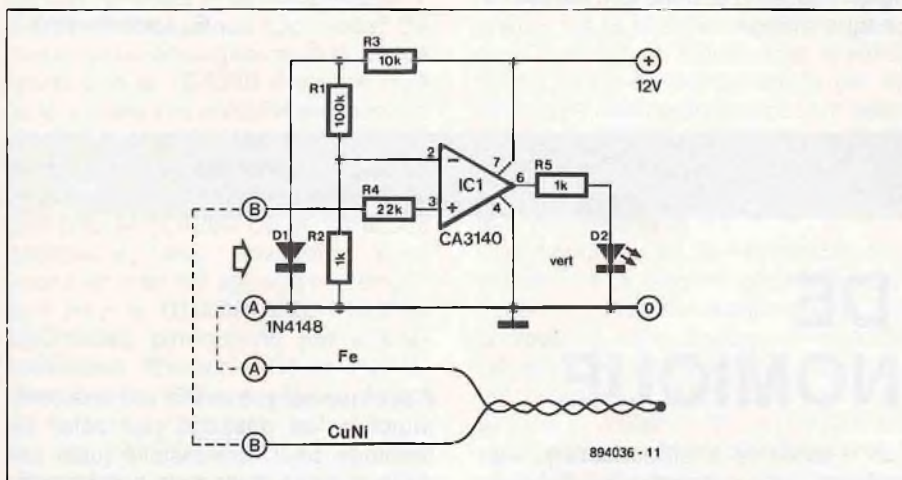
089

TÉMOIN DE FONCTIONNEMENT

de réfrigérateur à gaz

Il faut faire toute une gymnastique pour aller vérifier si la flamme d'un ré-

frigérateur à gaz est bien allumée. Si vous êtes campeur mais pas vraiment porté sur la gymnastique, faites-vous



remplacer par un thermocouple. Le thermocouple résulte de la soudure de deux métaux différents. Il produit une tension vaguement proportionnelle à la température de la soudure. Dans l'application qui nous intéresse, la compensation de soudure froide nous est indifférente, tout comme la linéarisation de la courbe. Il nous suffit de savoir que la tension entre A et B est de 7 mV environ pour une température de 150° sur le thermocouple fer-constantan (ou cupro-nickel).

Le schéma représente un amplificateur opérationnel monté en comparateur et indique la polarité du thermocouple, que bien entendu il convient de respecter. C'est la LED qui indique si la flamme est allumée.

U. Münch

090

RÉGULATEUR DE VITESSE

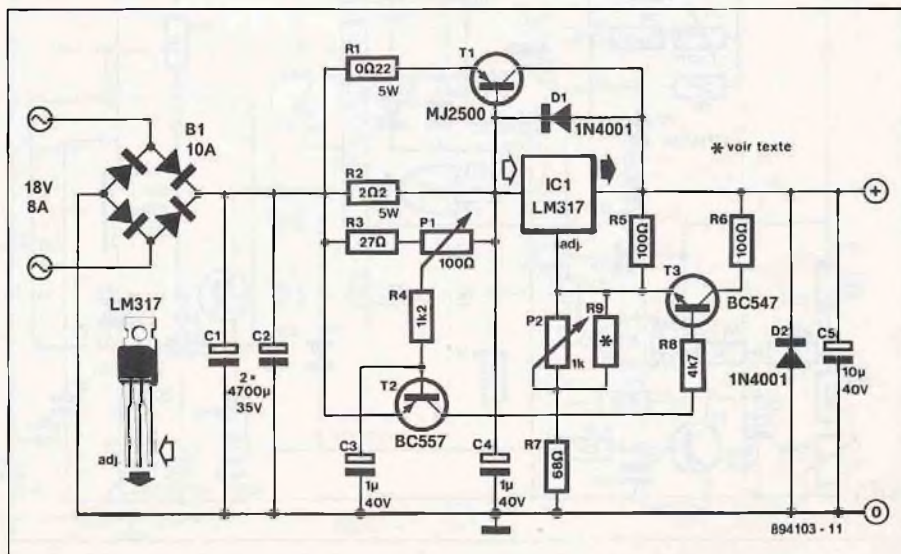
de mini-perceuse

Il ne s'agit pas d'une alimentation toute simple, mais bel et bien d'une régulation. Le circuit permet la régulation de vitesse de moteurs à courant continu, comme ceux des perceuses miniatures qui servent au perçage de circuits imprimés. Le comportement de ces moteurs à aimant permanent est comparable à celui de moteurs à excitation séparée. Leur vitesse de rotation ne dépend théoriquement que de la tension d'alimentation. Le régime s'établit à une valeur telle que la force contre-électromotrice (dont, si vous le voulez bien, nous abrègerons pour la suite la désignation un peu longue bien que tout à fait explicite par un terme un peu moins explicite, mais combien plus commode d'emploi : f_{cem}) que la f_{cem}, donc, produite par la rotation du moteur soit égale à la f_{cem} (force électromotrice) de la source d'alimentation. Belle théorie,

mais il se trouve que les enroulements ont une résistance non nulle et que la vitesse diminue si la charge augmente. Comme l'intensité aug-

mente avec la charge, la f_{em} disponible (tension d'alimentation diminuée de la chute de tension dans les enroulements) décroît et l'équilibre s'établit bien bas.

La solution consiste à doter l'alimen-



tation d'une sorte de compensation de la résistance interne du moteur. Plus l'intensité augmente et plus on augmente la tension pour compenser la baisse de régime due à la chute de tension dans les enroulements.

L'essentiel du montage est un régulateur de tension intégré gonflé par un transistor extérieur pour atteindre des débits importants (2 à 5 A). La tension initiale du moteur est déterminée par le réglage de P2. Du fait de la présence de R1 et R2, le transistor T1 conduit un courant égal à plusieurs (une dizaine de) fois celui d'IC1. Le rapport entre ces deux intensités est fixe et la protection contre les surintensités in-

tégrée dans IC1 protège aussi T1. Mieux : si les deux composants sont montés sur le même radiateur, la protection thermique d'IC1 protège aussi T1.

Le transistor T2 conduit dès que l'intensité dépasse une valeur déterminée. Comme il alimente la base de T3, la résistance R6 est connectée, plus ou moins, en parallèle sur R5. D'où une augmentation de la tension de sortie lorsque l'intensité augmente et qu'une baisse de régime menace. Le potentiomètre P1 permet de déterminer le moment de l'entrée en action de la régulation et donc de l'adapter à chaque moteur.

Le transformateur et le pont seront adaptés en fonction du moteur utilisé : le secondaire doit pouvoir fournir 1,5 fois le courant continu maximal du moteur.

Et en plus, vous voulez savoir comment calculer R9 ! Bon, voilà :

$$V_{\text{SORTIE}} = 1,2 \frac{R5 + R7 + (R9/P2)}{R5}$$

A vos babasses.

G. Lammertink

091

LAMPADAIRE DE PORCHE ÉCONOMIQUE

Il s'agit d'un dispositif de commande du lampadaire d'un porche, en fonction de l'obscurité, comportant en outre une temporisation de l'allumage. Les réglages P1 et P2 commandent

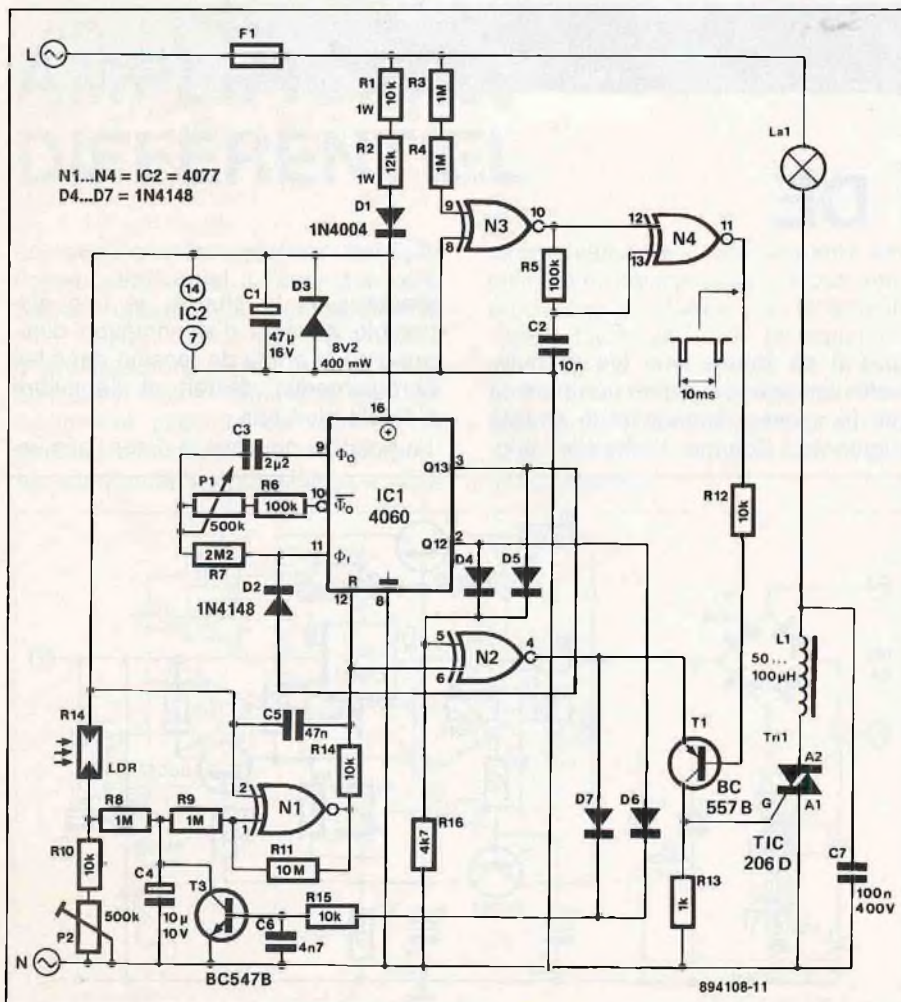
l'un la durée de la temporisation, l'autre le seuil d'éclairage (ou d'obscurité, selon que l'on considère la bouteille à moitié vide ou à moitié pleine). La propreté de l'environnement radio-

électrique est préservée par une commutation au passage par zéro. Le montage peut être installé juste au-dessus d'une lampe de porche, même à l'intérieur. C'est le transistor T3 qui court-circuite C4 pour inhiber la cellule photo-électrique (LDR) lorsque la lampe est allumée. Le capteur peut donc être monté tout près de la lampe, ou même à l'intérieur, sans aucun problème. La diode D6 continue d'inhiber le capteur après l'extinction de la lampe, pour éviter qu'elle soit rallumée indûment après le passage de quelque couche-tard, quand la lumière d'un hall d'entrée parvient sous le porche. En effet c'est l'apparition de la lumière qui remet le circuit à zéro, et la disparition de la lumière qui rallume la lampe.

L'extinction est provoquée par D4 au passage à 1 de la sortie Q12 du compteur, mais le compteur continue d'avancer jusqu'au passage à 1 de Q13, moment où D2 arrête l'oscillateur. C'est alors D5 qui maintient la lampe éteinte jusqu'à la remise à zéro du circuit par la lumière du jour.

Le condensateur C4 et la résistance R14 constituent un circuit d'initialisation à la mise sous tension, qui empêche le compteur de se bloquer avec Q12 et Q13 à 1.

Les composants indiqués permettent le fonctionnement en toute sécurité avec une lampe de 60 W. Le condensateur C3 doit être un modèle au polycarbonate ou au polyester (MKM ou MKT) si on compte sur une certaine constance de la fréquence.



S. Dellow

SUPLÉANT DE TCA280

Bien que le TCA280 ait fait partie de la liste des composants recommandés par Philips, il n'a fallu que la parution de quelques montages dans Elektor pour le faire disparaître des rayons de tous les revendeurs de composants. Y serions-nous pour quelque chose? De plus amples renseignements nous ont appris que le TCA280 avait été rayé de la gamme des produits en cours de production et qu'il n'était pas question de fabriquer un quelconque circuit de substitution (compatible broche à broche) pour le TCA280. De nombreuses déceptions dans l'Hexagone. Nous avons en effet fait appel à ce composant pour le **QUADRUPLE FONDU-ENCHAÎNE commandé par micro-ordinateur** (Elektor n°116 et 117, février et mars 1988); nombreux furent les lecteurs à s'inquiéter de la disparition de ce TCA280. De plus nous avons fait appel au gradateur du quadruple fondu-enchaîné dans d'autres circuits:

- fondu-enchaîné pour Commodore C64 (HG 88, page 110)
- fondu-enchaîné à commande manuelle (HG 88, page 104)
- et au quadruple fondu-enchaîné lui-même dans l'article:
- Interface Centronics pour le QUADRUPLE FONDU-ENCHAÎNE.

Après quelques recherches, nous avons trouvé un composant chez Siemens, le TCA785 qui pourrait fort bien

remplacer le TCA280 puisqu'il ne nécessite pas plus d'électronique que son prédécesseur.

Intéressons-nous au fonctionnement de ce montage:

A l'entrée VSYNC du TCA785 on applique, via la résistances R1, les diodes D1 et D2, un signal rectangulaire de 50 Hz de fréquence utilisé par la circuiterie interne du composant pour la synchronisation avec le secteur (par l'intermédiaire de la tension alternative fournie par le transformateur du projecteur).

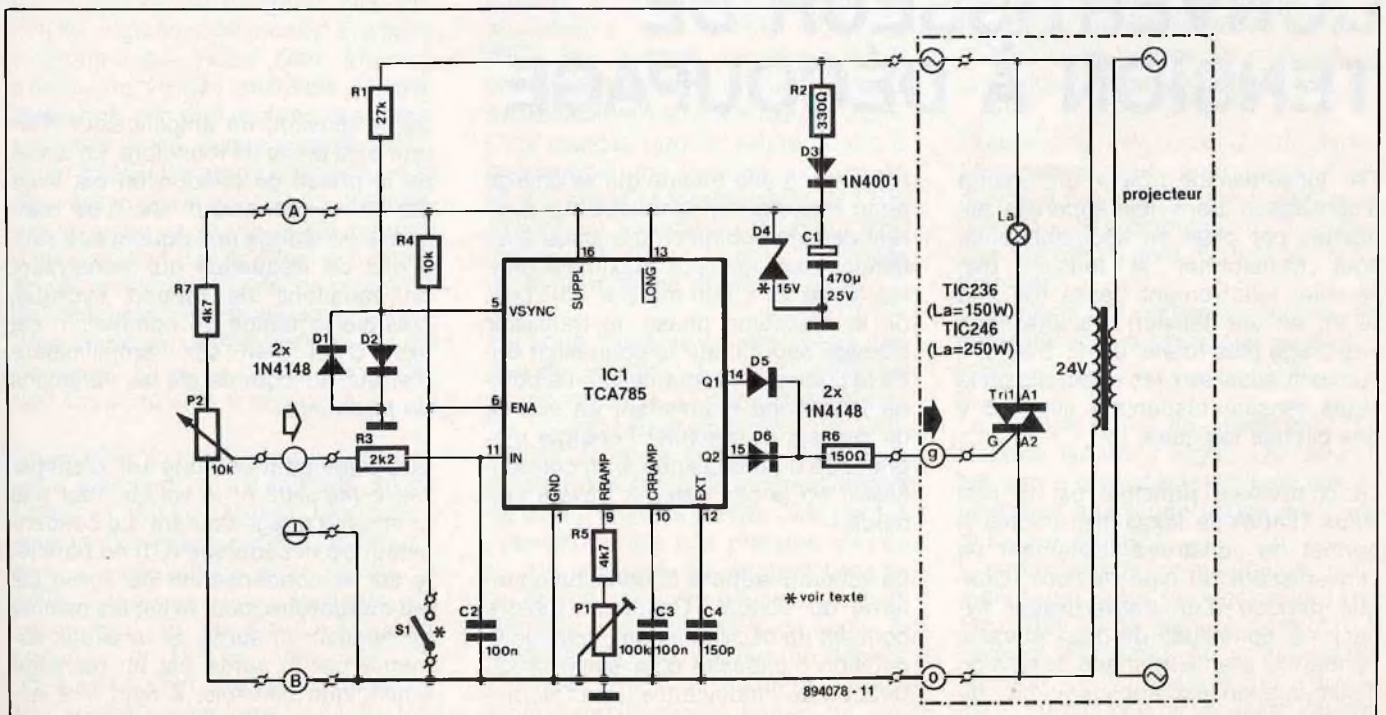
L'alimentation du circuit intégré est extraite de la tension projecteur par l'intermédiaire de la résistance R2, de la diode D3, de la diode zener de 15 V D4 et du condensateur C1. La résistance fixe R5 et l'ajustable P1 servent à régler une source de courant interne qui produit une tension linéaire croissante aux bornes du condensateur C3. A chaque passage par zéro de l'onde alternative, le condensateur C3 est rapidement déchargé de sorte que l'on dispose d'un signal en dents de scie aux bornes de ce condensateur. L'amplitude de cette tension dépend de la position de la résistance ajustable P1.

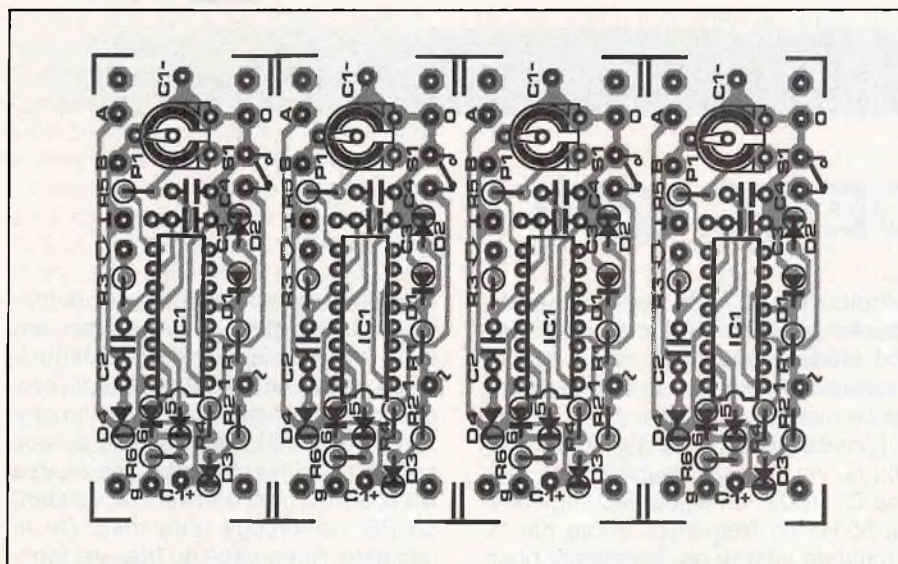
On procède ensuite à une comparaison de cette tension en dents de scie avec une tension de régulation appliquée à la broche 11 de IC1 par l'intermédiaire d'un filtre (R3, C2). Si la ten-

sion en dents de scie dépasse la tension de régulation, il y a, en fonction de la partie de la période dans laquelle se trouve la tension secteur, production d'une impulsion sur la broche 14 ou 15 de IC1. Le couplage de ces sorties par l'intermédiaire des diodes D5 et D6 permet, à travers la résistance R6, l'amorçage d'un triac. On le constate, l'amorçage du triac est fonction de la tension de régulation présente à l'entrée de sorte que l'on dispose à nouveau d'un gradateur commandé en tension.

La tension de réglage à appliquer à l'entrée peut être fournie, soit par le quadruple fondu-enchaîné, soit par un potentiomètre. Si l'on choisit cette seconde solution, on pourra également effectuer une gradation d'ampoules halogènes ayant une tension de service de 12 V; il faudra dans ce cas remplacer la diode zener D4 par sa version 8,2 V.

Le réglage du gradateur par action sur P1 se fait de façon à ce qu'en position arrêt –la tension de régulation possède alors sa valeur maximale– l'ampoule soit allumée très faiblement. On peut ensuite passer au réglage du quadruple fondu-enchaîné en mettant le potentiomètre correspondant de la platine principale en position médiane (l(es) ampoule(s) doi(ven)t être éteinte(s)). On procède





ensuite à plusieurs commutations entre les positions "ampoule allumée" et "ampoule éteinte" pour pouvoir trouver la bonne position des deux ajustables (P1 et la résistance ajustable correspondante sur la platine principale).

La courbe caractéristique de régulation du TCA785 diffère quelque peu de celle du TCA280. Comment en aurait-il pu être différemment? Pour cette raison, il est préférable d'utiliser pour tous les gradateurs le même type de circuit intégré, en donnant la préférence au TCA280, si tant est que vous puissiez encore mettre la main

sur cette race de composants en voie de disparition.

Ce montage nouvelle version présente une possibilité supplémentaire. La fermeture de l'interrupteur S1 entraîne l'extinction de la lampe du projecteur. Comme en fonctionnement normal S1 doit être ouvert, cela signifie que vous pouvez très bien supprimer cet interrupteur si vous n'en avez pas l'usage.

A l'image de la platine du montage précédent, le circuit imprimé du supplément de TCA280 comporte également quatre exemplaires de la mini-platine. La réalisation du montage rappelle beaucoup celle du circuit de

Liste des composants:

Résistances:

- R1 = 27 kΩ
- R2 = 330 Ω
- R3 = 2kΩ2
- R4 = 10 kΩ
- R5,R7 = 4kΩ7
- R6 = 150 Ω
- P1 = ajust. 100 kΩ
- P2 = 10 kΩ lin.

Condensateurs:

- C1 = 470 μF/25 V
- C2,C3 = 100 nF
- C4 = 150 pF

Semi-conducteurs:

- D1,D2,D5,D6 = 1N4148
- D3 = 1N4001
- D4 = diode zener 15 V/1 W
- Tri1 = TIC236 ou TIC246 (pour lampes de 150 et 250 W respectivement)
- IC1 = TCA785 (Siemens)

Divers:

- S1 = interrupteur miniature simple

gradation, décrite dans l'article consacré au quadruple fondu-enchaîné. A nouveau les points de connexion du condensateur C1 sont placés aux extrémités du circuit imprimé de sorte que l'on pourra mettre ce composant sur la platine, en-dessous de celle-ci ou encore n'importe où ailleurs à l'intérieur du projecteur (en cherchant bien on devrait y trouver l'espace suffisant).

093

CONVERTISSEUR DE TENSION À DÉCOUPAGE

Ce convertisseur trouve un champ d'application dans les appareils alimentés par piles ou accumulateurs, pour transformer la tension disponible, relativement basse (de 5 à 12 V), en une tension réglable dans une plage plus haute, de 15 à 30 V. Il convient aussi aux appareils où la seule tension disponible est le 5 V des circuits logiques.

Le composant principal est le bon vieux TL497A de Texas Instruments. Il permet de construire facilement un convertisseur du type *fly-back*. Chaque période d'un convertisseur *fly-back* est constituée de deux phases. Pendant la première phase, la tension d'alimentation est appliquée par un

transistor à une bobine qui se charge donc d'énergie magnétique. Le courant dans la bobine croîtra jusqu'à atteindre une intensité maximale définie (fixée ici à 500 mA par R1). Lors de la deuxième phase, le transistor s'ouvre, supprimant la connexion entre la bobine et l'alimentation. La bobine fonctionne maintenant en source de courant et transmet l'énergie magnétique emmagasinée à un condensateur en le chargeant à travers une diode.

Le schéma rappelle la constitution interne du TL497A. Ce circuit intégré contient un oscillateur, un circuit de limitation d'intensité pour éviter la saturation de l'inductance, une référen-

ce de tension, un amplificateur d'erreur et la diode de roue-libre. La durée de la phase de conduction est fixée par le condensateur C4. Les variations de charge provoquent des variations de fréquence qui s'analysent en variations de rapport cyclique, puisque le temps de conduction est fixe. C'est bien sûr l'amplificateur d'erreur qui commande les variations de fréquence.

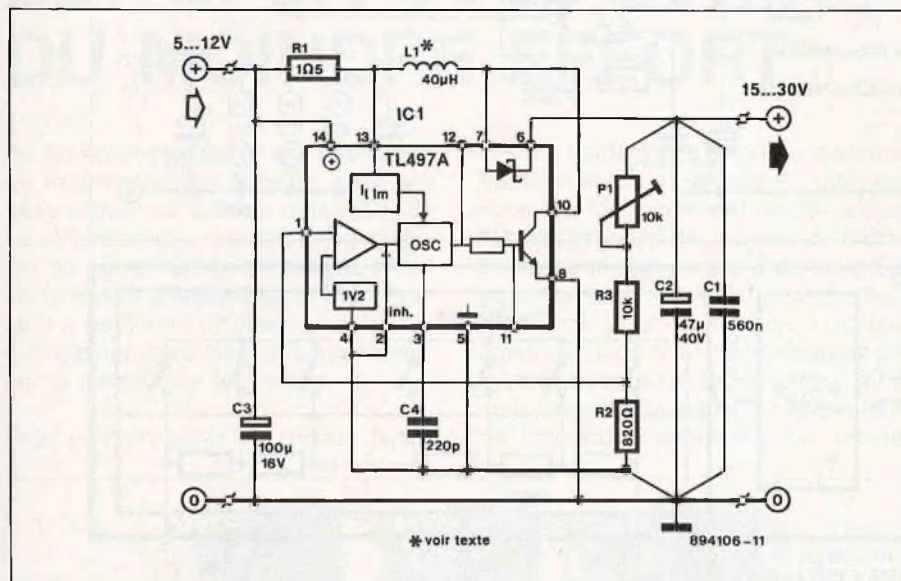
La bobine peut être une self d'antiparasite (40 μH/2 A, la valeur n'est pas critique) d'usage courant. Le condensateur de découplage (C1) en parallèle sur le condensateur de sortie C2 est obligatoire, pour éviter les pointes de tension en sortie. Si le circuit alimenté par la sortie est un montage analogique sensible, il peut être né-

cessaire d'intercaler une petite self de lissage en série. Le condensateur d'entrée C3 est indispensable si le convertisseur est alimenté par une pile ou un accumulateur, car ce sont des sources qui ont souvent une forte résistance interne.

Le dessin du circuit imprimé est assez critique pour ce genre de montage où les pointes d'intensité sont importantes. Le schéma indique les points qui réclament une attention particulière. Entre autres, veiller à câbler en étoile le point de masse entre C1, C2 et le di-

visueur de tension de sortie. Une connexion ira directement de ce point à la broche 4 (masse de la tension de référence interne) et à la broche 5 du circuit intégré. L'émetteur du transistor de commutation interne est raccordé directement au pôle négatif du condensateur de sortie. Veillez à ne pas faire circuler le courant de l'émetteur par les pistes utilisées par la référence de tension interne.

L'intensité maximale peut atteindre quelques centaines de milliampères, et dépend surtout de la différence entre la tension d'entrée et celle de sortie. L'ondulation de la tension de sortie atteint un centaine de millivolts (cette caractéristique est toujours moins bonne pour les régulateurs à découpage que pour les régulateurs linéaires) mais la stabilité est excellente, même en cas de fortes variations de la tension d'entrée. La consommation à vide n'est que de 8 mA, et le rendement de quelque 70%.



094

COMMANDE DE POTÉE

Non, rassurez-vous, nous n'allons pas nous lancer ici dans un cours de cuisine régionale appliquée. Le POTÉE en question est un **P**otentiomètre **É**lectronique à **E**EPROM intégrée (pour ceux qui ne le saurait pas, **EE**-**P**ROM signifie **E**lectrically **E**rasable **P**rogrammable **R**ead **O**nly **M**emory c'est-à-dire PROM effaçable **é**lectriquement; elle ne fait donc pas appel aux classiques rayons ultra-violets). Cette EEPROM garde en mémoire la dernière position donnée au potentiomètre avant la coupure du courant d'alimentation de l'appareil concerné. En fait on se trouve ainsi en présence de l'équivalent électronique à part entière du potentiomètre mécanique qui conserve, lui aussi, la dernière position dans laquelle il se trouve.

Ce POTÉE linéaire existe en trois valeurs standard: 10 kΩ (X9103), 50 kΩ (X903) et 100 kΩ (X9104). "Ah bon, il vous faut un potentiomètre logarithmique... nous allons arranger ça". Il suffit d'implanter une résistance de valeur égale au dixième de la valeur nominale du POTÉE entre ses broches 5 et 6 pour disposer d'un excellent potentiomètre logarithmique. No-

tons que le POTÉE est un composant DIP à 8 broches.

Il comporte trois entrées de commande: une entrée **U/P** (*Up/Down*) qui sert à définir le "sens de rotation" du potentiomètre, une entrée d'horloge (**INC**) qui permet d'incrémenter le potentiomètre, dans un sens ou l'autre, et une entrée de validation (**CE** = *Chip Enable*) pour le valider. Cette ligne remplit une fonction additionnelle, lors de la programmation de l'EEPROM. Le contenu du compteur n'est envoyé vers la mémoire qu'à l'arrivée du flanc montant du signal **CE**.

Un coup d'oeil au schéma nous permet de constater que la ligne **CE** est en permanence au niveau bas. Ainsi il n'y a pas programmation de l'EEPROM de sorte qu'après mise sous tension de l'appareil le potentiomètre se trouve toujours à zéro. Cela peut, à l'occasion, être très pratique. Si l'on tient à conserver la dernière position on pourra appliquer les signaux d'entrée des portes N1, N2 et de sortie de la porte N9, aux entrées de déclenchement d'un multivibrateur monostable redéclenchable (durée du mo-

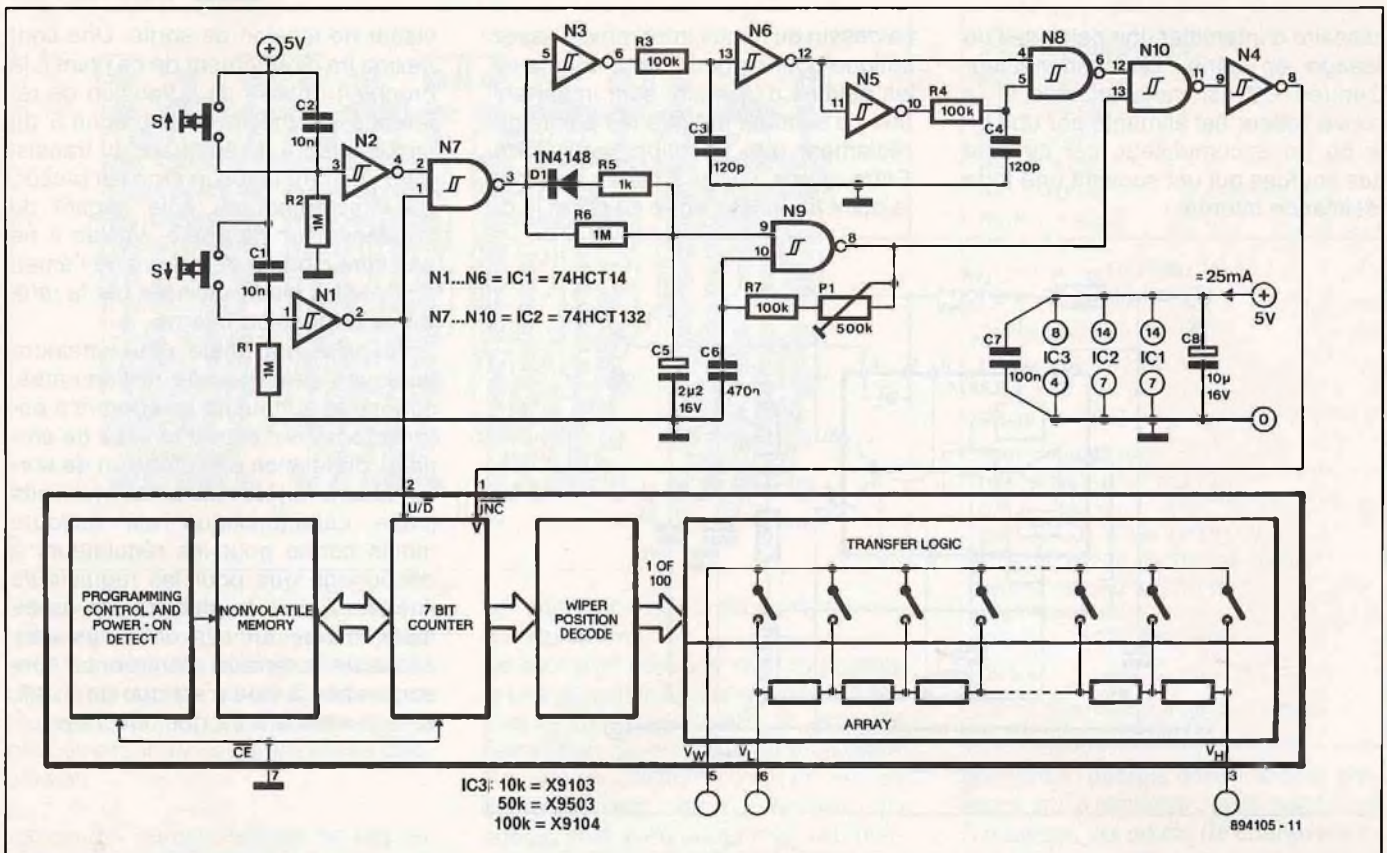
nostable de 2 s environ). La sortie **Q** du multivibrateur monostable pourra alors faire office de générateur de signal **CE**. Ce multivibrateur bloque la programmation (inutile) de l'EEPROM lors de la rotation du potentiomètre; il faut que rien n'ait changé au cours des deux dernières secondes pour que se fasse la mise en mémoire de la position du potentiomètre.

Nous avons prévu un circuit de répétition automatique pour vous éviter d'avoir à procéder à une incrémentation (ou décrémentation) manuelle des 100 pas (!) dont dispose le potentiomètre.

L'examen du schéma permet de constater que le signal suit un double trajet.

Le premier, qui va de l'inverseur N3 à la porte NAND à trigger de Schmitt N8, sert à faire réagir le circuit instantanément lors d'une action sur l'une des deux touches.

L'impulsion de commutation commence par subir un léger retard (réseau R3/C3) de façon à permettre à l'entrée U/D d'être fin prête lors de l'arrivée de l'impulsion sur l'entrée **INC**. On raccourcit ensuite l'impul-



sion ainsi retardée à une longueur de $20 \mu s$ (N5, R4, C4, N8) de façon à ce que d'éventuelles impulsions répétitives puissent arriver à l'entrée INC.

Le second trajet sert à la production des impulsions de répétition. Il faut une seconde environ au condensateur pour atteindre un niveau de char-

ge suffisant faisant passer au niveau logique haut la broche 9 de la porte N9. Cette porte produit alors un signal rectangulaire de fréquence ajustable entre 5 et 30 Hz par action sur la résistance ajustable P1.

Voici quelques caractéristiques techniques importantes en guise de con-

clusion: la tension appliquée aux connexions du potentiomètre doit rester à l'intérieur de la plage -8 à $+8 V$ (maximum absolu), et de préférence rester comprise entre -5 et $+5 V$. Le courant maximal de curseur admissible ne doit pas dépasser 1 mA.

095

'BILLE MAGIQUE' ÉLECTRONIQUE

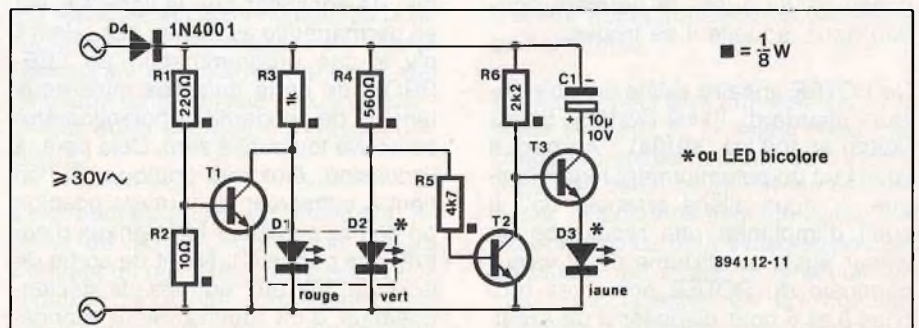
Bien que l'électronique soit une affaire des plus sérieuses nous comprenons fort bien que vous lisiez également Elektor pour vous distraire. Il nous a semblé qu'un encouragement tombait à pic pour tous ceux d'entre vous qui ont poursuivi leur lecture jusqu'à cette page-ci: la voici cette sucrerie: une bille magique en version électronique.

Après avoir été reliée à sa tension d'alimentation (fournie par n'importe quel transformateur délivrant plus de 30 V au secondaire) cette douceur présentera de nombreuses caractéristiques de ce bonbon aux couleurs chatoyantes toujours nouvelles au "parfum" si capricieux.

En effet, à l'image de son homologue "naturel", notre "bille magique" électronique a la caractéristique d'être, après usage, usée, tout comme une pile Wonder. Si vous voulez retrouver le parfum de ce montage, il vous faut,

tout comme dans le cas de la sucrerie multicolore, dépenser quelques sous pour vous procurer de nouveaux composants.

Avertissement: manger des sucreries peut être mauvais pour votre santé.



EDiTS: LA SOLUTION DU MOINDRE EFFORT

ou comment adapter un décodeur de locomotive de Märklin à un réseau numérisé à deux rails (EDiTS) La série d'articles consacrés au système de numérisation de réseau ferroviaire EDiTS (Elektor Digital Train System) a rencontré un franc succès auprès de nombreux lecteurs intéressés par le modélisme ferroviaire.

Pour pouvoir gérer un réseau ferro-

viaire à l'aide d'EDiTS ou du système Märklin Digital, il est indispensable de doter les locomotives d'un décodeur. Märklin propose deux types de décodeurs pour son propre système (c80 pour les locomotives à moteur alternatif et c81 pour locomotives à moteur continu). Dans le n°117 (décodeur de locomotive), nous avons prouvé qu'il était possible de réaliser un décodeur de locomotive soi-même. Un article

publié ensuite (n°118, décodeur de locomotive et adaptateur bi-rails) décrivait un adaptateur bi-rails qui permettait la mise en oeuvre d'une gestion numérique sur un réseau ferroviaire à voies à deux rails (d'où le terme de bi-rails).

En pratique, il apparaît cependant que peu de modélistes se sentent de force à réaliser eux-mêmes les décodeurs de locomotive, d'autant plus qu'il a eu des problèmes de disponibilité de certains des circuits intégrés nécessaires.

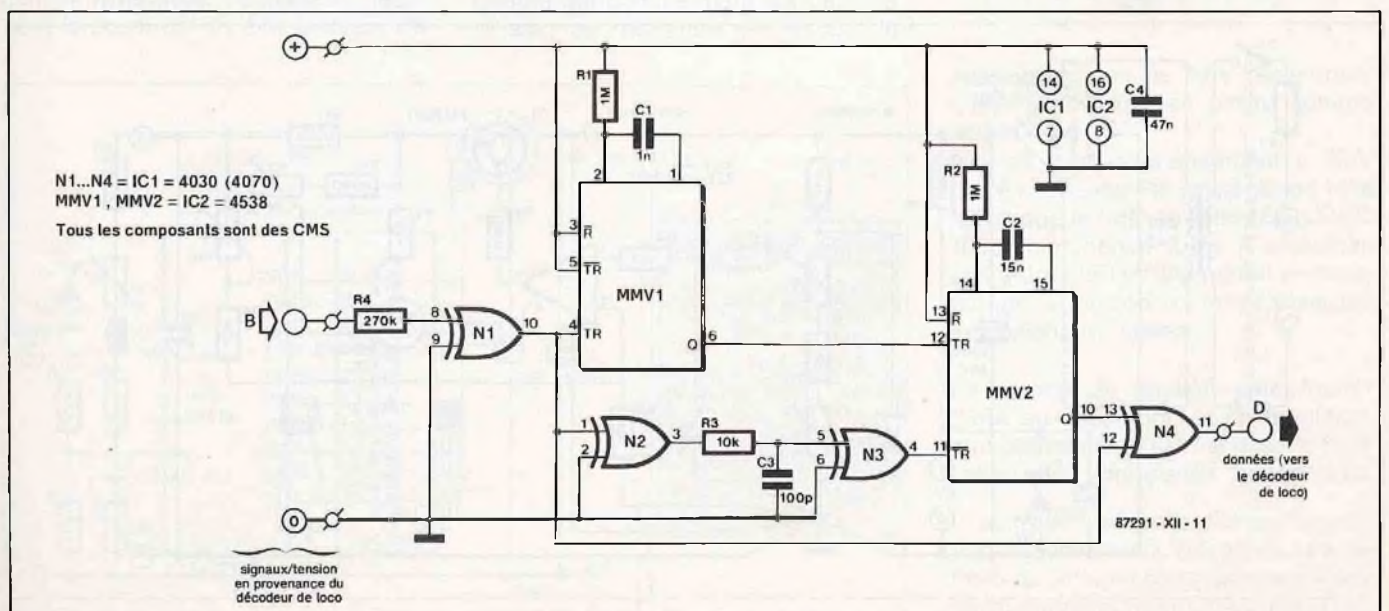
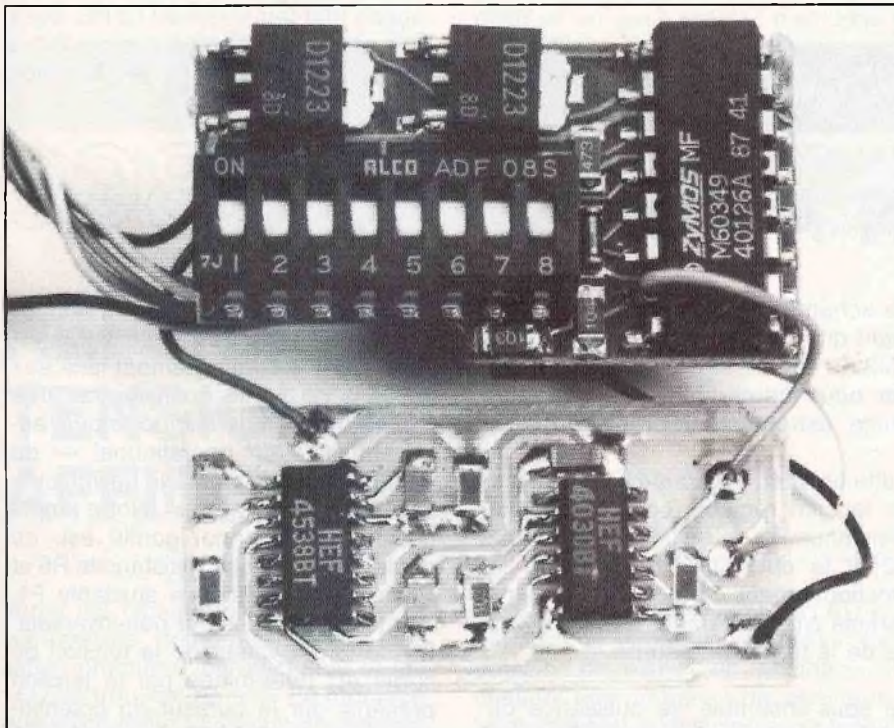
Pour nombre d'entre eux, acheter un décodeur de chez Märklin semble une solution attrayante; un gros problème se pose alors: ce type de décodeur est conçu pour les voies à trois rails.

Heureusement, il ne faut pas grand chose pour combiner l'adaptateur bi-rails d'EDiTS avec un décodeur de Märklin; ainsi on pourra également l'utiliser sur les voies à deux rails seulement.

L'astuce à la base du fonctionnement du circuit de l'adaptateur bi-rails est qu'il examine le niveau logique au cours des pauses entre les octets de données.

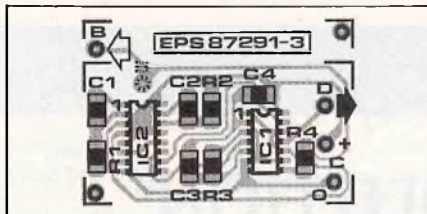
En fonction de ce niveau, la porte EXOR N4 procède, ou non, à une inversion des données entrantes.

L'adaptateur bi-rails possède quatre connexions. L'alimentation est prise aux bornes du condensateur de



47 μ F/6 V du mini-circuit imprimé du décodeur de locomotive de Märklin. L'entrée est reliée au conducteur marron de ce décodeur (voire au conducteur rouge, cela n'a plus la moindre importance maintenant) et la sortie est connectée à la broche 15 du circuit intégré à 16 broches présent sur le décodeur. Ce circuit porte le sigle de Märklin ou de Zymos.

Comme il s'agit d'un travail d'orfèvre, nous vous proposons un dessin de platine pour CMS. Etant donnée ses petites dimensions, elle est fournie par paire. En supprimant l'indication de référence on pourra réduire la taille de cette platine au strict minimum. Attention: vu son extrême miniaturisation, le dessin de la platine vous est proposé à l'échelle 2. Elle es dis-



ponible de pair avec la platine du décodeur de commutateur de matériel roulant décrit ailleurs dans ce numéro ou avec le décodeur de locomotive (avril 88).

Bibliographie:

décodeur de locomotive, n°117, mars 88, page 58 et suivantes
décodeur de locomotive et adaptateur bi-rails, n°118, avril 88, page 58 et suivantes

Liste des composants
(tous les composants sont des CMS)

Résistances:

- R1, R2 = 1 M Ω
- R3 = 10 k Ω
- R4 = 270 k Ω

Condensateurs:

- C1 = 1 nF
- C2 = 15 nF
- C3 = 100 pF
- C4 = 47 nF

Semi-conducteurs:

- IC1 = 4030 (ou 4070)
- IC2 = 4538

097

ALIMENTATION A POTÉE

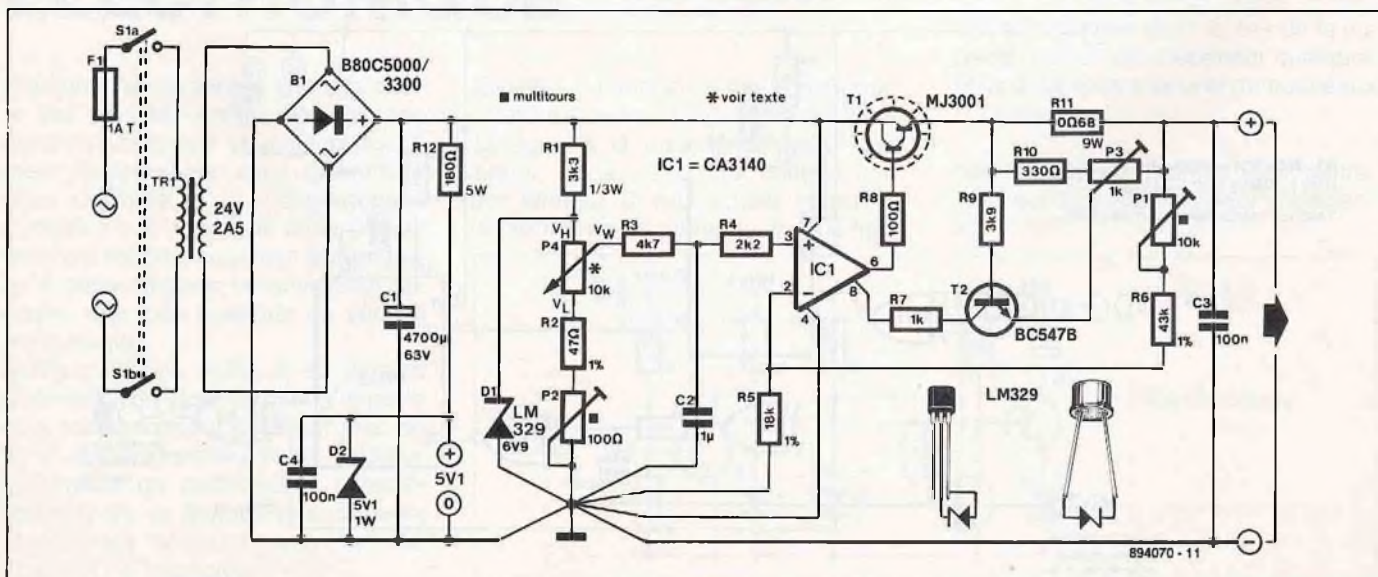
Comme vous avez pu l'apprendre en parcourant les articles précédent, l'acronyme POTÉE concerne un **P**otentiomètre **O**lectronique à **E**EPROM intégré. La **C**ommande de **P**OTÉE décrite ailleurs peut aussi nous servir d'alimentation réglable. L'important pour cette application étrange est d'implanter le potentiomètre à l'endroit qui est le sien, c'est-à-dire en plein milieu du circuit et non pas sur une quelconque face avant. Cette disposition ne peut avoir que des conséquences bénéfiques sur la qualité du montage (moins de ronflement, de bruit ou d'autres parasites).

Le schéma de l'alimentation proprement dite n'a rien de très sorcier. Un LM329, une sorte de super-diode zener, nous fournit une tension de référence extrêmement précise (6,9 V).

Cette tension, appliquée à un diviseur de tension réglable constitué par la résistance R2, la résistance ajustable P2 et le potentiomètre P4 (dont le fonctionnement est décrit dans l'article cité plus haut), sert au réglage de la tension de sortie.

Le sous-ensemble de puissance de notre alimentation fait appel à un am-

plificateur opérationnel "turbo-compressé", IC1, qui gonfle le transistor T1 dont le comportement face aux tensions de sortie positives est très proche de celui de n'importe quel autre amplificateur opérationnel — de toutes façons ce montage ne véhicule pas de tension négative. Notre amplificateur opérationnel gonflé est, de par la présence des résistances R5 et R6 et de la résistance ajustable P1, monté en amplificateur non-inverseur. De ce fait la valeur de la tension de sortie est déterminée par la tension présente sur le curseur du potentiomètre P4, la résistance ajustable P1



définissant quant à elle la valeur de la tension de sortie maximale (pour $V_w = V_L$).

Remarquons que lors de la mise sous tension de l'alimentation, la tension de sortie se trouve toujours à la valeur minimale puisque nous utilisons le POTÉE sans la mémoire de position du curseur qu'il intègre.

Pour sa protection, l'alimentation comporte un dispositif de limitation du courant. La résistance R1 convertit le courant en une tension. Dès que cette tension, définie par la position de la résistance ajustable P3, présente une valeur suffisante pour faire entrer le transistor T2 en conduction, l'entrée d'échantillonnage de IC1 provoque le passage d'un mode de régulation en courant. Le courant maximal est compris entre 0,8 et 3 A en fonction de la position donnée aux organes de réglage. Si l'on veut éliminer tout risque d'endommagement du transistor T1 provoqué par un dépassement de la

dissipation maximale, il faudra veiller à ne pas dépasser un courant de 1,5 A en cas de mise en court-circuit des sorties.

Le réglage du circuit est relativement simple. On commence par mettre le potentiomètre à sa valeur maximale ($V_w = V_H$). On laisse ensuite à IC1 et à la "diode zener" Z1 le temps de trouver leur température de croisière. On ajuste alors la tension de sortie ensuite à 25 V par action sur la résistance ajustable P1. Puis, on positionne le potentiomètre P4 à sa résistance minimale ($V_w = V_L$). On règle la tension de sortie à 250 mV. La décision d'ajuster la tension de sortie à cette valeur, et non pas à 0 V, présente plusieurs avantages: on permet aux composants de travailler dans un domaine plus ou moins linéaire (les tensions proches de la tension d'alimentation posent toujours plus de problèmes) et on peut profiter pleinement des 100 pas du POTÉE (chaque pas correspond à une augmentation ou di-

minution d'un quart de volt de la tension de sortie). Notons que notre potentiomètre électronique à EEPROM a droit à sa propre alimentation de 5,1 V tirée de la tension fournie par le secondaire du transformateur abaissée à la bonne valeur à l'aide de la diode zener Z2, de la résistance R12 et du condensateur C4.

La réalisation de ce montage ne devrait guère poser de problème à condition de penser à trois choses:

- les lignes de masse doivent être disposées comme l'illustre le schéma si l'on veut être certain du fonctionnement correct de l'alimentation.
- le transistor de puissance T1 doit être refroidi à l'aide d'un radiateur de résistance thermique de l'ordre de 1,5 K/W.
- il ne faudra pas oublier la sécurité, lors du choix du transformateur et du câblage de la partie du montage qui véhicule la tension du secteur.

098

RÉFÉRENCE DE TENSION AVEC AFFICHAGE

Parmi les circuits intégrés et autres composants "détournés" de leur utilisation première, les afficheurs et les LED se trouvent en tête. Le montage que voici utilise un circuit de mesure comme référence. Le LM3914, destiné à la construction d'indicateurs de

tension à LED ou à rangée de LED, se montre une référence de tension fort précise, doublée d'un affichage. Il contient une référence de tension interne très stable destinée aux comparateurs qui commandent les LED. La tension de référence est disponible

sur la broche 7. Le potentiomètre multitours P1 permet de la régler entre 1,25 V (sa valeur nominale) et 16 V (à condition que la tension de l'alimentation soit d'au moins 18 V). La tension produite se calcule suivant la formule :

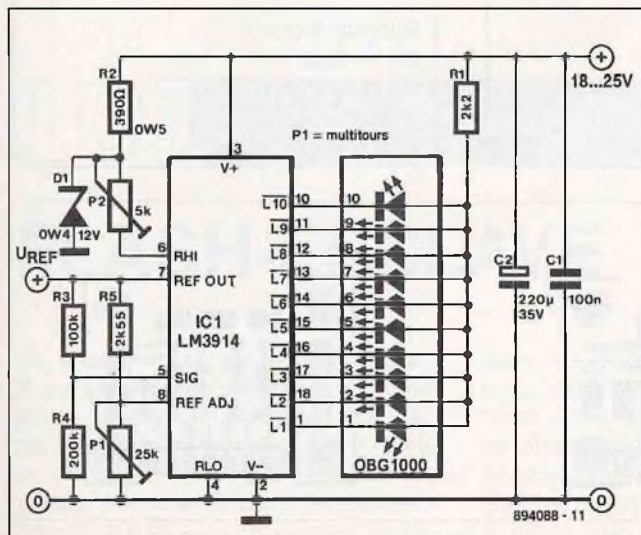
$$U_{REF} = 1,25 \times \left(1 + \frac{P1}{R5}\right) + 75 \mu A \times P1$$

Avec la tension de 18 V recommandée, l'étalonnage se passe comme suit :

U_{REF} est réglée précisément à 15 V par P1. Ensuite P2 est réglé de telle façon que la LED 10 (SIEMENS OBG 1000) commence juste à s'allumer. Les autres LED s'allumeront en fonction de la tension conformément aux indications du tableau.

La source de tension peut fournir 3 mA au maximum, et un amplificateur opérationnel est nécessaire pour l'obtention d'intensités supérieures.

L'utilisation est celle d'une alimentation réglable avec indicateur. Les valeurs du schéma correspondent à une consommation de 30 mA sous 20 V.



Tableau

LED	U_{REF} (volts)
1	1,5 à 3,0
2	3,0 à 4,5
3	4,5 à 6,0
4	6,0 à 7,5
5	7,5 à 9,0
6	9,0 à 10,5
7	10,5 à 12,0
8	12,0 à 13,5
9	13,5 à 15,0
10	15,0

RÉSEAU DE RÉSISTANCES EN CMS

Des réseaux de résistances spéciaux sont nécessaires pour opérer la conversion numérique-analogique de code non binaires. Celui-ci est un réseau R/2R monté sur une platine miniature en SIL. Un bon voltmètre, une poignée de résistances à montage en surface, il n'en faut pas plus pour réaliser un réseau de résistances précis, peu encombrant, mais surtout de n'importe quelle valeur. L'exemple choisi est celui d'un convertisseur N/A à quatre bits utilisant le quadruple verrou CMOS 4042. Le réseau R/2R et les verrous sont insérés dans la boucle de contre-réaction d'un LF356. Le réseau est constitué de R = 100 kΩ, donc 2R = 200 kΩ. Les

résistances de 200 kΩ sont remplacées par deux résistances de 100 kΩ en série. La tension de sortie du convertisseur est donnée par la relation :

$$U_{\text{sort}} = - U_R \cdot \frac{R_1 + P_1}{6 \cdot R} \cdot (2^0 \cdot Q_3 + 2^1 \cdot Q_2 + 2^2 \cdot Q_1 + 2^3 \cdot Q_0)$$

Les Q de cette formule prennent la valeur 0 ou 1. Le gain de l'amplificateur A peut être réglé par P1 entre 0,4 et 2. La tension de référence du réseau R/2R est en même temps la tension d'alimentation des verrous 4042; elle peut être choisie entre 5 et 15 V. Il faudra bien entendu que les niveaux de commande de la logique appliqués

aux entrées D0 à D3 et à l'horloge soient compatibles avec cette tension (après adaptation si nécessaire). La tension de référence doit être stabilisée au plus près d'IC1.

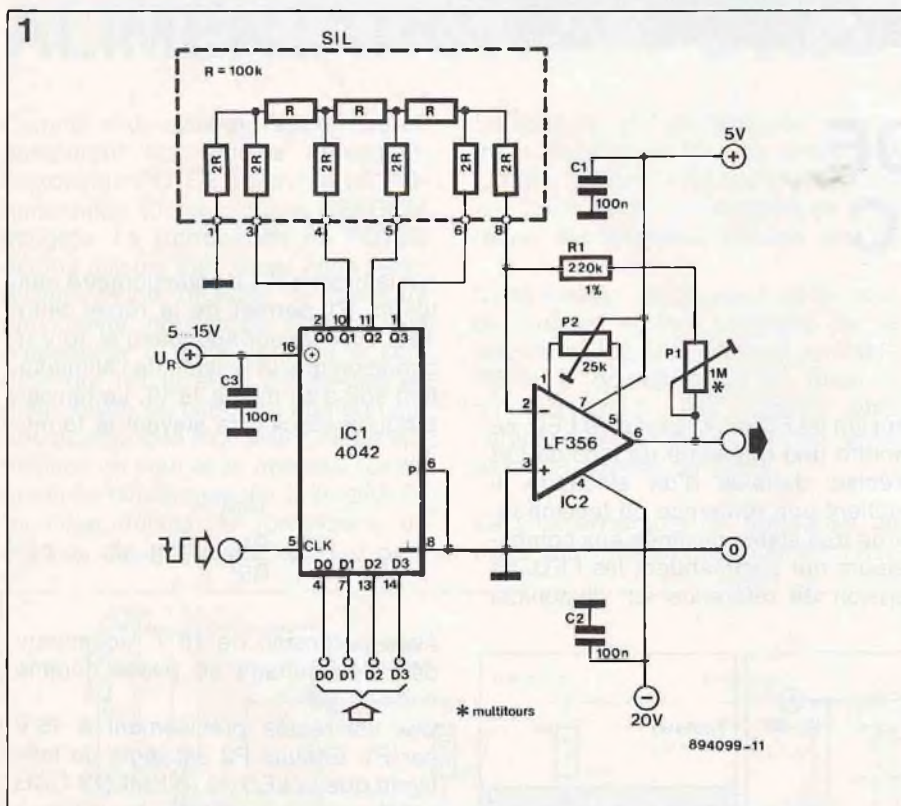
L'étalonnage commence par le réglage de P2 pour obtenir 0 V en sortie d'IC2 lorsque toutes les entrées d'IC1 sont à 0. Les quatre entrées sont ensuite portées à 1 (F en hexadécimal) et la tension de sortie réglée par P1 à la valeur maximale désirée.

Des mots binaires plus longs ne posent pas de problème, si on ajoute des platines "dos à dos".

Les figures 2b et 2c montrent la disposition à donner aux composants pour montage en surface pour réaliser une matrice de résistances et un diviseur de tension.

La source de tension de référence a 75 μA à fournir, et la totalité du montage consomme environ 7,5 mA.

d'après une idée de H. Bierwirth



Liste des composants

Résistances:

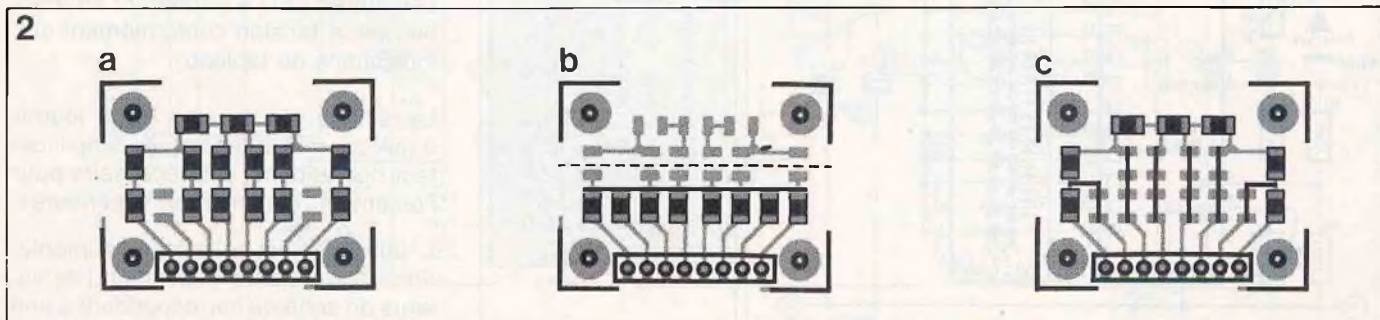
- R1 = 220 kΩ
- P1 = 1 MΩ *
- P2 = 25 kΩ
- * = voir texte

Condensateurs:

- C1, C2, C3 = 100 nF

Semi-conducteurs:

- IC1 = 4042
- IC2 = LF356



100

TESTEUR DE QUARTZ

Il est fort probable qu'au cours des années d'exercice de votre passe-temps favori, l'électronique créative, vous ayez amassé un nombre important de composants en tous genres, dont certains possèdent une valeur non négligeable, comme les quartz en particulier. Il existe cependant une grande inconnue qui en grève le réemploi éventuel: sont-ils ou non en bon état?

Notre testeur de quartz vous permettra de faire le ménage dans votre cristallerie: sa LED ne s'allume que si le quartz oscille comme devrait le faire tout quartz digne de ce nom.

Le testeur de quartz fonctionne à merveille avec des quartz ayant une fréquence fondamentale comprise entre 1 et 30 MHz. Lors d'essais exhaustifs, nous avons constaté que cet instrument de mesure permettait également le test de quartz qui oscillent à une harmonique de la fondamentale. La tension produite aux bornes de la bobine L1 par l'oscillation était suffisante pour provoquer l'illumination de la LED. Certains quartz de fondamentale comprise entre 1 et 4 MHz entraînent mieux en oscillation lorsque l'inverseur double S1 était fermé. Ce interrupteur, qui met en parallèle sur les condensateurs C1 et C2 une seconde paire de condensateurs, C3 et C4, permet une adaptation d'impédance qui facilite l'entrée en oscillation de certains quartz aux caractéristiques spécifiques.

Voici quelques réponses à des questions que vous pouvez peut-être vous

poser. Si nous avons utilisé une résistance à la place de la self L1, elle aurait drainé une partie du courant destiné à la LED. On aurait également pu inverser la polarité de la LED; l'inconvénient dans ce cas-là est qu'une défectuosité de la self se serait traduite par une illumination de la LED.

Avec ce circuit, nous sommes certains qu'une illumination de la LED traduit bien une oscillation du quartz.

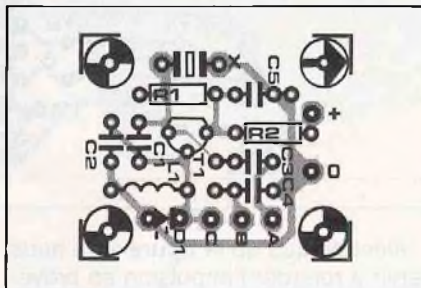
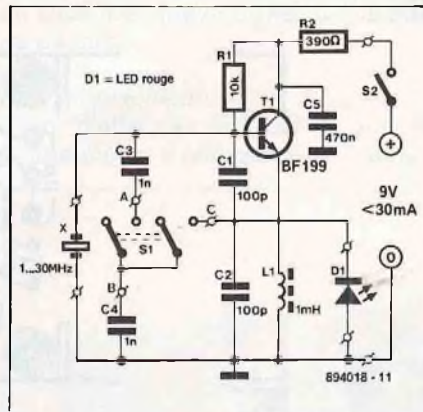
Pour vous faciliter la réalisation de ce montage, nous vous proposons le dessin d'un circuit imprimé.

Puisqu'il s'agit de HF, il faudra veiller à raccourcir au strict minimum la lon-

gueur des fils de liaison, des broches et autres picots mis en oeuvre. On se mettra à l'abri de mauvaises surprises si l'on utilise pour la self L1 un modèle du commerce. Une éventuelle tolérance (faible) de la valeur de certains composants n'a pas d'influence néfaste sur le fonctionnement du circuit.

La consommation du montage dépend du type de quartz à tester; elle ne dépasse pas 30 mA sous 9 V. L'interrupteur S2 permet de couper l'alimentation du montage.

Testez vos quartz avant de les mettre au rebut. A vos quartz... Partez!



Liste des composants:

Résistances:

R1 = 10 kΩ
R2 = 390 Ω

Condensateurs:

C1, C2 = 100 pF
C3, C4 = 1 nF
C5 = 470 nF

Semi-conducteurs:

D1 = LED 3 mm rouge
T1 = BF199

Divers:

L1 = 1 mH
S1 = inverseur double
support pour quartz

101

FLASH-ESCLAVE

La photographie de gouttes d'eau, d'une balle de revolver crevant un ballon ou découpant une carte, d'un marteau pulvérisant toutes sortes d'objets ou de tout autre phénomène dont la vitesse dépasse la capacité de réaction de tout être humain, soit-il Super-

man ou Superwoman, continue et continuera longtemps encore de fasciner notre imagination. A condition de disposer du matériel adéquat, un photographe amateur peut lui aussi réaliser ce type de clichés.

Il nous faut, pour commencer, une

barrière lumineuse pour la prise en compte en un point précis d'objets à déplacement rapide. A partir de là nous pouvons également déterminer à quel moment l'objet arrive au point où il sera photographié. Le temps nécessaire à l'objet pour effectuer ce

Liste des composants du circuit de la barrière lumineuse:

Résistances:

- R1 = 330 Ω
- R2 = 10 kΩ
- R3 = 10 MΩ
- R4 à R7 = 220 kΩ
- P1 = ajust. 10 kΩ

Condensateurs:

- C1 = 10 μF/16 V
- C2 = 47 nF
- C3 = 4μF/16 V

Semi-conducteurs:

- D1 = LED rouge
- T1 = BP103
- T2 = BC547B
- IC1 = TL272

Liste des composants du circuit de retard:

Résistances:

- R1, R7 = 100 Ω
- R2, R3, R5 = 10 kΩ
- R4, R6 = 100 kΩ
- P1 = 100 kΩ lin.
- P2 = 1 MΩ lin.

Condensateurs:

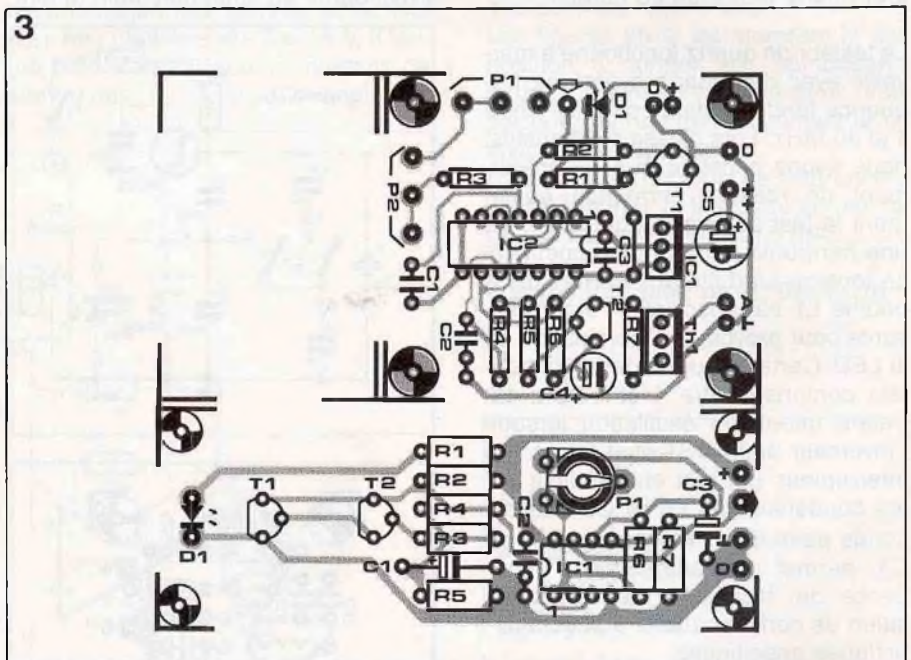
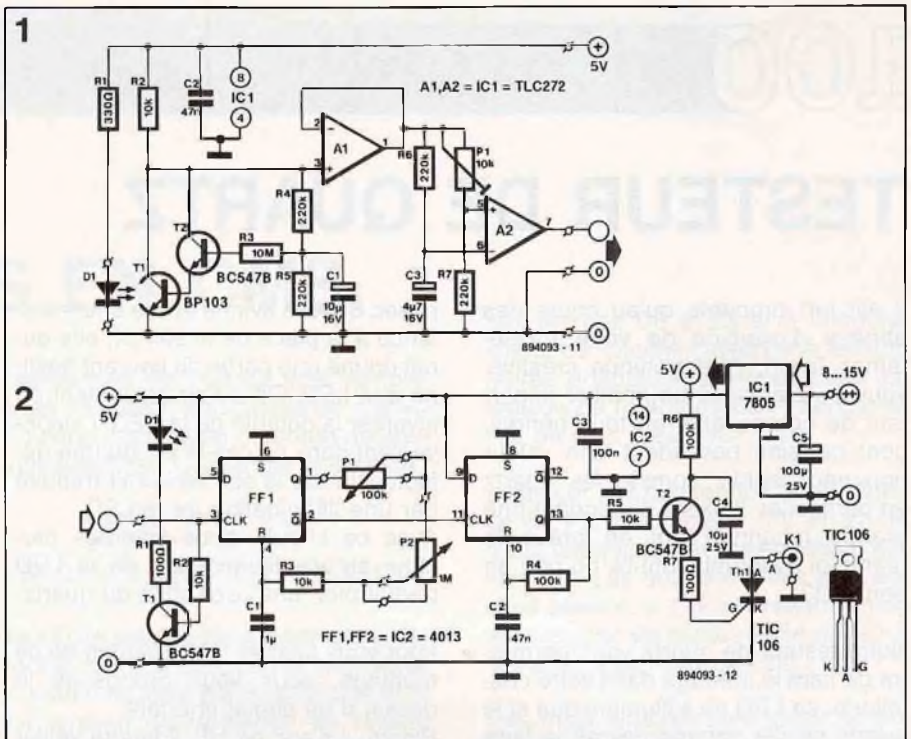
- C1 = 1 μF
- C2 = 47 nF
- C3 = 100 nF
- C4 = 10 μF/25 V radial
- C5 = 100 μF/25 V radial

Semi-conducteurs:

- D1 = LED 3 mm
- T1, T2 = BC547B
- Th1 = TIC106D
- IC1 = 7805
- IC2 = 4013

Divers:

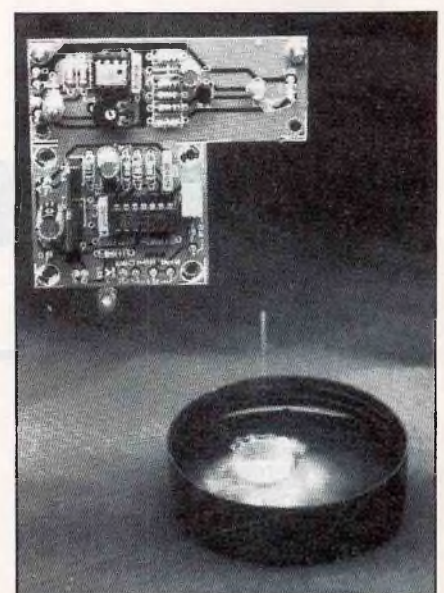
- K1 = connecteur Cinch



trajet sera simulé par un circuit de temporisation.

La figure 1 donne le schéma de la barrière lumineuse constituée en fait par la diode D1 et le phototransistor T1. Nous avons fait appel au transistor T2, aux résistances R3 à R5 et au condensateur C1 pour annuler le mieux possible les effets de la lumière ambiante et ceux produits par le rouflement de la tension du secteur. L'amplificateur opérationnel A1 tamponne le signal fourni par la barrière lumineuse avant qu'il n'arrive à l'étage de mise en forme constitué par A2. Notons que ce montage présente une extrême sensibilité, au point qu'une simple présence humaine pourrait le faire entrer en "transes"; pour éviter cela, nous allons relier à la terre son point de masse.

L'électronique de la figure 2 va nous servir à retarder l'impulsion en provenance de la barrière lumineuse. L'impulsion commence par attaquer une LED, ce qui nous facilitera le réglage du circuit. Un peu plus loin, cette impulsion constitue le signal d'horloge d'une bascule montée en multivibrateur monostable (MMV). C'est cette bascule qui définit le retard. Le réglage de cette temporisation étant une affaire de précision, nous avons prévu deux potentiomètres: P2 pour le réglage grossier, P1 pour le réglage fin. En prenant pour ce second composant un potentiomètre multitours, on pourra effectuer un réglage au "quart de poil". La sortie Q̄ de FF1 attaque, après écoulement de la temporisation, l'entrée d'horloge de la bascule FF2 elle



aussi montée en multivibrateur monostable. Dès réception de cette impulsion d'horloge, FF2 produit une impulsion de déclenchement transmise au flash par l'intermédiaire du transistor T2 et du thyristor Th1.

Les deux sous-ensembles prennent place sur une platine (sécable en deux parties si les conditions l'imposent). La platine allongée est celle de la barrière lumineuse, la platine (presque) carrée celle du circuit de temporisation. Attention à ne pas vous tromper lors de la mise en place des composants R1, C1 et IC1 qui existent sur les deux platines (nous avons prévu à l'origine d'en faire deux montages pour le "Hors-Gabarit 89").

L'un des problèmes rencontrés avec les montages "photographiques" est et reste l'embase de connexion du flash, composant difficile voire impossible à trouver. Nous avons quant à nous utilisé une embase cinch et du câble audio standard. Le branchement au flash se fait à l'aide d'un connecteur de fabrication-maison (figure 4) réalisé à l'aide d'une fiche cinch soudée à l'une des extrémités d'une rallonge pour flash électronique, dotée à l'autre extrémité d'une fiche pour flash.

Les réglages

a. électronique

La barrière lumineuse est réglée, dans l'obscurité, à l'aide de la LED du circuit de temporisation. On donne au potentiomètre P1 la position qui entraîne (tout juste) l'extinction de cette LED (absence d'objet dans la barrière lumineuse). Le circuit présente alors sa sensibilité maximale. En cas de sensibilité aux parasites, on pourra essayer de mettre à la terre la masse du montage.

Ceci fait, on vérifie, en mettant les potentiomètres P1 et P2 à leur résistan-



ce minimale (k temps), que le flash déclenche bien lors du passage d'une gouttelette dans la barrière lumineuse. Si tel est le cas, vous devriez voir la gouttelette suspendue dans la barrière (il fait toujours noir dans votre studio). Sinon, il faudra rallumer la lumière car il peut être nécessaire de devoir intervertir la polarité de la connexion du connecteur de flash K1.

Si vous êtes arrivé à faire apparaître la gouttelette d'eau à l'intérieur de la barrière lumineuse, vous pourrez la déplacer grossièrement par action sur le potentiomètre P2 et finement par l'intermédiaire de P1 jusqu'à l'endroit où vous avez prévu d'effectuer la prise de vue.

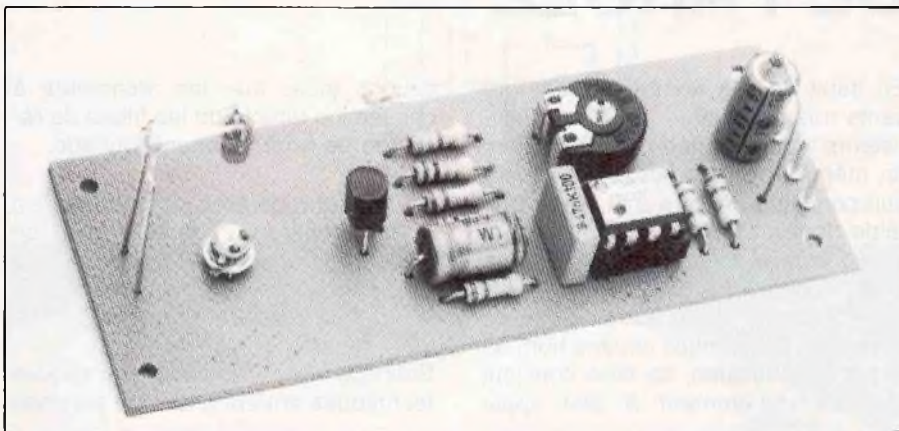
b. photographique

Avant d'effectuer la prise de vue, il faudra mettre l'obturateur de l'appa-

reil photographique en position B (pose) car il n'existe pas d'appareil photo au temps de réaction suffisamment rapide. L'ouverture manuelle du rideau se fera dans le noir. En ce qui concerne le flash, il faudra s'assurer que l'automatisme d'exposition est en mesure d'adopter l'exposition correcte nécessitée par l'arrière-plan et la distance la plus courte à laquelle peut encore fonctionner le flash électronique. Placer le flash le plus près possible, pour raccourcir la durée du flash. Si vous avez des doutes quant aux possibilités de votre flash, vous pourrez le mettre en position "manuel" (vérifier dans le mode d'emploi la durée du flash qui peut être relativement importante).

On mesure ensuite la distance (en mètres) qui sépare le flash de l'objet à photographier et on divise ce chiffre par le nombre-guide du flash. On utilise le chiffre ainsi obtenu comme nombre de diaphragme pour l'appareil photo: on l'arrondira vers le haut pour les diapositives et vers le bas pour les négatifs. Gouttelette? Prêt... Obturateur? Ouvert... Action!

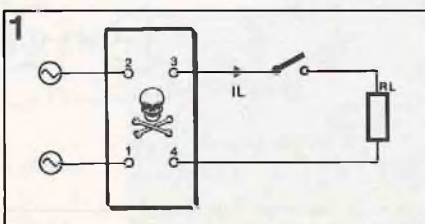
L'ensemble du montage ne consomme pas plus de quelques dizaines de milliampères.



102

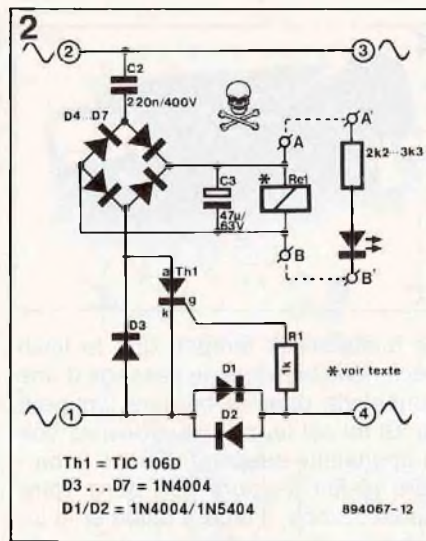
LA LUMIÈRE EST-ELLE BIEN ÉTEINTE?

Si vous êtes un lecteur assidu d'Elektor, et des numéros Hors-Gabarit en particulier, le titre de cet article ne pourra pas ne pas vous rappeler celui d'un article du numéro double de 1987: ai-je bien coupé la lumière (du même auteur). Le circuit d'il y a deux ans présentait un incon-



véniement: la signalisation nécessitait inévitablement une ampoule alimentée en 220 V. Après deux ans de R&D (comme disent les anglo-saxons) de *Research & de Development* (avé l'assent, pardon, avec l'accent S.V.P.) poussées, nous vous proposons la possibilité de commander une LED ou un relais. Joli travail n'est-ce-pas? Le circuit sera implanté en amont du

commutateur (figure 1). Au repos, le thyristor est bloqué de sorte que seule la demi-période positive de l'onde secteur parvient au pont de redressement par l'intermédiaire de la diode D3. Dans ces conditions, on ne dispose pas de tension continue. Si l'on met en fonction un consommateur de courant (une ampoule, un appareil quelconque), la chute de tension aux bornes de diodes D1 et D2 est, si le courant consommé par la charge atteint 2 mA au moins, suffisant pour provoquer l'amorçage du thyristor. Le pont de redressement constitué par les diodes D4 à D7 peut maintenant redresser la totalité de l'onde secteur. Le condensateur C3 se charge et le relais est activé. Le relais remplit pour



ainsi dire une fonction de surveillance et pourra servir à activer un signal d'alarme sous quelque forme que ce soit. Le relais utilisé sera un relais en cartable du type 24 V/1 200 Ω, tel que par exemple le V23027 A6 A101 (Siemens). On peut également remplacer le relais par un dispositif de visualisation plus simple constitué par la mise en série d'une LED et d'une résistance de limitation implanté entre les points A et B du schéma.

R. Kambach

103

FILTRE POUR LA BANDE DE PAROLE

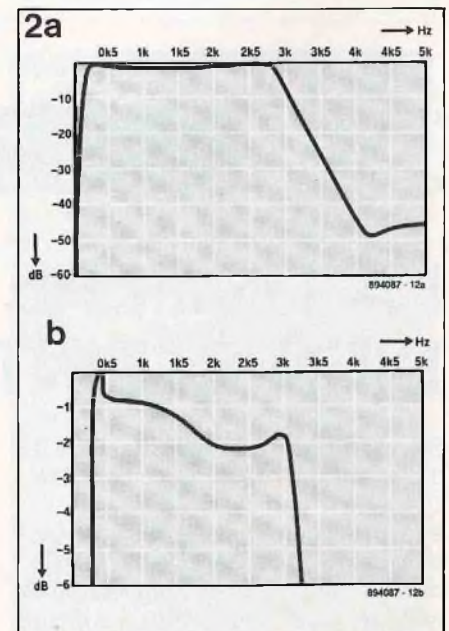
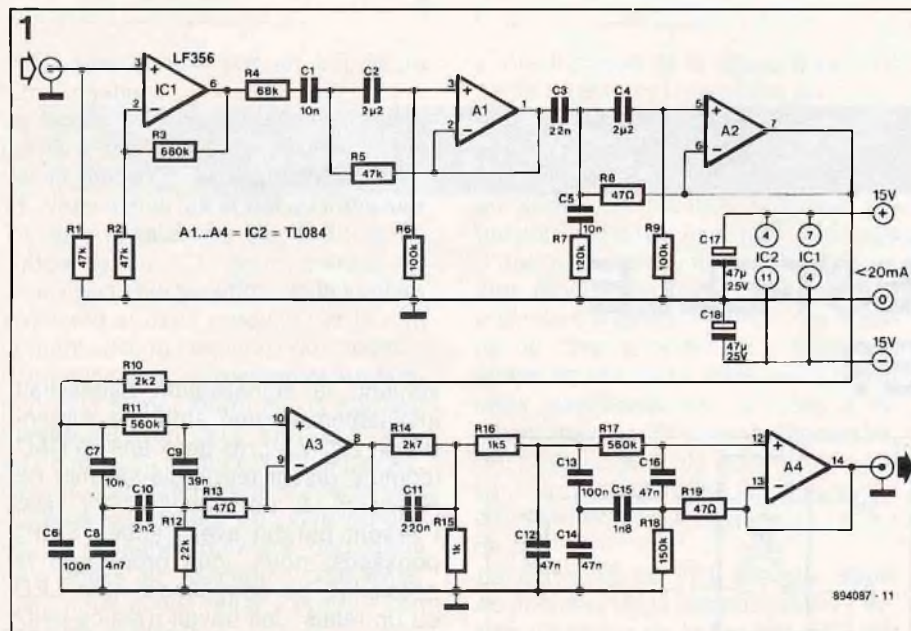
En dépit de son nombre de composants très restreint — quatre amplificateurs opérationnels intégrés dans un même et unique circuit — ce circuit constitue un filtre à la pente très raide dont les points -3 dB se trouvent à 300 et 2 800 Hz et les points -40 dB à 100 et 4 000 Hz. Avec son atténuation de 50 dB au minimum de toutes les fréquences situées hors de la bande passante, ce filtre convient tout particulièrement à des appli-

cations telles que les récepteurs à conversion directe ou les filtres de réjection de bruit d'échantillonnage.

A y regarder de près, ce montage est en fait un filtre LC; les selfs que l'on s'attendrait à trouver dans ce type de filtre sont tout simplement simulées à l'aide d'amplificateurs opérationnels.

Sachant que les caractéristiques techniques entrent pour une part non

négligeable dans les caractéristiques du filtre, nous nous en tiendrons à un quadruple amplificateur opérationnel du type TL084. L'étage d'amplification placé à l'entrée du filtre, IC1, sert à compenser les pertes de niveau du signal qu'entraîne le filtre.



SALOMON II²

1 imprimante pour 2 ordinateurs ou 1 ordinateur pour 2 imprimantes

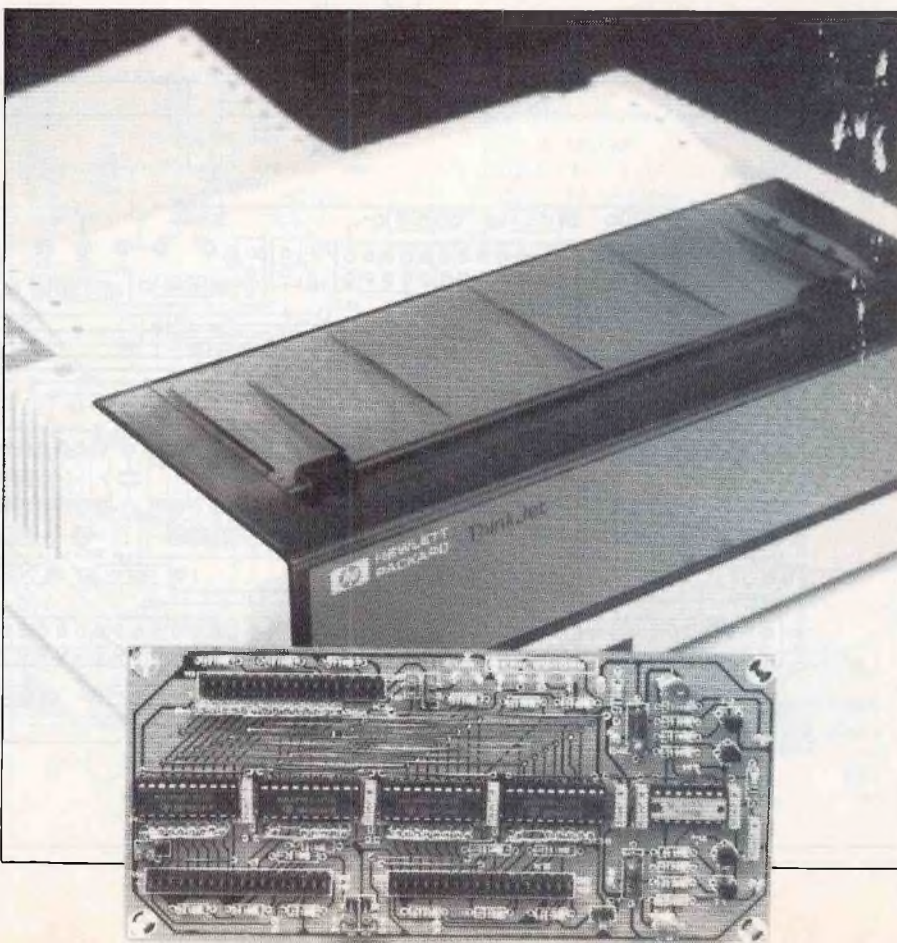
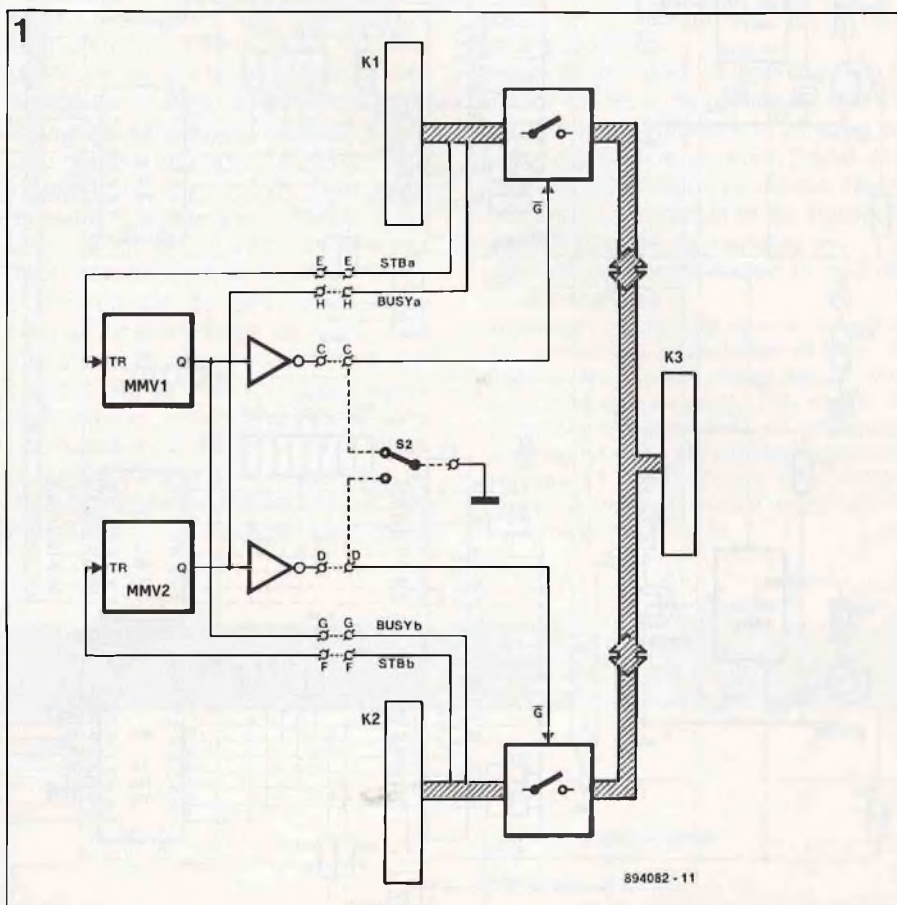
Ce montage est une version remaniée et plus performante du montage n°55 du numéro Hors-Gabarit 88. Il permet la commande d'une imprimante à partir de deux ordinateurs **ou** (**Attention**, il n'est pas écrit **et**, il faut faire un choix) de deux imprimantes par le même ordinateur. Dans le premier cas, l'électronique se charge de faire en sorte que les deux ordinateurs ne se "mélangent pas les pinceaux" (lire les flots de données).

Le synoptique de la **figure 1** illustre le principe du circuit. Si l'on utilise SALOMON II² pour interconnecter deux ordinateurs (K1 et K2) à une imprimante (K3), on pourra supprimer l'inverseur S2 utilisé pour la sélection de l'une des deux imprimantes.

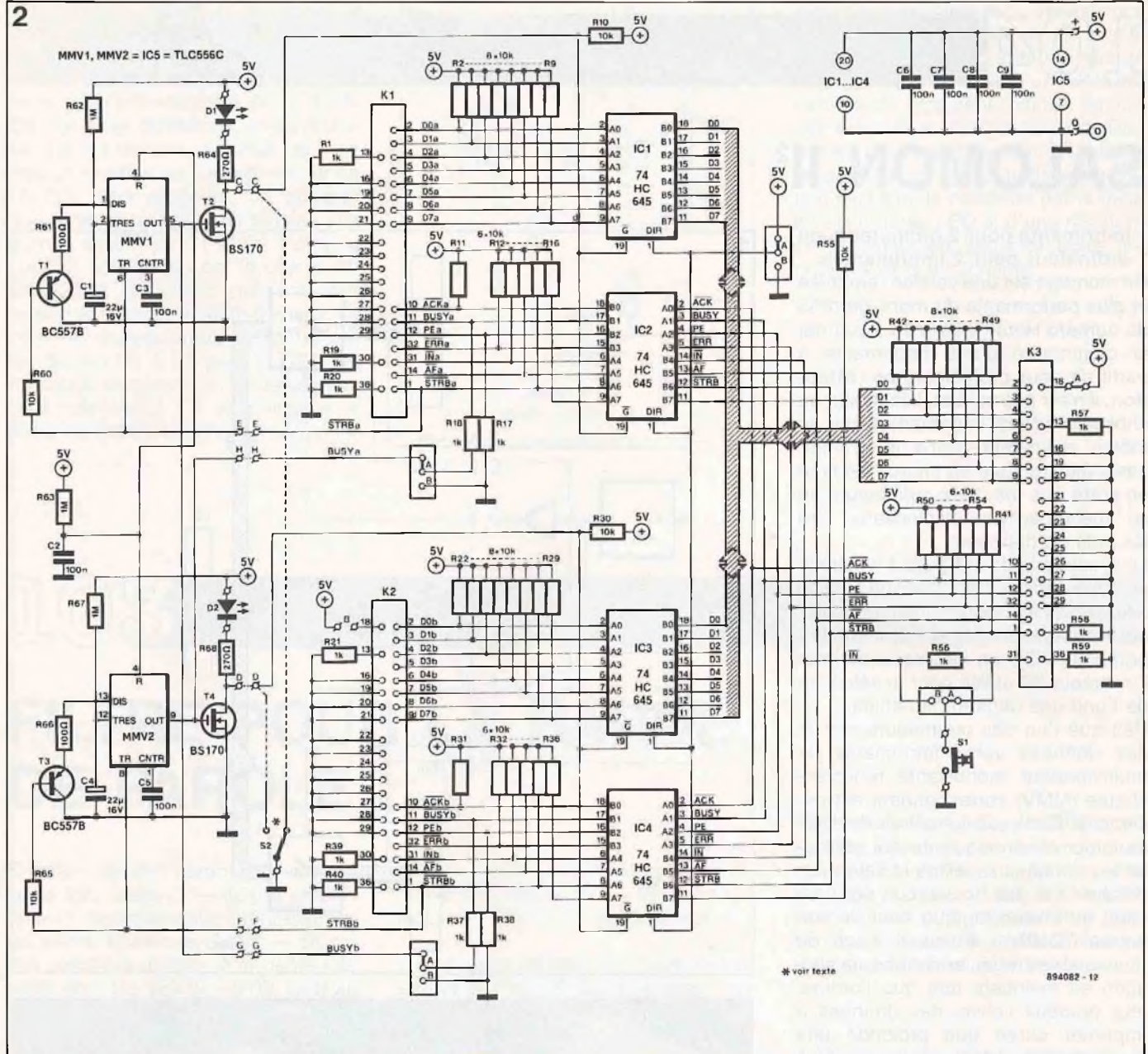
Dès que l'un des ordinateurs envoie des données vers l'imprimante, le multivibrateur monostable redéclenchable (MMV) correspondant est déclenché. Dans ces conditions, le commutateur électronique devant véhiculer les données se ferme et l'autre ordinateur est mis hors-circuit par passage au niveau logique haut de son entrée "BUSY". Puisqu'il s'agit de monostables redéclenchables, la situation se maintient tant que l'ordinateur poursuit l'envoi des données à imprimer durée que prolonge une temporisation additionnelle de 30 s environ (la durée de stabilité du monostable). Par son illumination, une LED désigne l'imprimante sélectionnée.

Attention: cette sélection automatique peut poser des problèmes en cas de travail avec un logiciel qui, en cours d'impression, nécessite plus de 30 s pour effectuer de nouveaux calculs avant d'envoyer une nouvelle fournée de données à imprimer. La solution la plus évidente à ce problème consiste à signer un pacte de non-agression avec l'utilisateur du second ordinateur pour qu'il attende que vous ayez terminé avant d'envoyer ses données vers l'imprimante. On peut également envisager d'allonger les durées des monostables (par augmentation de la valeur des condensateurs C1 et C4); cette solution a cependant l'inconvénient d'accroître l'inertie de la commutation d'un ordinateur à l'autre.

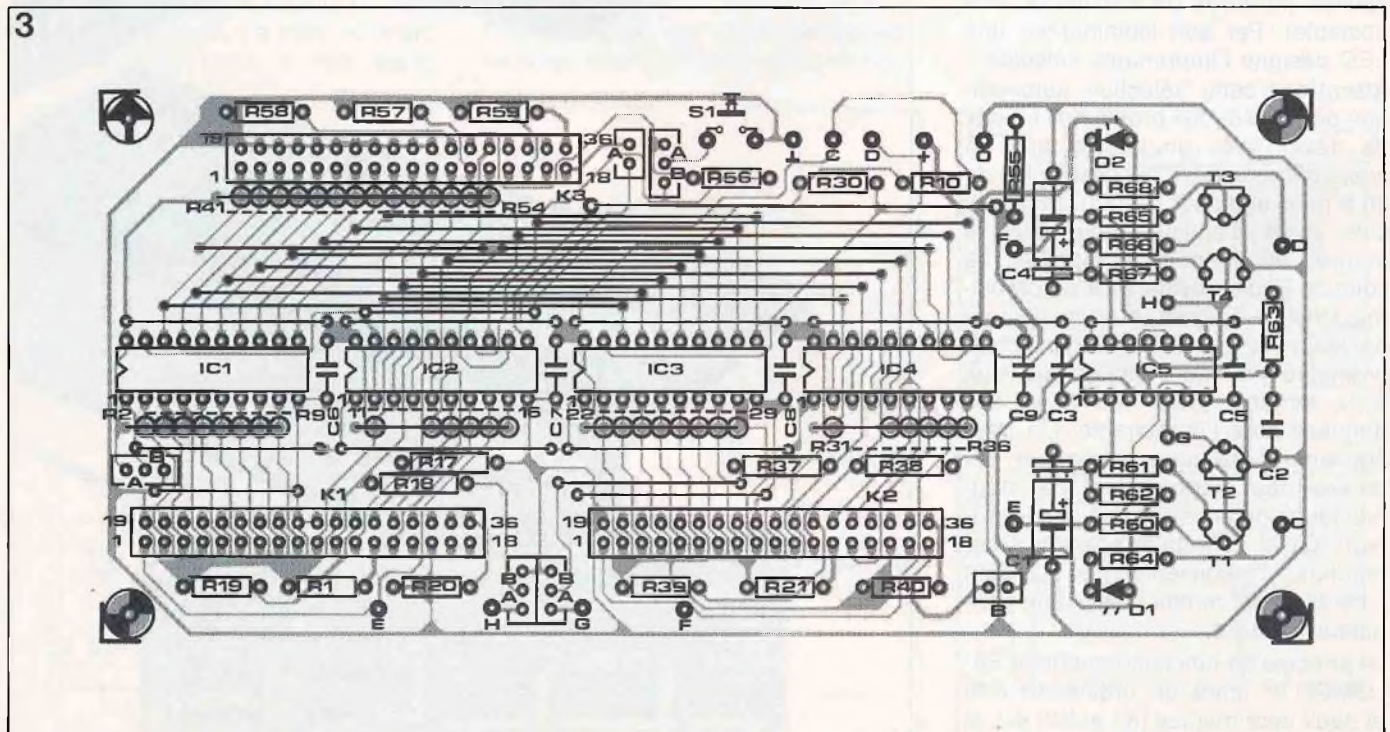
Le principe de fonctionnement de SALOMON II² entre un ordinateur (K3) et deux imprimantes (K1 et K2) est, si l'on examine le synoptique, notable-



2



3



Liste des composants**Résistances:**

R1, R17 à R21, R37 à R40,
R56 à R59 = 1 k Ω
R2 à R16, R22 à R36, R41 à R55,
R60, R65 = 10 k Ω
R61, R66 = 100 Ω
R62, R63, R67 = 1 M Ω
R64, R68 = 270 Ω

Condensateurs:

C1, C4 = 22 μ F/16 V
C2, C3, C5, C6... C9 = 100 nF

Semi-conducteurs:

D1, D2 = LED
T1, T3 = BC557B
T2, T4 = BS170
IC1 à IC4 = 74HC645
IC5 = TLC556 (Texas Instruments)

Divers:

S1 = bouton-poussoir à contact travail
S2 = interrupteur simple
K1, K2, K3 = barrette autosécable mâle
de 2 x 18 broches au pas de 2,54 mm

ment plus simple. Les deux monostables font place à un inverseur (S2) utilisé pour la sélection de l'imprimante requise.

Le schéma de la **figure 2** paraît plus complexe qu'il ne l'est en réalité, complexité introduite par le grand nombre de résistances de forçage au niveau logique haut ou bas qu'il comporte. Le circuit est doté de plusieurs emplacements prévus pour la mise en place de ponts de câblage (dénommés **A** et **B**) de définition de la direction de transmission des données. On implante les straps **A** si l'on veut transférer les données de **deux ordinateurs vers une imprimante et les straps B** s'il s'agit d'accoupler **deux imprimantes à un ordinateur**.

L'alimentation de SALOMON II² se fait par l'intermédiaire de l'(une des) imprimante(s). En fonction des circonstances, ce sera soit l'imprimante branchée au connecteur K2 ou celle connectée à K3 (**Note**: si l'on n'utilise qu'une imprimante elle ne sera jamais branchée au connecteur K1). De même, selon la fonction attribuée à

SALOMON II², les composants faisant partie de la gauche du schéma (sous-ensembles situés à gauche des ponts de câblage C à H) sont à mettre en place dans le **cas A** (connexion de deux ordinateurs à une imprimante). Dans le **cas B**, deux imprimantes pour un ordinateur, il faudra ajouter l'inverseur S2. La partie gauche du schéma située au-delà des straps sera supprimée.

Nous avons doté le montage d'un bouton-poussoir de remise à zéro (S1) pour pouvoir reprendre le contrôle de l'imprimante si la situation prend une tournure catastrophique. Grâce au circuit imprimé représenté en **figure 3**, la réalisation de ce montage est... *a piece of cake*, comme disent nos amis d'outre-Manche.

Attention: il n'existe pas dans le commerce de connecteur autodénudable HE10 à 36 broches. Nous avons utilisé des connecteurs à 40 broches câblés pour obtenir la correspondance recherchée. On remarquera la numérotation un peu particulière des connecteurs K1 à K3, adoptée pour faciliter l'utilisation de câbles dotés d'un connecteur Centronics à 36 broches.

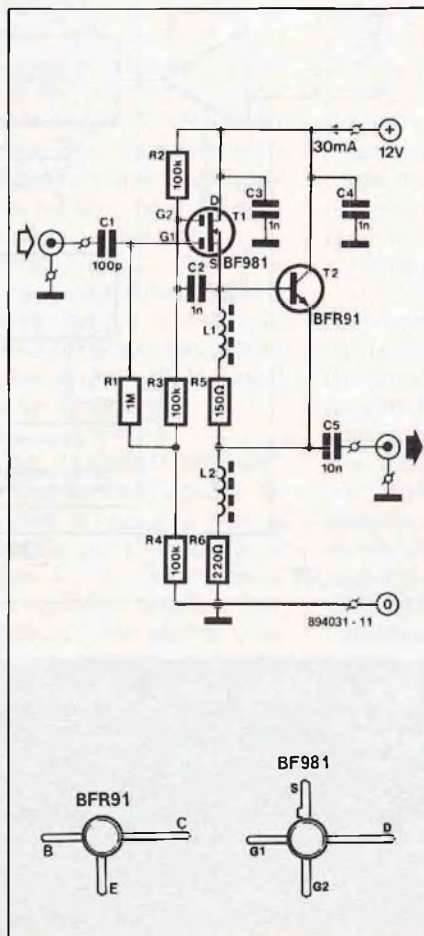
105

SONDE HF

Cette sonde active permet la mesure de signaux de fréquence inférieure ou égale à 100 MHz. Elle présente de plus l'avantage de ne représenter qu'une charge extrêmement faible pour le point de mesure et ne pas se ressentir de la charge introduite par la longueur du câble reliant la sonde à l'oscilloscope.

Le circuit de la sonde n'est en fait rien de plus qu'un suiveur de tension. La réduction de la charge par rapport au point de mesure est obtenue par l'utilisation d'un transistor FETMOS à double grille. Son emploi a cependant l'inconvénient de donner au montage une impédance d'entrée trop importante qui pourrait être, dans certains cas, gênante ce qui explique que nous ayons limité l'impédance d'entrée à la valeur standard de 1 M Ω par la mise en place de la résistance R1. Nous vous proposons un dessin de circuit imprimé: utilisez-le. Il s'agit en effet d'un circuit HF; comme vous le savez sans doute, cette famille de montages est très sensible à toute modification de position de l'un ou l'autre des composants.

On pourra implanter la sonde HF dans un mini-boîtier doté d'une paire d'embases BNC (mâle et femelle).

**Liste des composants****Résistances:**

R1 = 1 M Ω
R2 à R4 = 100 k Ω
R5 = 150 Ω
R6 = 220 Ω

Condensateurs:

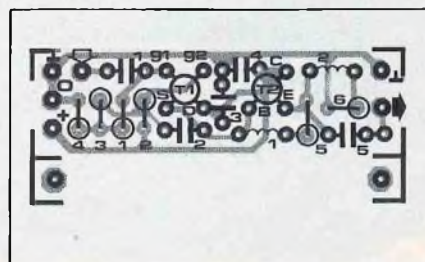
C1 = 100 pF
C2 à C4 = 1 nF (céramique)
C5 = 10 nF (céramique)

Semi-conducteurs:

T1 = BF981
T2 = BFR91

Bobines:

L1, L2 = 4 spires sur perle
de ferrite grise



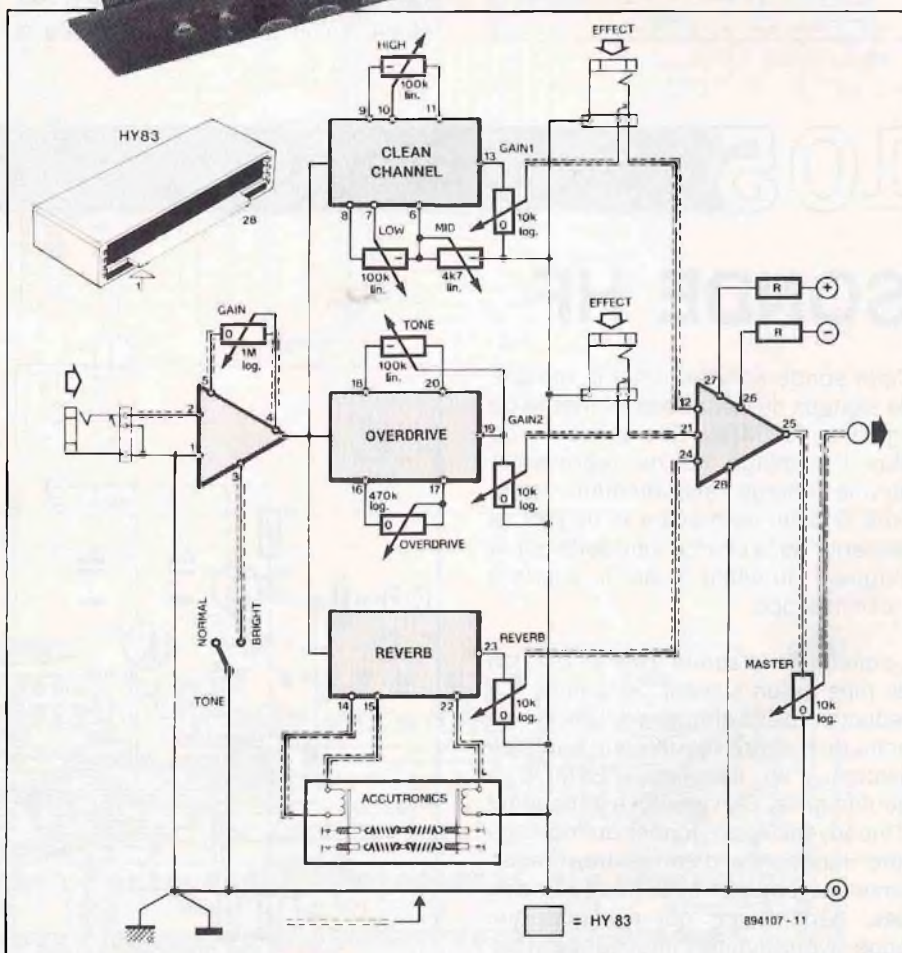
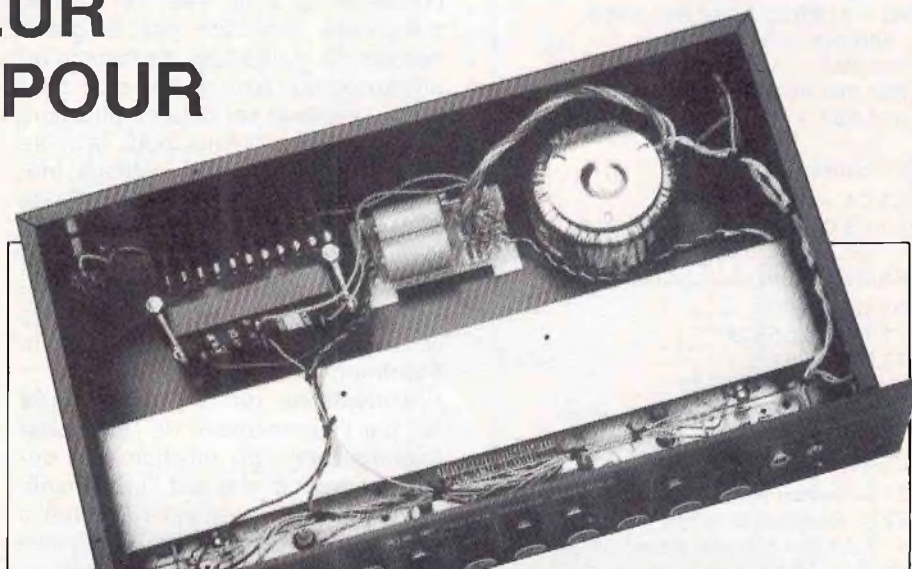
AMPLIFICATEUR MODULAIRE POUR GUITARE

Les modules fort connus de la société ILP permettent une réalisation facile d'un amplificateur pour guitare. Il existe pour ce faire un module spécifiquement conçu à cet effet, le HY83, proposé avec mode d'emploi.

La photographie d'illustration prouve que l'on peut mettre le tout dans un boîtier 19" d'une hauteur de deux unités. Dans le fond du boîtier on trouve le transformateur torique, le circuit de l'alimentation et l'amplificateur de sortie, un HY124 dans le cas présent. Au centre nous découvrons une unité de réverbération à ligne à ressort. Le module amplificateur pour guitare est difficile à identifier, caché qu'il est sous le faisceau de câbles au centre de la photo. Pour réduire le plus possible les risques de rousinage, on disposera à proximité immédiate du module et des potentiomètres un rail de masse sur lequel on soudera toutes les connexions de masse (on ne connectera qu'une extrémité de la ligne de masse de chaque composant pour éviter la création d'une boucle de masse). On utilisera du câble blindé de faible épaisseur (exception faite pour l'alimentation et la sortie de l'amplificateur de puissance); les embases de connexion se trouvent en effet très près l'une de l'autre. Le fabricant propose un film autocollant plastifié pour la face avant dessinée pour les coffrets 19" et utilisable tant pour la version une unité que la version deux unités de hauteur.

Application ILP

ILP est représenté en France par:
WILLIAMSON ELECTRONIQUE
Z.A. de la Bougrière BP 13
44470 Nantes St Luce



station météo intelligente

SM 7000

ELV

des performances professionnelles grâce au microprocesseur



Dans les trois articles précédents consacrés à la description de cette station météorologique modulaire, nous en avons vu le principe, le côté théorique et la réalisation. Il ne nous reste plus maintenant qu'à en effectuer l'étalonnage.

La station météo se compose en fait de la station proprement dite à laquelle sont transmises les informations sur les éléments météo fournies par différents capteurs. Si l'on veut disposer d'informations chiffrées fiables il est indispensable, avant de vraiment pouvoir s'en servir, de faire subir à ce montage un processus assez complexe:

La calibration

En raison de ses caractéristiques techniques, la station météorologique décrite dans les trois articles précédents et ce dernier article exige, un étalonnage digne de ce nom (soigné et pointilleux) des différents modules de mesure.

Lors de la mise au point de ce montage, le concepteur a tenu compte de cette nécessité, imaginant une procédure de calibration basée sur des techniques à la portée de tous nos lecteurs. Prenons-les dans l'ordre.

Calibration du capteur de température

La première étape de cet étalonnage consiste à régler le point zéro degré. Il nous faut pour cela une bouteille thermos remplie à moitié d'un mélange de glace (faite d'eau

distillée) pilée et d'eau (distillée, encore, pourquoi pas un doigt de whisky?). Leau ne doit pas constituer plus du tiers du mélange. Si l'on remue continûment et sans trop de vigueur ce mélange, on peut supposer avec une bonne approximation que la température de notre mélange est de 0,00°C. Il faut éviter de mélanger trop vigoureusement sous peine d'en augmenter légèrement la température ce qui risquerait de fausser la calibration.

On plonge les deux capteurs dans le mélange en veillant à ce qu'ils n'entrent pas en contact avec le bord du récipient et qu'ils disparaissent bien dans le liquide.

Laisser les capteurs "patauger" pendant une bonne vingtaine de minutes avant d'amener à zéro la valeur affichée par l'indicateur de température n°1 en jouant sur la résistance ajustable multitour R25. On procède au même réglage pour l'indication de température n°2 en ajustant la position du multitour R33.

Sachant que l'intervalle entre deux prises en compte de la température par le microprocesseur est de 34 s, on comprend aisément qu'il faille procéder par petits ajustements de la position des multitours R25 et R33. Cette remarque vaut bien entendu

également pour les autres multitours auxquels nous aurons affaire.

Le second point de mesure sert à la définition du facteur d'échelle; on utilisera un thermomètre médical dont la précision normale est de l'ordre de $\pm 0,1$ K. Voici comment procéder: après désinfection de l'extrémité du capteur du thermomètre et celle du capteur de température de la station météo, on mesure sa température en prenant le thermomètre dans la bouche.

Supposons que la valeur indiquée par le thermomètre soit de 36,9°C. On prend ensuite les capteurs de température de la station météo en bouche pendant 3 minutes environ. Une fois écoulé cet intervalle, on peut ajuster le facteur d'échelle des capteurs de température n°1 et n°2 en modifiant les positions de multitours R29 et R37 pour obtenir sur les affichages n°1 et n°2 respectivement l'affichage de la température relevée avec le thermomètre médical. Répétons-le: ce réglage doit se faire par petits pas en raison du cycle de 34 secondes que connaît le microprocesseur.

Comme dernière vérification, on pourra replonger les deux capteurs dans le mélange eau + glace et vérifier ainsi que le réglage du point

4ème partie
(suite et fin)

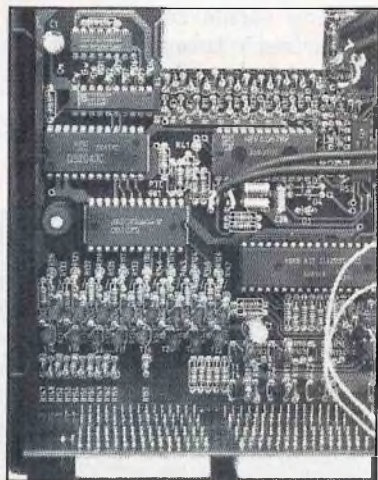
zéro a bien eu lieu avec toute la rigueur requise. Si l'affichage ne revient pas parfaitement à 0,00, il faudra reprendre l'étalonnage du point zéro, et... bien entendu celui du facteur d'échelle jusqu'à ce que l'on soit satisfait de la calibration. On peut vérifier la correction de l'étalonnage en mettant de l'eau chaude (50 à 60°C) dans la bouteille thermos et vérifier que les températures indiquées par les capteurs de température correspondent entre elles et le cas échéant avec celle donnée par un thermomètre de précision, numérique ou autre, peu importe.

Nous venons de terminer la calibration des capteurs de température. De par la linéarité remarquable du type de capteur utilisé et de la reproductibilité des mesures, on dispose maintenant d'une calibration correcte sur l'ensemble du domaine de mesure qui s'étend de -40 à +99,9°C.

La calibration des capteurs d'humidité

On peut connecter deux capteurs d'humidité à la station météo. Ils fonctionnent indépendamment l'un de l'autre et présentent une précision typique de 1%, réservée normalement à des systèmes de mesure coûteux et d'emploi peu commode.

Des recherches exhaustives nous ont permis de déterminer très précisément la courbe de mesure des humidités. Il faut remarquer que cette courbe donnant le rapport entre l'humidité relative et le signal de mesure électrique n'est pas linéaire. Nous avons déterminé une courbe de calibration nominale implémentée dans la ROM programmée par masque du microprocesseur. Cette approche a permis d'obtenir une précision et une reproductibilité des caractéristiques très acceptable.



On le constate, la densité d'implantation des composants mérite le détour.

Si le processus de calibration des capteurs que nous allons vous proposer peut paraître complexe, il n'en est pas moins vrai que deux réglages faciles à exécuter sont suffisants pour obtenir une précision de mesure de l'humidité sur l'ensemble du domaine qui s'étend de 0% à pratiquement 100%.

Si l'on veut obtenir la précision requise, la dérive en température des capteurs d'humidité présente une évolution dont il faut tenir; ceci explique qu'il ait fallu procéder à une compensation en température distincte. Rassurez-vous. Cette compensation est prise en compte par le microprocesseur dont le logiciel a été écrit à cet effet. La seule condition posée pour que cette compensation soit efficace est de respecter une proximité physique des deux capteurs, de manière à pouvoir prendre en compte la température réelle du capteur d'humidité pour effectuer la correction de température nécessaire. Cela signifie que le capteur de température n°1 doit se trouver à proximité immédiate du capteur d'humidité n°1; la même condition vaut pour la paire capteur de température n°2/capteur d'humidité n°2.

La mesure d'humidité est alors corrigée automatiquement par le processeur grâce à la prise en compte de la température; de cette façon, la valeur affichée approche de très près la réalité. La première calibration des deux capteurs d'humidité se fait à une humidité relative de 75,5%.

Pour réaliser une atmosphère présentant une telle humidité relative il suffit de faire appel à des corps chimiques disponibles dans toute cuisine (moderne ou non): du sel (de cuisine) et de l'eau. En effet une solution d'eau salée saturée ($H_2O + NaCl$) possède une humidité relative constante et relativement (c'est le cas de le dire) précise de 75,5%.

Pour obtenir une telle solution il suffit d'ajouter 100 g de sel de cuisine dans un verre d'eau contenant 100 ml d'eau distillée. On remuera bien. Le dosage exact n'a qu'une importance relative, l'essentiel étant que la solution soit saturée, situation qui se reconnaît au dépôt de sel se produisant au fond du verre.

On recouvre ensuite cette solution d'un morceau de feuille d'aluminium. Ce type de matériau a l'avantage de permettre une bonne isolation de la solution saturée par

rapport à l'air ambiant. On veillera à ce que la température de la solution soit comprise entre 20 et 25°C, le capteur de température étant placé à proximité immédiate (fixée à l'extérieur du verre à l'aide d'un élastique par exemple). Le premier capteur est placé dans l'air présent au-dessus de la solution saturée (attention: on évitera à tout prix le contact entre le capteur et le liquide, car nous l'avons indiqué précédemment, le film d'or n'apprécie pas du tout le contact avec un liquide).

Après deux heures environ, la valeur indiquée ne devrait plus varier (une tolérance de $\pm 0,5\%$ est admissible). À l'aide du multitour R9 on ajuste à 75,5 la valeur visualisée par l'affichage correspondant au capteur d'humidité n°1.

On procède de la même manière pour le capteur d'humidité n°2 (en modifiant la position du multitour R17 dans ce cas-là, après avoir positionné, est-il nécessaire de le préciser, le capteur d'humidité au-dessus de la solution, à l'abri de l'air ambiant).

Après avoir terminé ces deux calibrages destinés au calage parallèle des courbes caractéristiques des capteurs, il est temps de procéder à l'ajustement du facteur d'échelle, c'est-à-dire de la pente que prend la courbe lorsque l'humidité relative est de 0%.

Il nous faut pour cela du Silicagel, un matériau en grain légèrement bleuté qui a la propriété d'extraire l'humidité de l'air de façon très efficace. En mettant du Silicagel dans un verre vide recouvert d'un morceau de feuille d'aluminium on fait tomber à moins de 0,1% l'humidité relative à l'intérieur du verre, ceci à une température ambiante comprise entre 20 et 25°C. A nouveau, il faudra placer le capteur de température à proximité immédiate du capteur d'humidité.

Deux heures environ après avoir mis en place le capteur d'humidité au-dessus du Silicagel, on devrait lire une valeur comprise entre 0,1 et 0,2%. Si tel est le cas, il n'est pas nécessaire de modifier la position du multitour R13; sinon on ajuste à cette valeur l'indication de l'affichage. Il ne faut pas adopter 0,0(%) comme valeur en raison des risques d'erreur de calibration que comporte ce choix. Le système ne peut pas afficher de valeur négative (de sorte qu'une calibration erronée de -5%, par exemple, se traduirait de toutes façons par l'affichage de la valeur 0,00(%)).

La calibration à humidité relative de 0% du capteur d'humidité n°2 se fait selon la même procédure, par action sur le multitour R21 cette fois. Si le domaine de l'un de ces deux multitours devait s'avérer trop étroit, on pourra réduire à 15 k Ω (voire moins si nécessaire) la valeur de la résistance R16 (capteur n°1) ou celle de R24 (capteur n°2).

C'est à dessein que, contrairement à ce qui a été le cas pour le capteur de température, la procédure de calibration du capteur d'humidité commence par la valeur de 75,5% antérieurement au réglage de la valeur de 0,1%.

Attention: le Silicagel n'est actif que lorsqu'il présente une couleur bleu intense. Si la couleur tire plus au violet pâle, voire au rose, il faudra effectuer une opération de régénération des propriétés hydrofuges du Silicagel. Pour ce faire, on l'étale sur une feuille d'aluminium et on le sèche au four à une température de 200°C environ jusqu'à ce qu'il ait retrouvé sa belle couleur bleue intense. Attention si vous utilisez un four à air pulsé, le risque est grand de trouver du Silicagel partout.

Après régénération, le Silicagel est actif jusqu'au moment où il reprend une couleur tirant vers le violet. Ceci termine la calibration des capteurs d'humidité.

Des études à long terme on prouvé que la fiabilité de la reproductibilité de la courbe caractéristique du capteur utilisé est satisfaisante; il n'est pas exclu cependant qu'apparaissent des phénomènes de vieillissement au cours des 6 premiers mois qui peuvent altérer de quelques pour cent les valeurs relevées. Il est recommandé d'effectuer une nouvelle calibration 6 à 9 mois après la première, le vieillissement étant terminé. Les capteurs indiqueront ensuite des valeurs correctes. En utilisation "difficile" (sous les tropiques ...) il est recommandé de reprendre la calibration tous les deux ans.

La calibration du capteur de pression atmosphérique

La première étape consiste à effectuer la compensation en température du capteur de pression du type KPY 10 (DS301) par ajustage de la position du multitour R303. Il faut procéder à plusieurs cycles de variation de température (réfrigérateur - température ambiante et arriver à trouver une position de R303 dans laquelle la valeur affichée ne varie pratiquement plus (de quelques

unités au pire) lors d'écarts de température.

Lors de tous les réglages concernant le capteur de pression atmosphérique, les modifications de la position du multitour R303 doivent se faire par pas progressifs espacés dans le temps d'une durée égale au quintuple du cycle de mesure, c'est-à-dire 170 s (3 mn environ).

Voyons comment effectuer l'étalonnage:

On commence par "chapeauter" la cheminée du capteur d'un objet quelconque (dé à coudre, minichapeau en papier) de manière à éviter que la lumière ne puisse frapper la plaquette de silicium disposée à l'intérieur du capteur. Cette précaution s'impose si l'on veut garantir une calibration idéale; le capteur présente en effet une certaine photosensibilité (minime). Il faut éviter cependant que l'objet emboîté sur la cheminée du capteur n'en produise l'étanchéité, car cela fausserait les mesures. Cette protection sera ultérieurement supprimée puisque l'électronique prend place dans un boîtier opaque.

Après avoir laissé l'appareil quelques heures à la température ambiante, on effectue les réglages de base suivants:

1. Donner au multitour R303 sa valeur maximale, en mettant son curseur en contact avec la broche 7 de l'amplificateur opérationnel OP301; ceci fait perdre au capteur de température TS301 toute influence. Ce positionnement consiste à faire tourner R303 dans le sens horaire jusqu'à ce que le curseur arrive en butée.
 2. Mettre le multitour R309 à 0 Ω en tournant sa vis dans le sens horaire jusqu'à la butée.
 3. Ajuster la position du multitour R310 de manière à mesurer sur la broche 14 de l'amplificateur opérationnel OP304 une tension de 1,40 V par rapport à la masse du montage (le radiateur de IC14 par exemple).
 4. Ajuster la position du multitour R1 pour mesurer une tension de 1,40 V par rapport à la masse sur la broche 2 de IC1.
 5. Ajuster la position de R5 pour mesurer 1,00 V à la broche 3 de IC1 par rapport à la masse.
- Si cette procédure de calibration est faite correctement, vous devriez lire une pression atmosphérique "quasi-standard" de 1012(mb) ± 10 (mb)

(comme vous le savez sans doute 1 mb = 1hPa, hectoPascal).

6. En jouant sur le multitour R310 on ajuste à 1012 (mb) la valeur visualisée par l'afficheur.

Une condition impérative pour la réussite de cette calibration est de l'effectuer un jour où la pression atmosphérique est stable (régime anticyclonique de préférence), car cette calibration se fait sur plusieurs heures; il faut donc éviter toute variation imprévue de la pression atmosphérique.

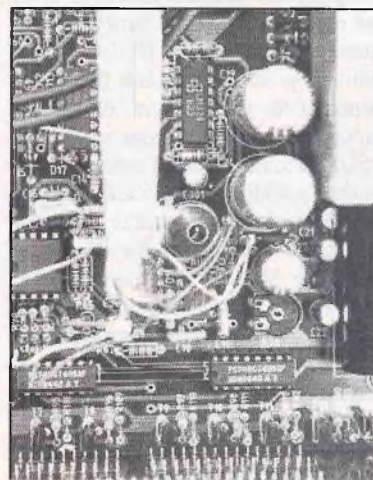
Cette remarque faite, passons à la compensation en température.

7. Après avoir ajusté la valeur affichée à 1012 (mb) par action sur R310, on met la station météo dans le réfrigérateur dans lequel règne une température de l'ordre de +5°C. Il faudra placer l'appareil sur un support isolant pour éviter la création de courts-circuits.

8. Deux heures plus tard environ (une vraie recette de cuisine cet étalonnage), on note l'indication et on ressort la station météo du réfrigérateur pour lui laisser le temps de reprendre la température ambiante. Il est fort probable que la valeur notée dépasse 1012 (mb) puisque le capteur de pression DS301 possède un coefficient de température plus ou moins négatif.

Si la valeur affichée au froid est identique voire légèrement plus faible que ces 1012 (mb), le réglage de la compensation en température est terminé dès à présent.

9. Après deux heures à la température ambiante, l'appareil devrait retrouver la valeur de 1012 (mb) ajustée en point 6. En raison d'une faible variation éventuelle de la pression atmosphérique il n'est pas exclu que la valeur affichée ait changé de quelques unités. Une variation de 4 unités ou plus implique soit une



Vue (rapprochée du capteur de pression. En y regardant de près, avec une bonne loupe, on peut même voir la plaquette de silicium au fond de la cheminée.

variation importante de la pression atmosphérique soit un changement important de la température à l'intérieur de la pièce utilisée pour la calibration. Reprendre la procédure de réglage à partir du point 6.

10. On tourne ensuite le multitour R303 dans le sens anti-horaire jusqu'à mettre le curseur en butée; dans ces conditions, le curseur de R303 est en contact avec la broche 6 de l'amplificateur opérationnel OP301. Cette position correspond au maximum de la compensation en température que puisse effectuer TS301.

11. Par action sur le multitour R310 on réajuste à 1012(mb) l'indication visualisée par l'afficheur.

12. On remet l'appareil dans le réfrigérateur.

13. Deux heures après on note la valeur et on ressort l'appareil du froid. La valeur relevée devrait être inférieure à 1012(mb). Si elle est égale ou légèrement inférieure à cette valeur, la procédure de compensation en température est, dès à présent, terminée.

14. Deux heures environ après avoir sorti la station météo du réfrigérateur, on devrait lire, comme dans le cas du point 9, une valeur de 1012(mb). A nouveau une variation de la pression atmosphérique peut entraîner une variation de quelques unités. Si la différence relevée dépasse 4 unités, il faudra reprendre le réglage au point 10.

15. A partir des valeurs différentes relevées entre les étapes 6 et 8 (minimum de la compensation en température) et entre les étapes 11 et 13 (maximum de la compensation en température) on doit pouvoir se faire une idée assez précise de la position à donner au multitour servant à cette compensation en température. Si les différences entre les étapes 6/8 et 11/13 sont pratiquement identiques, il faudra mettre R301 en position médiane. Si la différence 6/8 dépasse la différence 11/13, on fera effectuer quelques rotations dans le sens anti-horaire à la vis de R301 à partir d'une position médiane de ce multitour. Si c'est l'inverse, la rotation de la vis du multitour R301 se fera dans le sens horaire. Grâce à son boîtier translucide, le multitour permet assez facilement de repérer la position du curseur rouge.

Voici comment affiner encore ce positionnement relativement grossier du multitour R303.

16. On réajuste l'indication de l'affichage à 1012(mb) par action sur le multitour R310.

17. On remet l'appareil dans le réfrigérateur.

18. Deux heures plus tard on note l'indication affichée par la station météo avant de la ressortir du froid. Si l'on ne constate pas la moindre variation de l'indication ou une variation faible (± 2 unités) on peut considérer comme terminée la procédure de compensation en température. Si les variations sont trop importantes, il faudra reprendre la procédure de calibration.

19. Après avoir laissé l'appareil reprendre la température ambiante, l'affichage devrait indiquer à nouveau 1012(mb). A la suite de variations de la température et/ou de la pression atmosphérique, on pourra constater une légère différence; si elle dépasse ± 2 (mb), il faudra reprendre la calibration à partir du point 16.

20. Si la valeur notée au point 18 était supérieure à 1012(mb) il faudra faire effectuer un tour dans le sens anti-horaire à la vis du multitour R303. Pour une valeur inférieure, la rotation de la vis du multitour se fera dans le sens horaire.

21. On reprendra le réglage des points 16 à 20 jusqu'à ce que la différence entre les points 16 et 18 soit de 2 unités au maximum à pression atmosphérique et température constantes. En fonction des circonstances on pourra bien entendu effectuer un réglage plus grossier en début de procédure de réglage pour l'affiner progressivement par quart de tour de la vis de R303. Le soin porté à l'exécution de cette compensation en température peut paraître exagéré; celle-ci est cependant très importante pour la précision de la valeur de pression mesurée en utilisation future.

22. La dernière étape de cette calibration de la compensation en température consiste à ajuster à 1,400 V, par rapport à la masse, la tension présente sur la broche 14 de OP304 en jouant sur la position du multitour R310. Lors de ce réglage on veillera à ce que la station météo se trouve à une altitude correspondant à l'altitude de son utilisation ultérieure. Il faudra également éviter d'effectuer ce réglage dans des conditions de pressions extrêmes: éviter les dépressions ou anticyclones et préférer les marais barométriques. Ce point est d'impor-

tance secondaire s'il ne règne pas de conditions extrêmes.

On peut envisager de ne pas effectuer toute la procédure de calibration si l'on prévoit d'utiliser la station météo à l'intérieur dans une pièce où la température ne varie que peu. On mettra dans ce cas-là le curseur du multitour R303 en position médiane.

Après avoir terminé (avec succès) la compensation en température, nous allons pouvoir passer à la définition du facteur d'échelle.

Il est important, pour la réussite de cette opération de connaître très exactement la valeur de la pression atmosphérique régnant à un moment donné. Si l'on a la chance d'habiter à proximité immédiate d'un aéroport, on pourra se renseigner au service METEO. Il faut en outre connaître l'altitude à laquelle se trouve l'appareil. On peut pour cela utiliser une carte Michelin de la région et faire un peu de cartographie. La mairie de votre domicile devrait pouvoir vous renseigner.

Après avoir ajusté la position du curseur du multitour R310 comme décrit au point 22 de la procédure de calibration, et que le multitour R309 (correction d'altitude) se trouve encore dans la position qu'on lui a attribué au cours de l'étape du point 2, on procédera de la manière suivante:

— On commencera par ajuster la tension de compensation du capteur de pression atmosphérique par action sur le multitour R1.

Pour ce faire, on applique au capteur de pression une pression d'air de 1050 mb très exactement, qui est la valeur maximale que puisse atteindre la pression atmosphérique sous nos latitudes (il n'est pas très judicieux d'aller régler sa station météo sur les bords de la Mer Morte un jour d'anticyclone). Cette pression de mesure est obtenue à l'aide d'un dispositif expérimental: comme l'illustre le croquis de la **figure 25** on connecte sur la cheminée du capteur de pression un petit tuyau de plastique transparent d'une longueur approximative de 3 m doté à l'autre extrémité d'un mini-entonnoir. On verse de l'eau dans l'entonnoir et, en pinçant le tuyau entre le pouce et l'index, on le débranche momentanément de la cheminée du capteur. On laisse précautionneusement l'air s'échapper quelque peu jusqu'à ce que le tuyau soit rempli d'eau sur une longueur de 2 m environ. On enfile à nouveau l'extrémité du

tuyau sur le capteur de pression en veillant à ce qu'aucune gouttelette d'eau ne puisse entrer en contact avec lui. Un abaissement ou un exhaussement de l'entonnoir permet de jouer continûment sur la différence entre les deux niveaux d'eau, comme l'illustre la figure 25. Cette façon de procéder permet d'ajouter une pression additionnelle à la pression atmosphérique instantanée.

Il est temps de vous remémorer vos premières leçons de physique: une colonne d'eau de 100 cm produit une pression d'air de 100 mb (50 cm correspondent à 50 mb). L'important ici n'est pas la longueur totale de la colonne d'eau emprisonnée dans le tuyau, mais la différence entre les deux niveaux.

Supposons que la station météo la plus proche vous ait donné 1010 mb comme pression atmosphérique actuelle. Pour arriver aux 1050 mb nécessaires à notre étalonnage, il suffit d'ajouter une pression additionnelle de $1050 - 1010 = 40$ mb valeur qui correspond très exactement à une colonne d'eau de 40 cm. Un auxiliaire maintient l'entonnoir de manière à ce que la différence entre les deux niveaux d'eau soit de 40 cm très précisément. Dans ces conditions, la pression totale appliquée au capteur atteint 1050 mb.

On joue alors sur la position du multitour R1 jusqu'à lire une valeur de 1050 (mb) sur l'affichage à 4 afficheurs. Ceci fait, on rehausse l'entonnoir d'un mètre supplémentaire par rapport au cas précédent, c'est-à-dire que la différence entre les deux niveaux d'eau atteint maintenant 140 cm. La pression appliquée au capteur est alors de 1150 mb.

Par action sur le multitour R5 on amène à 1150 la valeur indiquée par l'affichage.

En guise de vérification on pourra ramener l'entonnoir à la première hauteur (40 cm dans l'exemple choisi) et contrôler la position du multitour R1, avant de reprendre la dernière hauteur (140 cm) et de vérifier le réglage du multitour R5.

Pour la procédure de calibration proposée, nous avons supposé que la pression atmosphérique donnée par la station météo officielle était bien celle qui régnait à l'endroit où se faisait la calibration. Comme en règle générale l'altitude d'un lieu est donnée en prenant le niveau de la mer comme référence, cette procédure de calibration n'est

exacte que si l'appareil se trouve sur une plage de la Méditerranée ou de l'Atlantique (altitude zéro).

Si l'endroit en question se trouve à une altitude très différente du niveau de la mer, on pourra calculer assez facilement la pression régnant en ce lieu puisque jusqu'à une altitude de 2 000 m la chute de la pression atmosphérique est pratiquement linéaire et qu'elle atteint 100 mb pour une augmentation de l'altitude de 833 m.

Pour calculer la pression atmosphérique d'un lieu situé à une altitude autre que celle du niveau de la mer (0) on résout l'équation suivante:

$$P_1 = P_{NN} - \frac{h}{833} 100 \text{ mb.}$$

Dans cette formule le symbole P_1 représente la pression réelle régnant à l'endroit de calibration, P_{NN} la pression atmosphérique au niveau de la mer (QNH) fournie par l'aérodrome et h l'altitude par rapport au niveau de la mer du lieu où se fait la calibration. Si vous habitez dans la plaine d'Alsace à une altitude de 416 m, la pression atmosphérique n'y sera pas de 1 010 mb comme indiqué dans l'exemple, mais de 50 mb (416:8,33) de moins, soit 960 mb.

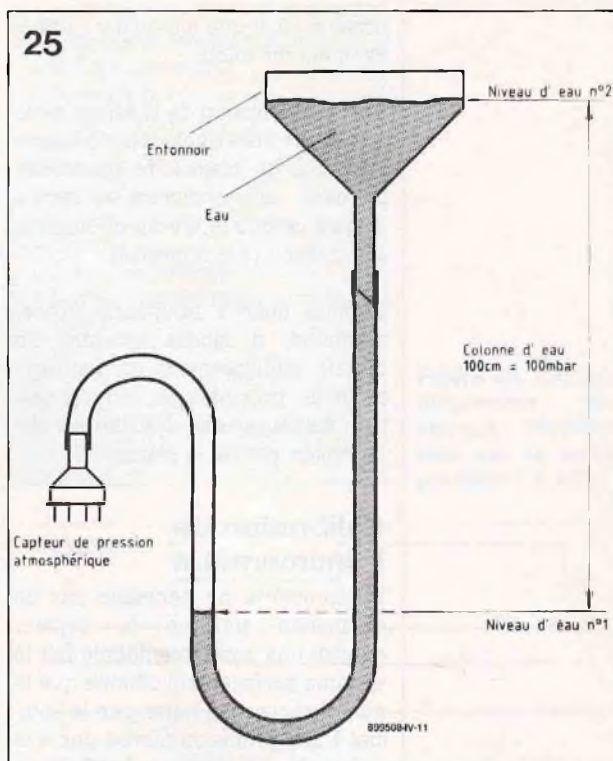
Il faut donc, pour arriver aux 1050 mb du premier point de calibration ajouter une pression de 90 mb ce qui correspond à une différence entre les niveaux d'eau de 90 cm.

En ce qui concerne la pression du second point de calibration, 1 150 mb, il faudra une différence de niveau de 190 cm.

Une fois ce réglage terminé, la station météo indique la pression atmosphérique réelle régnant à l'endroit où elle se trouve.

Si l'on préfère une visualisation de la pression au niveau de la mer, on utilisera le multitour R309 pour supprimer la différence d'altitude. Le dernier réglage consistera alors à jouer sur la position de R309 pour faire visualiser à l'affichage la valeur de la pression au niveau de la mer donnée par l'aérodrome (1 010 mb dans notre exemple).

Le réglage du multitour R309 n'a pas d'influence sur la calibration de la station météo de sorte que l'on pourra à tout moment remettre ce composant à sa butée gauche (en tournant la vis dans le sens antihoraire). La station météo indiquera alors à nouveau la pression atmos-



phérique régnant à l'endroit considéré.

Bien que la calibration du capteur de pression présente une certaine complexité, il est possible de l'effectuer à l'aide de moyens simples: résultat, une excellente précision.

Calibration du capteur d'ensoleillement

Le circuit de prise en compte des phases clair/obscur et de mesure de la durée d'ensoleillement ne nécessitent pas, en règle générale, de calibration.

On peut vérifier la correction des seuils de commutation en branchant un voltmètre aux points "c" et "b" (schéma partiel de la figure 8). On recouvre la photo-résistance PW601 (LDR05) avant de l'exposer à une luminosité moyenne (du niveau de celle rencontrée au lever du jour). Lorsque la photo-résistance se trouve privée de lumière, la tension relevée au point "b" doit être de l'ordre de 7 V, cette tension tombant à près de 0 V lorsqu'un niveau de lumière suffisant frappe ce composant. Le point de commutation joue un rôle secondaire. Il est important de vérifier cependant qu'un orage survenant brusquement ne soit pas pris en compte comme une "nuit".

Si l'on expose la photo-résistance PW601 aux rayons du soleil, la tension au point "c" de la platine devrait passer de 0 à +7 V environ. Il est important ici de veiller à ce que la tension reste à 0 V lorsque la luminosité est moyenne et qu'elle ne

Figure 25. Croquis de la disposition à adopter pour l'étalonnage du capteur de pression.

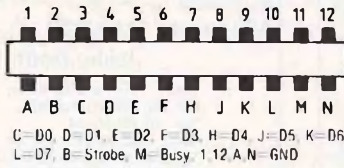
recueillir à l'aide d'un ordinateur pour lequel aura été écrit un programme adéquat.

Nous vous proposons un exemple de programme écrit pour le Commodore C64, logiciel qui permettra de transférer les données de la WS 7000 vers le C64.

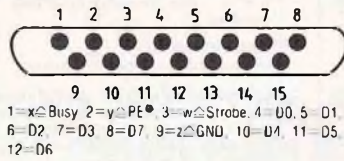
En vous aidant du chronodiagramme de la **figure 26** et du format du télégramme de données, il devrait être possible d'adapter ce processus à d'autres ordinateurs tels que l'universel PC. Si vous êtes possesseur d'un ordinateur d'un type autre que le C64, vous comprendrez, à regret, qu'il nous est impossible d'écrire un programme pour tous les types d'ordinateurs existants.

À partir d'aujourd'hui vous disposez d'un instrument de mesure aux caractéristiques quasi-professionnelles. Vous voici en mesure de devenir un Albert Simon en herbe. ■

Port Usager C64 vu de l'arrière (côté soudures)



WS 7000, embase de l'interface de sortie parallèle à 8 bits (côté soudures)



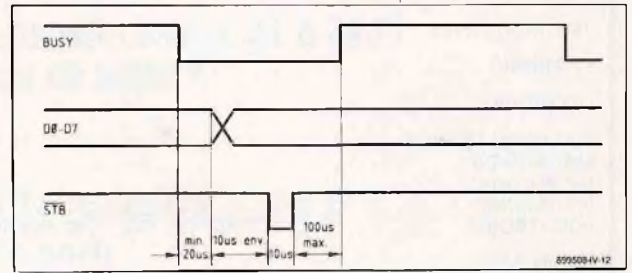
■ doit être relié à GND = z sur le connecteur, c'est-à-dire qu'il faut interconnecter les broches 2 et 9 du connecteur.

Télégramme de données WS 7000:

- (Ordre de transmission)
- Température 1
 - Température 2
 - Humidité relative 1
 - Humidité relative 2
 - Pression atmosphérique
 - Vitesse du vent
 - Direction du vent
 - Durée d'ensoleillement
 - Dernier caractère: OD_H pour Retour Chariot

Les mémoires non représentées donnent '----' dans le télégramme. Toutes les données se suivent sans être séparées par un espace.

Figure 26. Chronodiagramme des signaux disponibles sur la sortie parallèle à 8 bits.



ELEKTURE

L'ELECTRONICIEN

L. Miotti

Représentation et simulation de circuits électroniques analogiques pour ATARI ST et MEGA ST

La puissance des ordinateurs aidant, les simulations en tous genres deviennent un exercice des plus courants.

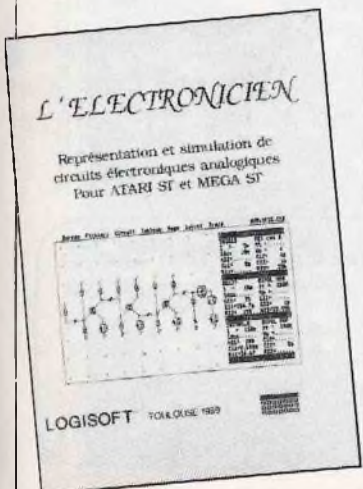
L'ouvrage de LOGISOFT présenté ici est sans doute l'un des premiers, si ce n'est le premier en France à mettre à la disposition des possesseurs d'un ATARI un logiciel de C.A.O d'électronique analogique.

D'une convivialité remarquable grâce à ses menus déroulants, ce programme est appris en quelques instants. La souris permet un positionnement rapide des composants avec tracé automatique de résistances, de condensateurs, de bobines selfiques, de transistors bipolaires, à effet de champ et MOS. La précision des composants et des calculs est supérieure au 1/1 000.

La simulation procède à une représentation graphique dans le plan de Bode ou de Nyquist de toutes les caractéristiques d'un circuit en n'importe quels points. La visualisation simultanée de plusieurs courbes caractéristiques permet une comparaison immédiate. Le logiciel possède également quelques fonctions supplémentaires telles que valeurs normalisées, renumérotation automatique, statistiques, catalogue, commentaires et impression de six documents différents.

Et tout ceci pour moins de 1 000 FF!

LOGISOFT
51, boulevard Carnot
31000 Toulouse



MEMOTECH ELECTRONIQUE composants

B. & G. Chevalier, J.C. Chauveau

Si l'on pouvait, voici quelques lustres à peine, de connaître par coeur les caractéristiques principales des composants les plus courants, il n'en va plus de même aujourd'hui, témoins le nombre croissant d'ouvrages consacrés aux caractéristiques techniques des composants utilisés en électronique.

Cet ouvrage constitue une véritable banque de données fournissant en temps réel les informations dont peut avoir besoin tout amateur de réalisations personnelles, description qui concerne pratiquement n'importe lequel des lecteur d'Elektor.

Qu'y trouve-t-on, allez-vous dire. De nombreuses informations sur les circuits intégrés, logiques et analogiques, sur l'optoélectronique, les composants passifs, les semi-conducteurs, les relais, les transformateurs, les connecteurs, la protection des équipements électroniques.

Que voulez-vous savoir de plus? Cet ouvrage comporte comme il se doit, un lexique anglais-français, un formulaire d'électricité, très utile.

En résumé, le vade-mecum de l'électronicien, un ouvrage que l'on ne peut pas ne pas acquérir.

Editions CASTELLA
25, rue Monge
75005 Paris

