

ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMÉRO 190 MARS 1995 MJD



RADIO

SPECIAL CB 10 MONTAGES EN PLUS

**VOX, ROGER-BEEP,
SCRAMBLER,
FILTRES, ETC.**



RÉVEIL PARLANT

**INITIATION AUX
MICRO-CONTROLEURS
8031**

**CHAMBRE D'ÉCHO
NUMÉRIQUE**

**SÉSAME
UNIVERSEL**



T 2437 - 190 - 25,00 F



ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 190 MARS 1995
I.S.S.N. - 0243 4911

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

S.A. au capital de 5 160 000 F
2 à 10, rue Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.99.40
Télex : 990 409 F

Principaux actionnaires :
M. Jean-Pierre VENTILLARD
Mme Paule VENTILLARD

Président-Directeur Général

Directeur de la Publication

Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur honoraire : Henri FIGHIERA

Rédacteur en chef : Bernard FIGHIERA

Secrétaire de rédaction : Philippe SAJOK

Maquette : Jacqueline BRUCE

Maquette : Rachid MARRJ

Avec la participation de :

P. Morin, B. Knaen, M. Benays, H. Cadinet,
P. Ogilic, G. Isabet, L. Lellu, Th. Dugré,
F. Jungblott, A. Garrigou, A. Sarokina,
U. Soutevella.

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

Marketing/Ventes : Jean-Louis FARBOT

Tél. : 44.84.84.84

Inspection des Ventes

Société PROMÉYDITE, M. Michel SATCA

11, rue de Valenciennes, 75019 PARIS

Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14

Publicité : Société Auxiliaire de Publicité

70, rue Compans, 75019 PARIS

Tél. : 44.84.84.85 - CCP Paris 3793-60

Directeur général : Jean-Pierre REITER

Chef de publicité : Pascal DECLERCK

Assidé de : Karine JEUFFRAULT

Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 28).

Préciser sur l'enveloppe « SERVICE ABONNEMENTS »

« Service abonnement » mensuel

Tél. : 44.84.85.16

Important : Ne pas mentionner votre numéro de

compte pour les paiements par chèque postal.

Les règlements en espèces par courrier sont

strictement interdits.

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous

facilitez votre tâche en joignant à votre règlement

soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le

relevé des indicateurs qui y figurent. • Pour tout

changement d'adresse, joindre 2,80 F et la dernière

bande.

Aucun règlement en timbre poste.

Forfait 1 à 10 photocopies : 20 F.

Distribué par TRANSPORTS PRESSE

REALISEZ VOUS-MEME

Revue Pdf

- 23 **3** Temporisateur automatique pour accus Cd-Ni
- 29 **7** Chambre d'écho numérique
- 36 **13** Sésame universel
- 42 **18** Séquenceur d'alarmes téléphoniques
- 81 **52** Minuterie d'escalier
- 92 **62** Testeur de composants sur oscilloscope
- 99 **68** Réveil parlant
- 103 **72** Multiplicateur de potentiel
- 107 **75** Panneau d'affichage modulaire à DEL
- 117 **84** Codalarme

DOSSIER DETACHABLE : 10 MONTAGES CB

- 53 **26**: Introduction au dossier - 55 **28**: Vox Control -
- 58 **31**: Préampli micro correcteur - 60 **33**: Télécom -
- mande DTMF - 64 **37**: Moniteur d'alimentation - 68 **39** :
- Roger Beep - 71 **42**: Filtres contre les perturbations -
- 73 **44**: Mesures sur les émetteurs -
- 77 **48**: Scrambler vocal

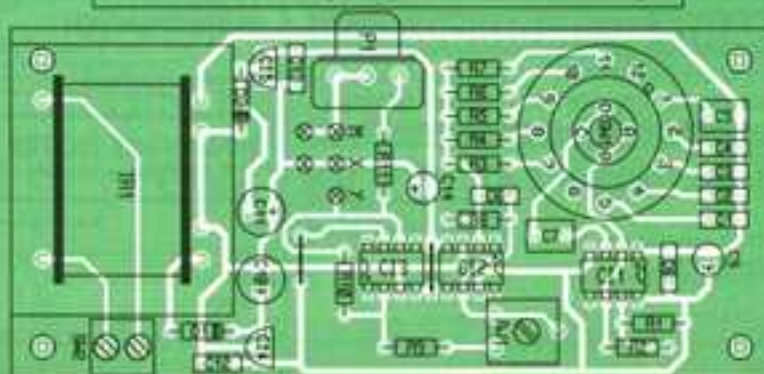
PRATIQUE ET INITIATION

- 48 **23** Le circuit LM 386
- 83 **54** Initiation aux microcontrôleurs (1)
- 89 **60** Le circuit FX 118
- 123 **89** Les filtres d'ordre 2 (1)

DIVERS

- 128 **94** Le courrier des lecteurs

Testeur de composants sur oscilloscope



DOMOTIQUE



PC



ROBOT



RADIO



FICHE TECHN



AUTO



JEUX



MODELISME



MESURES



AUDIO



GADGETS



INITIATION



COURRIER



FICHE À DÉCOUPER



= Ce numéro a été tiré à 76 500 exemplaires =





UN TEMPORISATEUR AUTOMATIQUE POUR ACCUS CD-NI

Les accumulateurs au Cd-Ni remplacent souvent les piles alcalines pour des raisons évidentes liées à l'économie. Il faut en revanche assurer périodiquement leur charge régulière au moyen d'un bloc chargeur disponible dans le commerce, et économique lui aussi, puisque bien souvent ne disposant pas d'une coupure automatique en fin de charge.

Notre réalisation saura mener à bien cette tâche et pourra sans doute rendre d'autres services en coupant l'alimentation du secteur après un temps déterminé et réglable.

1 - Les accumulateurs au Cd-Ni

Bon nombre de maquettes électroniques exigent une alimentation autonome, et l'utilisateur a souvent recours à la tension continue fournie par quelques éléments de piles, alcalines si possible, pour une meilleure durée de vie. Hélas ! une pile vide se jette (pas n'importe où, s'il vous plaît) et se doit d'être remplacée; ces achats répétés et onéreux de piles incitent bon nombre d'utilisateurs à opter pour des accumulateurs rechargeables, souvent au cadmium-nickel. Ces éléments existent dans les différentes versions des piles classiques, à savoir R6, R14, R20, et même au format de la petite pile compacte rectangulaire de 9V. Bien que la tension nominale d'un



élément au Cd-Ni ne soit que de 1,2V, on trouvera intérêt à choisir cette solution, bien plus économique à la longue, si l'on ajoute que ces accus acceptent plusieurs centaines de cycles de charge-décharge.

On trouve dans bon nombre de supermarchés, au rayon électricité ou bricolage, des accumulateurs de tous formats et, bien entendu, divers modèles de blocs chargeurs dits « universels ». Bien souvent, il suffit d'insérer les accus à recharger par paire et de brancher l'ensemble sur le secteur. Rares sont les appareils disposant d'une minuterie de coupure automatique après les 16 heures de charge au 1/10^e de leur capacité qu'exigent ces blocs Cd-Ni. Une longue surcharge n'est guère souhaitable, même s'il est possible de laisser les éléments en charge plus longtemps, au 1/100^e cette fois-ci, pour compenser la décharge progressive inévitable due à la résistance interne des éléments.

Type	Capacité	Charge
R6	400 mA	40 mA
R14	9 000 mA	900 mA
R20	4 000 mA	400 mA
6F22	110 mA	11 mA

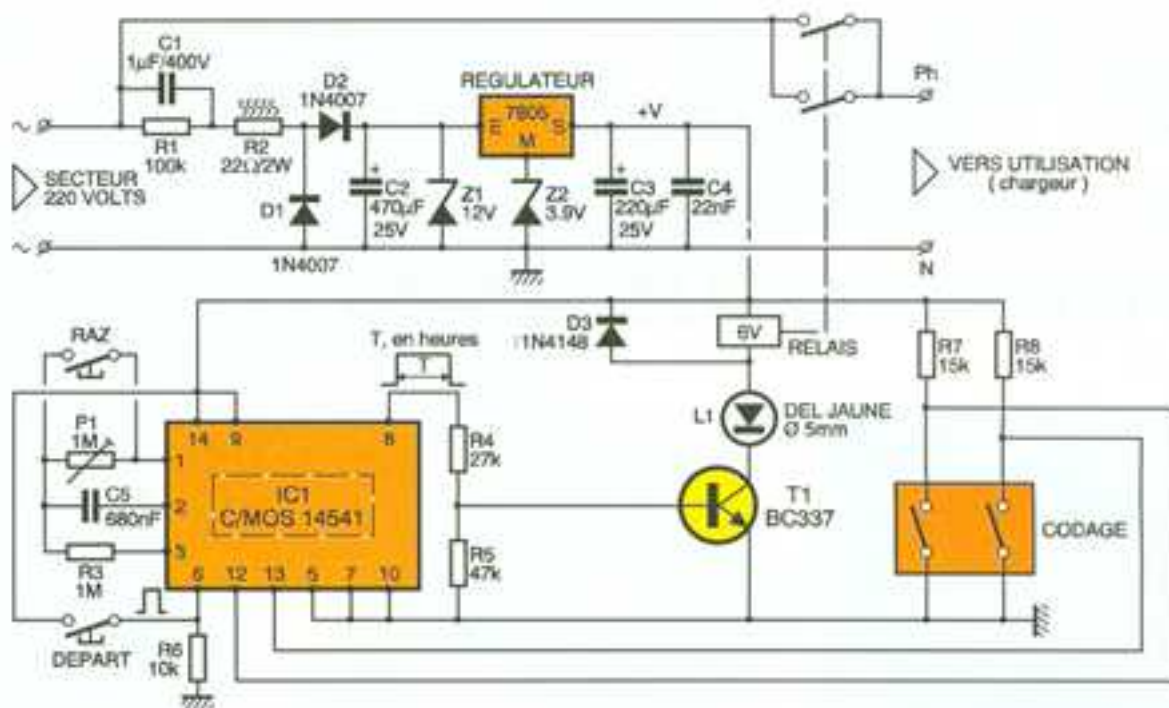
2 - Principe du montage

Nous ne nous préoccupons pas ici de la partie chargeur puisque au contraire, cette maquette est destinée à alimenter un tel appareil sur le secteur pendant une période pré-

se. Il convient donc d'interrompre un des fils du secteur à l'aide du contact d'un petit relais, mis sous tension par un dispositif temporisateur électronique, comme il se doit. Le seul problème consiste en la période exceptionnellement longue que devra générer notre dispositif monostable. Si l'on opte pour le classique couple RC = résistance condensateur, on devine sans peine qu'une durée de plusieurs heures nécessiterait des capacités énormes, donc encombrantes et peu fiables. Nous avons déjà eu l'occasion de faire appel aux services des circuits diviseurs de fréquence comme le 4020 ou le 4040 en technologie CMOS. On connaît aussi la souplesse d'emploi du fameux circuit intégré 4060, comportant quelques étages diviseurs par 2 et son propre oscillateur interne. Nous avons déniché un autre circuit intégré, convenant parfaitement à notre situation et disposant de quatre facteurs de division, dont l'un atteint la valeur respectable de 65 536, soit 2 puissance 16. En outre, son fonctionnement se prête à merveille à notre cas, puisqu'il délivre un créneau unique sur une simple impulsion positive sur l'une de ses entrées. Il s'agit du circuit CMOS 14451, en boîtier DIL 14.

3 - Analyse du schéma électronique

Il est présenté à la **figure 1** et brille par sa simplicité. Voyons tout d'abord sa section alimentation. Elle



sera prélevée sur le secteur EDF. Plutôt que de faire appel au transformateur traditionnel, cher, lourd et encombrant, nous nous sommes tournés vers une autre solution, maintes fois adoptée dans nos maquettes. En courant alternatif, un condensateur se laisse traverser par un courant, ce qui provoque à ses bornes une chute de tension grâce à son impédance appelée Z . La perte d'énergie dans la capacité chute est quasiment nulle en raison du déphasage de 90° que l'on constate entre tension et courant, ce qui se traduit d'ailleurs par un échauffement négligeable. La valeur de Z est donnée par la relation :

$$Z = \frac{1}{\Omega \cdot \pi \cdot F \cdot C}$$

L'intensité débitée par une telle alimentation reste souvent faible et dépend à la fois de la fréquence (50 Hz) et de la valeur de la capacité. Pour disposer de 50 mA, il faudra choisir une valeur normalisée de quelque 680 nF ou, mieux 1 μ F, mais avec une tension d'isolement suffisante pour éviter tout risque de claquage ou de vieillissement prématuré. Nous préconisons une valeur de 630 V si possible, avec un minimum impératif de 400 V. Faut-il rappeler que la mise en oeuvre de ce type de schéma appelle à la plus grande prudence, en raison d'un fil du secteur relié au pôle négatif de l'alimentation continue !

En outre, après la mise hors service, il reste dans le condensateur C_1 une charge dangereuse et brutale pour l'imprudent qui y mettrait les doigts !

Cela explique la présence de la résistance R_1 chargée de « vider » au plus vite la capacité dès la mise à l'arrêt de la maquette. Les diodes D_1 et D_2 assurent un redressement sommaire, filtré par la capacité C_2 , avec limitation à une valeur de 12 V par la diode Zener Z_1 . On trouve ensuite un régulateur de tension 7805, dont la masse est « dopée » de quelque 3,9 V par la seconde diode Zener Z_2 . En sortie du régulateur, nous disposerons finalement d'une tension de quasi 9 V, filtrée et stabilisée, au point noté +V.

Le circuit IC_1 est alimenté entre ses broches 14 et 7 par cette tension. Son oscillateur interne est simplement complété par les composants P_1 , C_5 et R_3 . Le déclenchement du processus de comptage des impulsions est réalisé par une brève impulsion positive sur sa broche 6, en notant bien que les rebonds éventuels ne sont guère gênants ici : la fréquence de base est divisée selon un facteur dépendant des valeurs binaires introduites par les commutateurs mini DIL notés A et B. Voici les valeurs utiles :

A	B	Nombre d'étages diviseurs	Facteur de division
1	0	8	256
0	1	10	1 024
0	0	13	8 192
1	1	16	65 536

Grâce à l'élément ajustable P_1 , il est possible d'obtenir un réglage précis de la période délivrée par la broche de sortie 8, reliée au transistor T_1 , pilotant à son tour le petit relais de ser-

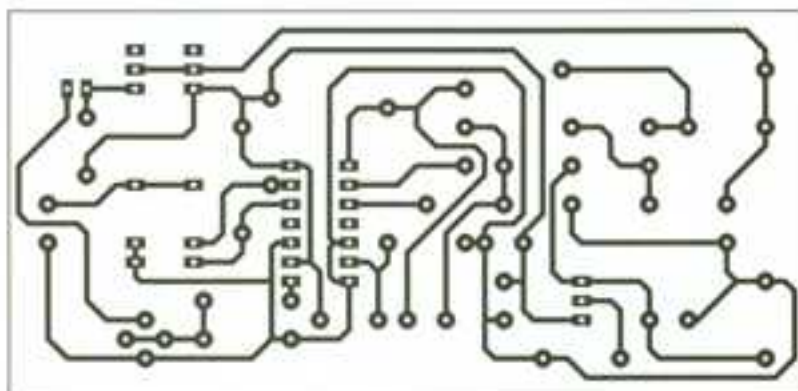
1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

vice. La bobine de ce dernier a une valeur de 6 V seulement mais se trouve en série avec la DEL L_1 , jaune ou verte (tension de 2,5 V). Ainsi, le relais collé sera signalé à coup sûr par l'allumage de la DEL, qui n'a besoin d'aucune résistance de limitation. La diode D_3 absorbe la surtension occasionnée par la coupure de l'élément selfique que représente la bobine et protège de ce fait le transistor T_1 .

La présence du poussoir de RAZ est facultative, mais se révèlera utile si vous souhaitez interrompre prématurément le délai en cours de comptage ou si, au départ, la diode DEL est déjà illuminée, sans pour cela que le relais soit véritablement collé. Il suffira donc d'initialiser l'ensemble en shuntant l'élément ajustable, puis d'actionner le poussoir Start. A signaler encore que cette possibilité a été prévue sur le circuit imprimé mais n'est pas exploitée sur le prototype présenté. Les contacts à fermeture du petit relais ont été montés en parallèle afin de commander la charge en toute sécurité. Les pistes menant à ces contacts pourront être étamées si une intensité importante doit y circuler.

4 - Réalisation pratique

En raison du faible nombre de composants et de l'absence du transformateur, nous pouvons vous proposer une plaquette imprimée de



dimensions modestes (fig. 2). Le tracé des pistes est donné à l'échelle 1 pour une parfaite reproduction, par la méthode de votre choix. Après la gravure et le rinçage on pourra procéder aux divers perçages en prévoyant des diamètres plus gros pour les bornes, l'ajustable et les picots à souder.

La figure 3 donne tous les détails pour la mise en place des quelques composants.

Nous préconisons un support pour le seul circuit intégré IC₁. Le relais prend le même encombrement

2 LE CIRCUIT IMPRIMÉ.

va sans dire qu'un boîtier isolant est impératif et qu'aucune pièce métallique du montage ne sera reliée à la masse.

Outre les accumulateurs, ce circuit peut couper bon nombre d'autres récepteurs, comme l'insoleuse à UV, la machine à graver, le circuit effaceur d'EPROM, et bien d'autres encore.

Guy ISABEL

Z₁: diode Zener 400 mW, 3,9 V

b) Résistances (1/4 W)

R₁: 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₂: 22 Ω (rouge, rouge, noir) puissance 2 W

R₃: 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₄: 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₅: 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R₆: 10 kΩ (marron, noir, orange)

R₇, R₈: 15 kΩ (marron, vert, orange)

P₁: 1 MΩ ajustable horizontal pas 2,54 mm

c) Condensateurs

C₁: 1 μF non polarisé, isolation 400 ou 630 V

C₂: 470 μF/25 V chimique

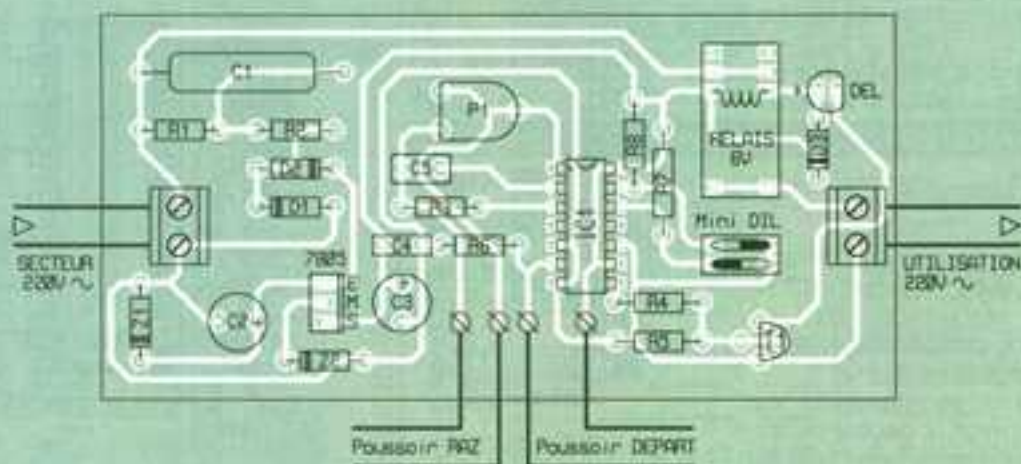
C₃: 220 μF/25 V chimique

C₄: 22 nF plastique

C₅: 680 nF plastique

d) Divers

Support à souder 14 broches
2 blocs de 2 bornes vissés-



3

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

qu'un CI à 16 broches. Veillez à respecter le sens du montage des composants polarisés tels que diodes, transistor et condensateurs chimiques.

Nous vous rappelons enfin qu'il est prudent de respecter la tension d'isolement du condensateur C₁, dont le rôle est capital dans l'alimentation du module.

La prudence reste de mise avant toute intervention sur ce petit circuit. Il

LISTE DES COMPOSANTS

a) Semi-conducteurs

IC₁: temporisateur programmable CMOS 14541

T₁: transistor NPN BC 337

D₁, D₂: 1N4007

D₃: 1N4148

L₁: DEL 5 mm, jaune ou verte régulateur intégré 5 V positif 7805

Z₁: diode Zener 400 mW, 12 V

soudé, pas de 5,08 mm
2 inter mini DII de codage
Relais DIL 16 National,
bobiné 6 V

Support de DEL

2 poussoirs à fermeture

2 bornes banane femelle

4 mm

Boîtier plastique 130 x 57

x 36 mm, modèle P1365

DIPTAL

Picots à souder

Cordon secteur

ENCART TECHNIQUE Le circuit CMOS 14541

Ce composant livré en boîtier DIL 14 est en fait un temporisateur programmable, qui comporte seize étages diviseurs par 2 consécutifs et un oscillateur intégré ne nécessitant qu'un condensateur et deux résistances externes. Il dispose également d'un dispositif automatique de mise à zéro dès la mise sous tension, ainsi que d'une inversion logique de la broche de sortie.

Seules les sorties Q^0 , Q^{10} , Q^{13} et Q^{16} sont disponibles et seront validées à l'aide de deux interrupteurs seulement (broches 12 et 13). Il est possible d'appliquer à ce circuit un signal d'horloge externe sur sa broche 3.

La tension d'alimentation devra se situer, comme pour les autres circuits CMOS, entre 3 et 18V. En revanche, cette tension ne descendra pas sous le seuil de 8,5V si l'on souhaite profiter de la mise à zéro automatique = broche 5 à la masse.

On trouvera encore quelques renseignements complémentaires sur ce composant particulier.

Le calcul de la fréquence de base s'opère à l'aide de la relation suivante :

$$f = \frac{1}{2,3 \cdot R_{tc} \cdot C_{tc}}$$

pour f compris entre 1 kHz et 100 kHz, avec la fréquence f en hertz, résistance R_{tc} en mégohms, condensateur C_{tc} en microfarads.

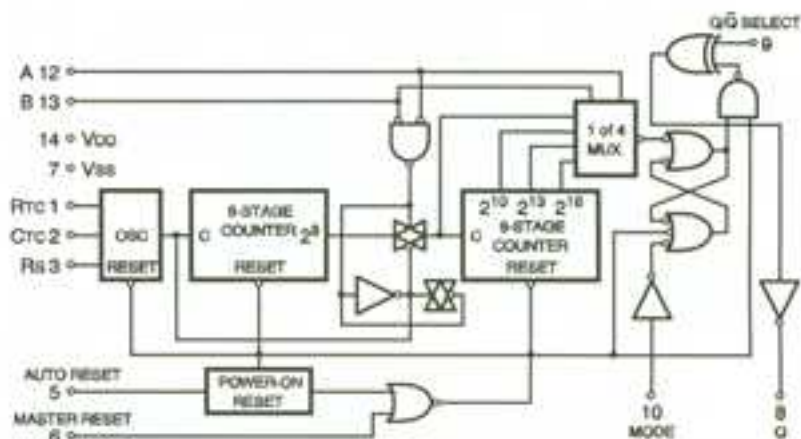
La valeur du composant R_s sera fixée à environ le double de R_{tc} , avec une valeur minimale de 10 k Ω .

On appliquera le facteur de division adéquat, selon la configuration des inter A et B.

Si l'entrée 6 (MR = Master Reset) reçoit une impulsion positive, tous les compteurs internes sont remis à zéro.

La sortie Q passe à l'état haut simultanément et s'y maintient jusqu'à la fin de la période en cours. On peut encore noter que la durée du signal d'entrée s'ajoute à la période produite par le circuit.

On peut redéclencher aisément cette bascule monostable à l'aide de la même borne 6.

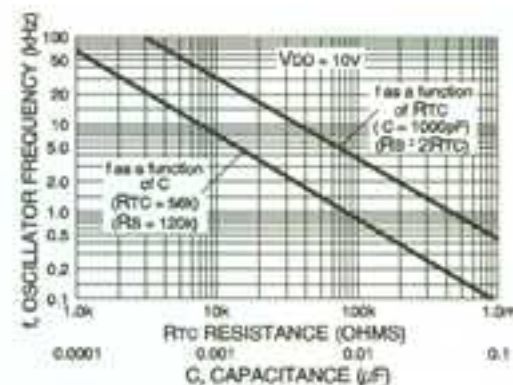
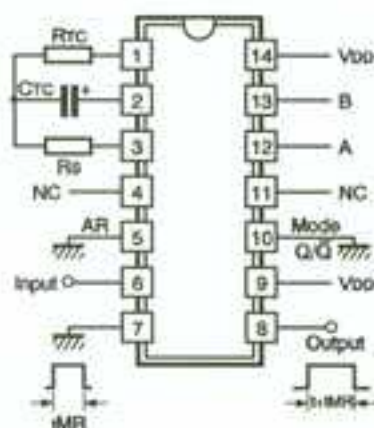
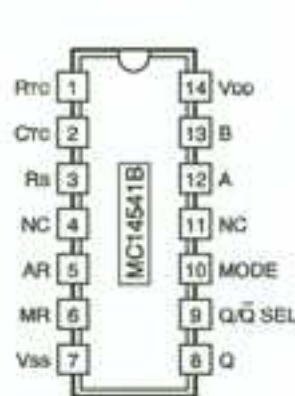


FREQUENCY SELECTION TABLE

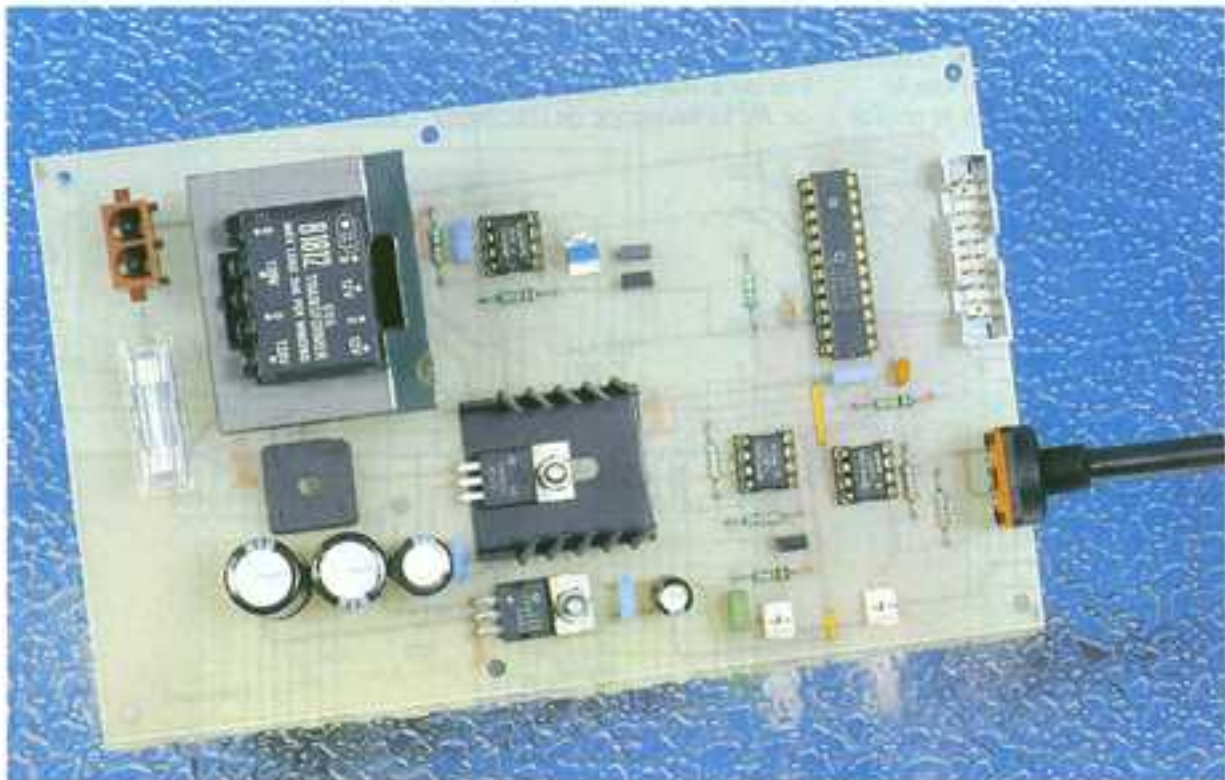
A	B	Number of Counter Stages n	Count 2^n
0	0	13	8192
0	1	10	1024
1	0	8	256
1	1	16	65536

TRUTH TABLE

PIN	State	
	0	1
Auto Reset, 5	Auto Reset Operating	Auto Reset Disabled
Master Reset, 6	Timer operational	Master Reset On
Q / \bar{Q} , 8	Output initially low after reset	Output initially High After Reset
Mode, 10	Single cycle mode	Recycle Mode



CHAMBRE D'ÉCHOS NUMÉRIQUE



Il est toujours amusant de disposer de nombreux effets sonores pour transformer une bande son. Parmi les effets les plus fréquentés, on trouve la chambre d'échos. Mais pour obtenir un temps d'écho important, les lignes à retard de type mécanique se révèlent vite insuffisantes. Les techniques numériques se prêtent bien mieux à ce genre d'opération.

C'est sur cette base que nous vous proposons une petite chambre d'échos, sans prétention, mais très amusante et utilisable également avec un poste CB.

Le montage que nous vous proposons ce mois-ci n'a pas la prétention de rivaliser avec du matériel professionnel HiFi.

Cependant, avec les moyens relativement simples retenus, les résultats devraient vous permettre de bien vous amuser. Pour clarifier les choses, disons tout d'abord que le montage proposé ici n'est pas stéréo. Disons ensuite que le montage introduit une distorsion non négligeable (essentiellement à cause du bruit de quantification) car le convertisseur utilisé travaille sur 8 bits.

Nous aurons pu envisager l'utilisation d'un convertisseur un peu plus précis (12 bits par exemple) mais cela aurait compliqué singulièrement le montage, à cause du nombre de boîtiers mémoires nécessaires.

La fréquence de découpage a aussi une incidence sur le nombre de boîtiers mémoires nécessaires pour obtenir un temps de retard satisfaisant. Nous avons prévu de limiter la bande passante du montage à 11 kHz pour un temps de retard maximal de 2 s, ou bien à 5,5 kHz pour un temps de retard maximal de 4 s.

Schémas

Les schémas de notre montage sont reproduits en **figure 1**. La partie principale du montage correspond à la **figure 1** tandis que la **figure 2** dévoile le schéma de la carte RAM. Le cœur du montage est le circuit U_2 (**fig. 1**). Il s'agit d'un convertisseur analogique/numérique et d'un convertisseur numérique/analogique montés dans un même boîtier. Les sorties -INT et -BUSY du circuit U_2 ne sont pas utilisées puisque le système ne nécessite pas l'emploi d'un microprocesseur. L'entrée -RESET est portée au potentiel +Vcc pour permettre au circuit de fonctionner. L'entrée -ST étant reliée en permanence à +Vcc, le début d'un cycle de conversion analogique/numérique sera commandé par le signal -RD.

L'entrée RANGE est portée au potentiel 0 de sorte que la plage de fonctionnement des sections analogiques du circuit est comprise entre $\pm 1,25$ V.

Cette plage est optimale pour traiter un signal audio prélevé à la sortie d'un préamplificateur.

Le signal analogique à traiter d'entrée

est prélevé sur CN₃. Le condensateur C₁₃ élimine les composantes continues indésirables. Le filtre R₁₀/C₁₄ limite la bande passante du signal avant traitement, pour faciliter le travail du convertisseur. L'ampli OP U_{3A} permet de s'affranchir des problèmes d'impédance, avant d'attacher le mélangeur U_{3B}. L'ampli OP U_{3B} mélange le signal d'entrée avec le signal de sortie selon la quantité prélevée par le potentiomètre R₈. Cela permet de réinjecter le résultat

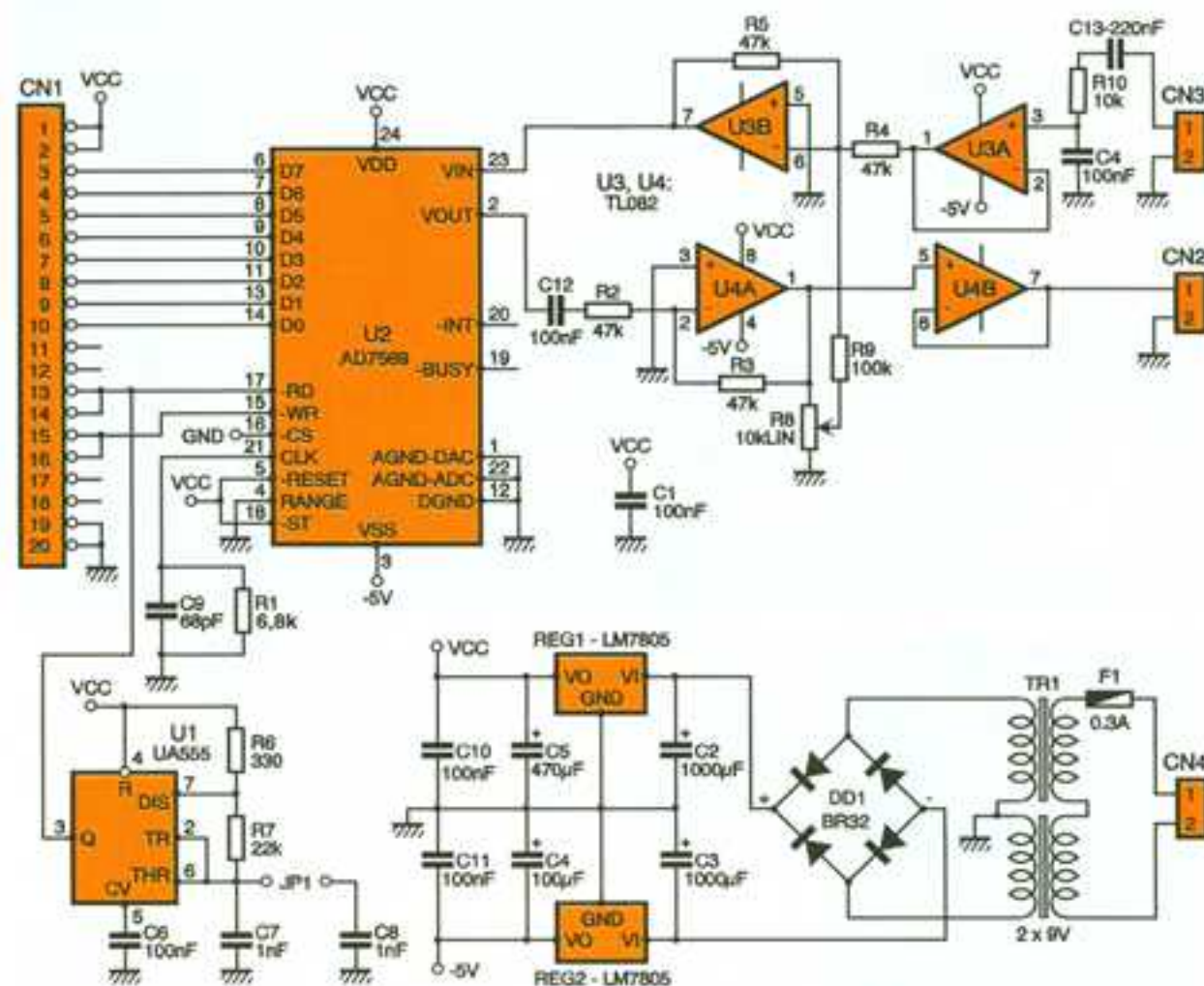
Ce n'est pas vraiment pour le signal de sortie que C₁₉ est utile, mais surtout pour ne pas réinjecter une composante continue sur U_{3B}. Enfin l'ampli OP U_{4B} permet de bufferiser le signal de sortie.

Le fonctionnement du montage est cadencé par un signal d'horloge unique.

L'oscillateur local est constitué de U₁ qui fournit un signal d'horloge à 32 kHz ou à 16 kHz selon la présence de JP₁. La fréquence de l'oscillateur

AD7569, horloge qui lui sert à effectuer la conversion. L'entrée CLK (patte 21) du circuit AD7569 est reliée à une cellule R/C qui détermine le temps de la conversion analogique/numérique du signal d'entrée. Avec les valeurs choisies, le temps de conversion reste inférieur à 3 μs, ce qui convient parfaitement au spectre BF du signal d'entrée que nous voulons traiter.

Le signal d'horloge issu du NE555 est distribué à la carte RAM via CN₁. En



de l'écho, en vue de créer un écho multiple.

Pour éviter de saturer la chambre d'échos, la portion du signal réinjecté sur l'entrée est toujours décroissante, même lorsque le potentiomètre est en position maximale. Les essais de réinjection en vue d'obtenir un effet écho multiple se sont révélés un peu décevants, à cause du bruit de quantification. Si le signal d'entrée est maximal, les deuxième et troisième échos obtenus sont audibles correctement. Mais ensuite il ne reste plus que du bruit. C'est amusant tout même.

La composante résiduelle de la sortie du convertisseur est filtrée par C₁₉.

local à une incidence directe sur le spectre des fréquences audibles à restituer.

D'après le théorème de Shannon, pour restituer correctement un signal traité par des techniques numériques, il faut échantillonner à une fréquence double de la fréquence maximale du spectre utile. Nous avons choisi la fréquence de notre oscillateur local pour obtenir un compromis intéressant entre la bande passante et le temps de retard possible.

Le signal d'horloge est utilisé pour régir les échanges entre la RAM et le circuit AD7569. Ne confondez pas avec l'horloge interne du circuit

1 LE SCHEMA DE LA CARTE PRINCIPALE

figure 2, on constate que le signal d'horloge est inversé par la porte U_{3A}. Les entrées - RD et - WR du circuit AD7569 ainsi que les entrées - WE et - OE des RAM U₁ et U₂ sont donc contrôlées par une phase inversée du signal d'horloge. La phase inversée pilote aussi les compteurs U₃ et U₄ de la **figure 2**.

Les sorties des compteurs imposent l'adresse aux RAM U₁ et U₂. Le décodage d'adresse des RAM est très simple. La sélection de la RAM U₁ est fonction de la sortie Q₅ du compteur

U₄. La porte U_{5a} inverse le signal pour sélectionner la RAM U₂.
Le contacteur SW₁ permet de choisir la sortie du compteur U₄ qui sera utilisé pour remettre à zéro les compteurs. Le temps de retard maximal introduit par la chambre d'échos est lié directement au nombre de cycles possibles des compteurs U₃ et U₄. La

pour les positions 3 à 4 de SW₁. Pour les positions 1 et 2, la sortie Q₄ de U₄ ne peut jamais passer au niveau haut puisque le compteur est remis à zéro avant.
Nous aurions pu commander U_{5c} par la sortie Q₂ de U₄ mais le rythme est trop rapide. DL₁ sert juste à vérifier la fréquence d'échantillonnage du

posant que le signal d'horloge issu du NE555 vient juste de passer à l'état bas. L'entrée -RD du circuit AD7569 voit donc un état bas, ce qui démarre un cycle de conversion analogique vers numérique. Les signaux d'écritures -WR des RAM sont, eux aussi, connectés au signal d'horloge. Pendant l'état bas du si-

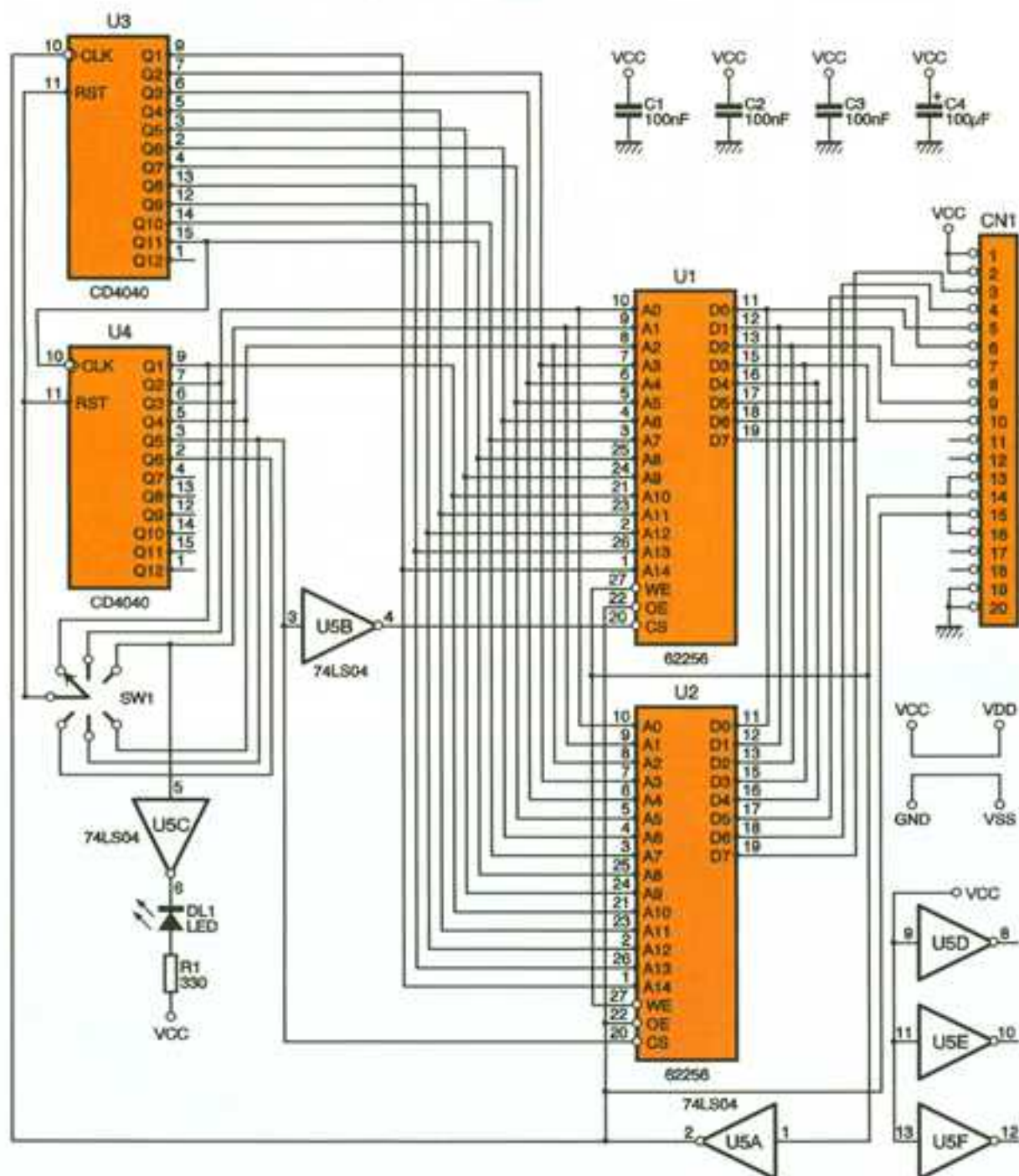
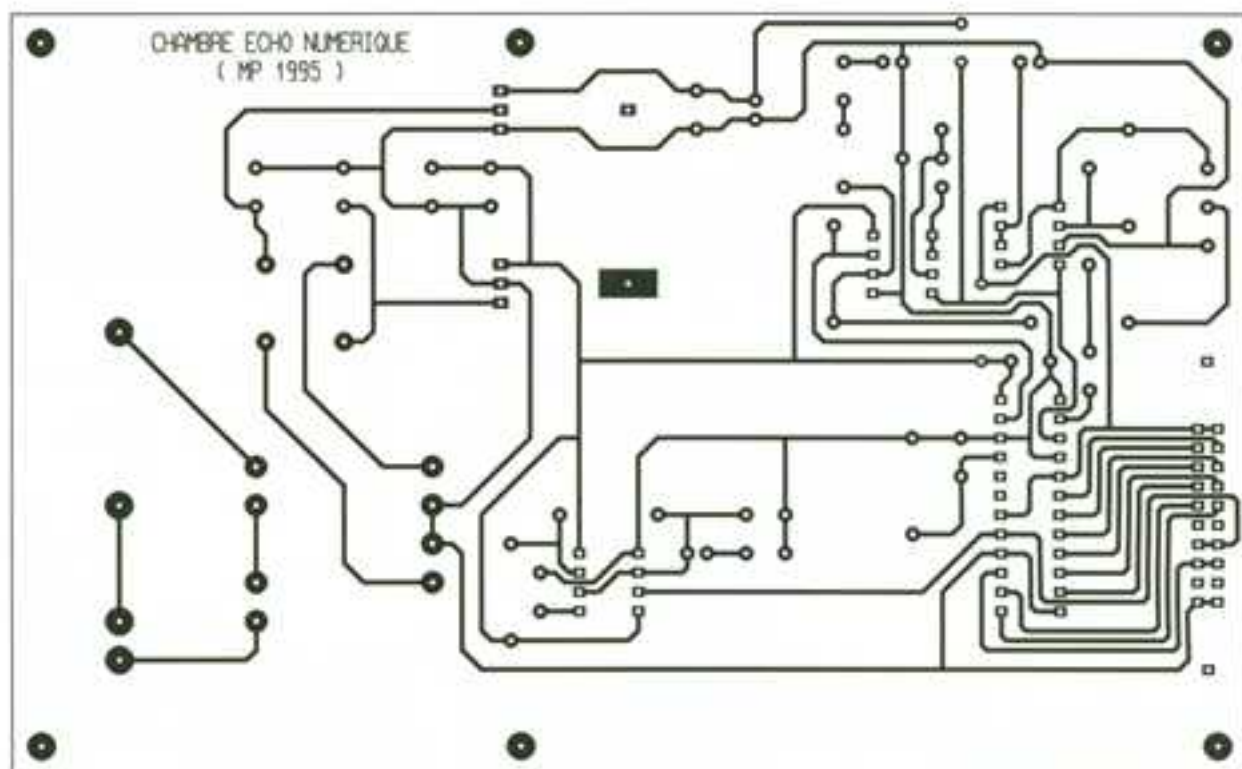


figure 7 indique les temps que vous pourrez obtenir en fonction de la position de SW₁. A la mise sous tension, le premier cycle des compteurs aura une durée indéfinie mais, de toute façon, inférieure au cycle le plus long. La diode LED DL₁ permet de visualiser l'activité du montage, seulement

montage à l'aide d'un chronomètre (en comptant plusieurs cycles). La porte U_{5c} étant disponible, cela ne coûtait rien d'ajouter une DEL dans le montage. Abordons les différents cycles qui se succèdent pour aboutir à la fonction de notre chambre échos. Commençons notre discussion en sup-

2 LE SCHEMA DE LA CARTE MEMOIRE.

gnal d'horloge, le résultat de la conversion fourni par le circuit AD7569 est enregistré dans la mémoire à l'adresse imposée par les compteurs. Notez que le résultat de la conver-



3

LE CIRCUIT IMPRIME DE LA CARTE PRINCIPALE.

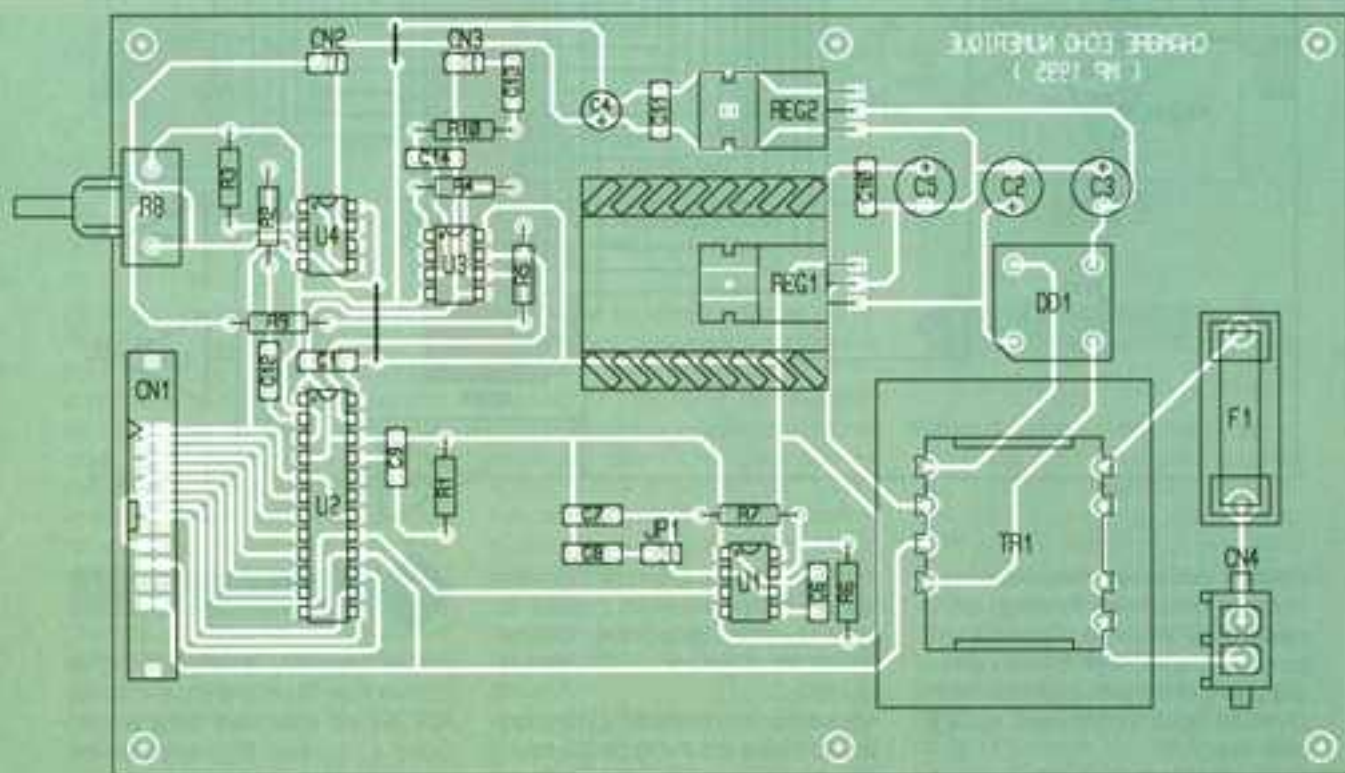
sion présenté sur les sorties numériques du circuit AD7569 va changer pendant environ $3 \mu\text{s}$ (temps que dure la conversion). Cela n'est pas gênant puisque pendant tout ce

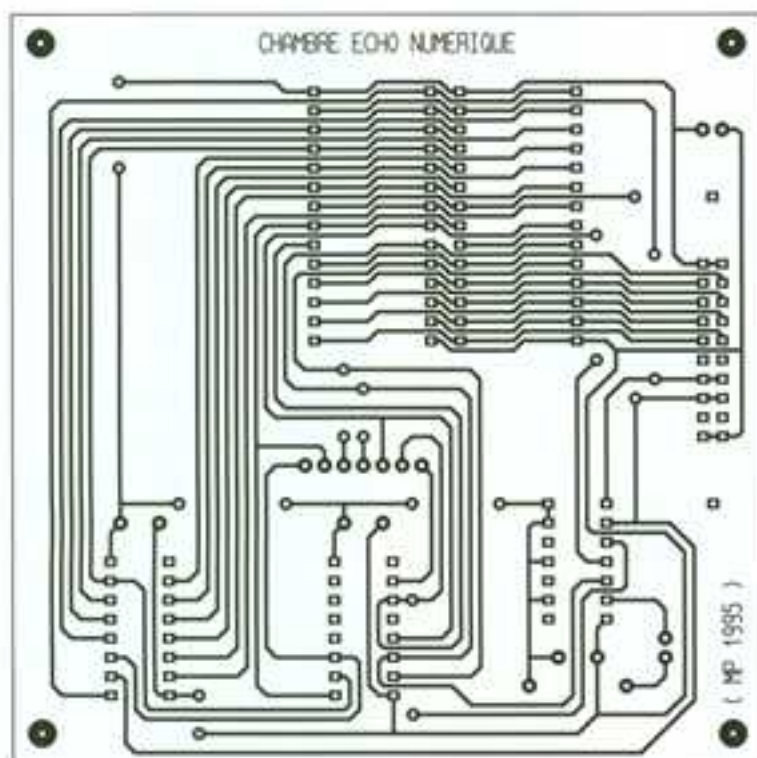
4

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

temps le signal $-\text{WR}$ de la RAM reste à l'état bas. Une fois le résultat de la conversion devenu stable, c'est la valeur finale qui restera enregistrée dans la RAM. Plus tard, le signal d'horloge passe au niveau haut. L'entrée CLK du compteur U_3 va passer de l'état haut à l'état bas. Le compteur s'incrmente, de sorte que l'adresse imposée à la mémoire progresse d'un pas. Mainte-

nant, les RAM sont placées en mode lecture puisque les entrées $-\text{OE}$ sont à l'état bas et les entrées $-\text{WR}$ sont à l'état haut. Le contenu de la mémoire à l'adresse demandée sera transféré dans le registre du convertisseur numérique/analogique. Pour l'instant, le contenu de la mémoire à l'adresse demandée est inconnu (après la mise sous tension ou après manipulation de SW_1).



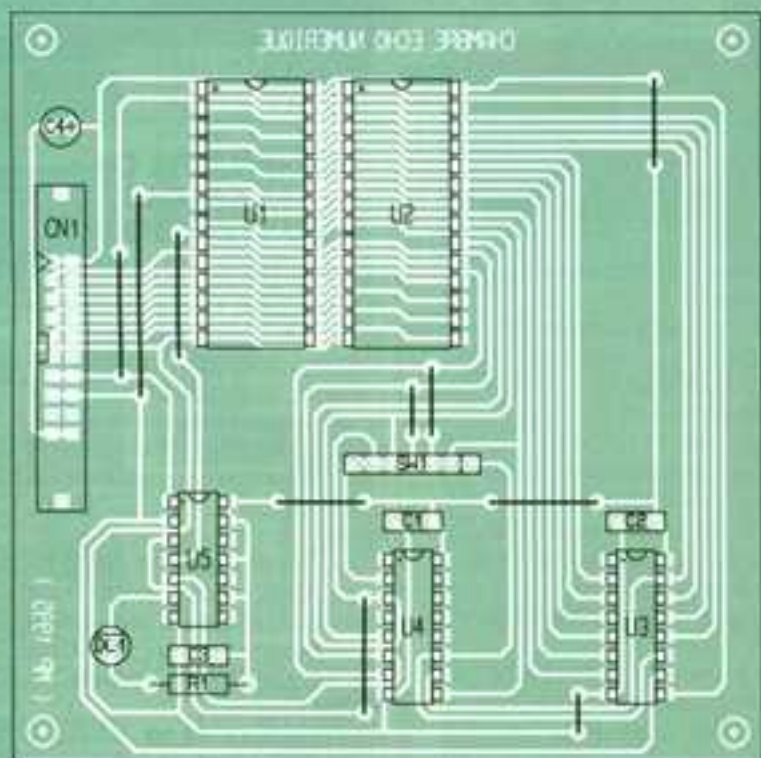


lorsque le compteur aura effectué tous les cycles possibles, il retournera à 0. Le signal d'entrée numérisé et stocké dans la mémoire apparaîtra en sortie, une fois que le compteur aura effectué la boucle. A la mise sous tension ou après manipulation de SW₁, il va apparaître un signal aléatoire sur la sortie du montage, le temps que le compteur revienne à zéro. Ensuite, tout rentre dans

5 LE CIRCUIT IMPRIME DES RAM.

l'ordre. C'est donc une particularité à connaître. L'alimentation du montage est symétrique pour pouvoir traiter correctement les signaux analogiques. Il est fait appel à un schéma

6 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



classique avec de simples régulateurs LM7805 et LM7905 (fig. 1)

Réalisation

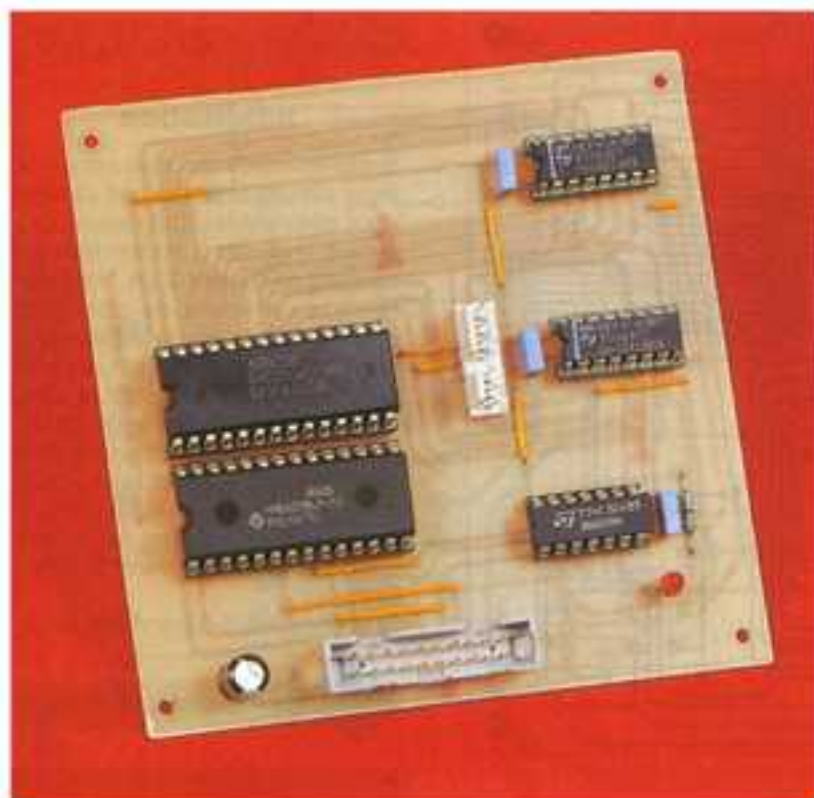
La réalisation du montage nécessite deux circuits imprimés de dimensions raisonnables. Les dessins des circuits imprimés à réaliser sont reproduits en figures 3 à 4. Vous noterez la présence de quelques straps qu'il vaut mieux implanter en premier (deux straps sur la carte principale et dix straps sur la carte RAM). Avant de réaliser le circuit imprimé, il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurer qu'ils s'implanteront correctement. Cette remarque concerne particulièrement le transformateur.

Le régulateur REG₁ sera monté sur un

LES REGULATEURS DE TENSION.



radiateur pour éviter d'atteindre une température trop élevée. La liaison entre la carte principale et la carte RAM s'effectuera à l'aide d'un câble réalisé avec du câble plat équipé de deux connecteurs femelles 90 contacts à sertir (connecteurs série HE10). L'arrivée du secteur sur CN₁ est prévue au moyen d'un connecteur de la série HE15. Cependant, rien ne vous empêche de souder directement les fils sur le circuit imprimé. Cette remarque est valable aussi pour CN₂ et CN₃. JP₁ permet de choisir la fréquence d'échantillonnage du montage. En l'absence de strap, la vitesse d'échantillonnage est maximale. La bande passante du montage est meilleure mais le temps maximal de retard de l'écho est de 2s. La figure 7 regroupe les différentes



LA CARTE MEMOIRE

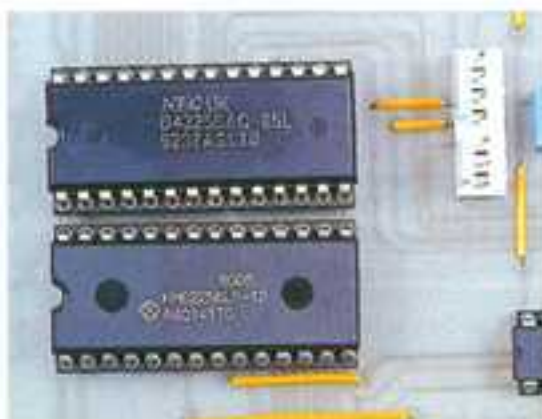
LE TABLEAU DE PROGRAMMATION DES JUMPERS.

SW1	Bande passante (JP1 absent)	Temps de retard (JP1 absent)	Bande passante (JP1 présent)	Temps de retard (JP1 présent)
Pos 1	11 kHz	0,040 s	5,5 kHz	0,185 s
Pos 2	11 kHz	0,125 s	5,5 kHz	0,25 s
Pos 3	11 kHz	0,33 s	5,5 kHz	0,5 s
Pos 4	11 kHz	0,5 s	5,5 kHz	1 s
Pos 5	11 kHz	1 s	5,5 kHz	2 s
Pos 6	11 kHz	2 s	5,5 kHz	4 s

possibilités du montage en fonction de la position de JP₁ et de SW₁. Ce petit montage n'est certes pas comparable à une chambre d'échos professionnelle, mais il vous permettra tout de même de bien vous amuser, pour un coût raisonnable.

P. MORIN

LES MEMOIRES RAM.



LISTE DES COMPOSANTS

Carte principale

C₁, C₄, C₁₀, C₁₁ et C₁₂: 100 nF

C₂, C₃: 1 000 µF/25 V sorties radiales

C₄: 100 µF/25 V sorties radiales

C₅: 470 µF/25 V sorties radiales

C₇, C₈, C₁₄: 1 nF

C₉: 68 pF

C₁₃: 220 nF

CN₁: connecteur 20 points mâles, série HE10

CN₂, CN₃: connecteur mini-KK, 2 contacts, à souder sur circuit imprimé

CN₄: connecteur AMP série HE15, 2 contacts

DD₁: pont de diodes BR32 (ou équivalent)

F₁: fusible 0,3 A dim.

5 x 20 mm + support à souder sur circuit imprimé

JP₁: jumper au pas de 2,54 mm

R₁: 6,8 kΩ 1/4 W (bleu, gris, rouge)

R₂, R₃, R₄, R₅: 47 kΩ 1/4 W (jaune, violet, orange)

R₆: 330 Ω 1/4 W (orange, orange, marron)

R₇: 22 kΩ 1/4 W (rouge, rouge, orange)

R₈: potentiomètre 10 kΩ linéaire

R₉: 100 kΩ 1/4 W (marron, noir, jaune)

R₁₀: 10 kΩ 1/4 W (marron, noir, orange)

REG₁: LM7805

REG₂: LM7905

TR₁: transformateur 2 x 9 V, 6 VA à souder sur CI (par exemple, OEP référence B1809)

U₁: 555

U₂: AD7569

U₃, U₄: TL072 ou TL082

Carte RAM

C₁, C₂, C₃: 100 nF

C₄: 100 µF/25 V sorties radiales

CN₁: connecteur 20 points mâles de la série HE10

DL₁: DEL rouge 3 mm

R₁: 330 Ω 1/4 W (orange, orange, marron)

SW₁: rotacteur 1 circuit/6 positions

U₁, U₂: RAM 69256, temps d'accès 300 nS

U₃, U₄: CD 4040

U₅: 74LS04

NOUVEAUTÉ CIF : LE CALQUE ÉLECTRONIQUE

Le Calque électronique est un produit destiné à vous aider dans la recopie et la modification de circuits imprimés ou de dessins déjà établis. Il vous permet en effet, à l'aide d'un scanner, de reprendre tout document et de le faire afficher par transparence dans vos logiciels CIAO2, CIAOP ou CIAOD. A l'aide de ceux-ci, il ne vous reste plus qu'à placer les pastilles, pistes, traits, cercles, etc., au bon endroit pour obtenir une version informatique de celui-ci.

CIF, 11, rue Charles-Michels, 92220 Bagneux;
tél.: (1) 45.47.48.00
fax: (1) 45.47.16.14.



DOMOTIQUE

UN DIGICODE A TOUT FAIRE

Grâce à un circuit intégré spécialisé, le LS 7223, le sésame électronique que nous vous proposons dans cet article est à la base d'une grande diversité d'applications, suivant la fonction à laquelle vous le destinerez. C'est ainsi qu'il peut fonctionner en mode impulsionnel comme la commande d'une gâche de porte, en mode bistable à la manière d'un télérupteur, ou encore en système marche/arrêt à deux codes.

1 - Le fonctionnement (fig. 1)

a) Alimentation

La source d'énergie sera une alimentation continue de 12V. Une pile de sauvegarde de la programmation peut être montée en parallèle sur l'alimentation par l'intermédiaire de la diode D_2 . Ainsi, en cas de panne du secteur, pour un débit de la pile quasi nul, la programmation interne du CI ne se trouve pas altérée. Dans cette situation, le relais d'utilisation ne pourra pas être activé, grâce au blocage réalisé par D_1 , pour d'évidentes raisons d'économie de la pile de sauvegarde.

b) Le LS 7223

Il s'agit d'un circuit intégré spécialement élaboré pour répondre à un grand nombre d'applications dont l'accès est soumis à un code. Dans notre rubrique « Pour en savoir plus sur le LS 7223 », nous entrons plus



dans le détail du fonctionnement de ce circuit.

Dans l'immédiat, nous nous attacherons surtout à en expliciter les utilisations retenues dans le présent montage.

Ce circuit intégré comporte une base de temps interne pilotée par la résistance R_1 et la capacité C_1 . Les commandes se réalisent par quatre entrées « rangées » (X_1 à X_4) et quatre entrées « colonnes » (Y_1 à Y_4) reliées aux sorties matricées d'un clavier de 12 ou de 16 touches. Dans la présente application, il a été fait appel à un clavier téléphonique de 12 touches. Nous verrons comment programmer les 3 codes régissant le fonctionnement de ce circuit intégré. Pour l'utilisateur, pour entrer les quatre chiffres relatifs à un code, un temps alloué défini par la valeur de C_1 est prévu. Dans le présent montage, cette limite maximale qui ne doit pas être dépassée, pour éloigner les manipulateurs... hésitants, est de l'ordre de 1 à 2 secondes.

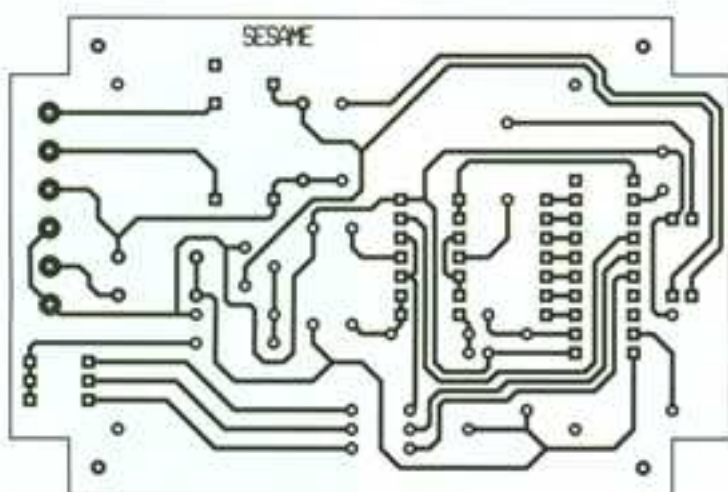
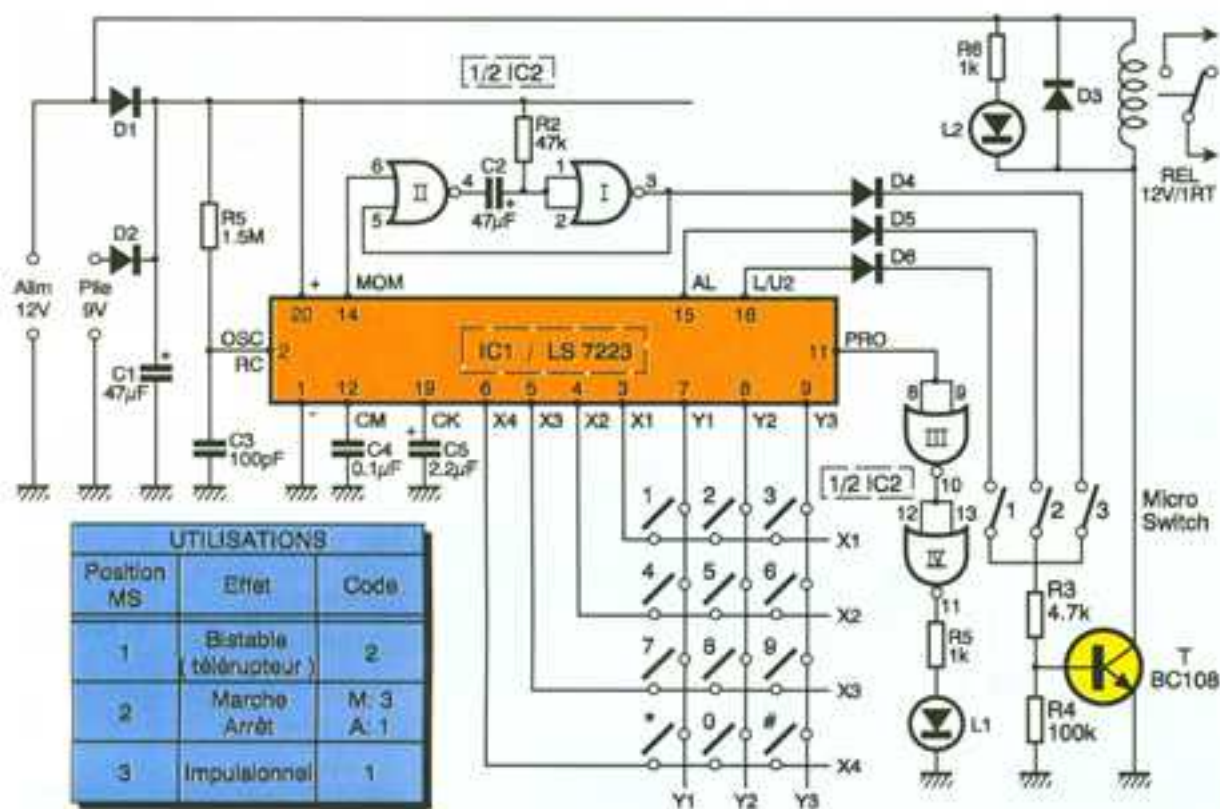
La sortie 11 est une sortie de signalisation en phase de programmation. Nous en reparlerons au chapitre de la réalisation pratique.

c) Mode impulsionnel

Il est fait appel à la sortie 14 « Momentary ». En composant le code 1, et si ce dernier est reconnu comme conforme par rapport à la programmation, on relève sur la sortie 14 du CI une brève impulsion positive dont la durée est déterminée par la valeur de C_4 . Elle est de l'ordre de la milliseconde dans la présente application. Elle commande une bascule monostable constituée par les portes NOR I et II. Cette dernière délivre alors sur sa sortie un état haut d'une durée d'environ 1,5 seconde. Par l'intermédiaire de D_4 et l'interrupteur 3 (fermé à cette occasion), le transistor T se sature et le relais d'utilisation se ferme pendant cette même durée. La DEL rouge L_2 signale la fermeture du relais d'utilisation. Celui-ci peut, par exemple, alimenter une gâche électrique ou tout autre système à commande impulsionnelle.

d) Mode bistable

On utilisera dans ce cas la sortie LOCK/UNLOCK 9 (broche 16). Dans ce cas, l'interrupteur 1 du micro-



2 LE CIRCUIT IMPRIMÉ.

LA CARTE ÉLECTRONIQUE.



1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

switch sera fermé. Il convient de composer le code 2. A chaque entrée de code, la sortie 16 change d'état, en alternant les états hauts et bas, à la manière d'un système de commande du type «télérupteur». On peut commander un dispositif d'éclairage ou contrôler la mise en marche d'un récepteur, comme un téléviseur par exemple.

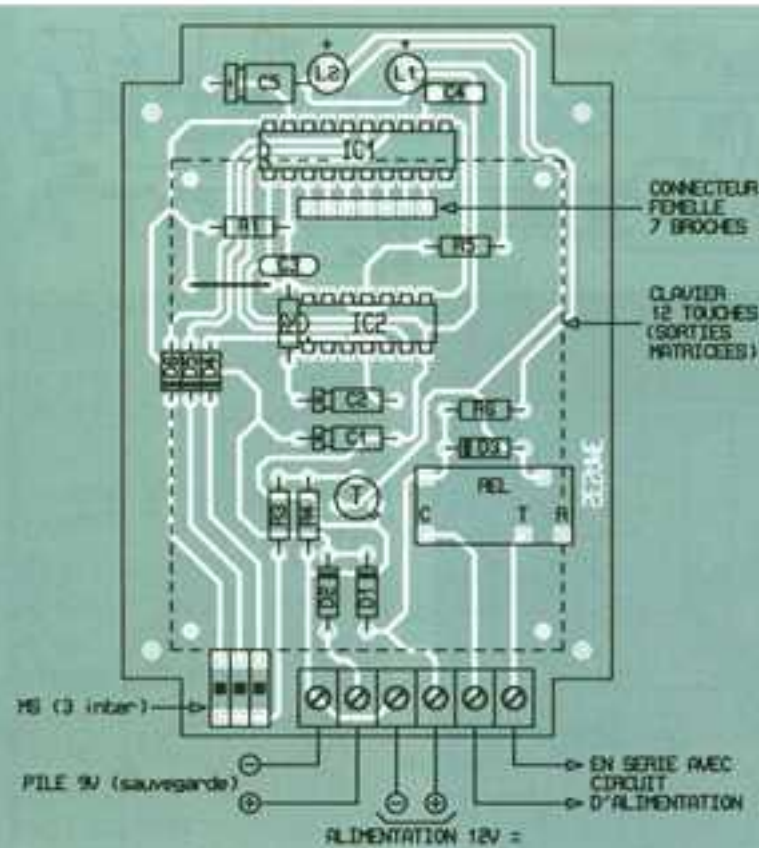
e) Mode Marche/Arrêt

Il est fait appel à la sortie «ALARME» (broche 15). Cette sortie réagit au code 3 pour «marche» (état haut) et au code 1 pour «arrêt» (état bas). On fermiera pour cela l'interrupteur 2. Une telle application peut contrôler la mise en service et l'arrêt d'un système d'alarme ou encore l'ouverture et la fermeture d'une porte de garage par exemple.

II - Réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 2)

Le circuit imprimé appelle peu de remarques. Il a été conçu pour que le module puisse recevoir, par-dessus les composants, un clavier téléphonique à 12 touches et à 7 sorties matricées. Après gravure dans un bain de perchlore de fer, le module sera soigneusement rincé. Ensuite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de diamètre adapté.

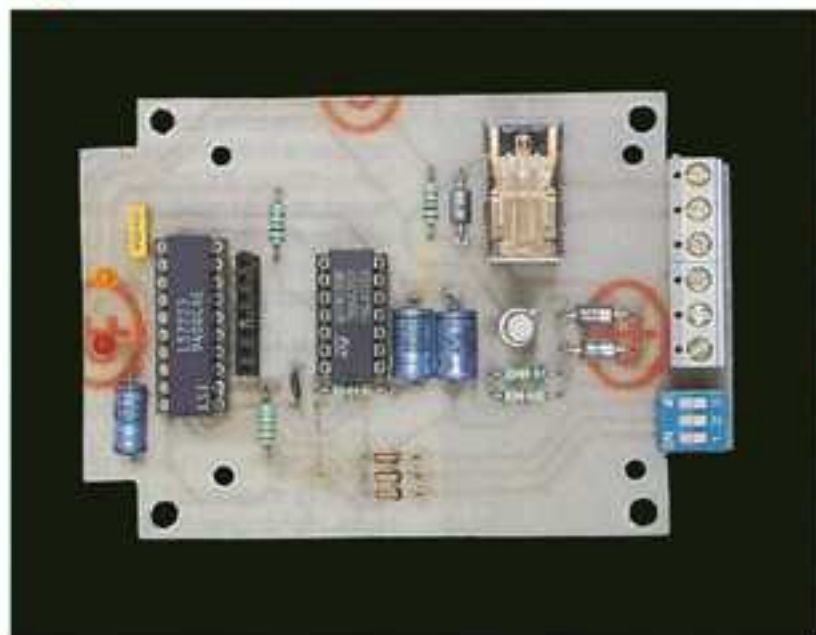


b) Implantation des composants (fig. 3)

Il convient surtout de bien veiller à l'orientation correcte des composants polarisés. Le clavier sera monté par l'intermédiaire d'un connecteur femelle de hauteur adaptée. Des vis de 2mm de diamètre et des écrous formant des entretoises immobiliseront le clavier.

L'ensemble module et clavier a été introduit dans un coffret « Diptal »

LE CLAVIER MONTÉ PRÊT À FONCTIONNER.



3 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

pour une utilisation rationnelle du dispositif.

c) Programmation (fig. 4)

Le circuit intégré LS 7923 se caractérise par une programmation interne d'origine. Celle-ci est la suivante :

- 1 2 5 4 pour le code 1,
- 1 2 5 1 pour le code 2,
- 1 2 5 2 pour le code 3.

En cas d'arrêt de l'alimentation de sauvegarde, c'est ce codage qui

s'établirait de manière naturelle. Mais le LS 7923 est surtout destiné à être programmé. Le principe est simple, il est rappelé sous la forme du tableau de la figure 4. Notons qu'il est obligatoire que les trois premiers chiffres des trois codes soient les mêmes et placés dans le même ordre. A titre d'exemple, indiquons comment on pourrait programmer les numéros de code suivants :

- 1970 code 1
- 1973 code 2
- 1979 code 3

On compose d'abord 1 2 5 1 * * pour constater l'allumage de la DEL jaune L₂.

Ensuite, il convient de composer : 197039.

La DEL jaune s'éteint ; la programmation est réalisée.

R. KNOERR

NOMENCLATURE

1 strap

R₁ : 1,5 MΩ (marron, vert, vert)

R₂ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R₃ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R₄ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₅, R₆ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

D₁ à D₂ : diodes 1N4004

D₃ à D₆ : diodes-signal 1N4148, 1N914

L₁ : DEL jaune Ø 3

L₂ : DEL rouge Ø 3

C₁, C₂ : 47 µF/16V

électrolytique

C₃ : 100 pF céramique

C₄ : 0,1 µF millfeuill

C₅ : 2,2 µF/16V électrolytique

T : transistor NPN BC108/109, 2N2222

IC₁ : LS7923 (serrure

électronique programmable)

IC₂ : CD4001 (4 portes NOR)

1 support 20 broches

1 support 14 broches

Clavier téléphonique

12 touches (matricé)

Relais 12V/1 RT National

Micro-switch

(3 interrupteurs)

Bornier soudable 6 plots

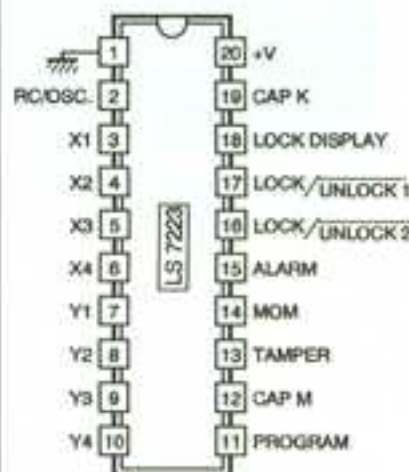
Connecteur femelle

7 broches

Boîtier Diptal (98 x 69 x 31)

POUR EN SAVOIR PLUS SUR LE LS 7223

Le LS 7223 est un circuit intégré très élaboré créé spécialement pour la réalisation de commandes à codes secrets par l'intermédiaire d'un clavier à sorties matricées. Il nécessite très peu de composants périphériques. De plus, la programmation de ses trois codes peut être modifiée à tout moment.



BROCHAGE DU LS 7223.

Programmation d'origine		
Code 1	Code 2	Code 3
X1Y1	X1Y1	X1Y1
X1Y2	X1Y2	X1Y2
X2Y2	X2Y2	X2Y2
X2Y1	X1Y1	X1Y2

● - Changement d'état à chaque sollicitation
○○ - Passage obligatoire niveau 0

Effets obtenus suivant code				
Code	LOCK/UNLOCK 1	LOCK/UNLOCK 2	ALARM	MOMENTARY
1	●		○○	●●
2		●		
3			○○○	

●● - Impulsion positive
○○○ - Passage obligatoire niveau 1

Comporte des circuits anti-rebonds internes.

Tout code erroné est détecté. Toutes les entrées sont protégées. Présente une grande immunité au bruit.

La commande se réalise par l'intermédiaire d'un clavier à sorties matricées pouvant comporter jusqu'à seize touches (quatre rangées, quatre colonnes).

Peut reconnaître trois codes de quatre chiffres : un qui actionne une bascule bistable ; un autre qui actionne une deuxième bascule bistable et génère une commande impulsionnelle ; un dernier qui permet de piloter entièrement une troisième bascule bistable.

Enfin, un temps alloué global est prévu pour entrer un code.

TABLES DE PROGRAMMATION.

est équipé d'un dispositif interne anti-rebonds dont la durée active est d'environ 25 ms dans le cas usuel.

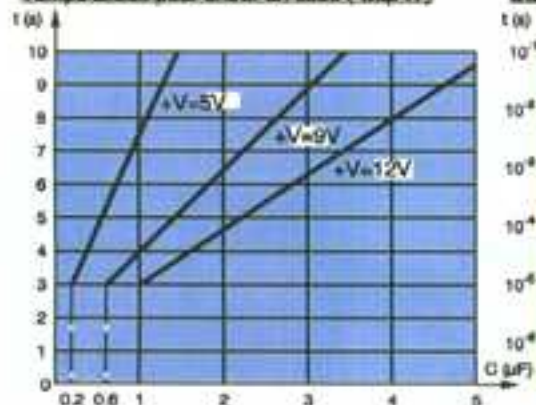
b) Les trois codes

Un code est une suite de quatre sollicitations, dans un ordre rigoureusement défini, de touches données du clavier. De plus, le code doit être « entré » avant l'expiration d'un temps imparti, toujours pour décourager les éventuels fraudeurs.

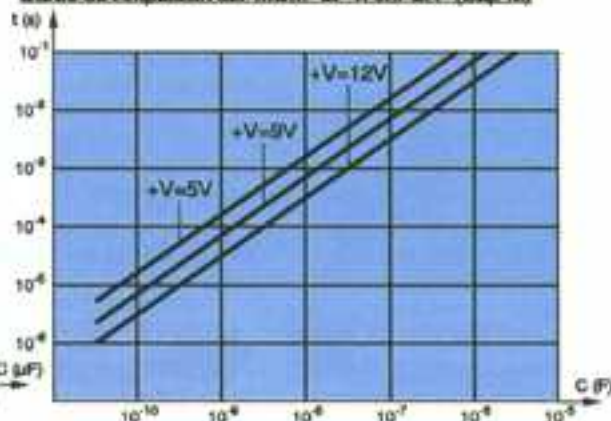
Code 1

Le code 1 reconnu comme valable a trois conséquences :

Temps alloué pour entrer un code (Cap-K)



Durée de l'impulsion sur "MOM" et "TAMPER" (Cap-M)



I - Caractéristiques générales

Tension d'alimentation : de 5 à 18V.

Consommation à l'état de veille : 12 μ A sous 5V, 50 μ A sous 18V.

Courant sur les sorties limité à quelques milliampères.

Accepte trois codes d'utilisation programmables.

Présente des sorties sur bascules bistables et monostables.

II - Le fonctionnement (fig. 1, 2 et 3)

a) Le clavier

Le LS 7223 comporte huit entrées destinées à être reliées à un clavier matricé. Ce dernier peut comporter un maximum de seize touches, c'est-à-dire quatre rangées et quatre colonnes de contacts. La sollicitation d'une touche a pour effet de relier une rangée X_i avec une colonne Y_j. Le circuit intégré

1 2 5 1 * *

Allumage LED
jaune

a b c d e f si erreur taper et recommencer #

Extinction
LED jaune

a b c d ← Code 1
a b c e ← Code 2
a b c f ← Code 3

Résultat de
la
programmation

- il fait changer d'état la sortie d'une bascule bistable (sortie « LOCK/UNLOCK 1 »);

- il fait apparaître un état haut momentanément sur la sortie;

- il force à zéro la sortie d'une autre bascule (sortie « ALARM »).

Lorsque le LS 7923 est mis sous tension une première fois, ou après un défaut d'alimentation, le code 1 est, par construction, la suite $X_1Y_1, X_1Y_0, X_0Y_0, X_0Y_1$.

Code 2

Le code 2 fait simplement changer d'état la sortie de la bascule bistable « LOCK/UNLOCK 2 ». Les trois premiers chiffres du code 2 sont obligatoirement les mêmes que ceux du code 1. Le quatrième peut être différent ou identique.

La programmation d'origine du code 2 est la suivante : $X_1Y_1, X_1Y_0, X_0Y_0, X_0Y_1$.

Code 3

Le code 3 a pour effet de faire passer à l'état haut la sortie « ALARM ». Si cette sortie est déjà à l'état haut, la situation reste inchangée. Les trois premiers chiffres du code 3 doivent être les mêmes que ceux des codes 1 et 2. Le quatrième doit être différent pour avoir une action sur la sortie « ALARM ».

Rappelons que, pour faire passer cette sortie à un état bas, il convient d'actionner le code 1.

La programmation d'origine du code 3 est la suivante : $X_1Y_1, X_1Y_0, X_0Y_0, X_0Y_1$.

Au moment de la première mise sous tension, ou après une interruption de l'alimentation, les différentes sorties évoquées ci-dessus : LOCK/UNLOCK 1, LOCK/UNLOCK 2, MOMENTARY et ALARM sont automatiquement initialisées sur un état bas.

Enfin, la sortie « LOCK DISPLAY » présente un niveau logique inversé par rapport à celui qui est présent sur la sortie « LOCK/UNLOCK 1 ».

c) La programmation

Pour réaliser la programmation du LS 7923, on entre dans un premier temps les quatre chiffres du code 2, aussitôt suivi par deux fois le chiffre X_4Y_1 . L'ensemble de ces six chiffres doit être entré dans l'expiration du temps alloué.

La sortie « PROGRAM » passe alors à l'état haut, ce qui indique que le LS 7923 est désormais en mode programmation. La temporisation globale interne est neutralisée dans ce mode : on dispose ainsi de tout

le temps que l'on désire pour réaliser la programmation. Celle-ci est entièrement effectuée par une entrée de six chiffres qui définiront les trois codes. Les trois premiers chiffres correspondent aux trois premiers chiffres de chaque code. Les trois derniers correspondent respectivement au dernier chiffre du code 1, du code 2 et du code 3.

Exemple : la suite a, b, c, d, e et f a pour résultat la programmation suivante :

- code 1 : a b c d ;

- code 2 : a b c e ;

- code 3 : a b c f.

Si l'on fait une erreur avant le sixième chiffre, on peut entrer le chiffre X_4Y_1 : dans ce cas, le « pointeur » interne revient à zéro et on peut entrer une nouvelle suite de six chiffres.

Dès que le sixième chiffre est entré, la sortie « PROGRAM » repasse à son état bas normal.

d) La détection des codes non conformes

Pour chaque entrée de chiffre, le LS 7923 effectue une comparaison entre la référence mémorisée et ce chiffre. S'il est incorrect, ou encore s'il n'est pas en cohérence avec le rang de la séquence, la sortie « TAMPER » passera momentanément à l'état haut.

A ce moment, le « pointeur » interne retourne à zéro. Il en est de même pour le temporisateur. On peut alors recommencer à entrer le code depuis le début.

e) Les bases de temps internes

L'entrée « RC-OSC » est à relier au « + » par l'intermédiaire d'une résistance R et au « - » par le biais d'une capacité C. Les valeurs types généralement retenues sont $R = 1,5 M\Omega$ et $C = 100 pF$. La fréquence interne est alors de 10 kHz et la durée active des circuits antirebonds est de 25 ms.

L'entrée « CAP-M » est à relier au « - » par une capacité C_M . La valeur de cette dernière détermine la durée de l'impulsion positive sur les sorties « MOMENTARY » et « TAMPER ».

De même, l'entrée « CAP-K » est à relier au négatif par l'intermédiaire d'une capacité C_K . Sa valeur détermine la durée du temps alloué global pour entrer le code.



CATALOGUE DECOCK ELECTRONIQUE 95

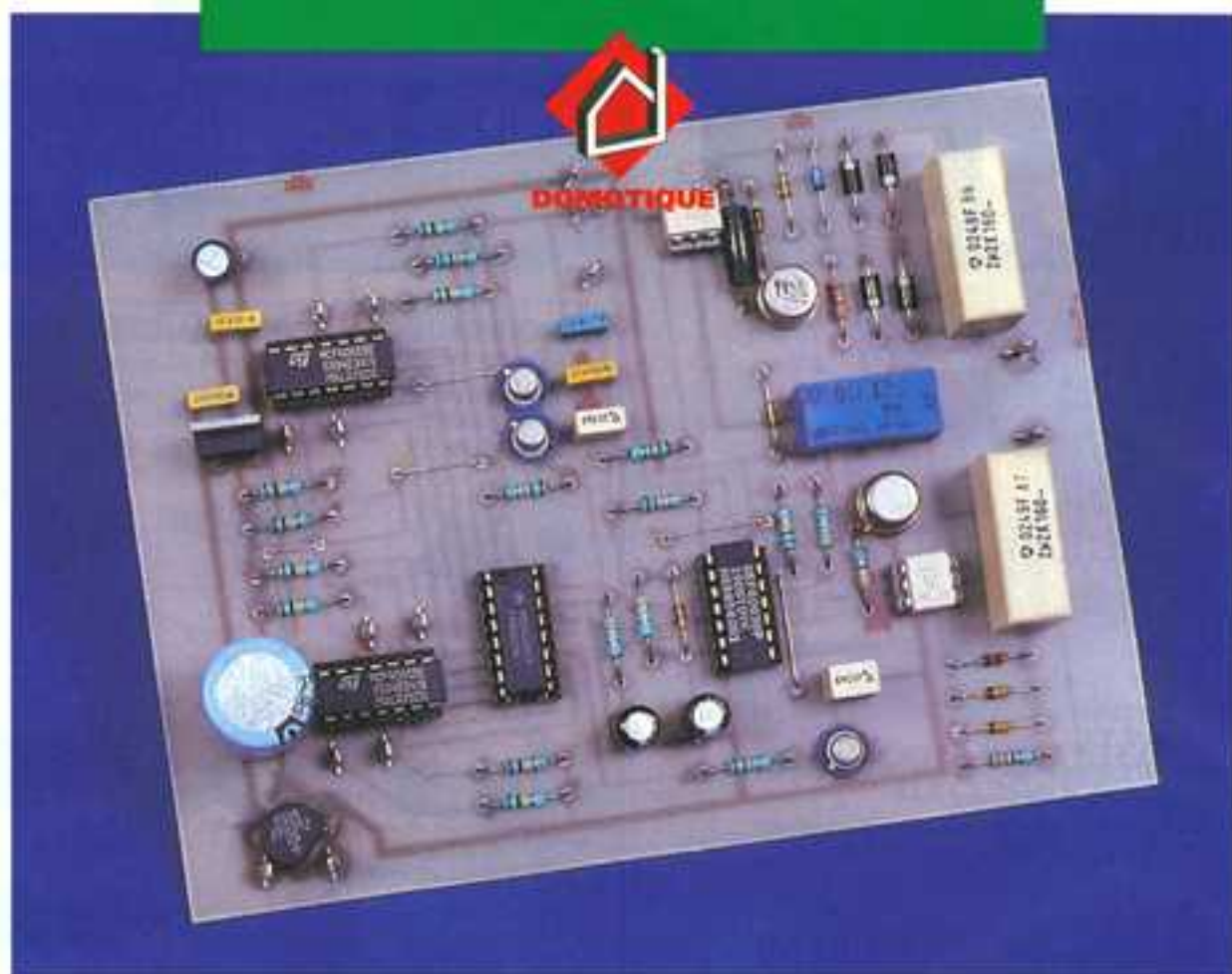
Ce catalogue de près de 500 pages en couleurs regroupe neuf rubriques allant de la domotique à la librairie. Un rayon CB propose des équipements tels que postes d'émission-réception, alimentations, antennes et accessoires divers. La mesure occupe également une bonne place dans ce catalogue avec des multimètres de marques réputées, on peut noter la distribution de la station de mesure MS9150 qui permet à son utilisateur d'avoir accès aux fonctions suivantes : fréquencemètre, multimètre, alimentation et générateur de fonctions. Les oscilloscopes Beckman-Wavetek étant également disponibles ainsi que le petit dernier Tektronix 550 à écran LCD. Les rayons audio/vidéo et composants électroniques sont également représentés. Enfin, Decock Electronique distribue du matériel et des accessoires pour le modélisme radiocommandé. La société Decock dispose de quatre magasins, à Paris, Marseille, Toulouse et Lille.

Le catalogue est disponible contre 99 F, dont 19 F vous seront remboursés à la première commande d'au moins 150 F.

Decock Electronique
4, rue Colbert, 59800 Lille
Tél. : (16) 20.12.88.88.
Fax : (16) 20.12.88.99.

Decock Electronique Paris
206, rue du Faubourg-St-Antoine
75012 Paris
Tél. : (1) 43.56.70.01
Fax : (1) 43.56.28.92

Decock Electronique Toulouse
16, avenue des Minimes
31000 Toulouse
Tél. : (16) 61.23.52.77
Fax : (16) 61.23.53.07



SEQUENCEUR D'ALARME TELEPHONIQUE

Le montage permet la répétition de huit entrées d'alarme sur le réseau téléphonique : lors de l'appel du dispositif, celui-ci fournit des signaux audio correspondant à l'état de chacune de ses huit entrées de manière séquentielle, précédés d'une tonalité spécifique indiquant le début de la transmission. L'exploitation de ces messages peut être purement auditive, ou automatique pour peu que l'on dirige les signaux reçus vers un dispositif ad hoc.

Il s'agit dans ce cas d'un transmetteur série pour mots de 8 bits à code bifréquence qui peut trouver de nombreuses applications en communications de données.

Ainsi, lorsqu'on appelle le montage, on reçoit en retour, tout d'abord une tonalité grave longue indiquant le début de la transmission, puis une série de huit tonalités moyennes ou aiguës suivant l'état de l'entrée correspondante, séparées par un silence; si, par exemple, les entrées 3 et 5 sont en alarme, le motif transmis est le suivant : grave long / aigu / aigu / moyen / aigu / moyen / aigu / aigu / aigu.

L'originalité du dispositif est de présenter un couplage avec la ligne par source de courant commandée via optocoupleur, de manière à s'affranchir du transformateur généralement utilisé en garantissant une isolation et un fonctionnement parfaits. En revanche, pour une question de fiabilité et de sécurité de fonctionnement, on a maintenu le relais de prise de ligne : l'isolation entre les parties logique et téléphonique est ainsi quasiment totale.

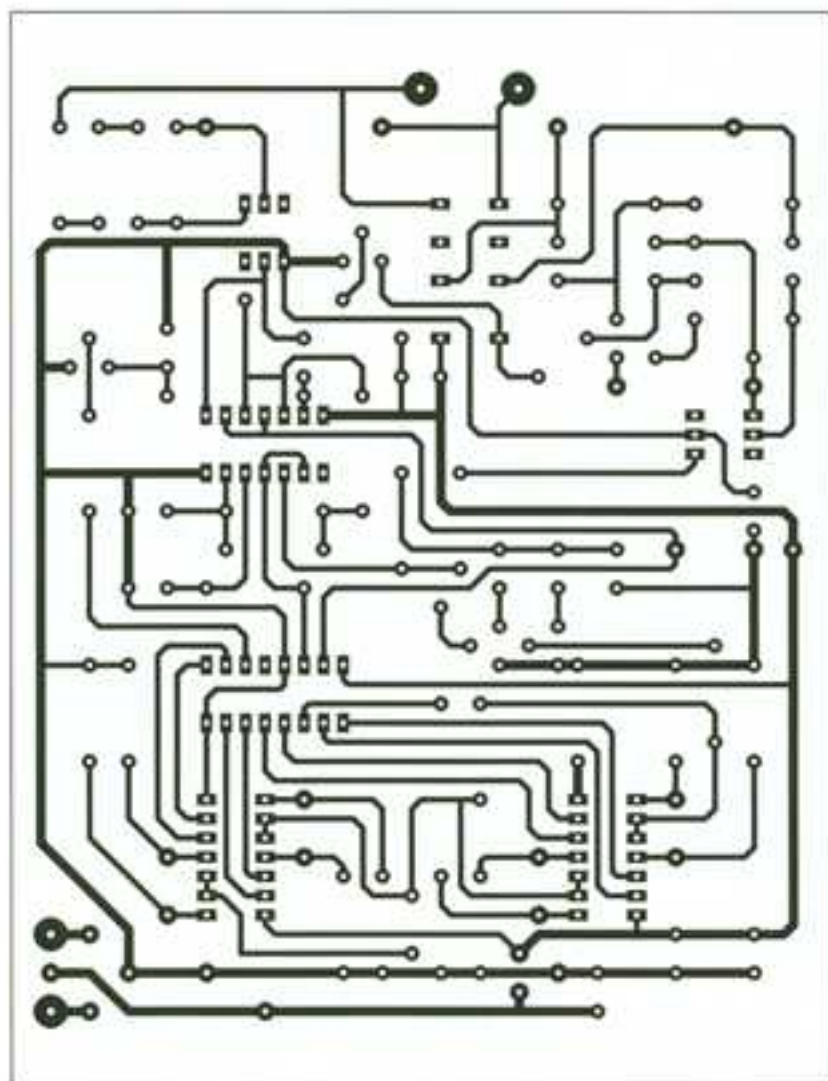
Nous rappelons néanmoins que la connexion de terminaux au réseau téléphonique, public doit bien en-

tendu avoir reçu au préalable l'agrément de France Telecom.

Schéma

Le voici représenté en **figure 1** : le signal de sonnerie est traité par le circuit composé de C_1 , R_1 , DZ_1 et DZ_2 , D_1 et OPT_1 ; la tension alternative de sonnerie est transmise par C_1 qui bloque la composante continue de la ligne. DZ_1 et DZ_2 en association avec R_1 assurent d'une part l'écrêtage de cette tension et, d'autre part, l'immunité aux parasites du détecteur de sonnerie : en effet, les signaux situés en deçà de la tension zener ne sont pas traités. OPT_1 est un optocoupleur qui est chargé d'isoler le montage de la ligne tout en transmettant l'information de sonnerie. D_1 le protège contre les tensions inverses excessives.

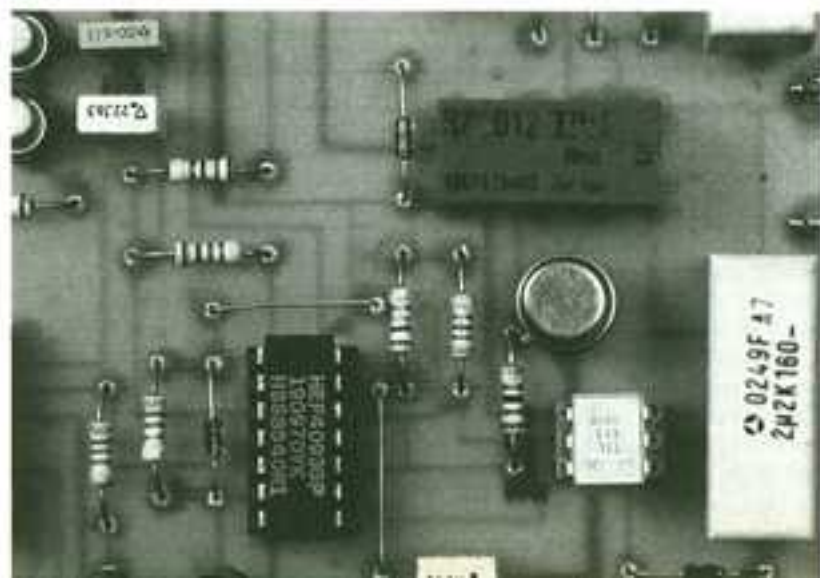
OPT_1 commande l'entrée -S de la bascule R/S composée des portes I et II du quadruple NAND à trigger 4093. La sortie Q de cette bascule commande le relais de prise de ligne RPL par T_1 . A la mise sous tension, C_2 se charge d'initialiser la bascule en activant son entrée -R; les entrées de la bascule sont par ailleurs ramenées au +V par les résistances R_2 et R_3 . Re-



La bascule R/S commande son entrée R et l'oscillateur, son entrée H. Les sorties 1 à 8 du compteur commandent les interrupteurs électroniques qui contiennent deux 4066. Ainsi, au point nodal de leur connexion, on trouve séquentiellement l'état des huit entrées d'alarme du montage. Ce point nodal commande la saturation de T_3 comme la sortie 0 du 4017 commande celle de T_2 . La sortie 9 commande, quant à elle, la mise à R de la bascule par T_5 . Revenons enfin à l'oscillateur TBF pour constater qu'il commande l'oscillateur BF construit à l'aide de la porte IV du 4093 et C_5 , R_6 . Le signal qui en est issu commande OPT_2 . Cela nous conduit à étudier la source de courant construite autour de T_4 : en aval des contacts de RPL, la ligne alimente T_4 , R_8 , R_9 , DZ_2 , D_5 et D_6 à travers un pont redresseur (D_3 à D_7) qui assure à l'ensemble la polarité correcte, quelle que soit celle de la ligne; en effet, certaines installations inversent la polarité lors du décroché du distart. C_{12} a pour rôle de protéger le montage pris dans le pont contre la tension de sonnerie qui ne disparaît pas instantanément dès la prise de ligne. R_7 polarise la diode zener DZ_2

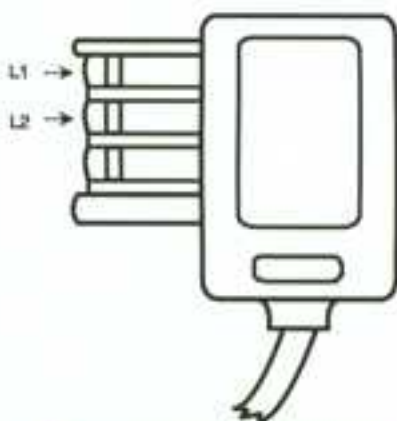
via D_4 et D_5 ; la tension entre cathodes de DZ_2 et D_5 se trouve donc à V_{DZ} de T_4 près aux bornes de R_8 qui débite donc le courant correspondant. Ainsi, lorsque OPT_2 est inactif, on a le courant $(V_{DZ} + 2 \times 0,7 - V_{be})/R_8$, lorsqu'il entre en fonction, c'est $(V_{DZ} + V_{CE(sat)} - V_{be})/R_8$ qui circule. On module donc le courant de la ligne en fonction du signal généré

L'ÉTAGE DE COMMUTATION AVEC SON RELAIS.



2 a LE CIRCUIT IMPRIMÉ.

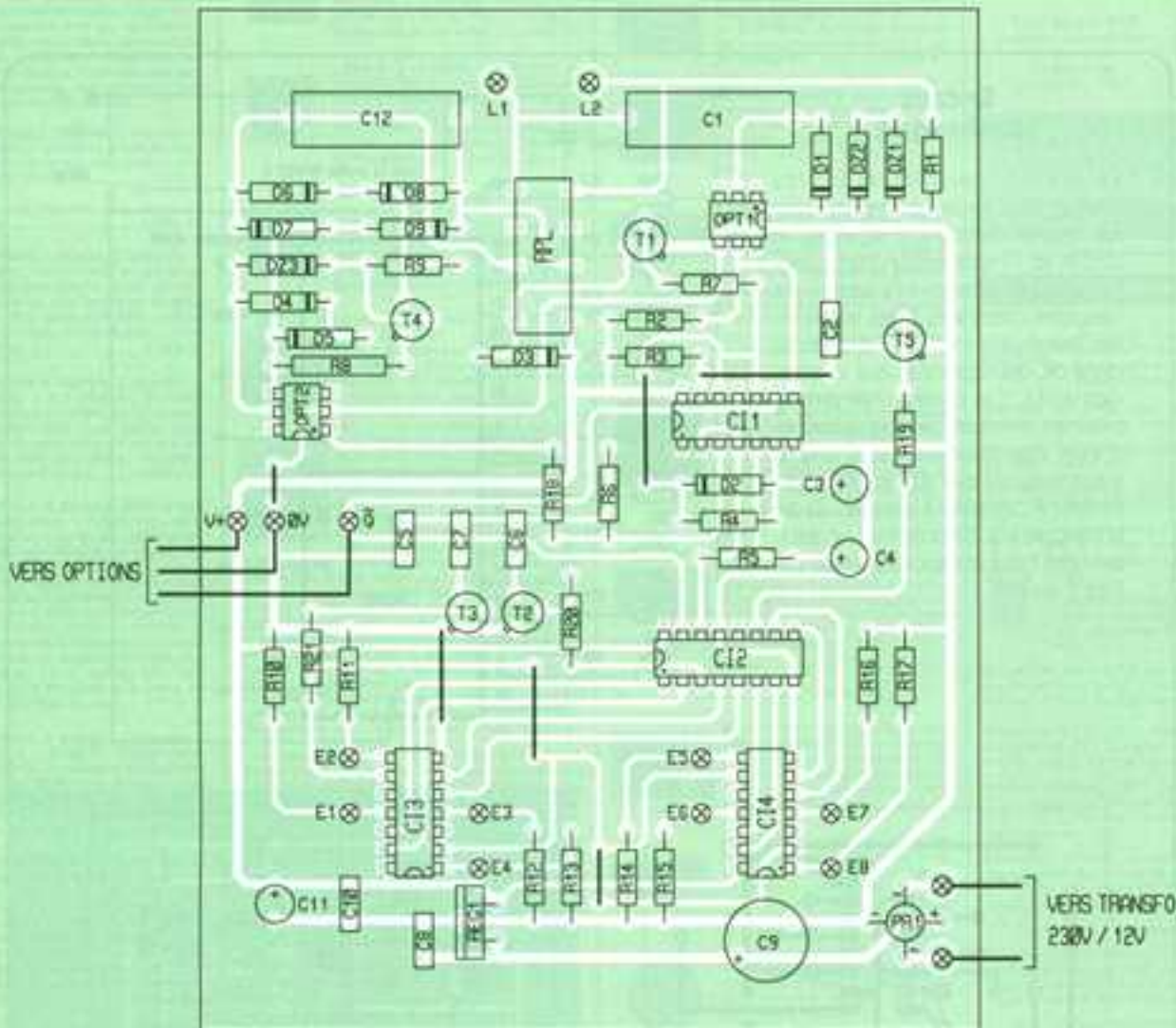
par le montage. Ce mode de fonctionnement par source de courant convient particulièrement bien aux équipements téléphoniques: en effet, les tensions aux bornes des lignes sont éminemment variables car dépendant de facteurs aussi imprévisibles que la longueur des



3 LE CONJONCTEUR.

lignes et le nombre de communications simultanées transitant par les équipements. Le courant de détection de boucle étant compris entre 20 et 50 mA, la commande par simple résistance prise dans la boucle peut entraîner des difficultés de détection (courant trop faible) ou des surintensités. Par ailleurs, la tension à vide de la ligne étant d'environ 50 V, cette solution entraîne une surintensité systématique à la prise de ligne.

Les transistors T_2 et T_3 commutent les condensateurs supplémentaires C_6 et C_7 en parallèle sur C_5 , ce qui module la fréquence de l'oscillateur BF. Les entrées non utilisées des interrupteurs électroniques sont ramenées au 0 V par les résistances R_{10} à R_{17} .



26

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

Ainsi, dès l'apparition d'une tension de sonnerie, le montage prend la ligne, met l'entrée R du 4017 à 0 et émet une tonalité grave jusqu'à ce que C₃ soit chargé (le compteur est à ce moment dans la position 0, saturant T₄ et commutant donc C₆). L'oscillateur TBF entre alors en fonction et envoie des impulsions à l'entrée H en même temps qu'il active l'oscillateur BF. Il y a donc émission d'une suite de silences et de signaux dont la hauteur dépend de l'état des entrées d'alarmes 1 à 8 successivement. Lorsque le compteur active sa sortie 9, la bascule est remise à R, le compteur à 0, et le montage libère la ligne, prêt pour un nouveau cycle. L'alimentation du montage est on ne peut plus classique, par transformateur, redresseur, filtrage et régulation. L'utilisation d'une alimentation directe secteur est déconseillée pour ce type d'application qui met en jeu le réseau téléphonique compte tenu des potentiels importants pouvant exister entre les différents réseaux.

Réalisation

La figure 2 donne le dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants de ce montage. Les résistances R₁₀ à R₁₇ pourront être omises si le dispositif de commande rappelle le potentiel des entrées à 0 en l'absence d'alarme. En figure 3, on trouvera enfin le câblage des prises téléphoniques. **M. BENAYA**

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

(1/4 W, sauf indication)

R₁, R₇: 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)

R₂, R₄, R₅: 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R₃, R₁₀, R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₄, R₁₅: 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₆, R₁₆, R₁₉, R₂₁: 12 kΩ (marron, rouge, orange)

R₈: 150 Ω, 1 W

R₉: 6,8 kΩ (violet, bleu, rouge)

R₁₈: 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)

Condensateurs

C₁, C₁₂: 2,2 μF 160 V

C₂: 470 nF

C₃, C₄: 47 μF 18 V

C₅, C₇, C₈: 100 nF

C₆: 220 nF

C₉: 470 μF 25 V

C₁₀: 10 nF

C₁₁: 100 μF 16 V

Semi-conducteurs

PR₁: pont de diodes 200 V 1 A

D₁, D₂, D₃, D₄, D₅: 1N4148

D₆, D₇, D₈, D₉: 1N4004

DZ₁, DZ₂: zener 27 V

DZ₃: zener 4,7 V

OPT₁, OPT₂: TIL 111

REG₁: 7812

T₁: 2N2219 ou 2N1693

T₂, T₃, T₅: 2N2222

T₄: 2N4427

IC₁: CD4093

IC₂: CD 4017

IC₃, IC₄: CD 4066

Divers

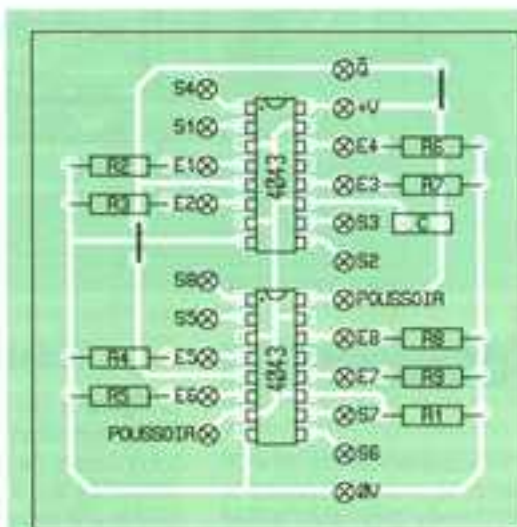
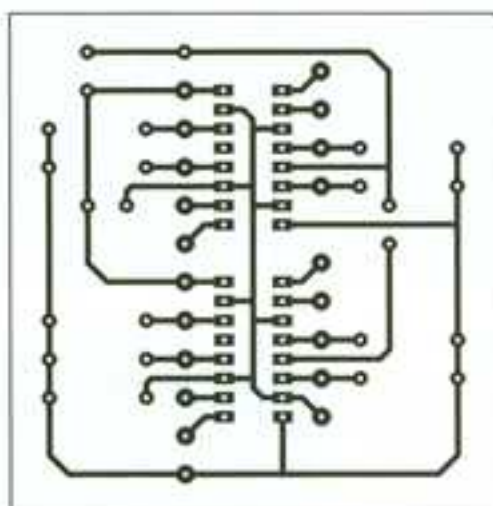
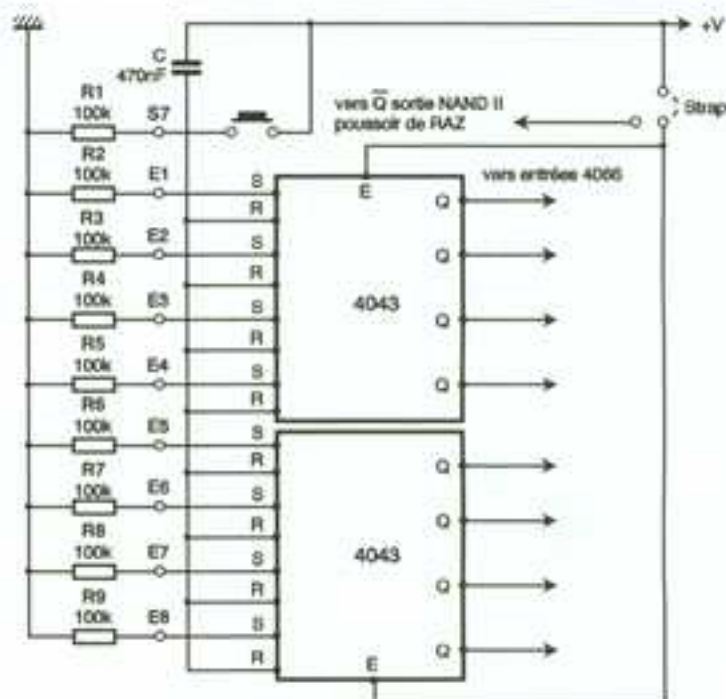
Transfo 230 V/12 V

Relais 12 V 2 RT

Conjoncteur téléphone

Encart technique

En option, dans le cas où les alarmes sont fugitives (impulsions), les figures donnent le schéma, le circuit et l'implantation des composants nécessaires à l'insertion de bascules destinées à les mémoriser, les résistances R_{10} à R_{17} seront dans ce cas reportées aux entrées des 4043. On pourra interdire la prise en compte de changements d'état des bascules lors d'une transmission par connexion de l'entrée E des 4043 à la sortie \bar{Q} de la bascule R/S. Dans ce cas, on supprimera bien entendu le strap reliant E au +V.



CONTROLORD

Controlboy est un automate complètement indépendant avec un microprocesseur, 256 octets de mémoire vive, 2 Ko EEPROM, des

entrées analogiques et digitales, deux touches, des sorties digitales et un afficheur. Deux entrées digitales et deux entrées analogiques sont liées aux borniers. Deux sorties contrôlent deux relais, dont les sorties sont également liées aux borniers. Vous pouvez y connecter, selon votre application, des commutateurs, des détecteurs photovoltaïques, de pression, de température, de gaz aux entrées, des afficheurs, transistors, relais, moteurs, servos aux sorties. Toutes les entrées et sorties sont connectées au connecteur DIN et sont donc disponibles pour de grands projets. Au milieu, entre les entrées et les sorties, se trouve le microprocesseur qui mesure, interprète et contrôle

tout. Avec le logiciel, qui tourne sur un PC, on écrit des petits programmes. On connecte Controlboy à une ligne série du PC et charge le programme dans l'EEPROM sur la carte.

Si l'on déconnecte maintenant Controlboy du PC, le programme reste intact dans l'EEPROM et travaille indépendamment du PC.

Caractéristiques principales

Microprocesseur à 8 bits 68 HC 811E2 4,9152 MHz, 2048 octets EEPROM, 10 000 écritures garanties, mémoire vive (RAM) 256 octets, convertisseur analogique numérique à 8 canaux, résolution 8 bits.

Controlord, 484, avenue des Guisols, F. 83210 La Farlède; tél. : 94.48.71.74.



INITIATION

LE LM 386 NATIONAL SEMI-CONDUCTEUR AMPLIFICATEUR AUDIO

Le LM 386 est un amplificateur audio de puissance moyenne (1 W max), dont la mise en œuvre nécessite peu de composants complémentaires. Sa très faible consommation au repos lui réserve des applications, avec comme source d'alimentation une batterie.

Généralités

Le LM 386 est un amplificateur de puissance moyenne, destiné à des applications grand public en basse tension. D'ailleurs, il convient particulièrement aux cas où la source d'alimentation est une batterie, car sa consommation est très faible : seulement 24 mW pour une alimentation de 6 V. Ses entrées sont référencées par rapport à la masse et sa sortie est automatiquement polarisée à la moitié

de la tension d'alimentation, ce qui permet une excursion maximale de la tension de sortie.

L'amplification en tension, dont le schéma minimal est celui de la **figure 1**, est fixée à 20 par sa structure interne, mais si une résistance et un condensateur en série sont connectés entre les broches 1 et 8, le nouveau gain ainsi établi peut atteindre 200 (voir **fig. 2**).

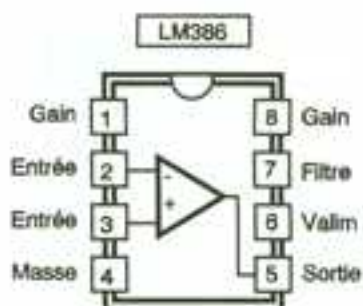
Par ailleurs, ce circuit intégré bénéficie d'une plage d'alimentation importante, 4 à 12 V (5 à 18 V pour la version LM 386-4), et d'une faible distorsion, ce qui lui permet d'envisager de nombreuses applications comme : amplificateur radio, amplificateur de magnétophone portable, son TV, driver de lignes et de petits servomoteurs, convertisseur de puissance...

De plus, son encombrement est réduit puisqu'il est proposé en boîtier 8 broches, dont la **figure 3** présente la désignation des broches.

Caractéristiques maximales

La tension d'entrée maximale est de ± 4 V.

Pour les versions LM 386-1, LM 386-3, la tension d'alimentation maximale est de 15 V et peut atteindre 22 V pour la version LM 386-4.



3 LE BROCHAGE.

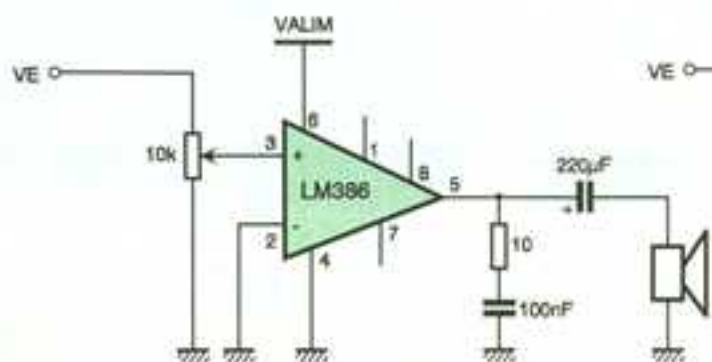
La dissipation est de 1,25 W pour le LM 385-4 et de 0,73 W pour les autres versions. Si la température ambiante devait dépasser 25 °C, alors, pour une sollicitation maximale du circuit intégré, une dissipation thermique doit être prévue en tenant compte d'une température de jonction maximale de 150 °C et d'une résistance thermique jonction-boîtier de 80 °C/W pour le boîtier DIL8 et de 170 °C/W pour un boîtier CMS. La température de stockage est de - 65 °C à + 150 °C, alors que la température d'utilisation est de 0 °C à + 70 °C.

Mise en œuvre

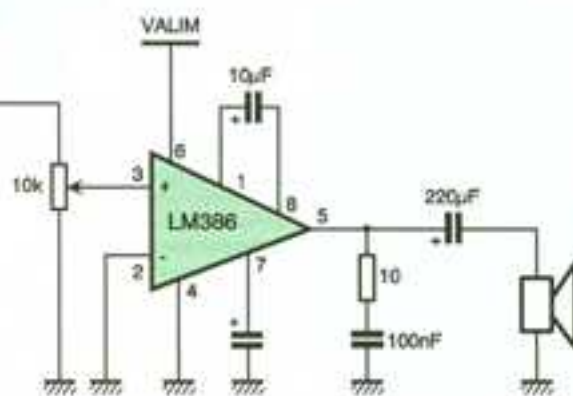
Contrôle du gain

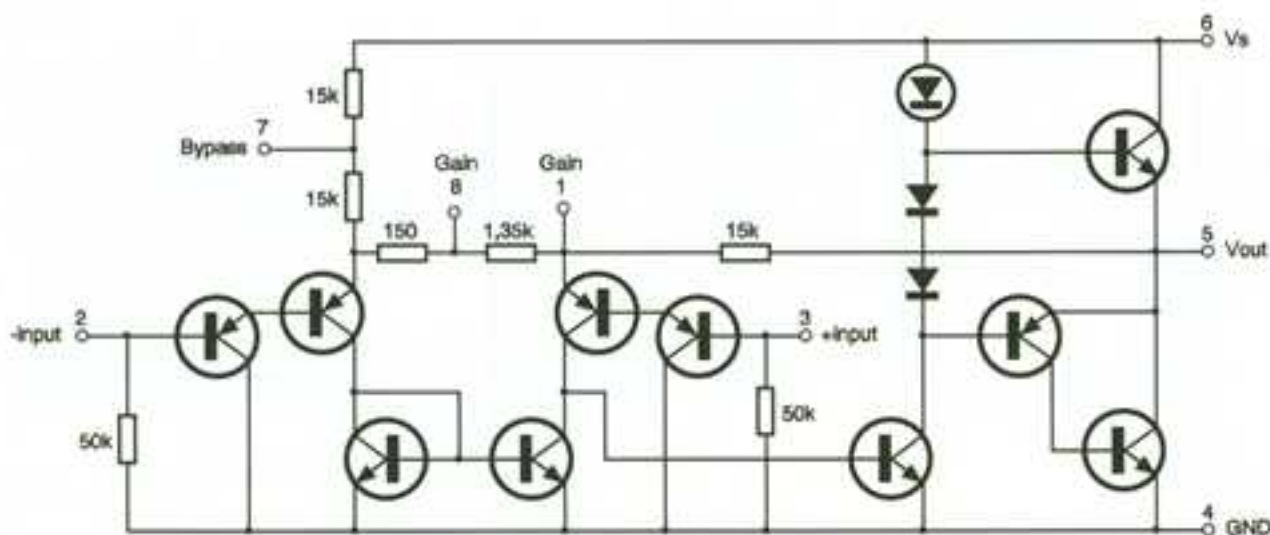
Pour que le LM 386 soit polyvalent, deux broches ont été prévues pour modifier le gain de l'amplification. En effet, entre ces deux broches 1 et

1 UN SCHEMA D'AMPLIFICATEUR DE GAIN 20.



2 UN SCHEMA D'AMPLIFICATEUR DE GAIN 200.





4 LE SCHEMA INTERNE.

8 laissées libres, une résistance interne (voir **fig. 4**) de $1,35\text{ k}\Omega$ fixe le gain à 90, soit 26 dB.

En revanche, si un condensateur de $10\text{ }\mu\text{F}$ est placé entre ces broches, en parallèle sur la résistance interne de $1,35\text{ k}\Omega$, le gain passe à 200, soit 46 dB.

mentaires peuvent être placés en parallèle avec la résistance interne de $1,35\text{ k}\Omega$ pour adapter le gain et la réponse en fréquence de l'amplificateur à une application particulière. Par exemple (**fig. 6**), pour un haut-parleur faible dans les graves, la boucle de contre-réaction de l'amplificateur est modifiée en fréquence, de manière à rehausser les graves.

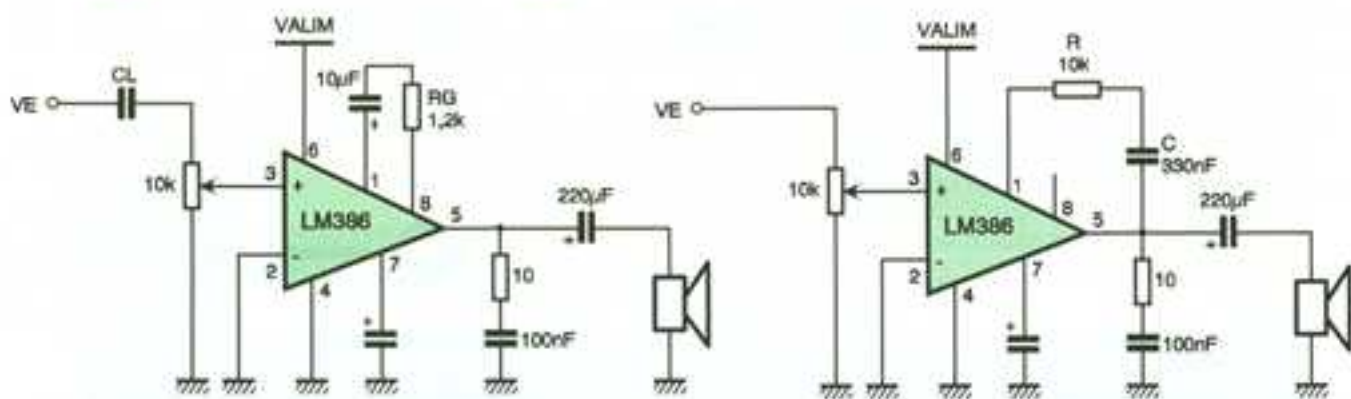
Une telle correction s'obtient avec

un réseau RC série entre la sortie broche 5 et un point de contre-réaction broche 1, soit en parallèle avec la résistance interne de $15\text{ k}\Omega$. Pour une élévation du niveau des graves de 6 dB, la résistance R du réseau RC doit être choisie proche de $15\text{ k}\Omega$. Avec la broche 8 libre, la valeur minimale de R, pour un fonctionnement stable, est de $10\text{ k}\Omega$.

En revanche, si les broches 1 et 8 sont découplées par un condensateur de $10\text{ }\mu\text{F}$, la valeur de la résistance R peut descendre à $2\text{ k}\Omega$. Cette restriction est due au fait que l'amplificateur n'est compensé en bou-

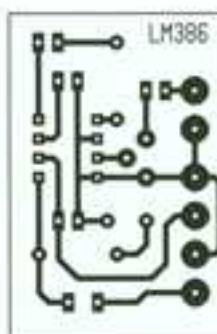
5 AMPLIFICATEUR DE GAIN 50.

6 ACCENTUATION DES GRAVES.

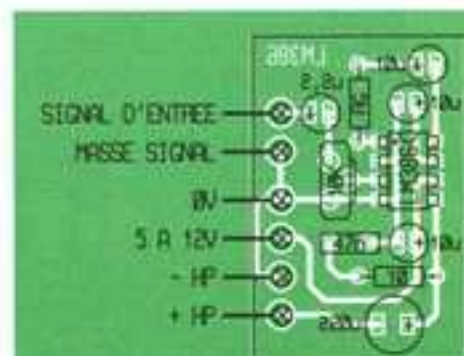


Par ailleurs, si une résistance est placée en série avec le condensateur, le gain prendra une valeur comprise entre 20 et 200, selon la valeur de la résistance. La **figure 5** présente le cas d'un amplificateur dont le gain est de 50.

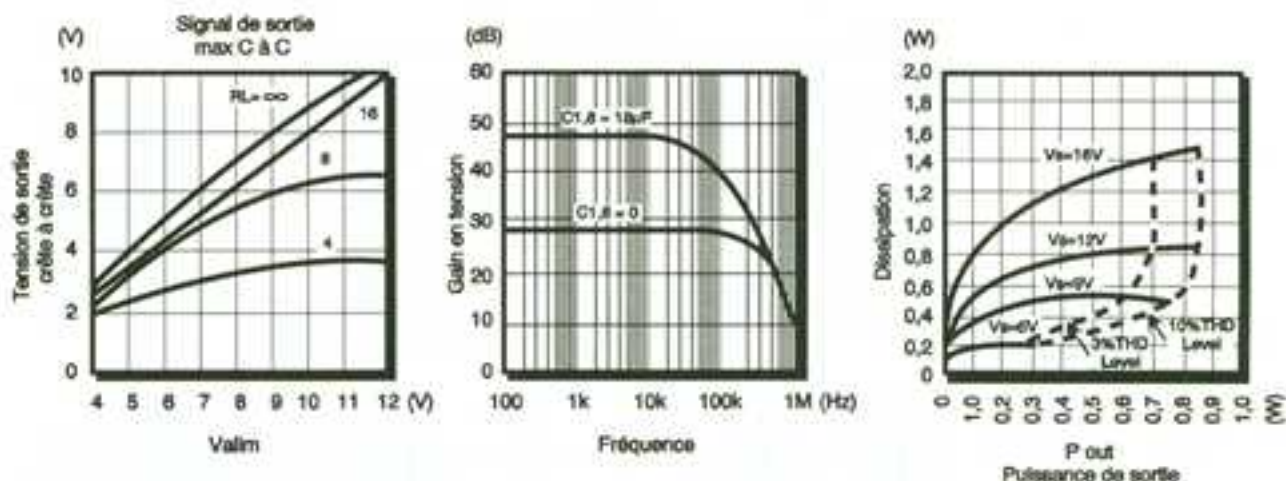
Une autre manière de contrôler le gain est de connecter une résistance (ou un FET) entre la masse et la broche 1, par un couplage capacitif (condensateur en série avec la résistance ou le FET, pour ne pas perturber la polarisation statique des différents étages internes du LM 386). Des composants externes supplé-



7/8 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



RG = 8 A 6,8kOhms
SELON GAIN SOUHAITE



Dissipation en fonction de la puissance de sortie pour une charge de 8 Ohm

9

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES.

de la sortie est supérieure à celle de la résistance de source. Bien sûr, tous les problèmes d'offset sont éliminés si le couplage avec une entrée est capacitif.

Polarisation d'entrée

Le schéma de la structure interne montre qu'une résistance de 50 kΩ polarise à la masse chaque entrée. Le courant de base du transistor d'entrée est de l'ordre de 250 nA, de sorte que les entrées sont à environ 12,5 mV, quand elles sont laissées en l'air.

Si la résistance de source attaquant le LM 386 est supérieure à 250 kΩ, la tension d'offset supplémentaire est alors très faible (environ 2,5 mV en entrée et 50 mV en sortie). Si la résistance de source en continu est inférieure à 10 kΩ, alors un offset faible est maintenu en reliant l'entrée non utilisée à la masse.

Pour des résistances de source en continu comprises entre 10 kΩ et

250 kΩ, une tension d'offset excessive peut être éliminée en plaçant une résistance entre l'entrée non utilisée et la masse. Sa valeur sera égale à celle de la résistance de source. Bien sûr, tous les problèmes d'offset sont éliminés si le couplage avec une entrée est capacitif.

Pour une utilisation du LM 386 avec un gain élevé, il est nécessaire de découpler l'entrée inutilisée pour prévenir tout risque d'instabilité ou de dégradation du gain. Cette précaution est obtenue par un condensateur de 100 nF ou un court-circuit à la masse, selon la nature de l'impédance de la source en entrée.

Réalisation type et conseils pratiques

Sur l'ensemble des schémas d'applications typiques, vous pouvez remarquer un réseau RC en parallèle entre la sortie et la masse, constitué d'une résistance de 10 Ω en série avec un condensateur de 47 nF. Ce réseau est impératif pour la version

LM 386-4, mais la pratique montre qu'il est préférable de prévoir ce réseau pour toutes les versions, afin d'éviter un risque d'entrée en oscillation de la sortie.

A toutes fins utiles, une plaquette d'expérimentation vous est proposée. Elle correspond au schéma type de la figure 5 qui conduit au tracé des pistes de la figure 7. L'implantation qui lui correspond est celle de la figure 8. L'ajustable de 10 kΩ permet de régler le volume sonore dans le haut-parleur, tandis que la résistance RG fixe le gain de l'amplificateur.

Si RG est un strap, le gain est maximal et vaut 200.

Si RG est supprimée, le gain est minimal et vaut 20.

Pour des valeurs de RG intermédiaires, le gain est compris entre 20 et 200.

Hervé CADINOT

10

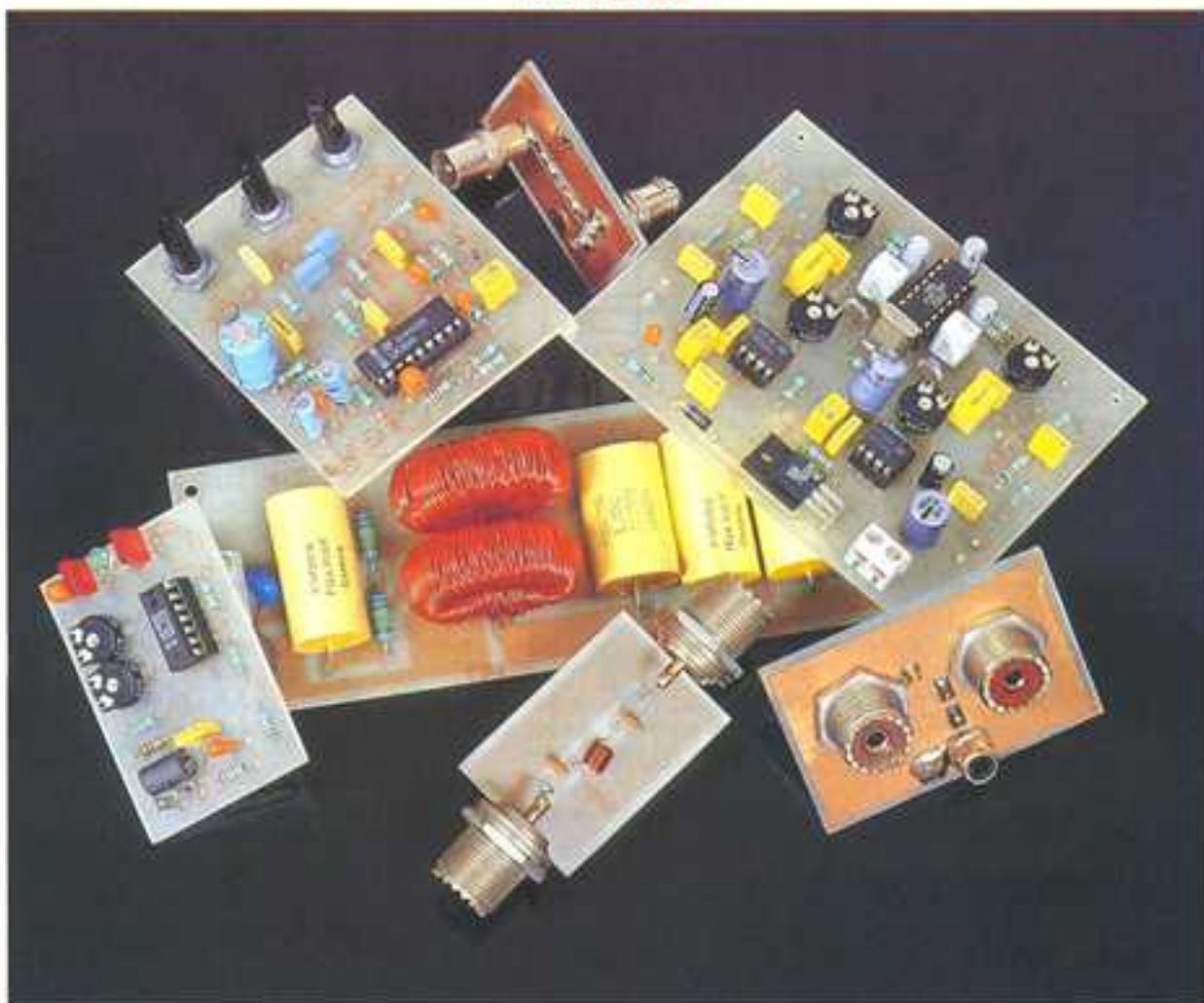
PERFORMANCES DES LM 386.

Paramètres	Abréviation	Version	Min	Typ	Max	Conditions
Tension d'alimentation	V _{Alim} (V)	LM386-1 / -3 LM386-4	4 5		12 18	
Courant d'alimentation				4	8	V _{in} = 0V
Puissance de sortie	P _{out} (mW)	LM386-1 LM386-3 LM386-4	250 500 700	325 700 1000		V _{Alim} = 6V, R _L = 8 Ohm, D = 10% V _{Alim} = 9V, R _L = 8 Ohm, D = 10% V _{Alim} = 16V, R _L = 32 Ohm, D = 10%
Bande passante	BP (MHz)			300		Broches 1 et 3 libres
Distorsion harmonique	D (%)			0,2		P _{out} = 125mW, R _L = 8 Ohm, F = 1kHz, 1 et 3 libres
Réjection d'alimentation	PPSR (dB)			50		
Résistance d'entrée	R _{in} (kOhm)			50		
Courant de polarisation d'entrée	I _{bias} (nA)			250		Broches 2 et 3 libres

Sauf indication contraire, les paramètres sont donnés pour une tension d'alimentation V_{Alim} = 6V.



SPECIAL CB



Depuis ses origines, la CB (Citizen Band) demeure l'un des moyens de communication les plus répandus. La mise en œuvre du matériel étant simplifiée à l'extrême, tout un chacun peut disposer d'une installation à son domicile ou bien dans son véhicule. Les discussions que l'on peut y entendre relèvent de la vie de tous les jours bien qu'il existe encore quelques mordus passionnés de DX ou de technique.

DOSSIER ACCESSOIRES CB

Nous vous présentons dans ce dossier quelques accessoires utiles pour compléter agréablement votre station fixe ou mobile.

Le fonctionnement d'un poste CB

Selon le type de modulation utilisé, le principe diffère légèrement et l'on retrouve toujours les sous-ensembles suivants: l'oscillateur local avec son synthétiseur, les étages d'amplification, le ou les modulateurs, puis l'étage de sortie vers l'antenne; la **figure 1** donne le synoptique d'un émetteur. L'utilisation des modulations AM et FM c'est généralisée pour les communications à courtes distances; dans le cas des liaisons à grandes portées (DX), l'emploi de la BLU est fortement recommandé.

Le récepteur fonctionne selon le principe exposé par la **figure 2**, il s'agit d'une structure simple équipée d'un seul mélangeur avec la première FI centrée sur 455 kHz. C'est le synthétiseur d'émission qui fixe le canal sélectionné. Une technique plus élaborée consiste à concevoir des récepteurs disposant d'un double changement de fréquence, cette méthode permet d'éliminer la gêne apportée par la fréquence image du canal utilisé.

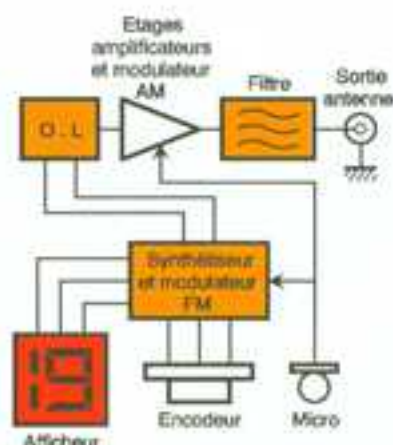
Les antennes

Pour la propagation correcte et efficace des ondes radio, il faut une antenne adaptée à la longueur d'onde. De l'antenne du domicile à celle du véhicule, on trouve toute une kyrielle de modèles plus ou moins efficaces. Pour les communications régionales.

l'emploi d'antennes 1/4 ou 5/8 d'onde convient, la polarisation verticale étant conseillée pour les contacts avec les mobiles. En DX, on préférera utiliser une antenne Beam Yagi directive en polarisation horizontale.

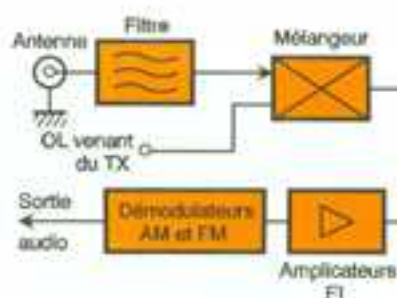
Les antennes de véhicules ne peuvent disposer que d'une efficacité réduite dans la mesure où elles sont obligatoirement raccourcies, la longueur d'onde vaut 11 mètres, ce qui donne 2,75 m de long pour un élément 1/4 d'onde. Déjà, ainsi, l'antenne 1/4 d'onde n'apporte aucun gain et les méthodes pour les rallonger artificiellement n'arangent rien. La lecture d'un ROS de faible valeur ne veut pas dire que l'antenne joue son rôle correctement, il indique simplement que l'adaptation des impédances est correcte. De plus, les lobes de rayonnement sont étroitement liés à la qualité et à la disposition du plan de masse par rapport à l'antenne. Dans un véhicule en mouvement, le plan de sol change en permanence et l'on assiste à des variations importantes du champ radioélectrique rayonné.

Des essais comparatifs ont été menés sur différentes sortes d'antennes



1 PRINCIPLE D'UN ÉMETTEUR.

mobiles et l'on a pu apprécier leur qualité en fonction de l'indication du S-mètre de l'appareil. Pour le trafic 27 MHz, on a donc constaté qu'il fallait une antenne d'au moins 1,25 mètre de haut + raccourcie artificiellement - par une self à la base de gros diamètre, les antennes de petites tailles (moins de 50 cm) donnent des écarts de 90 à 30 dB, ce qui représente un rapport de puissance de 100 à 1 000.



2 PRINCIPLE D'UN RÉCEPTEUR.

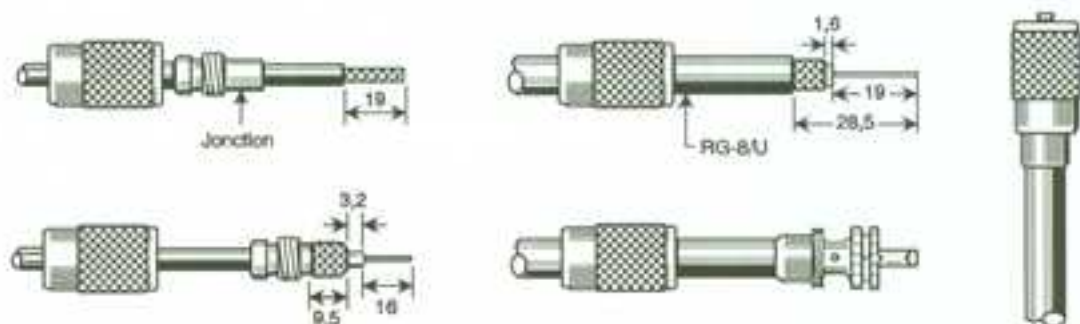
Essayons d'imaginer un récepteur qui dispose d'une sensibilité de $0,5 \mu\text{V}$ pour 10 dB de rapport signal/bruit; si on le connecte sur une antenne « normalement dimensionnée », les signaux de faible amplitude seront captés.

En revanche, en utilisant une antenne très raccourcie, on pourra, au pire, espérer capter des signaux d'une amplitude au moins dix à trente fois supérieure, ce qui ramène la sensibilité utilisable aux alentours de 5 à $15 \mu\text{V}$, afin d'obtenir le même rapport signal/bruit.

Du côté émission, le même raisonnement peut être tenu.

LE MONTAGE DES FICHES USUELLES EN CB

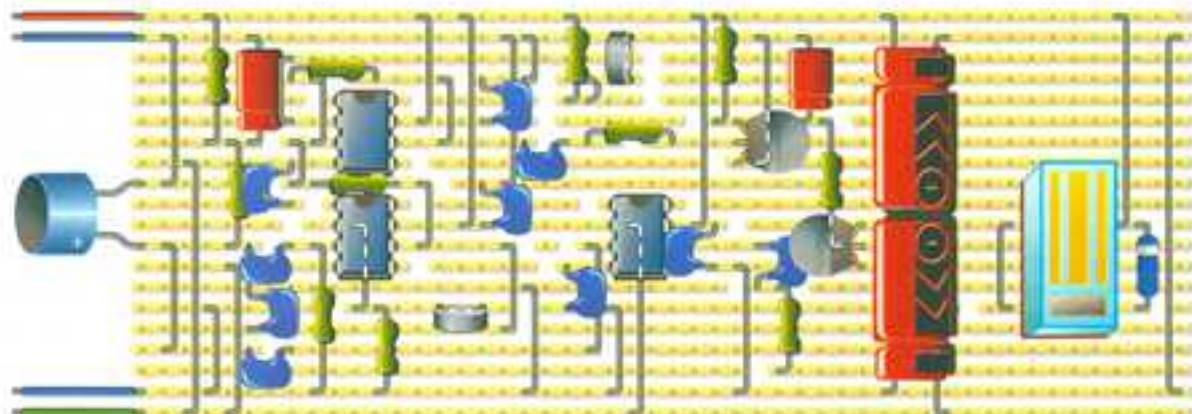
La PL mâle



La BNC mâle



UN MICROPHONE COMMANDE PAR LA PAROLE (VOX CONTROL)



Tous les postes CB et autres émetteurs-récepteurs disposent d'un micro comportant un interrupteur inverseur permettant de passer de la réception à l'émission. Il existe également des micros qui assurent cette commutation automatiquement lorsqu'ils captent la parole de l'opérateur. C'est la réalisation d'un tel système que nous vous proposons maintenant.

Le schéma de principe

Il est dessiné en **figure 1**. Malgré une apparente complexité, le fonctionnement du montage reste très simple. Les résistances R_1 et R_2 et le condensateur C_1 assurent l'alimentation du microphone que nous avons

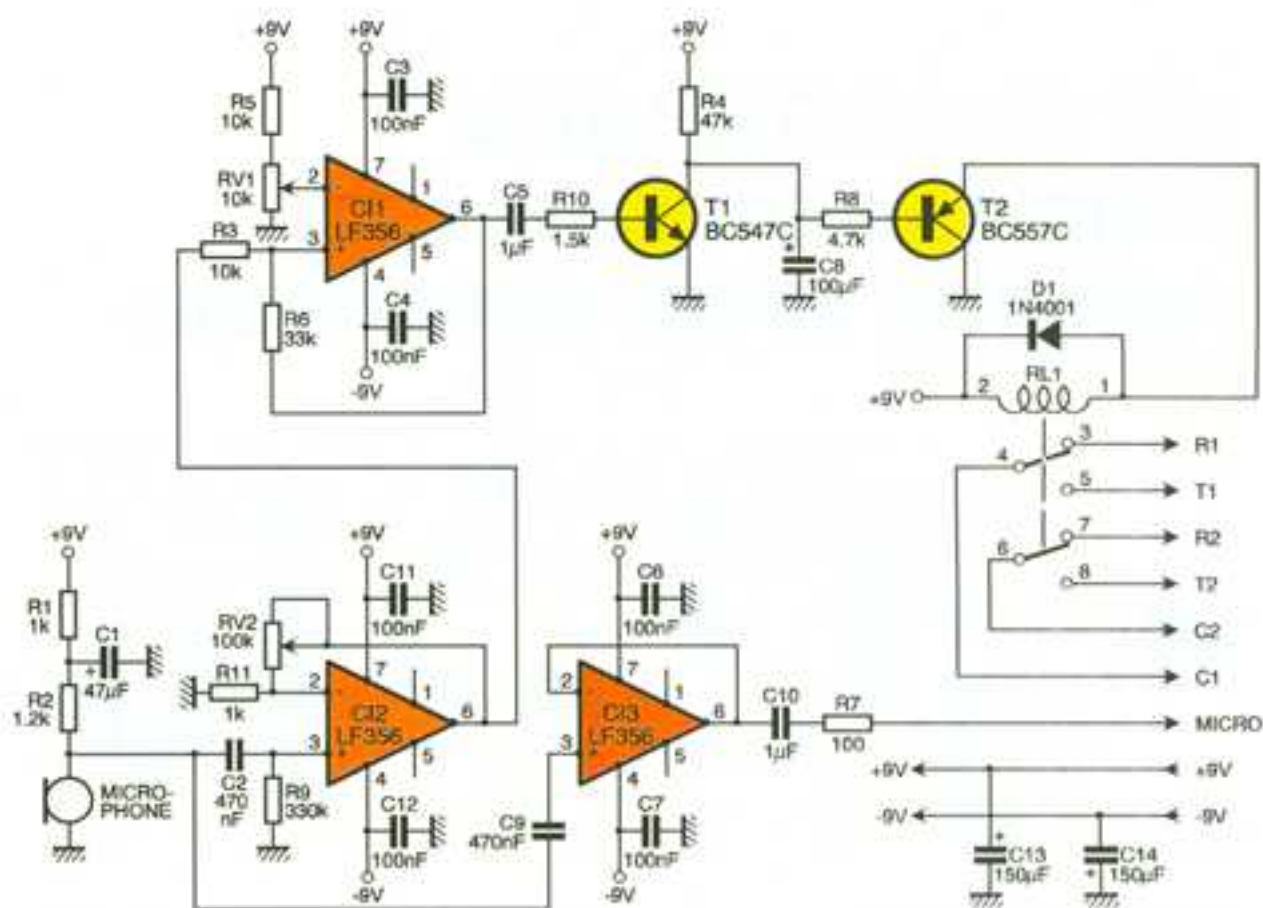
choisi électret. Ce micro pourra bien entendu être échangé contre un modèle standard, et, dans ce cas il conviendra de supprimer les composants utilisés pour l'alimentation. Les signaux issus du micro parviennent aux entrées de deux amplificateurs opérationnels. Tout d'abord C_1 , un LF 356 monté en amplificateur suiveur et dont la sortie sera connectée à l'entrée micro du poste CB. Les signaux arrivent également à l'entrée de C_2 , également un LF 356. Le rôle de celui-ci est l'amplification du signal faible fourni par la capsule électret. Ce sont la résistance R_1 de 1 k Ω et la résistance ajustable RV_1 de 100 k Ω qui fixent le gain de l'amplificateur opérationnel (100 maximum). Selon le microphone utilisé, la valeur de RV_1 préconisée ne sera peut-être pas suffisante pour obtenir un gain suffisant. Il faudra dans ce cas l'augmenter à 220 k Ω (gain de 220 maximum). Deux condensateurs de 100 nF découplent les lignes d'alimentation positive et négative de l'AOP.

La sortie de C_2 est connectée à l'aide de R_2 (10 k Ω) à l'entrée non-inverseuse du circuit C_1 , configuré en comparateur positif. Son fonctionnement en est le suivant: tant que la tension présente sur E^+ est d'une valeur inférieure à celle présente sur E^- , la tension en sortie aura une valeur proche de celle de la tension d'alimentation négative. Lorsque E^+ sera

porté à un potentiel supérieur à celui présent en E^- , alors la sortie présentera un niveau proche de celui de la tension d'alimentation positive. Le niveau de déclenchement est réglable à l'aide de la résistance ajustable RV_2 d'une valeur de 10 k Ω et de la résistance R_3 de même valeur. Le rôle de ce comparateur est double. Tout d'abord, si le signal fourni par le micro a d'abord été amplifié, c'est pour diminuer la sensibilité du comparateur.

En effet, le niveau présent en sortie d'un microphone est très faible et se situe pratiquement au même niveau que le bruit et les parasites de toutes sortes que le comparateur aurait alors pris en compte, et nous aurions assisté à des commutations non contrôlables du relais de sortie. La première des fonctions du comparateur est d'assurer une commutation franche, par la présence à sa sortie de niveaux ou bas ou élevés. La seconde de ses fonctions est moins évidente à discerner immédiatement.

Lorsqu'un opérateur utilise sa station d'émission-réception, il est rare que le bruit ambiant soit nul. Même si cela était, le son émis par le haut-parleur de la station risque à tout moment le déclenchement du vox control. Il suffit alors de régler le seuil de déclenchement du comparateur à l'aide de la résistance ajustable RV_2 pour se trouver au-dessus de ce



1

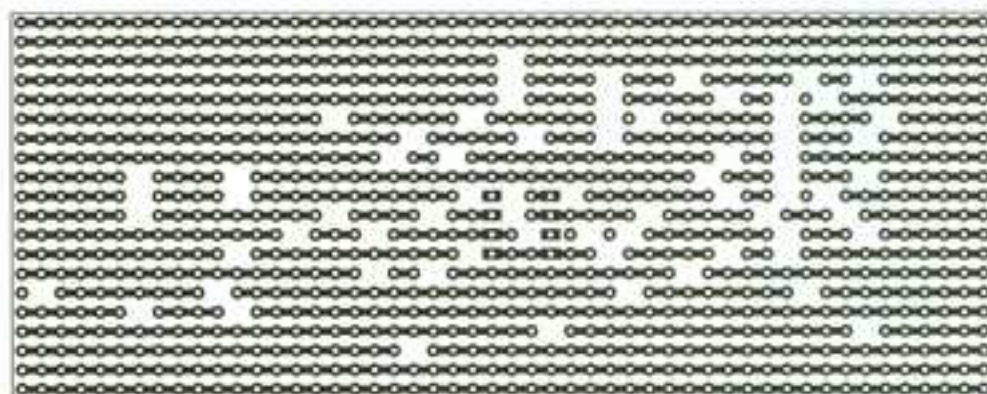
LE SCHEMA ELECTRIQUE.

bruit ambiant et éviter ainsi la commutation intempestive du relais d'émission.

La sortie du comparateur est relié via un condensateur et une résistance à la base du transistor T_1 , de type NPN.

d'alimentation positive, le condensateur C_5 de $100\mu\text{F}$ étant chargé au même potentiel. La base du transistor T_2 de type PNP est portée au même potentiel et T_2 est donc bloqué. Lorsque le comparateur est activé par la voix de l'opérateur, on trouve sur sa sortie un signal ayant l'aspect de crêteaux variant au rythme de la parole et ayant une amplitude ap-

démier, rendu conducteur, alimente le relais. Lorsque le comparateur n'est plus actif, le relais reste enclenché tant que C_5 n'est pas rechargé. Les valeurs que nous avons données à R_4 et à C_5 permettent d'obtenir une temporisation d'environ 3 secondes. Cela peut sembler un peu long et, afin de trouver la bonne durée, on pourra faire varier



2

LE CIRCUIT IMPRIME.

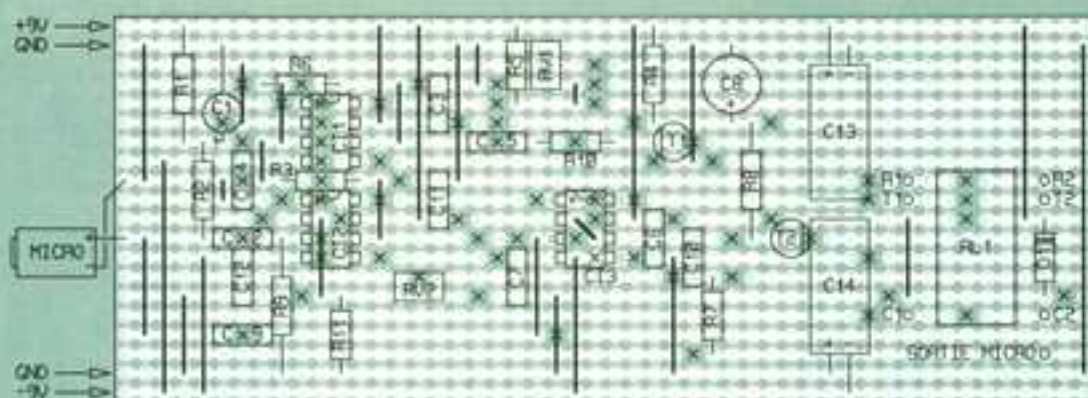
Au repos, la tension de sortie de C_1 étant négative, le transistor est bloqué et son collecteur se trouve à un potentiel égal à celui de la tension

proximative de 18V crête à crête. Le transistor T_1 commute à ce même rythme et décharge ainsi le condensateur C_5 .

Ce dernier n'ayant pas le temps de se recharger à travers la résistance R_4 de forte valeur ($47\text{k}\Omega$), un niveau bas est appliqué sur la base de T_2 , et ce

la valeur de R_4 , en sachant que plus celle-ci sera basse, moins la durée de commutation du relais sera longue. Il faudra trouver le bon compromis.

La diode D_1 protège le transistor T_2 des surtensions induites lors de la coupure de l'alimentation du relais.



3

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

Les deux lignes d'alimentation sont découplées à l'aide de condensateurs de 150 μF (C_{13} et C_{14}).

La réalisation pratique

Afin de permettre au plus grand nombre de nos lecteurs de réaliser ce montage, nous n'avons pas dessiné de circuit imprimé. Le câblage s'effectuera à l'aide d'une carte de type Veroboard, carte livrée déjà percée et pourvue de bandes conductrices horizontales.

La réalisation de maquettes à l'aide de ces cartes est simple pourvu que l'on respecte scrupuleusement les indications portées sur les dessins représentant le verso et le recto de la carte.

Avant toute chose, il conviendra de disposer d'une carte de mêmes dimensions que celle donnée en **figure 2** et représentant le verso du mon-

tage. Il faudra d'abord, à l'aide d'un foret de 4 mm de diamètre, sectionner les pistes aux endroits représentés sur la **figure 2** par l'absence de pastilles ou sur la **figure 3** par une croix.

On débutera le câblage par la mise en place des straps, inévitable lorsqu'on emploie ce type de support. Les résistances seront ensuite mises en place, ainsi que les condensateurs et les semi-conducteurs.

On soudera les supports de circuits intégrés en dernier lieu. Les sorties des contacts du relais et la sortie micro seront effectuées directement sur la platine à l'aide de fils de câblage. Idem pour les fils d'alimentation.

Les essais et les réglages

Ils n'auront lieu qu'après une méticuleuse vérification du circuit. On connectera les alimentations et l'on vérifiera dans l'ordre suivant, et si possible à l'aide d'un oscilloscope :

– la présence du signal en sortie de C_{11} ;

– la présence du signal en sortie de C_{12} et la variation du niveau de sortie de ce dernier par manœuvre de la résistance ajustable RV_2 ;

– le bon fonctionnement du comparateur ainsi que l'enclenchement du relais RL_1 ;

On pourra alors procéder aux deux seuls réglages que comporte le montage. Il faudra en premier lieu régler le niveau de sortie du préamplificateur C_{11} pour cela, en parlant dans le micro, on ajustera le signal de sortie à environ 2 V crête à crête (RV_2).

On passera ensuite au réglage de RV_1 déterminant le seuil d'enclenchement du relais. Toujours en parlant dans le microphone, il faudra manœuvrer la résistance ajustable afin d'obtenir le collage de RL_1 . On vérifiera ensuite que le niveau sonore du haut-parleur du poste CB ne suffit pas à provoquer l'enclenchement du relais.

Patrice OGUC

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés

C_{11} , C_{12} , C_{13} : LF356, LF351

Semi-conducteurs

T_1 : BC547C
 T_2 : BC557C
 D_1 : 1N4001... 1N4007

Résistances

R_1 , R_{11} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_2 : 1,2 k Ω (marron, rouge, rouge)

R_3 , R_5 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_4 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)

R_6 : 33 k Ω (orange, orange, orange)

R_7 : 100 Ω (marron, noir, marron)

R_8 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)

R_9 : 330 k Ω (orange, orange, jaune)

R_{10} : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)

RV_1 : résistance ajustable verticale 10 k Ω

RV_2 : résistance ajustable verticale 100 k Ω

Condensateurs

C_1 : 47 $\mu\text{F}/15\text{V}$
 C_2 , C_3 : 470 nF
 C_4 , C_6 , C_7 , C_{11} , C_{12} : 100 nF
 C_5 , C_{10} : 1 μF
 C_8 : 100 $\mu\text{F}/15\text{V}$
 C_{13} , C_{14} : 150 $\mu\text{F}/15\text{V}$

Divers

RL_1 : relais bobine 9 V
 3 supports 8 broches
 1 micro électret

UN PREAMPLI CORRECTEUR POUR MICRO

A l'aide d'un seul circuit intégré très bon marché de NS, on pourra entreprendre la construction d'un préamplificateur avec correcteur RIAA, suivi d'un petit amplificateur BF d'une modeste puissance de 0,5 W. On pourra remplacer une écoute sur casque par un petit haut-parleur ou sonoriser différemment un poste téléphonique ou station CB.

A - But du montage

On a toujours besoin d'un petit amplificateur chez soi ! Nous ne pensons pas, bien entendu, à un équipement haute fidélité, mais à un simple petit montage d'une puissance modeste, capable d'améliorer la

sensibilité d'un micro ou autre capteur de signal, ou encore pour sonoriser le jouet de votre petit frère.

Si, en outre, on parvient à disposer d'un réglage de tonalité même seulement passif, le montage devient franchement intéressant.

L'utilisation d'un circuit intégré très original de NS simplifiera grandement la mise en œuvre de ce pré-ampli correcteur, suivi d'un étage amplificateur de 0,5 W environ.

B - Analyse du schéma électronique

(Tiré d'une notice d'application de National Semiconductor).

Il est présenté à la **figure 1** et l'on peut remarquer que IC₁ est le seul composant actif, même s'il est représenté par deux blocs distincts repérés IC_{1A} et IC_{1B}, appartenant bien à un seul et unique composant dans un boîtier de 18 broches.

Le signal présenté à l'entrée sur le condensateur C₃ est traité par un étage émetteur-suiveur, construit autour d'un transistor... inclus dans le boîtier de IC₁.

broche 7 = base, broche 6 = collecteur, broche 8 = émetteur.

Cet étage travaille en adaptation d'impédance pour obtenir en sortie une impédance plus faible. Le signal d'entrée est ensuite acheminé à tra-



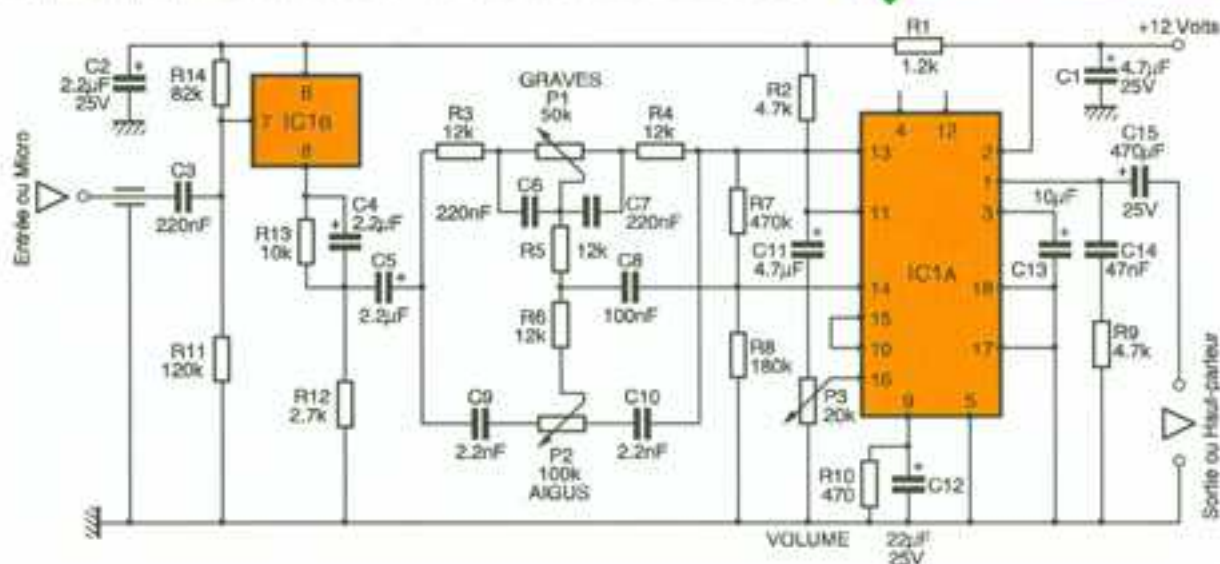
vers le condensateur C₁ vers un classique réseau RC, reconstituant le fameux réglage de tonalité de type Baxandall.

Une relative symétrie peut être observée au niveau de R₃-R₄, C₅-C₇, R₅-R₆, C₈-C₁₀.

L'affaiblissement du signal traité par l'étage correcteur de tonalité sera compensé par l'amplification apportée par deux autres transistors individuels, montés ici en Darlington et inclus eux aussi dans le circuit IC₁, broches 13 et 11 = collecteur commun, 14 = base et 10 = émetteur.

A travers le condensateur chimique C₁₁, on pourra enfin atteindre le potentiomètre de volume P₃, dont le curseur est relié à l'entrée non inverseuse de notre amplificateur final. La puissance de sortie, fort modeste il

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.



UNE TELECOMMANDE DTMF A DEUX CANAUX

La vocation de la Citizen Band réside essentiellement dans la transmission de conversations. Dans le montage proposé, nous en avons en quelque sorte élargi le champ d'application. En effet, pourquoi ne pas télécommander de sa voiture, et bien avant d'arriver à son domicile, l'allumage de l'éclairage extérieur d'abord et l'ouverture de la porte du garage un peu plus tard...



I - Le principe

Pour arriver à réaliser une télécommande fiable, il est nécessaire de passer par l'intermédiaire d'un codage sûr. La DTMF (Dual Tone Multi Frequency), utilisée dans le chiffage téléphonique, en est un. Rappelons que ce type de numérotation, souvent appelé chiffage par fréquences vocales, consiste à superposer pour chaque chiffre deux fréquences sinusoïdales détermi-

nées au plan international. Le risque d'erreur est quasiment nul avec un tel procédé. Dans notre télécommande à deux canaux indépendants, nous avons ainsi retenu quatre chiffres :
 - un premier « marche » du canal 1,
 - un second « arrêt » du canal 1,
 - un troisième « marche » du canal 2,
 - un quatrième « arrêt » du canal 2.
 Le principe réside dans la confection d'un mini-boîtier émetteur, comportant quatre boutons-poussoirs, embarqué dans le mobile et relié à l'entrée « micro » du poste CB. Un second poste fixe et installé à demeure en situation de veille permanente à sa sortie HP reliée à l'entrée d'un boîtier récepteur comprenant deux relais d'utilisation. Par l'intermédiaire des quatre chiffres DTMF évoqués précédemment, il est alors possible de télécommander l'ouverture et la fermeture de ces relais.

Grâce à quatre boutons-poussoirs installés sur le boîtier-récepteur, on peut également, et à tout moment, commander les mêmes fonctions manuellement.

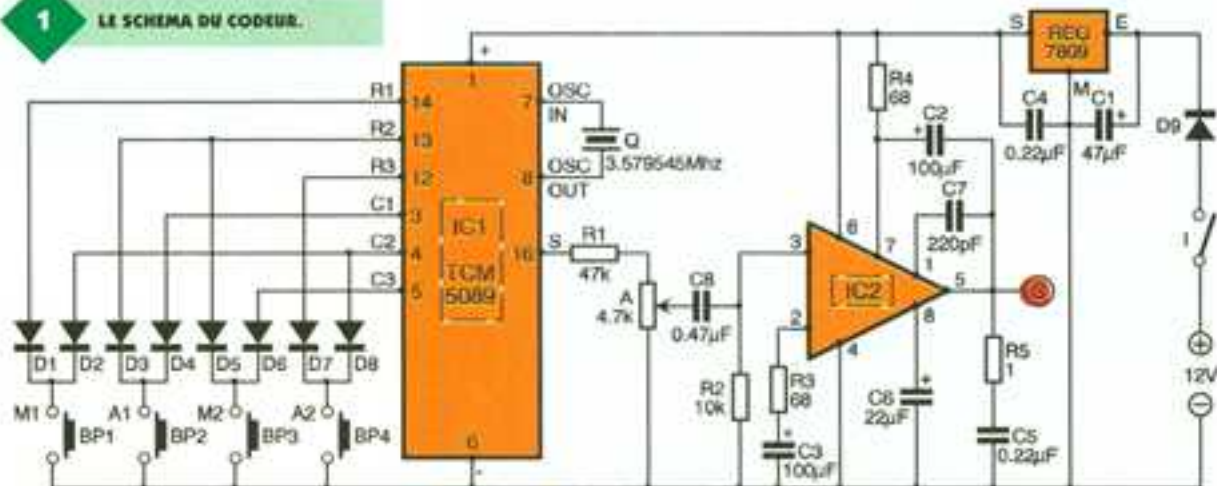
II - Le fonctionnement

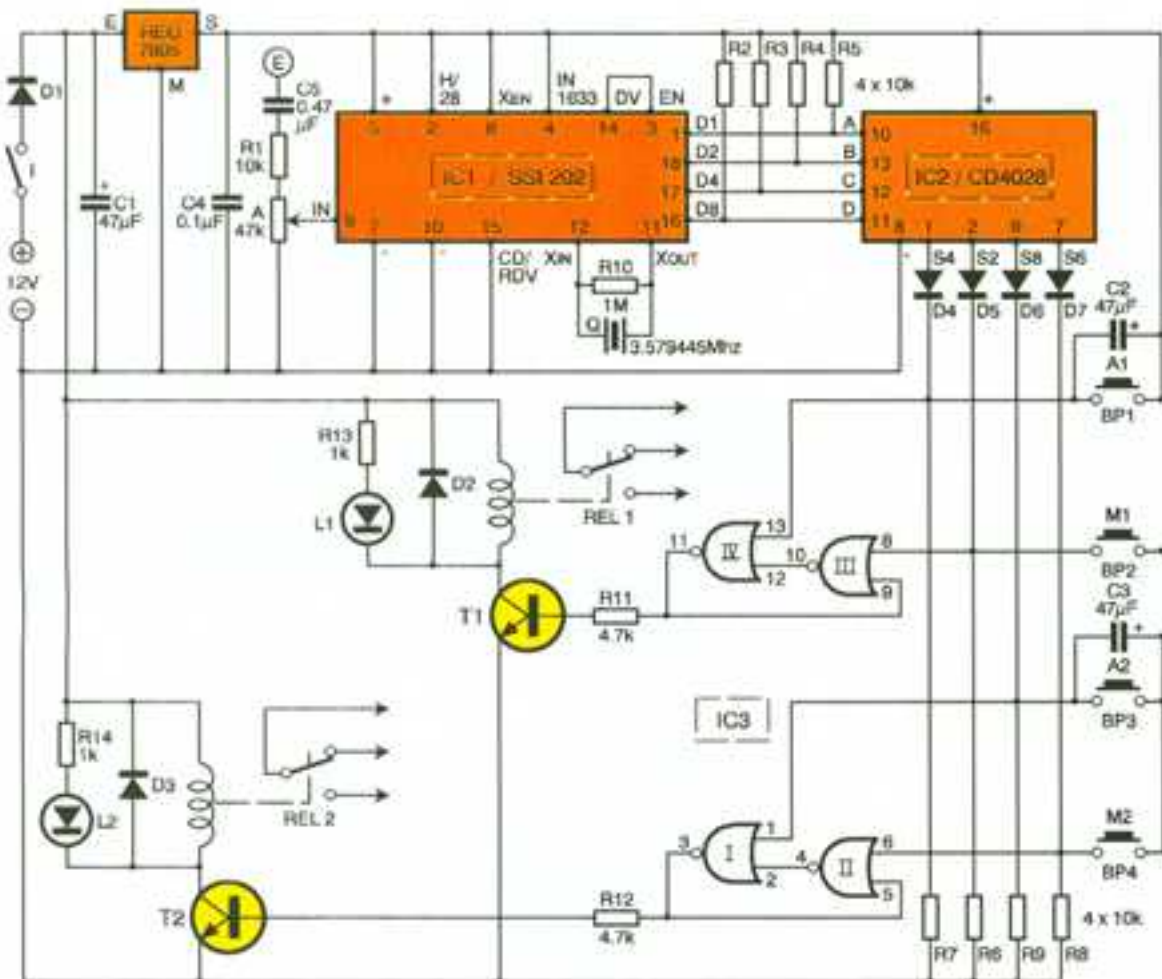
A) L'émetteur (fig. 1)

a) Alimentation

S'agissant d'un module embarqué, la source d'énergie nécessaire au fonctionnement de l'émetteur sera la batterie 12V du véhicule. La diode D_1 fait office de détrompeur de polarité, tandis que la capacité C_1 réalise le filtrage du courant légèrement ondulé par la rotation de l'alternateur lorsque ce dernier tourne. Sur la sortie d'un régulateur 7809, on recueille un potentiel stabilisé à 9V. La capacité C_4 découple l'alimentation du restant du montage.

1 LE SCHEMA DU CODEUR.





2

LE SCHEMA DU DECODEUR.

b) Encodage DTMF

L'opération d'encodage est réalisée par un circuit intégré spécifique, référencé IC₁. Il s'agit d'un TCM 5089 dont nous avons souvent eu l'occasion de parler dans nos colonnes. Au niveau des commandes, il comporte quatre entrées marquées R₁ à R₄ (R comme rangée) et quatre autres entrées référencées C₁ à C₄ (C comme colonne). Les numéros d'ordre de ces rangées et colonnes correspondent à la disposition normalisée des touches d'un clavier téléphonique. Ainsi, en reliant simultanément à un état bas les entrées R₁ et C₁, le circuit TCM 5089 génère une fréquence vocale correspondant au chiffre 6. Il s'agit d'un son musical composé de deux fréquences sinusoïdales de 1477 et de 770Hz.

Dans notre montage, et compte tenu de l'application particulière à laquelle il est destiné, nous utilisons seulement les entrées R₁ à R₃ et C₁ à C₄ pour former quatre canaux :

- canal M1 (relais 1 - marche -) R₁/C₂, soit le chiffre 2 ;
- canal A1 (relais 1 - arrêt -) R₃/C₁, soit le chiffre 4 ;

- canal M2 (relais 2 - marche -) R₂/C₃, soit le chiffre 6 ;
- canal A2 (relais 2 - arrêt -) R₃/C₄, soit le chiffre 8.

Le circuit IC₁ est piloté par un quartz de 3,579545MHz, ce qui lui confère une base de temps interne très précise et conforme aux tolérances exigées internationalement par le système de numérotation DTMF. Les signaux sont disponibles sur la sortie 16.

c) Amplification

Le circuit intégré marqué IC₂ est un TBA 820M. C'est un amplificateur audio, d'une puissance maximale de 2W, ce qui est plus que suffisant pour l'application retenue. Les signaux sont présentés sur l'entrée 3 par l'intermédiaire de la capacité C₂. Grâce au curseur de l'ajustable A₁, il est possible de régler l'amplitude du signal de sortie à la valeur désirée étant donné que l'amplificateur fonctionne à gain constant. Le TBA 820 M comporte un certain nombre de composants périphériques :

- R₇/C₃, qui fixe le gain à une valeur fixe ;
- C₃, qui contrôle la réjection du C₁ ;
- R₈/C₄, qui réalise la contre-réaction nécessaire ;

- C₁, qui agit en compensateur de fréquence.

B) Le récepteur (fig. 2)

a) Alimentation

La source d'énergie est encore caractérisée par un potentiel continu ou ondulé de l'ordre de 12V. Etant donné qu'il s'agit d'un montage à poste fixe, un convertisseur alimenté par le secteur convient parfaitement. Rappelons à ce propos qu'il convient également d'alimenter le poste CB récepteur accouplé à notre boîtier récepteur.

Ce dernier comporte un circuit intégré décodeur imposant un fonctionnement sous un potentiel de 5V. Le régulateur 7805 délivre donc ce potentiel, qu'une capacité C₁ découple de la partie aval du montage. La diode D₁ assure le détrompage.

b) Décodage DTMF → binaire

Le circuit IC₁ est un SSI 202. C'est un décodeur de fréquences DTMF. Les signaux sont entrés sur la broche « IN » (broche 9) avec la possibilité de prélever une fraction plus ou moins grande de leur amplitude grâce au curseur de l'ajustable A. Ces signaux proviennent de la sortie HP du poste CB récepteur, par l'intermédiaire de la capacité C₁.

Le TCM 5089 est piloté par un quartz de la même valeur que celui qui équipe le module émetteur.

Tant que l'entrée 9 ne reçoit de signal reconnu conforme par les circuits internes de contrôle, les sorties D_1 , D_2 , D_3 et D_4 sont au 3^e état, c'est-à-dire découplées de la structure interne du CI. En réalité, elles présentent un niveau logique 1 permanent de repos, à cause des résistances R_2 à R_5 qui les forcent à l'état haut.

En revanche, lorsque des signaux DTMF sont disponibles sur l'entrée 9, les sorties D_1 à D_4 présentent une configuration binaire particulière à chaque chiffre. Ainsi que le chiffre 2, les valeurs binaires des sorties D seront « 0010 » (sens de lecture $D_4 \rightarrow D_1$).

c) Décodage binaire → décimal

Le circuit IC_2 est un CD 4028. C'est un décodeur BCD comportant quatre entrées, A, B, C et D, et dix sorties, S_0 à S_9 . Lorsqu'on présente sur les entrées A, B, C et D, une configuration binaire donnée, par exemple la valeur « 0010 » (sens de lecture D → A), évoquée au paragraphe ci-dessus, seule la sortie S_2 présente un état haut.

Toutes les autres sorties sont alors à l'état bas.

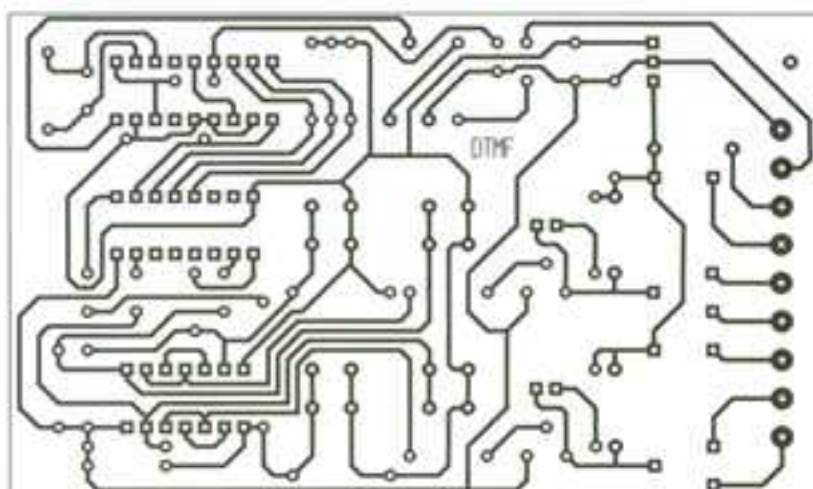
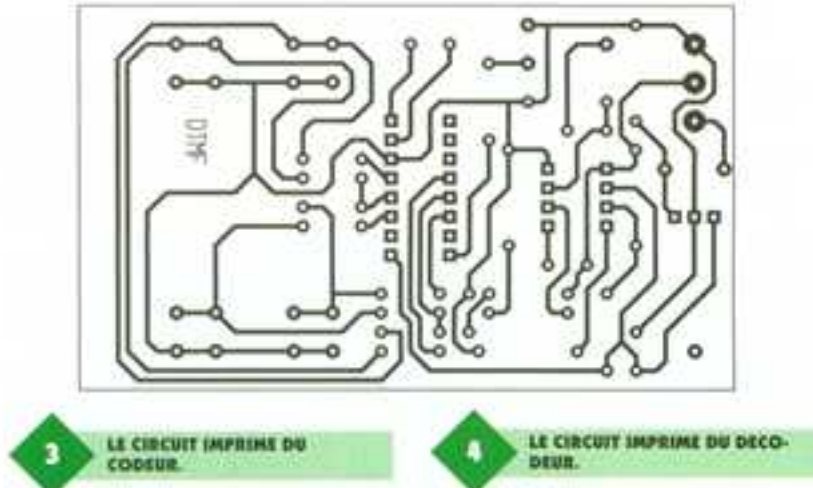
d) Canaux d'utilisation

Les portes NOR III d'une part et III/IV d'autre part forment respectivement deux bascules du type RS (RESET, SET) correspondant chacune à un canal. Prenons à titre d'exemple la bascule R_1 formée par les portes III et IV. Dans une telle bascule, le lecteur vérifiera aisément, en se servant du principe de fonctionnement d'une porte NOR, que :

- toute impulsion positive, même brève, sur l'entrée B a pour conséquence de faire passer la sortie à l'état haut ;
- toute impulsion positive sur l'entrée 13 fait passer la sortie à l'état bas.

En reprenant l'exemple du chiffre 2 déjà évoqué, la diode D_2 , reliée à la sortie S_2 de IC_2 , présente un état haut si l'on appuie sur le bouton M1 de l'émetteur. La bascule RS présente alors un état haut. En appuyant sur le bouton A1 de l'émetteur, ce qui correspond au chiffre 4, la sortie S_4 de IC_2 est activée, ce qui place la bascule RS sur sa position de repos.

A noter qu'il est également possible d'obtenir les mêmes résultats en appuyant sur les boutons BP1 à BP4 du récepteur : c'est la commande manuelle des canaux d'utilisation, à partir du récepteur lui-même. Cette disposition permet de commander les



fonctions contrôlées à poste fixe sans utiliser les postes CB.

Enfin, en cas de coupure de l'alimentation, lorsque cette dernière réapparaît, les capacités C_2 et C_3 se chargent brièvement à travers R_2 et R_3 . Il en résulte une impulsion positive sur les entrées de désactivation des deux bascules. Cette initialisation automatique de la place systématiquement et volontairement sur leur état de repos.

Les transistors T_1 et T_2 comportent dans le circuit collecteur, chacun en ce qui les concerne, un relais 1 RT di-

rectement alimenté par le « plus 12V ». Les diodes D_1 et D_2 protègent les transistors des surtensions de self qui se manifestent essentiellement lors des coupures.

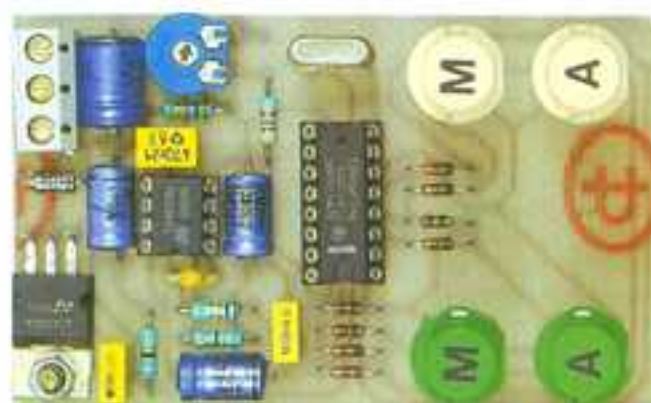
Les contacts d'utilisation peuvent être utilisés pour commander à leur tour les effets désirés : allumage d'éclairages, ouverture de portes, mise en action du chauffage...

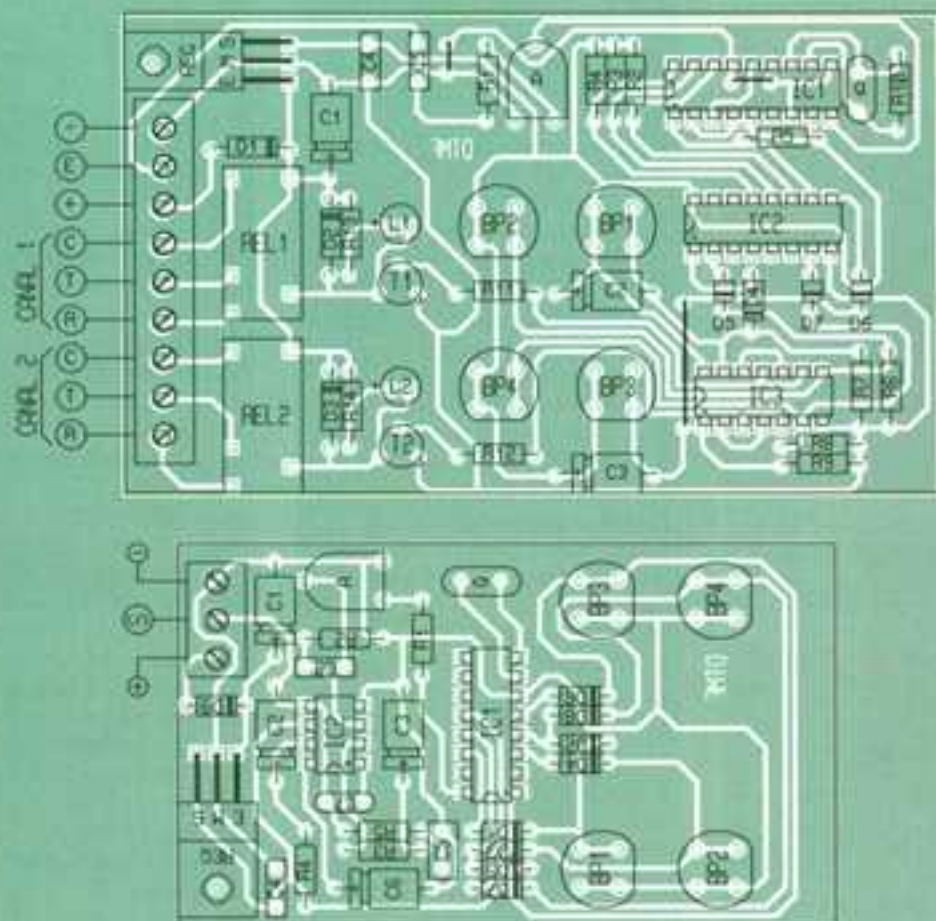
III - La réalisation

a) Circuits imprimés (fig. 3)

Peu de remarques sont à faire à leur sujet. La configuration de leurs pistes n'est pas serrée. Toutes les méthodes usuelles de reproduction

L'ÉMETTEUR.





4

LES IMPLANTATIONS.

peuvent être mises en œuvre : application directe d'éléments de transfert, confection d'un « typon », méthode photographique.

Après gravure dans un bain de perchlore de fer et après un rinçage abondant, toutes les pastilles sont à percer à l'aide d'un foret de 0,8 mm

LE RECEPTEUR.

de diamètre. Certains trous seront à agrandir à 1 ou 1,3 mm, suivant le diamètre des connexions des composants auxquels ils sont destinés.

b) Implantation des composants (fig. 4)

On débutera par la mise en place des quelques straps de liaison. Ensuite, on implantera les résistances, les diodes, les supports de circuits intégrés et les capacités. Attention à l'orientation correcte des composants polarisés.

Dans les montages présentés, les

boutons-poussoirs ont été montés sur rehausses afin de les faire dépasser de la face supérieure des boîtiers.

c) Réglages et mises au point

Les réglages se limitent à agir sur la position des curseurs des ajustables de l'émetteur et du récepteur. Pour ce dernier, la position médiane convient généralement. Pour l'émetteur, on placera le curseur à fond dans le sens horaire. Dans cette situation, l'amplitude du signal délivré est nulle. Par essais successifs, on augmente, par petits paliers, cette amplitude en tournant le curseur dans le sens anti-horaire jusqu'à obtenir un fonctionnement fiable de la télécommande.

Ces essais peuvent d'abord se réaliser en reliant directement la sortie de l'émetteur à l'entrée du récepteur. On n'oubliera pas, dans ce cas, de relier également les « moins » de l'alimentation.

Par la suite, la sortie de l'émetteur est à relier à l'entrée micro du poste CB et l'entrée du récepteur sera branchée sur la sortie HP du poste CB à poste fixe. On sélectionnera un canal CB habituellement peu chargé.

Robert KNOERR





L'ÉMETTEUR PRÊT À FONCTIONNER.

NOMINCLATURE

a) Émetteur

R_1 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)

R_2 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_3, R_4 : 68 Ω (bleu, gris, noir)

R_5 : 1 Ω (marron, noir, or)

A: ajustable 4,7 k Ω

D_1 à D_2 : diodes-signal (1N4148)

D_3 : diode 1N4004

REG: régulateur 9 V, 7809

Q: quartz 3,579545 MHz

C_1 : 47 μ F/10 V électrolytique

C_2, C_3 : 100 μ F/10 V électrolytique

C_4, C_5 : 0,22 μ F milfeuillet

C_6 : 22 μ F/10 V électrolytique

C_7 : 220 pF céramique

C_8 : 0,47 μ F milfeuillet

IC₁: TCM5089 (codeur DTMF)

IC₂: TBA 820M (ampli audio)

1 support 16 broches

1 support 8 broches

Bornier soudable 3 plots

4 boutons-poussoirs à contact travail (pour circuit imprimé)

Boîtier Diptal plastique (86 x 57 x 25)

b) Récepteur

3 straps (1 horizontal, 2 verticaux)

R_1 à R_7 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_{10} : 1 M Ω (marron, noir, vert)

R_{11}, R_{12} : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)

R_{13}, R_{14} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

A: ajustable 47 k Ω

D_1 à D_3 : diodes (1N4004)

D_4 à D_7 : diodes-signal (1N4148)

L_1, L_2 : DEL rouges \varnothing 3

REG: régulateur 5 V, 7805

C_1 : 47 μ F/10 V électrolytique

C_2, C_3 : 22 μ F/10 V électrolytique

C_4 : 0,1 μ F milfeuillet

C_5 : 0,47 μ F milfeuillet

Q: quartz 3,579545 MHz

T_1, T_2 : transistors NPN 2N1711

IC₁: SSI202 (décodeur DTMF)

IC₂: CD4028 (décodeur BCD \rightarrow décimal)

IC₃: CD4001 (4 portes NOR)

1 support 18 broches

1 support 16 broches

1 support 14 broches

Bornier soudable 9 plots

2 relais 12 V/1RT (National)

4 boutons-poussoirs à contact travail (pour circuit imprimé)

Boîtier Diptal plastique (112 x 70 x 22)

MONITEUR D'ALIMENTATION 13,8 V POUR CB

Ce petit module de surveillance de votre tension d'alimentation vous avertira si celle-ci varie autour de 10 %, en plus ou en moins. Il saura éviter à votre transceiver tout dommage à ce niveau.

A - Analyse du schéma électronique

Le poste CB est réglé en usine pour fonctionner sous une tension de 13,8 V exactement. En autorisant une variation de plus ou moins 10 %, nous définissons les seuils extrêmes suivants

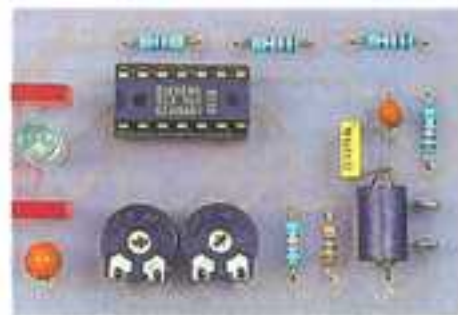
— maximum = 13,8 x 1,1 = 15,18 V

— minimum = 13,8 x 0,9 = 12,42 V

Il suffirait d'exploiter un comparateur à fenêtre pour parvenir à commander 3 DEL définissant d'une part la fenêtre comprise entre les deux seuils, et le franchissement de ces deux seuils d'autre part. Pour ce faire, il sera plus judicieux de mettre en œuvre le circuit intégré TCA 965 de Siemens, qui réalise à merveille ce travail. Notre schéma est proposé à la figure 1.

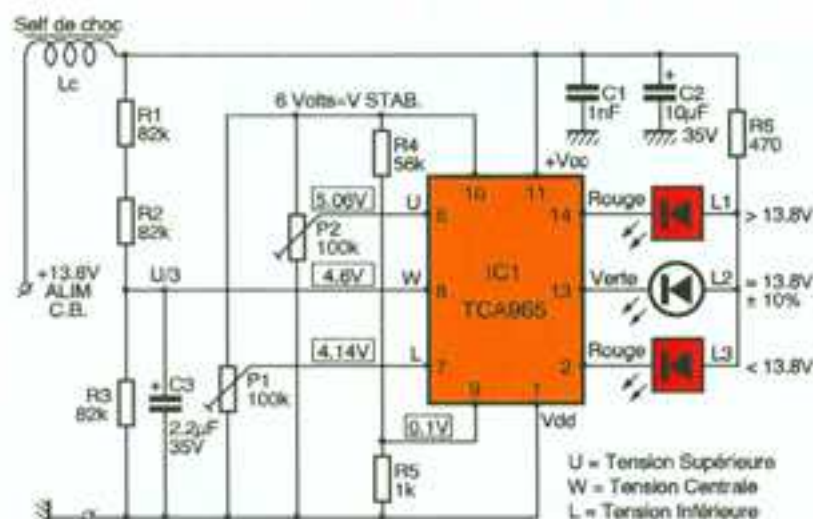
Chacun sait déjà qu'un ampli-op ordinaire utilisé en comparateur verra sa sortie prendre un niveau logique haut si son entrée non-inverseuse (e^+) dispose d'une tension supérieure à celle présente sur l'entrée inverseuse (e^-).

Sur ce principe, il nous suffira d'appliquer à notre circuit intégré IC₁ quelques valeurs de tension bien précises pour récupérer en sortie des seuils logiques exploitables. Premier point important: notre circuit IC₁ délivre sur sa broche 10 une tension précise de 6 V lorsqu'il est lui-même alimenté, entre ses



broches 11 et 1, par la tension que l'on souhaite précisément surveiller, à savoir 13,8 V dans notre cas. Afin de pouvoir travailler avec cette tension de référence de 6 V seulement, il faut en premier lieu appliquer sur la broche 8 (W = window = fenêtre) la tension centrale de notre comparaison, c'est-à-dire celle pour laquelle la sortie 13 sera validée, donc basse. Cette sortie saura allumer la DEL L_3 , verte en l'occurrence, lorsque la tension d'entrée ou son image est conforme à la plage fixée.

En fait, nous allons diviser la tension d'alimentation par le facteur 3 à l'aide du pont diviseur formé par les résistances égales R_1 , R_2 et R_3 . On ob-



1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

tient donc sur cette broche W une tension de 13,8V divisé par 3 = 4,6V.

Le condensateur chimique C₃ évite de faire réagir le montage aux variations de tension trop rapides ou autres parasites. Il est clair qu'il nous faudra également diviser par le facteur 3 la tension appliquée à la broche 6 (U = Upper) correspondant au seuil haut. La broche U recevra, grâce à l'ajustable P₂, une tension de 15,18V divisée par 3 = 5,06V. Toute tension appliquée sur la borne 8 qui sera supérieure à ce seuil va-

lidera la sortie 14 et la DEL rouge L₁. Le même raisonnement s'appliquera sur la broche 7 au niveau bas, qui devra recevoir une tension de 12,42V divisé par 3 = 4,14V. A ce seuil bas correspond l'autre DEL rouge L₃. Un autre détail mérite quelques mots : sur l'entrée 9, il est possible d'appliquer un seuil de tension correspondant à la moitié de l'hystérésis, permettant à ce comparateur à fenêtre de ne pas osciller sans arrêt autour de l'une ou l'autre des tensions de seuil. Sur le schéma, la valeur de l'hystérésis vaudra environ 0,92V, à ajouter aux tensions mini et maxi définies plus haut.

B - Réalisation, réglages

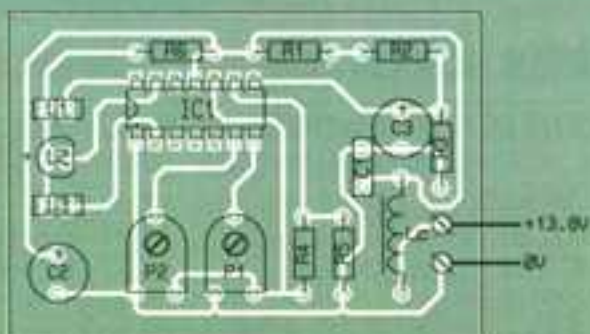
Le tracé du circuit imprimé est donné à la figure 2 et n'exige qu'une plaquette bien minime. Il est possible également de réaliser ce montage sur une plaquette perforée au pas de 2,54 mm. La mise en place des composants ne pose aucun problème si l'on veille à respecter le sens des éléments polarisés. Le réglage du module est aisé et n'exige qu'un multimètre digital et une l'al-

2

LE CIRCUIT IMPRIME.

3

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



mentation variable. Vérifier en premier lieu la tension d'alimentation de 13,8V entre les broches 11 et 1 ; on doit trouver ensuite une tension de 4,6V sur la broche 8. Manœuvrer encore P₂ pour obtenir 5,06V sur la broche 6, puis P₁ pour mesurer 4,14V sur la broche 7.

Voilà, c'est tout. En faisant varier la tension d'alimentation, on verra s'illuminer les différentes DEL. En service, votre moniteur ne devra illuminer que la lampe verte pour votre tranquillité.

Guy ISABEL

LISTE DES COMPOSANTS

IC₁ : comparateur à fenêtre Siemens TCA 965

L₁, L₃ : DEL plate rouge

L₂ : DEL ronde 5 mm, verte

R₁, R₂, R₃ : 82 kΩ (gris, rouge, orange)

R₄ : 56 kΩ (vert, bleu, orange)

R₅ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₆ : 470 Ω (jaune, violet, marron)

P₁, P₂ : 100 kΩ ajustable horizontal, pas de 2,54 mm

C₁ : 1 nF/63 V plastique

C₂ : 10 μF/35 V chimique tantale

C₃ : 2,2 μF/35 V chimique tantale

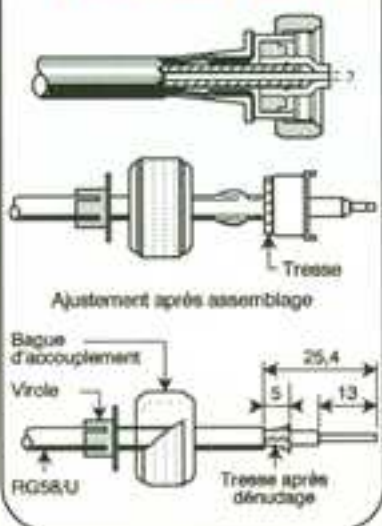
L_c : self de choc = 3 à 5 spires dans ferrite STYLE VK 200

Support 14 broches

2 picots

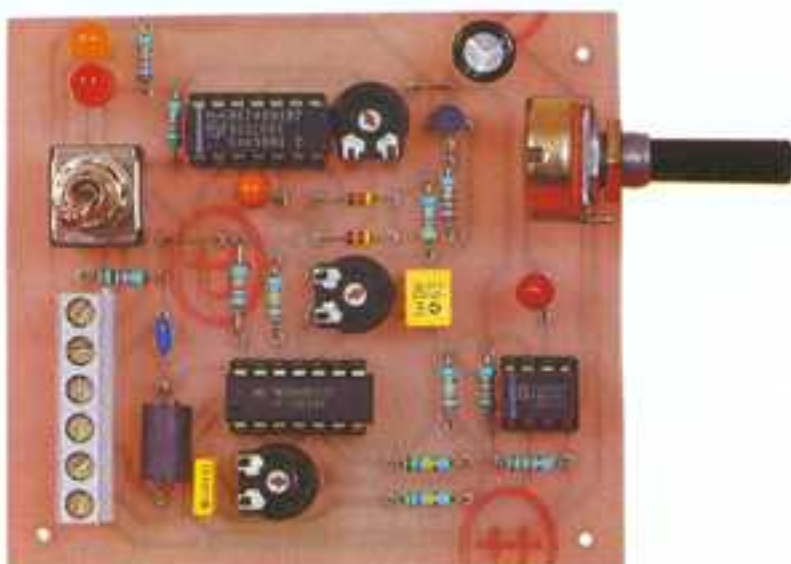
Circuit imprimé ou plaquette perforée au pas de 2,54 mm

Cablage d'une fiche PLCB



CONSTRUIRE UN ROGER-BEEP

Pour marquer la fin d'une transmission entre cibistes ou radioamateurs, il est pratique de générer automatiquement un petit signal sonore spécifique, invitant votre interlocuteur à prendre la parole à son tour, en actionnant son poussoir de micro ou contact PTT (de l'anglais *Push To Talk*).



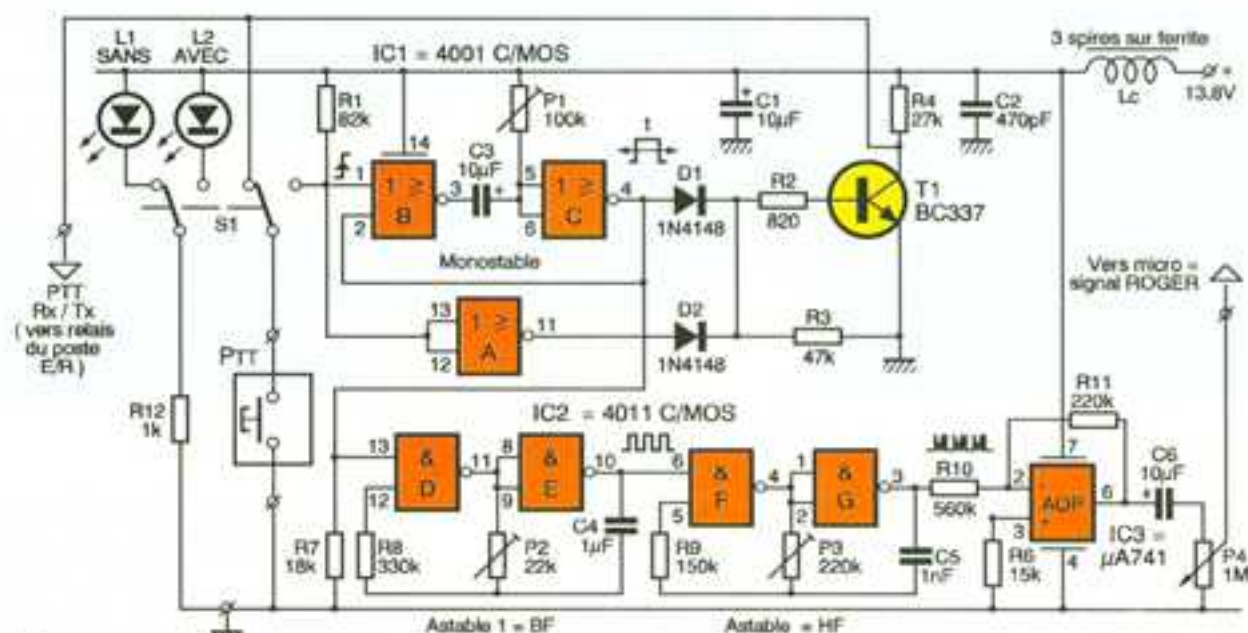
Si votre Tx ne comporte pas un tel aménagement, vous trouverez avec cette maquette de quoi combler facilement cette lacune.

A - Principe

De nombreux amateurs d'électronique pratiquent la CB (de *Citizen Band* = bande des citoyens), que ce

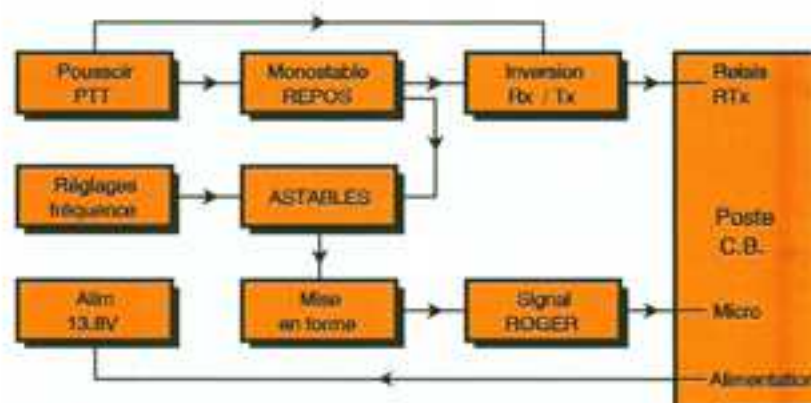
soit dans le cadre de leurs activités professionnelles ou tout simplement comme un loisir. L'administration française tolère à ce jour 40 canaux, avec des fréquences réparties entre 26,965 MHz et 27,405 MHz ; quant à la puissance d'émission, elle est limitée à 2W maxi en émission, puissance très modeste face au matériel plus musclé des radioamateurs déclarés.

Contrairement à une liaison téléphonique qui travaille en Duplex, les liaisons CB s'opèrent en Simplex, c'est-à-dire que quand un des postes est en émission, l'autre est obligatoirement en réception. Pour émettre, on devra actionner le commutateur « émission » se trouvant souvent sur le micro mobile. Il s'agit d'un robuste poussoir noté PTT (= appuyez



PTT = Push To Talk (appuyer pour émettre)
RX = RECEPTION
TX = TRANSMISSION
ROGER = compris?

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.



2 LE PRINCIPE DU MONTAGE.

pour émettre). En relâchant ce poussoir, le poste est prêt pour la réception. Cette procédure exige une parfaite coordination des conversations et le jargon des aviateurs nous a déjà permis d'entendre le terme « Roger » (on prononce rodjeur !), pour signifier bien compris ou bien reçu. En fin de conversation, on ajoute souvent le couple « A vous » pour indiquer que l'on passe de suite en réception.

Or certains postes de trafic disposent d'une petite option qui génère automatiquement un petit signal audible personnalisé, en fin d'émission. On appelle cet équipement un Roger-Beep. Et c'est précisément l'objet de notre réalisation qui pourra compléter votre équipement s'il n'en dispose pas. Bien entendu, la durée du petit jingle émis sera réglable, ainsi que la fréquence précise du signal, qui constituera bientôt sur les ondes une véritable signature de son utilisateur, très vite reconnu par son Roger-Beep personnel.

B – Analyse du schéma électronique

L'alimentation traditionnelle des postes CB mobiles est la batterie du véhicule automobile, c'est-à-dire une tension continue de 12V et plus si le moteur tourne. Le matériel est prévu pour fonctionner sous une tension nominale de 13,8V, et le réglage du Tx sera optimisé pour cette valeur précise. Pour une station fixe, l'alimentation prélevée à partir du secteur devra également délivrer cette tension, avec une intensité de 4A environ. On trouvera à la **figure 1** notre schéma, avec une cellule de filtrage en tête, constituée globalement d'une petite self de choc et des condensateurs C_1 et C_2 . Il s'agit en somme de détecter le moment exact où l'utilisateur relâche le poussoir PTT, dont le rôle exact est

de délivrer un état logique sur le relais assurant la commutation Rx/Tx, c'est-à-dire réception/transmission. Un niveau haut est maintenu lorsque le poste est en veille, c'est-à-dire en attente d'une réception. D'ailleurs, la résistance R_4 assure un meilleur fonctionnement par une liaison directe de la sortie Rx/Tx au pôle positif de l'alimentation.

Si l'inverseur bipolaire noté S_1 est dans la position du schéma, c'est-à-dire **sans** Roger-Beep (= DEL L_1 allumée), on constate qu'une pression sur le poussoir PTT met à la masse la ligne Rx/Tx aussi longtemps que l'on veut parler dans le micro. Cette position du commutateur S_1 met totalement hors service notre générateur de bip et garde au poste CB son fonctionnement initial. En actionnant l'inverseur S_1 de l'autre côté, on allume la DEL L_1 signalant que le Roger-Beep est prêt à fonctionner. Une pression sur le poussoir PTT porte au niveau bas l'entrée de la porte inverseuse A, qui délivre sur sa sortie 11 un état haut, appliqué de suite à travers D_2 et R_5 vers la base de T_1 . Celui-ci devient passant et porte à son tour à la masse la ligne de contrôle Rx/Tx. On peut donc émettre aussi long-

temps que le poussoir PTT est fermé. Que se passe-t-il en fin d'émission ? Le poussoir doit être relâché, ce qui provoque sur l'entrée 1 de la porte NOR B un front montant déclenchant le monostable classique formé par les portes NOR B et C précisément. Un bref signal positif est recueilli à la sortie 4 de la porte C, dont la durée dépend des éléments C_3 et P_1 . Ce signal positif est acheminé lui aussi vers le transistor, à travers D_1 cette fois-ci.

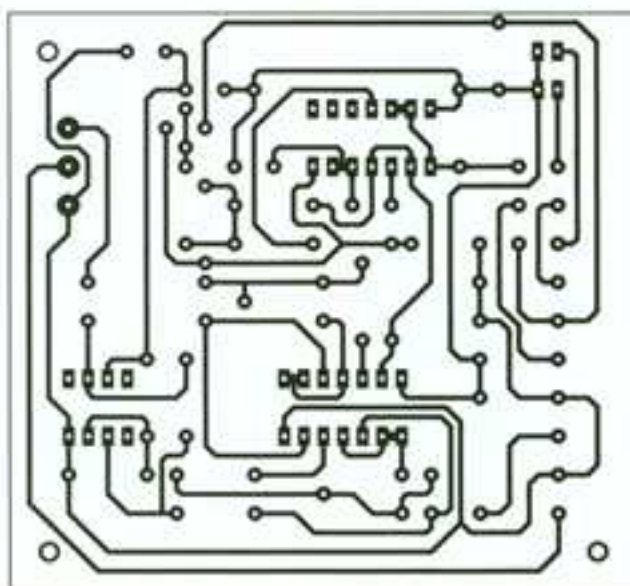
Le poste reste encore un bref instant en émission, et c'est pendant ce court instant qu'il nous faut produire un signal audible sur les ondes. Cela reste aisé à l'aide des deux astables construits autour de quelques portes NAND. L'astable 1 de modulation BF est validé précisément par le signal positif issu du monostable, et module à son tour la fréquence aiguë issue de l'astable 2. Un réglage précis est possible sur les ajustables P_2 et P_3 . Le signal composite est transmis à travers la résistance R_{10} vers un ampli-op à faible gain, chargé de distribuer le signal à travers le potentiomètre de volume P_4 vers le micro, par une liaison directe.

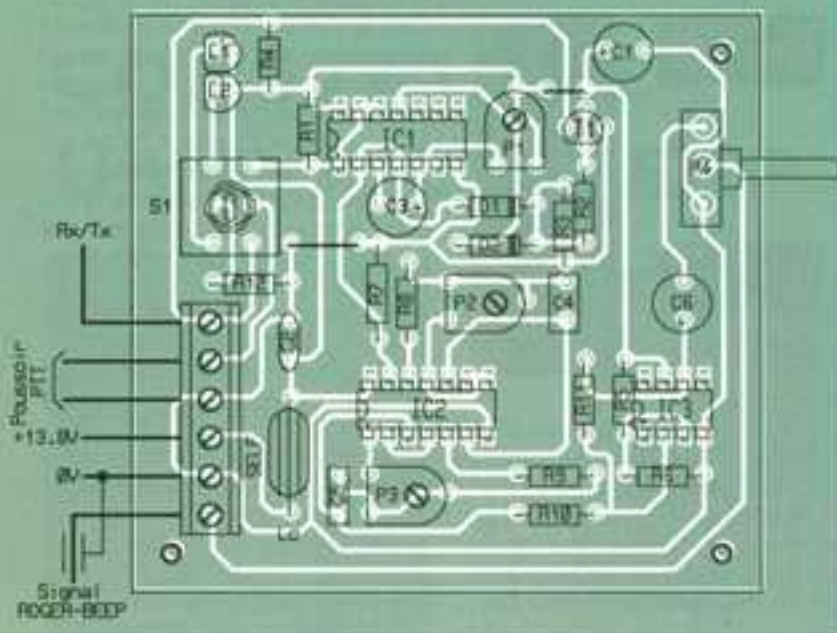
Le tour est joué : le signal Roger est émis automatiquement à chaque fois que le poussoir PTT est relâché, simplifiant la procédure de communication entre cibistes.

C – Réalisation pratique

Tous les composants ont été regroupés sur une plaquette de dimensions modestes. On trouvera le tracé des pistes à la **figure 2**. Après gra-

3 LE CIRCUIT IMPRIME.





4

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

vure au perchlore de fer tiède, on devra passer par un sérieux rinçage avant de procéder à tous les perçages, prévoir un diamètre plus grand pour les bornes, le potentiomètre P_1 , les autres ajustables et l'in-

verseur bipolaire. Les supports pour les trois circuits intégrés sont conseillés. La self de choc sera simplement constituée d'une petite perle en ferite dans laquelle on effectue quelques tours d'un fil étamé. Il ne reste plus qu'à relier ce module à votre matériel en procédant avec soin et attention.

Guy ISABEL

LISTE DES COMPOSANTS

a) Semi-conducteurs

IC₁ : quadruple NOR CMOS 4001
IC₂ : quadruple NAND CMOS 4011
IC₃ : ampli-op 741 DIL 8
L₁ : diode DEL 5 mm orange ou jaune
L₂ : diode DEL 5 mm rouge
D₁, D₂ : diode commutation 1N4148
T₁ : transistor NPN BC 337

b) Résistances (toutes valeurs 1/4 W)

R₁ : 82 k Ω (gris, rouge, orange)
R₂ : 820 Ω (gris, rouge, marron)
R₃ : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
R₄ : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
R_{5, R₆} : 15 k Ω (marron, vert, orange)
R₇ : 18 k Ω (marron, gris, orange)
R₈ : 330 k Ω (orange, orange, jaune)

R₉ : 150 k Ω (marron, vert, jaune)
R₁₀ : 560 k Ω (vert, bleu, jaune)
R₁₁ : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
R₁₂ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
P₁ : ajustable 100 k Ω
P₂ : ajustable 22 k Ω
P₃ : ajustable 220 k Ω
P₄ : potentiomètre 1 M Ω B

c) Condensateurs

C₁ : chimique 10 μ F/25 V
C₂ : céramique 470 pF
C₃ : chimique tantale 10 μ F/35 V
C₄ : 1 μ F
C₅ : 1 nF/63 V
C₆ : chimique tantale 10 μ F/35 V

d) Divers

2 supports 14 broches
 1 support 8 broches
 Bloc de 6 bornes vissésoudé, pas de 5,08 mm
 Inverseur bipolaire à levier
 Lc : self de choc (voir texte)
 type VK 200
 Prévoir boîtier métallique

L'utilisation de postes CB en stations fixes crée de nombreuses perturbations dans l'environnement immédiat du lieu de l'émission. Les plus couramment rencontrées sont le passage de la HF dans le réseau EDF et le brouillage de la réception sur les téléviseurs.

Afin de lutter contre ces désagréments, nous vous proposons la réalisation de trois filtres qui permettront d'atténuer ces effets indésirables et même de les supprimer.

Le filtre secteur

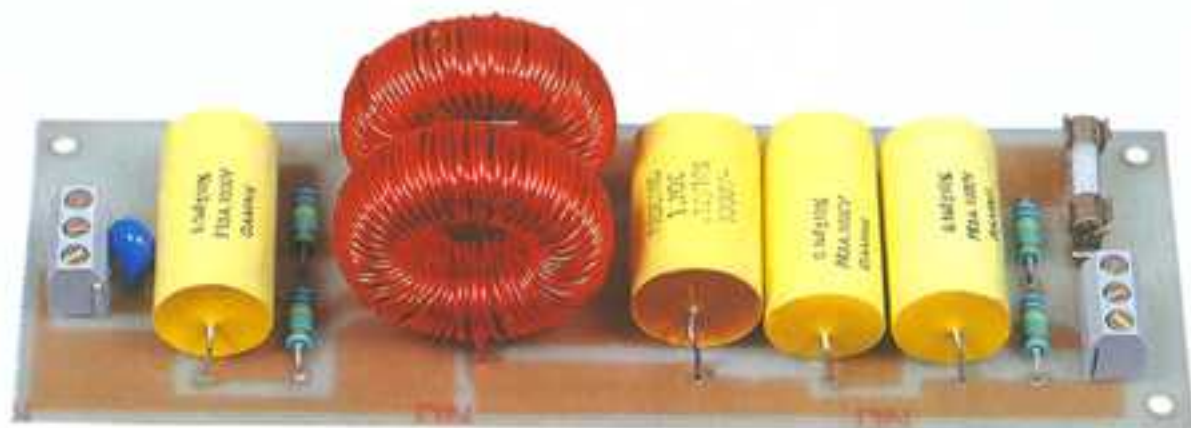
Ce filtre est destiné à éviter toute remontée des ondes HF dans le réseau EDF, mais il permettra également de protéger le matériel branché sur celui-ci contre les parasites et les surtensions véhiculées par le secteur 220 V.

Le schéma de principe du filtre est donné en figure 1. La tension alternative rencontrée d'abord un varistor (de type SO7K250) dont le rôle est d'atténuer très fortement les surtensions susceptibles d'être amenées par les fils du secteur. On trouve ensuite C_1 et une résistance de forte valeur (R_1) dont le rôle est la décharge des condensateurs. Deux selfs (L_1 et L_2) sont ensuite placées en série dans chaque fil de l'alimentation, et qui constituent avec les divers condensateurs (C_1, C_2, C_3 et C_4) un filtre passe-bas destiné à bloquer les ondes haute fréquence. Une seconde résistance (R_2) a été placée après les selfs et joue le même rôle que R_1 . Un fusible est connecté en sortie et permet de ne pas dépasser le courant que peut véhiculer les fils utilisés pour le bobinage des selfs.

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en figure 2. Il faudra respecter le tracé des pistes et le meilleur moyen de reproduction sera alors la photocopie sur transparent plastique. On utilisera le schéma d'implantation donné en figure 3 afin de réaliser le câblage.

FILTRES CONTRE LES PERTURBATIONS

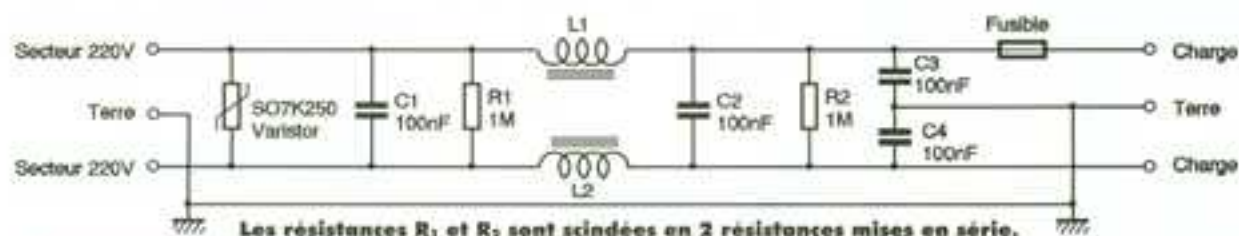


Les quatre condensateurs (C_1 , C_2 , C_3 et C_4) seront implantés en premier lieu. Leur tension de service devra être au minimum de 1 000 V continu afin de supporter la tension de 220 V alternative qui leur sera appliquée. Le circuit imprimé prévoit la possibilité, pour R_1 et R_2 , de l'implantation d'une seule résistance ou de deux résistances en série. Ces dernières devront également pou-

voir supporter la tension qui leur sera fournie. Les deux selfs seront des modèles toriques utilisés pour l'anti-parasitage des montages à triacs et qui peuvent supporter un courant minimal de 2 A. Leur valeur sera comprise entre 100 μ H et 300 μ H. Ces selfs se trouvent assez facilement chez beaucoup de détaillants en matériel électronique. Le câblage terminé, il faudra vérifier les soudures du circuit imprimé afin de détecter le moindre court-circuit entre pistes adjacentes qui se traduirait à la mise sous tension par une belle étincelle. Les essais ne pour-

Un filtre pour téléviseur

Il arrive bien souvent que les ondes HF émises par un matériel CB perturbent la réception sur les téléviseurs qui se trouvent dans l'entourage immédiat dudit poste. Ces perturbations peuvent se traduire soit par un brouillage de l'image, soit par la réception de la voix de l'opérateur CB,



1

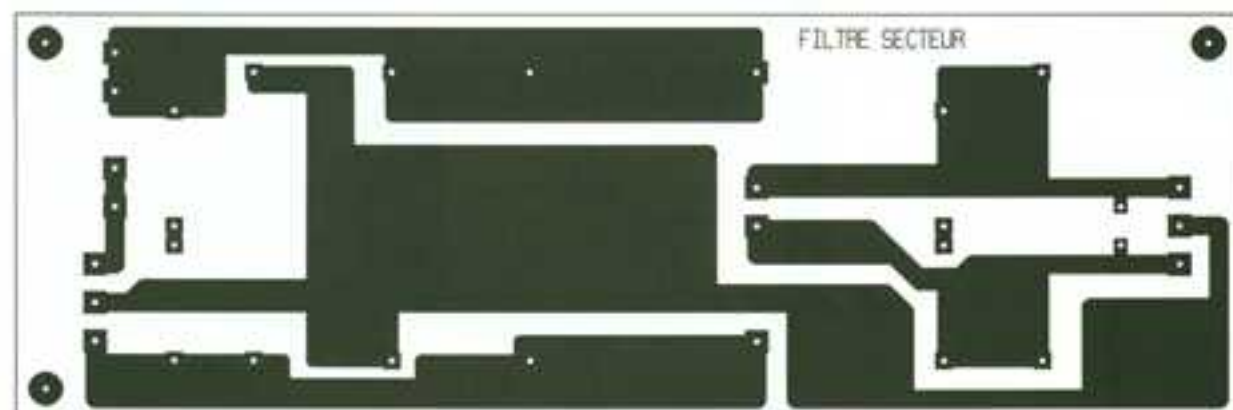
LE SCHEMA DE PRINCIPE.

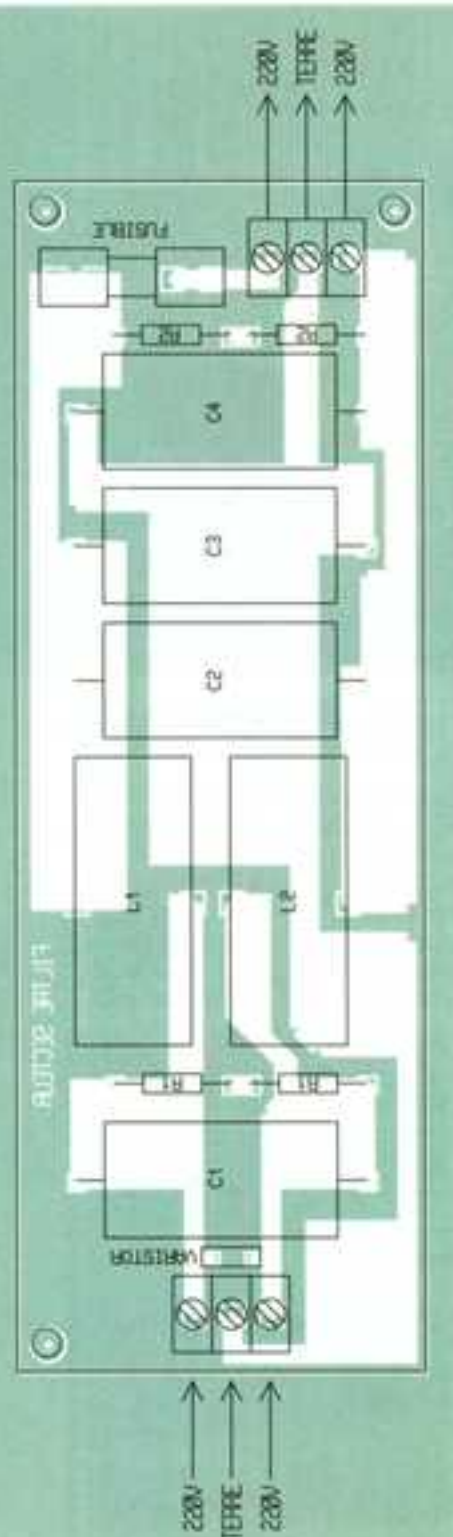
ront être réalisés que par la mise en place entre le réseau EDF et le matériel d'émission du filtre. Les éventuelles perturbations causées par le fonctionnement du poste CB avant la fabrication du filtre devraient être très fortement atténuées ou même complètement disparaître.

et bien souvent par les deux en même temps. Cela est dû aux harmoniques du signal haute fréquence calé sur 27 MHz qui sont détectées par le tu-

2

LE CIRCUIT IMPRIME.





3 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

ner du téléviseur. Il existe deux moyens principaux afin d'éviter ces fâcheuses interférences : on peut soit réduire le rayonnement parasite à l'émission par la mise en série entre l'antenne et l'émetteur d'un filtre passe-bas atténuant fortement les harmoniques émises, soit intercaler un filtre entre l'antenne de réception du téléviseur et ce dernier. Cette

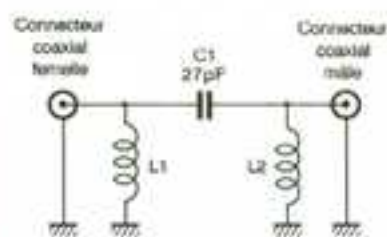
dernière solution est celle que nous préconisons lorsque l'émetteur brouilleur ne peut être localisé.

Le schéma de principe

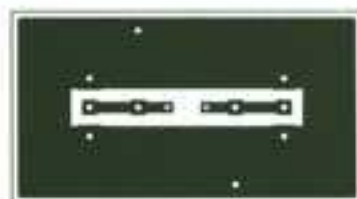
Le schéma d'un tel filtre est représenté en **figure 4**. On ne peut faire plus simple : un connecteur d'entrée pour l'arrivée du câble d'antenne, un filtre en PI et un connecteur de sortie pour le câble allant à l'entrée antenne du téléviseur. Le filtre en PI est un filtre passe-haut qui permet d'atténuer les signaux de fréquence inférieurs à environ 40 MHz. Si un seul filtre ne donne pas le résultat escompté, il est tout à fait possible d'en disposer plusieurs en série : un filtre donnera une atténuation approximative de -6 dB à 27 MHz, alors que trois à quatre filtres mis en série donneront une atténuation de -25 dB à 27 MHz.

La réalisation

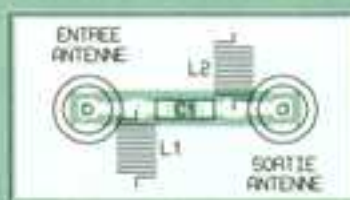
Le dessin du circuit imprimé de très faibles dimensions est donné en **figure 5**. La **figure 6** représente le



4 LE SCHEMA DE PRINCIPE DU PASSE HAUT.



5 LE CIRCUIT IMPRIME DU FILTRE PASSE HAUT.

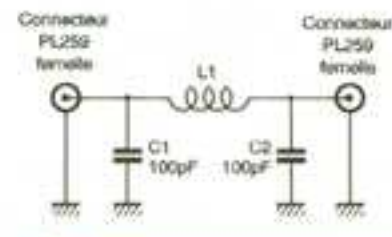


6 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS DU FILTRE PASSE HAUT.

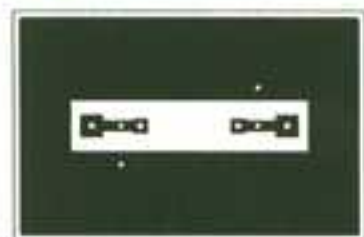


7 LE FILTRE PASSE HAUT.

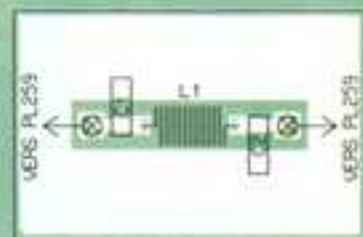
schéma d'implantation. La prise d'entrée de l'antenne sera soudée côté époxy, alors que le connecteur de sortie le sera côté cuivre, ce qui facilitera la mise en place des deux câbles (arrivée et départ). Une fois réalisé, le montage sera inséré dans un petit boîtier entièrement métallique dans lequel on aura pratiqué deux trous pour le passage des connecteurs. Le câble reliant le filtre au téléviseur sera de la plus petite dimension possible (une quinzaine de centimètres).



7 LE SCHEMA DE PRINCIPE DU PASSE BAS.



8 LE CIRCUIT IMPRIME DU FILTRE PASSE BAS.



7 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS DU FILTRE PASSE BAS.



LES FICHES PRENNENT PLACE
DESSUS ET DESSOUS.



LE FILTRE PASSE BAS.



LES FICHES PL SONT PREVUES
POUR VENIR ENTRE LE TX ET
L'ANTENNE.

Un filtre réducteur d'harmoniques

Lorsque l'émetteur générateur de nuisances est connu, on peut alors agir directement sur le signal HF qu'il émet. Il suffit d'intercaler, entre la sortie antenne et l'antenne, un filtre qui réduira le plus possible les harmoniques du signal 27 MHz et qui respectera obligatoirement l'impédance de charge qui est de 50 Ω .

Le schéma de principe est donné en **figure 7** et apparaît aussi simple que le filtre pour téléviseur. Il s'agit d'un filtre en PI passe-bas qui atténue fortement le signal HF à partir de 50 ou 60 MHz. Comme pour le premier montage, plusieurs de ces filtres peuvent être disposés en série et l'on obtiendra alors une atténuation approximative de -12 à -13 dB ; deux circuits atténueront les harmoniques d'environ -40 dB, et trois filtres procureront -60 dB.

La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 8** et le schéma d'implantation l'est en **figure 9**. Rien de bien compliqué dans la réalisation n'est à craindre, mis à part la self qui devra être réalisée avec soin, en respectant les indications données dans la nomenclature des composants.

Patrice OGUIC

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

FILTRE SECTEUR

Résistances

R_1, R_2 : 1 M Ω à 2 M Ω

Condensateurs

C_1, C_2, C_3 et C_4 : 100 nF

Divers

L_1, L_2 : selfs d'antiparasitage
(voir texte)

1 support pour fusible et

1 fusible 2 A

1 varistor SO7K250

2 borniers à vis à trois
positions

FILTRE TV

1 connecteur TV mâle pour
circuit imprimé

1 connecteur TV femelle
pour circuit imprimé

1 condensateur de 27 pF

L_1 et L_2 : 8 spires de cuivre
émaillé de 45/100 sur un

diamètre de 4 mm

1 boîtier métallique

FILTRE EMETTEUR

2 connecteurs PL259 femelle
pour châssis

2 condensateurs de 100 pF

L_1 : 11 spires de cuivre

émaillé 45/100 sur diamètre

4 mm

1 boîte métallique

MESURES SUR LES EMETTEURS

Il est intéressant, lorsque l'on dispose d'un poste CB, de connaître certaines données, telles la puissance et la fréquence d'émission. Cette dernière donnée est d'une grande importance afin de savoir si un émetteur est bien calé sur la fréquence du canal indiqué par les afficheurs de l'appareil.

Dans ce but, nous vous proposons deux montages simples mais fort utiles.

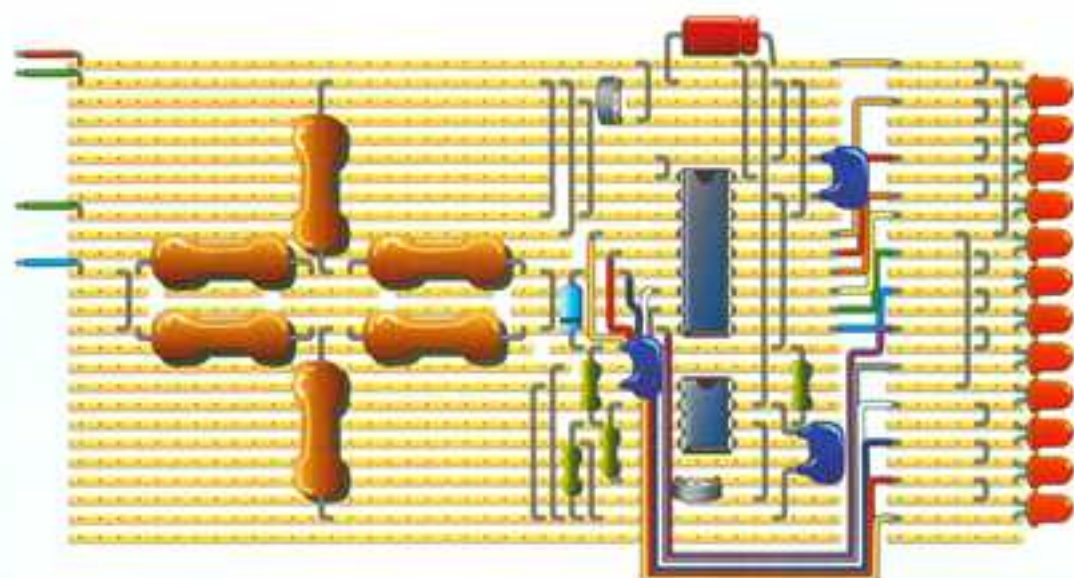
Un wattmètre à indicateurs lumineux

De nombreuses réalisations de wattmètres sont proposées aux amateurs électroniciens. La quasi-totalité de ceux-ci font appel à un galvanomètre comme indicateur de lecture. Il nous est apparu plus fonctionnel de proposer un affichage par DEL, affichage qui peut être aperçu à plusieurs mètres de distance.

Le schéma de principe est donné en **figure 1**. Le signal disponible en sortie de l'émetteur parvient à un filtre en T procurant un affaiblissement de -20 dB. L'atténuateur est calculé de façon à présenter une impédance

de 50 Ω et ainsi ne perturbe pas le fonctionnement de l'appareil qui lui est connecté. Cette atténuation est rendue obligatoire par la faible puissance que peut « encaisser » la diode D_1 . Cette diode redresse le signal HF et le condensateur C_1 filtre la tension continue.

Cette tension est injectée dans l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel Cl_1 , un CA 3140E, configuré en amplificateur non-inverseur dont le gain peut être ajusté entre approximativement 1 et 45, à l'aide de R_2 et de RV_1 . Le type de cet AOP devra être respecté car il peut fonctionner avec une tension d'alimentation unique, ce qui n'est pas le cas de la plupart des amplificateurs opérationnels. La tension continue disponible en sortie de Cl_1 parvient au voltmètre à DEL que la plupart de



L'APPLICATION IMPLANTÉE EN VEROBOARD DU WATTMETRE.

nos lecteurs connaissent pour l'avoir utilisé à de nombreuses reprises, $C1_2$, un UAA 180. Celui-ci contient toute l'électronique nécessaire à l'alimentation des diodes indicatrices, et cela sans résistances de limitation de courant. La tension à mesurer est injectée en broche 17. La broche 16 est la broche de référence de tension minimale, et lorsqu'elle est connectée à la masse, le voltmètre fonctionnera donc à partir de 0V. La broche 3 est la broche de référence de tension maximale et la résistance ajustable RV_2 sera utilisée pour régler ce seuil.

La réalisation pratique

La réalisation fera appel à une plaquette Veroboard. Le dessin d'im-

plantation est donné ci-dessus. La **figure 2** indique le dessous de la plaque, côté pistes cuivrées, et indique les diverses coupures qu'il y a lieu d'effectuer avant la mise en place des composants. Ces coupures sont également indiquées du côté implantation par des petites croix.

On commencera le câblage par la mise en place des straps, puis des résistances et des condensateurs. Les deux circuits intégrés seront obligatoirement placés sur des supports, ce qui facilitera leur remplacement en cas de besoin.

Les DEL ne seront pas soudées sur le circuit principal, mais sur un circuit annexe, ce qui facilitera leur mise en place. Le dessin d'implantation donne le numéro des différentes broches du circuit intégré $C1_2$ auxquelles elles devront être connectées à l'aide de fil de câblage. La plaquette supportant les DEL pourra ainsi être placée à l'endroit choisi par

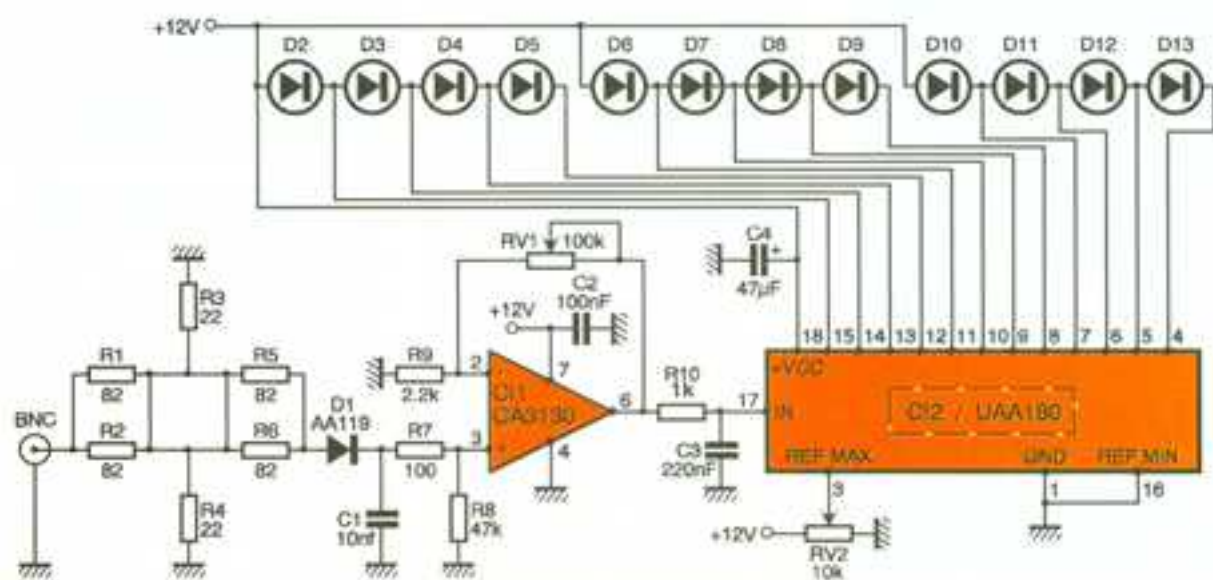
le réalisateur du montage (en principe sur une des faces du coffret dans lequel prendra place le montage).

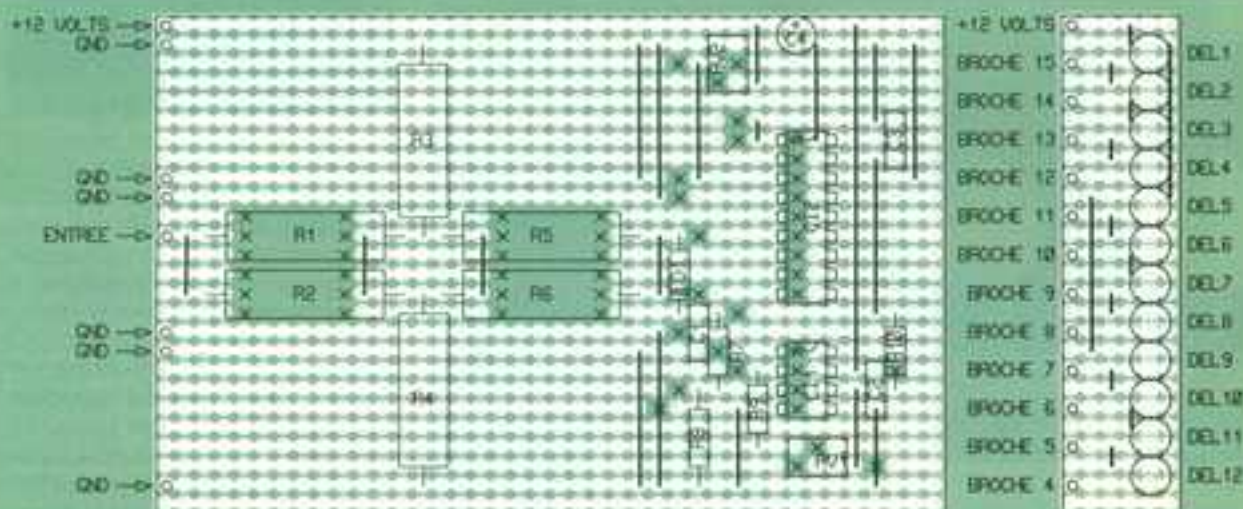
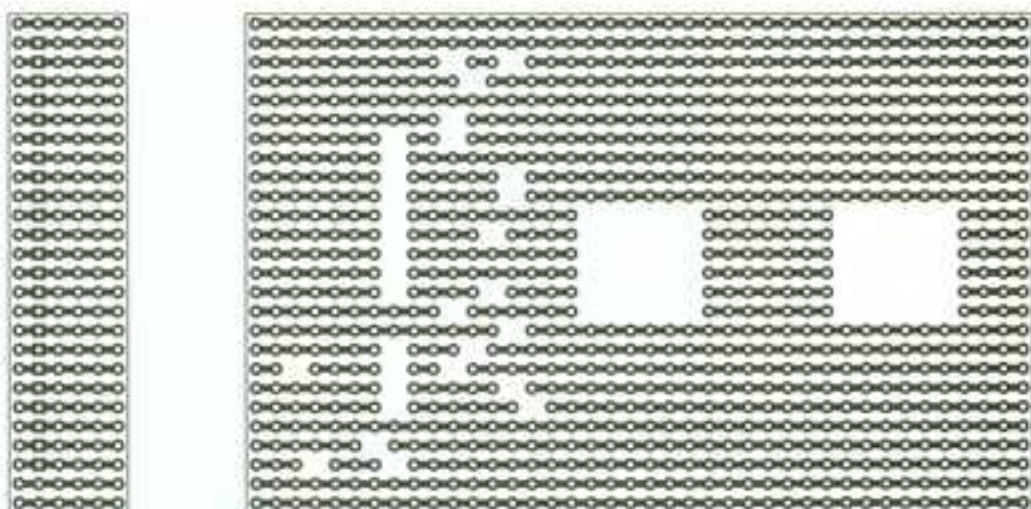
Les essais et les réglages

On vérifiera tout d'abord le câblage et qu'aucun court-circuit n'existe, ce qui peut arriver avec le type de support employé (plaquette Veroboard). On connectera une tension d'alimentation de +12V au montage et l'on connectera sur son entrée la sortie antenne de l'émetteur. Avant de passer en émission, il faudra positionner complètement le curseur de la résistance ajustable RV_1 du côté de R_9 . Le gain de $C1_2$ sera alors d'environ 1. Le curseur de RV_2 , quant à lui, aura son curseur du côté +12V.

1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.





3/4

LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

On passera alors en émission et, à l'aide de RV_2 , on fera en sorte que la DEL D_{11} soit à la limite de l'éclairage et de l'extinction, cela pour un émetteur de 4W. Si la puissance d'émission devait être plus faible (1W ou moins), il y aurait lieu dans ce cas d'augmenter le gain de l'amplificateur C_1 en jouant sur la résistance ajustable RV_1 .

Cette façon de procéder est la plus simple et ne donne qu'une indication sur la puissance émise. Si l'on désire une meilleure précision, il y aurait lieu de procéder à l'étalonnage du montage à l'aide d'un wattmètre de précision que l'on pourrait emprunter.

Mesure de la fréquence d'un émetteur

Le petit montage que nous vous proposons maintenant permet la mesure de la fréquence d'émission d'un appareil CB. En fait, il serait plus jus-

te de décrire ce montage comme un adaptateur de mesure qui devra être intercalé entre l'émetteur et le fréquencemètre utilisé. Une fois connecté, il pourra rester en place car il n'apporte aucune perturbation à l'émission.

Le schéma de principe est représenté en **figure 3** et apparaît très simple. Le signal HF parvient à l'un des connecteurs PL 259 et rejoint le second à l'aide d'un fil en cuivre. Afin de prélever une infime partie du signal, un enroulement de quelques spires est bobiné autour de ce fil de cuivre. On récupère ainsi par induction l'onde HF. L'une des extrémités de la bobine est connectée à la masse et la seconde rejoint le condensateur C_1 de 10 nF. L'autre extrémité de C_1 est reliée à un connecteur RCA, et c'est à cet endroit que sera connectée l'entrée du fréquencemètre.

La réalisation pratique

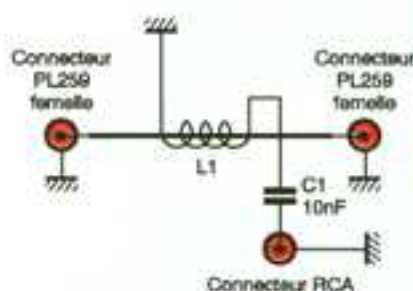
Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 4** et la disposition des composants est dessinée en **figure 5**. L'arrière des connecteurs

PL 259 devra être disponible du côté époxy, le côté cuivre faisant office de plan de masse. Le connecteur RCA sera monté de la même façon. La bobine prélevant le signal sera fabriquée à l'aide d'un morceau de fil de câblage rigide de 5/10 mm et sur un diamètre de 3 mm à 4 mm, elle comporte 3,5 spires. Elle devra être

VUE SUR LES FICHES.

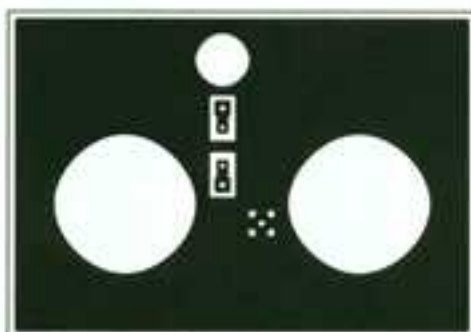


VUE COTE DE LA SONDE.



3

LE SCHEMA DE PRINCIPE.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

WATTMETRE

Circuit intégrés

C₁ : CA3140E

C₂ : UAA180

Semi-conducteurs

D₁ : AA119, BAT81

D₂ à D₁₂ : diodes électroluminescentes rouges

Résistances

R₁, R₂, R₃, R₄ : 82 Ω (carbone aggloméré) 2 W (gris, rouge, noir)

R₅, R₆ : 22 Ω (carbone aggloméré) 2 W (rouge, rouge, noir)

R₇ : 100 Ω (marron, noir, marron)

R₈ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R₉ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

R₁₀ : de 1 à 10 kΩ (1k sur la maquette (marron, noir, rouge))

RV₁ : 100 kΩ ajustable vertical

RV₂ : 10 kΩ ajustable vertical

Condensateurs

C₁ : 10 nF

C₂ : 100 nF

C₃ : 220 nF

C₄ : 47 µF/16 V

Divers

1 plaque Veroboard

1 boîtier métallique

ADAPTATEUR

2 connecteurs PL259 femelle pour châssis

1 connecteur RCA femelle pour châssis

1 condensateur 10 nF

Fil émaillé et fil de câblage (voir texte)

1 boîtier métallique

Avec le développement des combinés téléphoniques portables, du matériel CB et autres télécommunications, on peut s'interroger sur la relative discrétion des conversations privées, si faciles à capter dans le cas de liaisons téléphoniques filaires ou à l'aide d'un récepteur multibande pour les liaisons HF.

Cette réalisation vous permettra, du moins dans le cadre légal de vos liaisons personnelles sur un réseau privé, de rendre vos conversations incompréhensibles à un tiers non muni du module de décryptage adéquat. L'utilisation d'un seul et unique circuit spécialisé permettra de réaliser un module parfaitement réversible, qu'il suffira de construire à deux exemplaires pour protéger vos liaisons audio des oreilles indiscrettes.

A - Principe du montage

Une chaîne de télévision en France a choisi de diffuser à certaines heures de la journée des images et sons cryptés, c'est-à-dire suffisamment déformés pour ne pas être exploitables par les personnes ne possédant pas le dispositif (payant) capable de décrypter les images et sons de ladite chaîne. Il est hautement probable également que les liaisons « militaires » soient codées pour garder toute leur efficacité face à une oreille ennemie. En utilisant journellement notre combiné téléphonique, nous sommes à chaque fois à la merci d'une écoute sauvage (légale ou non d'ailleurs), puisqu'il suffit de se connecter en parallèle sur les deux fils de la ligne téléphonique pour capter en clair le message vocal qui y circule. Il en va de même pour les liaisons radiophoniques CB ou téléphone portable, ou encore téléphone de voiture, en plein développement de nos jours. Il n'est guère difficile de comprendre qu'un matériel d'écoute, certes sophistiqué, peut intercepter un message envoyé

4/5

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS DE LA SONDE.

placée sur le fil émaillé avant de souder celui-ci entre les deux connecteurs PL 259. Le fil émaillé aura un diamètre de 15/10 à 25/10 de millimètre. La platine devra être placée dans un petit boîtier métallique. Les essais se résument à peu de chose et ne doivent pas poser de problèmes. On intercalera le montage entre la sortie de l'émetteur et l'antenne. On connectera le fréquence-mètre, et, en passant en émission, la fréquence s'affichera sur le cadran de l'appareil.

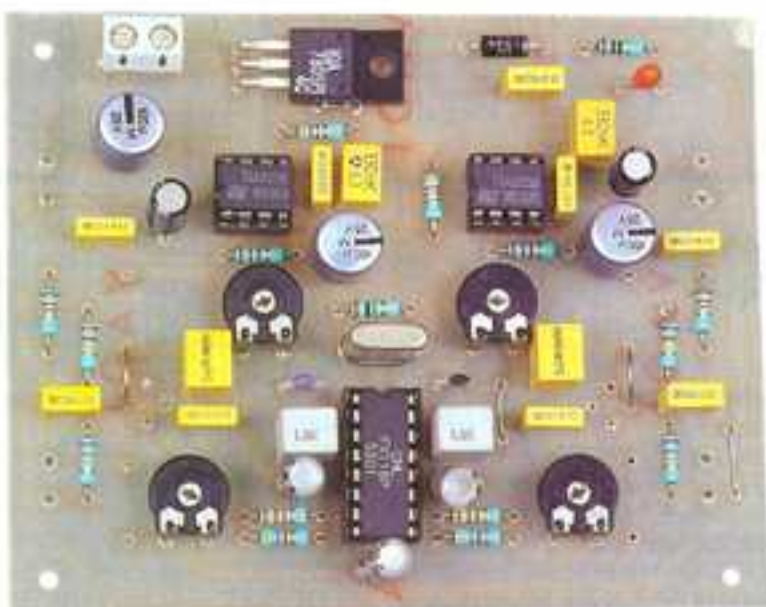
Patrice OGUIC

UN CRYPTEUR- DECRYPTEUR POUR LIAISONS AUDIO

par la voie des ondes et briser la relative confidentialité d'une conversation entre deux personnes.

Le législateur a prévu, théoriquement dans un cadre très précis, de pouvoir faire procéder à l'écoute des citoyens dans le cadre d'enquêtes ou d'investigations policières. L'actualité nous donne parfois des exemples précis à ce sujet. L'achat d'un combiné téléphonique agréé permet à l'utilisateur de disposer d'une fréquence différente de celle de son voisin mais ne garantit pas la totale confidentialité quant au contenu d'une conversation privée, ne serait-ce qu'en raison de l'extrême sophistication du matériel disponible de nos jours.

On peut certes éviter de parler ou utiliser des messages écrits, codés ou non. Sur cette idée, et en exploitant les possibilités d'un circuit intégré très spécialisé, quoique abordable quant à son prix, nous pouvons nous appliquer à déformer la bande de fréquence qui constitue le spectre audio d'une conversation. On trouve bien sûr dans le commerce des circuits « truqueurs de voix » qui déforment suffisamment le spectre audible pour le rendre méconnaissable. Le problème consiste à restituer à l'auditeur le son original, et donc à décoder convenablement le signal crypté. L'idéal serait de disposer d'un appareil réversible, capable aussi bien de travailler dans un sens que dans l'autre : c'est justement le travail dévolu au circuit FX 118 de Ginsbury Electronics.



B - Crypter et décrypter

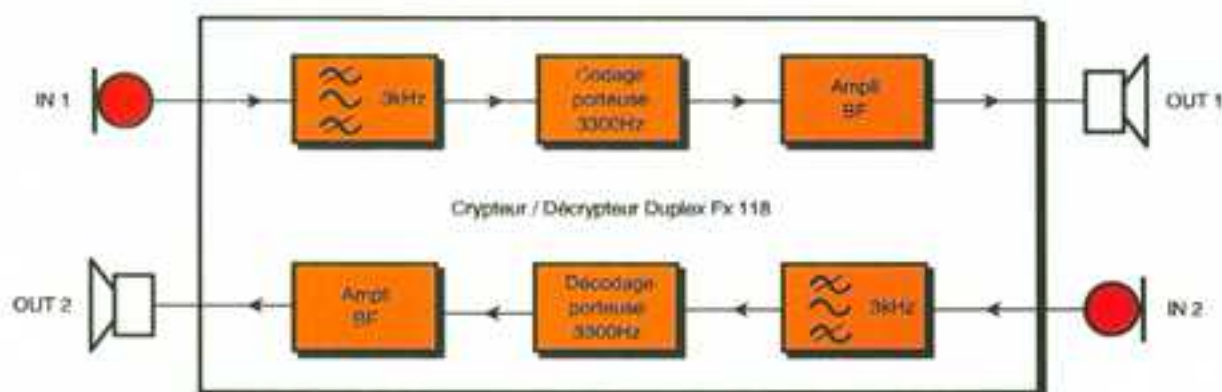
On trouvera à la **figure 1** le schéma synoptique de notre réalisation, où l'on peut constater une parfaite symétrie, puisque le circuit comporte deux canaux audio totalement indépendants, n'ayant en commun que l'alimentation et une fréquence de travail centrale de 3 300 Hz. Chaque entrée comporte en outre un dispositif passe-bande très efficace, limité à 3 000 Hz, bande habituelle des liaisons audio et ne méritant pas, loin s'en faut, le qualificatif de HiFi.

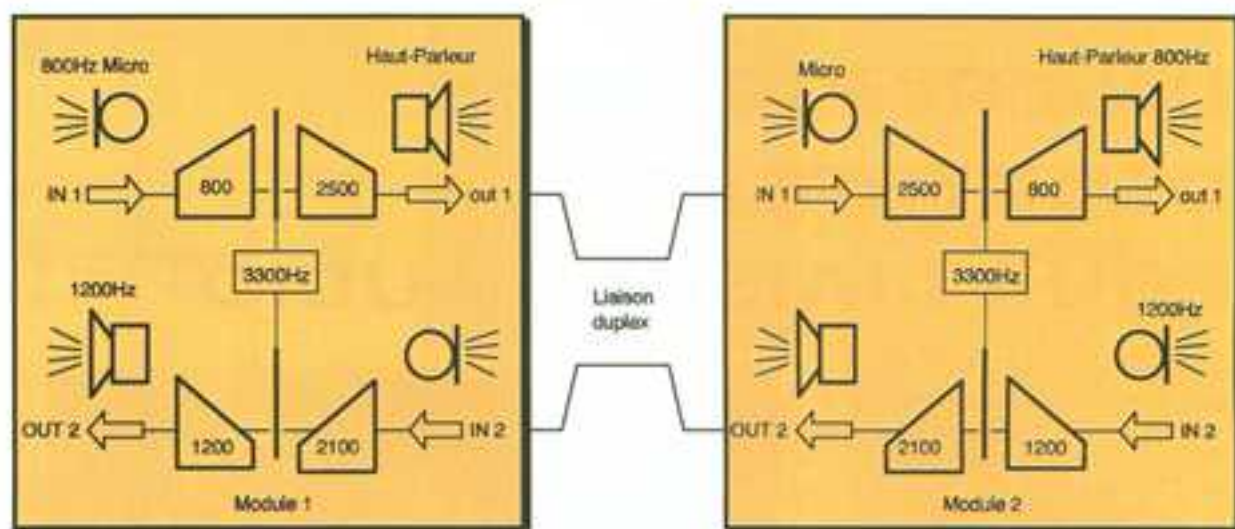
Le principe utilisé par le circuit FX 118 est celui de l'inversion de fréquence, qui fait vraisemblablement appel à un multiplicateur de fré-

quence et à une série de filtres très efficaces. On souhaite récupérer à la sortie d'une voie la différence entre une fréquence de base pilotée par quartz (précision et réversibilité oblige) d'une valeur exacte de 3 300 Hz et la fréquence du signal à traiter, limitée comme on le sait à 3 000 Hz vers le haut. On trouvera à la **figure 2** un croquis expliquant ce travail très spécifique sur une bande de fréquence injectée à l'entrée d'un module.

- Si à l'entrée du module 1 une personne génère un signal de 800 Hz

1 LE SYNOPTIQUE DU MONTAGE.





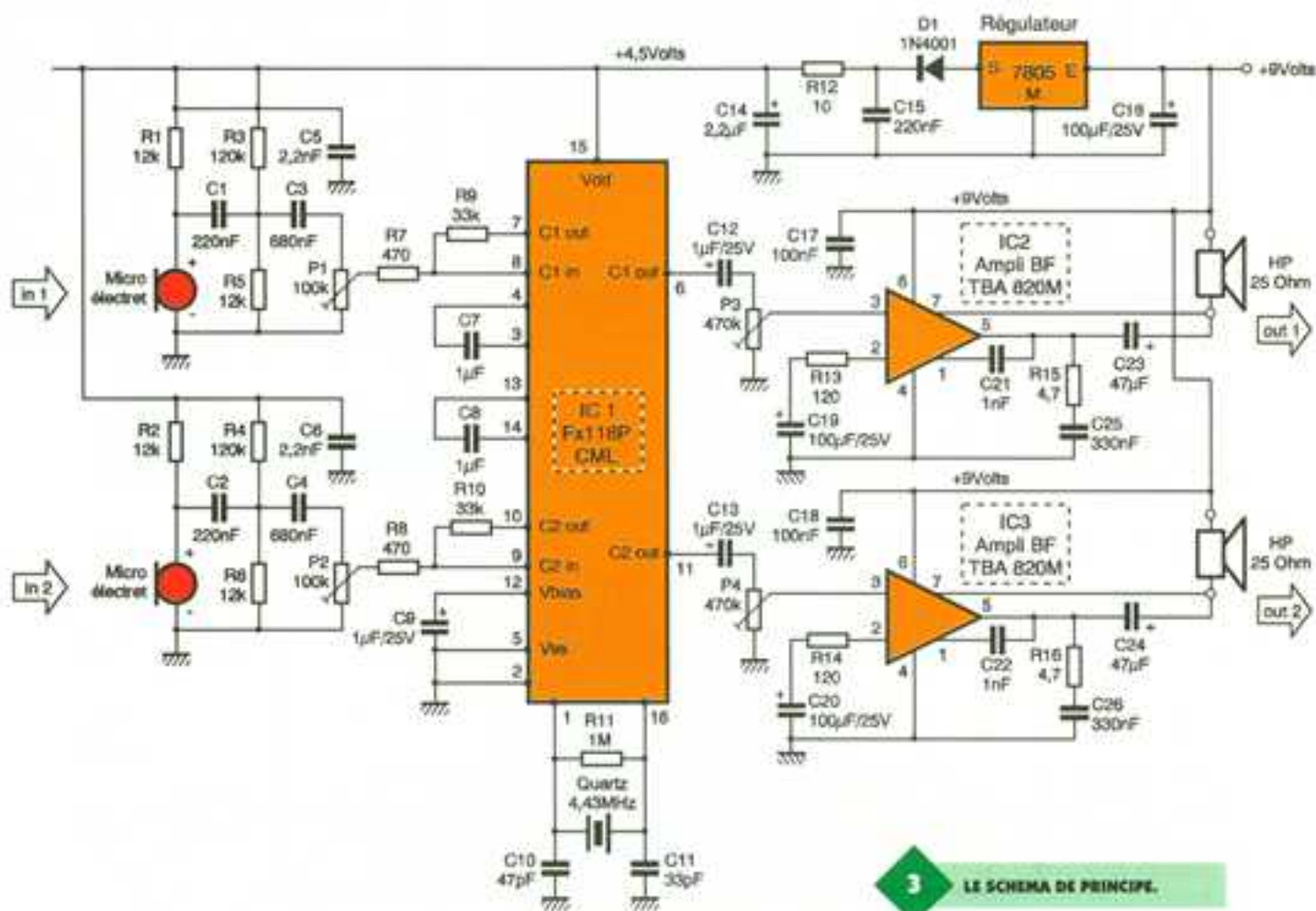
2

LE PRINCIPE MIS EN ŒUVRE POUR UNE LIAISON EN FULL DUPLEX.

par exemple (IN1), cette fréquence est soustraite de la fréquence centrale et donne :
 $3300 - 800 = 2500\text{Hz}$
 Ce signal crypté est parfaitement incompréhensible et disponible sur le haut-parleur affecté à la broche OUT 1. Un signal croissant donnera un signal décroissant, image parfaite

du spectre d'entrée. Ce signal codé sera transmis soit par une liaison téléphonique classique via le combiné téléphonique, soit par une quelconque liaison HF.
 - A l'autre bout, le signal de 2500 Hz parvient au module 2 sur son entrée micro IN1, où il sera retranché à son tour de la fréquence centrale. On obtient donc :
 $3300 - 2500 = 800\text{Hz}$
 Il s'agit bien du signal original, parfaitement audible sur le haut-parleur

des broches OUT 1 du module 2. Bien entendu, un signal audio peut transiter dans le sens inverse, selon le même principe, et simultanément sur le canal IN2 et OUT 2. Une telle liaison exige la construction de deux modules similaires, d'ailleurs parfaitement interchangeables; elle permettra une liaison en duplex tout comme le ferait une liaison téléphonique. Nous ne nous risquons pas à étudier les entrailles par ailleurs com-



3

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

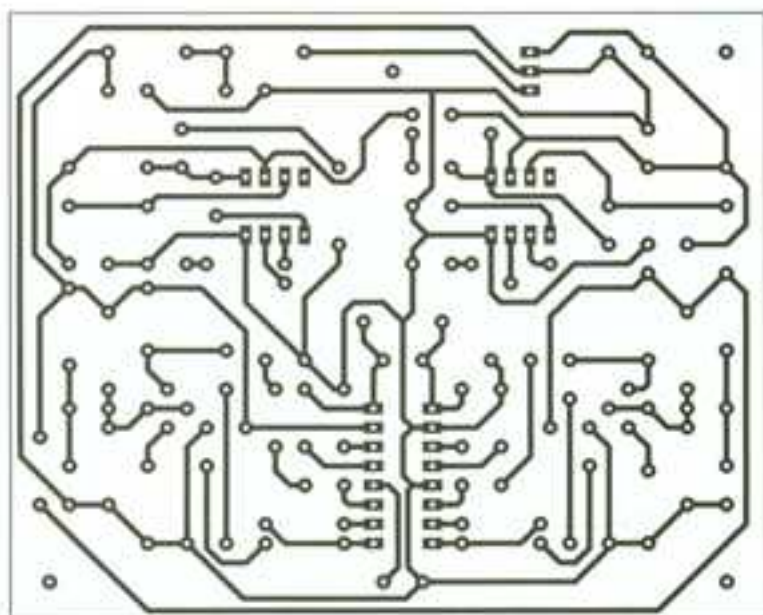
plexes du circuit intégré utilisé. Sachez simplement que le constructeur, spécialiste des filtres sur le marché professionnel, annonce en entrée un filtre passe-bas doté d'une atténuation très sélective, autour de 3 300 Hz. Jugez plutôt :

- filtre passe-bande 300-3 000 Hz \pm 1 dB;
- atténuation à 3 300 Hz de 30 dB;
- atténuation à 3 600 Hz de 45 dB.

L'étage de sortie, lui aussi, présente une atténuation de 48 dB à 3 400 Hz. Une réalisation similaire à l'aide de composants traditionnels serait en outre très complexe à mettre en œuvre.

C - Analyse du schéma électronique

On trouvera à la **figure 3** le schéma détaillé de cette réalisation. Le circuit IC₁ ne devra pas recevoir une tension supérieure à 5,5 V, toujours selon les indications du constructeur, la tension typique étant de 3,75 V. Nous utiliserons un régulateur positif 7805, mais dont les 5 V en sortie sont encore amputés de la tension de seuil d'une diode 1N4001. On trouvera finalement sur la borne 15 de IC₁ une tension d'environ 4,4 V, dûment filtrée et découplée. La garantie de réversibilité est possible en raison de l'utilisation d'une porteuse stabilisée par un quartz de 4,433619 MHz, modèle économique fort courant.



4

LE CIRCUIT IMPRIME.

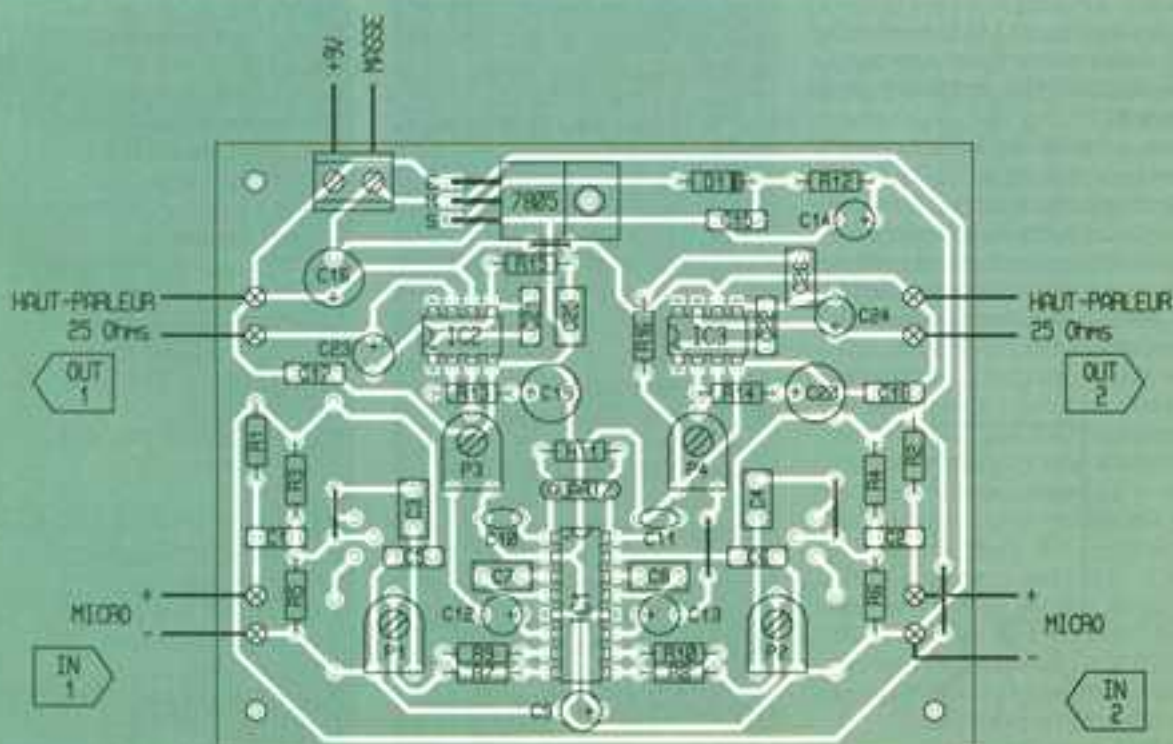
Ce type de composant devra évidemment être utilisé sur les deux exemplaires construits, susceptibles de travailler ensemble, sous peine de ne pas reconnaître le signal après décryptage.

Les deux étages d'entrée IN1 et IN2 sont bâtis simplement autour d'un minuscule micro à électret, polarisé à travers les résistances R₁ et R₂. Le signal capté est transmis à travers les condensateurs C₁ et C₂ sur un élé-

ment ajustable, bien utile pour doser le niveau de tension appliqué enfin au circuit IC₁. Nous nous contenterons à ce sujet des indications fournies par le constructeur dans la documentation spécifique du composant (voir annexe). Sur la carte imprimée, nous avons prévu la mise en place éventuelle d'un préamplificateur à un transistor dans le cas où vous souhaiteriez remplacer le micro.

5

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



par un simple haut-parleur. En sortie 6 ou 11, on pourra également atténuer le niveau du signal crypté ou décrypté appliqué sur un petit ampli BF construit autour du circuit intégré TBA 820 M.

Il est clair que la réduction de la bande passante affecte sérieusement la qualité de la liaison audio ainsi traitée, mais doit tout de même permettre des liaisons parfaitement audibles malgré un faible souffle.

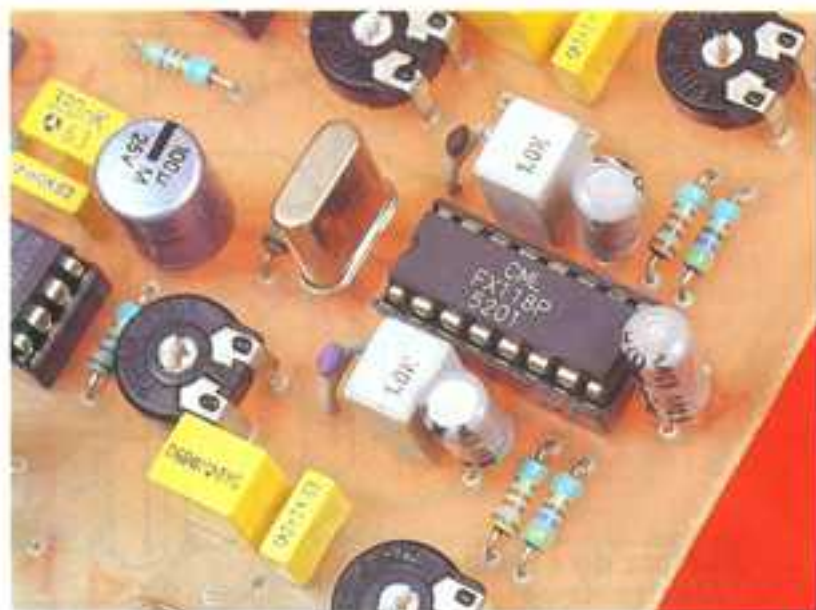
D - Réalisation pratique

Le tracé des pistes de cuivre proposé à la **figure 4** regroupe la totalité des composants nécessaires à la réalisation d'un seul module, tel qu'il est décrit sur le **schéma 3**. Nous ne saurions trop vous conseiller de procéder à la confection des circuits imprimés par la méthode photographique, notamment en raison de la densité des pistes et de la nécessité de graver deux plaquettes à la fois, correspondant aux modules 1 et 2. Le circuit IC₁ sera monté sur un support de bonne qualité et manipulé avec les précautions d'usage pour un circuit LSI, face aux décharges statiques. Il est fortement déconseillé de tester le circuit sans la mise en place du quartz et des composants R₁₁, C₁₀ et C₁₁, sous peine de destruction du circuit IC₁.

Veillez également à la bonne orientation des nombreux composants polarisés, selon les indications de la **figure 5**.

Après contrôle des tensions de 9V pour les amplis et de 4,5V pour IC₁ et les étages d'entrée, on pourra procéder aux quelques réglages indispensables. Le point délicat consiste à générer un signal clair sur l'entrée, qui devra apparaître totalement incompréhensible sur la sortie OUT. Une astuce pratique consiste à faire le 3699 sur un combiné téléphonique, mais sans faire usage de l'amplificateur dont disposent de nombreux appareils modernes ; on appliquera l'écouteur du combiné sur le micro IN1, puis on pourra régler P₁ et P₂ pour obtenir sur OUT 1 un signal, brouillé certes, mais bien « net ». Procédez de même avec IN2 et OUT 2, en évitant autant que possible l'effet Larsen et ses sifflements dus à l'excès de puissance.

Si le haut-parleur OUT 1 est appliqué sur l'entrée IN2, on pourra à nouveau écouter la voix charmante de l'horlo-



ge parlante, si tous les réglages sont corrects.

Nous rappelons encore à nos lecteurs que l'utilisation de cette réalisation sur le réseau téléphonique public reste soumise à l'autorisation préalable de l'administration. Il sera

toujours possible d'utiliser cet appareil pour enregistrer un message crypté sur un support magnétique et le faire décrypter par une personne disposant du même appareil à l'autre bout du territoire.

Guy ISABEL

LISTE DES COMPOSANTS

a) Semi-conducteurs

IC₁ : circuit crypteur-décrypteur par inversion de fréquence, FX118P de Ginsbury Electronics, distribué par Magnétic-France

IC₂, IC₃ : ampli BF TBA 820M, boîtier DIL8

D₁ : diode 1N4001

Régulateur intégré 5V positif 7805

b) Résistances (toutes valeurs 1/4 W)

R₁₇, R₃, R₅, R₈ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)

R₇, R₄ : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)

R₂, R₆ : 470 Ω (jaune, violet, marron)

R₉, R₁₀ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₁₁ : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₁₂ : 10 Ω (marron, noir, noir)

R₁₃, R₁₄ : 120 Ω (marron, rouge, marron)

R₁₅, R₁₆ : 4,7 Ω (jaune, violet, or)

P₁, P₂ : 100 kΩ ajustable horizontal

P₃, P₄ : 470 kΩ ajustable horizontal

c) Condensateurs

C₁, C₂, C₁₅ : 220 nF plastique

C₃, C₄ : 680 nF plastique

C₅, C₆ : 2,2 nF plastique

C₇, C₈ : 1 μF plastique non polarisé

C₉, C₁₂, C₁₃ : 1 μF/25 V chimique vertical

C₁₀ : 47 pF céramique

C₁₁ : 33 pF céramique

C₁₄ : 2,2 μF/25 V chimique tantale ou vertical

C₁₆, C₁₉, C₂₀ : 100 μF/25 V chimique vertical

C₁₇, C₁₈ : 100 nF plastique

C₂₁, C₂₂ : 1 nF plastique

C₂₃, C₂₄ : 47 μF/25 V chimique vertical

C₂₅, C₂₆ : 330 nF plastique

d) Divers

1 support 16 broches tulipe

2 supports 8 broches

2 micros électret

1 quartz 4,433619 MHz

2 haut-parleurs miniatures

25 Ω, 300 mW

Bloc de 2 bornes vissé-soudé, pas de 5 mm

Picots à souder, fils souples



DOMOTIQUE

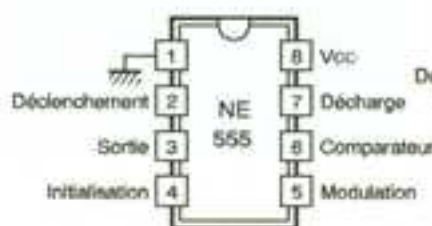
MINUTERIE D'ESCALIER

Les heureux possesseurs de sous-sol, agacés par la rituelle réplique : « Qui a encore oublié la lumière de l'escalier ? », seront certainement comblés par ce montage qui leur permettra de dormir sur leurs deux oreilles sans avoir besoin de se relever pour vérifier si la cage d'escalier ne risque pas de rester allumée toute la nuit.

Mais d'autres contextes, comme l'éclairage d'une cave, d'une allée d'entrée ou d'une remise, peuvent également se satisfaire de ce montage qui repose sur un circuit intégré très bon marché car très utilisé : le 555.

LE 555

Vous le découvrirez dans de nombreux montages nécessitant une temporisation ou une base de temps (oscillateur). En effet, selon son câblage, ce circuit intégré, aussi célèbre que le 741, peut remplir les fonctions de monostable (temporisateur) ou d'astable (oscillateur). Il est précis, sa tension d'alimentation peut varier entre 4,5V et 16V et sa sortie borne 3 peut fournir jusqu'à 200mA. En **figure 1** apparaît le brochage de ce circuit intégré huit broches.



1

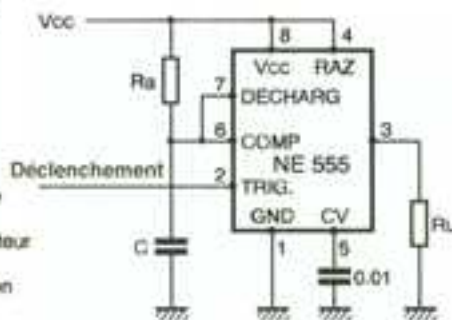
BROCHAGE DU 555.



Le 555 en monostable

Une minuterie repose sur une temporisation et c'est donc en monostable que le 555 est exploité dans ce montage. Le schéma type du 555 en monostable est présenté en **figure 2**. Deux composants externes au 555 suffisent à réaliser la fonction de monostable. Ces deux composants sont une résistance et un condensateur dont le produit des valeurs constitue la constante de temps du monostable. Dès le déclenchement du monostable par un front descendant sur l'entrée 2 du 555, la sortie 3 passe à l'état bas (Vcc) et le condensateur C commence à se charger au travers de la résistance Ra jusqu'à ce que la tension à ses bornes ait atteint 2/3 de Vcc.

A cet instant, la sortie 3 passe à l'état bas (0V). La temporisation est terminée. Sa durée est déterminée par la relation $T = 1,1 \cdot R \cdot C$.

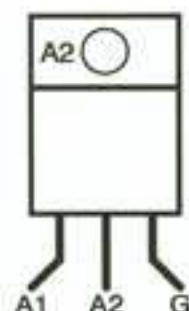


2

MONTAGE MONOSTABLE.

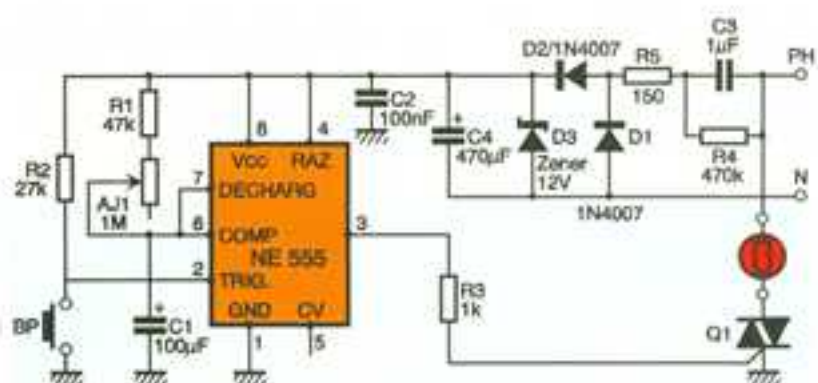
Fonctionnement de la minuterie (fig. 3 et 4)

Elle reprend le schéma type du 555 en monostable, si ce n'est que R₁ + A₁ remplissent le rôle de Ra et celui de C. Cette particularité permet d'ajuster la durée de temporisation entre 30s et 9mn environ. Cette valeur sera ajustée avec A₁, en fonction du contexte d'exploitation de cette minuterie. Un bouton-poussoir déclenchera la minuterie. En l'absence d'action sur le bouton-poussoir, R₂ maintient la tension d'entrée en borne 2 au-dessus du seuil de déclenchement (1/3 de Vcc). Dès que le bouton-poussoir sera enfoncé, la sortie 3 du 555 passera à l'état haut environ 10V. Un courant de gâchette traversera alors la résistance R₂ et le triac Q₁ deviendra passant. Le triac se comportera donc comme un court-circuit entre ses bornes A₁ et



3

BROCHAGE DU TRIAC.



4

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

A_2 . L'ampoule 1, alors reliée au 220V, sera éclairée. Cet état durera jusqu'à la fin de la temporisation qui entraînera le passage à l'état bas (0V) de la sortie 3 du 555. Dès lors, le cycle pourra recommencer en appuyant sur le bouton-poussoir. L'alimentation du 555 est obtenue directement à partir du 220V. C_3 chute cette tension que D_1 redresse. La tension redressée est alors régulée à environ 12V par D_2 , D_3 et C_4 .

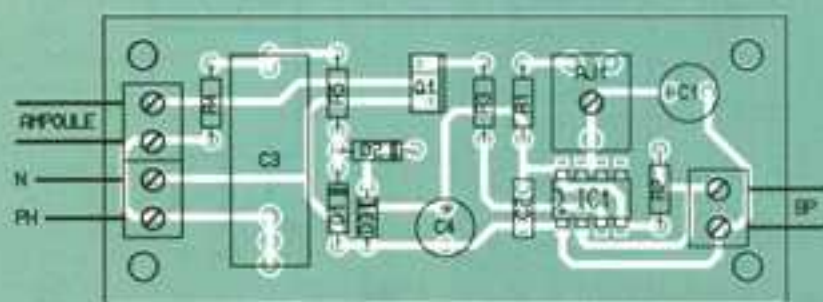
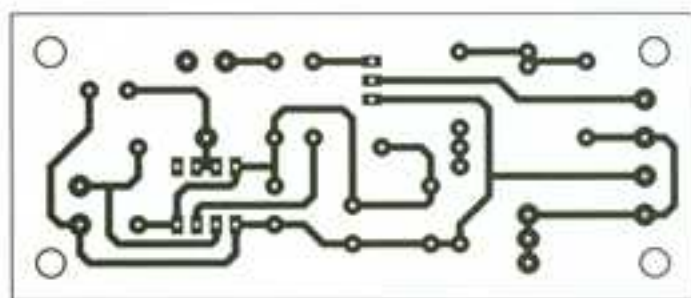
Le circuit imprimé

La nature du circuit imprimé importe peu dans le cadre de cette réalisation. Vous pouvez utiliser n'importe quelle chute de circuit imprimé disponible. Qu'elle soit en bakélite, papier époxy ou verre époxy. Notez néanmoins que l'époxy est plus robuste.

Le tracé des pistes présenté en figure 5 sera reproduit sur la surface en cuivre, soigneusement nettoyée à l'aide de solvant ou d'une petite gomme abrasive. Les pastilles et pistes seront reproduites à partir de transferts sur feuilles et bandes en rouleau ou pourront être dessinées avec un stylo dont l'encre est spéciale pour circuit imprimé. Une fois le dessin reproduit, vous plongerez la plaque dans un bain de perchlorure de fer pour en obtenir la gravure. Le circuit imprimé gravé sera très soigneusement nettoyé, dans un premier temps à l'eau, ensuite avec un solvant comme l'acétone ou une petite éponge métallique, afin d'effacer la reproduction du dessin. Un dernier polissage avec une gomme abrasive donnera un éclat soigné à votre circuit imprimé.

5

LE CIRCUIT IMPRIME.



Implantation des composants (fig. 6)

Après avoir percé les différentes pastilles du circuit imprimé avec un foret de 1 mm, les différents composants seront implantés et soudés au rythme de leur épaisseur. Ainsi, vous commencerez par les résistances et terminerez par le volumineux condensateur C_3 , en prenant soin de bien le plaquer contre le circuit imprimé.

Mise en service et test

Le secteur étant présent sur le montage, la prudence est de rigueur, et nous vous recommandons de bien vérifier l'implantation des composants et les différents câblages avant de procéder à la mise sous tension. Ensuite, seulement, le branchement au secteur sera effectué.

Dès que vous appuyerez sur le bouton-poussoir, la lampe s'allumera pendant une durée que vous pourrez ajuster en modifiant la position du curseur d' A_1 à l'aide d'un petit tournevis.

Hervé CADINOT

NOMENCLATURE

- R_1 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R_2 : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
- R_3 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R_4 : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
- R_5 : 150 Ω (marron, vert, marron)
- A_1 : 1 M Ω
- C_1 : 100 μ F/25 V
- C_2 : 100 nF
- C_3 : 0,68 à 1 μ F/400 V
- C_4 : 470 μ F/25 V
- D_1, D_2 : 1N4007
- D_3 : diode Zener 12 V
- Q_1 : triac 4 A/400 V
- IC_1 : NE555
- 1 bouton-poussoir
- 3 borniers 2 plots à souder

6

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



METTEZ UN MICROCONTROLEUR DANS VOS MONTAGES: DESCRIPTION DETAILLEE DE LA FAMILLE 8051 (1^{RE} PARTIE)

Le mois dernier, nous vous proposons une première maquette articulée autour du microcontrôleur 80C32. Avant de vous proposer de nouvelles réalisations, quelques explications s'imposent sur les possibilités de ce microcontrôleur.

Nous sommes passés un peu vite de la série de montages articulés autour du 8052AH Basic à la série de montages articulés autour du 80C31/80C32. Nous nous en excusons. Aussi, pour répondre à de nombreuses questions restées en suspens, nous allons nous attarder un peu plus longuement sur le fonctionnement de ces « puces » tellement sympathiques. La **figure 1** rappelle la structure interne de la famille 8051. Comme vous pouvez le constater sur cette figure, les microcontrôleurs de cette famille intègrent de nombreux éléments en plus du CPU. Les modèles 8751 et 8752 intègrent en leur sein une EPROM, tandis que les modèles 8051 et 8052 disposent d'une ROM (programmée une fois pour toutes). Ces modèles de microcontrôleurs sont très utiles lorsque l'on souhaite utiliser un grand nombre d'entrées/sorties. En contrepartie, ils sont beaucoup plus chers que leurs petits frères 8031 et 8032. Ces derniers ne disposent pas de ROM ou d'EPROM interne. Le programme à

exécuter doit être placé dans une EPROM externe, ce qui mobilise les ports P0 et P2 pour constituer les bus externes. Comme nous le verrons un peu plus loin, ces ports peuvent néanmoins être utilisés dans certaines conditions, mais pas de façon exclusive. Pour cette raison, les modèles 8031 et 8032 sont généralement employés dans des petits systèmes qui n'ont pas besoin de contrôler beaucoup de signaux. Le modèle le plus simple de la famille 8051 est le 8031. Il dispose de deux timers et de 128 octets de RAM, tandis que le 8032 dispose d'un timer supplémentaire et de 256 octets de RAM. La différence n'est pas fondamentale, d'autant que les 128 octets de RAM supplémentaires du 8032 ne sont pas accessibles dans tous les modes d'adressage. La RAM supplémentaire sert plutôt à augmenter la taille de la pile du programme. Tous les modèles disposent d'un port série asynchrone qui fonctionne en « Full Duplex », c'est-à-dire qui est capable d'émettre et de recevoir des caractères en même temps. Les microcontrôleurs de la famille 8051 sont disponibles en différentes technologies de fabrication. Les modèles NMOS sont les plus anciens et ils cèdent volontiers la place aux modèles CMOS. L'inverse n'est cependant pas possible pour des raisons de structures internes qui diffèrent. Nous aurons l'occasion d'en parler plus en détail dans le paragraphe consacré au circuit d'horloge. Voici en ce qui concerne les différences les plus marquantes au sein de la famille 8051. Abordons maintenant plus en détail les particularités de ces microcontrôleurs, en vue de bien comprendre ce que l'on peut en tirer et d'où viennent les limitations que l'on rencontre.

La mémoire et ses modes d'adressage

Le découpage de l'espace adressable par les microcontrôleurs de la famille 8051 est très subtil (voir **fig. 2**). Il est important que nous y consacrons quelques paragraphes. Tout d'abord, les données et le code du programme accessibles par un 8051 sont visibles dans deux espaces distincts. Pour indiquer quel espace est demandé, le microcontrôleur utilise les lignes -PSEN, -WR et -RD.

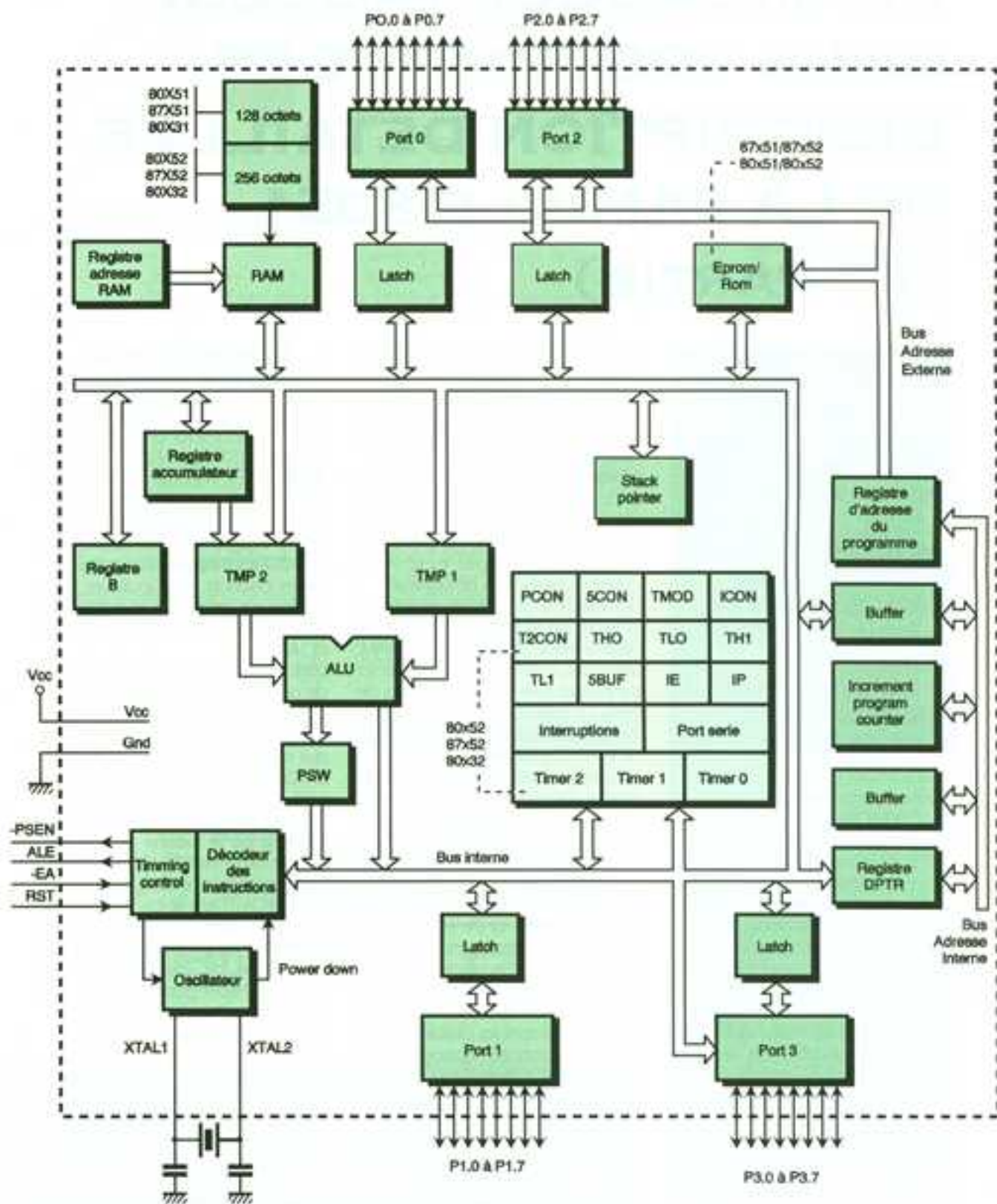
Lorsque le microcontrôleur demande un accès à un octet de l'espace programme, c'est le signal -PSEN qui est actif. Dans le cas des modèles qui contiennent une ROM ou une EPROM interne, le signal -PSEN n'est actif que pour la partie externe de l'espace programme. Pour ces modèles, la partie externe de l'espace programme suit immédiatement l'espace interne occupé par la ROM ou l'EPROM. Dans le cas où le signal -EA est au niveau bas (EA: External Adresses), la ROM ou EPROM interne est inhibée, de sorte que le signal -PSEN est actif pour tout l'espace programme. Pour les modèles 8031 et 8032, il est impératif de maintenir la broche -EA au niveau bas, puisque ces modèles ne disposent pas de ROM ou d'EPROM interne. En cas d'oubli, le microcontrôleur sera incapable de trouver le programme à exécuter.

En dehors de la recherche des codes du programme à exécuter, le microcontrôleur accède à l'espace programme grâce à l'instruction MOVX. L'adresse mémoire externe demandée ne peut pas être indiquée directement dans le corps de l'instruction (adressage direct), comme cela est possible avec

d'autres familles de microcontrôleurs. C'est un peu contraignant quant à la façon d'écrire un programme qui accède à la mémoire

contenu du registre accumulateur sera ajouté au registre d'index pour former l'adresse définitive qui sera demandée sur le bus externe. Il faut

registre d'index DPTR est un registre 16 bits qui permet d'adresser tout l'espace programme du microcontrôleur. Il est possible d'utiliser le re-



externe, mais c'est la seule possibilité avec la famille 8051. Pour accéder à une adresse externe, il faut tout d'abord charger le registre d'index avec l'adresse voulue, pour ensuite réaliser un adressage indirect. Le

donc veiller au contenu de l'accumulateur pour ne pas avoir de surprise lorsqu'on écrit un programme en assembleur qui fait référence à l'espace programme (tables de conversions, par exemple). Le re-

1 STRUCTURE INTERNE DES 8051.

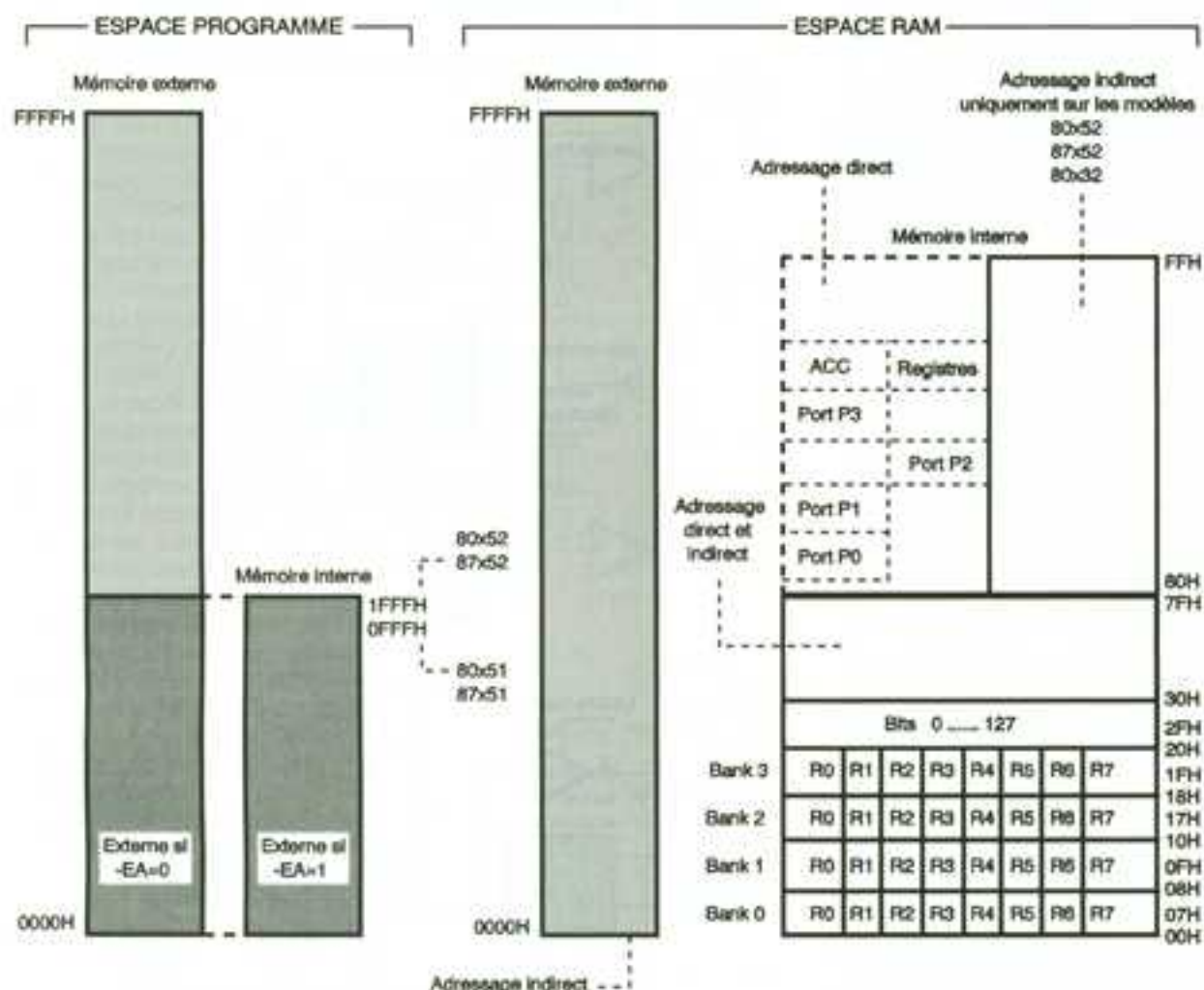
gistre PC à la place du registre DPTR. Cette possibilité est utile essentiellement pour constituer des tables de

conversions incluses dans le code du programme.

Lorsque le microcontrôleur demande une opération sur des données en mémoire externe, ce sont les lignes -RD et -WR qui deviennent actives (selon l'opération demandée). C'est l'instruction MOVX qui est utilisée dans ce cas. Comme pour l'instruction MOVC , l'accès à la mémoire externe passe obligatoirement par un adressage indirect. L'adresse de la case mémoire demandée sera chargée dans le registre d'index DPTR .

choix (direct et indirect). Les 32 premiers octets de la RAM interne abritent les registres du microcontrôleur. Les registres ont donc une adresse. Notez que la sélection des registres s'effectue par groupe de huit, groupe que l'on appelle un BANK . Le BANK actif est fonction des bits de sélection RS0 et RS1 du registre de status PSW . Un seul BANK est actif à un instant donné. Cependant, puisque les registres ont une adresse, vous pouvez accéder aux registres des autres BANK à tout moment.

finissent directement les registres et les bits possibles au moyen d'un « LABEL ». Il suffit d'indiquer le nom du registre ou du bit voulu, en lieu et place d'une adresse directe dans le corps des instructions. Cela facilite un peu l'écriture d'un programme. Pour les modèles 8032/8052/8752, la RAM interne est de 256 octets. Les 128 octets de RAM supplémentaire, par rapport à la RAM disponible pour les modèles 8031/8051/8751, est accessible uniquement dans le mode indirect. Cela si-



Pour adresser la mémoire externe, il est possible d'utiliser un adressage indirect par page de 256 octets. La page active doit être contenue dans le registre P2 (poids fort du bus des adresses). Dans ce cas, il suffit de charger le registre R0 ou R1 avec l'adresse dans la page souhaitée (poids faible du bus des adresses). Il n'empêche que l'adressage reste indirect.

Si vous pensez que tout cela est déjà bien assez complexe, vous n'êtes pas au bout de vos peines. L'adressage de la RAM interne est encore plus complexe. Les 128 premiers octets de la RAM interne peuvent être adressés dans tous les modes de votre

Après la zone qui abrite les registres se trouve une zone mémoire qui peut être adressée indifféremment par octet ou bit par bit. Il s'agit d'une zone de 128 bits de long (16 octets). Il est possible d'adresser les bits en mode direct ou en mode indirect. En fait, le microcontrôleur sait adresser des bits au-delà de l'adresse 128. Il s'agit des bits dédiés aux registres de contrôle (par exemple, pour les ports P0 à P3 , les registres des timers, etc.). Les registres concernés peuvent être manipulés par octet complet, uniquement en mode direct, avec une adresse supérieure à 128 (voir **fig. 2**). La plupart du temps, les assembleurs pour la famille 8051 dé-

2 DECOUPAGE DE L'ESPACE ADRESSABLE.

gnifie que vous ne pouvez pas indiquer directement l'adresse de la case mémoire voulue dans le corps de l'instruction. Il vous faut tout d'abord charger un registre (registre d'index sur 8 bits) avec l'adresse voulue, pour ensuite utiliser une instruction qui reconnaît l'adressage indirect. Cette instruction sait que l'adresse est contenue dans un registre d'index. C'est un mode d'adressage très utile pour créer ou consulter des tables de données en mémoire. La gestion de la pile du programme fait appel à un adressage indirect. Il

est donc intéressant d'utiliser les 128 derniers octets de la mémoire RAM interne pour y placer la pile, ce qui libère de la place dans les 128 premiers octets. Malgré tout, avec un peu d'habitude, il est assez aisé d'utiliser la totalité de la RAM interne pour y placer des données (buffers tampons par exemple).

Les ports d'entrées/sorties

L'utilisation des ports d'entrées/sorties de la famille 8051 est suffisamment complexe pour que nous lui consacrons un chapitre entier. Les broches des ports P0 à P3 peuvent être utilisées à la fois en entrées ou en sorties, grâce à une configuration à drain ouvert. La **figure 3** indique les différentes configurations internes que l'on rencontre, selon le port concerné.

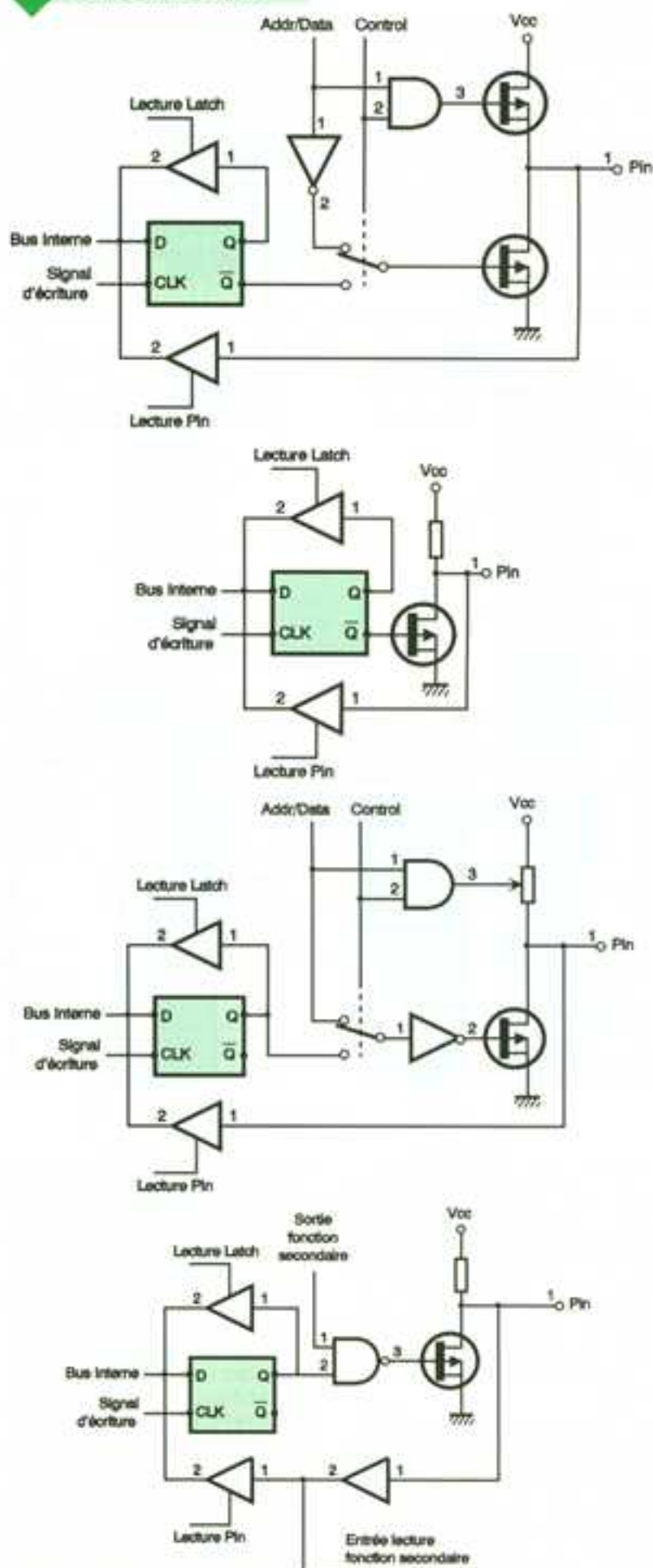
Il est très facile d'utiliser une broche comme une sortie. Le programme de l'application se contente de placer la valeur logique souhaitée dans le registre correspondant. Pour l'instant, nous supposons que le contrôle des broches est positionné sur la sortie des bascules D du port correspondant (voir **fig. 3**). Nous supposons aussi que les sorties des fonctions secondaires du port P3 sont toutes au niveau haut, pour ne pas interférer sur le fonctionnement du port.

Vous noterez que, quel que soit le port concerné, c'est le complément de la sortie de la bascule qui commande le FET de sortie. Les transistors FET en question sont de type à appauvrissement (sauf pour le FET de rappel à Vcc du port P0 qui est de type à enrichissement). Si la bascule contient un niveau haut, le FET de sortie ne conduit pas. La résistance interne de rappel à Vcc impose donc un niveau haut sur la broche associée. Remarquez au passage que le port P0 ne dispose pas de résistances internes de rappel à Vcc. Cela explique pourquoi vous trouverez quasiment toujours des résistances externes sur les schémas. Si maintenant la bascule D contient un niveau bas, le transistor FET de sortie passe à l'état conducteur, ce qui impose un niveau bas sur la broche correspondante.

Pour utiliser les mêmes broches en entrée, ce n'est guère compliqué. Il faut simplement inhiber la sortie. Pour y arriver, c'est très simple. Il suffit de placer un niveau haut dans la bascule associée. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, dans ce cas de figure, le FET de

3

STRUCTURES INTERNE DES PORTS D'ENTRÉE-SORTIE.



sortie ne conduit pas. Il se comporte comme un interrupteur ouvert. Un circuit externe peut alors prendre le contrôle de cette broche et imposer les niveaux logiques qu'il souhaite. Vous avez sûrement remarqué qu'il existe deux buffers pour lire l'état d'un port. Le premier buffer permet de lire l'état de la bascule D du port, tandis que le second buffer permet de lire l'état de la broche correspondante. Il arrive fréquemment que l'état dans la bascule ne soit pas le même que l'état imposé à la broche. C'est le cas, par exemple, lorsque la broche est configurée en entrée (niveau 1 dans la bascule D) tandis qu'un circuit externe impose un niveau 0. Il faut un moyen pour choisir l'information souhaitée. Le choix s'effectue selon l'instruction demandée au microcontrôleur.

On retiendra que, pour pouvoir utiliser une broche en entrée, il convient de placer un niveau 1 dans le registre correspondant. A l'initialisation, le microcontrôleur place lui-même un niveau 1 dans tous les bits des registres correspondant aux ports P0 à P3. Toutes les lignes sont donc configurées en entrées après une remise à zéro (niveau haut en l'absence de circuit pour contrôler le port). C'est utile à savoir, surtout si l'on souhaite commander directement un moteur pas à pas, à partir d'un port du microcontrôleur. Dans un tel cas, il faudra prévoir un système qui assure que les transistors de commande du moteur ne puissent pas conduire tous en même temps, pendant la durée de la phase d'initialisation du microcontrôleur.

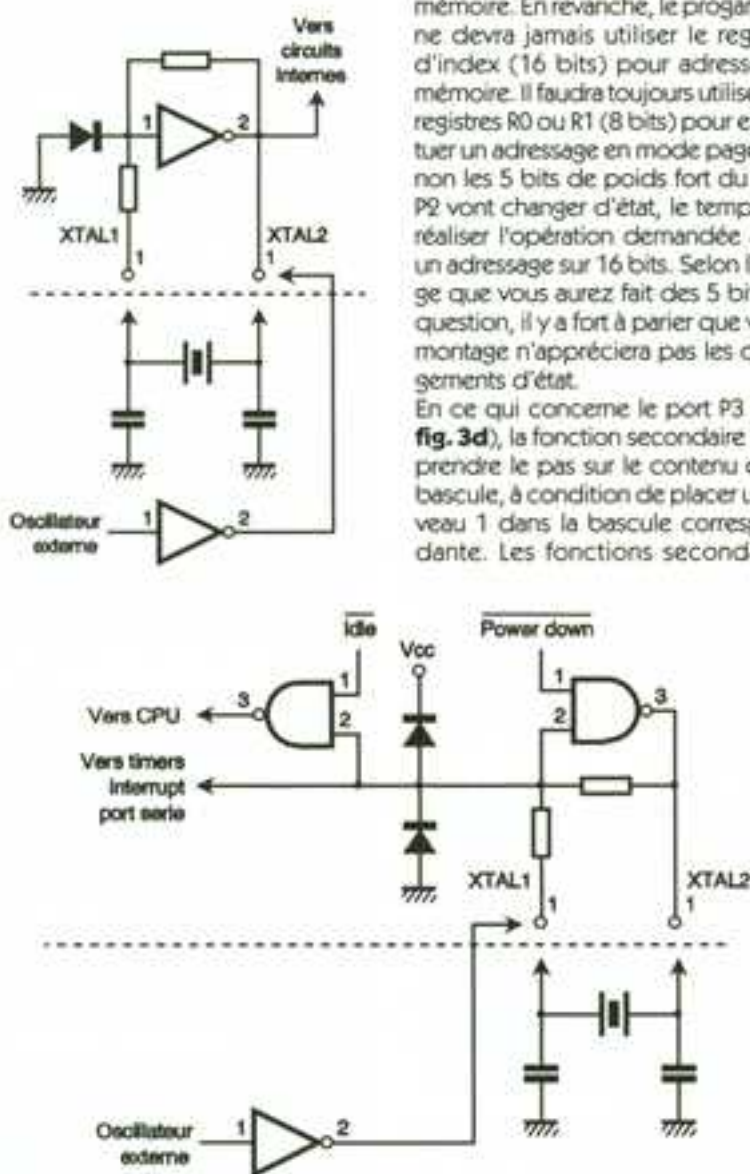
En plus d'être bidirectionnelles, certaines lignes des ports P0, P2 et P3 peuvent avoir une fonction secondaire (ou fonction alternée). Le circuit secondaire d'un port n'est activé que le temps nécessaire, si la fonction correspondante est utilisée. Cela concerne l'utilisation des ports P0 et P2 pour créer le bus de données et le bus d'adresse externe. Si vous utilisez un 87C51 (avec une EPROM interne) de façon autonome (broche -EA mise en Vcc), le microcontrôleur n'a pas besoin de monopoliser les ports P0 et P2. Dans ce cas, le contrôle des broches du port (voir **fig. 3**) est constamment placé sur la sortie des bascules. En revanche, si vous demandez un accès à la mémoire externe (instruction MOVX par exemple), la logique interne du microcontrôleur va placer le contrôle des broches des ports P0 et P2 sur le bus interne (ADDR/DATA) le temps nécessaire à l'instruction demandée.

Il est possible d'employer quand même les ports P0 et P2 tandis qu'ils sont utilisés pour les bus externes. Mais, dans ce cas, il faut ajouter une logique compliquée qui détermine quel circuit peut prendre le contrôle des ports à un instant donné et qui mémorise l'état des broches de sortie pendant que la fonction secondaire est activée. On préfère généra-

liser l'adresse voulue. La sélection de la page (inscrite dans P2) est à la charge du programmeur. Dans le cas où les 8 bits de poids fort ne sont pas tous utiles, il est possible de disposer des bits restants. Par exemple, pour adresser une RAM externe de 2 Ko (RAM 6116), il faut 11 bits d'adresses. Le port P0 fournira les bits 0 à 7 tandis que le port P2 fournira les bits 8 à 10. Il reste donc 5 bits de libre, sur le port P2. Le programme de l'application pourra accéder librement aux bits restants sans risque de modifier l'adressage de la mémoire. En revanche, le programme ne devra jamais utiliser le registre d'index (16 bits) pour adresser la mémoire. Il faudra toujours utiliser les registres R0 ou R1 (8 bits) pour effectuer un adressage en mode page. Sinon les 5 bits de poids fort du port P2 vont changer d'état, le temps de réaliser l'opération demandée avec un adressage sur 16 bits. Selon l'usage que vous aurez fait des 5 bits en question, il y a fort à parier que votre montage n'appréciera pas les changements d'état.

En ce qui concerne le port P3 (voir **fig. 3d**), la fonction secondaire peut prendre le pas sur le contenu de la bascule, à condition de placer un niveau 1 dans la bascule correspondante. Les fonctions secondaires

4a LE CIRCUIT DE L'HORLOGE



lement utiliser des circuits périphériques dédiés plutôt que de construire une logique compliquée autour des ports du microcontrôleur.

Quelques bits du port P2 peuvent cependant être récupérés assez simplement si l'on utilise la mémoire externe uniquement en mode page. Dans ce mode, le port P2 contient la page active tandis que le port P0 présente les 8 bits de poids faible

possibles sont les interruptions, les entrées des compteurs et le port série. Après initialisation, les fonctions secondaires sont désactivées, de sorte que le port P3 se comporte comme un port standard. Si vous souhaitez utiliser les fonctions secondaires, votre programme d'application devra activer individuellement chaque fonction en plaçant les valeurs requises dans les registres de configuration du microcontrôleur

(sans oublier de placer la bascule de la sortie correspondante au niveau haut).

Le circuit d'horloge interne

Selon la technologie de fabrication du microcontrôleur, le circuit d'horloge est différent. Cette différence est très importante dans le cas où il est nécessaire de piloter le microcontrôleur via un circuit d'horloge externe. Les figures 4a et 4b dévoilent ces différences.

Dans le cas d'un microcontrôleur en technologie NMOS ou HMOS, le circuit d'horloge est constitué d'une porte inverseuse montée en amplificateur (dans sa région linéaire) grâce à une résistance de contre-réaction disposée entre son entrée et sa sortie. Le circuit d'horloge est validé en permanence. Si l'on souhaite utiliser un signal d'horloge externe, il faut piloter la broche XTAL2 du microcontrôleur (fig. 4a).

En revanche, les microcontrôleurs de technologie CMOS sont équipés d'une circuiterie plus complexe qui permet de réduire la consommation du système en bloquant tout ou partie du signal d'horloge (fig. 4b). Vous savez peut-être que les circuits CMOS consomment du courant essentiellement lors des changements de niveau. Dans le cas du microcontrôleur, tous les changements d'états sont liés au signal d'horloge. Bloquer le signal d'horloge réduit donc considérablement la consommation du circuit.

Notez que la broche utilisée pour piloter le microcontrôleur par un circuit d'horloge externe n'est plus XTAL2 mais XTAL1. L'implantation du circuit n'est pas la même selon la technologie du microcontrôleur que l'on souhaite utiliser avec une horloge externe. En revanche, dans le cas où l'horloge interne du microcontrôleur est utilisée, la connexion du quartz et des condensateurs associés est identique.

Deux possibilités supplémentaires sont offertes avec les circuits de technologie CMOS. Tout d'abord, il est possible de stopper purement et simplement le fonctionnement de l'horloge via le « drapeau » Power Down. En plaçant un niveau 1 dans ce drapeau, le microcontrôleur s'arrête définitivement. Le seul moyen de redémarrer le système est d'initialiser le microcontrôleur (via l'entrée RST). Dans ce cas, les registres du microcontrôleur sont remis à zéro mais en revanche, le contenu de la RAM interne reste inchangé.

La seconde possibilité consiste à stopper le fonctionnement du cœur du microcontrôleur (CPU) mais pas ses circuits périphériques. C'est le drapeau IDLE qui permet cette action. L'instruction que place le drapeau IDLE au niveau 1 est la dernière instruction exécutée par le microcontrôleur. Pour que le microcontrôleur puisse poursuivre son travail, il suffira de mettre le drapeau IDLE à 0. Comment faire ?

Le drapeau IDLE peut, bien entendu, être remis à zéro lors de l'initialisation du microcontrôleur (signal RST). Mais ce n'est pas la solution la plus intéressante car cela revient au même que d'utiliser le drapeau Power Down.

L'autre possibilité pour mettre le drapeau IDLE à 0 consiste à générer une interruption. Il faut donc penser à valider les interruptions avant de placer le drapeau IDLE au niveau haut. Dès qu'une demande d'interruption valide survient, le drapeau IDLE passe à 0, avec pour conséquence immédiate de rétablir le circuit d'horloge pour la partie CPU du microcontrôleur. Le programme reprend son cours et le microcontrôleur exécute au moins la première instruction suivante (immédiatement après l'instruction qui a servi à endormir le microcontrôleur). Ensuite, le microcontrôleur va répondre à l'interruption qui l'a réveillé, pour ensuite reprendre le cours du programme principal.

C'est une des possibilités les plus intéressantes des microcontrôleurs de la famille CMOS. Par exemple, il est possible de programmer un timer pour générer une interruption à intervalles de temps espacés avant de mettre le microcontrôleur en veille. Au réveil, il suffit de vérifier s'il est nécessaire d'effectuer un travail précis. Sinon, on peut redormir le microcontrôleur. Cela permet de diminuer considérablement la consommation d'un montage.

Notez que l'utilisation d'un circuit de la famille NMOS avec un programme qui exploite les possibilités de la famille CMOS conduit au même que si le microcontrôleur était réveillé immédiatement après s'être endormi. Aucune réduction de consommation n'est possible avec cette famille. C'est d'ailleurs le cas du 8052AH Basic qui ne peut pas passer en veille. Le mois prochain, nous aurons l'occasion d'aborder en détail le fonctionnement des timers et des interruptions, après quoi, nous reprendrons le cours normal de nos réalisations à microcontrôleur.

Pascal MORIN

SALON DE LA RADIO ET DE L'ÉLECTRONIQUE DE LOISIRS ORGANISÉS PAR L'IDRE

L'Institut pour le Développement du Radioamateurisme par l'Enseignement organise, les 25 et 26 mars, le salon SARATECH 95. Ce salon sera, comme tous les ans, le point de rencontre des amateurs de radio : cibistes et radioamateurs, des enseignants intéressés par le monde des radiocommunications et des anciens stagiaires de l'IDRE. Le cours d'autoformation à la licence radioamateur conçu par l'IDRE en partenariat avec Eurelec sera présenté officiellement à cette occasion. Les visiteurs assisteront à des démonstrations de Packet-Radio animées par F6FBB, de la SSTV et du FAX animées par le Radio Club de Tarbes. Des réceptions d'images via Météosal auront également lieu, ainsi qu'une foule d'activités en HF, VHF, UHF et transmissions TV.

F6AJ6 s'occupera, quant à lui, du labo de mesures spécialisées.

SARATECH 95 se déroule à Muret (31), au lycée Charles-de-Gaulle, sur une superficie de 800 m². L'entrée sera gratuite. Horaires : de 10 heures à 18 heures.

CONTENU SUCCINCT DU COURS D'AUTOFORMATION

Théorie

- 1) Les lois de l'électricité - Le décibel - Les circuits RLC - Les filtres - Les oscillateurs...
- 2) Émission-réception : les émetteurs, les récepteurs, les lignes, les antennes.
- 3) La réglementation.
- 4) Les 190 réponses relatives aux autocontrôles.

Pratique

- 1) Le calcul de la polarisation des transistors avec un logiciel.
- 2) Logiciel d'apprentissage à la télégraphie.
- 3) Un récepteur VHF en kit.

L'ensemble au prix de 895 F TTC.

Réervations : IDRE, BP 113, 31604 Muret Cedex ; tél. : 61.56.14.73.

Le Minitel
d'ÉLECTRONIQUE
PRATIQUE

3615 code EPAT

Téléchargement logiciels et
circuits imprimés



LE CIRCUIT INTEGRE FX118

Le circuit FX118, produit par la société CML (Consumer Microcircuits Limited), est un circuit utilisé dans la conception des téléphones sans fil afin de rendre les conversations confidentielles. Cela est effectué en brouillant d'une certaine façon la liaison phonique entre le combiné et la base.

Description

Les principales caractéristiques du circuit FX118 sont les suivantes :

- brouillage par inversion de fréquence ;
- opération en full-duplex ;
- haute réjection de la porteuse ;
- filtrage passe-bas et passe-bande intégré dans le circuit ;
- grande stabilité de l'oscillateur à quartz ;
- faible tension d'alimentation (+ 3 V) ;
- applications aux téléphones sans fil (base et combiné) ;

- gain du signal d'entrée ajustable ;
- disponible en boîtier DIL ou SOIC. Le schéma interne du FX118 est représenté en **figure 1**. Ainsi que nous le disions plus haut, ce circuit est un inverseur de fréquence en full-duplex utilisé afin de confidentialiser les communications par téléphone sans fil. Ce brouillage est réalisé en mélangeant le signal audio entrant avec une porteuse produite en interne (fréquence de 3,3 kHz).

Le circuit possède deux canaux séparés (C_1 et C_2), un ajustage possible de l'entrée de l'amplificateur, un filtre passe-bas du 10^e ordre, un modulateur équilibré et un filtre passe-bande de sortie du 14^e ordre.

Le procédé de modulation intégré possède une haute réjection de la fréquence de la porteuse et de la bande de base qui, combiné avec un filtre de sortie très efficace, produit un signal audio de très haute qualité. Par ailleurs, la stabilité de la fréquence de fonctionnement du FX118 est obtenue à l'aide de l'oscillateur interne employant un quartz de 4,433619 MHz ou un signal d'horloge externe, afin de produire la fréquence de la porteuse commune aux deux canaux ainsi que l'horloge d'échantillonnage utilisée, afin de commuter les capacités des filtres passe-bas et passe-bande.

Le FX118 nécessite une faible tension d'alimentation. Les deux boîtiers dans lesquels il est disponible (DIL et SOIC) permettent de l'utiliser

dans n'importe quel type de téléphone sans fil ainsi que dans les systèmes de communication mobiles.

Fonction des broches

La **figure 2** donne un exemple de câblage avec la valeur typique des composants qui devront être utilisés.

1. XTAL/: sortie de l'inverseur du signal d'horloge de l'oscillateur.

2. Non connectée en interne : il est recommandé de connecter cette broche à la masse afin d'améliorer les conditions de bruit.

3. LPF(1)OUT : c'est la sortie du filtre passe-bas du canal 1 ; elle doit être connectée à l'entrée Bmod(1)IN au moyen d'un condensateur de 0,1 μ F.

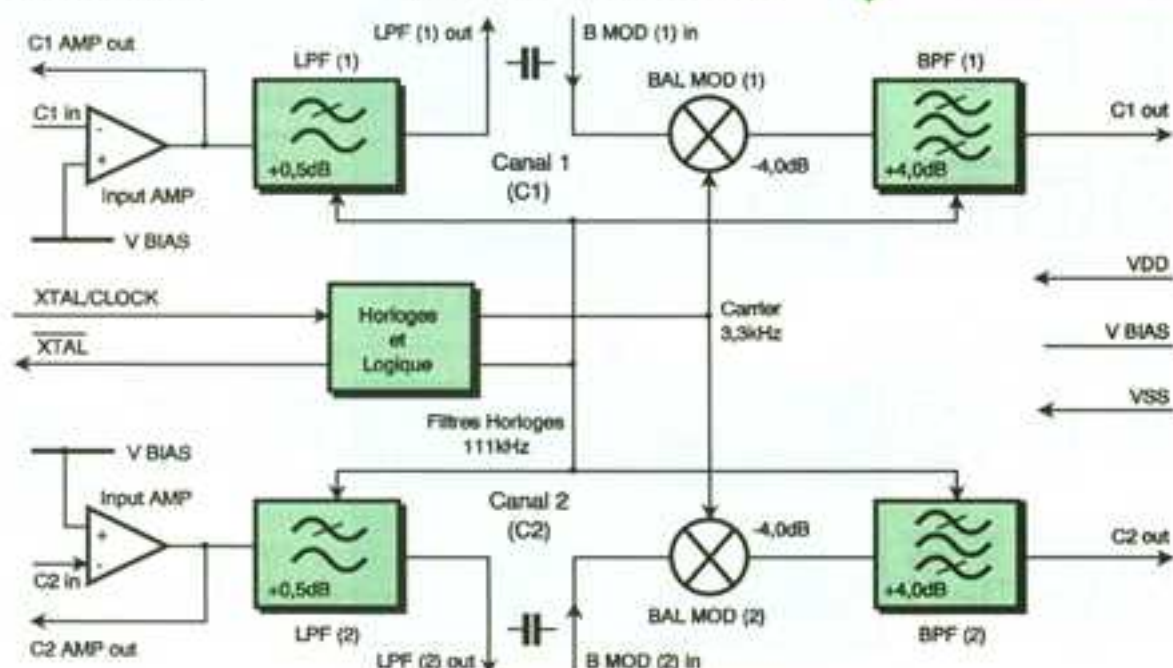
4. BMod(1)IN : c'est l'entrée du modulateur équilibré du canal 1 ; elle est polarisée en interne à une tension de $V_{DD}/2$.

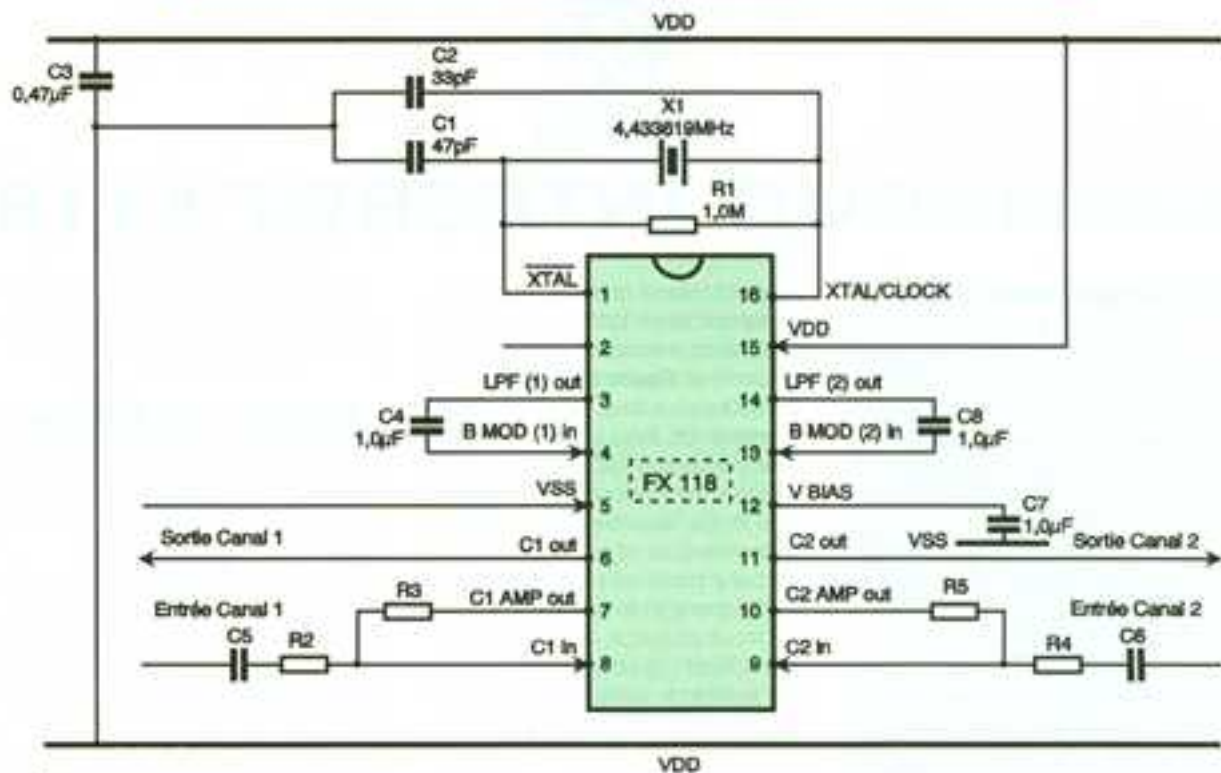
5. V_{SS} : c'est la broche de connexion à la masse.

6. C_1 OUT : c'est la sortie analogique du canal 1.

7. C_1 AMP OUT : c'est la sortie de l'amplificateur du canal 1. Si les composants indiqués sur la **figure 2** y sont connectés, on peut modifier le gain de cet étage ; l'amplificateur étant un AOP, on modifie ainsi son gain par changement de la résistance

1 LE SCHEMA INTERNE DU FX 118.





2 UN SCHEMA D'APPLICATION.

de contre-réaction et de la résistance d'entrée.

8. C_1 IN : c'est l'entrée négative de l'amplificateur du canal 1 ; il est recommandé d'y connecter les composants dont la valeur est donnée en **figure 2**.

9. C_2 IN : même fonction que broche 8 (canal 2).

10. C_2 AMP OUT : même fonction que broche 7 (canal 2).

11. C_2 OUT : même fonction que broche 6 (canal 2).

12. V BIAS : c'est la tension de pola-

risation interne de $V_{DD}/2$; elle doit être découplée par un condensateur de $1\mu\text{F}$ ou plus.

13. BMod(2)IN : même fonction que broche 4 (canal 2).

14. LPF(2)OUT : même fonction que broche 3 (canal 2).

15. V_{DD} : c'est la broche d'alimentation positive. Une tension de $+3\text{V}$ à $+5\text{V}$ est nécessaire.

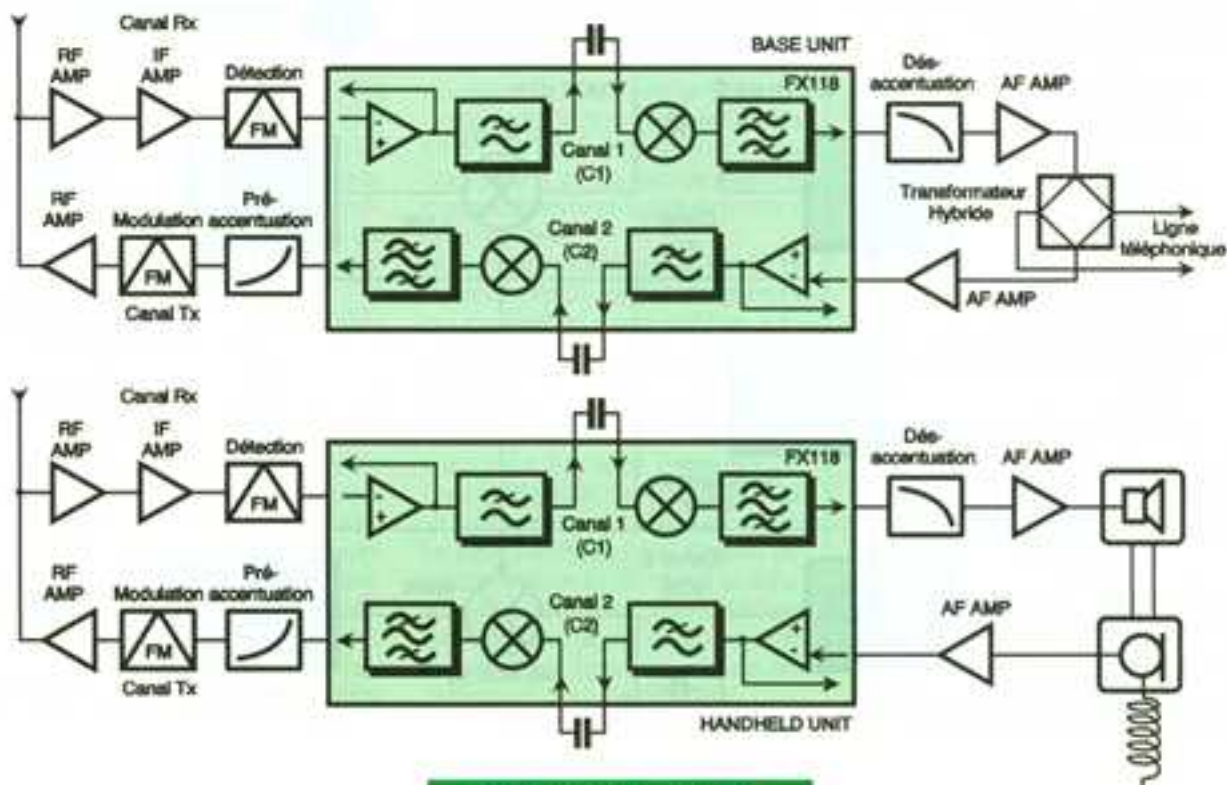
16. XTAL/CLOCK : c'est la broche de connexion du quartz de $4,433619\text{MHz}$ ou d'un signal d'horloge externe. L'utilisation du FX118

sans signal d'horloge (quartz ou externe) peut endommager le circuit intégré. La **figure 3** montre la pièce que doit occuper le FX118 dans la configuration du téléphone sans fil.

Conclusion

L'utilisation du circuit intégré FX118 simplifie énormément la mise en œuvre d'un codage des conversations entre le combiné sans fil et la base. Le peu de composants utilisés et tous d'un modèle courant aux tolérances larges (90 % pour les condensateurs et 10 % pour les résistances) en font un circuit de mise en œuvre facile.

3 UNE APPLICATION DES FX 118.



TESTEUR DE COMPOSANTS POUR OSCILLOSCOPE

L'oscilloscope, indispensable aux électroniciens, devient par sa pratique régulière un appareil de mesure familier, au point que l'on souhaiterait l'utiliser en toutes circonstances.

Le testeur présenté permet de visualiser le comportement d'un composant à différentes fréquences ou d'identifier son brochage. L'oscilloscope est alors utilisé en mode X-Y et des figures typiques familières apparaissent à l'écran.

Introduction

Le prix des oscilloscopes est en baisse depuis quelques années, même pour les modèles à double trace, et un marché parallèle d'occasion complète l'opportunité d'acquérir cet outil indispensable à l'électronicien. Très souvent utilisé, à juste titre, pour la mise au point ou le dépannage de cartes électroniques, il permet d'observer l'évolution de signaux.

Dans ce cadre de mise au point, plusieurs questions peuvent se poser, comme l'identification d'un composant, la recherche de son brochage ou encore son comportement en fréquence. Ou, suite à une anomalie, le doute sur le bon fonctionnement d'un composant peut se poser.

Si l'on effectue déjà des tests à l'aide d'un oscilloscope, il paraît alors intéressant de répondre à ces interrogations en se servant de cet appareil. Le testeur de composants que nous vous proposons, grâce au mode X-Y de l'oscilloscope, permet de visualiser sur son écran des figures identifiant le comportement d'un dipôle ou celui d'une jonction. Avec un peu de pratique, vous identifierez facile-

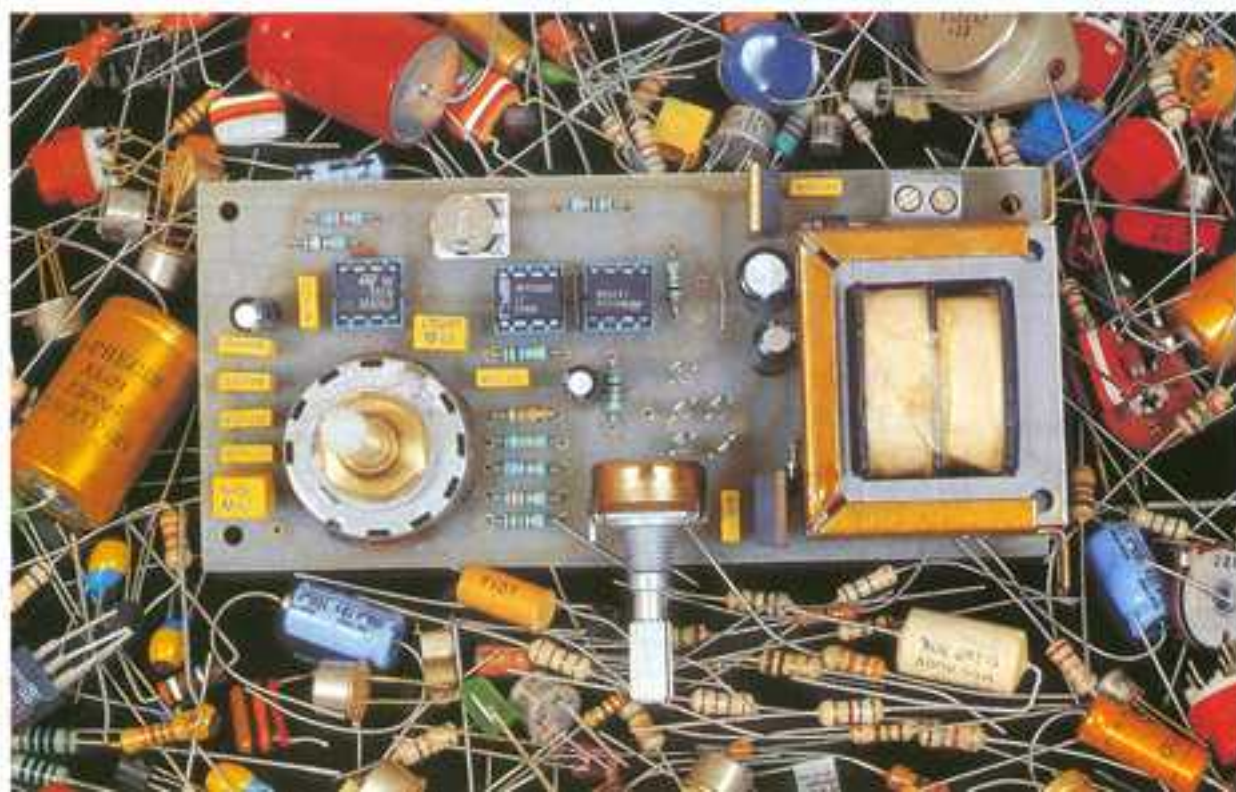
ment le brochage d'un transistor, d'un thyristor ou d'un triac. Vous pourrez vous assurer si une diode ou un condensateur n'est pas en court-circuit. Vous pourrez également repérer le primaire et le secondaire d'un transformateur.

Le schéma

La figure 1 donne le schéma de principe du testeur de composants, constitué de trois parties : le générateur de signaux triangulaires, l'étage de sortie et l'alimentation symétrique.

Le générateur de signaux triangulaires

Afin de tester les composants à des fréquences étagées, le commutateur rotatif SW₁ sélectionnera les fréquences 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 20 kHz et 40 kHz. Ce commutateur comporte deux circuits mettant en jeu un couple résistance/condensateur différent pour chaque fréquence. En effet, le générateur de signaux triangulaires se décompose en deux sous-ensembles : un générateur de signaux rectangulaires et un intégrateur.



Le changement de fréquence est obtenu par un choix de condensateurs (C_1 à C_5). Le circuit intégré $C1$ est le générateur de signaux rectangulaires. C'est un 555 de version

de charge du condensateur C . Étant donné que la résistance R_0 est près de dix fois supérieure à la résistance R_1 , les temps de charge et de décharge sont voisins et le rapport cy-

clique du signal de sortie de l'astable, donné par la relation suivante, est presque de 0,5 :

$$r = R_0 / (R_1 + 2 \cdot R_0)$$

L'intégrateur est réalisé à partir d'un amplificateur opérationnel de bonne qualité puisqu'il devra travailler à fréquence élevée et à forts signaux. Un amplificateur opérationnel LF 356 est particulièrement adapté à cette fonction. Ces entrées JFET lui confèrent une haute impédance d'entrée et un slew rate de $12 \mu\text{s}$ lui permet un fonctionnement à fréquence et amplitude élevées.

La résistance d'intégration est sélectionnée par le second circuit du commutateur rotatif de sorte qu'un condensateur (C_1 à C_5) correspond à une résistance (R_1 à R_7).

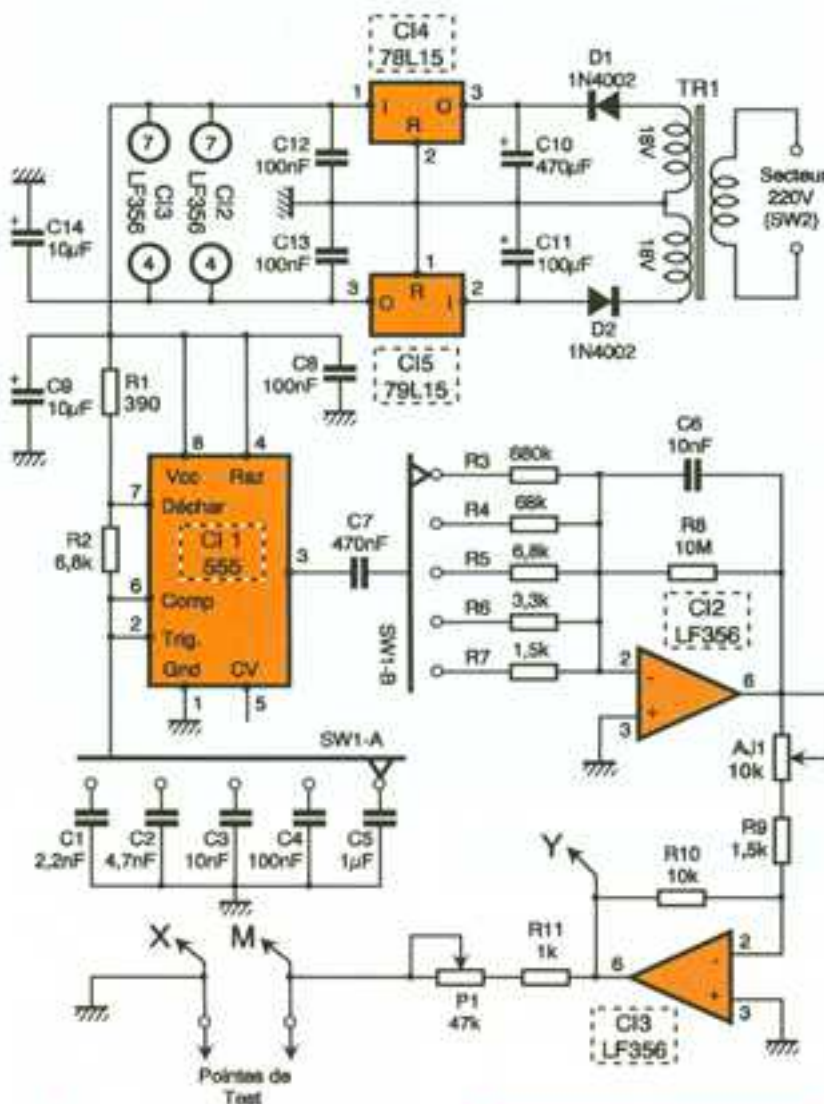
Cette association permet de maintenir constant le rapport C/R , ce qui aboutit à une tension de crête constante pour chaque fréquence. Cette tension V_p est donnée par la relation :

$$V_p = T/2 \cdot (V_{cc}/2 \cdot R \cdot C_0)$$

où : T est la période de l'astable fonction de la capacité C (C_1 à C_5) ; R est la résistance d'intégration (R_1 à R_7) ; C_0 , le condensateur d'intégration ; V_e est la tension crête du signal carré appliqué à l'entrée de l'intégrateur.

Le condensateur C_7 est un condensateur de liaison entre le générateur de signaux rectangulaires et l'intégrateur. Il permet d'isoler les composantes continues de ces deux étages et forme avec la résistance d'intégration un filtre passe-haut. Cette capacité est nécessaire à la stabilité de l'intégration et obligatoire car l'astable fournit un signal dissymétrique.

La résistance R_8 est une correction qui évite la saturation ou l'instabilité



1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

LE COMMUTATEUR SELECTIONNE LE TYPE DE COMPOSANTS A TESTER.

MOS, dont la sortie broche 3 fournit un signal rectangulaire dont la fréquence est donnée par la relation suivante :

$$F = 1 / (0,693 \cdot (R_1 + 2 \cdot R_0) \cdot C)$$

où C est l'un des condensateurs C_1 à C_5 sélectionné par l'un des deux circuits du commutateur SW_1 . Plus la capacité C est faible et plus la fréquence sera élevée. La charge du condensateur s'effectue au travers des résistances R_1 et R_0 . L'entrée broche 6 détecte une tension de charge de $2/3$ de V_{cc} , soit 10V, pour provoquer la décharge du condensateur C dans la résistance R_0 alors portée à la masse par la broche 7 de $C1$. Pendant cette phase, l'entrée broche 2 de $C1$ détectera un niveau de $1/3$ de V_{cc} , soit 5V, pour déclencher un nouveau cycle

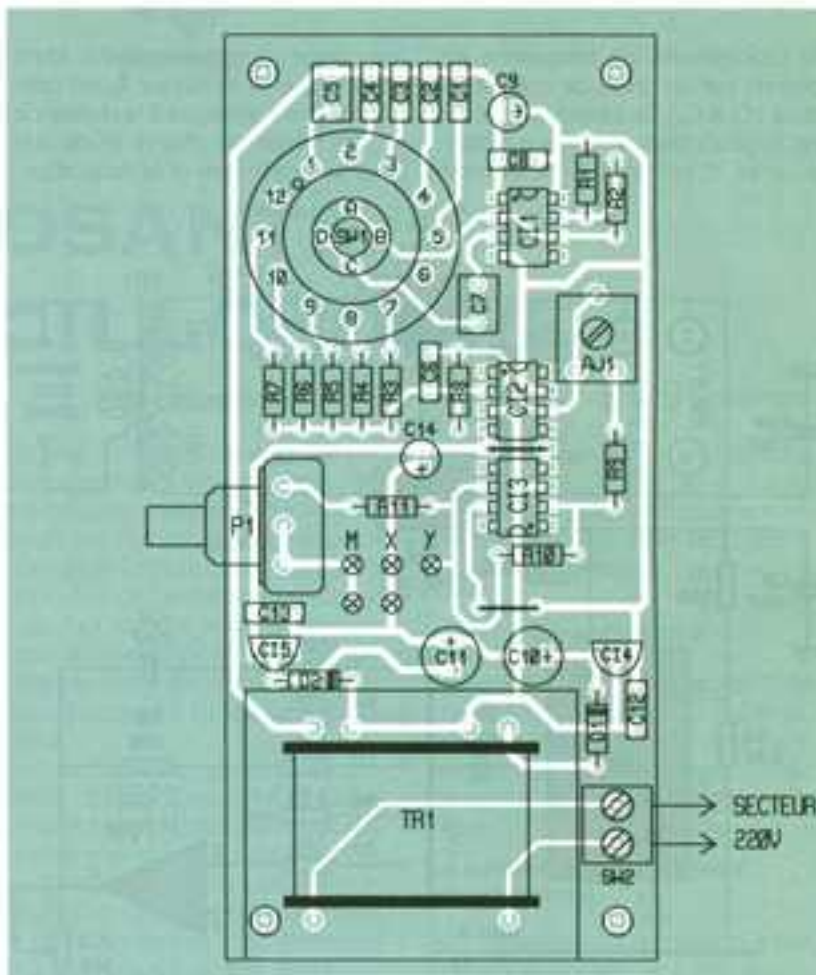


de l'amplificateur opérationnel C_6 , par une limitation du gain.

L'étage de sortie

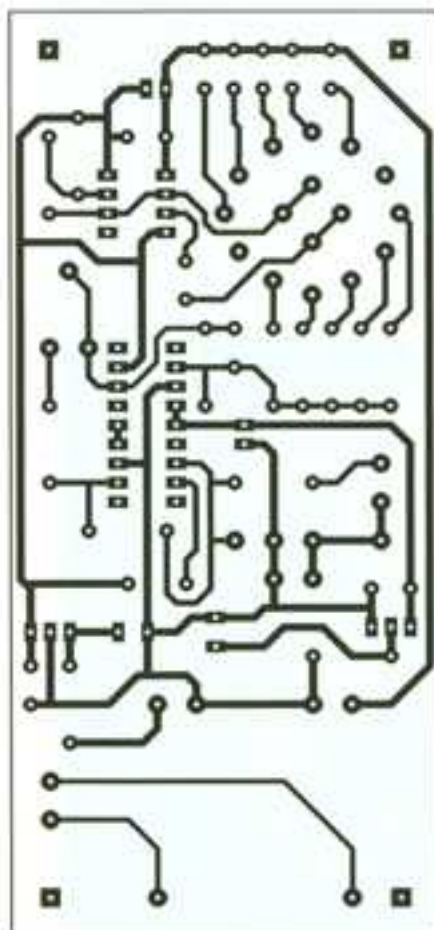
L'étage de sortie est un amplificateur inverseur à gain réglable à l'aide de la résistance ajustable A_1 . Il permet de régler l'amplitude des signaux triangulaires. Une amplitude maximale d'environ 25 V crête à crête permettra un large éventail de tests. La résistance R_{11} constitue la résistance de sortie du générateur de signaux triangulaires, appliqué au composant testé. Cette résistance limite par conséquent le courant de test. Elle peut être augmentée par la résistance du potentiomètre P_1 , câblée en résistance ajustable. La tension aux bornes de cette résistance de sortie est donc proportionnelle au courant traversant le composant sous test. Aussi, cette tension attaquera l'entrée Y de l'oscilloscope, alors que l'entrée X recevra la tension présente aux bornes du composant.

L'augmentation de la résistance de sortie associée à un choix de la fréquence du générateur permet, entre autres, le test d'une gamme assez large de résistances et de condensa-



2

LE CIRCUIT IMPRIMÉ.



3

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

teurs. Toutefois, une résistance de sortie ($R_{11} + P_1$) maximale est exploitable seulement à 100 Hz et 1 kHz. Dans tous les cas, la netteté de la trace sera vérifiée avant le test.

L'alimentation

Un transformateur à double enroulement secondaire donne deux sources de tension alternatives de 15 V à partir du réseau secteur. Un redressement mono-alternance, filtré par les condensateurs C_{10} et C_{11} , fournit deux tensions symétriques que les régulateurs C_1 et C_5 régulent à +15 V et -15 V. Les condensateurs C_{12} et C_{13} participent à la stabilité des régulateurs.

La réalisation pratique

Le montage

La figure 2 présente le tracé des pistes que vous reproduirez par la méthode de votre choix. L'implantation des composants est donnée par la figure 3. Les deux straps ne seront pas oubliés et les régulateurs en boîtier TO 92 pourront être remplacés par des régulateurs en boîtier TO 220, plus courants. Leur implantation est rappelée par la photogra-

phie du montage. Pour plus de détails, vous vous reporterez à l'encart sur les régulateurs de tension fixe.

Le commutateur est un modèle classique de type Lorlin que l'on préférera à sorties picots pour un montage sur circuit imprimé. Les pastilles B et D sont prévues pour un autre type de commutateur dont le brochage des communs diffère du modèle Lorlin utilisant les pastilles A et C. Le potentiomètre P_1 est un modèle à picot qui pourra être monté sur le circuit imprimé ou câblé sur la même façade que le commutateur rotatif.

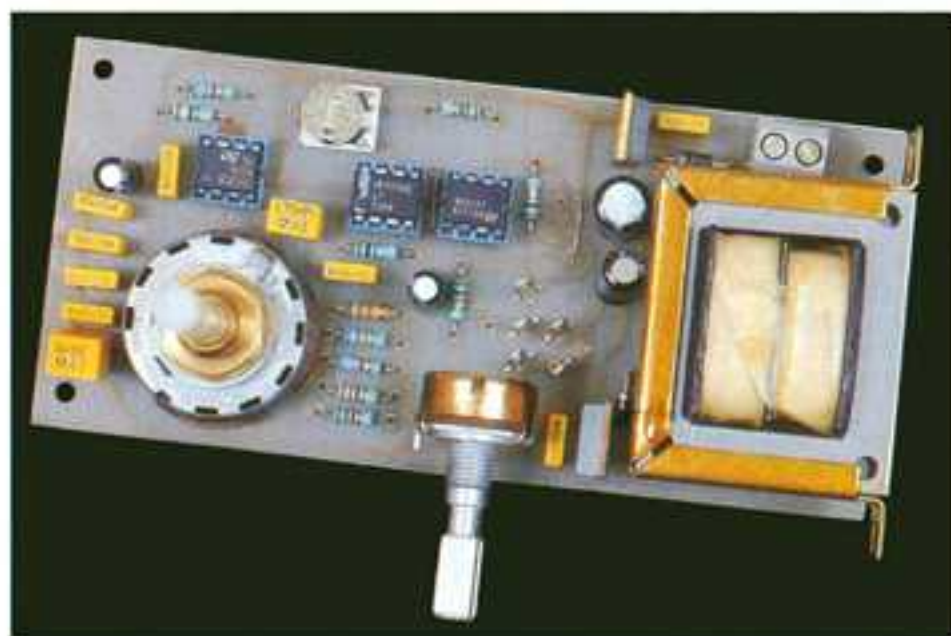
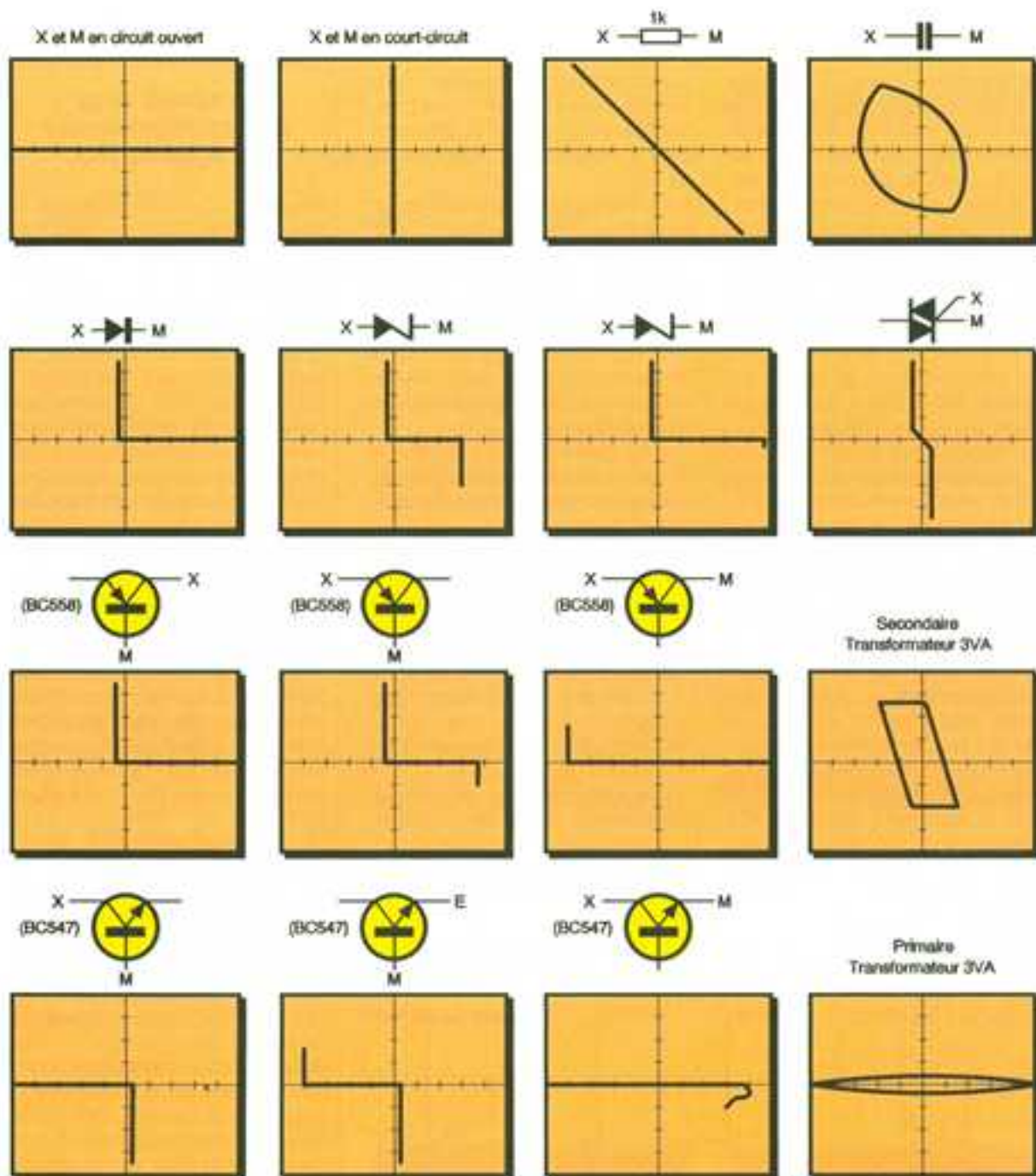
Les essais

Dans un premier temps, les circuits intégrés ne sont pas placés sur le circuit imprimé et pourront être remplacés par des supports à contacts lyres DILB. La masse d'une sonde de l'oscilloscope est reliée au 0 V du montage et l'oscilloscope est en mode normal.

Sans circuit intégré, le montage est alors mis sous tension et les tensions de +15 V et -15 V sont vérifiées.

Ce constat établi, les circuits intégrés sont placés sur leur support et la présence d'un signal triangulaire sur la broche 6 de C_6 est contrôlée pour les cinq fréquences du testeur.

Ensuite, le potentiomètre est placé en résistance nulle (curseur à



LES COURBES OBTENUES SUR L'ECRAN DE L'OSCILLOSCOPE.

gauche) et la cosse M est reliée à la cosse X. L'amplitude du signal de sortie est alors réglée à l'aide de la résistance ajustable A_1 à la limite de l'écrêtage du signal triangulaire, quelle que soit la fréquence choisie. Dans un second temps, votre oscilloscope est placé en mode X-Y, le calibre de ces deux voies étant sur 5V ou sur 2V atténué. Si l'oscilloscope est un monotrace, souvent, la voie X ne possède pas d'atténuateur d'entrée. Dans ce cas, une sonde 1/10 sera utilisée. Si vous souhaitez adapter l'atténuation à la sensibilité

LA CARTE ELECTRONIQUE PRETE AU FONCTIONNEMENT.

de l'entrée X ou si vous ne possédez pas de sonde, alors vous pourrez la réaliser en insérant une résistance en série avec l'âme du câble coaxial utilisé pour raccorder la sortie du testeur à l'entrée X de l'oscilloscope. Un condensateur de compensation de la capacité du câble et de l'entrée de l'oscilloscope est placé en parallèle sur la résistance série. Le principe de cette réalisation simple est rappelé en fin d'article par un encart pratique. Sinon, la cosse X est reliée à l'entrée Y et la cosse M à la masse de l'appareil de mesure.

Un trait horizontal est alors à l'écran et un premier test permet de vérifier le bon branchement en court-circuitant les pointes de test reliées aux cosse X et M. Par ce test, le trait doit apparaître vertical. Ces traces verticale et horizontale permettent un centrage sur les axes principaux de l'écran de l'oscilloscope.

Un second test consiste à sonder une résistance de 1 k. Un trait en diagonale doit alors être à l'écran. En tournant le potentiomètre P₁, l'inclinaison de cette trace doit augmenter jusqu'à devenir verticale.

Avec le test d'une diode, un «L» doit apparaître à l'écran de l'oscilloscope. Pour une diode Zener de tension inférieure à 11 V, l'une des barres du «L» est cassée.

C'est certainement avec le test des transistors petits signaux que l'on appréciera le plus l'examen d'un semi-conducteur. En effet, trois figures ty-

piques différencieront l'examen d'une jonction base-émetteur, d'une jonction base-collecteur et d'un test entre le collecteur et l'émetteur du transistor.

Avec des transistors de puissances, les phénomènes d'avalanches, que l'on relève sur les transistors de petits signaux, ne se produisent pas et le comportement des jonctions BE et BC est similaire à celui d'une diode. Un test entre collecteur et émetteur ne donne alors aucun renseignement, sauf en cas de défectuosité du semi-conducteur.

Pour les condensateurs, une courbe en forme d'ellipse, aux extrémités pointues, témoigne un bon comportement du composant.

Pour le triac, le seul test permettant d'observer une figure est celui entre la gâchette et l'anode A₁. C'est une trace verticale caractéristique de deux diodes tête-bêche. Pour certains modèles de triacs, la trace est un simple trait vertical légèrement oblique.

Pour le thyristor, les figures varient en fonction du type.

Le mieux est d'effectuer des tests par comparaison ou de se constituer une panoplie de figures pour chaque référence de composants spécifiques comme les triacs ou les thyristors.

A titre d'exemple, la **figure 4** regroupe un ensemble de relevés typiques.

Hervé CADINOT

En savoir plus sur les régulateurs de tension fixe

Les régulateurs de tension fixe de la série 78LXX et 79LXX fournissent un courant maximal de 100 mA. Ils sont protégés contre les courts-circuits et disposent d'une protection thermique en cas de dépassement de la dissipation de puissance. Ils sont proposés dans trois boîtiers : TO39, SO-8, TO92. Ce dernier est capable de dissiper 625 mW à une température ambiante de 25 °C contre 850 mW pour le boîtier TO39. La résistance thermique R_{th j-a} du boîtier TO92 est de 200 °C/W et la température de jonction maximale est de 150 °C. Compte tenu de ces caractéristiques, pour fournir les 100 mA, la différence de tension maximale entre l'entrée et la sortie est de 6 V pour le boîtier TO92. Lorsque cette limite doit être dépassée, un régulateur en boîtier TO29 sera préféré. Avec un radiateur de 30 °C/W, sa dissipation thermique pourra atteindre 2,5 W à 25 °C.

La destruction de ce type de circuits intégrés n'est possible que s'il est implanté à l'envers sur le circuit imprimé ou si sa tension d'entrée dépasse la limite maximale de 30 V pour des tensions de sortie de 5 à 8 V, de 35 V pour les régulateurs de 12 à 18 V et 40 V pour un régulateur de 24 V.

La tolérance sur la tension de sortie est indiquée par un suffixe : AC pour ± 5 % et C pour ± 10 %.

Bien qu'intéressant pour leur encombrement réduit, les régulateurs

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

- R₁ : 390 Ω (orange, blanc, marron)
- R₂ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₃ : 680 kΩ (bleu, gris, jaune)
- R₄ : 68 kΩ (bleu, gris, orange)
- R₅ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₆ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
- R₇, R₈ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
- R₉ : 10 MΩ (marron, noir, bleu)
- R₁₀ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₁₁ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- A₁ : 10 kΩ
- P₁ : potentiomètre linéaire 47 kΩ

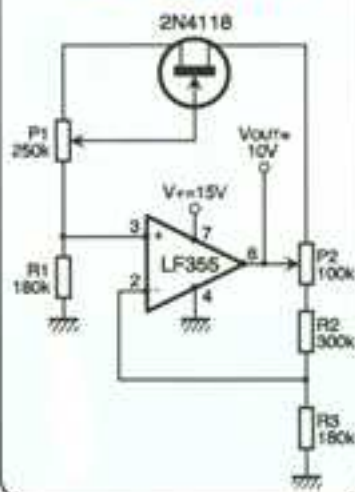
Condensateurs

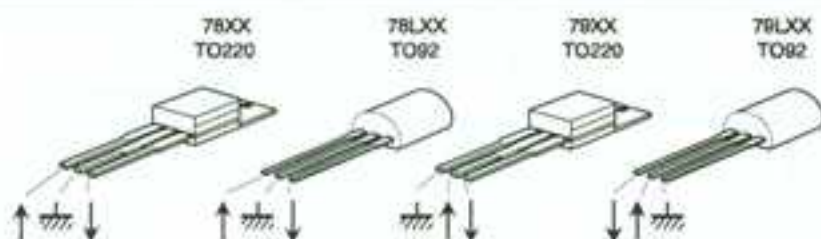
- C₁ : 2,2 nF
 - C₂ : 4,7 nF
 - C₃, C₄ : 10 nF
 - C₅, C₆, C₁₀, C₁₁ : 100 nF
 - C₇ : 1 μF
 - C₈ : 470 nF
 - C₉, C₁₄ : 10 à 47 μF/25 V
 - C₁₀ : 470 μF/25 V
 - C₁₁ : 100 μF/25 V
- #### Semi-conducteurs
- D₁, D₂ : 1N4002
 - CI₁ : 555
 - CI₂, CI₃ : LF356
 - CI₄ : 78L15
 - CI₅ : 79L15

Divers

- TR₁ : transformateur 220 V / 2 x 15 V-5 VA
- SW₁ : commutateur rotatif 2c 6p
- SW₂ : bornier 2 plots à souder
- 5 cosse poignards

Référence de tension avec un LF355





de la série 78LXX et 79LXX sont moins disponibles et moins bon marché que les régulateurs de la série 78XX et 79XX dont les performances sont améliorées. Par exemple, on relève un courant maximal de 1 A pour le LM78XX et de 1,5 A pour le LM79XX. Les limites pour les tensions d'entrée restent les mêmes mais le comportement en puissance est intéressant aussi bien pour les versions en boîtier TO3 que TO92. Pour ce dernier, la résistance thermique jonction boîtier est de 4 °C/W et 50 °C/W entre boîtier et ambiant. La figure suivante rassemble le brochage des régulateurs les plus familiers.

Réalisation d'une sonde pour oscilloscope

L'entrée d'un oscilloscope est souvent équivalente à une résistance de 1 MΩ en parallèle avec un condensateur de 30 pF. Si l'on souhaite atténuer le signal à l'entrée d'un oscilloscope, il suffit d'insérer en série avec l'entrée une résistance qui formera avec la résistance d'entrée de l'appareil un pont diviseur de tension. Mais, dans ce cas,

la résistance ajoutée forme avec la capacité d'entrée de l'oscilloscope un filtre passe-bas qui déformera le signal. Pour compenser cet effet, le signal appliqué à l'entrée de l'oscilloscope doit être préaccentué en plaçant un condensateur en parallèle sur la résistance ajoutée. Le schéma équivalent à cette structure est donné par la figure ci-dessous.

La capacité C_c est la capacité du câble reliant la sonde à l'oscilloscope, ramenée à l'entrée de l'appareil.

On démontre que le signal appliqué à l'entrée de la sonde se retrouve à l'entrée de l'oscilloscope sans déformation, si les constantes

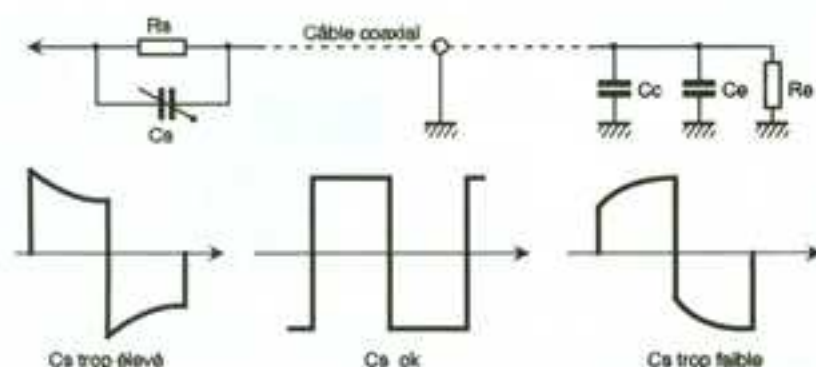
LES BROCHAGES.

de temps $R_s \cdot C_s$ et $R_e \cdot (C_e + C_c)$ sont égales. L'atténuation apportée par la sonde est alors de $1/(1 + R_s/R_e)$, soit en dB : $-20 \log(1 + R_s/R_e)$.

En pratique, si votre câble coaxial est un modèle 50 Ω de bonne qualité, un condensateur C_s ajustable de 10/60 pF est suffisant pour être associé à une résistance R_s de 3,9 MΩ qui apportera une atténuation d'environ 0,9, soit une amplitude du signal mesuré divisée par 5.

Pour régler la sonde, un signal carré sera appliqué sur son entrée et le condensateur C_s sera ajusté pour obtenir un signal carré de forme exacte. Les figures suivantes donnent une forme correspondant à un mauvais réglage dû à un condensateur C_s trop élevé ou trop faible.

LE SCHEMA DE LA SONDE.



CATALOGUE COMPOSANTS NOUVELLE EDITION 95/96 PREX : 20'

10000 REFERENCES

Electronique - Diffusion

VOUS AGENCES

AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX
AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX
AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX
AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX
AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX
AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX
AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX
AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX
AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX
AGENCE	ADRESSE	TELEPHONE	FAX

CATALOGUE COMPOSANTS ELECTRONIQUE DIFFUSION 95/96

Enrichi de plus de 4000 références par rapport à l'édition précédente, Electronique Diffusion se positionne comme un spécialiste du composant actif français. 16000 produits tenus en stock, cela interpelle! Aussi, ce catalogue, disponible dans toutes les agences ou par correspondance pour la modique somme de 20 F, se positionne comme un outil indispensable pour l'amateur ou le professionnel. Au sommaire : plus de 3000 CI divers, 1500 CMS, 800 CI

micro, 1000 CI spéciaux, 4300 transistors, 1400 CI logiques, 700 transistors japonais, 1500 CI japonais, etc.

Electronique Diffusion

15, rue de Rome, 59100 Roubaix.

Tél. : (16) 20.70.23.42.

Fax : (16) 20.70.38.46.

Electronique Diffusion dispose également de points de vente dont voici quelques adresses :

– Lille (59000), 234, rue des Postes, tél. : 20.30.97.96.

– Lyon (69008), 45, rue Maryse-Bastie, tél. : 78.76.90.91.

– Malakoff (92240), 43, rue Victor-Hugo, tél. : 46.57.68.33.

– Douai (59500), 16, rue de la Croix-d'Or, tél. : 97.87.70.71.

– Dunkerque (59140), 19, rue du Docteur-Lemaire, tél. : 28.66.60.90.



DOMOTICS



UN RÉVEIL PARLANT

Une nouvelle fois, nous allons tirer parti des possibilités de la mémoire analogique que contient l'ISD1016 et cela pour réaliser un réveil personnalisé. Vous aurez ainsi la possibilité de vous réveiller avec le message que vous aurez préalablement enregistré.

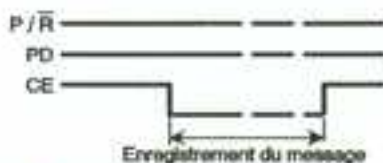
Introduction

Le montage du réveil parlant se décompose en deux cartes. La première comporte un micro-électret qui permet de remplir la mémoire de l'ISD1016 à partir de n'importe quelle source musicale (par prise directe). Le message ainsi enregistré pourra être répété de une à seize fois lors de l'utilisation du réveil. Afin de limiter l'encombrement et la complexité du montage, il a été fait appel à un petit réveil électronique bon marché pour le séquençage. Cela ne devrait pas rebuter l'amateur car les transformations à apporter à

ce réveil sont vraiment minimales (il suffit en fait de souder deux fils sur les bornes du buzzer piézo-électrique).

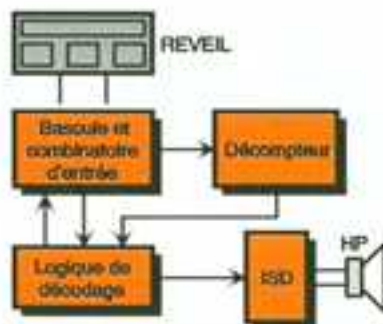
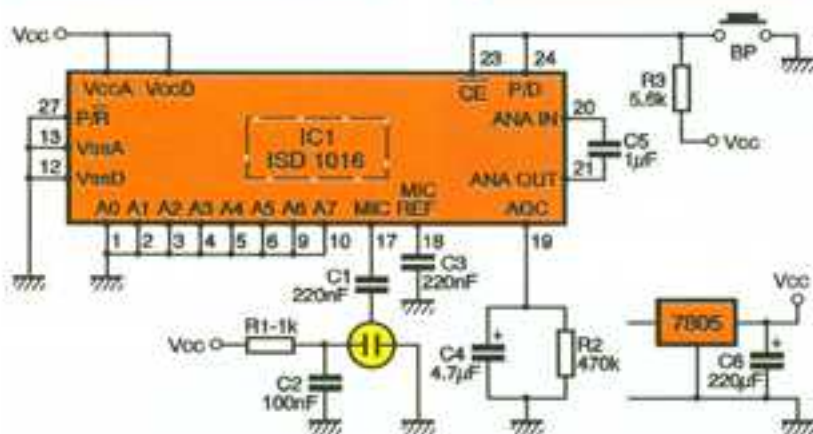
Principe

Nous ne nous intéresserons qu'à la description de la carte de lecture, la carte d'écriture n'étant que l'assemblage de composants préconisés

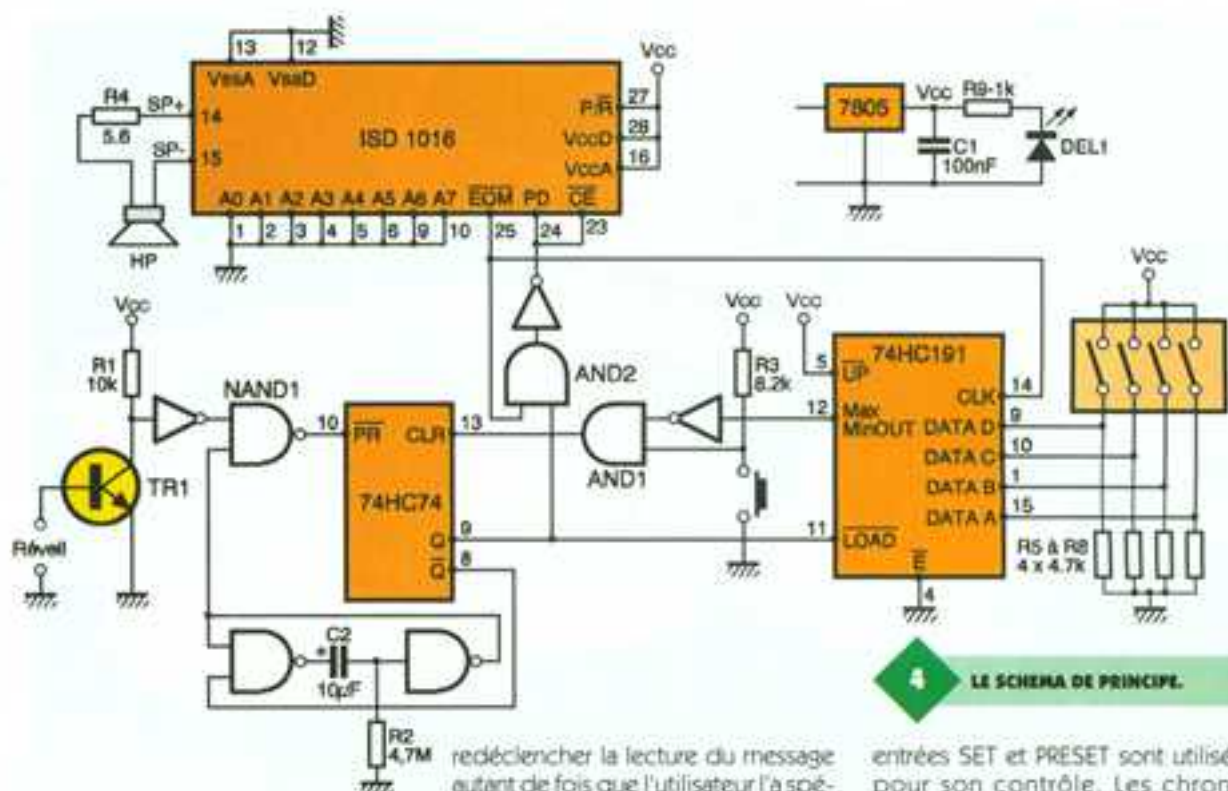


1 LE PROGRAMMATEUR.

2 CHRONOGRAMME DE L'ENTRÉE P/R.



3 LE PRINCIPE DU MONTAGE.



4 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

par le fabricant de l'ISD (fig. 1). Précisons néanmoins que l'entrée P/R (Playback Record) est mise à zéro et que l'entrée CE (Chip Enable) est forcée à zéro par l'action du poussoir (voir chronogramme figure 2).

Le synoptique du montage est donné figure 3. Il est composé de trois blocs fonctionnels principaux :

1. La bascule (74HC74) est utilisée au moment de la sonnerie du petit réveil électronique. Elle permet de tenir l'ISD1016 actif et d'éviter les redémarrages intempestifs du message.

2. Le décompteur sert au contraire à

redémarrer la lecture du message autant de fois que l'utilisateur l'a spécifié par les micro-switches.

3. Le troisième bloc est constitué de la logique de codage nécessaire au bon fonctionnement de l'ISD. Il permet de bien contrôler les entrées P/D et CE.

Fonctionnement

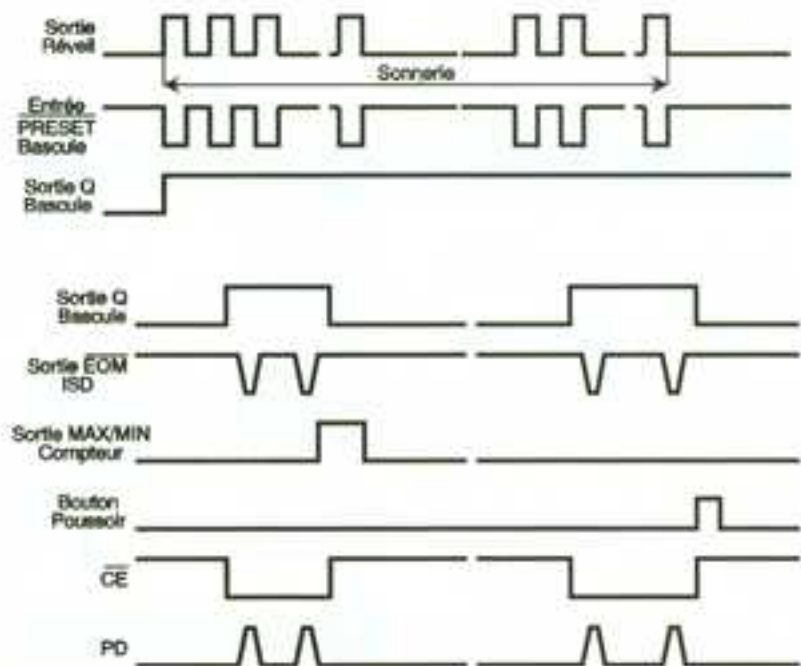
Le schéma de principe est représenté sur la figure 4.

La bascule est utilisée comme une simple mémoire. En effet, seules les

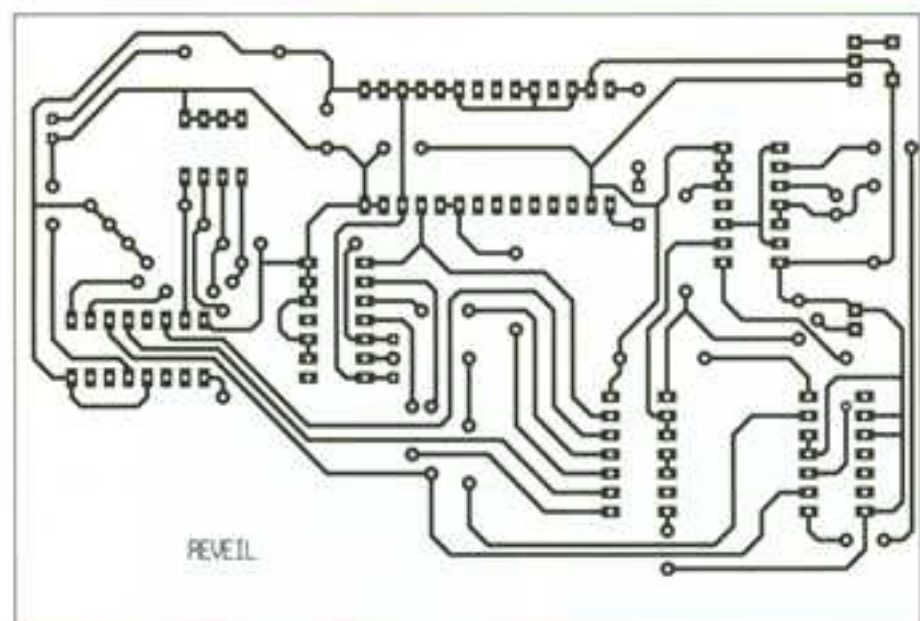
entrées SET et PRESET sont utilisées pour son contrôle. Les chronogrammes de fonctionnement de l'ISD1016 et de la sonnerie du réveil sont présentés figure 5. On voit ainsi qu'il faut déclencher la lecture dès qu'un état haut est détecté aux bornes du buzzer. Le signal provenant de ce dernier est amplifié par un transistor monté en émetteur commun afin de disposer d'un niveau utilisable en logique classique. Cet amplificateur inversant les signaux d'entrées, il faut le faire suivre d'un inverseur pour retrouver le signal original. La porte NAND1 qui suit l'inverseur est connectée à un monostable, donc elle aussi comme un inverseur, si bien que l'on a en tout trois inverseurs. Ainsi, dès que le réveil se met à « sonner », l'entrée PRESET (active basse) se trouve dans un état bas, ce qui force la sortie Q à 1 (lancement des lectures). Le monostable constitué des portes NAND 2 et 3 sert à éviter les déclenchements intempestifs de la lecture. En effet, si la durée de lecture des messages est inférieure à 30 secondes, le réveil (par sa sonnerie qui ne s'est pas encore arrêtée) redémarrera le montage. Le monostable impose un état bas sur la NAND1 pendant plus de 30 secondes pour éviter cela.

Le décompteur utilisé est un 74HC191 et sa description complète est faite dans l'encart technique de la fin de cet article. Le nombre de lectures programmé dans les micro-switches est chargé en permanence

5 CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT.



6 CHRONOGRAMMES DE FONCTIONNEMENT DE LA PARTIE LOGIQUE.



7

LE CIRCUIT IMPRIMÉ DE LA CARTE PRINCIPALE.

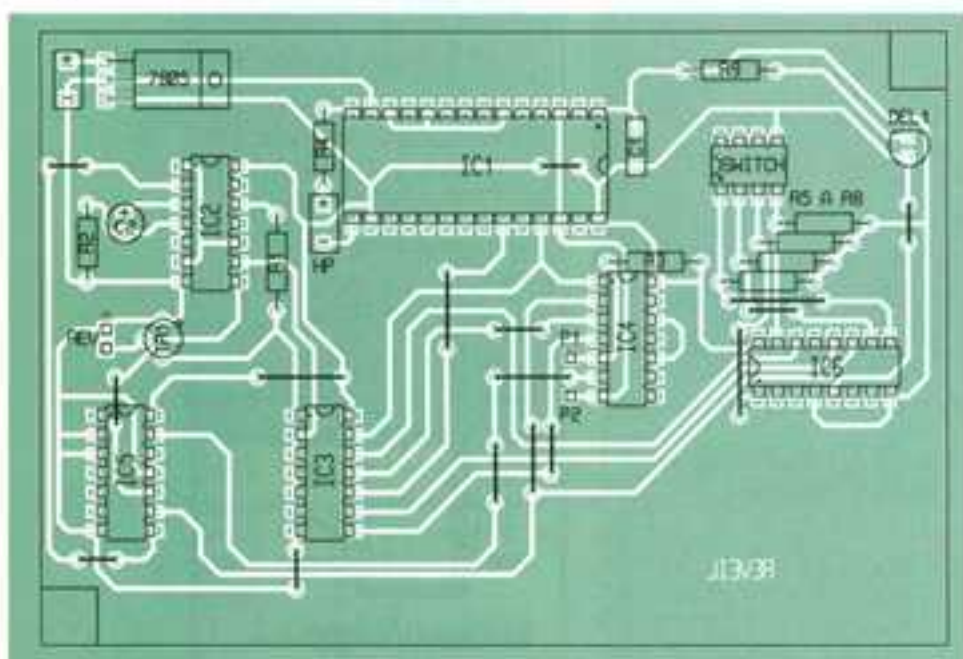
de l'ISD passent à l'état bas, ce qui redéclenche la lecture. Le bouton-poussoir sert à arrêter la lecture avant la fin du décompte via la porte AND1.

Réalisation

Les circuits imprimés sont donnés à l'échelle 1 sur les figures 7 et 8 (figures 9 et 10 pour les schémas d'implantation). Il s'agit de tracés simple face qu'il conviendra de reproduire par la méthode de votre choix, méthode photographique sur époxy présensibilisé par exemple. La taille des pistes étant relativement importante, leurs réalisations ne devraient pas poser de problèmes. L'implantation des composants se fera comme d'habitude par ordre croissant de hauteur (straps, résistances, supports, capacités...). Avant d'implanter les circuits intégrés, vérifiez bien les alimentations sur les supports nus afin d'éviter toute destruction. En ce qui concerne le connexion du réveil, soudez deux fils fins (fils à wrapper par exemple) sur les bornes du buzzer piézo (voir photo).

Mise en boîtier

La carte de lecture a été prévue pour être mise dans un boîtier BA4. En ce



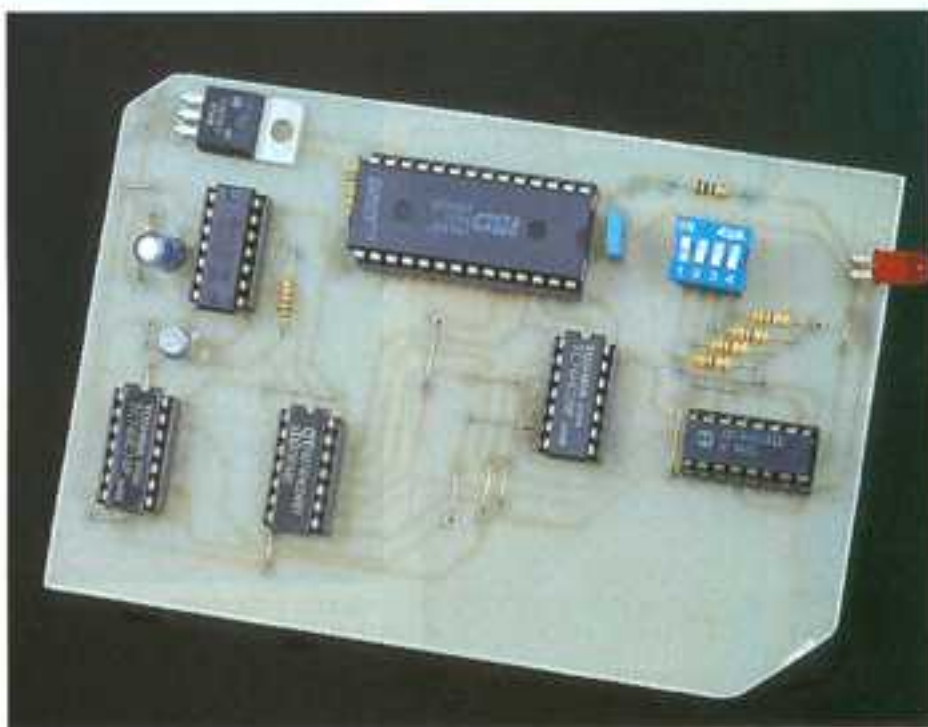
8

IMPLANTATION DES COMPOSANTS DE LA CARTE PRINCIPALE.

dans le compteur (entrée LOAD à bas) lorsque le montage est en veille. Dès que le réveil passe en mode lecture, le décompte commence et est cadencé par la sortie EOM (End Of Message) de l'ISD qui passe à l'état bas dès que la fin du message survient. Lorsque le décompte atteint 0, la sortie MAX/MIN passe à 1, ce qui remet en mode veille le montage (Q repasse à 0 par l'intermédiaire de la porte AND1 connectée à l'entrée RESET de la bascule). A chaque fin de message, PD passe à l'état haut par l'intermédiaire de la porte AND2 pour faire un RESET de l'ISD.

Le chronogramme de la partie logique est donné figure 6. On peut voir que, dès que le réveil se déclenche (sortie Q à 1), les entrées PD (Power Down) et CE (Chip Enable)

LA PLATINE PRINCIPALE.



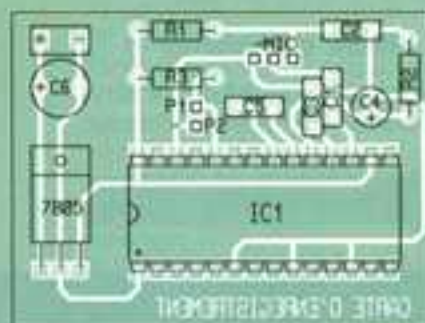
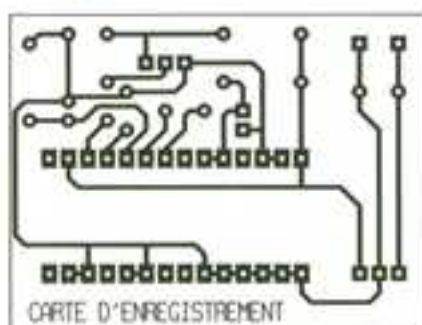
qui concerne le haut-parleur, l'auteur a utilisé un modèle extra-plat afin de limiter son encombrement.

L'alimentation

L'alimentation des deux cartes peut se faire à partir de n'importe quelle source continue d'au moins 7V (transformateur, pont de diodes, capacités de filtrages...). Néanmoins, l'auteur vous conseille d'utiliser (pour des raisons de compacité) une alimentation du type bloc secteur.

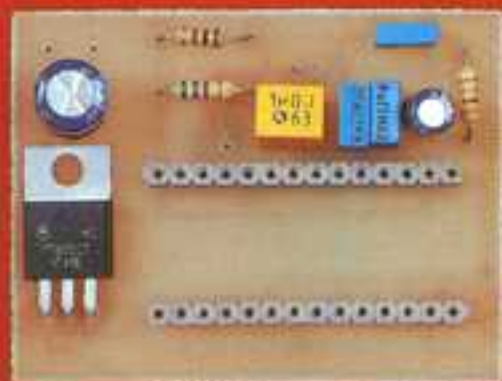
9

LE CIRCUIT IMPRIME DU PROGRAMMATEUR.



10

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS DU PROGRAMMATEUR.



Utilisation

La première des choses à faire est de remplir la mémoire de l'ISD avec la carte d'enregistrement. Pour cela, il suffit juste de l'alimenter et d'appuyer sur le bouton-poussoir durant toute la durée souhaitée (maximum 16 secondes). En ce qui concerne le niveau sonore d'entrée, l'ISD est très tolérant car il est équipé d'un CAG (Contrôle automatique de gain). Pour utiliser la carte de lecture, il suffit de transférer la mémoire analogique et de faire « sonner » le petit réveil électronique. Le nombre de fois que la lecture sera effectuée est

codée en binaire par les micro-switches (ainsi le message sera répété quatre fois si le troisième switch est ON). En cas de non-fonctionnement, vérifiez bien qu'il n'y a pas de microcoupures sur le circuit et que la polarité des composants est bien respectée. Si la DEL ne s'allume pas, c'est qu'il y a un problème au niveau de l'alimentation du montage (probablement masse et +Vcc inversés). Dans tous les cas, si vous disposez d'un oscilloscope, il suffit de contrôler les signaux et de les comparer avec les chronogrammes.

Bonne nuit...

Laurent LELLU

LISTE DES COMPOSANTS

Carte d'écriture

IC₁: ISD 1016
 C₁, C₃: 220 nF
 C₂: 100 nF
 C₄: 4,7 µF radial
 C₅: 1 µF non polarisé
 C₆: 220 µF radial
 R₁: 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₂: 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
 R₃: 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)
 1 7805
 1 micro-électret 3 broches
 1 bouton-poussoir

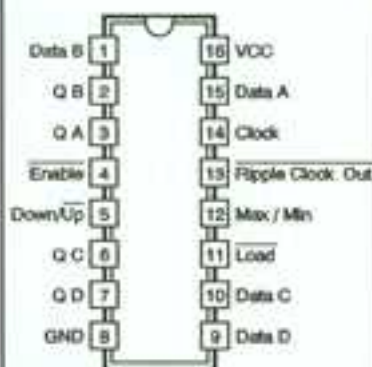
Carte de lecture

IC₁: ISD1016
 IC₂: 74HC00
 IC₃: 74HC04
 IC₄: 74HC08
 IC₅: 74HC74
 IC₆: 74HC191
 C₁: 100 nF
 C₂: 10 µF
 R₁: 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₂: 4,7 M (jaune, violet, vert)
 R₃: 8,2 k (gris, rouge, rouge)
 R₄ à R₈: 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R₉: 5,6 Ω (vert, bleu, or)
 R₁₀: 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 TR₁: 2N2222
 1 7805
 1 bouton-poussoir
 1 petit réveil électronique
 1 HP 8 Ω
 1 DEL
 1 bloc de 4 micro-switches

CETTE CARTE PERMET DE PROGRAMMER L'ISD 1016, IL SUFFIT DE LE MONTER SUR LE SUPPORT PREVU.

ENCART TECHNIQUE

Le 74HC191 est un compteur-décompteur 4 bits synchrone. De plus, grâce à l'entrée asynchrone LOAD (active basse), il est possible de l'utiliser comme compteur programmable.



Description des signaux

DATA A à D: données d'entrées. Ces entrées s'utilisent en parallèle avec l'entrée LOAD.

Qa à Qd: sorties du compteur. ENABLE: cette entrée doit être au niveau bas pour que le compteur-décompteur soit actif.

DOWN/UP: cette entrée doit être au niveau bas pour que le compteur fonctionne en mode compteur et au niveau haut pour qu'il fonctionne en mode décompteur.

RIPPLE-CLOCK: cette sortie est active basse et indique que les sorties sont à 16 (mode compteur) ou à 0 (mode décompteur).

MAX/MIN: cette sortie fonctionne quasiment comme la sortie RIPPLE-CLOCK. Néanmoins, elle est active haute.

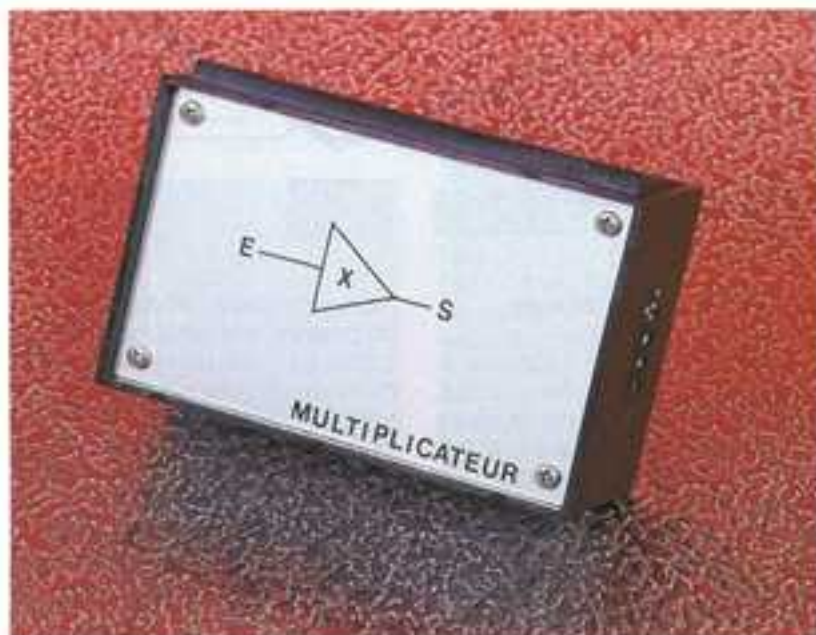
LOAD: lorsque cette entrée est à l'état bas, les entrées DATA A à D sont chargées dans les sorties Qa à Qd. Cette entrée fonctionne en asynchrone.



GADGETS

UN MULTIPLICATEUR DE POTENTIEL

Les montages faisant appel aux amplificateurs opérationnels sont généralement minoritaires parmi nos articles. En effet, dans beaucoup de cas, l'électronique digitale rend des services au moins équivalents à ceux de l'électronique analogique. Le montage proposé, un multiplicateur de tension, n'est pas original en soi.



Son intérêt réside surtout dans la façon de résoudre le problème de l'alimentation symétrique.

I - La problématique (fig. 1)

Pour une application particulière à bord d'une voiture, le problème qui se posait à l'auteur était de produire un potentiel multiplié par un coefficient k ($1 < k < 2$) en partant d'un potentiel de référence variable délivré par un capteur.

Il s'agit d'une application typique d'un amplificateur opérationnel. Le problème que pose un tel montage est la nécessité d'une alimentation symétrique. Il ne saurait être question de créer un point neutre se situant au niveau du demi-potentiel d'alimentation, c'est-à-dire 6 V, comme on le voit souvent dans les montages.

En effet, cette solution présente deux inconvénients majeurs :

- la marge de 6 V par rapport à cette référence est insuffisante ;
- la référence n'est plus le « moins » de la batterie.

Or, dans l'application en question, il est absolument indispensable que la référence du potentiel de sortie soit

la même que celle de l'entrée, à savoir le « moins » de la batterie du véhicule. La partie positive de l'alimentation symétrique a donc été prélevée du « plus 12 V » régulée à 10 V ; quant à la partie négative, il a fallu l'élaborer spécialement. La solution retenue consiste à fabriquer un potentiel haché, à alimenter l'un des deux enroulements secondaires d'un transformateur et à récupérer sur l'autre une tension alternative. Cette dernière est ensuite redressée, filtrée et stabilisée négativement par rapport à la masse à 10 V.

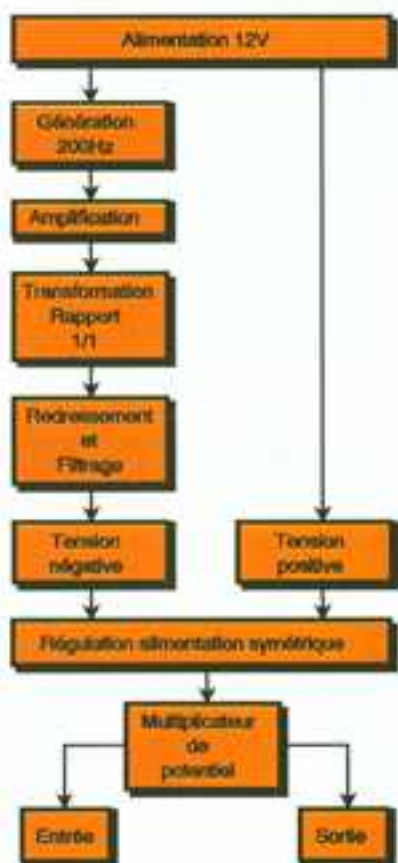
On obtient alors une alimentation symétrique de + 10 V / - 10 V, destinée au fonctionnement correct de l'ampli-op.

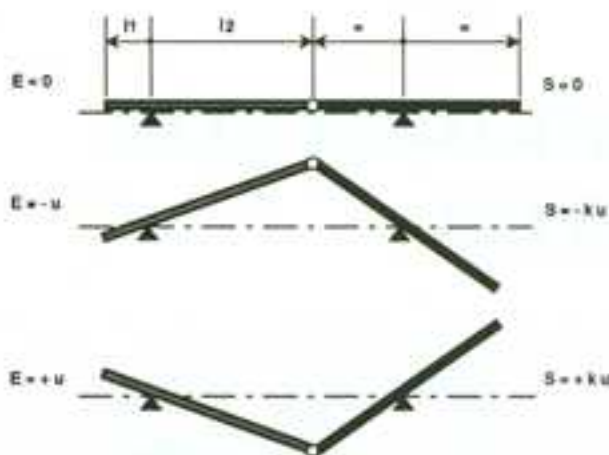
II - Le fonctionnement (fig. 2)

a) Alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement du montage est prélevée de la batterie 12 V par l'intermédiaire de D_3 qui fait office de détrompeur. La capacité C_1 réalise un filtrage adapté en éliminant les très légères ondulations provenant de la charge de la batterie par l'alternateur. La consommation du montage est minime : environ 70 mA.

1 LE SYNOPTIQUE.





1a

EXPLICATION DU PRINCIPE
RETENU.

$$k = \frac{l_2}{l_1}$$

b) Génération du 200 Hz

Les portes NAND I et II forment un multivibrateur astable. Sur sa sortie, on recueille des crêteaux de forme carrée se caractérisant par une fréquence d'environ 200 Hz, étant donné les valeurs de R_1 et de C_4 . La sortie de la porte IV alimente la jonction base-émetteur de T_1 , via R_3 . Ce transistor, avec T_2 , constitue un Darlington dont le rôle est de réaliser une forte amplification de courant. Dans le circuit collecteur se trouve monté l'un des enroulements secondaires d'un transformateur 220 V/2 x 6 V/1 VA. Sur le second enroule-

ment secondaire, on recueille alors un potentiel alternatif (mais pas forcément sinusoïdal) d'une valeur maximale de l'ordre de 15 à 20 V. A noter que la fréquence de 200 Hz, intentionnellement supérieure à la valeur nominale de 50 Hz, a pour effet d'augmenter l'impédance des enroulements inductifs du transformateur et donc de diminuer la consommation.

c) Formation de la tension négative

Un pont de diodes redresse les deux alternances du potentiel alternatif recueilli. La capacité C_7 effectue

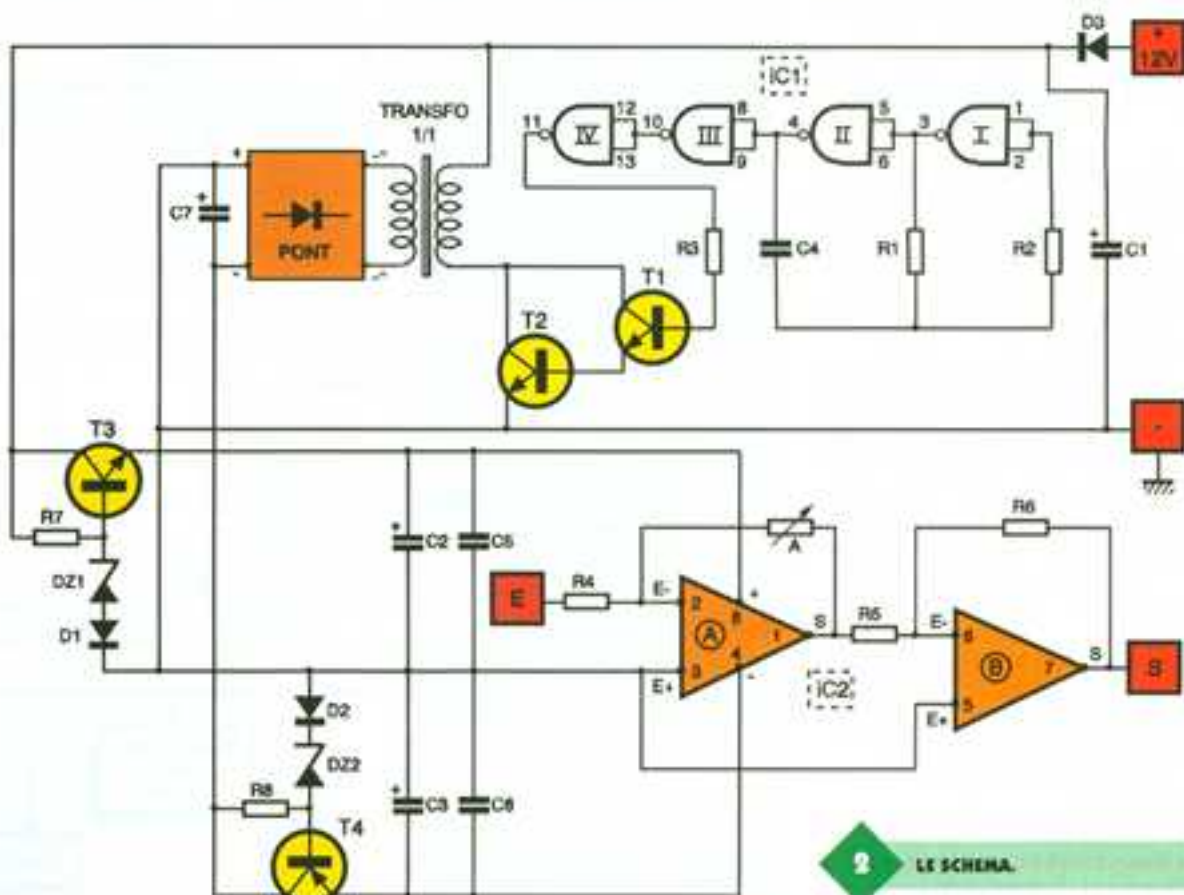
un filtrage efficace de ce potentiel redressé. L'armature positive de C_7 est reliée au « moins » de l'alimentation destiné à devenir le neutre de l'alimentation symétrique. Aux bornes de cette capacité, on enregistre un potentiel quasi continu de l'ordre de 20 V en négatif par rapport à la masse du montage.

d) Elaboration de l'alimentation symétrique

Par rapport au point neutre, la base de T_3 est maintenue à un potentiel de $10 + 0,6 = 10,6$ V grâce à R_7 , DZ_1 et D_1 . Sur l'émetteur, on relève donc un potentiel continu stabilisé à 10 V. On retrouve le même montage, mais symétriquement disposé, par la mise en œuvre du transistor PNP T_4 , R_8 , DZ_2 et D_2 . Par rapport au point neutre, on enregistre sur l'émetteur de T_4 un potentiel continu de -10 V. Les capacités C_2 et C_3 réalisent un complément de filtrage, tandis que C_5 et C_6 font office de capacités de découplage de l'alimentation de la partie ampli-op.

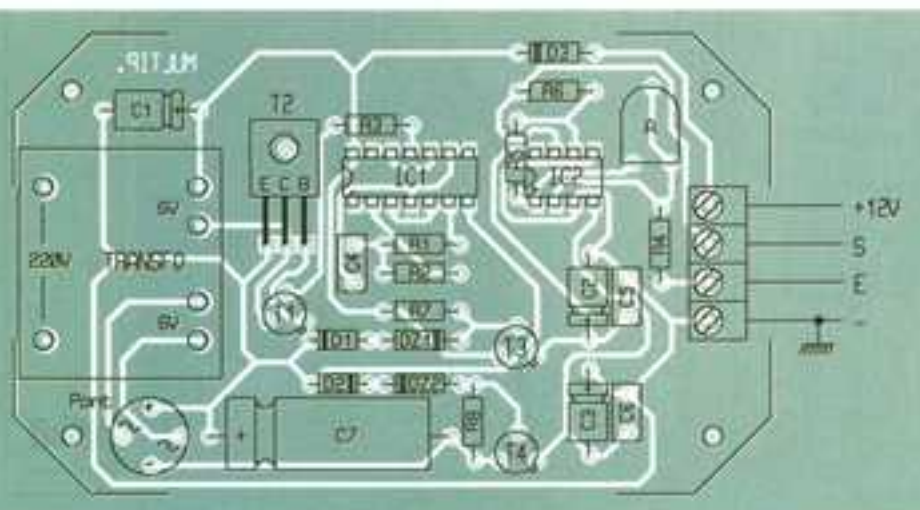
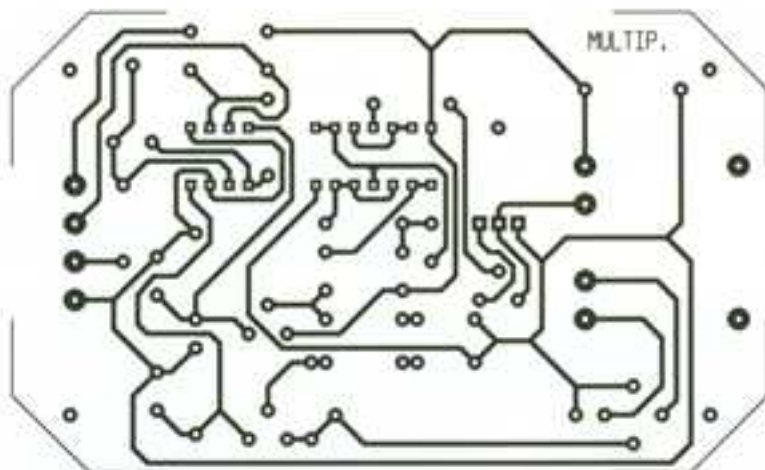
e) Multiplicateur de potentiel

Le circuit intégré IC_2 est un LM 358. Il renferme deux amplificateurs opérationnels A et B. Les entrées directes sont reliées au point neutre qui est en même temps la masse du montage. Le « plus » et le « moins » de l'alimentation de IC_2 sont respectivement re-



2

LE SCHEMA.



liés au +10V et au -10V de l'alimentation symétrique. L'entrée du multiplicateur est reliée à l'entrée inverseuse du comparateur A par le biais de la résistance R_1 . Sur la sortie, on relève alors un potentiel u_5 qui dépend du potentiel u_1 suivant la relation :

$$u_5 = -\frac{A}{R_1} u_1$$

Le second comparateur fonctionne selon le même principe, mais comme $R_2 = R_3$, il se contente de réaliser une inversion de rapport 1. En définitive, sur la sortie du multiplicateur, on relève un potentiel :

$$u_6 = \frac{A}{R_4} u_1$$

III - La réalisation

a) Le circuit imprimé (fig. 3)

La reproduction du circuit imprimé n'est pas problématique étant donné sa simplicité. Il est même possible d'appliquer directement les éléments de transfert Mecanorma sur la face cuivrée préalablement bien dégraissée de l'époxy. Après gravure dans un bain de perchlore de fer, suivi d'un abondant rinçage, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm.

3/4

LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

Par la suite, certains trous seront agrandir afin de les adapter au diamètre des connexions des composants tels que l'ajustable, la capacité C_1 , le bornier et le transformateur.

b) L'implantation des composants (fig. 4)

On soudera d'abord les diodes, les résistances, les capacités et les tran-

LE MONTAGE PRÊT À L'EMPLOI.

sistors. Ensuite, ce sera le tour des composants de plus grande épaisseur. Attention à l'orientation correcte des composants polarisés. Le montage ne nécessite aucun réglage si ce n'est celui du coefficient multiplicateur. Ce dernier augmente si l'on tourne le curseur de l'ajustable A dans le sens des aiguilles d'une montre.

Robert KNOERR

Liste des composants

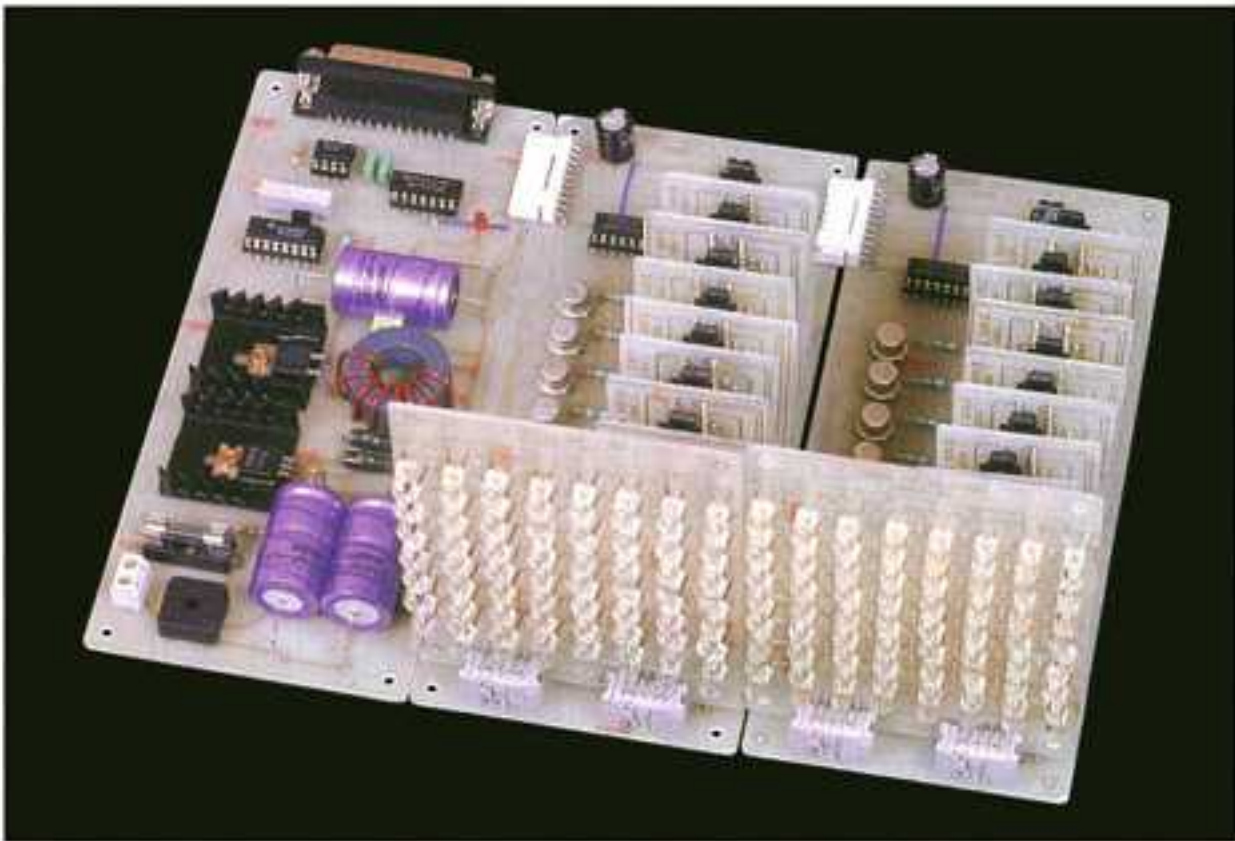
- R_1 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
- R_2 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
- R_3 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
- R_4 à R_8 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R_7, R_8 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- A : ajustable 47 k Ω
- D_1, D_2 : diodes-signal 1N4148, 914
- D_3 : 1N4004, 4007
- DZ_1, DZ_2 : diodes zener 10 V/1,3 W
- Pont de diodes 0,5 A
- C_1, C_2, C_3 : 47 μ F/16 V électrolytique
- C_4, C_5, C_6 : 0,1 μ F milfeuill
- C_7 : 1 000 μ F/16 V électrolytique
- T_1 : transistor NPN BC108, 109, 2N2222
- T_2 : transistor NPN BD135, 137
- T_3 : transistor NPN 2N1711
- T_4 : transistor PNP 2N2905
- IC $_1$: CD4011 (4 portes NAND)
- IC $_2$: LM358 (2 comparateurs)
- 1 support 8 broches
- 1 support 14 broches
- Transformateur 220 V/2 x 6 V/2 VA
- Bornier soudable 4 plots
- Boîtier plastique MMP (110 x 70 x 45)





DOMOTIQUE

PANNEAU D'AFFICHAGE MODULAIRE



Bien rares sont les particuliers qui disposent d'un panneau d'affichage à DEL. Le prix d'un tel appareil reste relativement élevé. Il est donc tentant de vouloir en construire un soi-même. C'est dans ce but que nous vous proposons le montage de ce mois-ci.

Fabriquer soi-même un panneau d'affichage est intéressant, mais la tâche se révèle vite compliquée. Tout d'abord se pose la question de la taille du panneau d'affichage à construire. Pour afficher un texte dans de bonnes conditions, il faut une matrice à DEL relativement gran-

de. Le millier de DEL peut être atteint rapidement! Un particulier optera vraisemblablement pour une matrice à DEL de dimension restreinte, afin de limiter le prix de revient de l'ensemble. Mais, plus tard, il regrettera peut-être ce choix. C'est pourquoi nous avons pensé qu'il était préférable d'opter pour une solution modulaire.

Vous pourrez commencer avec un tout petit panneau. Puis, quand vous le déciderez, vous pourrez étendre les dimensions de la matrice d'affichage, sans qu'il soit besoin de modifier les programmes ou les fichiers de texte que vous aurez construits.

Ensuite se pose le problème de l'animation du panneau d'affichage. Les solutions professionnelles utilisent un système à microprocesseur qui gère tout l'ensemble. Pour notre part, nous avons retenu d'utiliser le port parallèle d'un ordinateur compatible IBM.

Pour la programmation du panneau, ne vous paniquez pas. Vous n'aurez que le mal de vous procurer les programmes auprès de la rédaction en

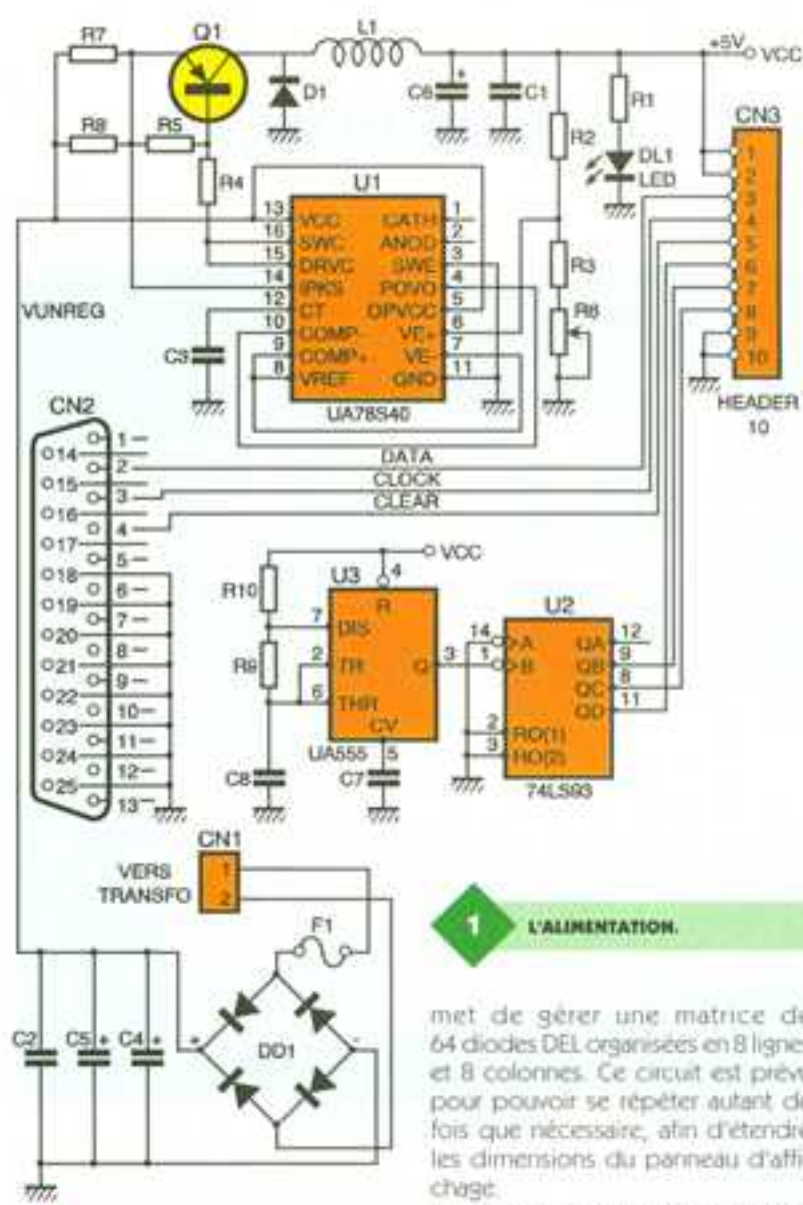
adressant une disquette formatée et une enveloppe affranchie pour le retour. Les programmes en question ont été écrits en langage « C ». Avec les programmes fournis, vous pourrez afficher des textes mixés avec du graphique, pour rendre vos animations lumineuses plus attrayantes.

Nous aborderons un peu plus loin un détail concernant le sens de défilement de l'animation et le programme à utiliser.

Les schémas

Le montage se décompose en plusieurs sous-ensembles afin de rester modulaire. En **figure 1**, on trouve le schéma de l'alimentation de l'interface du port parallèle et de la base de temps qui gère le multiplexage de l'affichage. L'affichage est multiplexé afin de réduire la consommation de l'ensemble, ce qui est indispensable si l'on envisage de construire un panneau de grande dimension.

En **figure 2**, on trouve le circuit de base qui vient se coupler avec le circuit d'alimentation. Ce circuit per-



LA CARTE D'ALIMENTATION.

1 L'ALIMENTATION.

met de gérer une matrice de 64 diodes DEL organisées en 8 lignes et 8 colonnes. Ce circuit est prévu pour pouvoir se répéter autant de fois que nécessaire, afin d'étendre les dimensions du panneau d'affichage.

Le schéma de la matrice à diodes DEL est reproduit en **figure 3**, tandis que la **figure 4** dévoile le schéma du

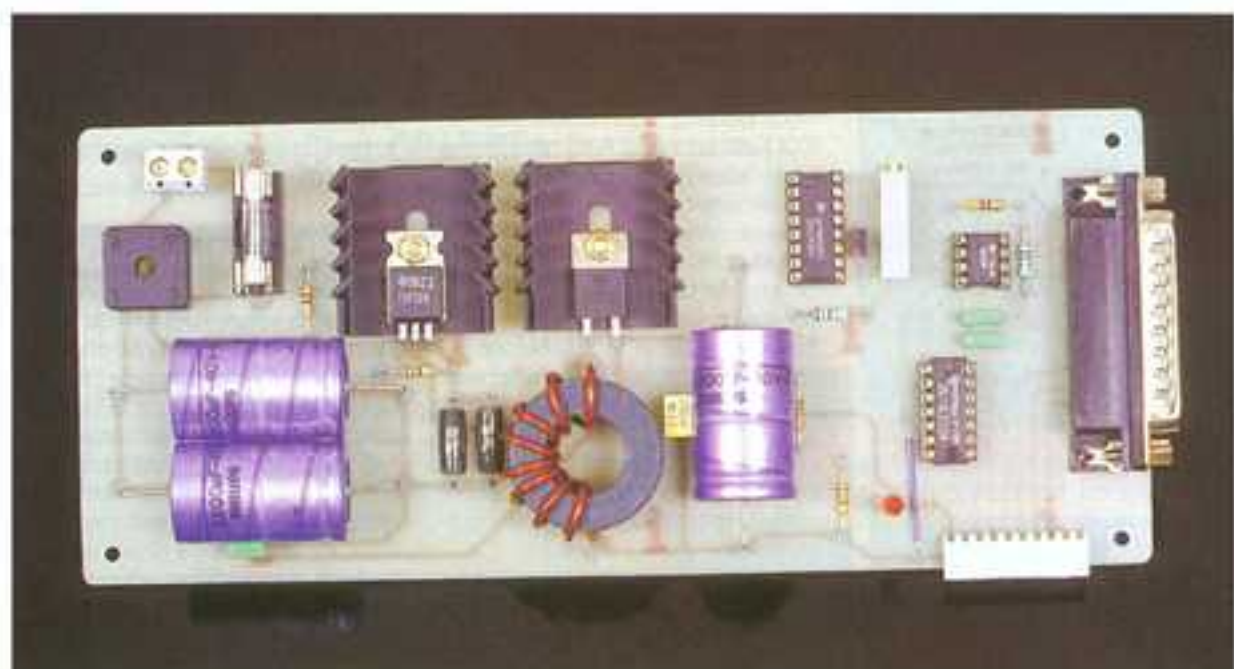
circuit sérialisateur qui permet de gérer une colonne de 8 DEL.

Abordons les schémas plus en détail. Revenons tout d'abord au schéma de la **figure 1**. Comme vous l'avez peut-être déjà deviné, l'alimentation du montage est une alimentation à découpage. Le montage consomme entre 160 et 900 mA par matrice de 64 DEL. Si l'on veut réaliser un panneau d'affichage comprenant dix matrices, la consommation atteint déjà 2 A. Avec une alimentation classique, le transistor ballast qui fournit le + 5VDC devra être monté sur un dissipateur thermique de dimensions conséquentes. Par ailleurs, une bonne part de la puissance fournie par le transformateur partira en chaleur.

Pour rester dans des dimensions raisonnables, nous avons donc retenu de construire une alimentation à découpage. Avec les circuits intégrés qui existent sur le marché aujourd'hui, cette tâche est grandement simplifiée, comme en témoigne le schéma de la **figure 1**. Le seul point d'ombre pour l'électronicien amateur est la réalisation de l'inductance L₁.

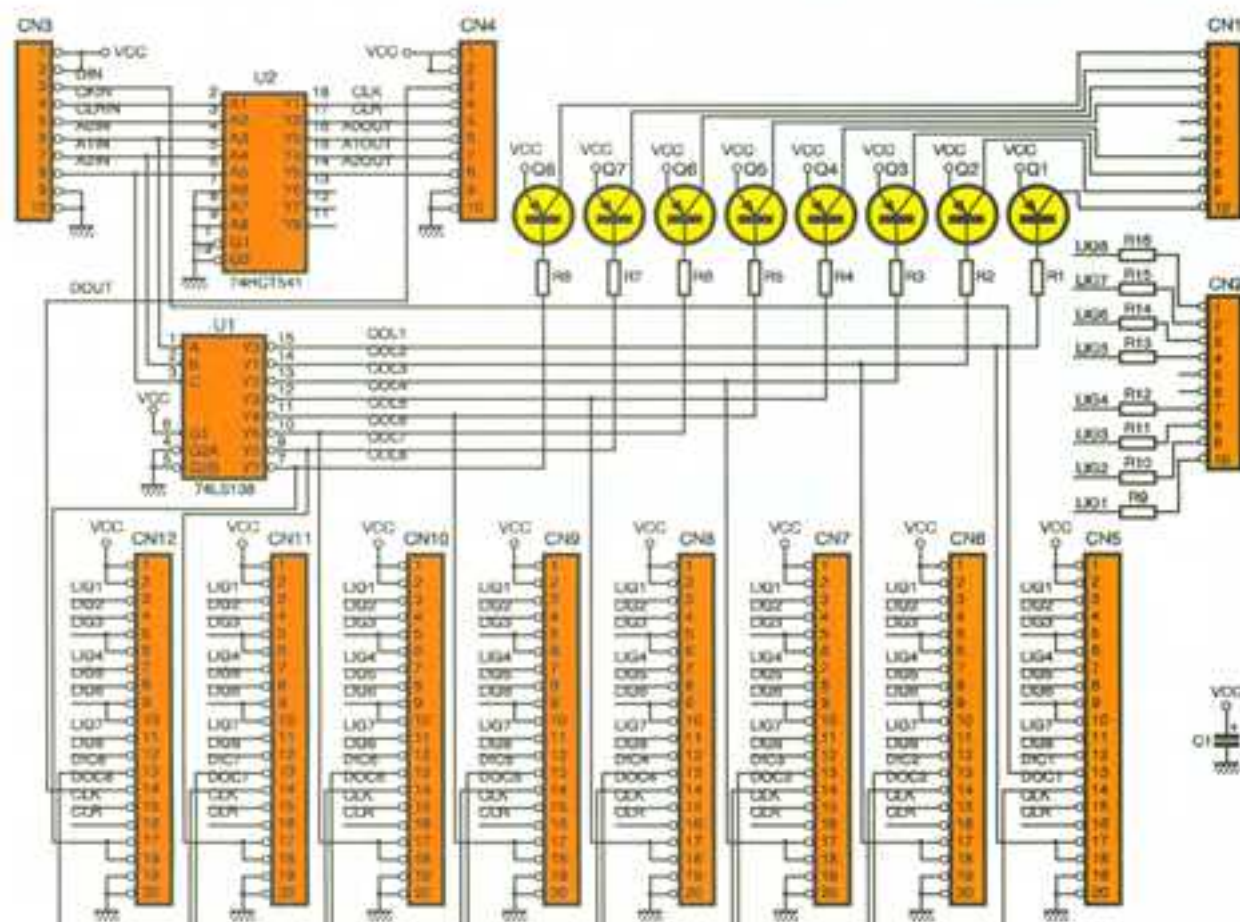
Vous verrez qu'il n'y a vraiment pas de quoi s'inquiéter.

L'alimentation a été prévue pour fournir sans peine un courant de 2 A en sortie. Vous pourrez donc alimenter directement entre 10 et 12 matrices (ce qui fait quand même un panneau de 1 mètre). Si vous souhaitez réaliser un panneau d'affichage plus grand, il vous faudra séparer le panneau en plusieurs tronçons. Nous en reparlerons lors de la réalisation.



Les signaux issus du port parallèle CN_3 sont simplement redirigés vers CN_4 . Le circuit U_1 est monté en astable pour générer un signal d'horloge qui attaque le compteur U_2 . Les sorties du compteur serviront à sélectionner quelle colonne des matrices à DEL est active afin de réaliser le multiplexage. Puisque les matrices

sorties de chaque module (D1C1/DOC1 à D1C8/DOC8). Les sorties LIG1 à LIG8 des modules sont reliées entre elles et sont redirigées vers CN_7 via des résistances de protection pour attaquer les diodes DEL (R_0 à R_{16}). Les sorties du compteur de multiplexage A0IN à A2IN sont décodées



2

LE SCHEMA DU BUS.

sont organisées en 8 lignes et 8 colonnes, le compteur U_2 n'a besoin de compter que jusqu'à 8. C'est pourquoi U_2 est attaqué sur l'entrée d'horloge 8.

Abordons maintenant le schéma du circuit de base qui vient se coupler avec l'alimentation (fig. 2). Vous constaterez que ce circuit contient essentiellement des connecteurs. La raison est très simple. Si nous avions intégré sur cette carte tous les circuits nécessaires pour la matrice de base, le circuit aurait été en double face.

Nous avons préféré alourdir un peu le montage par le biais d'une connectique importante pour que l'ensemble reste réalisable avec les moyens de l'amateur.

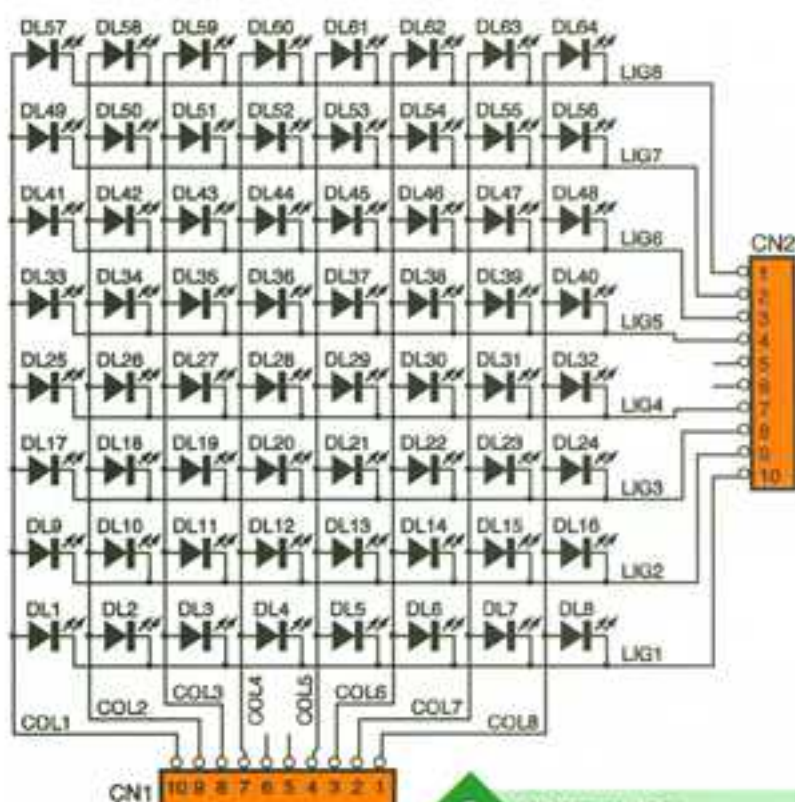
Les signaux issus de la carte alimen-

teur vont être enregistrés dans un gigantesque registre à décalage. Chaque bit du registre correspondra à l'état allumé ou éteint d'une diode DEL. Chaque module de base va s'organiser comme un registre à décalage de 64 bits. Le bit de donnée à fournir au module suivant sera donc le dernier bit du registre ainsi constitué. C'est le signal DOUT qui remplace DIN sur le connecteur CN_4 . Pour permettre le matricage de l'affichage, il faut que les bits enregistrés par le registre à décalage soient accessibles par groupe de 8. Il faut donc placer un buffer 3 états sur chaque sortie. Pour rester simple, le registre 64 bits a donc été décomposé en 8 registres de 8 bits, chacun associé à un buffer 3 états. Pour permettre une implantation simple face, chaque sous-ensemble sérialisateur viendra s'implanter sur un des connecteurs CN_5 à CN_{12} . Vous noterez le chaînage des entrées et des

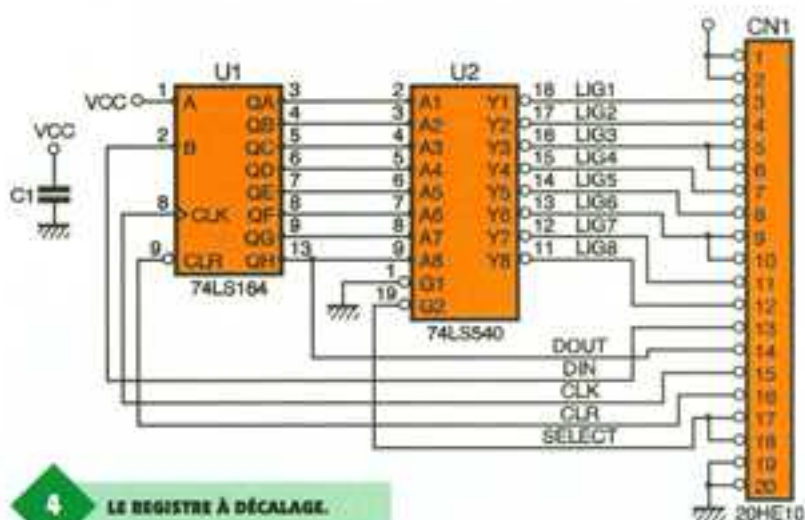
par U_1 localement sur chaque circuit de base. Il était possible de décoder les sorties du compteur directement sur le circuit d'alimentation. Mais, dans ce cas, il aurait fallu transmettre 8 signaux au lieu de 3, ce qui aurait nécessité un buffer supplémentaire sur chaque circuit de base. Au final, le nombre de circuits intégrés aurait été le même, mais les connecteurs CN_3 et CN_4 plus encombrants et plus coûteux.

Les sorties de U_1 sélectionnent la colonne active. Les sorties attaquent donc à la fois les modules sérialisateurs et les transistors de commande des colonnes.

Le schéma de la matrice (fig. 3) est on ne peut plus simple, aussi nous ne nous attarderons pas dessus. Le schéma de la figure 4 n'est guère plus compliqué. Le signal DIN attaque un registre à décalage 8 bits (U_1). Le dernier bit de U_1 devient le signal de sortie DOUT. Les sorties de



3 LA MATRICE À DEL.



4 LE REGISTRE À DÉCALAGE.

U₁ passent par un buffer inverseur 3 états. L'inversion permet de garder une image positive sur le panneau d'affichage.

En effet, telles que les diodes DEL sont montées, il faut un état bas sur les sorties LIG1 à LIG7 pour allumer les DEL. Grâce à l'inversion, si le bit correspondant dans le registre est à 1, la DEL correspondante sera allumée. Cette disposition permet de simplifier légèrement le logiciel qui gère le panneau d'affichage.

Vous noterez que le signal CLR est commun à tous les registres. Cela permet de remettre à zéro tout le panneau d'affichage très rapidement.

Vous avez peut-être noté que les sorties du registre à décalages sont disponibles en permanence, indépendamment du fait qu'elles sont connectées au buffer qui se charge du multiplexage. Cela signifie que, lors du décalage des bits pour introduire une nouvelle colonne à l'affichage, les états intermédiaires peuvent être visibles. Fort heureusement, le programme qui se charge de décaler les bits dans le registre est suffisamment rapide pour que la perturbation reste invisible à l'œil (c'est d'ailleurs pour cela que les programmes ont été écrits en langage « C », car le Basic n'est pas assez rapide).

Réalisation pratique

Avant de vous lancer dans la réalisation des circuits, un peu de travail va être nécessaire. Comme vous pouvez vous en rendre compte, le nombre de circuits imprimés à réaliser peut vite devenir un travail très fastidieux. En effet, il vous faudra réaliser huit circuits sérialisateurs pour chaque module de base que vous souhaitez installer dans votre panneau d'affichage. La méthode de reproduction photographique se révèle donc indispensable, faute de quoi la tâche à réaliser est titanesque !

Celui plus est, il peut être intéressant de vous fabriquer un film qui contiendra huit fois le module sérialisateur.

C'est de cette façon que s'y est pris l'auteur pour limiter le nombre de manipulations dans le révélateur et le perchlore de fer.

Quoi qu'il en soit, vous vous rendrez vite compte qu'il faut une bonne dose de patience pour réaliser les circuits nécessaires à un panneau de bonnes dimensions. N'oubliez pas que l'ensemble est modulaire, alors, ne vous précipitez pas dans la réalisation d'un panneau contenant dix matrices d'un coup.

Le circuit d'alimentation et d'interface est à réaliser en un seul exemplaire (fig. 5 et 6).

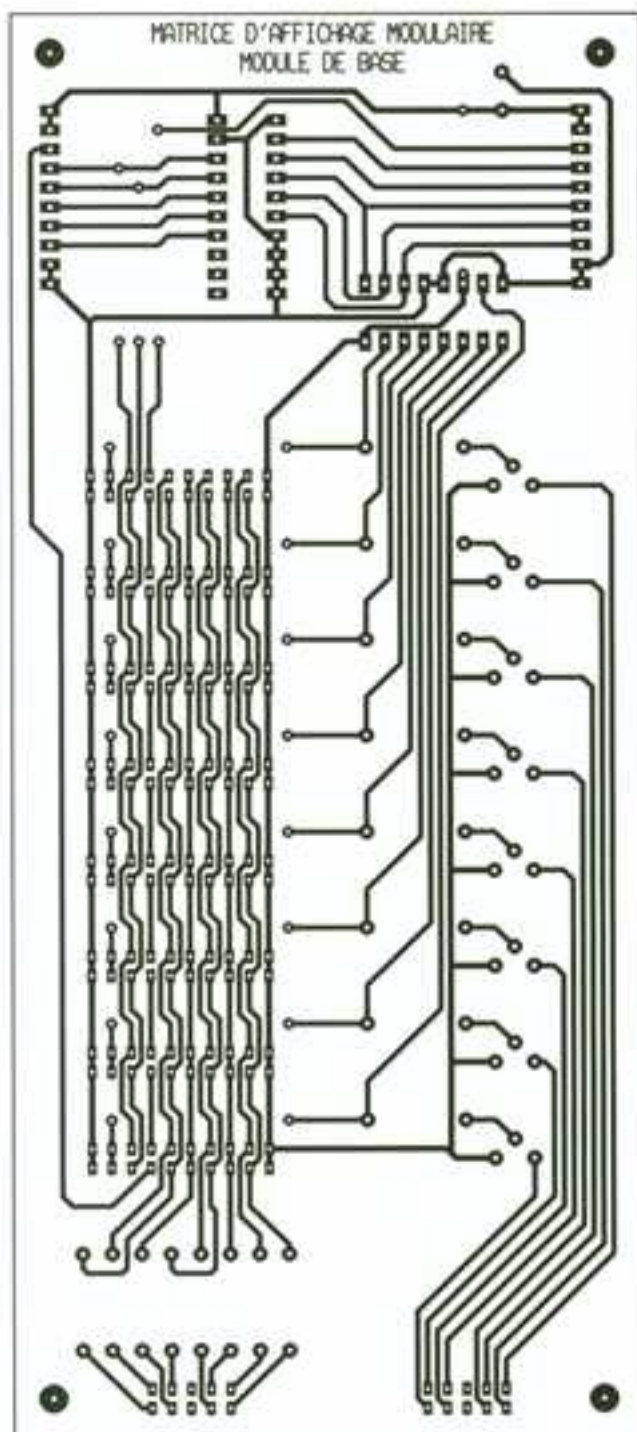
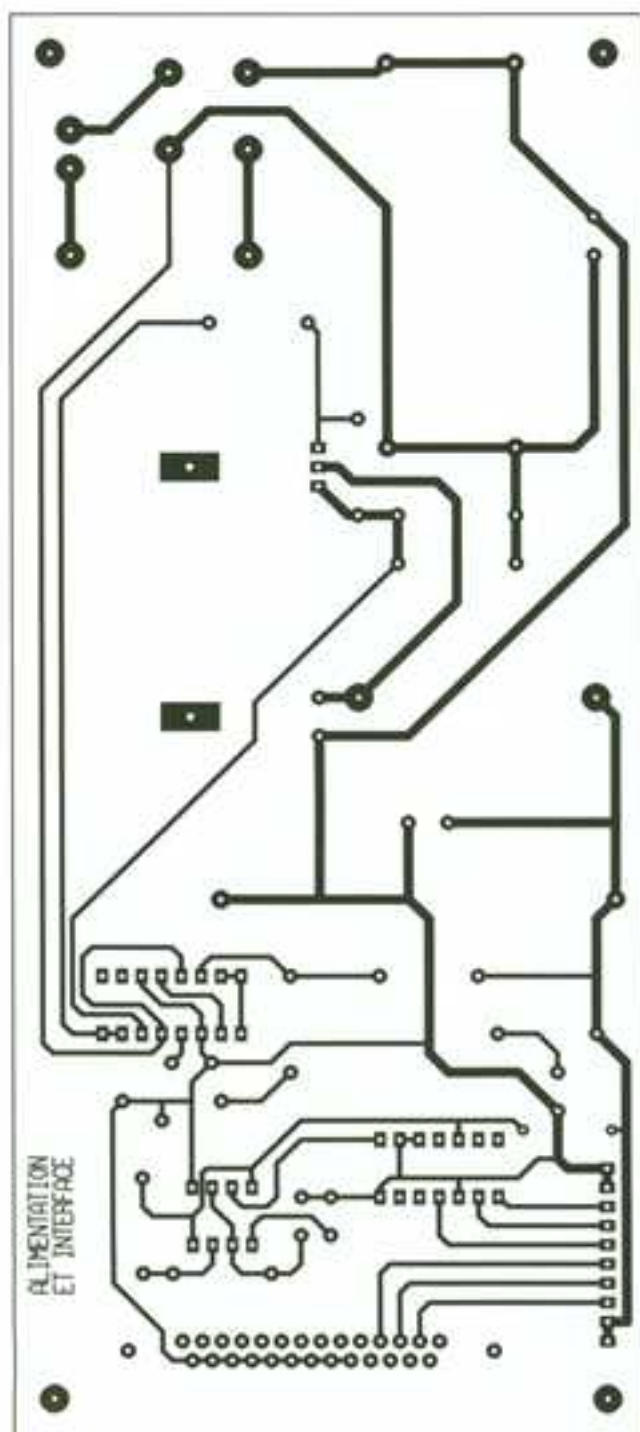
Le circuit de base (fig. 7 et 8) et le circuit de matrice (fig. 9 et 10) sont à reproduire une fois par étape, tandis que le circuit sérialisateur (fig. 11 et 12) est à reproduire huit fois par étape.

Le perçage sera long et fastidieux, croyez-en l'auteur. Veillez à la qualité des forets que vous utilisez pour le perçage des pastilles des connecteurs, car les pastilles sont relativement fines (en raison du passage des pistes).

Les straps seront au rendez-vous. La patience sera donc la qualité essentielle pour mener à bien cette réalisation. Les straps sont relativement nombreux sur la matrice à DEL. Pour les autres circuits, leur nombre reste raisonnable.

L'inductance à réaliser pour l'alimentation est assez simple. Cependant, n'essayez pas d'adapter les explications qui vont suivre (à moins d'être tout à fait certain de ce que vous faites), sinon vous obtiendrez des performances médiocres. En particulier, respectez le diamètre du fil à utiliser et abandonnez l'idée d'utiliser du fil émaillé récupéré sur un quelconque transformateur.

Pour réaliser l'inductance du bloc



d'alimentation, il faudra commencer par vous procurer un tore magnétique Philips référence RCC96.5/10.7. Ce tore est réalisé dans un matériau 2P80 (poudre de fer) qui supporte des excitations magnétiques très importantes avant de saturer. Ne prenez pas le risque de réaliser l'inductance sur un tore de récupération dont vous ne connaissez pas les caractéristiques exactes, sinon les performances de votre alimentation seront déplorables. Ne vous inquiétez pas outre mesure, car le tore qu'il vous faut vous procurer est disponible pour un prix raisonnable chez de nombreux revendeurs (repré-

sentés dans les pages de publicité de votre revue.

Vous aurez aussi besoin d'environ 50 cm de fil émaillé d'une section de 10/10^e. Réalisez dix spires, bien serrées, réparties sur la moitié de tore magnétique pour permettre à la bobine de s'implanter sur la carte. En raison de la section du fil utilisé, l'opération n'est pas aussi évidente que cela en a l'air.

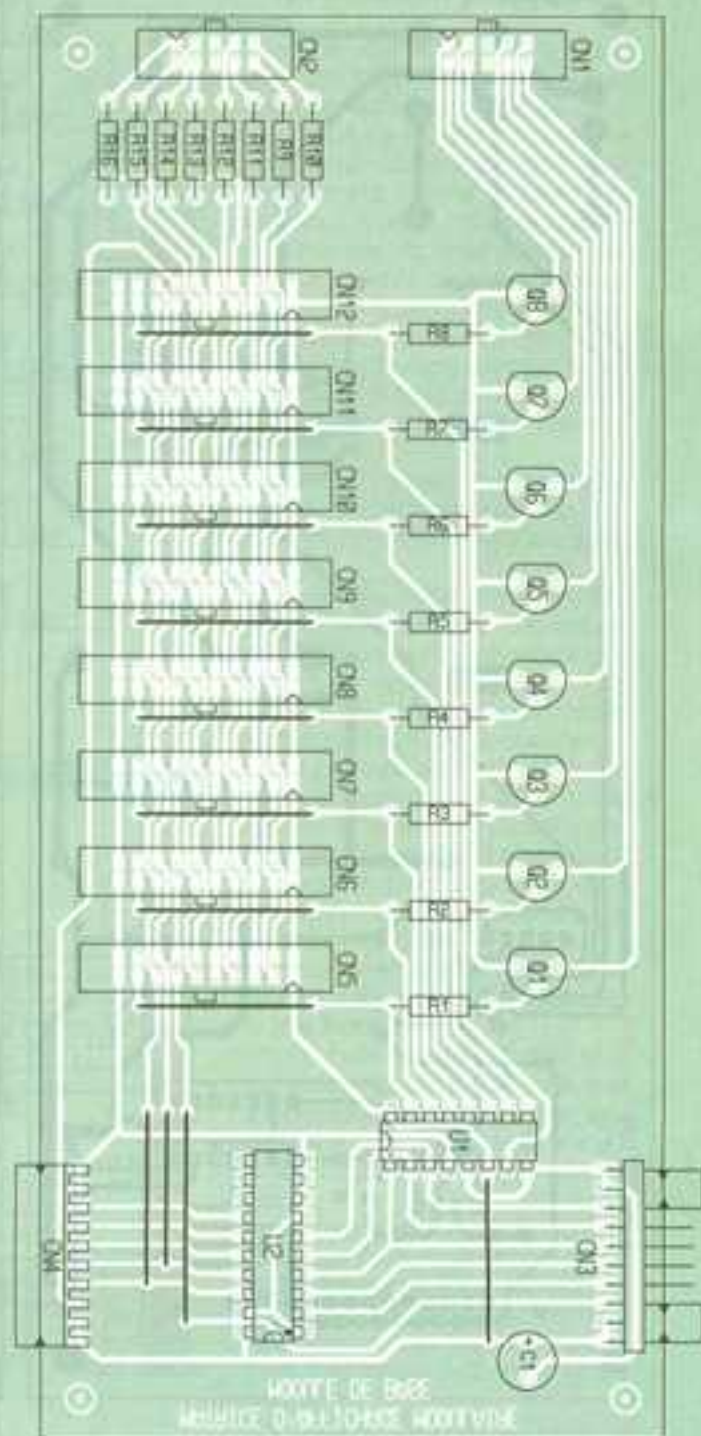
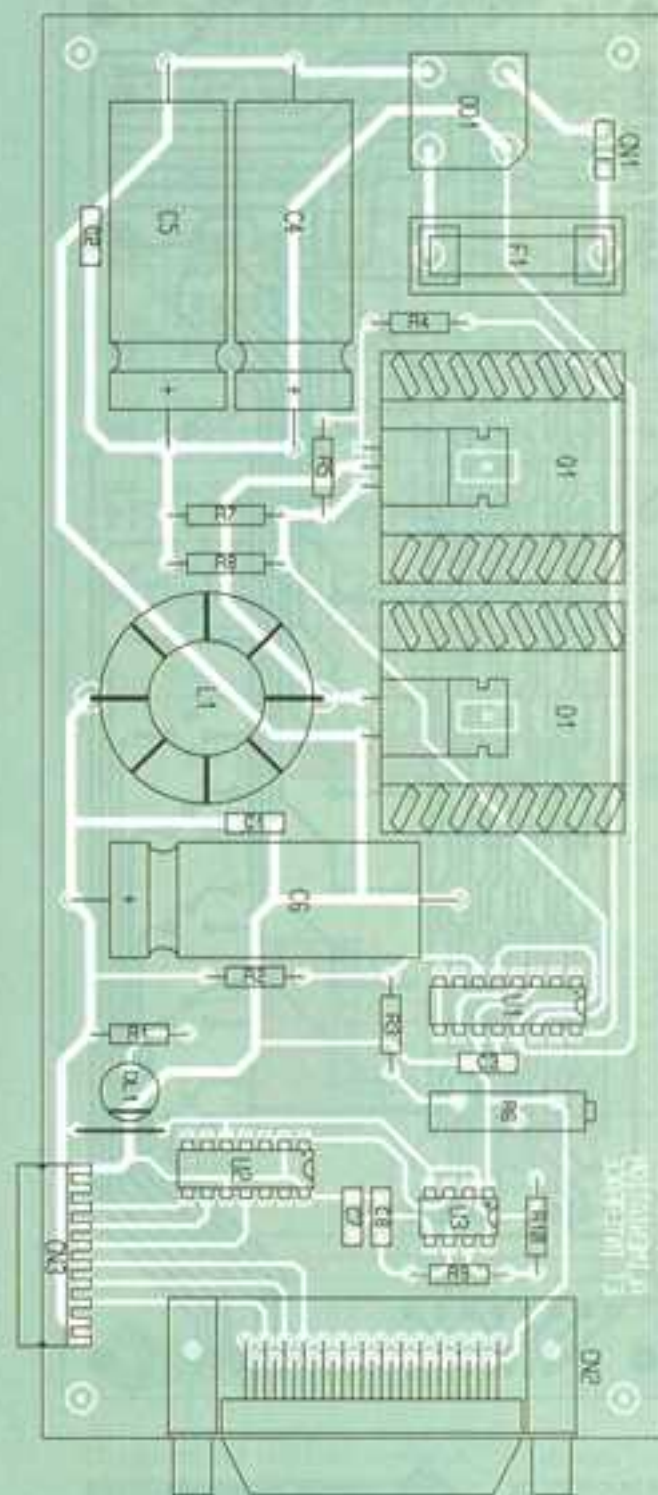
Selon la qualité de la bobine que vous aurez réalisée (spires bien serrées sur le tore magnétique), vous pourrez entendre plus ou moins la fréquence d'excitation du transistor de découpage. Pour limiter le bruit

5/7

CIRCUITS IMPRIMÉS DES CARTES BUS ET ALIMENTATION.

au maximum, vous pouvez coller la bobine, une fois installée sur le circuit imprimé, grâce à un pistolet à colle.

Avant de monter les circuits intégrés U_2 et U_3 sur la carte alimentation, il vous faudra régler la tension de sortie. Pour cela, branchez les sorties d'un transformateur 12V sur CN_1 , puis, après avoir mis sous tension, vérifiez que la diode DEL DL_1 s'allume. Ensuite, ajustez la tension aux bornes de C_6 , grâce à R_6 , pour obte-



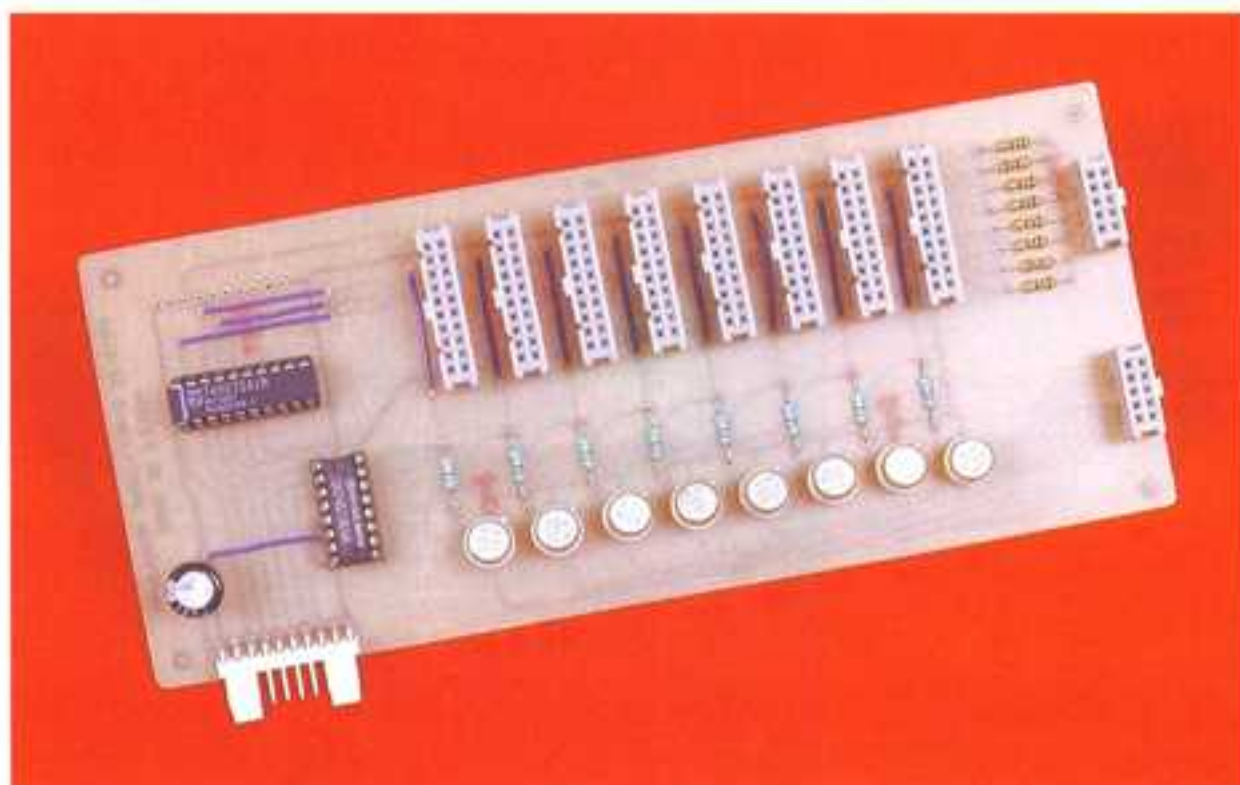
nir 5VDC. Il reste ensuite à contrôler que la protection contre les courts-circuits est efficace. Placez un court-circuit aux bornes de C_5 et vérifiez avec un ampèremètre que le courant reste aux alentours de 3 A. Retirez le court-circuit aux bornes de C_6 . Après avoir mis l'alimentation hors tension, vous pouvez implanter U_2 et U_3 sur la carte. Le reste n'est plus qu'un jeu d'assemblage. Installez les modules sérialisateurs à la verticale sur un module de base. Faites de même pour la matrice à DEL.

Connectez le premier module de base au module d'alimentation en les plaçant côte à côte, de sorte que les connecteurs CN_1 de chacun se raccordent. Placez ensuite les modules de base supplémentaires à droite du module de base précédent, de sorte que les connecteurs s'enquillent. Puisque les modules s'enquillent à droite du module précédent, cela signifie que le sens de progression du contenu de l'affichage sera de la gauche vers la droite.

6/8

LES IMPLANTATIONS DES CARTES.

Pourtant, pour afficher un message, il est plus logique de partir de la droite pour aller vers la gauche. Cette remarque est très importante puisque cela va nous obliger à installer le panneau dans son coffret la tête en bas. Il faudra donc prévoir une barre de soutien pour les cartes sérialisatrices. Pour les autres cartes, des trous de fixation ont été prévus. Les pro-



LA CARTE BUS.

grammes qui gèrent l'ensemble tiennent compte de cette contrainte. Pour connecter le montage au port parallèle de votre ordinateur, il vous faudra réaliser un câble relativement simple.

Il faut un connecteur 25 points mâle et un connecteur 25 points femelle dont vous relierez la broche 2 à la broche 2, la broche 3 à la broche 3, la broche 4 à la broche 4 et la broche 25 à la broche 25.

Si vous en êtes déjà à connecter plus de dix matrices, vous allez rencontrer le problème d'alimentation des nouveaux modules, puisque l'alimentation est prévue pour dix modules environ. Il vous faut donc une alimentation + 5VDC supplémentaire.

Pour raccorder la nouvelle alimentation, il faut retirer les broches correspondant à VCC sur le connecteur CN₁ du dixième module. Les signaux et la masse restent connectés aux autres modules précédents, mais le VCC proviendra de la nouvelle alimentation (voir **fig. 13**). La masse de la nouvelle alimentation sera mise en commun avec la masse des autres modules.

Utilisation des programmes

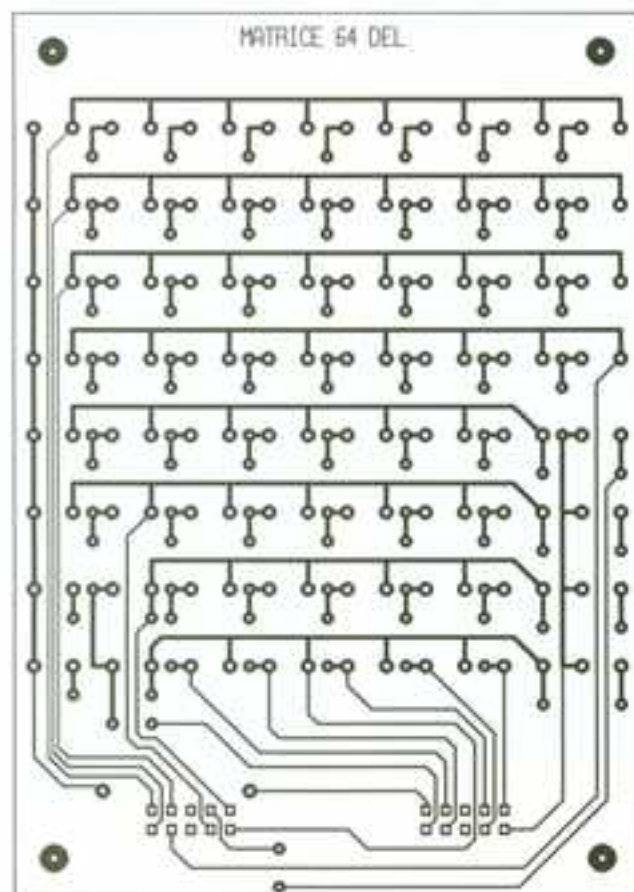
Nous ne décrivons pas dans ces pages les détails de fonctionnement

et de configuration des programmes que vous pouvez vous procurer auprès de la rédaction. Vous trouverez avec les programmes un fichier texte qui contient toutes ces informations. Nous parlerons ici du rôle que remplissent ces programmes, puisque,

comme vous allez le voir, le sens de défilement des messages joue un rôle important, selon la dimension du

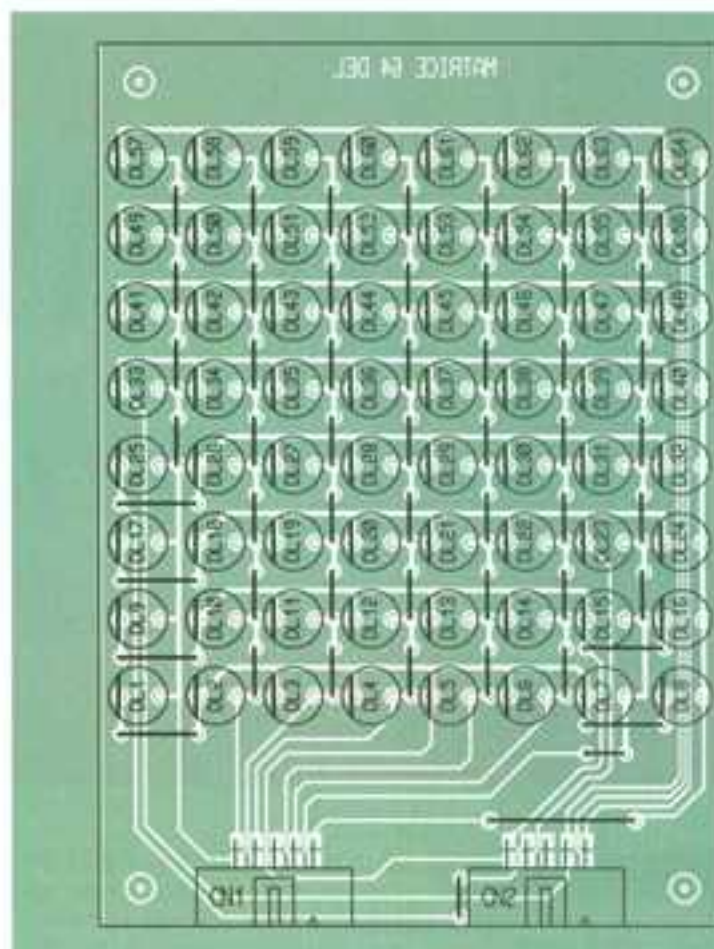
9

LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET LA MATRICE À DEL.



panneau que vous allez construire. Pour tester le panneau d'affichage, vous disposerez d'un programme qui s'appelle Panitest. Ce programme se contente d'allumer puis d'éteindre toutes les DEL régulièrement. Pour faire défiler une animation graphique, vous disposerez du programme qui s'appelle Pangraph. L'animation se construit facilement à l'aide d'un simple éditeur de texte. Le fichier d'aide joint avec les programmes vous indiquera la syntaxe à respecter. Vous pourrez contrôler la vitesse de défilement à l'aide de commandes rudimentaires à inclure dans le fichier de définition du graphique. Vous pourrez aussi effacer le panneau et faire bouclier indéfiniment l'animation. Vous verrez, tout cela est très simple.

Pour faire défiler un texte sur votre panneau d'affichage, vous disposez de deux programmes. Le premier programme s'appelle Panled et le second s'appelle RPanled (pour «Reverse Panled»). Le programme RPanled permet de faire défiler un texte en partant de la gauche pour aller vers la droite, lorsque le panneau est monté dans son coffret dans le sens inverse, tandis que le programme Panled permet de faire défiler un texte en partant de la droite pour aller vers la gauche, lorsque le panneau est installé dans le sens préférentiel. La **figure 14** vous indique quel programme utiliser selon le sens du panneau. Vous noterez

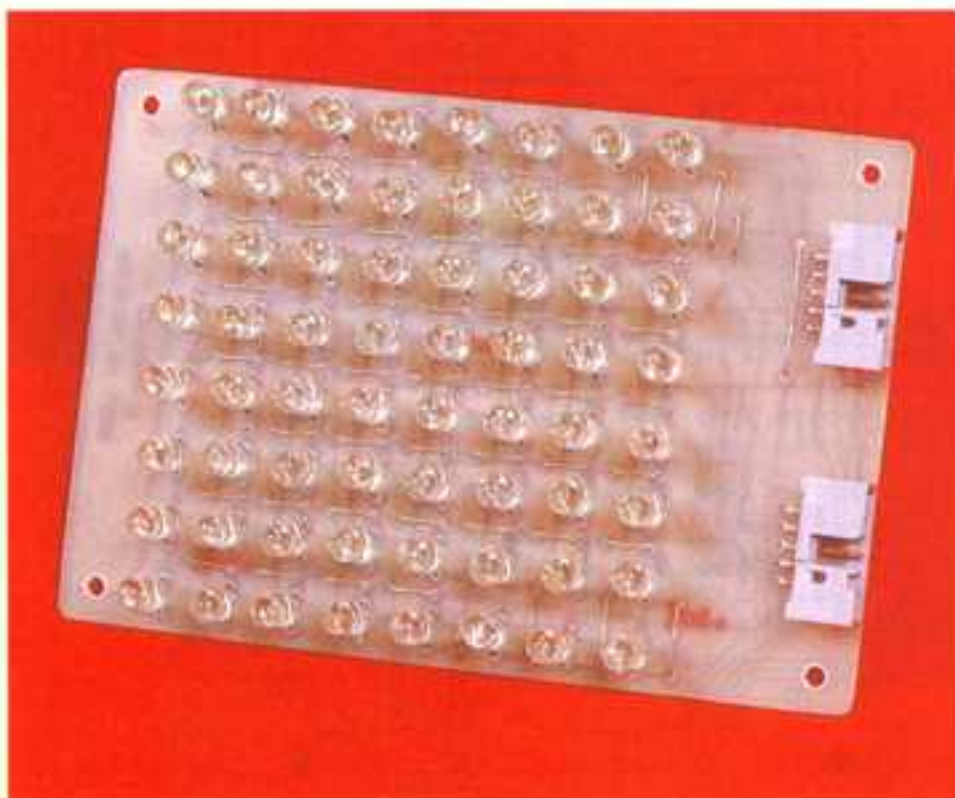


que dans le sens normal d'utilisation du panneau le texte défile comme pour le sous-titrage à la télévision. Un texte qui défile de gauche à droi-

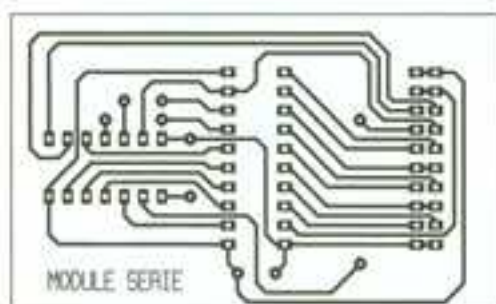
10 IMPLANTATION DE LA MATRICE À DEL.

te apparaît en commençant par la fin du message. Sur un panneau de petite dimension, la fin du texte aura disparu avant que le début ne soit lisible. Cela oblige le spectateur à faire une gymnastique mentale importante pour lire le message. En revanche, si le panneau est suffisamment long, le texte sera lisible dans son entier, mais les mots apparaîtront de toute façon en partant de la fin de la phrase. Le programme RPanled ne sera donc vraisemblablement pas utilisé, mais sait-on jamais. Pour terminer, ajoutons que vous pourrez incorporer des animations graphiques au milieu du texte aussi bien avec le programme Panled qu'avec le programme RPanled. Gageons que vous saurez en profiter. Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter bon courage pour la réalisation, surtout si vous avez l'ambition de construire un panneau géant !

P. MORIN

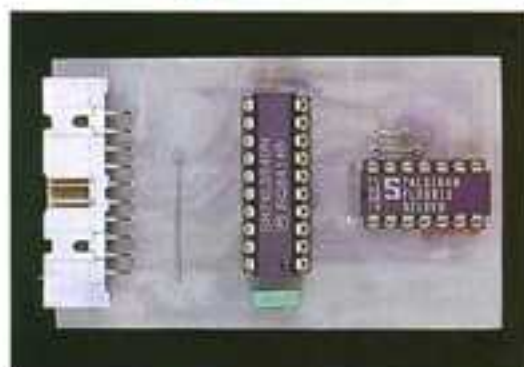


LES DEL IMPLANTÉES SUR UN MODULE.

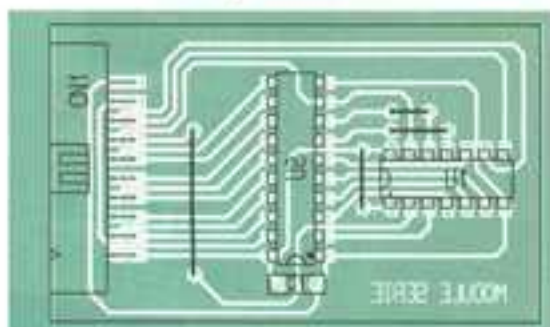


11

CIRCUIT IMPRIMÉ DU REGISTRE DE DÉCALAGE.

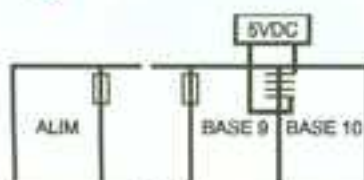


LA PLATINE DE GESTION D'UN RÉSEAU DE DEL.



12

L'IMPLANTATION.



Position STANDARD



Sens du défilement PANLED

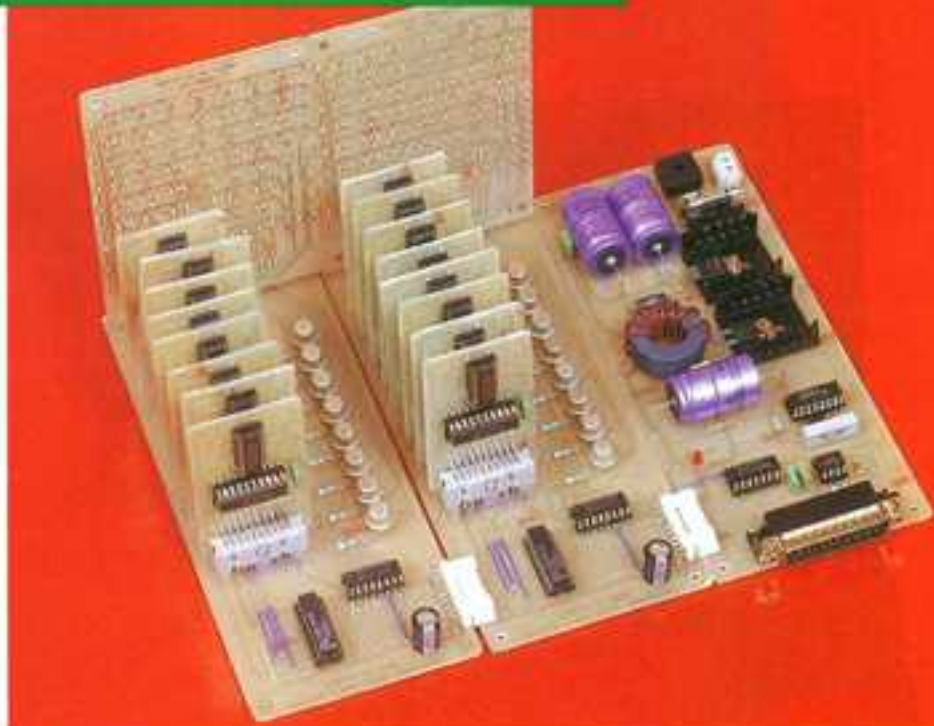
Position INVERSE



Sens du défilement RPANLED

13/14

L'INTERCONNEXION DES CARTES.



L'ENSEMBLE TOUT ASSEMBLÉ.

Liste des composants

Carte alimentation/interface

C_1, C_2 : 100 à 470 nF
 C_3 : 1 nF
 C_4, C_5, C_6 : 2 200 μ F/40 V sorties axiales
 C_7, C_8 : 100 nF
 CN_1 : connecteur 210
 CN_2 : connecteur Sub-D 25 points mâle à souder sur CI
 CN_3 : connecteur mini KK 10 points, coudé, à souder sur CI (par exemple, Molex réf. 92-05-7108)
 D_1 : diode BYW29-150
 DD_1 : pont de diodes BR62
 DL_1 : DEL 3 mm
 F_1 : fusible 5 A + porte-fusible à souder (5 x 20 mm)
 L_1 : inductance 10 μ H (voir texte)
 Q_1 : TIP126
 R_1, R_2 : 150 Ω 1/2 W (marron, vert, marron)
 R_3 : 10 k Ω 1/4 W (marron, noir, orange)
 R_4 : 9,7 k Ω 1/4 W (rouge, violet, rouge)
 R_5, R_{10} : 470 Ω 1/2 W (jaune, violet, marron)
 R_6 : ajustable multitours 1 k Ω
 R_7, R_8 : 0,1 Ω 2 W
 R_9 : 8,2 k Ω (gris, rouge, orange)
 U_1 : UA78540
 U_2 : 74LS138
 U_3 : 555
 Transformateur 220 V/12 V 15 VA

Carte de base

C_1 : 100 μ F/25 V sorties radiales
 CN_1, CN_2 : connecteur série HE10, 10 points femelle à souder droit sur CI (par exemple, 3M réf. 8510-4500)
 CN_3 : connecteur mini KK 10 points, coudé, à souder sur CI (par exemple, Molex réf. 92-05-7108)
 CN_4 : embase mini KK 10 points, coudé, à souder sur CI (par exemple, Molex réf. 38-00-1340)
 CN_5 à CN_{15} : connecteur série HE10, 20 points femelle à souder droit sur CI (par exemple, 3M réf. 8520-4500)
 $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6, Q_7, Q_8$: 2N2905
 $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, R_8$: 560 Ω 1/4 W (vert, bleu, marron)
 R_9 à R_{14} : 150 Ω 1/2 W (marron, vert, marron)
 U_1 : 74LS138
 U_2 : 74HCT541

Carte matrice

CN_1, CN_2 : connecteur série HE10 à encombrement réduit, 10 points mâles, coudé, à souder sur CI (par exemple, 3M réf. 9200-5009)
 DL_1 à DL_{44} : DEL 5 mm

Carte série

C_1 : 100 nF
 CN_1 : connecteur série HE10 à encombrement réduit, 20 points mâle, coudé, à souder sur CI (par exemple, 3M réf. 9200-5009)
 U_1 : 74LS164
 U_2 : 74LS540



UN CODALARME

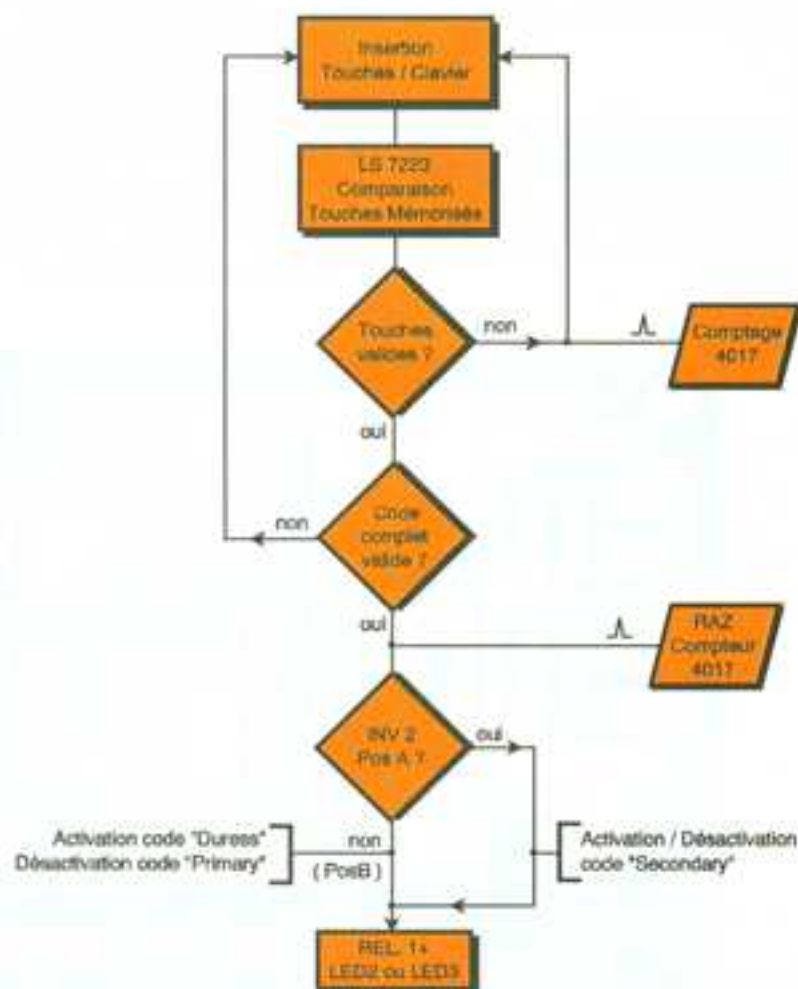
Le codalarme est une serrure codée conçue pour la mise en « marche/arrêt » d'une centrale de protection initialement prévue par une clé.

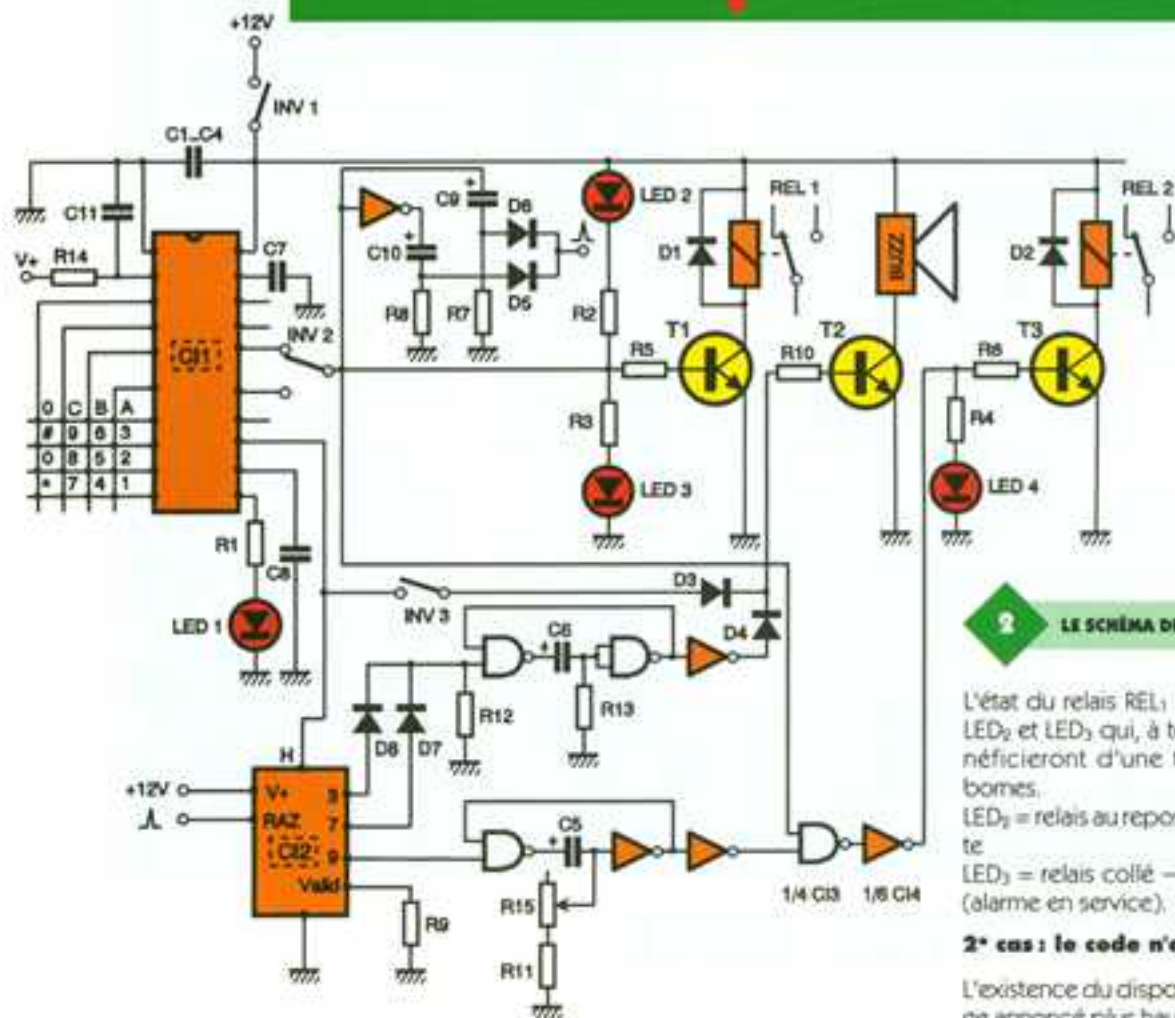
Il est doté d'un dispositif de comptage destiné à renseigner l'utilisateur d'une éventuelle erreur de code par un buzzer et, dans le pire des cas, à déclencher un relais d'alarme en cas de tentative d'extinction de la centrale par un intrus.

Le codalarme constitue une solution satisfaisante et peu onéreuse pour tous ceux qui désirent contrôler la

mise en service d'un dispositif électrique ou mécanique.

Ce montage très simple permettra en





2 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

L'état du relais REL₁ est visualisé par LED₂ et LED₃ qui, à tour de rôle, bénéficieront d'une tension à leurs bornes.
 LED₂ = relais au repos → couleur verte
 LED₃ = relais collé → couleur rouge (alarme en service).

2° cas : le code n'est pas valide

L'existence du dispositif de comptage annoncé plus haut est rendu possible grâce à l'utilisation de la sortie « tamper » (broche 13). Lorsqu'un contact valide sur le clavier est détecté, cette entrée est comparée aux chiffres mémorisés. Si le chiffre et sa séquence sont invalides, la sortie « tamper » passe momentanément à l'état haut, indiquant par là qu'un chiffre illégal a été entré. Le temps attribué à l'entrée du code

outre aux débutants de découvrir ou de revoir quelques principes de base de l'électronique logique et analogique.

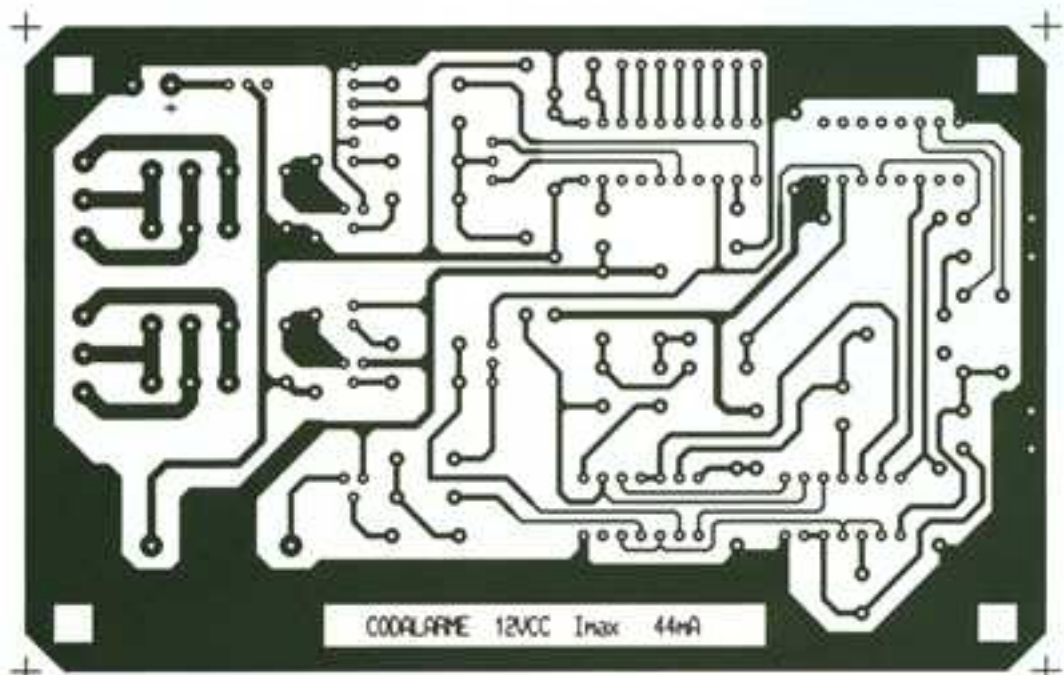
Fonctionnement électronique (fig. 1 et 2)

Comme nous pouvons le voir dans le synoptique, deux cas peuvent se présenter.

1° cas : le code est valide

En fonction du code entré, les sorties « alarm » et « lock/unlock 2 », respectivement broches 15 et 16, passeront à l'état haut si elles étaient à l'état bas et réciproquement. Un niveau logique 1 sur l'une des deux sorties sélectionnées par INV₂ provoquera la saturation du transistor T₁ et le collage du relais REL₁ destiné à la mise en service de la centrale.

3 LE CIRCUIT IMPRIMÉ.



C'est donc l'apparition d'un niveau 0 sur les sorties 3 et 7 qui provoquera le déclenchement de la bascule.

Ce qui explique que, pour signaler 4 et 8 touches invalides, nous utilisons les sorties 3 et 7.

La sortie d'un monostable à portes NAND fournit un niveau 0, d'où la présence de la porte inverseuse qui le transforme en niveau 1 et permet ainsi la saturation du transistor T_2 pendant 2,5 s environ ($T = 0,7 R_3 C_4$). Le rôle de R_3 est de mettre l'entrée de commande à 0 quand aucun signal n'est émis de l'une des deux diodes D_5 et D_6 .

Sous cette résistance, l'entrée de commande prendrait n'importe quel état, et le simple fait d'approcher la main du montage pourrait provoquer un changement d'état et déclencher le monostable.

Supposons maintenant qu'un intrus ait pu pénétrer dans l'habitation sans être repéré par un radar ou autre capteur et tente de mettre la centrale

d'alarme hors service par le clavier. Vu les 38 416 combinaisons de quatre touches du codalarme, la probabilité de taper le bon code est très faible et encore plus de le taper du premier coup. Dix erreurs sont donc très rapidement commises.

Deux conditions sont nécessaires pour déclencher le relais d'alarme REL_2 :

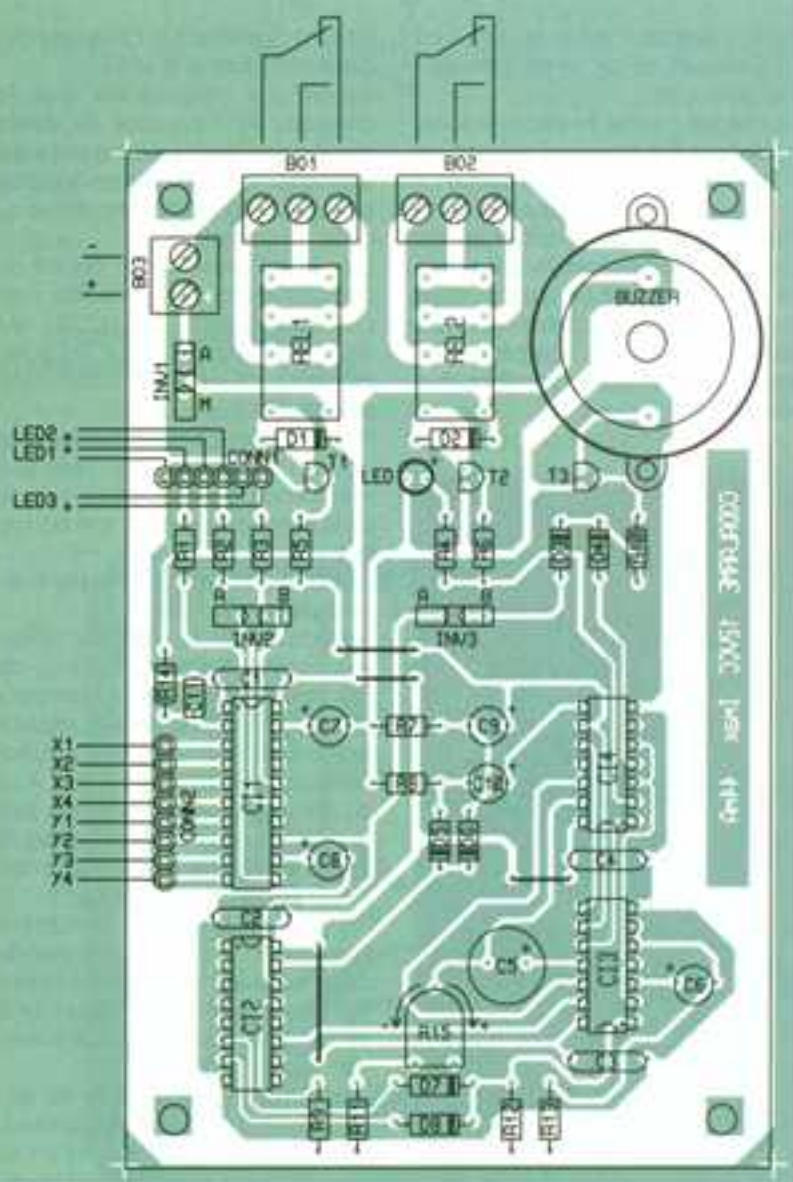
1° l'alarme doit être en veille (REL_1 actif);

2° avoir tapé 10 touches invalides. Une fonction ET est donc nécessaire; elle est composée d'une porte NAND et d'une porte NON, dite inverseuse, et se situe à la sortie du monostable qui réalise la temporisation du relais REL_2 .

Le déclenchement de ce dernier est assuré par le front descendant de la broche 9 du compteur 4017.



L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



L'ajustable R_3 régle la temporisation de 7 à 70 s environ.

Cette plage de temporisation permet au relais d'alarme REL_2 de répondre à une utilisation courante dont voici quelques exemples:

— Si la centrale d'alarme possède un nombre important de zones de protection, REL_2 peut être assimilé à une zone à déclenchement instantané et déclencher l'alarme dès l'ouverture de ses contacts normalement fermés (NF).

— REL_2 peut être aussi l'un des contacts (NF) composant une boucle de protection.

Dans ce type d'utilisation, le réglage de la temporisation sera au minimum (~ 7 s) afin d'éviter à la zone en question d'être éjectée par la centrale.

Si le codalarme est utilisé dans un véhicule, REL_2 pourra commander directement une sirène et le réglage de la temporisation sera alors au maximum (~ 70 s).

Remise à zéro du compteur (RAZ)

Une remise à zéro du compteur est effectuée chaque fois qu'un code valide est entré. Toutes les sorties passeront au niveau 0, sauf la broche 0 qui passera au niveau 1.

Comme nous l'avons vu précédemment, ce code valide aura pour conséquence un changement d'état à la sortie de l'inverseur miniature 2 (INV_2). De ce changement d'état nous obtiendrons une brève impulsion positive, information nécessaire au 4017 pour le remettre à zéro.

Prenez le cas d'un niveau 0 en sortie de INV_2 , C_9 est alors déchargé; dès l'apparition d'un niveau 1, on obtient pendant le début de la charge de C_9 par R_5 un état que l'on peut momentanément assimiler à un niveau logique 1; en fait, C_9 se comporte pendant un bref instant comme un court-circuit pour ensuite se charger normalement.

Dans le cas d'un niveau 1 en sortie de INV_2 , le principe est le même avec C_9 par R_5 , mise à part la porte inverseuse qui permet au système de fonctionner dans les deux sens.

Soit niveau 1 \rightarrow niveau 0 ou niveau 0 \rightarrow niveau 1.

Les diodes D_5 et D_6 sont des diodes «anti-retour».

Réalisation pratique (fig. 3 et 4)

Le tracé du curvée étant relativement simple, il peut être reproduit par la méthode de transfert direct en utilisant les éléments normalisés Mecanorma.



Il est cependant conseillé de le reproduire par voie photographique sur époxy présensibilisé. Outre la rapidité, cette méthode permet d'obtenir des pistes de qualité en respectant le tracé original et surtout sans risque d'erreur.

Câblage du module

Tous les composants sont repérés par un numéro, il suffit de se reporter à la nomenclature pour obtenir leur valeur.

Bien veiller à l'orientation des condensateurs chimiques, des diodes, des transistors, des circuits intégrés et du buzzer.

Ne pas oublier les quatre straps de liaison. Se souvenir également que les circuits intégrés de technologie CMOS sont fragiles et demandent quelques précautions lors des manipulations.

Employer des supports de circuits intégrés, ils éviteront les problèmes de chauffe dus aux soudures et faci-



LE CLAVIER ET LES DEL DE CONTROLE.

liseront la maintenance, bien que ce type de montage soit le type même du montage sûr et fiable. Heureusement d'ailleurs!

Tous les composants sont classiques et faciles d'approvisionnement.

Conclusion

Vous voilà en possession d'un montage très pratique et simple à réaliser. Aucune mise au point n'est à effectuer, l'ensemble doit fonctionner dès la mise sous tension.

Bien qu'il ait été conçu pour contrôler la mise en service d'une centrale de protection, les applications du codalarme ne manquent pas et vous trouverez sûrement des tas d'idées pour l'utiliser.

Th. DUGRE

Liste des composants

Résistances

- R₁ à R₄: 1,6 kΩ (marron, bleu, rouge)
- R₅ à R₈: 15 kΩ (marron, vert, orange)
- R₉ à R₁₀: 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R₁₁: 110 kΩ (marron, marron, jaune)
- R₁₂: 1,5 MΩ (marron, vert, vert)
- R₁₃: 470 kΩ ajustable horizontal

Condensateurs

- C₁ à C₄: 22nF
- C₅: 220 µF/16V
- C₆: 33 µF/16V

- C₇ à C₁₀: 3,3 µF/16V
- C₁₁: 100 pF céramique

Semi-conducteurs

- CI₁: LS7223 + support
- CI₂: CD4017 + support
- CI₃: CD4011 + support
- CI₄: CD4069 + support
- T₁ à T₃: 2N2222
- D₁ à D₂: 1N4148
- DEL₁: jaune ø 3
- DEL₂: vert ø 3
- DEL₃ à DEL₄: rouges ø 3

Divers

- REL₁ à REL₂: relais 1 RT/12V pour circuit imprimé
- 1 buzzer piézo-électrique
- 3 inter DIL simples
- 1 bornier 2 plots
- 1 bornier 3 plots



ECOLE EFREI

En janvier 1994, quelques élèves de l'EFREI, à la fois passionnés d'électronique et d'informatique, frustrés de ne pas pouvoir appliquer leurs connaissances dans les applications du son, décident de se rassembler de façon à pouvoir ensemble vivre leur passion. Deux semaines plus tard, l'HIFI EFREI était née, forte de plus de cinquante membres motivés.

De leur passion respective est née une association avant-gardiste de par sa nature et ses objectifs. L'HIFI EFREI est devenue en très peu de temps l'association des élèves ingénieurs de l'EFREI pour la réalisation de projets ayant tous pour point commun la haute fidélité au sens large du terme.

Ce qu'il faut avant tout retenir de cette association, c'est que ses membres sont tous volontaires. Avant de percevoir l'HIFI EFREI comme un travail ou un complément aux cours, ses membres la voient comme un moyen d'exercer leur passion et de la partager avec d'autres sur des projets concrets.

Il aurait pu sembler utopique de faire travailler ensemble des élèves tout juste bacheliers, avec d'autres quasiment ingénieurs. A l'HIFI EFREI, il n'en est rien. Aucune hiérarchie n'existe. Les plus jeunes et les anciens s'impliquent dans une parfaite symbiose, pour apporter leurs idées et mettre en commun leurs compétences.

Ainsi, au fil du temps, est né un véritable esprit au sein de l'association. C'est lui qui donne la qualité finale des projets que l'HIFI EFREI entreprend et qui fait que chaque membre se sent bien au sein de cette association. L'esprit de l'HIFI EFREI est devenu sa force.

Tél.: 49.58.97.96

L'HIFI EFREI sera présente au salon de la HiFi 95 qui se déroulera au Palais des Congrès, Porte Maillot, du 17 au 20 mars 1995.



ETUDE DES FILTRES PASSE-BAS D'ORDRE 2

Après vous avoir présenté en détail les caractéristiques fondamentales et les différentes méthodes d'étude des filtres d'ordre 1, nous abordons aujourd'hui l'étude théorique des filtres d'ordre 2.

I – Intérêt des filtres d'ordre supérieur à 1

Avant d'entrer dans le vif du sujet, nous allons voir que les performances des filtres d'ordre 1 sont souvent insuffisantes lorsqu'on souhaite séparer des signaux de fréquences voisines.

Pour cela, nous supposons que le signal dont nous disposons contient des composantes spectrales que nous nommerons u_1 et u_2 , d'ampli-

tudes égales à 1V et de fréquences respectives F_1 et $10F_1$. Pour isoler le signal u_1 (que nous considérerons comme signal utile), donc celui de fréquence la plus basse, si nous n'avons à notre disposition qu'un filtre passe-bas d'ordre 1 de fréquence caractéristique F_0 , dont la courbe de gain est donnée à la **figure 1**, voilà les trois solutions que nous pouvons envisager suivant la valeur de F_0 par rapport aux fréquences F_1 et $10F_1$.

1° $F_0 = 10F_1$, qui donne u_1 non atténuée et u_2 atténuée de 3 dB, soit $u_{s1} = 1V$ et $u_{s2} = 0,7V$.

2° $F_0 = F_1$, qui atténue u_1 de 3dB ou u_2 de 20 dB, soit $u_{s1} = 0,7V$ et $u_{s2} = 0,1V$.

3° $F_0 = F_1/10$, solution pour laquelle u_1 et u_2 sont atténuées respectivement de 20 et 40 dB, soit $u_{s1} = 0,1V$ et $u_{s2} = 0,01V$ (**fig. 2**).

La première de ces trois solutions semble la moins convenable car si le signal utile u_1 ne subit aucune atténuation lors de son passage dans le filtre, l'amplitude de u_2 reste de valeur trop importante pour pouvoir être négligée.

La troisième solution conduit à un rapport entre l'amplitude du signal utile et celle du signal qui doit être éliminé, égal à 10 et semble être la meilleure des solutions puisqu'avec la seconde le rapport des amplitudes n'est que de 7. Cependant, cette solution impose une amplification supplémentaire puisque le signal u_{s1} ne vaut plus que 0,1V.

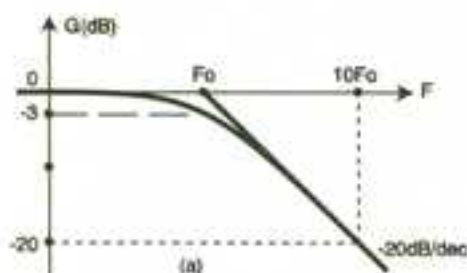
En réalité, aucune de ces trois situations n'est totalement satisfaisante, car le rapport entre les amplitudes des signaux u_{s1} et u_{s2} à la sortie du filtre n'est pas suffisant pour qu'on puisse considérer que seul u_{s1} subsiste.

La solution réside dans l'emploi d'un filtre qui laisse passer le signal utile u_1 sans (ou presque) le modifier et qui atténue le signal u_2 suffisamment pour que son amplitude puisse être négligée.

Les filtres d'ordre 2 peuvent, dans une certaine mesure, répondre à ce critère si les fréquences à séparer sont distantes d'une décade. On sait en effet qu'un filtre d'ordre 2 introduit une atténuation de $2 \times 20 = 40$ dB/décade, ce qui peut conduire à un rapport de 100 entre les amplitudes des deux signaux considérés si le filtre est bien conçu. Lorsque les signaux à séparer sont plus proches, on fait appel à des filtres d'ordre supérieur à 2 comme nous le verrons plus tard.

II – Mise en cascade de deux filtres passe-bas d'ordre 1

La solution envisagée à la **figure 3** propose deux options voisines à partir de filtres R-C identiques. La seconde option nécessite un AOP monté en suiveur (étage séparateur) entre les deux cellules afin que l'impédance d'entrée de la seconde ne charge pas la première cellule (la



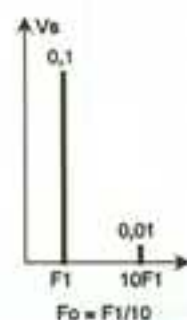
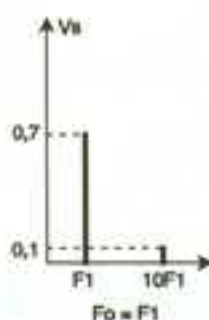
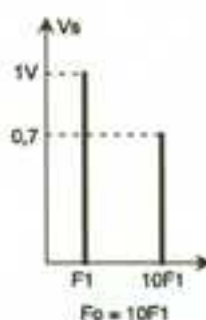
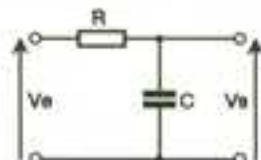
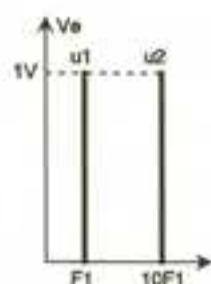
Filtre passe bas d'ordre 1

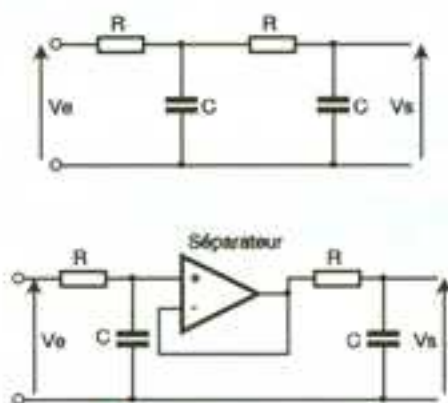
1

COURBE DE GAIN D'UN PASSE-BAS.

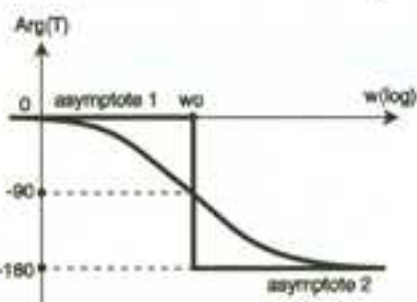
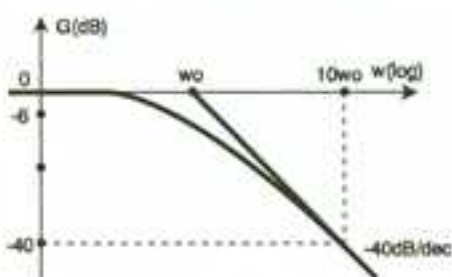
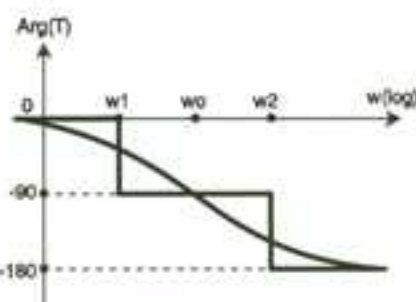
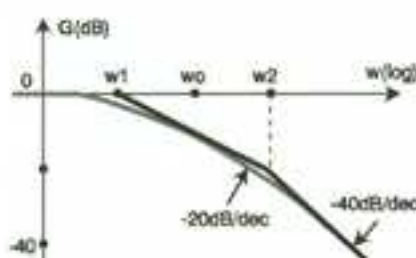
2

ACTION DU FILTRE D'ORDRE 1.





3 DEUX EXEMPLES DE FILTRES D'ORDRE 2.



4a/b COURBES DE GAIN ET DE PHASE SANS ET AVEC SEPARATEUR.

plus proche de l'entrée). Les différences de comportement de ces deux montages sont assez importantes, comme le montrent les figures 4a et 4b, tant pour le gain que pour la phase.

Lorsque l'étage séparateur est utilisé, on trouve une seule pulsation de cassure $\omega_0 (= 1/RC)$ alors que, sans séparateur, il y en a deux de valeurs respectives $\omega_1 = 0,38 \omega_0$ et $\omega_2 = 2,6 \omega_0$. Pour cette seconde solution, la zone de transition entre la bande passante (non atténuée) et la zone atténuée de pente -40 dB/décade est plus large.

Le filtre sans séparateur est donc moins performant de ce point de vue mais a l'avantage d'être purement passif (pas besoin de source d'alimentation) et procure une atténuation de 10 dB (signal d'entrée divisé par 3) pour la pulsation ω_0 , alors qu'avec le séparateur la cassure est plus franche mais l'atténuation vaut seulement 6 dB (signal d'entrée divisé par 2) pour ω_0 .

L'utilisation de tels filtres, pour la situation évoquée au début de cet article, apporterait déjà un plus par rapport à un filtre d'ordre 1.

En prenant par exemple le filtre avec séparateur ajusté pour que $F_0 = \omega_0/6,28 = F1$, le signal de sortie u_{s1} aurait une amplitude de 0,5 V (1 V divisé par 2) et celle de u_{s2} ne serait que de 0,01 V (1 V divisé par 100) car, pour une fréquence dix fois plus grande que la fréquence caractéristique d'un filtre du 2^e ordre, on peut considérer que la courbe réelle et la courbe asymptotique sont confondues, ce qui donne, pour $F2 = 10F1 = 10F_0$, une atténuation de 40 dB, donc une amplitude divisée par 100. Le rapport entre les amplitudes des deux signaux de sortie du filtre atteint maintenant une valeur de 20 alors qu'il n'était que de 7 avec un filtre d'ordre 1.

Pour atteindre un rapport de 100 entre l'amplitude du signal utile et celle du signal rejeté par le filtre, il faudrait placer F_0 avant $F1$ (à environ une décade) afin de bénéficier pleinement de l'atténuation de 40 dB que procure ce type de filtre pour des fréquences séparées par une décade.

L'atténuation du signal utile devrait être compensée par une amplification supplémentaire, ce qui, avouons-le, n'est pas des plus simples à mettre en œuvre.

Pour éviter ces inconvénients, on peut faire appel à des filtres d'ordre 2 non décomposables en 2 premiers ordres en ce sens que ceux-ci ne peuvent plus être réalisés par mise en cascade de filtres d'ordre 1.

III – Filtre passe-bas d'ordre 2

a) Le montage

Le circuit R-L-C série de la figure 5 dont la sortie est prise aux bornes de l'élément capacitif «C» permet de réaliser un filtre passe-bas d'ordre 2 possédant des propriétés beaucoup plus intéressantes que celles que l'on obtient avec des filtres d'ordre 1 associés en cascade. Les performances de ce filtre sont essentiellement dues à l'association d'éléments réactifs de nature différente. Ceux qui trouvent que l'utilisation d'éléments séifsques est un peu rétrograde peuvent se rassurer car nous leur proposerons, le moment venu, de nombreuses solutions mettant en œuvre ce que l'on appelle des filtres actifs, pour lesquels les seuls composants utilisés sont des résistances, des condensateurs et des AOP.

b) Grandeurs caractéristiques

Avant d'étudier la fonction de transfert $T = U_c/U_e$ de ce montage, et pour en simplifier les expressions, on introduit les constantes m et ω_0 définies par :

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

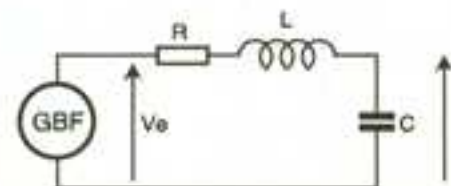
et

$$m = 0,5 RC\omega_0 = 0,5 R \sqrt{C/L}$$

La constante ω_0 est la pulsation propre du circuit. Il s'agit en fait de la pulsation sur laquelle le circuit L-C oscillerait si la bobine utilisée ne présentait aucune résistance et si ce circuit était convenablement excité.

Le paramètre « m » représente son coefficient d'amortissement réduit. Il traduit l'effet de la partie résistive du circuit (amortissement) sur l'amplitude des oscillations qui pourraient y prendre naissance en supposant toujours qu'il soit convenablement excité.

Ce coefficient est qualifié de «réduit» car il ne possède pas d'unité.



5 LE CIRCUIT RLC.

Notons au passage que, pour $R = 0$ (circuit oscillant parfait), m vaut 0 (pas d'amortissement) et que si une oscillation sinusoïdale de fréquence $F_0 = \omega_0/2\pi$ prend naissance dans le circuit, celle-ci garde une amplitude constante. La situation $R = 0$ n'est pas envisageable avec des éléments réels mais peut être obtenue grâce à des astuces électroniques (utilisation de montages se comportant comme des résistances négatives qui compensent la résistance positive des éléments physiques).

La valeur $m = 1$ correspond à ce que l'on appelle l'amortissement critique. En prenant comme paramètre la résistance R , ce qui sous-entend que les éléments L et C sont fixes, la résistance $R = R_c$ qui correspond à $m = 1$ est appelée résistance critique du circuit. Sa valeur est $R_c = 2\sqrt{L/C}$.

Si nous nous attardons aussi longtemps sur ce paramètre, c'est parce que le comportement du filtre dépend essentiellement de sa valeur numérique et que la terminologie que nous utilisons ici est celle qui est utilisée par tous ceux qui emploient ou conçoivent ces filtres d'ordre 2.

c) Fonction de transfert $T(\omega) = U_c/V_e$

En tenant compte des constantes précédentes, les expressions du module et de l'argument de $T(\omega)$ sont :

$$|T(x)| = \frac{1}{\sqrt{(1-x^2)^2 + 4m^2x^2}}$$

et

$$\text{Arg}T(x) = -\text{Arctg} \frac{2mx}{1-x^2}$$

avec

$$x = \frac{\omega}{\omega_0}$$

L'étude du comportement du filtre passe par l'étude des variations du module de T et de son argument lorsque ω (ou x) varie.

d) Etude du module de $T(x)$

Un calcul rapide aux limites montre que :

– si x tend vers 0 ($\omega \rightarrow 0$), $T \rightarrow 1$ et $G \rightarrow 0$ dB

– si x tend vers l'infini ($\omega \rightarrow \infty$), T se comporte comme $1/x^2$ ($= \omega_0^2/\omega^2$) (monôme de plus haut degré) et tend vers 0. Dans ces conditions, le gain G diminue avec une pente de -40 dB/décade puisque le degré de la variable $x = \omega/\omega_0$ est 2 et que celle-ci se situe au dénominateur de $T(x)$.

Pour les valeurs extrêmes de la pulsation, le diagramme de Bode du

gain est donc indépendant de la valeur de m .

En revanche, lorsque $x = 1$ (soit $\omega = \omega_0$), $T = 1/2m$ et $G = 20 \log(1/2m) = -20 \log(2m)$. Or, pour m inférieur à 0,5, $T(\omega_0)$ est supérieur à 1 et G devient positif. La courbe de gain est maintenant située au-dessus de ses asymptotes ($G > 0$) alors que pour $m \geq 1$, celle-ci était située en dessous.

Cette remarque doit nous inciter à rechercher l'existence d'un éventuel maximum pour le module de $T(\omega)$. Sans entrer dans le détail des calculs, ce qui sortirait du cadre de cet exposé, cette recherche consiste à effectuer le calcul de la dérivée de $T(x)$ par rapport à la variable x . Une fois la dérivée $T'(x)$ connue, on étudie son signe en fonction de x . Les extrema de $T(x)$ correspondent aux racines de $T'(x)$, le signe de la dérivée permet de savoir si l'extremum est un maximum ou un minimum.

L'application de cette démarche montre que $T(x)$ s'annule lorsque : $x = \sqrt{1-2m^2}$. Or, pour que cette valeur de x existe, il faut que l'intérieur du radical soit positif ou nul, soit $(1-2m^2) \geq 0$, c'est-à-dire $m < 0,707$.

Lorsque m est inférieur à 0,707 ($= 1/\sqrt{2}$), T présente un maximum dont l'abscisse x_m vaut :

$$x_m = \sqrt{1-2m^2}$$

soit :

$$\omega_m = \omega_0 \sqrt{1-2m^2}$$

et dont l'ordonnée T_m a pour valeur

$$T_m = \frac{1}{2m\sqrt{1-m^2}}$$

soit un gain $G_m = 20 \log T_m$. Ces résultats fondamentaux sont rassemblés à la **figure 6a**.

La valeur $m = 0$ donne $\omega_m = \omega_0$ et $T_m = \infty$, soit $G_m = \infty$. Cette situation est à l'origine de l'asymptote verticale du diagramme de la **figure 6b**.

Pour les valeurs de m comprises entre 0 et 0,707, T et G présentent un maximum correspondant à la pulsation ω_m , inférieure à ω_0 . La courbe réelle de gain est située au-dessus de ses asymptotes. Pour $m > 0,707$, ni T ni G ne présente de maximum, la courbe réelle est située en dessous de ses asymptotes.

La courbe obtenue pour $m = 0,707$ est dite maximale-plate (car c'est elle qui est la plus plate entre 0 et ω_0). Pour ω_0 , le gain correspondant vaut -3 dB ($G = -20 \log 2m = -20 \log \sqrt{2}$).

Les courbes de la **figure 7a** correspondent à d'autres valeurs du paramètre m .

Comme on peut le constater avec ces courbes ou celles de la **figu-**

re 6b, pour ω_0 , le gain dépend de m . On ne peut plus dire que ω_0 représente la pulsation de coupure à -3 dB, comme cela se faisait pour les fonctions de transfert du 1^{er} ordre. On dit que ω_0 est la pulsation de coupure du filtre, sans précision, puisque le gain dépend de m . Il est légitime de se demander comment repérer cette pulsation puisque la valeur $(-3$ dB) n'est plus un critère. La réponse tient dans la courbe de phase de $T(\omega)$.

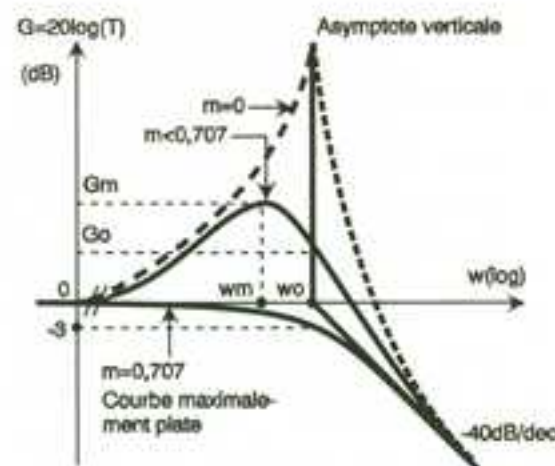
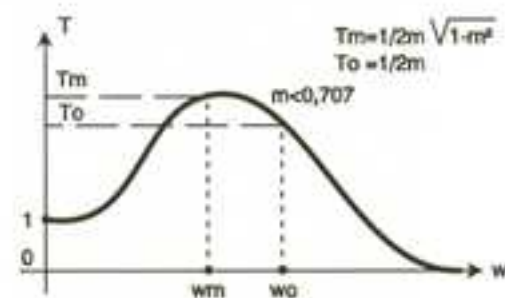
e) Courbes de phase de $T(\omega)$

Pour les valeurs de ω tendant vers 0 ($x \rightarrow 0$), l'argument de $T(\omega)$ tend vers 0° (asymptote 1 de la **figure 7b**).

Si ω tend vers l'infini, l'argument de $T(\omega)$ tend vers -180° (asymptote 2 de la **figure 7b**).

Pour $\omega = \omega_0$, $\text{Arg} T(\omega_0) = -90^\circ$ indépendamment de la valeur de m . C'est cette remarque qui est à la base du repérage de la pulsation de coupure ω_0 puisque le déphasage est indépendant de m .

La formule $\text{Arg}(T(x)) = -\text{Arctg}(2mx/(1-x^2))$, dont l'étude mathématique rigoureuse montre l'absence de particularité lorsque m change de valeur, nous a permis de tracer les courbes de la **figure 7b**.



6a/b ETUDES DU MODULE DE LA FONCTION DE TRANSFERT.

On y constate simplement que si m tend vers 0, les courbes se rapprochent de plus en plus de leurs asymptotes.

f) Bilan et compléments

Les filtres passe-bas d'ordre 2 du type de celui de la **figure 5**, dont nous venons d'étudier le comportement en fonction de la fréquence, sont très intéressants puisque la modification de leur coefficient d'amortissement réduit m agit énormément sur la forme de la courbe de gain. Ce constat vaut surtout pour les valeurs de m inférieures à 1. Qu'en est-il lorsque m est plus grand que 1 c'est-à-dire quand $R > R_c$?

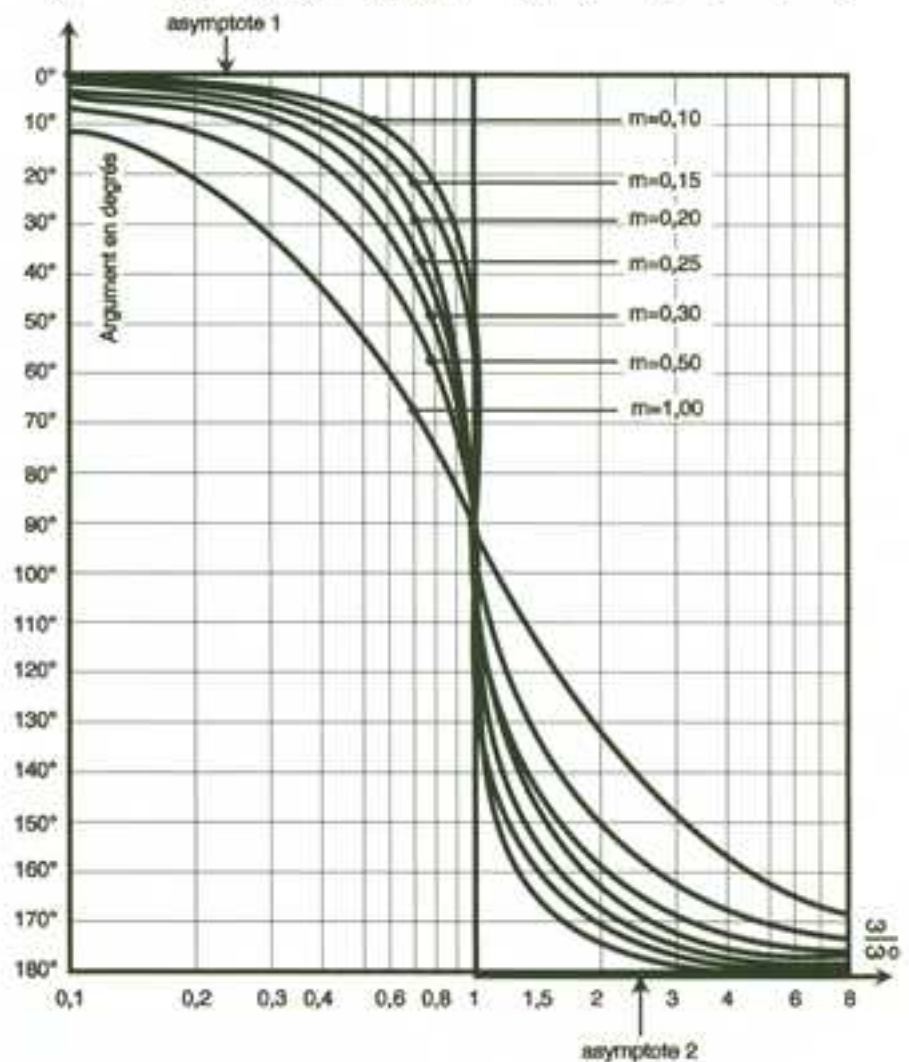
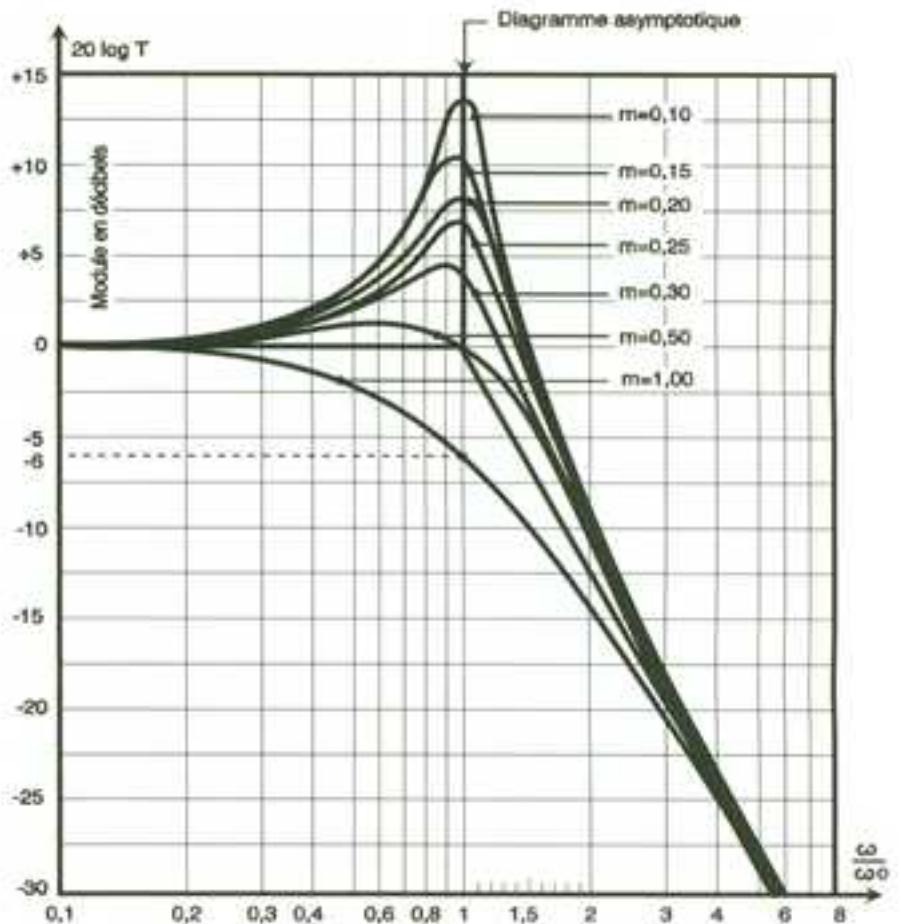
Cette situation n'a pas été envisagée dans les représentations précédentes, bien que les formules soient applicables quelle que soit la valeur de m , car en réalité on retrouve pour $m > 1$ les propriétés des filtres d'ordre 2 obtenus par mise en cascade de deux filtres d'ordre 1 que nous avons déjà étudiés.

Les filtres d'ordre 2 possédant un coefficient $m < 1$ sont des filtres non décomposables en 2 premiers ordres alors que pour $m > 1$, on peut toujours effectuer cette décomposition.

Enfin, le fait de pouvoir faire apparaître un pic de résonance dans la bande passante est souvent utilisé lorsque plusieurs filtres sont associés en cascade. L'atténuation introduite par un étage étant compensée par un gain au niveau de l'étage suivant. C'est cette technique que l'on met en œuvre pour obtenir des filtres possédant une bande passante, large et plate, se rapprochant du gabarit idéal avec une cassure très franche.

Pour vérifier expérimentalement ces résultats théoriques, le lecteur pourra par exemple utiliser une inductance L de 100 mH associée à un condensateur C de 100 nF. Comme résistance R on prendra un ajustable de 2,2 k Ω . Ce choix donnera $\omega_0 = 10^4$ rad/s, soit f_0 de l'ordre de 1,5 kHz. Pour obtenir $m = 1$, on devra ajuster R à 2000 Ω puisque $m = 0,5 RC\omega_0$.

Si des écarts apparaissent entre la théorie et la pratique, on pourra en chercher l'origine du côté de la résistance interne de l'inductance qui risque fort de ne pas être négligeable pour une telle valeur d'inductance.





COURRIER

LE COURRIER DES LECTEURS

Le service du Courier des lecteurs d'Electronique Pratique est ouvert à tous et est entièrement gratuit. Les questions d'« intérêt commun » feront l'objet d'une réponse par l'intermédiaire de la revue. Il sera répondu aux autres questions par des réponses directes et personnelles dans les limites du temps qui nous est imparti.

1 M. MOULINAS

J'ai relevé une erreur dans le dessin du circuit imprimé de l'alimentation parue dans le n° 164 de novembre 1992.

Une erreur s'est effectivement glissée dans le dessin du circuit imprimé : l'inversion de l'émetteur et de la base du transistor de puissance.

Afin de ne pas devoir rectifier et recommencer la réalisation du circuit imprimé, le transistor muni de son dissipateur devra être fixé côté soudures en prenant soin d'écartier le dissipateur par rapport aux pistes à l'aide d'entretoises afin de ne pas créer de courts-circuits. Ou bien on pourra aussi relier les pistes du circuit imprimé aux transistors de puissance à l'aide de fil de câblage.

2 M. DERRIER

Ayant réalisé la table de mixage parue dans Electronique Pratique n° 169 d'avril 1993, page 48, j'ai rencontré quelques difficultés pour faire fonctionner celle-ci.

Le circuit imprimé publié pour la réalisation de la table de mixage ne comporte pas d'erreur, ce qui, du point de vue de la réalisation, est le plus important.

Vous nous parlez d'un bruit de fond sans préciser de quel type de bruit il s'agit : est-ce un ronflement

ou un souffle ? S'il s'agit d'un ronflement, il y a neuf chances sur dix que ce soit une masse mal raccordée ou inexistante. S'il s'agit d'un bruit de souffle, et comme il est dit dans le paragraphe « Note » en fin d'article, nous avons utilisé des circuits LF353 pour cette réalisation, circuits qui présentent un taux de bruit non négligeable dans les réalisations audio. Il convient dans ce cas d'utiliser des circuits audio de bien meilleure qualité de type NE5532 ou XR4560. Par ailleurs, vous nous dites avoir employé un transformateur de 18 V 5 VA. Est-ce un transformateur à deux enroulements (2 x 18 V) ou à simple enroulement ? Car, dans ce dernier cas, nous ne voyons pas comment vous auriez pu réaliser l'alimentation.

3 M. VERNERAY GEORGES

Je désirerais utiliser quelques moteurs de ce type (pas à pas) dans des maquettes de systèmes automatisés, moteurs de récupération. Malheureusement, ces moteurs ne correspondent pas au type utilisé dans vos articles.

Les moteurs que vous possédez ont effectivement toutes les chances d'être des moteurs bipolaires, et leur mode de commande diffère de celui des moteurs unipolaires. En effet, si la commande d'un moteur pas à pas unipolaire est réalisée en alimentant dans un ordre déterminé chacun des quatre enroulements dont le point milieu de chaque paire est relié en permanence à l'un des pôles de l'alimentation (positif), il en va tout autrement des moteurs bipolaires. Ces derniers doivent être commandés par l'inversion de la tension d'alimentation aux bornes des enroulements à chaque pas effectué. Vous pouvez en découvrir le fonctionnement en repérant à l'aide d'un ohmmètre les fils de chaque enroulement et en pratiquant ensuite par essais successifs afin de déterminer l'ordre des commandes à envoyer.

4 M. MASZTALERZ A.

J'éprouve des difficultés quant à la mise en fonctionnement de l'alimentation du n° 179, alimentation de forte puissance.

Si tous les composants de votre montage sont en état de fonctionnement, il y a un dernier point que

vous devez vérifier : si la diode D_4 a été positionnée avec une mauvaise orientation ou si elle se trouve en court-circuit, vous obtiendrez toujours la tension issue du redressement en sortie. La seule chose à faire est de démonter tous les régulateurs et de vérifier la tension en sortie. Si elle est toujours d'une valeur de 33 V à 34 V, démontez la diode et vérifiez à nouveau la tension de sortie. Si elle descend à 0 V, c'est effectivement la diode D_4 qu'il faut incriminer. Malheureusement, dans ce dernier cas, il y a de fortes chances que les régulateurs soient hors service.

5 M. PEPIN JEAN-LUC

Je reçois des parasites sur ma chaîne audio et mon poste CB dans mon véhicule.

Dans ce cas, il y a lieu de soupçonner les condensateurs d'anti-parasitage du véhicule. Nous vous conseillons de procéder à leur échange par des modèles neufs. Si les parasites persistent, il faudra dans ce cas prévoir un petit montage très simple : sur un bâtonnet en ferrite (cadre de poste radio), il conviendra de bobiner à spires jointives une quarantaine de tours de fil isolé de section de 1,5 mm². À chaque extrémité du fil, il faudra connecter un condensateur non polarisé de 22 μ F à 47 μ F à la masse (tension de service de 100 V minimum). L'une des extrémités du fil, obligatoirement à l'aide d'un fusible (3 A à 5 A), sera connectée au + 12 V de la batterie et l'autre extrémité ira vers l'alimentation du matériel. Le tout sera inséré dans un boîtier en matière plastique résistant et étanche.

6 M. ROUCHON A.

constate des erreurs de lecture sur le capacimètre numérique publié dans le n° 165.

Les erreurs de lecture que vous constatez sur la gamme des pF proviennent probablement du fait de l'emploi d'un circuit intégré 4093 de marque non répertoriée dans l'article. Si l'erreur n'est pas perceptible sur les autres gammes, elle devient importante sur celle qui est la plus faible. Nous ne pouvons que vous conseiller de chercher un circuit intégré dont le fabricant est recommandé par l'auteur et d'utiliser alors la valeur du condensateur donnée adéquate.



Composants TERAL

26
RUE TRAVERSIERE
PARIS 12^e
TÉL. : 43.07.87.74 +
FAX : 43.07.60.32
MÉTRO : GARE DE LYON



Pour le cinquantenaire de la Libération de Paris, TERAL libère à la baisse tous ses prix. N'hésitez pas à nous visiter pour en profiter !

9020 Double trace 2 x 20 MHz. Ligne à retard. Testeur de composants. Chercheur de trace. Livré avec 2 sondes combinées. 2090 F

9012 Double trace 2 x 20 MHz. Testeur Composant. Livré avec 3 sondes. 3500 F

9002 2 x 20 MHz. Mémoire numérique 2 R. Bandes 1 MV/DV. Livré avec 2 sondes. 6990 F

9018 Oscilloscope 2 x 80 MHz. Livré avec 2 sondes. 7300 F

RMS 225 BI-WAVETEK à digits. Auto-Manuel. Bargraph rapide. Gaine anti-chocs. Conforme aux normes sécurité IEC-348, garantie 3 ans. 1560 F

OSCILLOSCOPES

HAMEG



HM 303
Double trace 2 x 30 MHz avec testeur de composants. Livré avec 2 sondes. 2890 F

HM 205/3
Double trace 2 x 30 MHz. Testeur de composants. Mémoire numérique 2 x 1 K. Chercheur de trace. Livré avec 2 sondes combinées. 8900 F

HM 604
2 x 50 MHz avec expansion Y & Z. Post. activable 14 KV avec 2 sondes combinées. 6760 F

HM 1005
2 x 100 MHz avec 2 sondes. 8780 F

SERIE MODULAIRE

HM 9001
Support de base avec alimentation permettant l'emploi de 2 modules. 1577 F

HM 9011/3 Multimètre numérique. 2290 F

HM 9021/3 Fréquence-mètre 10 Hz à 1 MHz Digital. 2360 F

HM 9032 Générateur sinusoidal 20 Hz à 30 MHz. Affichage de la fréquence. 2190 F

HM 9028 Analyseur de spectre. 5870 F

MONACOR

LES -NEWS- MULTIMETRES DIGITAUX

DMT 2040 Modèle Pocket-4000 PTS. Host Test. doctm. 270 F

DMT 2055 Automatique. Bargraph. 4000 PTS. 3^{1/2} Digits. Data Hold. Test. doctm. Fréquences. 890 F

DMT 2070 Testeur de composants. Caractéristique. Test. doctm. 450 F

LCR 3000 Parc de mesure digital. Affichage LCD. Mesure résistance, capacité, inductance et facteur de dissipation. 990 F

LDM 618 GRF - DiF-mètre. 870 F

RD 1000 Décade de résistance. 650 F

CM 300 Calcomètre. 690 F

PROMOTIONS

50000 PPS K.C. 2x 10 190 F

DL 370 mHz 2x 10 210 F

DL 220 mHz 2x 10 210 F

DL 200 mHz 2x 10 210 F

DL 150 mHz 2x 10 210 F

DL 100 mHz 2x 10 210 F

DL 50 mHz 2x 10 210 F

DL 20 mHz 2x 10 210 F

DL 10 mHz 2x 10 210 F

Package de 1000 Résistances 1/2 W (parallèle) 48 F

Kit programmeur 9770 avec son 190 F

ALIMENTATION 300-500 mA à 1 A PRIX SUPER !

CONVERTISSEURS

A TRANSISTORS 12V - DC - 220V - AC
Cl - 101. Résistance 120 Ω 365 F
Cl - 201. Résistance 225 710 F

TRANSFORMATEURS

150/220 V 60 VA 81 F
150/220 V 150 VA 116 F

Accessoires mesurs. Pince de test. Adaptateur. Cordons. Pointe de touche.

MULTIMETRES



DM 10 XL - Modèle de poche 410 F

DM 15 XL - AC/DC - 10 A - Sp. 490 F

DM 20 XT - AC/DC - 10 A - Résistance 2000 VU TTS et CMOS test température jusqu'à 750° 630 F

DM 20 XT - Gamme trans. Sp. 715 F

DM 71 410 F

DM 73 - Gamme Auto-Mix 560 F

DM 75 - Mufl. de poche avec Mu. 249 F

CM 20 - Calcomètre 940 F

EDM 1122 - Multimètre digital. Très grand écran 11 fonctions. Test de continuité sonore. Fréquences. Test de capacité. Test doctm. 690 F

DM 27 XT - Multimètre numérique grand afficheur 17 mm. PROMO 785 F TTC

DM 90 - 4000 PTS. Bargraph rapide. 925 F TTC

DM 95 - 4000 PTS. Bargraph rapide. Sélection auto-manuelle. 1180 F TTC

DM 97 - 4000 PTS. DATA - HOLD - PEAK - HOLD. 1 mémoire MN et MAX. 1300 F TTC



MULTIMETRES

KD 2000
Bargraph. fonctions automatiques livrés avec gaine anti-chocs. Pince ampérimétrique, cordons et malette de transport. L'ensemble. 1300 F TTC

+ 1 cadeau !



METRIX toute la gamme

FREQUENCEMETRES



UC 10 5 Hz à 100 MHz. Computer. Intermittent. Permette. 9 afficheurs. 3195 F

CENTRAD

348 1 Hz à 600 MHz. 1995 F

961 Générateur de fonctions 1 Hz à 200 KHz. Sinus/carré / triangle / rectangle. Soche 15 V 50 Ω. 1650 F

GENERATEURS DE FONCTIONS

FS 2A 7 gamma. Sinus carré triangle. Entrée VCF-OFFSET BI-WAVETEK. 1775 F

FD 2AE 0,2 Hz à 2 MHz BI-WAVETEK. 2700 F

AG 1000 Générateur BF. 10 Hz à 1 MHz 5 canaux. Faible det. imp. 800 Ω. Monacor. 1680 F

SG 1000 Générateur HF. 100 kHz à 100 MHz 8 canaux. Précis. 1,5%. Soche 100 mV. Monacor. 1680 F

800 Générateur de fonction de 0,01 Hz à 11 MHz. Centrad. 3480 F

ALIMENTATIONS

ELC alimentations

AL 745 AX de 1,2 à 1,5 A - 3 A 730 F

AL 812 3R 1 V à 30 V - 2 A... 790 F

AL 781 M de 0 V à 30 V - 5 A... 1990 F

AL 881 9 A - 5 A... 300 F

AL 890 12,5 V - 3 A... 350 F

AL 903 1,25 V - 3 A... 430 F

AL 894 12 V - 10 A... 750 F

AL 895 32 V - 20 A... 1350 F

AL 897 24 V - 9 A... 750 F

APRES INVENTAIRE... DES AFFAIRES A FAIRE !

Lots de 50 transistors (AD - BD - MJ - AC - BDY...) 29 F

Lots de 10 potentiomètres 7 F

Lots de 100 condensateurs PF - MF - NF 19 F

REMISSSES SPECIALES AUX ETUDIANTS

LABO-PLAQUES

Toujours à votre service pour réaliser vos circuits imprimés.

PLAQUES EPOXY PRESENSIBILISEES

PROMOTION

100 x 100 9 F pièce

150 x 200 23 F pièce

200 x 300 49 F pièce

PERCEUSES MAXICRAFT

Perceuse 42 W 75 F

Perceuse 42 W avec outils + alimentation en coffret 173 F

Perceuse 50 W 194 F

Alimentation 20 W 125 F

Support perceuse 87 F

Per à souder 100 F

Mini-perceuse 100 F

LES NEWS DU MOIS

Lot de 10 sondes (promocion) 23 F

Pince à souder mini 25 F

Compresseur 12V - gonfle 142 F

Mini-testeur 23 F

Pochoire à trous pour 1000V 80 F

Pochoire à trous Struhaler 51 F

Pochoire à trous électronique 60 F

Multimètre digital 3,5 digits LCD AC/DC etc. 90 F

Multimètre digital 20A - AC/DC - MF - etc. 185 F

NEW

FERR A SOUDER JBC

Regardez de 150° à 420°. Prix. 690 F TTC

Fers JBC à partir de 155 F

Nous consulter

GRANDE BRADERIE

Sur composants, prix unique en France, coffret 21 F

Kit. Quatre éléments TRANSPO TCHOUKES 5 F

PRO 121 120 VA 2 x 20 A 190 F

PRO 121 120 VA 2 x 20 A 190 F

PRO 121 120 VA 2 x 20 A 190 F

PRE-AMPLI 90 F

90 F

78 F

87 F

82 F

Kits électroniques
Kits collages
Kits OK nous consulter

CH 100 lecteur capteur de 8E75 PDS 420 F

CH 82 programmeur pour 68705 PDS 190 F

LABO 10 década de résistances 198 F

EXPE 10 amplificateur téléphonique 90 F

Porte badge à LED 50 F

Tous types de connecteurs et adaptateurs audio-vidéo radio-TV en stock. Nous consulter

Attachez votre ceinture, mettez le son à fond la caisse !
ex. kit 200 W CAR à partir de 800 F l'ensemble
TERAL vous présente ses nouveaux équipements voiture réalisés avec les ingénieurs Audax !

Kits AUDAX

Nouvelle gamme



Kits fournis avec filtre, évent, bornier et plan de montage

HTP 170, l'unité 320 F

HTP 210, l'unité 500 F

HTP 420, l'unité 925 F

HTK 170, l'unité 1270 F

HMP 1000, l'unité 800 F

HMC 1700, l'unité 2120 F

HMP 2100, l'unité 1635 F

HMX 2100, l'unité 2360 F

PRO 3814, l'unité 1790 F

PRO 3817, l'unité 2240 F

Kit TRIPHONIQUE

HTP 817 1100 F



NOUVEAU HP SONO
BEYMA SALADIER ALU
CELESTION
TW MOTOROLA Piezo

KSN 1005 - 150 W - Façade carrée 25 - 45 F

KSN 1016 - 100 W - Façade rect. 25 - 50 F

KSN 1025 - 150 W - Medium 25 - 82 F

KITS DAVIS

NOUS CONSULTER

Kits SONO TERAL

Kit SONO - T 102 - 3 voies - 3 HP - Pk 100 W PROMO

1 boîtier CELESTION 30 cm, 1 médium compression 1 boîtier PEZZI 1 litre 340 F 440 F

Kit EDENISTERE T 150 (Sans grille, sans etc.) 340 F 320 F

K2 SONO - T 202 - 3 voies - 3 HP - Pk 200 W - 2 boîtiers 30 cm, 1 médium compression 1 boîtier 1 litre 340 F 190 F

Kit EDENISTERE T 200 (Sans grille, sans etc.) 340 F 470 F

Kit SONO - T 250 - 3 HP - Pk 250 W - 1 boîtier 30 cm CELESTION, 1 boîtier médium compression, 1 litre 340 F 830 F

Kit EDENISTERE T 250 (Sans grille, sans etc.) 340 F 470 F



TERAL, C'EST AUSSI LA HIFI ET LA SONO

Le son professionnel pour disco-mobile ou discothèques. Venez voir et écouter dans notre show-room.

