

10f No 45 NOUVELLE SERIE
JANVIER 1982
Canada : \$ 1,75 - Belgique : 81 FB
Suisse : 5,00 FS - Espagne : 175 Ptas
Tunisie : 1,150 Din. - Italie : 3.800 Lires

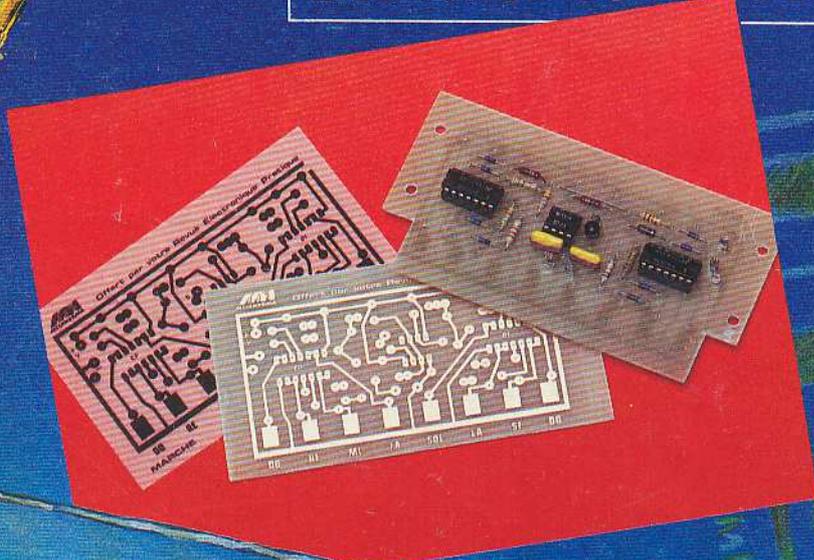
électronique pratique

sommaire détaillé p. 7

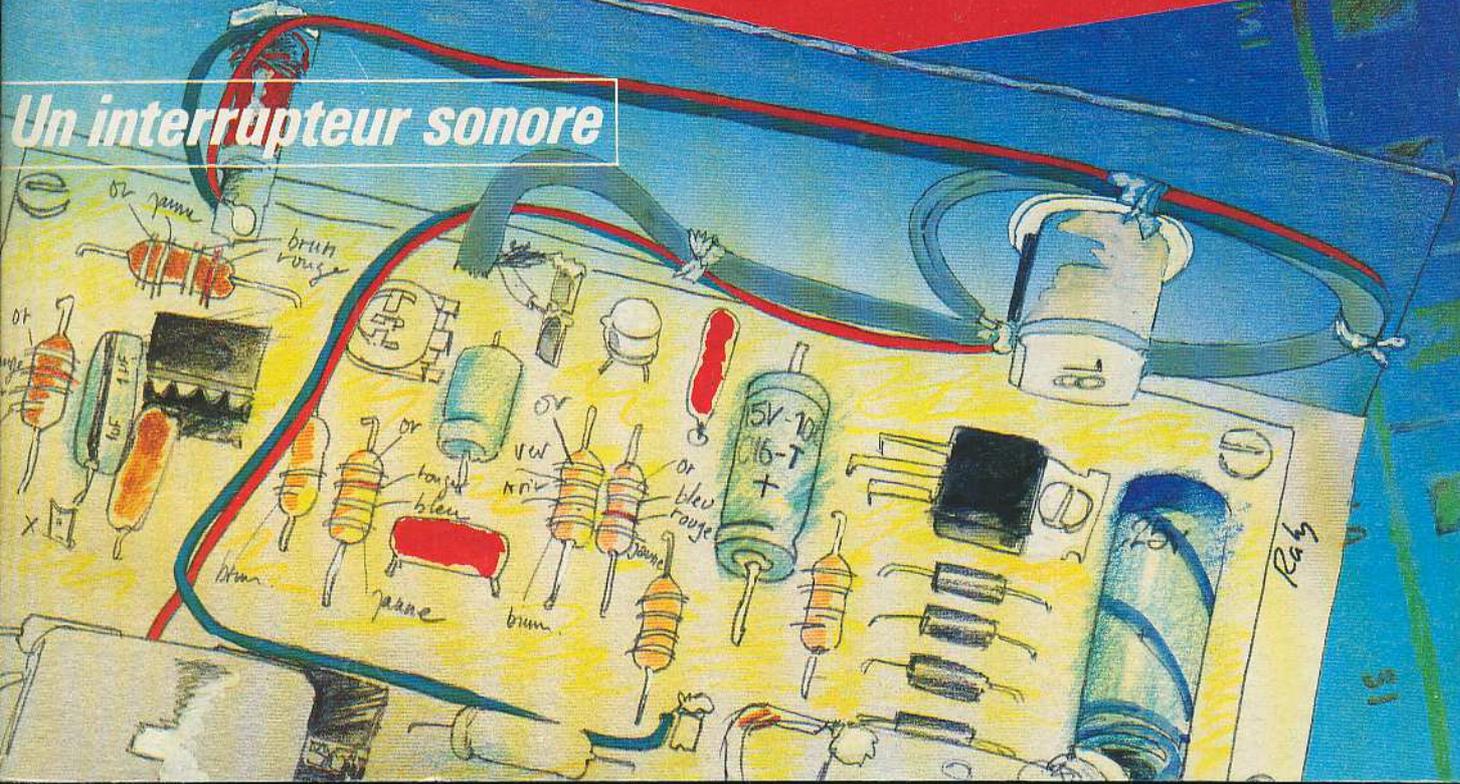
Un diapason



Un mini-orgue
AVEC UN TRANSFERT
CADEAU 
à touches sensibles



Un interrupteur sonore



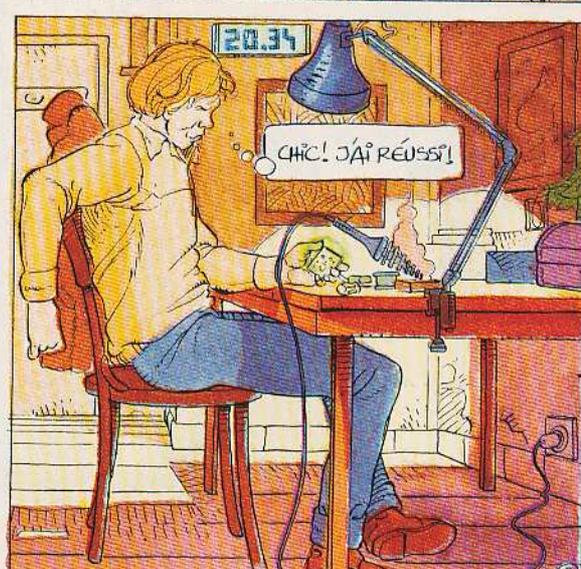
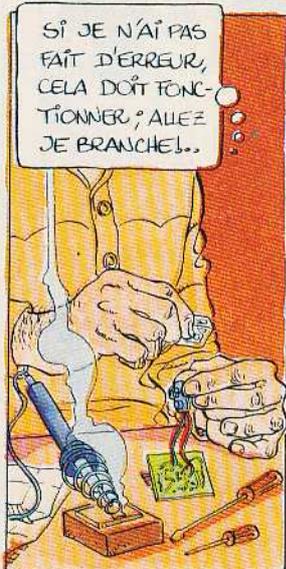
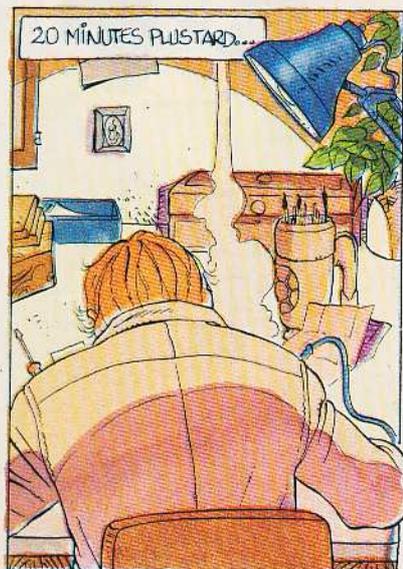
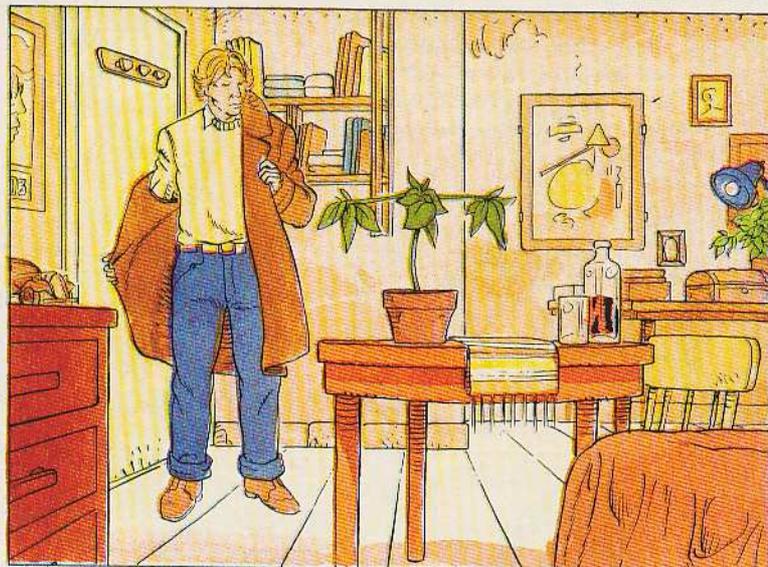
LE MYSTÈRE DES COMPOSANTS

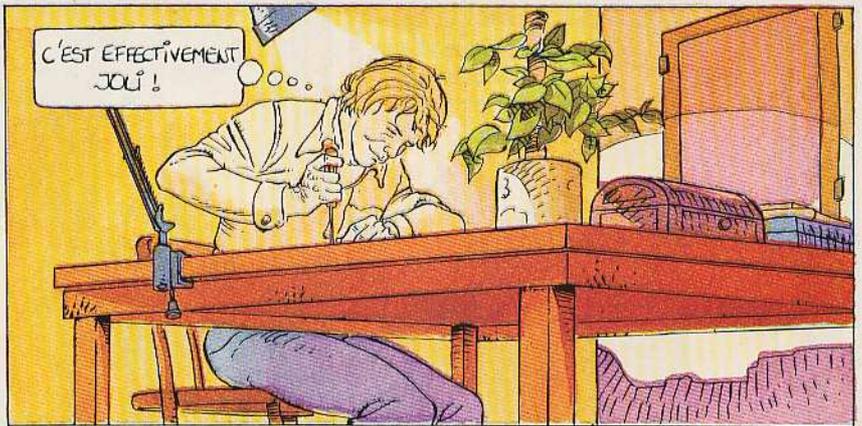


SOUS CE TITRE SE CACHE EN FAIT TOUTE UNE DÉCOUVERTE DES COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES QUE NOUS AVONS VU TRADUIRE PAR LE BIAIS DE CE MOYEN ACTUEL DE COMMUNICATION QU'EST LA BANDE DESSINÉE.

AU COURS DE NOS PRÉCÉDENTES PAGES, NOUS AVONS FAIT CONNAISSANCE DE NOTRE PERSONNAGE BERNARD, QUI, INTRIGUÉ PAR LES MERVEILLEUSES POSSIBILITÉS DE L'ÉLECTRONIQUE DANS UN PARIS FROID ET NEIGEUX DU MOIS DE DÉCEMBRE, S'EST RENDU DANS UN MAGASIN SPÉCIALISÉ POUR FAIRE L'ACQUISITION D'UN KIT. SA DÉMARCHE S'EST TOURNÉE VERS "PARIS-ÉLECTRONIQUE", MAGASIN DONT LE SOURIRE DU REVENDEUR FAIT NON SEULEMENT LA RÉPUTATION DU QUARTIER MAIS AUSSI L'ANGOISSE DE SES CLIENTS PAR SES CONSEILS INNATTENDUS.

NOUS AVIONS LAISSÉ BERNARD DE RETOUR CHEZ LUI, ENTRE DEUX STATIONS DE MÉTRO...





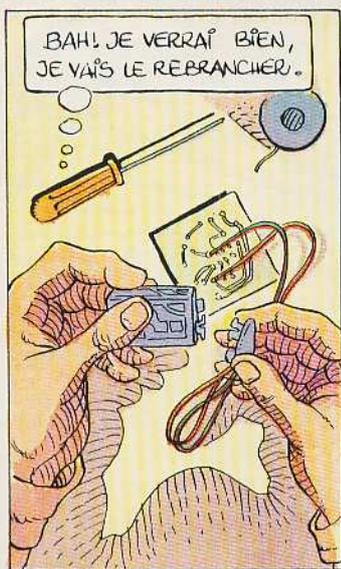


PLUS TARD...

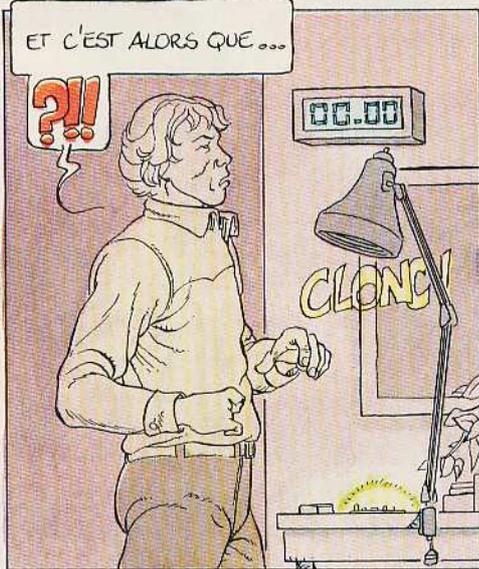


MİNCE ! C'EST DÉJÀ L'HEURE !
QU'EST CE QUE JE FAIS ?..

CE SOIR, À
MINUIT...



BAH ! JE VERRAI BIEN,
JE VAIS LE REBRANCHER..



ET C'EST ALORS QUE...

?!?

00.00

CLONG!



?

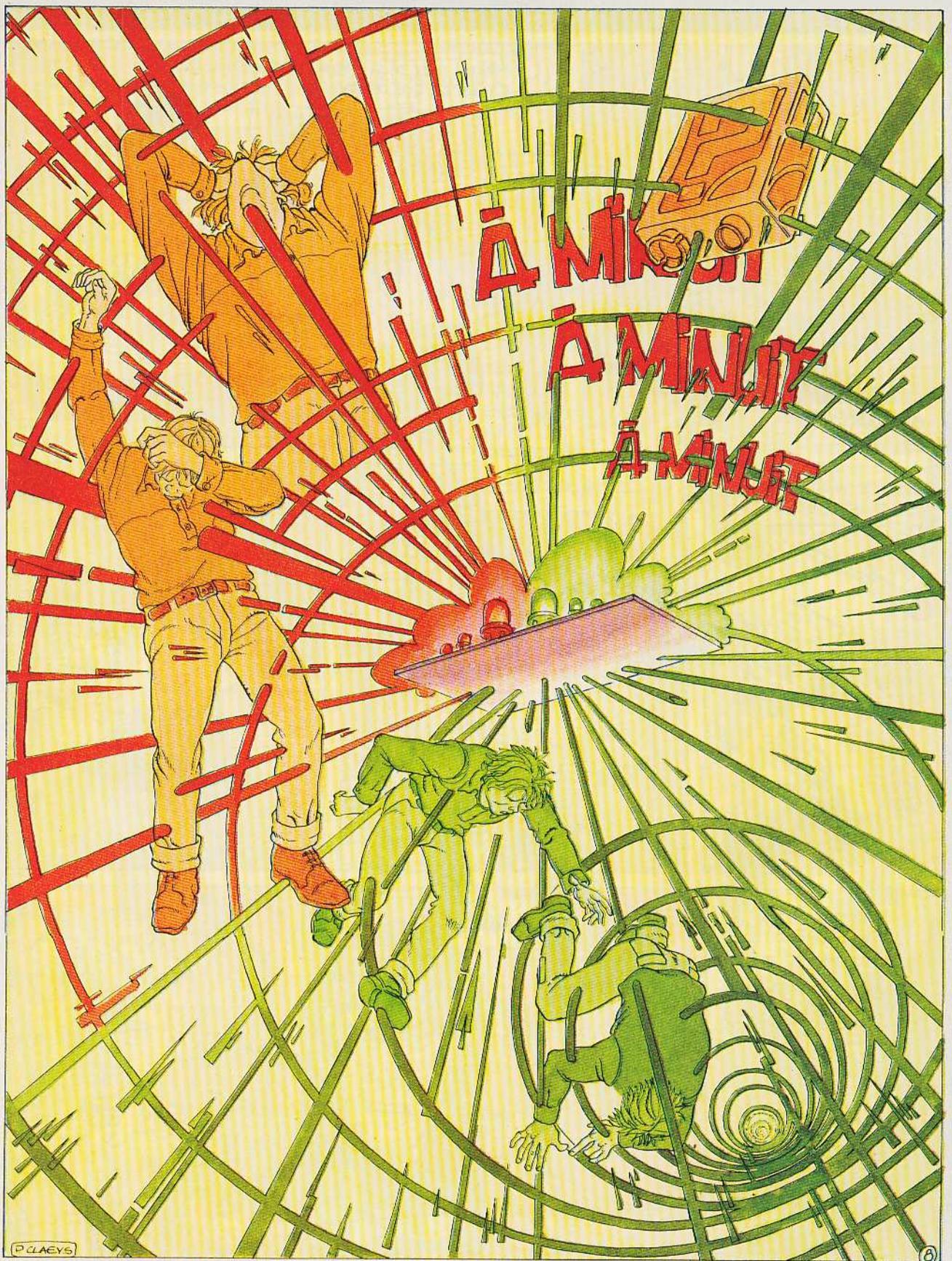


BON SANG !
QUELLE LUMINOSITÉ !



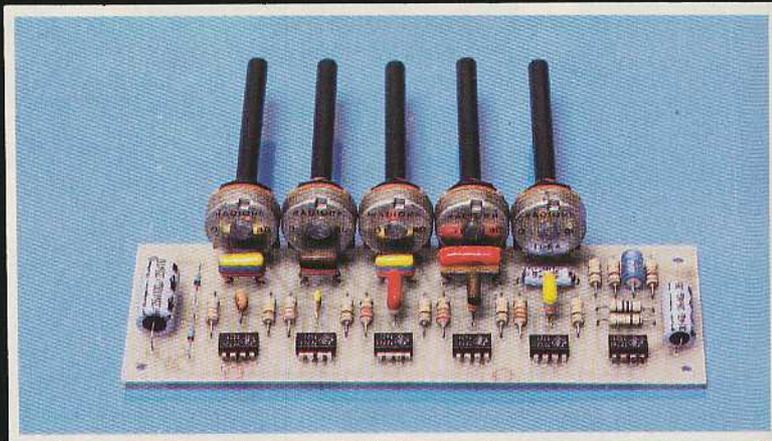
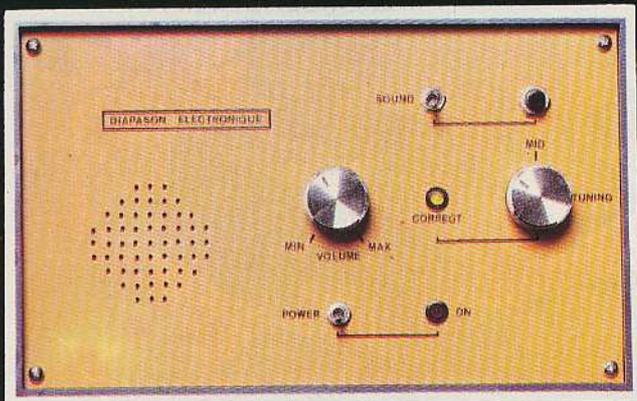
ÇA ALORS !



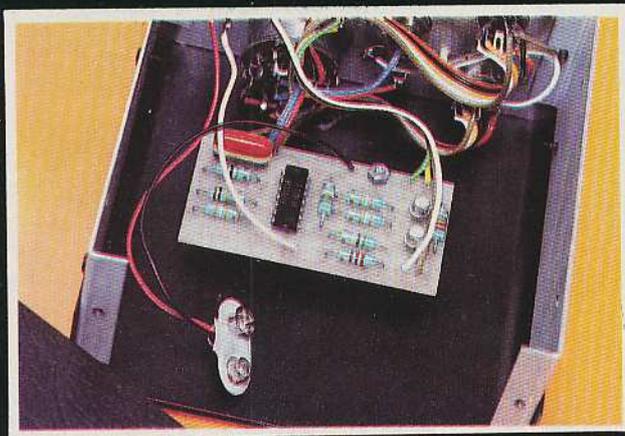


(à suivre)

Diapason : un des meilleurs moyens d'obtenir le « LA » avec le concours de l'Electricité de France.

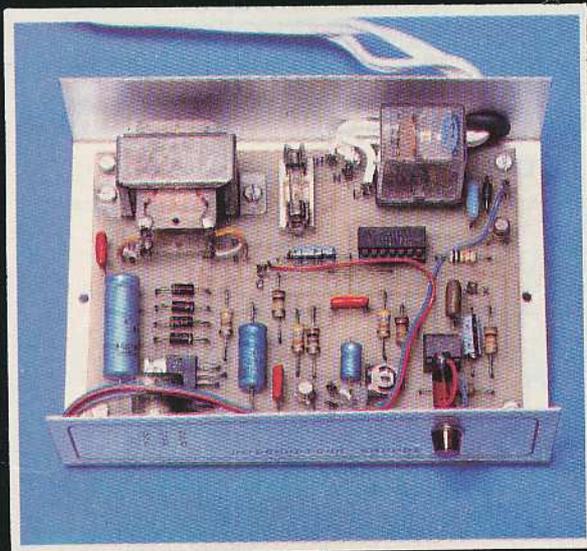


Préampli-égaliseur : pour faire suite au booster précédemment publié, un égaliseur 12 V équipé de μA 741.

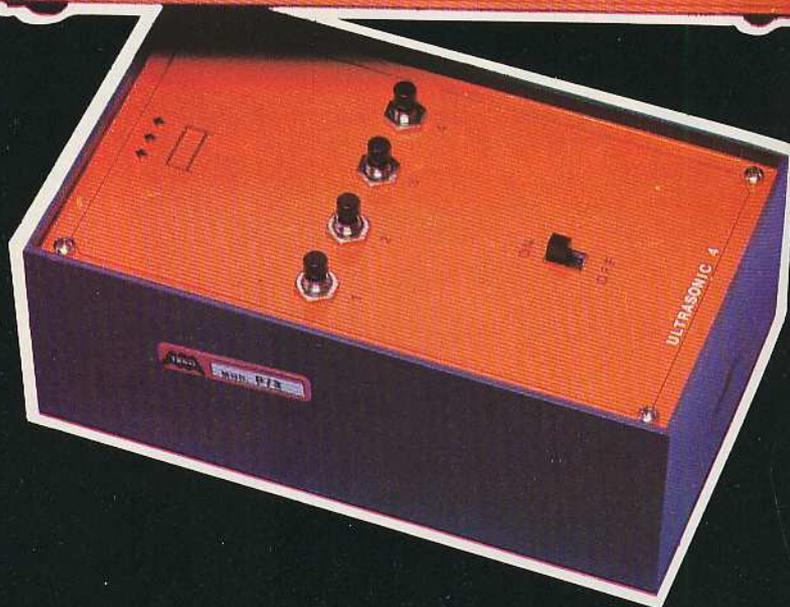


Testeur de raccords BF : petit montage construit autour d'un 4011 et pouvant rendre les plus grands services.

Ensemble à ultra-sons : montage qui présente la possibilité d'une commande simultanée de quatre canaux.



Interrupteur sonore : réalisation surprenante et amusante introduite à l'intérieur d'un coffret ESM.



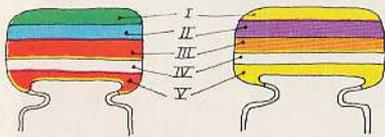
ADMINISTRATION-REDACTION : Société des Publications Radio-Électroniques et Scientifiques.
Société anonyme au capital de 120 000 F.
2 à 12, rue Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.
Tél. : 200.33.05. - Télex PVG 230 472 F
Directeur de la publication : A. LAMER
Directeur technique : Henri FIGHIERA
Rédacteur en chef : Bernard FIGHIERA
Maquettes : Jacqueline BRUCE
Couverture : M. Raby. Avec la participation de M. Archambault, P. Bauduin, H. Liégeois, D. Roverch, R. Knoerr, J.-C. Fantou, B. Roux, R. Rateau, F. Montell.
La Rédaction d'Électronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs.



PUBLICITE : Société Auxiliaire de Publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. - Tél. : 200.33.05 (lignes groupées) CCP Paris 3793-60
Chef de Publicité : Alain OSSART

ABONNEMENTS : Abonnement d'un an comprenant : 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE - Prix : France : 88 F. Etranger : 138 F.
Nous laissons la possibilité à nos lecteurs de souscrire des abonnements groupés, soit :
LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 180 F - Etranger à 300 F
SONO + LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 240 F - Etranger à 430 F

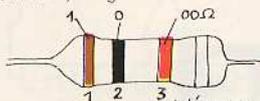
En nous adressant votre abonnement précisez sur l'enveloppe « SERVICE ABONNEMENTS », 2 à 12, RUE BELLEVUE, 75940 PARIS CEDEX 19.
Important : Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal - Prix d'un numéro 10 F
Les règlements en espèces par courrier sont strictement interdits.
ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliteriez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent. ●
Pour tout changement d'adresse, joindre 1 F et la dernière bande.



IV : tolérance blanc ± 10%
V : tension rouge 250V
jaune 400V

I	II	III
1 ^{er} chiffre	2 ^{ème} chiffre	multiplicateur
1	0	x 1
2	1	x 10
3	2	x 100
4	3	x 1 000
5	4	x 10 000
6	5	x 100 000
7	6	
8	7	
9	8	
	9	

exemple: 10 000 pF, ± 10%, 250V distribution des couleurs : marron, noir, orange, blanc, rouge



tolérance : or ± 5% argent ± 10%

1^{ère} bague 1^{er} chiffre
2^{ème} bague 2^{ème} chiffre
3^{ème} bague multiplicateur

1	0	x 1
1	1	x 10
2	2	x 100
3	3	x 1 000
4	4	x 10 000
5	5	x 100 000
6	6	x 1 000 000
7	7	
8	8	
9	9	

pour les très faibles valeurs, on emploie une couleur "or" pour le multiplicateur 0,1 ex: 2,7 5Ω = rouge, violet, or soit 27 x 0,1 = 2,7 Ω

électronique pratique

45
JANV.82

SOMMAIRE

REALISEZ VOUS-MEMES

Un orgue miniature à touches sensibles	76
Un transfert cadeau pour réaliser le circuit imprimé	79
Un diapason électronique	87
Un testeur de raccords BF universel	93
Un interrupteur sonore	97
Un ensemble émetteur/récepteur à ultra sons à quatre canaux et en commande simultanée : 1 ^{re} partie, l'émetteur	102
Un préampli égaliseur pour boosteur	113
Un carillon de porte 24 mélodies	131

PRATIQUE / INITIATION

Le thermomètre digital HOBBY KIT N° 9 « PANTEC »	138
L'interrupteur crépusculaire 2064 « ASSO »	141

KITS

Le circuit intégré « ICL 8038 »	119
Connaissance des amplis OP : le module redresseur double alternance	127

DIVERS

ENCART UNIECO	35-36
ENCART transfert pour orgue	79-80-81-82
Pages Abonnement	160
ENCART brochages des circuits intégrés	77-78



GADGETS



AUTO



PHOTO



MESURES



HI-FI



MODELISME FERROVIAIRE



CONFORT

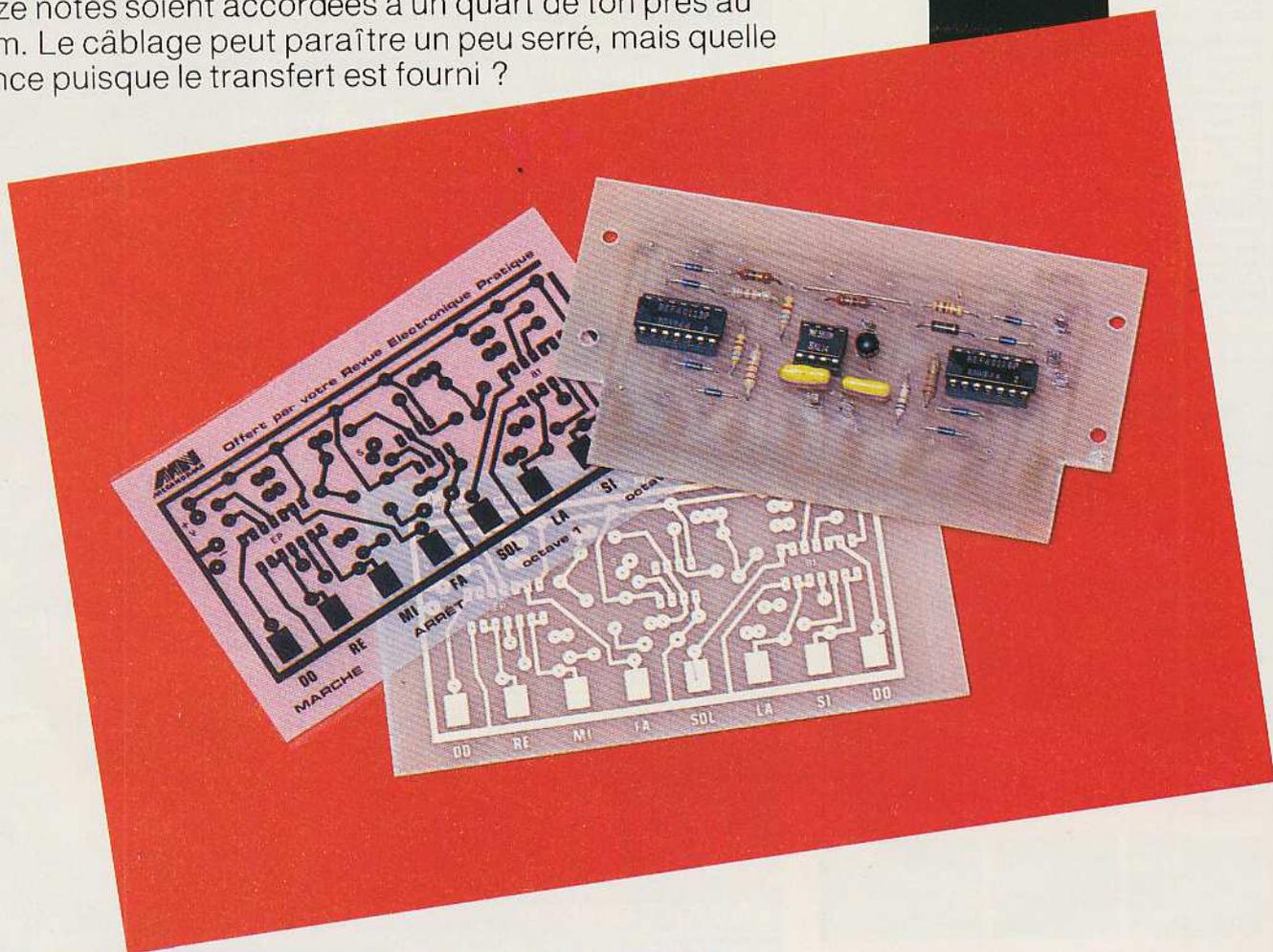


JEUX



Cet orgue huit notes sur deux octaves est autonome, c'est-à-dire avec amplificateur et haut-parleur. Par sa taille minuscule c'est plutôt un jouet et non un instrument de concert...

Toutefois sa réalisation présente deux particularités, tout d'abord un prix de revient très bas et une absence totale de réglages, car nous avons calculé ses composants pour que ses quinze notes soient accordées à un quart de ton près au maximum. Le câblage peut paraître un peu serré, mais quelle importance puisque le transfert est fourni ?



UN MINI-ORGUE A TOUCHES SENSITIVES

La présentation générale

A fin de concilier un prix de revient minima et une grande fiabilité de fonctionnement le clavier de huit notes est à touche control (do à do), avec possibilité de passer de l'octave quatre à l'octave trois par action sur un interrupteur ; soit quinze notes mais il n'y a pas les demi-tons (dièses et bémols). La forme et l'écartement des touches évi-

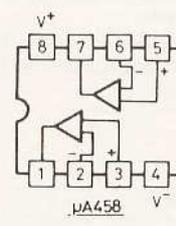
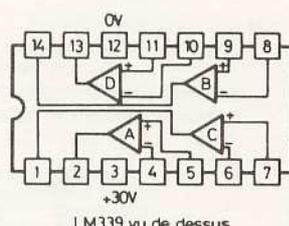
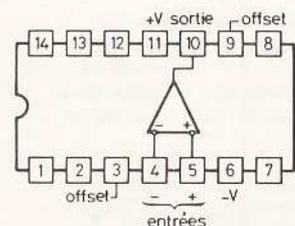
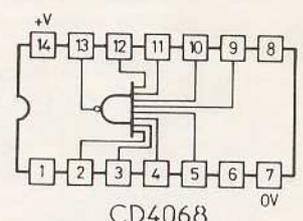
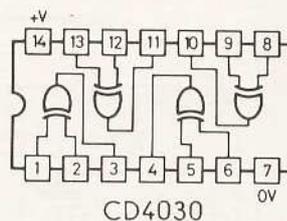
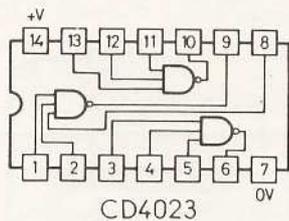
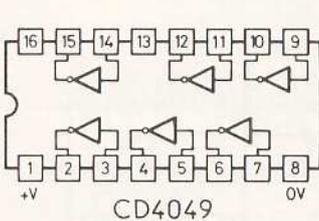
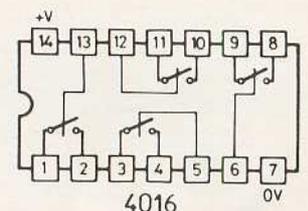
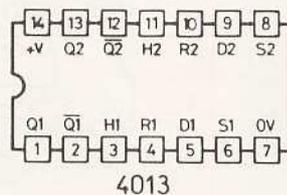
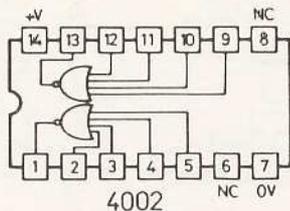
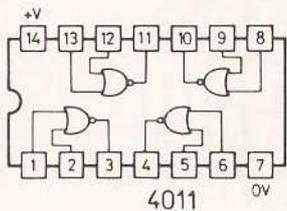
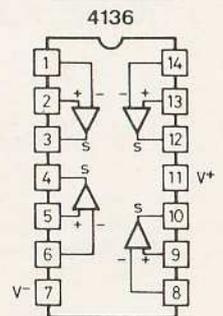
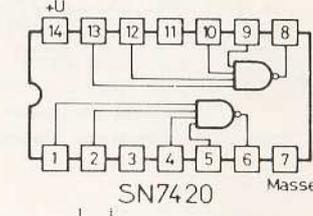
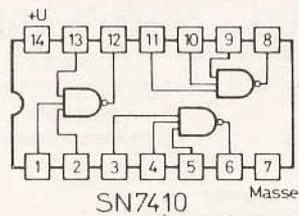
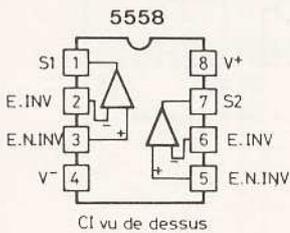
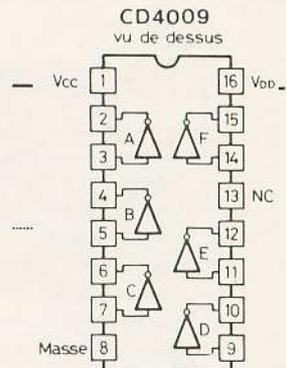
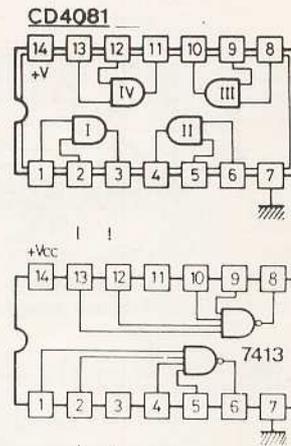
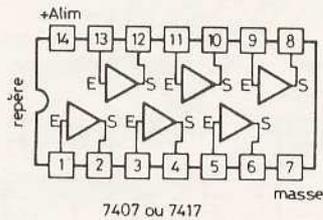
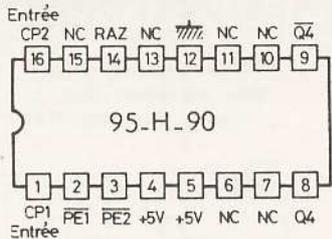
tent d'en commander deux à la fois, car le circuit n'est pas prévu pour cela. (Les synthétiseurs professionnels sont eux aussi monophoniques...). Un amplificateur très simplifié permet d'attaquer un petit haut-parleur, le tout étant alimenté par une pile de 9 V miniature.

Ne vous laissez surtout pas impressionner par le nombre de composants sur le circuit imprimé, car en y regardant de plus près, on constate que celui-ci revient seulement à une trentaine de francs...

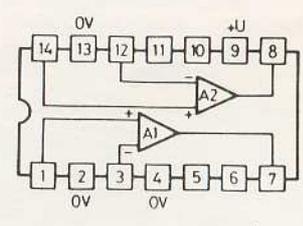
Le circuit électronique (fig. 1)

L'oscillateur est le classique 555 (C13) et le changement de note se fait par commutation électronique de résistances. La fréquence étant inversement proportionnelle au condensateur en service, il suffit de doubler sa valeur pour obtenir l'octave inférieur et ce par action sur un interrupteur à poussoir ou bien un interrupteur miniature K_2 : avec le condensateur C_1 , on a la

Brochages des circuits intégrés



Equivalences:
 MC1458
 SN72458
 LM458
 Siemens .458
 SFC2458
 Etc...

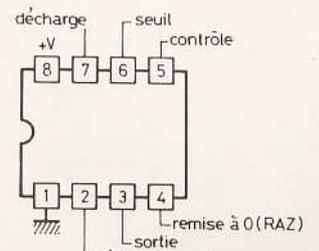
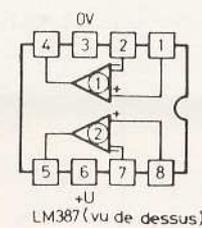
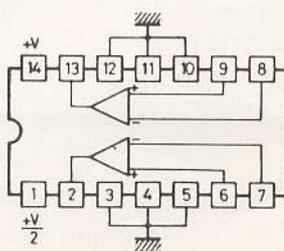
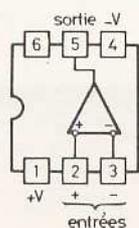
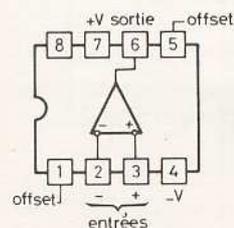


741 (boîtier 14 broches - Dual in Line)

LM339 vu de dessus

μA458

555



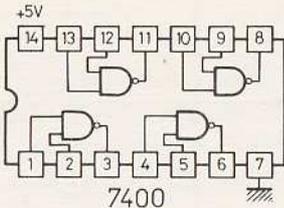
741 (boîtier 8 broches)

TAA861

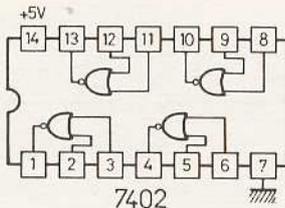
LM377

LM387 (vu de dessus)

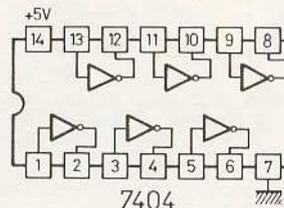
555



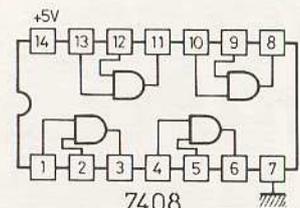
7400
4 Portes NAND à 2 entrées
Délat propagation - 10n.s.
Puissance dissipation - 40mW



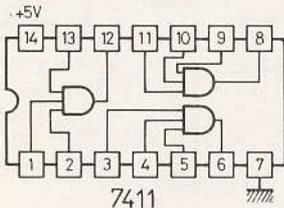
7402
4 Portes NOR à 2 entrées
Délat propagation - 10n.s.
Puissance dissipation - 48mW



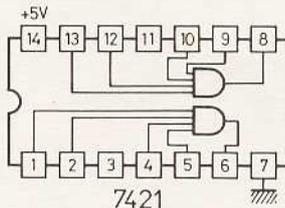
7404
6 Inverseurs
Délat propagation - 10n.s.
Puissance dissipation - 60mW



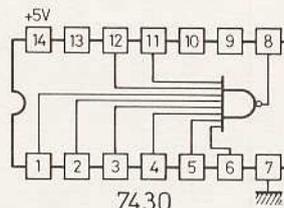
7408
4 Portes AND à 2 entrées
Délat propagation - 15n.s.
Puissance dissipation - 78mW



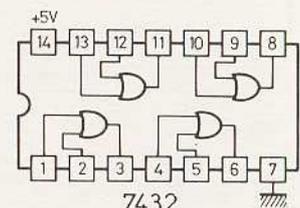
7411
3 Portes AND à 3 entrées
Délat propagation - 13n.s.
Puissance dissipation - 59mW



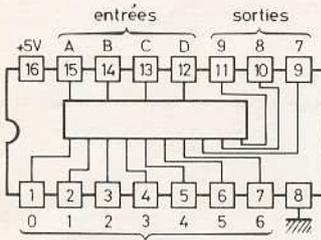
7421
2 Portes à 4 entrées AND
Délat propagation - 13n.s.
Puissance dissipation - 40mW



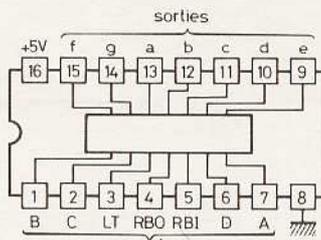
7430
1 Porte NAND à 8 entrées
Délat propagation - 10n.s.
Puissance dissipation - 10mW



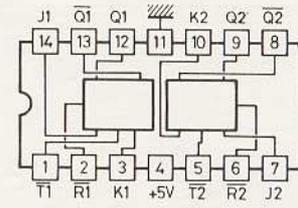
7432
4 Portes OR à 2 entrées



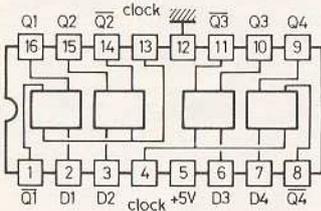
7442
Décodeur BCD → décimal
Délat propagation - 22n.s.
Puissance dissipation - 140mW



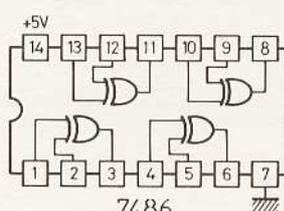
7447
Décodeur BCD → 7 segments
Tension max. sur chaque sortie - 15V
Puissance dissipation - 265mW



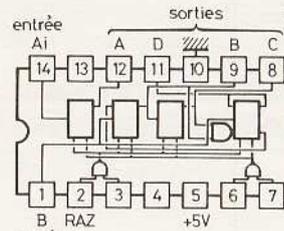
7473
Double flip-flop JK maître esclave
Fréquence max. entrée horloge - 15MHz
Impulsion mini. horloge - 20n.s.
Délat propagation - 30n.s.
Puissance dissipation - 80mW



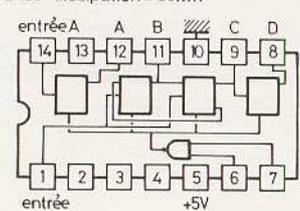
7475
Quadruple bistable
Délat propagation - 30n.s.
Puissance dissipation - 160mW



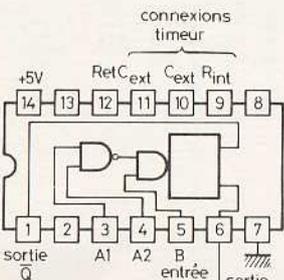
7486
4 Portes OR-exclusive à 2 entrées
Puissance dissipation - 150mW
Délat propagation - 12n.s.



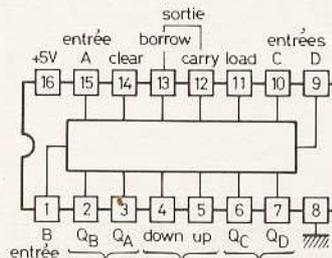
7490
Compteur de décade
Fréquence de comptage max - 18MHz
Impulsion mini. d'horloge - 50n.s.
Puissance dissipation - 160mW



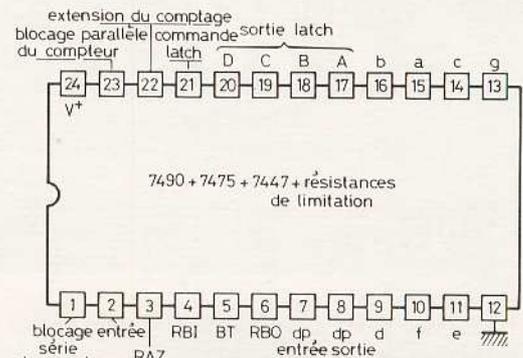
7492
Compteur diviseur par 12
Fréquence de comptage max - 18MHz
Impulsion mini. d'horloge - 50n.s.
Puissance dissipation - 155mW



74121
Multivibrateur monostable
Impulsion de sortie - 20n.s. à 40s
Impulsion mini. entrée trigger - 30n.s.

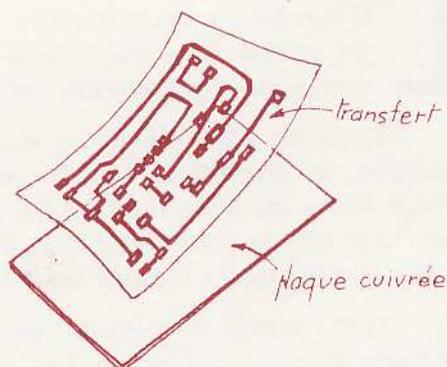


74192
Compteur de décade
Fréquence de comptage à l'entrée - 0 à 25MHz



74143

EXCEPTIONNEL !



Un transfert cadeau
pour réaliser
un mini orgue
avec
touches sensibles

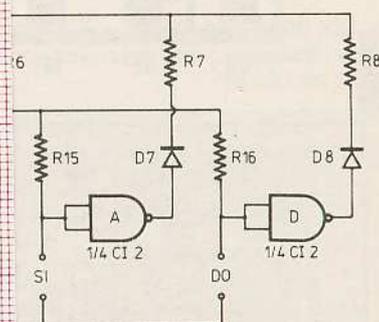
ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 45 - nouvelle série - Page 79

... touche. La pose d'un doigt va faire
cette plaque à une ligne de masse par
une « résistance humaine » de l'ordre du
mégohm (ou bien moins encore), d'où un
niveau logique zéro sur l'entrée et un
niveau 1 (9 V) sur la sortie de la porte en
question.

Le circuit imprimé (fig. 2 et transfert)

Très important avant de coller le
transfert ! Celui-ci mesure 5 X 10 cm et
ne comporte pas les quatre trous



Composants de bas prix.

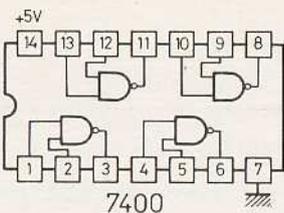
... faisant. A titre documentaire nous
indiquons dans le tableau ci-des-
sus les fréquences théoriques en hertz
pour différentes notes.

... nous avons renoncé aux dièses et
car on aurait dû plus que doubler
le nombre de touches du clavier, et ajouter cinq
notes supplémentaires.

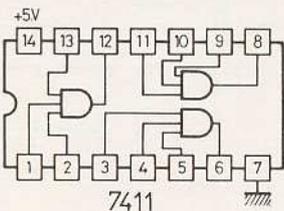
... sortie du 555, borne n° 3, nous
avons des signaux rectangulaires de
une amplitude (9 V au repos), que nous
avons en intensité par un transistor
monté en collecteur commun. Le mini
orgue dans le circuit émetteur avec une
résistance R₁₉ afin de réduire la puissance
à l'intensité collecteur, le cas échéant
selon la valeur de la bobine mobile.

SOL	LA	SI	DO
784	880	988	1 046
392	440	494	523

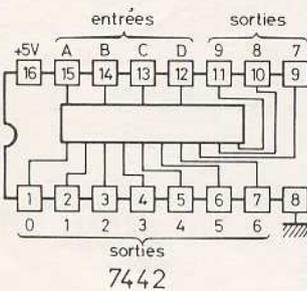
... mm dont nous aurons besoin pour
la fixation (ce n'est pas un oubli mais une
commodité relative à l'édition du trans-
fert). Aussi prévoyez deux marges de
1 cm à droite et à gauche de votre plaque
cuivrée, qui mesurera donc 5 X 12 cm
minimum.



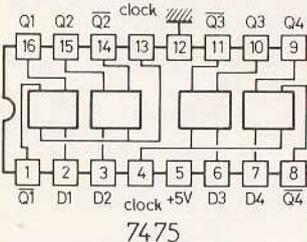
7400
4 Portes NAND à 2 entrées
Délai propagation - 10 n.s.
Puissance dissipation - 40 mW



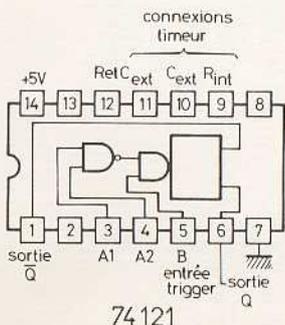
7411
3 Portes AND à 3 entrées
Délai propagation - 13 n.s.
Puissance dissipation - 59 mW



7442
Décodeur BCD → décimal
Délai propagation - 22 n.s.
Puissance dissipation - 140 mW



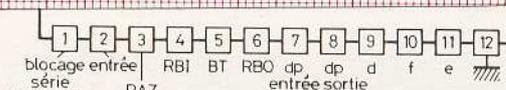
7475
Quadruple bistable
Délai propagation - 30 n.s.
Puissance dissipation - 160 mW



74121
Multivibrateur monostable
Impulsion de sortie - 20 n.s. à 40 s.
Impulsion mini. entrée trigger - 30 n.s.

comptage

74192
Compteur de décade
Fréquence de comptage à l'entrée - 0 à 25 MHz



74143

Comment procéder

Le succès remporté par l'insertion d'un transfert destiné à la réalisation du circuit imprimé, d'une maquette électronique, nous conduit à renouveler l'expérience, cette année.

Lecteurs habitués de la revue, vous avez remarqué que les circuits intégrés, la plupart du temps, nécessitaient l'emploi d'un circuit imprimé. Votre tâche consiste donc, à l'appui de nos descriptions, à reproduire tant bien que mal le tracé du circuit imprimé par le biais de diverses méthodes telles que le stylo marqueur ou bien le procédé photographique.

Une solution séduisante, cependant, s'offre à vous avec le principe de gravure directe, préconisé par « Mecanorma ». L'amateur dispose alors d'éléments de transfert à appliquer sur la surface cuivrée, à l'aide d'une spatule ou bien d'un crayon tendre.

Conscients de l'efficacité du produit, nous avons pensé reconduire l'opération, en vous proposant, exceptionnellement, en cadeau, dans ce numéro, un tracé de circuit imprimé en gravure directe, destiné à la réalisation d'un mini-orgue à touches sensibles.

Vous trouverez donc ce transfert collé à l'envers sur l'encart spécialement prévu à cet effet (il comporte également une feuille siliconée de protection).

C'est la troisième fois que nous tentons une telle opération avec un si grand nombre d'exemplaires (140 000)

Nous recommandons donc à nos lecteurs de décoller soigneusement le transfert avec sa feuille de protection. Vous remarquerez que ce dernier comporte également une ligne d'écriture (octave 1, octave 2, etc.) pour réaliser la face avant.

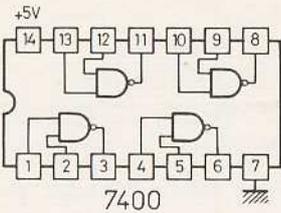
Compte tenu du principe de réalisation de la maquette, il faudra appliquer sur la surface cuivrée également les notes DO, RÉ, MI, FA, SOL, etc., à l'exception de la dernière ligne qui sera préalablement découpée pour la face avant.

La méthode se résumera alors au transfert par frottement, à l'aide d'une spatule ou d'un crayon tendre du tracé du circuit imprimé, ainsi que des notes du côté lisible, sur une plaquette cuivrée, préalablement nettoyée et coupée **aux dimensions de l'implantation des éléments et non du transfert.**

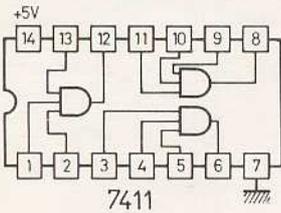
Une fois l'application réalisée, l'amateur n'aura plus qu'à plonger l'ensemble dans un bain de perchlorure et à en surveiller « l'attaque ».

Dès que le circuit sera gravé, il faudra le rincer et le nettoyer à l'alcool afin de faire apparaître le tracé cuivré.

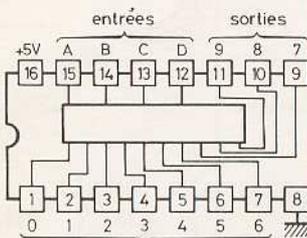
Page 80 - N° 45 - nouvelle série



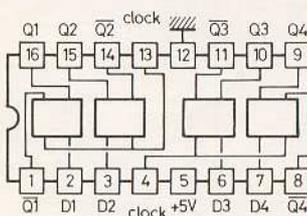
7400
4 Portes NAND à 2 entrées
Délai propagation - 10 n.s.
Puissance dissipation - 40mW



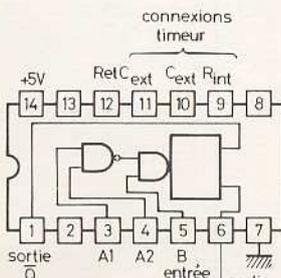
7411
3 Portes AND à 3 entrées
Délai propagation - 13 n.s.
Puissance dissipation - 59mW



7442
Décodeur BCD → décimal
Délai propagation - 22 n.s.
Puissance dissipation - 140mW

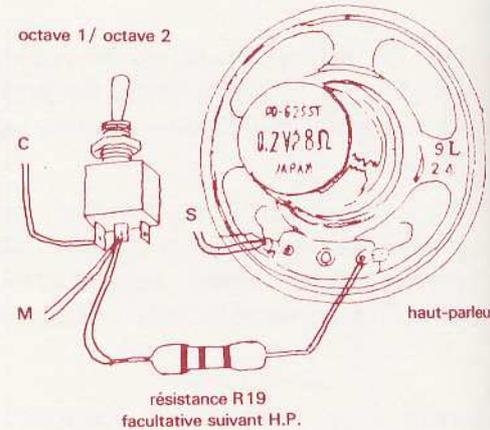
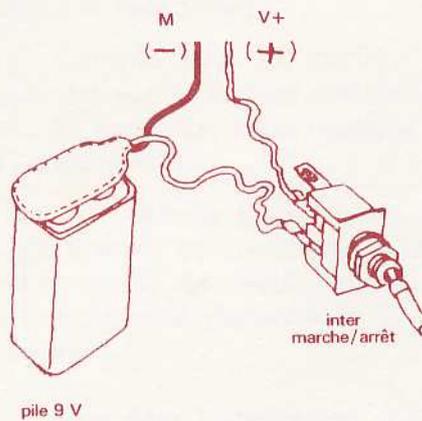
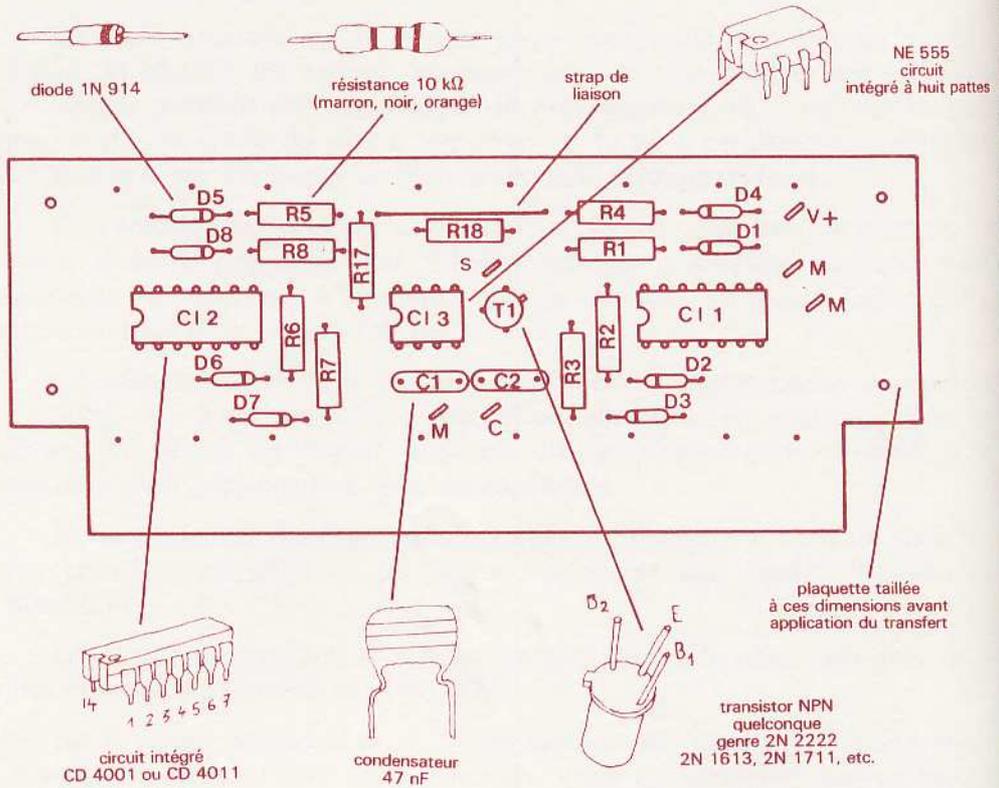


7475
Quadruple bistable
Délai propagation - 30 n.s.
Puissance dissipation - 160mW



74121
Multivibrateur monostable
Impulsion de sortie - 20 n.s. à 40 s
Impulsion mini. entrée trigger - 30 n.s.

Mini orgue à touches sensibles

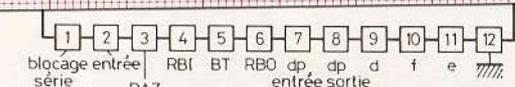


N.B. Les résistances R9 à R16 seront soudées du côté « cuivré »

Page 82 - N° 45 - nouvelle série

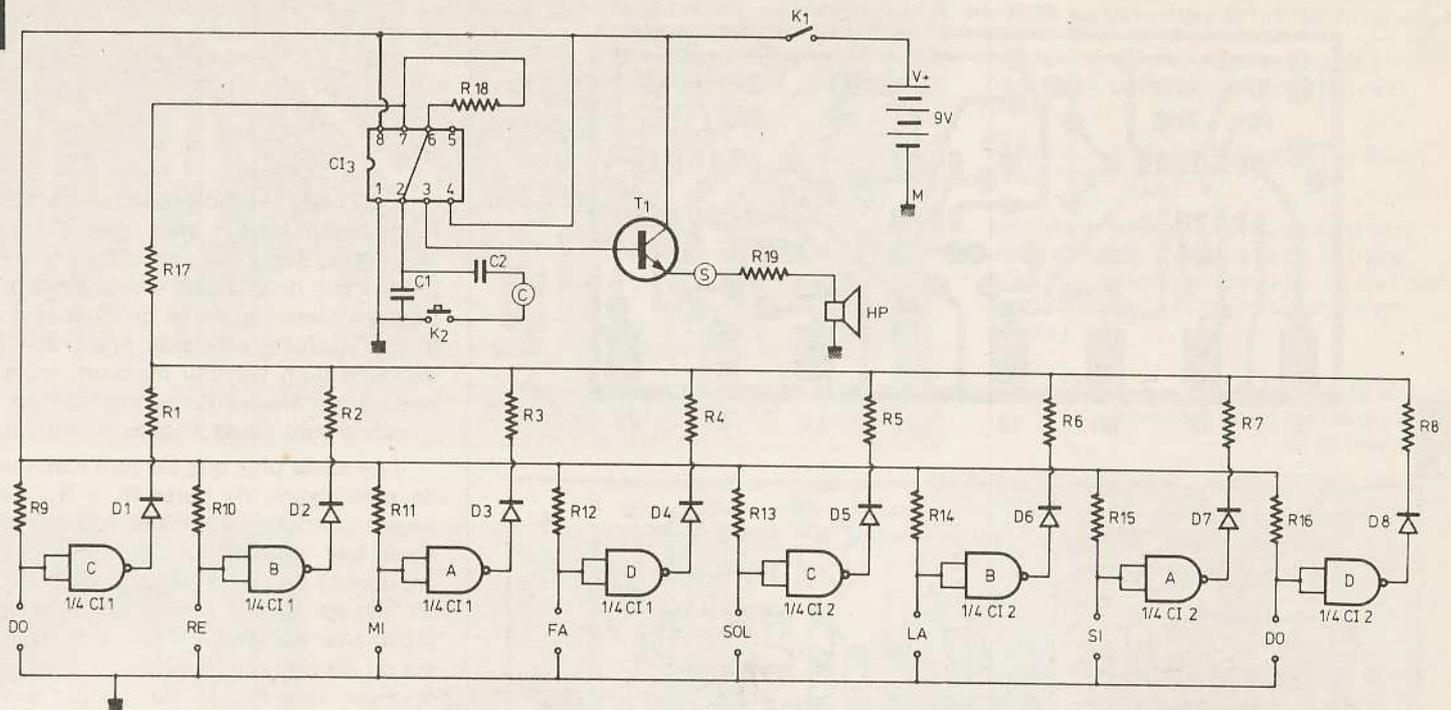
comptage
74192

Compteur de décade
Fréquence de comptage à l'entrée - 0 à 25MHz



74143

Fig. 1



Afin de pouvoir être entrepris par tout le monde, le montage s'articule autour de composants de bas prix.

gamme DO⁴ à DO⁵, tandis qu'avec C₁ + C₂ on va de DO³ à DO⁴, soit un total de quinze notes différentes.

Rappelons pour certains qu'une note passe à l'octave supérieur quand sa fréquence double, exemple LA¹ = 110 Hz ; LA² = 220 Hz ; LA³ = 440 Hz ; LA⁵ = 880 Hz, etc.

La dispersion de caractéristiques d'un 555 à un autre étant faible les notes seront donc pratiquement accordées, si on respecte les valeurs de C₁ et C₂ (47 nF) et des résistances R₁ à R₈ et R₁₇.

La fréquence de l'oscillateur augmente quand la résistance entre l'alimentation positive (V+) et la borne n° 7 du 555 décroît. Cette résistance d'attaque est égale à R₁₇ plus une des résistances R₁ à R₈, lesquelles sont alimentées par des sorties de portes logiques au niveau 1. Voilà qui nous amène au clavier « touch-control ».

Des portes logiques C-MOS, NAND ou NOR peu importe, sont montées en portes inverseuses et leurs entrées sont maintenues au niveau 1 par des résistances R₉ à R₁₆ de très fortes valeurs (10 à 22 MΩ). Chaque entrée est également reliée à une plaque cuivrée constituant une touche. La pose d'un doigt va relier cette plaque à une ligne de masse par une « résistance humaine » de l'ordre du mégohm (ou bien moins encore), d'où un niveau logique zéro sur l'entrée et un niveau 1 (9 V) sur la sortie de la porte en question.

Cette sortie alimente la résistance de charge sur la borne 7 de l'oscillateur CI₃, mais à travers une diode anti-retour D₁ à D₈. En effet, n'oublions pas que les sept autres sorties de portes sont au niveau zéro, c'est-à-dire reliées à la masse et non pas « en l'air ».

Nos touches fonctionnent donc par contact plaque/masse et non par électricité statique ; c'est moins élégant mais c'est plus sûr. A ce propos, vous remarquerez que les claviers de téléviseurs à touch-control sont eux aussi à contacts...

Le choix de la résistance talon R₁₇ nous a permis d'obtenir pour R₁ à R₈ des valeurs courantes avec une approximation de 1/5 ton environ, ce qui est ici

bien suffisant. A titre documentaire nous vous indiquons dans le tableau ci-dessous les fréquences théoriques en hertz des différentes notes.

Nous avons renoncé aux dièses et bémols car on aurait dû plus que doubler la longueur du clavier, et ajouter cinq portes logiques.

A la sortie du 555, borne n° 3, nous obtenons des signaux rectangulaires de 9 V d'amplitude (9 V au repos), que nous renforçons en intensité par un transistor T₁ monté en collecteur commun. Le mini HP est dans le circuit émetteur avec une résistance R₁₉ afin de réduire la puissance et l'intensité collecteur, le cas échéant suivant la valeur de la bobine mobile.

Note	DO	RE	MI	FA	SOL	LA	SI	DO
Octave 4	523	587	659	698	784	880	988	1 046
Octave 3 (K ₂ fermé)	261,6	294	329,6	349	392	440	494	523

Le circuit imprimé (fig. 2 et transfert)

Très important avant de coller le transfert ! Celui-ci mesure 5 × 10 cm et ne comporte pas les quatre trous

∅ 3,5 mm dont nous aurons besoin pour la fixation (ce n'est pas un oubli mais une commodité relative à l'édition du transfert). Aussi prévoyez deux marges de 1 cm à droite et à gauche de votre plaque cuivrée, qui mesurera donc 5 × 12 cm minimum.

Fig. 2

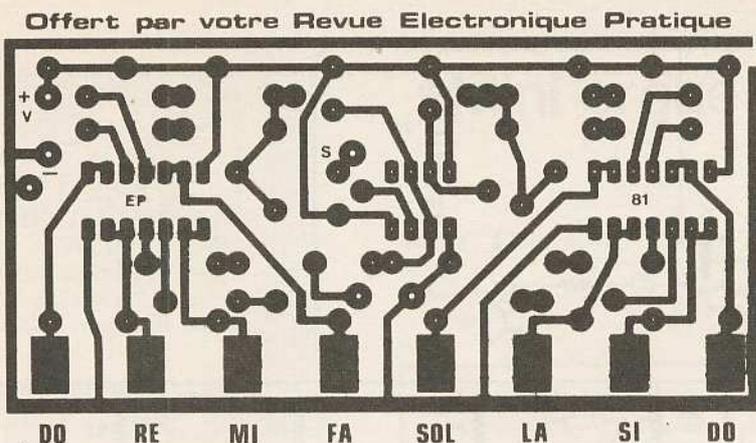
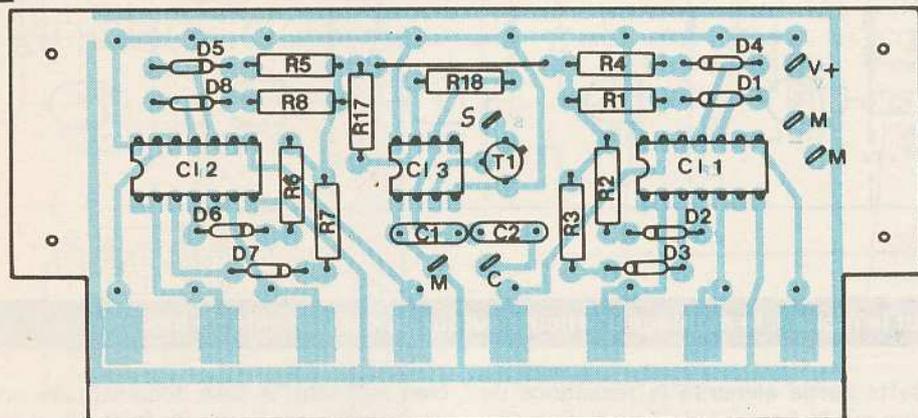


Fig. 3



Nous publions, à nouveau et à titre indicatif, le tracé du transfert, ainsi que l'implantation des éléments.

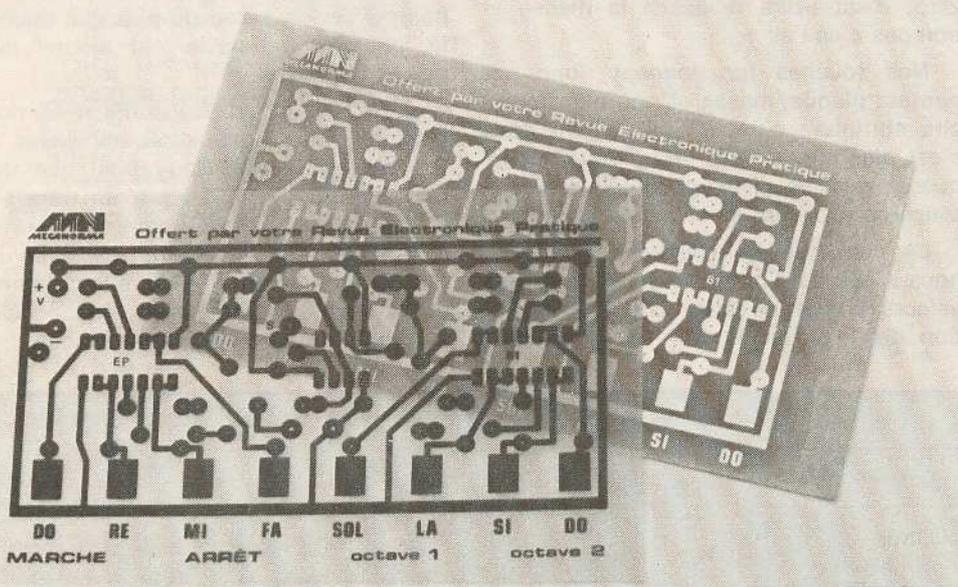


Photo 2. - Le transfert, un produit de gravure miracle à essayer.

Nous rappelons que le cuivre doit être brillant et surtout chimiquement propre.

Si vous utilisez un abrasif doux terminez avec un « kleenex » (et non un coton) imbibé d'acétone. Dépose du transfert sur le cuivre à l'aide d'un objet à bout arrondi (exemple la petite boule plastique).

Commencer le câblage par le strap situé entre R_{18} et le bord, puis les huit diodes dont le trait repère est toujours à l'opposé du CI, les résistances R_1 à R_8 puis R_{17} et R_{18} , C_1 , C_2 et enfin les CI.

N'oubliez pas de relier le fer à la terre pour souder les C-MOS CI_1 et CI_2 (ou monter des supports).

Il est indispensable que les condensateurs soient égaux pour que $C_1 + C_2 = C_1 \times 2$, aussi vous remarquerez sur les photos que nous avons monté des « plastiques » Siemens, parce qu'ils sont précis à ± 5 . Cette précision étant due à la découpe d'un barreau au laser, mais attention les électrodes rapportées sur les tranches sont assez fragiles au soudage.

Il ne reste plus que les huit résistances de polarisation de porte R_9 à R_{16} ; elles seront soudées côté cuivre. D'accord ce n'est pas très orthodoxe, mais il était impossible de tout loger normalement sur un circuit de 50 cm^2 clavier compris. L'entr'axe de pliage de ces résistances est de 33 mm , aussi faites-vous un gabarit avec une bande de carton fort de 32 mm de large. Soudez-les à 5 mm de l'époxy afin qu'il n'y ait pas de risques de contacts avec les soudures. On peut panacher des valeurs comprises entre $10 \text{ M}\Omega$ et $22 \text{ M}\Omega$. Au besoin vous placez deux résistances en série pour obtenir la valeur d'au moins $10 \text{ M}\Omega$.

Seule la résistance R_{19} en série avec le HP est extérieure au circuit, afin qu'elle soit facilement changeable pour modifier le volume sonore. En effet, il faut que la somme $R_{19} + \text{HP}$ soit inférieure à 200Ω environ, ce qui correspond à une intensité de 500 mA dans le collecteur du transistor T_1 ; car n'oublions pas que la pile n'est qu'une 9 V miniature. La plus grande puissance sonore sera obtenue avec un HP de 100Ω en remplaçant R_{19} par la série $100 \Omega +$ potentiomètre de volume de $1 \text{ k}\Omega$. Notre maquette utilise un HP de 8Ω avec $R_{19} = 220 \Omega$ et la puissance nous semble suffisante.

Un truc pour connaître l'impédance d'un HP de récupération : mesurer sa résistance à l'ohmmètre et multiplier cette valeur par 1,5.

Avant de procéder à la mise en coffret, les « puristes » pourront monter en place et lieu des résistances R_1 à R_8 des résistances ajustables pour un bien meilleur échelonnement des notes engendrées. ($R_1 = R_2 = 47 \text{ k}\Omega$; $R_3 = R_4 = R_5 = 22 \text{ k}\Omega$; $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_7 = 4,7 \text{ k}\Omega$; $R_8 = 2,2 \text{ k}\Omega$).

Pour la mise en coffret, nous nous sommes tournés vers un boîtier « ESM » de référence ($140 \times 50 \times 100 \text{ mm}$) EM 14/05 ou bien un coffret TEK0 de référence 4/B en aluminium.

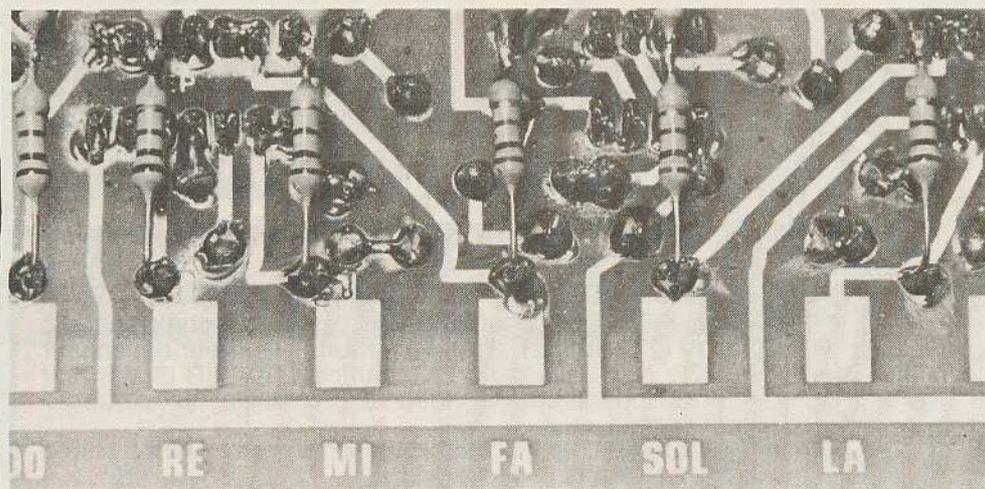


Photo 4. – Les notes apparaîtront en lettres cuivrées sur le circuit imprimé.

Photo 5. – Le montage introduit à l'intérieur d'un coffret ESM de référence 14/05.

Photo 6. – Démonstration en boîtier Teko référence 4/B.

Les résistances R_9 à R_{16} seront soudées du côté « cuivré » de la ligne d'alimentation marquée (+ V) à chaque touche cuivrée rectangulaire (voir photo).

Photo 3. – Pour obtenir $20\text{ M}\Omega$, on a branché deux résistances de $10\text{ M}\Omega$ en série.

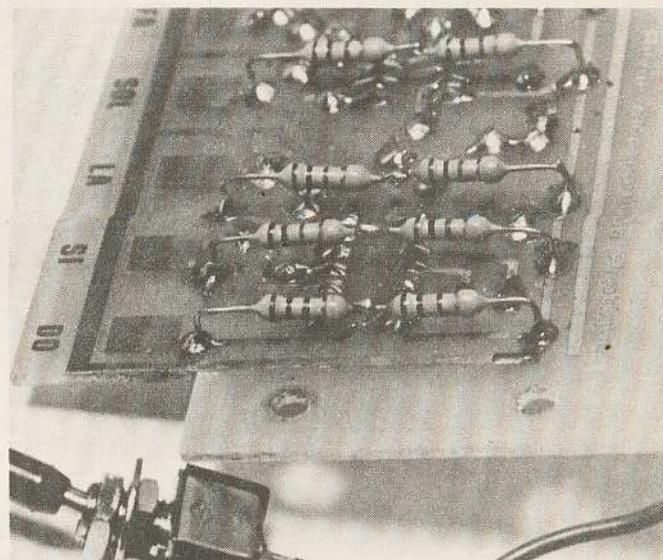
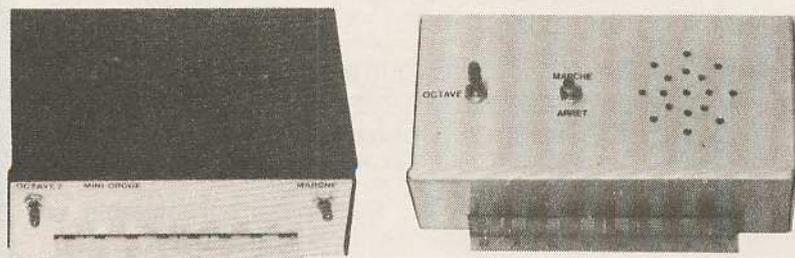
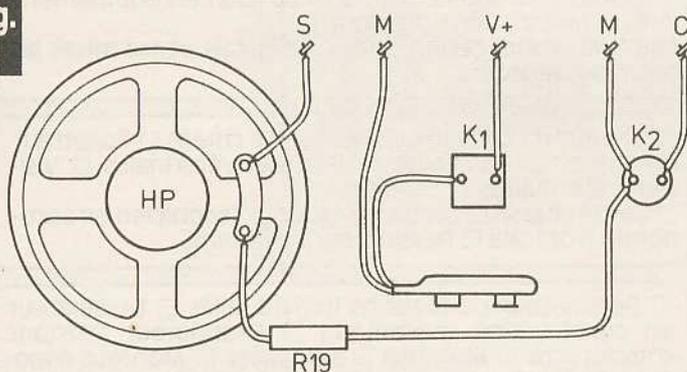


Fig. 4



Les différentes liaisons avec le module.

La seule difficulté vient du fait que le clavier doit émerger du boîtier. Il va donc falloir pratiquer une échancrure de 102 mm de long sur 12 à 12 mm de haut.

Le module est fixé à l'envers au fond du boîtier, le côté composant de l'époxy est maintenu à 10 mm du fond par quatre entretoises tubulaires (photos n° 3 et 4).

A l'arrière du module il reste la place pour la pile, laquelle a été bloquée par des morceaux de mousse de polyuréthane collés à l'intérieur du coffret.

Le dessus du boîtier est ajouré pour le haut-parleur, il supporte l'inter K_1 et le poussoir K_2 .

Les notes apparaissent alors gravées sur le circuit imprimé.

Conclusion

Un instrument amusant, facile à réaliser et si peu onéreux qu'il serait dommage de ne pas monter. Le timbre est celui des signaux carrés, lequel rappelle un peu celui de la cornemuse mais en attaque plus sèche, ce qui permet des rythmes rapides.

Confié à un enfant cet appareil lui permettra de concrétiser ses révisions de leçons de solfège, les rendant ainsi moins rébarbatives.

Michel ARCHAMBAULT

Matériel nécessaire

Cl_1, Cl_2 : CD 4001 ou 4011 ; quatre portes logiques en C-MOS.

Cl_3 : 555 (timer).

T_1 : n'importe quel transistor NPN (BC 109, 2N 1711, etc.).

D_1 à D_8 : diodes ordinaires (BAX 13, 1N 4148, etc.).

C_1, C_2 : 47 nF, de préférence « plastipuces » Siemens.

R_1 : 27 k Ω (rouge, violet, orange).

R_2 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange).

R_3 : 18 k Ω (marron, gris, orange).

R_4 : 15 k Ω (marron, vert, orange).

R_5 : 10 k Ω (marron, noir, orange).

R_6 : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge).

R_7 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge).

R_8 : 1 k Ω (marron, noir, rouge).

R_9 à R_{16} : 10 M Ω (marron, noir, bleu).

R_{17} : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge).

R_{18} : 10 k Ω (marron, noir, orange).

R_{19} : voir texte (selon impédance du HP).

K_1 : inter simple.

K_2 : inter-poussoir ou inter-levier.

1 HP diamètre 50 mm, 8 à 100 Ω de bobine mobile.

1 pile 9 V miniature alcaline.

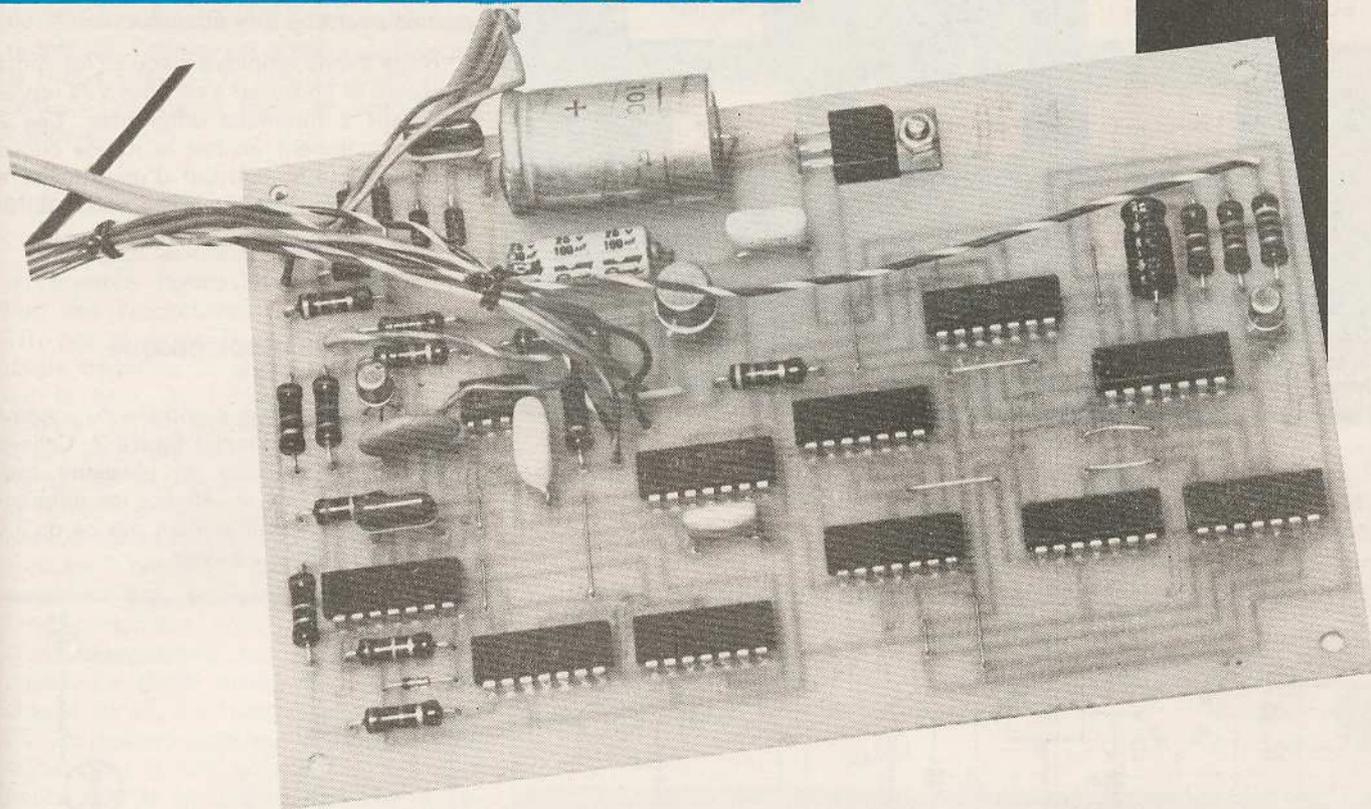
1 prise agrafe pour d°.

1 plaque cuivrée 120 x 50 mm.

4 entretoises tubulaires de 10 mm.

Coffret ESM référence EM 14/05.

UN DIAPASON ELECTRONIQUE



Ce montage, vous vous en doutez, s'adresse tout particulièrement aux musiciens mélomanes, amateurs électroniciens à leurs heures perdues. La particularité de cette réalisation est qu'elle ne nécessitera aucun appareil de mesure lors des essais finals. Cette maquette sera donc réalisable par le plus grand nombre de nos lecteurs disposant d'un minimum de matériel.

L'objectif convoité est de générer avec la plus grande précision possible la note LA correspondant à la fréquence de 440 Hz. On fera appel comme fréquence de référence au réseau EDF dont la précision a déjà depuis longtemps fait ses preuves. Une LED nous indiquera si la fréquence est ou n'est pas câlée sur le 440 Hz.

La fréquence de lecture qui a été retenue est de 2 Hz. Cela correspondra à un allumage de la LED se produisant toutes les demi-secondes dans le cas bien sûr du bon réglage de la fréquence. Indiquons

pour les amateurs de chiffres que l'erreur se situera à ± 2 Hz de la fréquence désirée nous donnant ainsi une précision de l'ordre de 0,45 %.

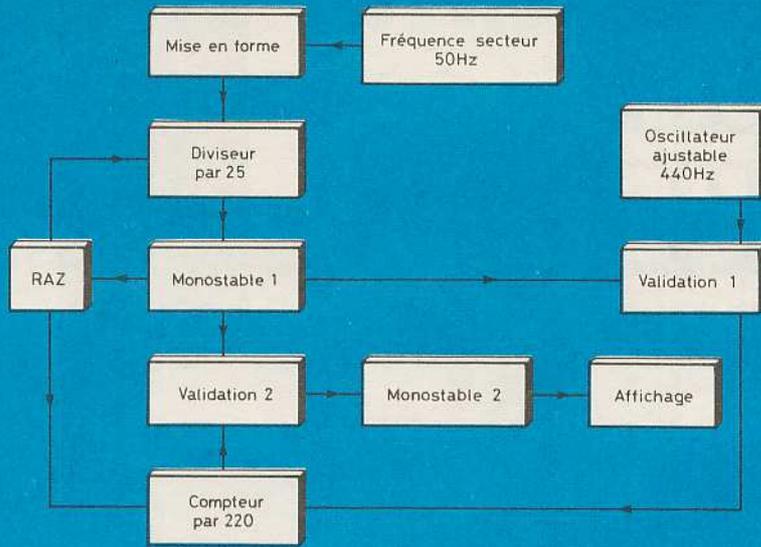
I - Schéma synoptique

La représentation du schéma synoptique est visible **figure 1**. Le 50 Hz issu du secteur est divisé par 25 après avoir été correctement mis en forme. Nous obtenons en sortie du diviseur un signal carré de 2 Hz. Ce signal transformé par le mo-

nostable 1 en impulsions synchrones de courtes durées commandera la RAZ et les validations 1 et 2.

Pour plus de clarté, nous allons nous mettre dans la situation du début d'une séquence. La RAZ ayant eu lieu auparavant, le diviseur par 25 ainsi que le compteur par 220 se trouvent à 0. A ce moment, la validation 1 va être activée pendant 0,5 s. Le compteur va alors recevoir le signal issu de l'oscillateur ajustable 440 Hz. Au bout des 0,5 s, la validation 1 s'interrompt bloquant ainsi le compteur. Au même moment, la validation 2 va effectuer une véritable photographie sur l'état du compteur. Si celui-ci s'est arrêté sur la position 220, la validation 2 va alors être activée. Celle-ci déclenchera le monostable 2 qui permettra de visualiser l'information. Une fois la lecture faite, la validation 2 est rendue inactive. Une impulsion de RAZ remettra alors le compteur et le diviseur à 0 permettant ainsi le départ d'un nouveau cycle.

Fig. 1



Pour obtenir le « LA », on part du 50 Hz issu du réseau de distribution. Après mise en forme, une division s'effectue comme le précise ce synoptique.

Pourquoi compter 220 impulsions et non 440 ? N'oublions pas que la lecture se fera toutes les demi-secondes et que par conséquent, c'est la moitié de la fré-

quence de l'oscillateur qui devra être prise en compte, soit :

$$\frac{440}{2} = 220 \text{ Hz}$$

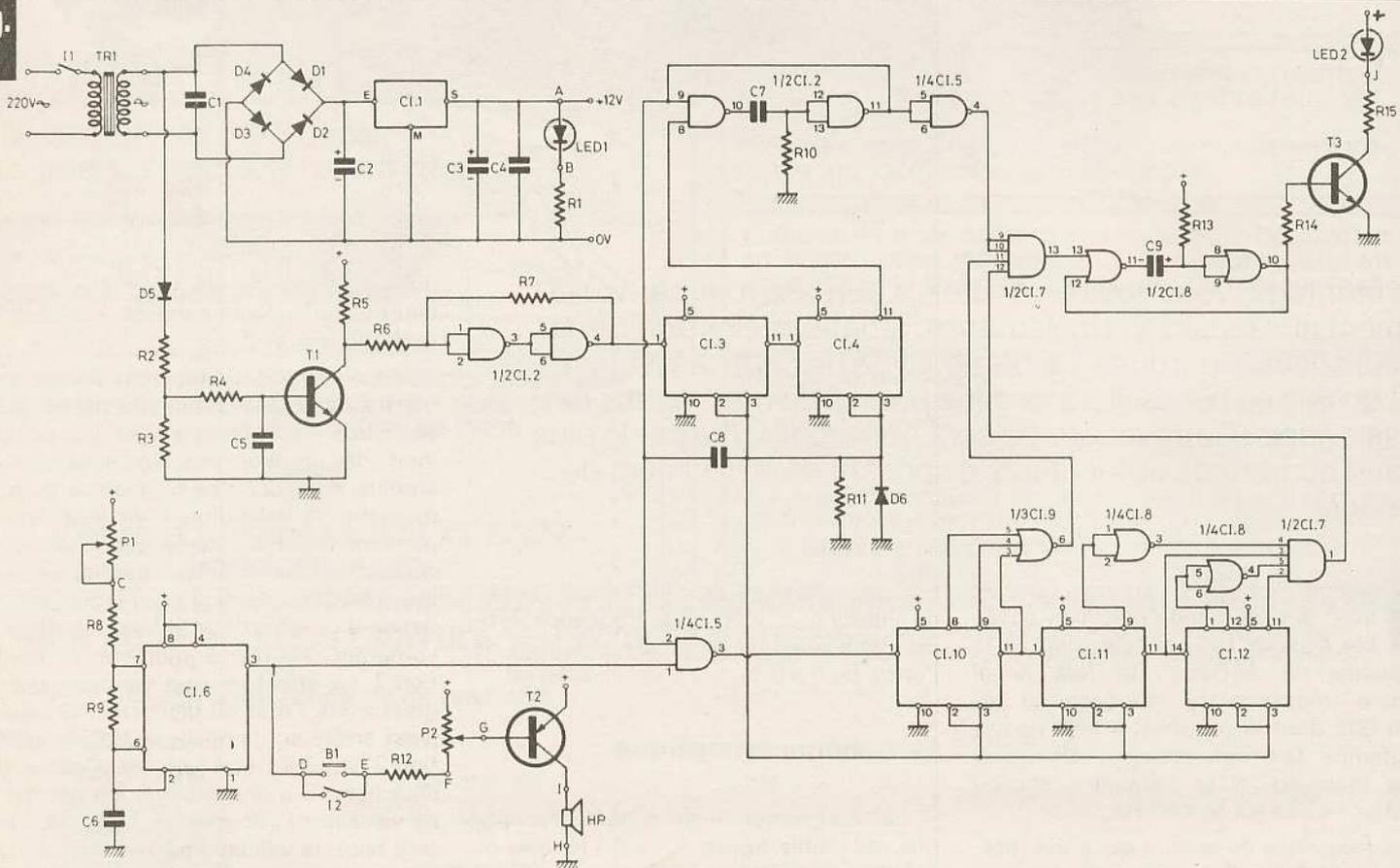
Le réglage de l'oscillateur ainsi que la lecture de l'information lumineuse sont ainsi rendus beaucoup plus aisés au détriment il est vrai de la précision, un compromis ayant dû être adapté.

Nous avons employé jusqu'ici les mots diviseurs et compteurs comme s'ils représentaient 2 fonctions différentes. Ces 2 termes indiquent en fait la même chose et c'est dans le seul but d'une meilleure compréhension que nous les avons différenciés.

II - Schéma électronique

La représentation complète du schéma électronique est donnée figure 2. Celle-ci pouvant être divisée en plusieurs sections, nous allons en étudier les différentes parties en commençant par ce qu'il y a de plus habituel à savoir :

Fig. 2



Le schéma de principe général emploie plusieurs circuits intégrés dont, bien entendu, des circuits diviseurs, tels que le CD 74 C 90 (à ne pas confondre avec le 7490 TTL).

a) Alimentation

Le redressement a été confié à 4 diodes notées D₁ à D₄ montées en pont de Wheatstone. C₂ filtre la tension ainsi redressée. Celle-ci est ensuite régulée par le circuit intégré Cl₁. Une LED servira de témoin lors de la mise en marche de l'appareil.

b) Traitement du 50 Hz

Un signal sinusoïdal dont l'allure est représentée **figure 3A** est prélevé sur l'un des secondaires du transformateur TR₁ par la diode D₅. Celle-ci élimine la partie négative du signal envoyant ainsi sur la base de T₁ les signaux de fréquence 50 Hz représentés **figure 3B**. Après avoir été une dernière fois mis en forme par un trigger, le signal carré dont la forme est représentée **figure 3C** est envoyé sur la broche 1 de Cl₃. Ce circuit contient 1 compteur par 2 et par 5 indépendant. Son balayage ainsi que son fonctionnement sont repris **figure 4**. C'est le compteur par 5 qui a ici été utilisé. Le signal disponible sur la broche 11 de Cl₃ est redivisé par 5 grâce à Cl₄. On obtient ainsi sur la broche 11 un signal dont la fréquence est 5 × 5 plus petite que la fréquence d'origine à savoir :

$$\frac{50}{5 \times 5} = 2 \text{ Hz}$$

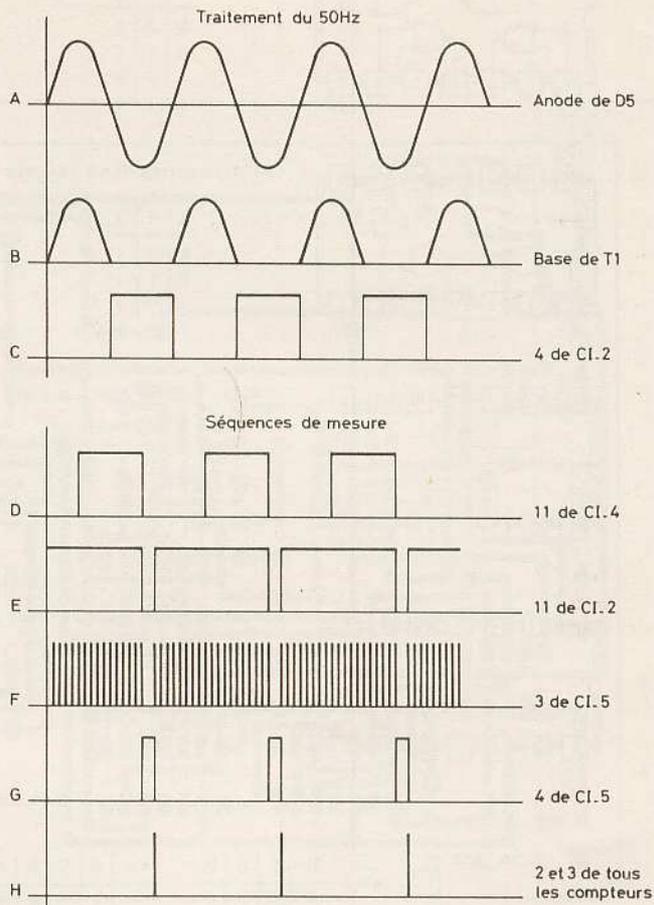
La période sera donc de :

$$\frac{1}{2} = 0,5 \text{ s}$$

c) Séquences de mesures du 440 Hz

Le signal de fréquence 2 Hz disponible comme nous l'avons vu sur la broche 11 de Cl₄ est dirigé vers l'entrée d'un monostable dont le déclenchement est assuré par un front descendant. Ce signal est représenté **figure 3D**. La sortie 11 de Cl₂ présentera une impulsion négative visible **figure 3E** dont la durée sera proportionnelle au produit R₁₀, C₇.

Nous allons nous situer au départ d'une séquence tout comme l'on a déjà fait pour le traitement de la partie synoptique. Le monostable présente en sortie un niveau haut, tous les compteurs étant à 0. Le signal provenant de l'oscillateur ajustable constitué par Cl₆ est appliqué à l'entrée 1 du Cl₅. La broche 2 étant au



Allures des différents signaux en quelques points précis du montage.

niveau 1, les signaux sont donc présents sur la broche 3 et appliqués sur l'entrée 1 de Cl₁₀, circuit intégré compteur diviseur. L'aspect du signal obtenu est visible **figure 3F**. Les impulsions provenant de l'oscillateur ajustable vont donc être comptabilisées pendant exactement 0,5 seconde par les compteurs Cl₁₀, Cl₁₁ et Cl₁₂. Ces 3 compteurs divisent respectivement par 5, 5 et 10 ce qui nous permettra de pouvoir compter jusqu'à 5 × 5 × 10 = 250 impulsions.

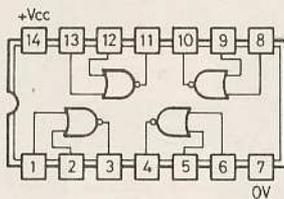
Au bout de 0,5 seconde, le monostable reçoit son impulsion et présente donc en sortie un niveau 0. Ceci a pour effet de stopper le comptage des impulsions par les compteurs, un niveau 0 étant présent sur l'entrée 2 de Cl₃. A ce moment, les trois compteurs devront respectivement occuper les positions suivantes :

- Centaines : Cl₁₂ : 2
- Dizaines : Cl₁₁ : 2
- Unités : Cl₁₀ : 0

Ces 3 positions sont détectées grâce aux 4 portes reliées aux différentes sor-

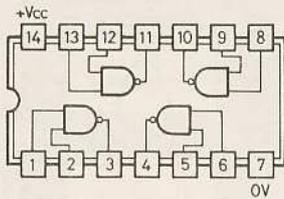
ties des compteurs. Prenons le cas où les 3 compteurs ont bien comptabilisé 220 impulsions. Un niveau 1 est alors présent sur 6 de Cl₉ ainsi que sur 1 de Cl₇. Ces 2 sorties sont reliées à une porte AND à 4 entrées. N'oublions pas que le monostable présente toujours à sa sortie un niveau 0 qui est inversé par une porte NAND contenue dans Cl₅. La forme du signal est représentée **figure 3G**. Un niveau 1 est donc disponible à la sortie 4 qui est reliée aux 2 autres entrées de la porte AND de Cl₇. Les 4 entrées étant toutes au niveau 1, 13 présente elle aussi un niveau 1 ce qui a pour effet de déclencher un second monostable construit autour de 2 portes NOR. L'allumage de LED 2 est alors immédiat et se maintiendra pour une durée proportionnelle à R₁₃, C₉.

Dans le cas où l'oscillateur ne serait pas câlé sur sa fréquence, l'entrée 11 ou 12 de Cl₇ ou les deux à la fois resteront au niveau 0 pendant la phase d'initialisation du monostable de Cl₅. Ceci aura pour



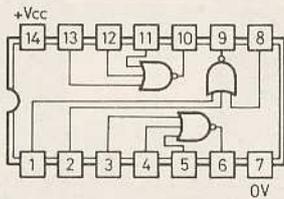
CD4001: 4 portes NOR 2 entrées

a	b	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0



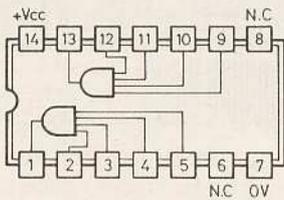
CD4011: 4 portes NAND 2 entrées

a	b	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



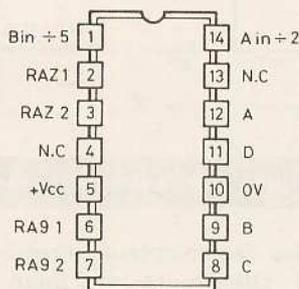
CD4025: 3 portes NOR 3 entrées

a	b	c	S
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
1	0	0	0
1	1	1	0



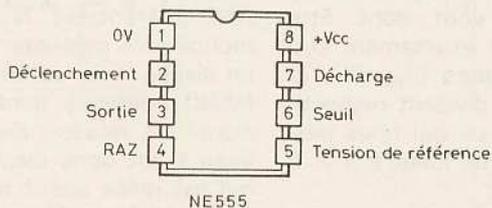
CD4082: 2 portes AND 4 entrées

a	b	c	d	S
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	1	1	1	1

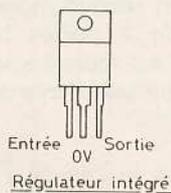


CD74C90 : Compteur BCD

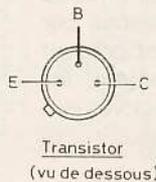
Bin + 5	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	0	1	0	0
3	0	1	1	1
4	1	0	0	0
RAZ				
Diviseur par 5				
Ain + 2 <th>D</th> <th>C</th> <th>B</th> <th>A</th>	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
RAZ				
Diviseur par 10				



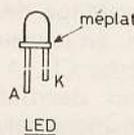
NE555



Régulateur intégré



Transistor (vu de dessous)



LED

Brochages des composants actifs et table de vérité.

conséquence le maintien au niveau 0 de la sortie 13 de CI₈. Le monostable n'étant dans ces conditions pas déclenché, LED 2 reste éteinte.

Le monostable de CI₂ revenant dans sa position d'origine, la broche 11 repasse du niveau 0 au niveau 1. Une impulsion positive est alors transmise par l'intermédiaire de C₈ sur toutes les entrées de RAZ des compteurs. Ces impulsions sont représentées sur la figure 3H. Le départ d'un nouveau cycle peut alors s'amorcer.

Le signal de l'oscillateur est transmis par l'intermédiaire de B₁ ou I₂ au potentiomètre P₂ qui permettra de moduler la puissance du son émis.

Indiquons pour terminer que la consommation relevée avec signal sonore n'excèdera pas 100 mA. L'appareil pourra donc rester branché de longues heures sans influencer considérablement le compteur EDF.

III - Réalisation pratique

a) Circuit imprimé

Le tracé comme à l'accoutumé est représenté à l'échelle 1 figure 5. Aucune remarque particulière ne s'impose si ce n'est que le stylo marqueur est définitivement à proscrire pour reproduire ce genre de tracé.

b) Pose des composants

Il suffira de suivre la figure 6 en prenant garde toutefois aux éléments polarisés à savoir : diodes, circuits intégrés et condensateurs. Se méfier également du brochage des 3 transistors. Une étourderie est vite arrivée ! Les circuits intégrés seront, pour ceux qui n'ont pas encore le courage de les souder, montés sur des supports. Tous les CI étant placés dans le même sens, de nombreuses erreurs d'orientation qui, on le sait, la plupart du temps sont fatales, seront ainsi évitées.

Toutes les sorties seront câblées à l'aide de fils de différentes couleurs afin de minimiser une fois de plus les risques d'erreurs.

Fig. 5

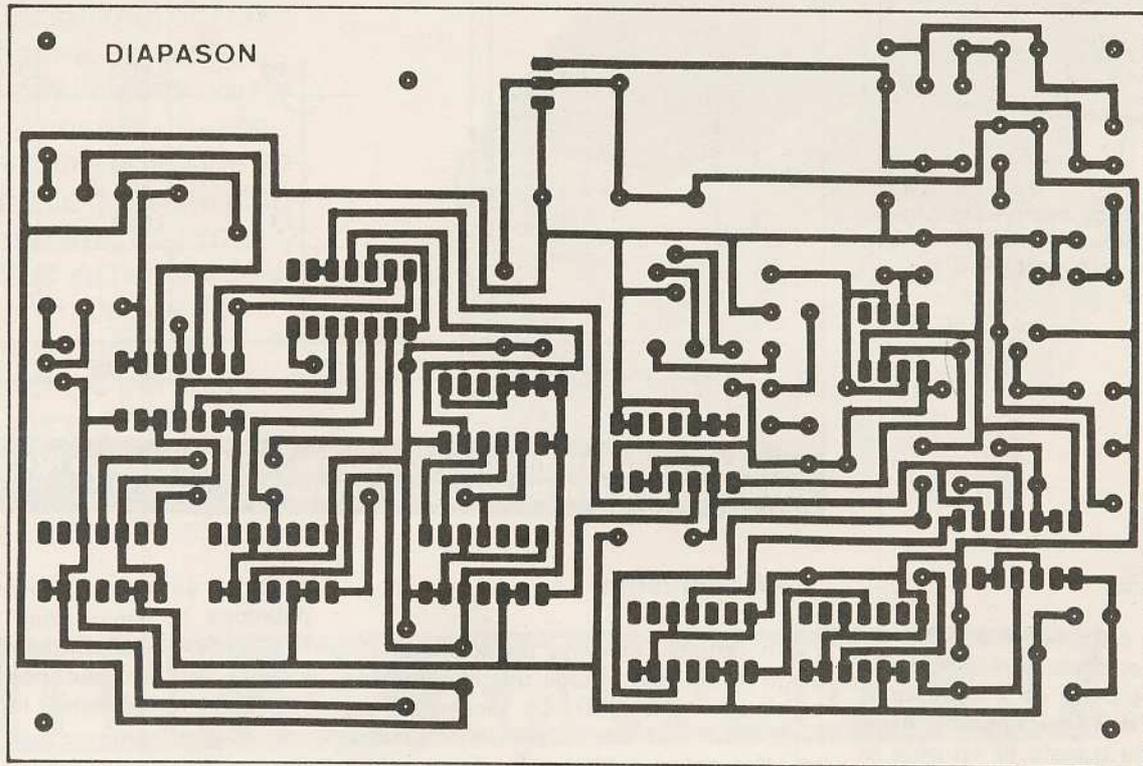
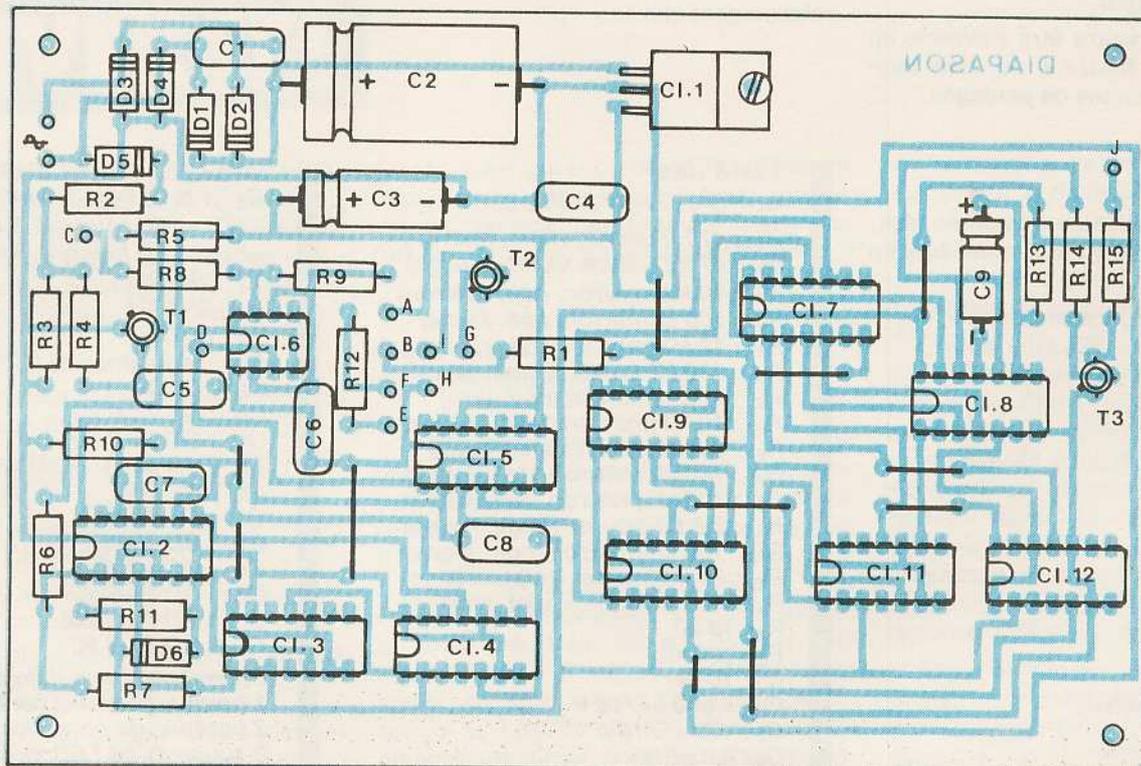


Fig. 6



Le tracé du circuit imprimé se reproduira par le procédé photo ou bien la gravure directe, avec beaucoup de patience. Au niveau de l'implantation des éléments, il faudra veiller à la mise en place des straps de liaison.

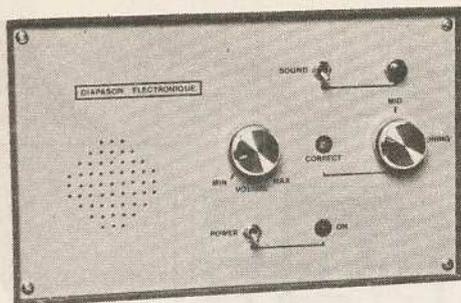
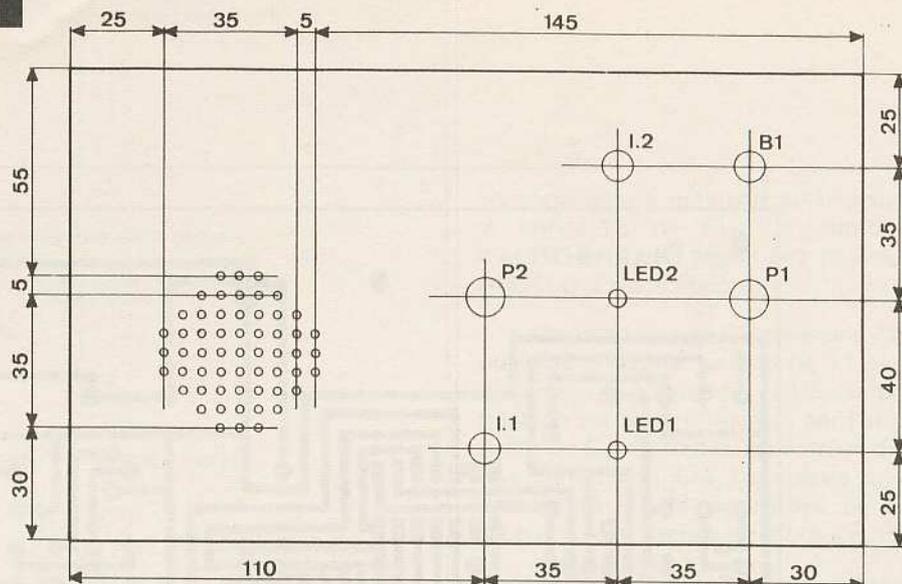


Photo 1. – Sur la face avant sont ramenées les commandes essentielles, et le témoin lumineux de précision d'accord.

Fig. 7



L'auteur a retenu l'utilisation d'un coffret Teko de référence P/4 dont la face avant subira le plan de perçage ci-dessus.

c) Mise en boîtier

Le boîtier qui a été retenu fait partie de la gamme TEKO et porte la référence P₄. Le fond devra être percé de 7 trous, quatre par la fixation du circuit imprimé, deux pour la fixation du transfo et un pour le passage du fil secteur.

La face avant pourra être travaillée en s'inspirant de la figure 7 où sont indiquées les cotes exactes de perçages.

d) Câblage

Le câblage s'effectuera comme suit, l'ordre n'ayant toutefois pas besoin d'être respecté.

- ~ : Secondaire du transformateur.
- A : Anodes LED₁, LED₂.
- : curseurs P₁, P₂.
- B : Cathode LED₁.
- C : Curseur P₁.
- DE : Contacts B₁, I₂.
- FG : Curseur P₂.
- HI : Haut-parleur.
- J : Cathode LED₂.
- I₁ : en série sur l'un des fils secteur.

IV – Mise au point

Comme nous l'avons indiqué au début de cet article, aucune mise au point n'est nécessaire. Celle-ci ne consistera donc qu'à mettre l'appareil sous tension et vérifier le bon fonctionnement du montage.

V – Conclusion

On notera l'extrême précision du réglage de P₁ pour obtenir un clignotement continu de la LED. La dispersion de caractéristiques des composants nous a en effet obligé à choisir P₁ d'une valeur relativement élevée.

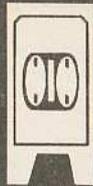
Qu'on se rassure, 5 minutes de manipulations suffisent pour se familiariser avec l'appareil qui, nous l'espérons, deviendra bientôt pour nos amis lecteurs musiciens véritablement indispensable.

Pierre BAUDUIN

Liste des composants utilisés

- R₁ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R₂ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R₃ : 10 kΩ (marron, noir, marron)
- R₄ : 100 Ω (marron, noir, jaune)
- R₅ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
- R₆ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₇ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R₈ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₉ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)
- R₁₀ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₁₁ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₁₂ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₁₃ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₁₄ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
- R₁₅ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- P₁ : 10 kΩ
- P₂ : 100 kΩ
- C₁ : 10 nF
- C₂ : 1 000 μF/16 V
- C₃ : 100 μF/16V
- C₄ : 0,1 μF
- C₅ : 47 pF
- C₆ : 0,1 μF
- C₇ : 10 nF
- C₈ : 47 nF
- C₉ : 4,7 μF/16V

- D₁ à D₅ : 1 N 4001 à 4007
- D₆ : 1 N 914 – 1 N 4148
- LED₁ : LED rouge ø 5 mm
- LED₂ : LED jaune ø 5 mm
- T₁ : 2N2222
- T₂ : 2N2905
- T₃ : 2N2222
- Cl₁ : régulateur 12 V 7812 0,5 A
- Cl₂ : CD 4011
- Cl₃ : CD 74 C 90
- Cl₄ : CD 74 C 90
- Cl₅ : CD 4011
- Cl₆ : NE 555
- Cl₇ : CD 4082
- Cl₈ : CD 4001
- Cl₉ : CD 4025
- Cl₁₀ : CD 74 C 90
- Cl₁₁ : CD 74 C 90
- Cl₁₂ : CD 74 C 90
- 2 inverseurs unipolaires
- 1 bouton-poussoir contact travail
- 2 boutons de potentiomètre
- 2 supports de LED ø 5 mm
- 1 cordon secteur
- 1 transfo 220 V/12 V – 0,1 A
- 1 haut-parleur miniature 50 Ω 0,2 W
- 1 coffret TEKO P4
- Epoxy, fil, vis, écrous, etc.



Il est souvent nécessaire, lors d'une installation mobile, ou lors d'une panne, de vérifier l'ensemble des liaisons qui relient divers éléments « basse fréquence » entre eux. Une solution habituelle consiste à utiliser un ohmmètre. Le problème se situe au niveau de la manipulation malaisée des pointes de touches, sans compter le temps perdu. Ce petit montage extrêmement simple, permet de vérifier rapidement n'importe quelle sorte de raccord « BF » (Cinch, Jack, DIN).



TESTEUR DE RACCORDS BF

UNIVERSEL

Notre circuit permet de mesurer la continuité du blindage d'un câble, ainsi que celle de l'âme. Le résultat de l'essai s'inscrit sur deux diodes électroluminescentes qui clignotent. Selon le clignotement, l'utilisateur va pouvoir tirer cinq conclusions :

- Les diodes clignotent alternativement : le fil est en bon état.
- D_1 est éteinte, D_2 clignote : l'âme du fil est coupée, la masse est en bon état.
- D_2 est éteinte, D_1 clignote : la masse est coupée, l'âme est en bon état.
- D_1 et D_2 sont éteintes : l'âme et la masse sont coupées.
- D_1 et D_2 clignotent en phase : l'âme et la masse sont court-circuitées.

Le « diagnostic électronique » permet donc de réparer plus rapidement un câble. Précisons aussi que la liste des différents raccords à tester n'est pas limitative, car elle dépend uniquement de la place dont dispose l'amateur sur sa face

avant ! Il est aussi possible de vérifier un câble à une masse et plusieurs points chauds, comme par exemple les prises DIN cinq broches, ou les jacks stéréos.

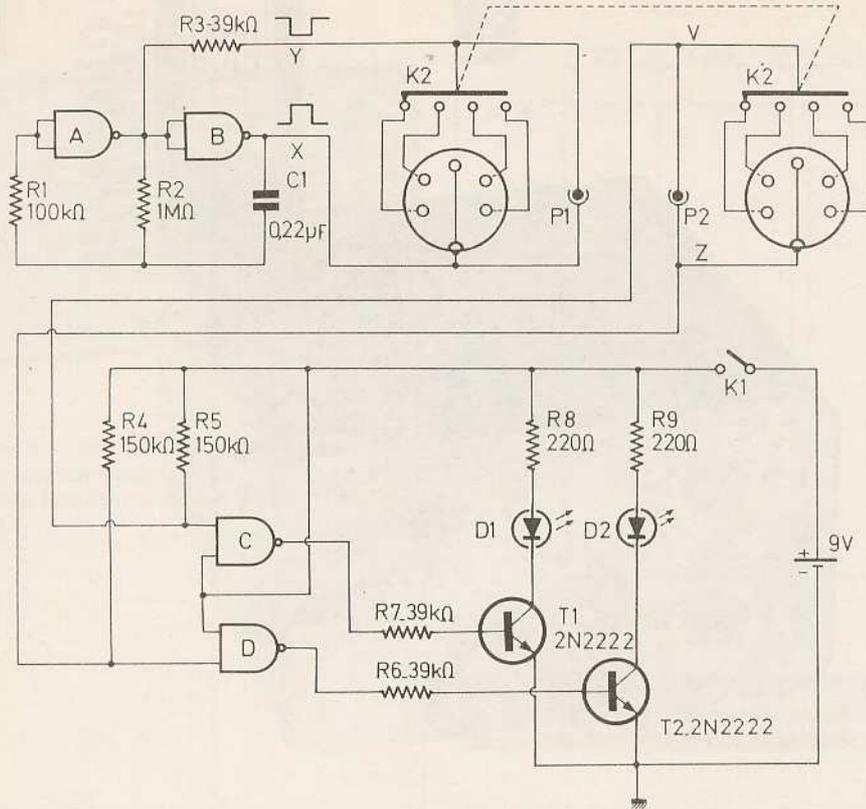
Le schéma de principe (fig. 1)

Il est très simple et se divise en deux parties : un oscillateur biphasé, et un circuit d'analyse. L'oscillateur biphasé est construit autour de deux portes logiques NON-ET, de R_1 , R_2 , R_3 , C_1 . Les deux créneaux, en opposition de phase sont envoyés respectivement sur la masse et le point chaud du câble à vérifier, par l'intermédiaire d'une prise adéquate femelle, en face avant. La constante de temps de l'oscillateur peut être modifiée en agissant sur C_1 . Il est toutefois déconseillé de descendre au-dessous de 68 nF, en raison du clignotement trop rapide des LED. Dans le cas de la mesure d'un câble multiconducteur, genre DIN 5 broches, il

est obligatoire de prévoir un commutateur rotatif à deux circuits. Celui-ci permet de vérifier un à un les différents points chauds de la prise. R_3 évite à l'oscillateur de « caler » en cas de court-circuit des deux sorties.

L'autre côté du câble à tester est relié à une autre prise femelle en face avant de l'appareil. Cette prise est simplement connectée au circuit d'analyse, qui va permettre de « lire » les différentes tensions. Il est composé de deux portes NOR-ET, ainsi que de R_4 et R_5 . Les deux tensions de sortie des opérateurs sont amplifiées par T_1 et T_2 qui commandent respectivement D_1 et D_2 . R_6 et R_9 limitent le courant dans les diodes.

Si le cordon est en bon état, les deux créneaux en opposition de phase vont « passer » et arriver sur les entrées des portes C et D. Après amplification, on constate que les deux LED s'allument alternativement. Si un des fils est coupé, l'oscillation n'arrive pas, donc une des diodes ne s'allume pas, et si les prises

Fig. 1

Nous avons cherché à réaliser ce testeur de raccords BF universel autour d'un très classique 4011 et de deux transistors NPN.

sont court-circuitées, les deux diodes cliquent en phase.

Le montage est alimenté par une pile miniature 9 V. K₁ permet d'établir le courant durant la mesure. Le circuit intégré utilisé n'a plus aucun secret pour le fidèle lecteur, puisqu'il s'agit du CD4011.

Réalisation pratique

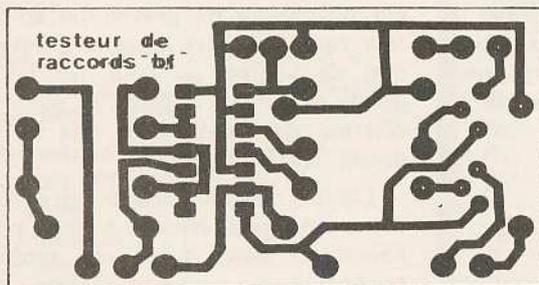
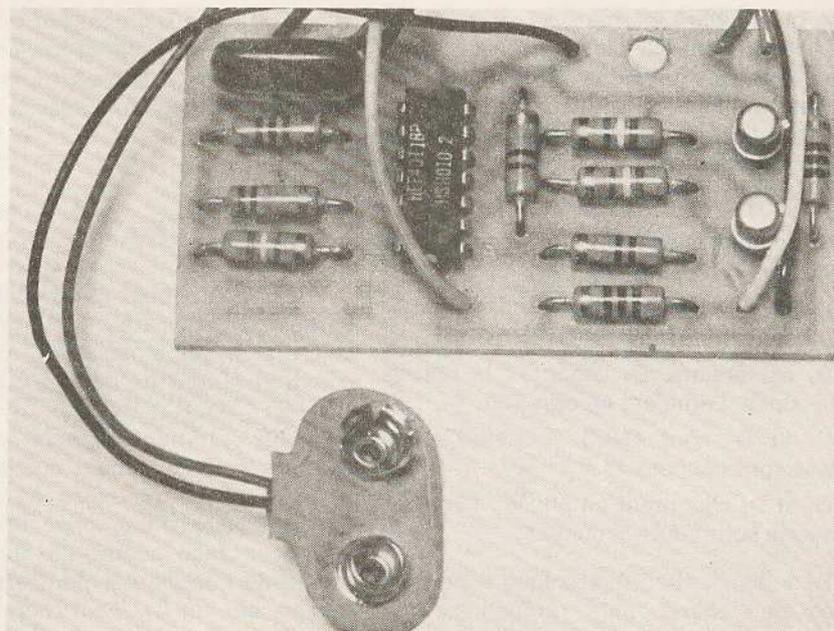
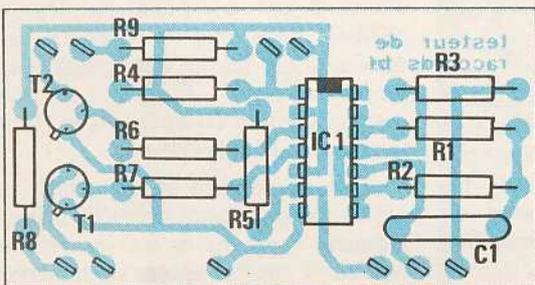
Le circuit imprimé sur lequel est monté l'ensemble des composants est visible figure 2. Sa simplicité conduira bon nombre d'amateurs à le réaliser à l'aide d'une méthode classique, c'est-à-dire par gra-

vure directe, à l'aide de transferts et de rubans. Il suffira de se procurer une chute d'époxy de 70 × 40 et un peu de perchlorure de fer pour mener à bien cette étape.

L'implantation des éléments se fera conformément à la figure 3. IC₁ peut être monté sans support, attention à son orientation. Une fois l'implantation terminée, on pourra dégraisser le circuit, et dissoudre les gouttes de vernis décapant à l'aide d'un chiffon imbibé de trichlo.

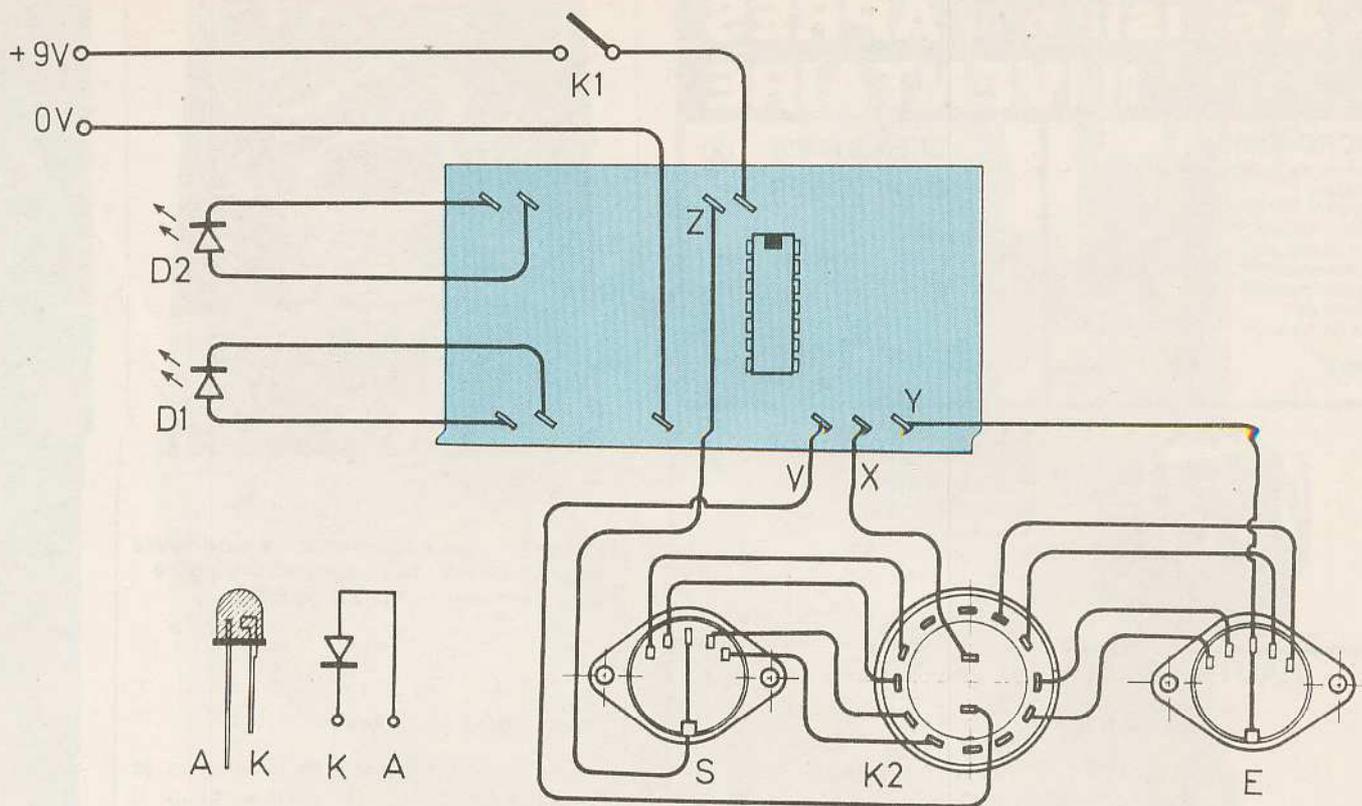
Passé ce stade, il convient de s'occuper de l'usinage de la face avant. Pour faciliter cette étape, nous donnons figure 4 un plan de perçage. Cette face avant permet de tester les cordons DIN 5 broches ainsi que les prises Cinch, ou par exemple un jack 6,35 de guitare, si on monte les deux prises femelles adéquates. Le boîtier utilisé est un ESM. Insistons sur le fait qu'il est obligatoire d'isoler les fiches entre elles, c'est-à-dire que les masses des deux fiches femelles ne doivent pas être en contact.

On peut donc utiliser une face avant en matière plastique, qui a l'avantage d'être facilement usinable, sinon, on devra se servir de rondelles isolantes en bakélite par exemple. Dans le cas des

Fig. 2**Fig. 3**

Le tracé du circuit imprimé se reproduira à l'aide de Mecanorma très facilement, compte tenu de sa simplicité. On suivra l'implantation des éléments ci-dessus pour la mise en place des éléments.

Fig. 4



Ce croquis précise les diverses liaisons à effectuer entre le module et les éléments extérieurs, tel que le commutateur rotatif et les prises BF. On veillera, par ailleurs, à la bonne orientation des LED.

prises DIN 5 broches, il ne faut pas relier la masse de la prise avec sa propre carcasse. Lorsque la face avant est terminée, on peut monter les éléments et commencer le câblage du montage. Pour cette opération, il est nécessaire, voire indispensable d'utiliser du fil en nappe. Cela permet un montage clair et ordonné (voir photos). Ce câblage se fera confor-

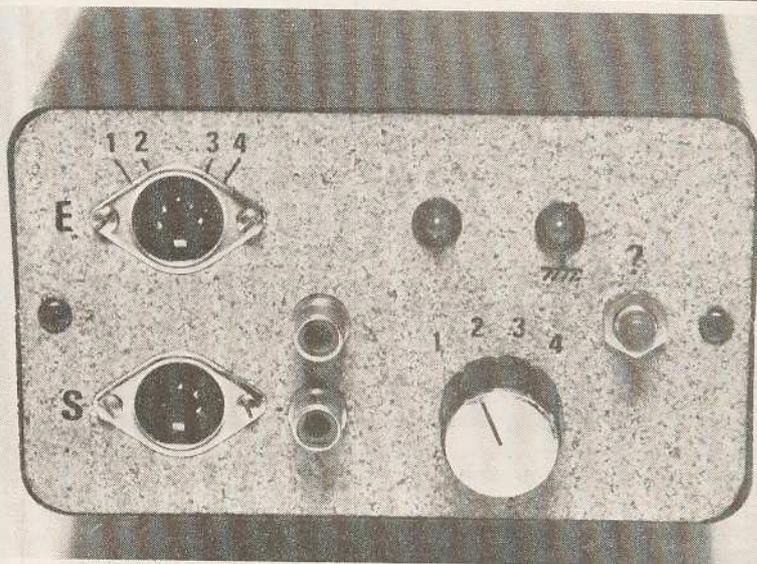
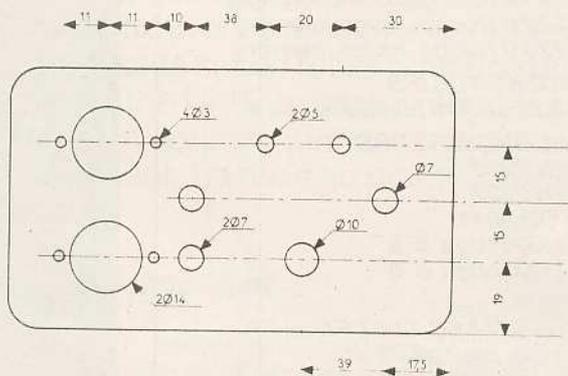
mément à la **figure 5**. Le commutateur rotatif est dessiné côté plots. Si on n'utilise pas de prises multiconducteurs, type DIN, il va de soi qu'il faut supprimer K₂.

On pourra mettre autant de prises qu'on le désire en parallèle, pour pouvoir tester des cordons de toutes sortes. D₁ et D₂ sont fixées sur la face avant par l'intermédiaire de petits clips.

Leur interrupteur K₁ peut être remplacé par un bouton-poussoir, comme sur notre maquette.

Le circuit imprimé sera fixé assez simplement : deux vis et une entretoise suffisent largement, vu le faible encombrement de celui-ci. La pile est collée au fond du boîtier à l'aide d'un morceau de servo-scotch.

Fig. 5



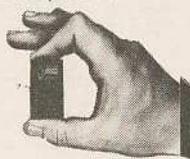
On s'inspirera de cette présentation pour le travail de la face avant du coffret.

« A saisir » APRES INVENTAIRE

MICRO-ESPION ①

Recevez sur votre récepteur FM

- Portée 15 à 80 m
- Dim. : 18 × 48 × 25 mm
- Fréquence d'émission réglable de 90 à 100 MHz



490 F

290 F port gratuit

EBenISTERIE ② D'ENCEINTES

- Dimensions 57 × 27 × 30,5 cm
- En panneaux de particule de 19 mm
- Face avant amovible
- PLAQUE EN BOIS VERITABLE

La paire 590 F

290 F port 40 F



K7 DE POCHE ③

- Micro incorporé
- 2 sorties casque
- 1 casque fourni
- Modèle luxueux
- Piles non fournies

890 F

490 F port 40 F

HAUT-PARLEUR DE BASSE - 25 cm ④

- 45 watts
- Origine U.S.A.

Pièce : 260 F

Pièce : 100 F port gratuit

(Prévu pour ébenisterie ci-dessus)

ATTENTION : quantité limitée à 100 pièces

SHURE 91 ED ⑤

- Cellule magnétique elliptique
- B.p. 20-25 000 Hz

290 F

140 F port gratuit

SHURE 75/6 S ⑥

- Cellule conique
- B.p. 20-20 000 Hz

170 F

90 F port gratuit

INCROYABLE !

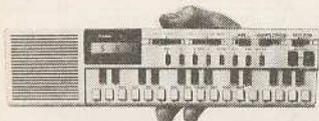
MICRO A CHAMBRE D'ECHO ⑦

- Echo de 0,5 à 2 secondes
- Type omni à condensateur, 600 Ω
- B.p. 40-17 000 Hz

INCROYABLE !

Le micro 190 F port gratuit

BOITE A RYTHME - ORGUE ELECTRONIQUE ⑧



- 6 types : piano, guitare, violon, etc.
- Mémoire, Tempo variable
- Sortie pour ampli
- 2 octaves clavier + 3 par commutateur de sélection

590 F port gratuit

AMPLIS - TUNERS - CASSETTES - ENCEINTES ⑨

Toute la hifi ★ prix de gros

Pioneer - Akai - Luxman - Alpage - Nakamichi, etc.

Liste sur demande, joindre 3 timbres



VENTE PAR CORRESPONDANCE

NOM :

Adresse

Je désire recevoir proposition n°

Ci joint F en chèque mandat

ou vente directe adresse ci-dessous

GDI

78 AVENUE DES TERNES - 75017 PARIS

574.60.04 +

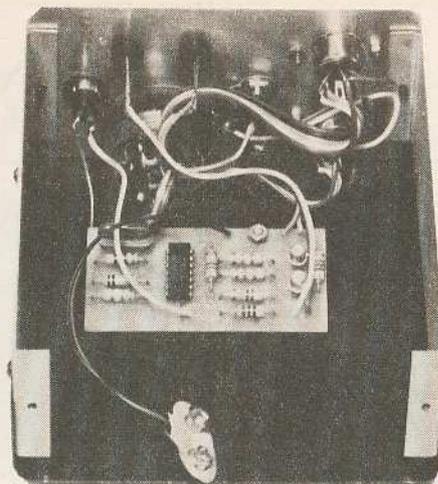


Photo 3. - Tous les éléments extérieurs au module seront ramenés sur la face avant amovible du coffret ESM.

Mise sous tension

Elle ne doit pas poser de problèmes, le montage fonctionne du premier coup. Il ne reste plus qu'à interpréter le clignotement des LED.

On pourra par exemple dessiner un petit tableau récapitulatif en face avant, des clignotements possibles.

H. LIEGEOIS

Nomenclature

RESISTANCES 1/4 W 5 %

R₁ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₂ : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₃ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)

R₄ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)

R₅ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)

R₆ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)

R₇ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)

R₈ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)

R₉ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)

CONDENSATEURS

C₁ : 0,22 μF film plastique 250 V

SEMICONDUCTEURS

T₁ : 2N 2222

T₂ : 2N 2222

IC₁ : CD 4011

D₁ : LED rouge Ø 5

D₂ : LED rouge Ø 5

DIVERS

Coffret ESM EC 12 07 FA ou FP

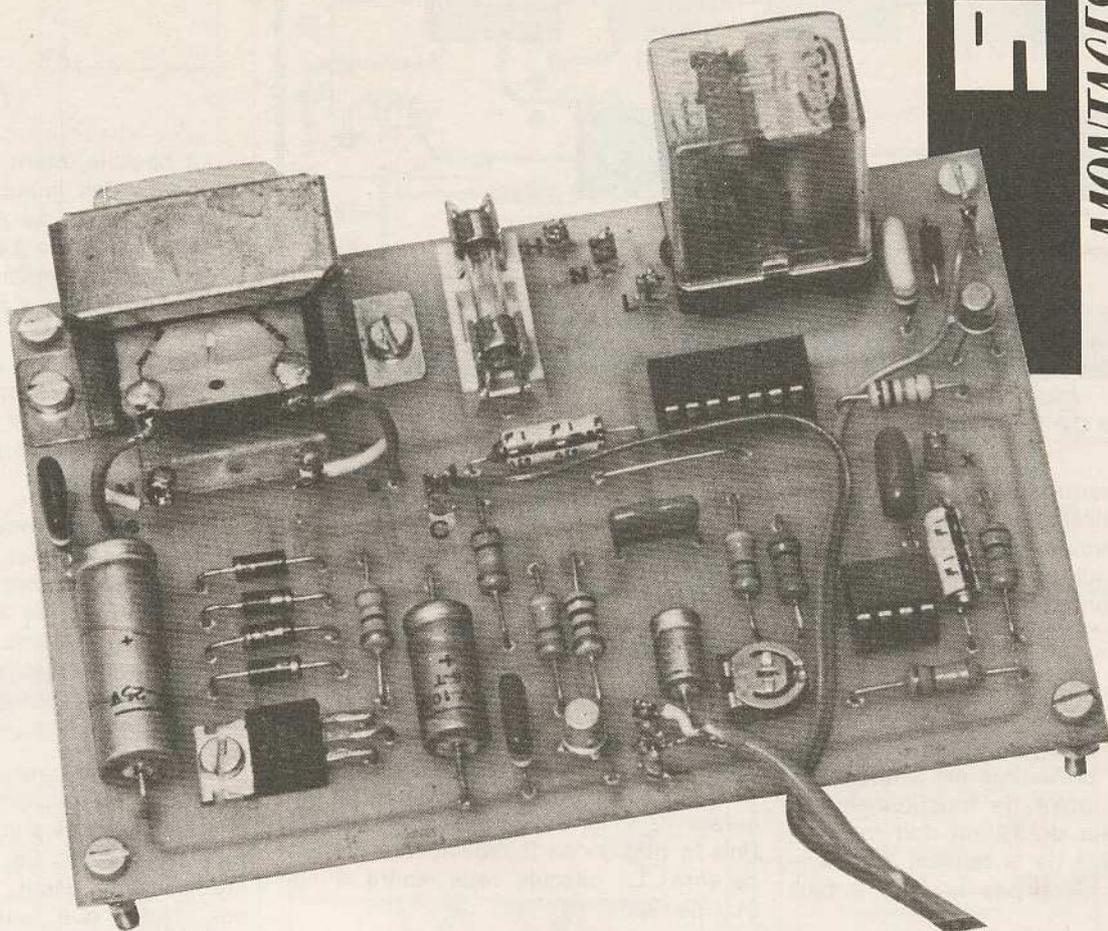
Prise clip pour pile 9 V

Câble en nappe

Prises femelle châssis (voir texte)

Commutateur à gâchette 2 × 4 positions

Bouton-poussoir



INTERRUPTEUR SONORE

Vous frappez dans vos mains : la lumière s'allume. Vous frappez une nouvelle fois : la lumière s'éteint. Qui n'a pas rêvé de commander ainsi l'éclairage d'une pièce, comme au cinéma ? Ce sera chose facile avec le montage que nous vous proposons. Outre l'aspect original qui étonnera vos amis, il faut songer à l'aspect pratique de ce montage. Plus besoin de tâtonner dans le noir pour trouver ce maudit interrupteur. Précisons que la sortie s'effectue sur un relais pour une utilisation universelle (lampe, chaîne Hi-Fi, cafetière, chauffage, etc.). Cet interrupteur sonore n'emploie que des composants classiques, disponibles facilement. Sa mise au point ne nécessite qu'un modeste contrôleur.

I - Schéma synoptique

La figure 1 permet une meilleure compréhension du principe de fonctionnement du montage. Le top sonore délivré par le claquement de main est recueilli par un micro placé en façade de l'appareil.

Le signal étant très faible (quelques millivolts), il est nécessaire de le préamplifier pour pouvoir être traité convenablement. Ce rôle est attribué au préampli qui se résume à un seul transistor.

On obtient un signal de niveau suffisant. Cependant, on observe que lors d'un claquement de mains, le signal est

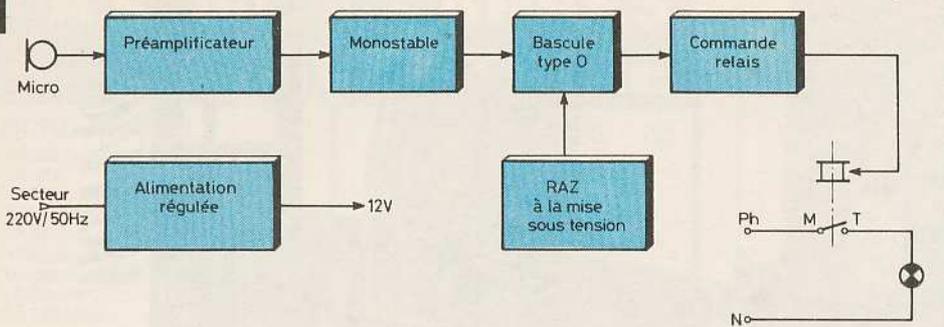
une suite d'oscillations. Or, pour notre montage, nous ne voulons qu'un seul signal par top sonore. On utilise donc un monostable qui délivre un créneau de 0,5 s (donc supérieur au claquement). Seule la première oscillation fera partir le monostable.

Le signal logique de 0,5 s attaque une bascule D. Ce type de bascule change d'état à chaque signal d'horloge ; on peut la comparer à un télérupteur électromécanique.

La sortie de la bascule est une tension stable ou nulle. Elle ne permet pas de commander directement le relais. Un circuit de commande est nécessaire. Les contacts du relais actionneront l'appareil désiré.

A la mise sous tension, on force la bascule à se remettre à zéro. Imaginez en effet votre réaction, si en pleine nuit, après une coupure de secteur, la lampe s'allumait inopinément.

Fig. 1



Synoptique complet de cet interrupteur sonore où un simple claquement de mains servira à commander un relais.

II - Schéma de principe

Il est représenté à la figure 2. On peut remarquer l'utilisation conjointe de transistors et de circuits intégrés. Nous avons choisi le meilleur compromis, de façon à réaliser un montage parfaitement reproductible.

Le top sonore issu par le micro est transmis via C_5 à T_1 monté en émetteur commun pour obtenir un gain en tension important. Le collecteur est chargé par R_2 . R_1 fixe le point de fonctionnement. Sur le collecteur de T_1 , on doit mesurer environ la moitié de la tension d'alimentation. Si ce n'est pas le cas, il faut modifier R_1 .

Le signal amplifié est transmis à CI_2 via C_7 . Ce CI est monté en comparateur. Au repos, sur l'entrée non inverseuse 3, on mesure 0 V. P_1 est relié à l'entrée inverseuse 2. Il est ajusté de telle façon que la

tension sur la borne 2 soit très légèrement supérieure à 0 V. La sortie 6 présente donc, toujours au repos, une tension sensiblement égale à 0 V.

Dès qu'un top sonore est enregistré, on remarque que c'est un signal alternatif, et qu'il possède une valeur positive, et une valeur négative. Cette dernière va nous intéresser sur la broche 2. Elle passera donc à une valeur inférieure à 0 V. La broche 3 sera donc plus forte en tension. CI_2 bascule. La sortie 6 présente environ 12 V. C_8 se charge via R_5 . Pendant cette charge, (environ 0,5 s) on mesurera 12 V sur R_5 . La tension va baisser. Puis la tension en 2 redeviendra prépondérante. La bascule redeviendra à son état de repos.

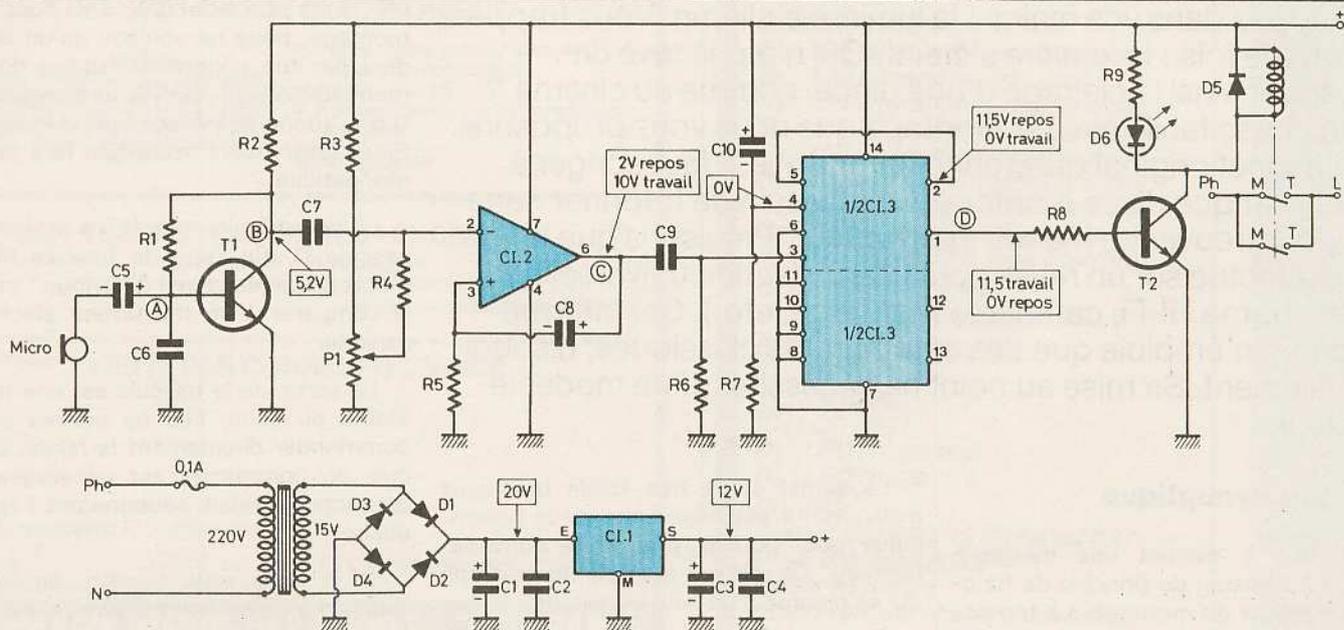
Durant le top sonore, la broche 6 présente donc un état haut (environ 12 V) pendant 0,5 s. Le passage de l'état bas à l'état haut est transmis à l'entrée horloge de CI_3 via C_9 . R_6 permet d'avoir un état bas sur l'entrée en l'absence de tops.

La bascule, étant active sur les flancs montants des impulsions (voir table de vérité), change d'état à chaque top. La sortie Q est reliée à l'entrée D pour avoir un tel fonctionnement. On utilise la sortie Q. La bascule étant « haute », la tension de 12 V sur la borne 1 polarise T_2 via R_8 . Celui-ci se débloque et permet l'excitation du relais, et l'allumage de la LED D_6 via R_9 . Les contacts travail du relais seront utilisés pour actionner n'importe quel appareil.

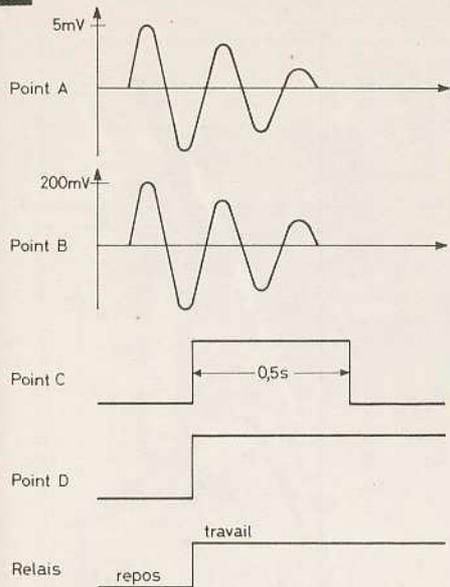
A la mise sous tension, C_{10} se charge via R_7 . Cet état haut provisoire est transmis à la bascule borne 4. Cette bascule est donc forcée de se mettre à zéro. Le relais reste au repos. L'autre bascule de CI_3 n'est pas utilisée. Les entrées sont reliées à la masse pour éviter toute réaction.

Le préamplificateur étant sensible aux variations de tension, nous avons prévu une alimentation stabilisée grâce à un CI régulateur 12 V. Ce type de montage a été souvent décrit, nous n'insisterons pas. Noter que nous avons utilisé un micro pour des raisons d'encombrements, le montage fonctionne tout aussi bien avec un HP miniature que l'impédance, soit 4 Ω , 8 Ω ou même 100 Ω . Vous pourrez utiliser vos fonds de tiroir pour ce composant.

Fig. 2a



Le schéma de principe général fait appel à ces éléments courants. On n'utilisera qu'une moitié du circuit IC₃.

Fig. 2b**Allures des signaux observés en différents points du montage.**

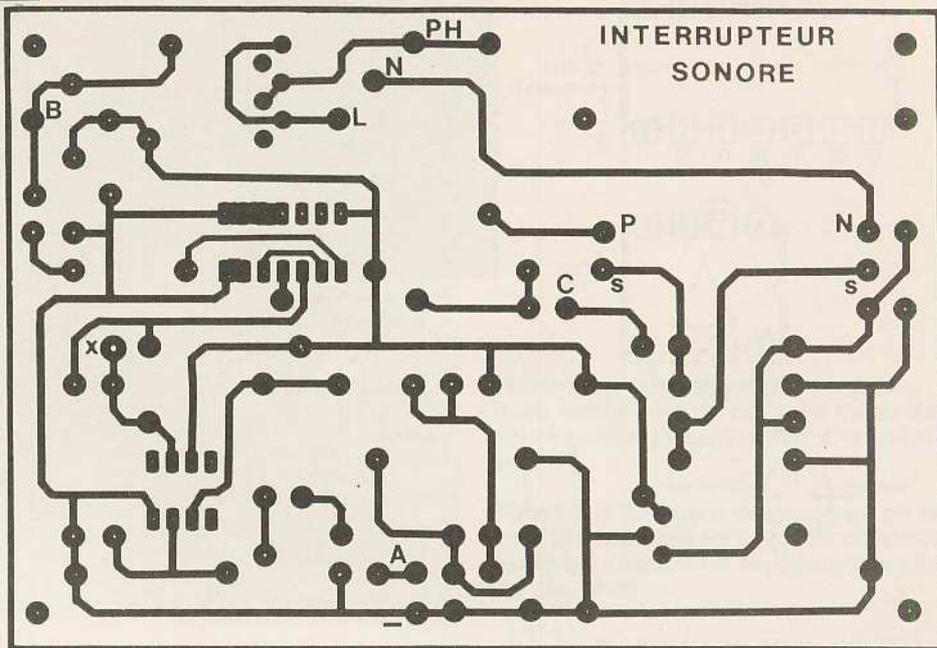
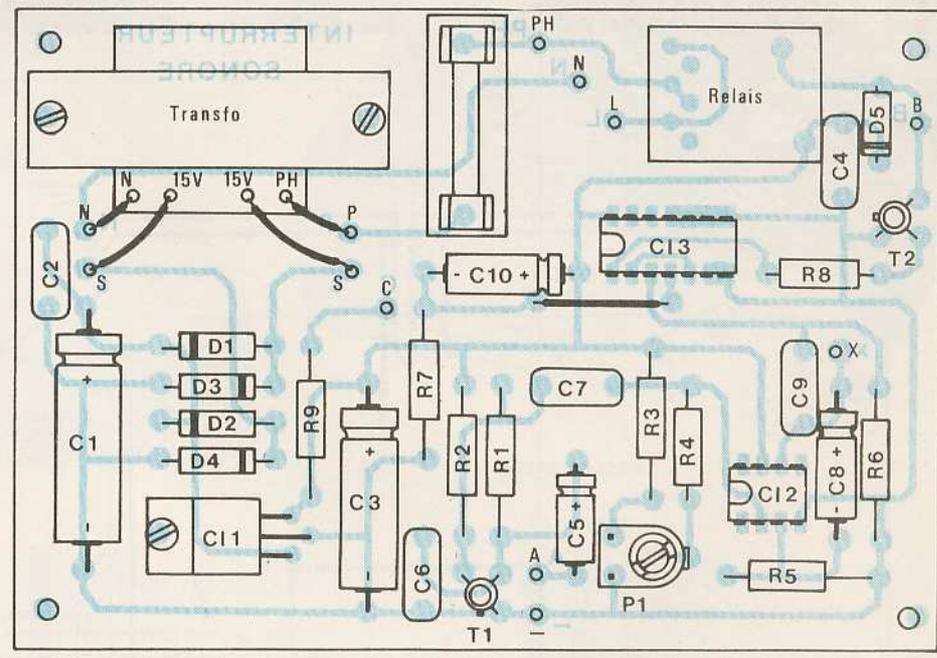
III - Le circuit imprimé

Son dessin, donné à la **figure 3**, permet de constater que le tracé est clair, et qu'il pourrait être réalisé à l'aide d'un feutre spécial. Les adeptes de la gravure directe utiliseront les pastilles et le ruban adhésif. Les mieux équipés pourront opter pour la méthode photographique qui reste la plus rapide. N'hésitez pas à employer du verre époxy qui permet une meilleure présentation. En outre le tracé est visible par transparence, ce qui facilite le travail en cas de mesures.

Le support de relais et l'ajustable étant des modèles normalisés, vous n'aurez pas de problème de modifications. On passera après la gravure au perçage du CI ainsi réalisé. Les trous seront à 0,8 mm pour les CI, 1,2 mm pour les composants et 3 mm pour le transfo, le CI régulateur et les 4 points de fixation.

Repérer toutes les sorties pour éviter toute erreur de câblage. Souder alors tous les composants passifs. Placer les transistors, les supports de CI et le transfo. La liaison de ce dernier avec le CI sera assurée à l'aide de petits fils isolés. Placez en dernier lieu les CI₂ et CI₃ en vérifiant bien le sens d'implantation !! Noter la présence d'un strap près de CI₃.

Le circuit imprimé étant terminé, on vérifiera toutes les soudures, puis on appliquera une couche de vernis côté cuivre au pinceau ou à l'aide d'une bombe aérosol Mécanorma.

Fig. 3**Fig. 4a**

IV - Montage final

Perçer la face avant et le fond du coffret ESM suivant la **figure 5**. Noter à ce propos que tout dépend du type de micro que vous envisagez d'acheter. Pour notre part, nous avons « ouvert » un micro de minicassette avec télécommande à distance (20 F). Nous avons prélevé le micro proprement dit qui est sensible et surtout petit. Si vous disposez d'un petit HP, le montage fonctionnera, mais vous aurez des problèmes si vous voulez le placer à l'intérieur du boîtier.

Placer la LED sur la face avant. Le micro sera collé à l'Araldite à son emplacement. Prévoir le trou de passage des fils secteurs à l'arrière du boîtier (avec passe-fils).

Fixer le circuit imprimé à l'aide de vis de 3 mm et de contre-écrous. Noter que le moins du circuit devra être en contact avec la masse du boîtier métallique.

Effectuer le câblage intérieur selon la **figure 6**. Noter que l'on emploiera du fil blindé pour le micro. La masse du micro sera reliée au blindage.

Fig. 4b

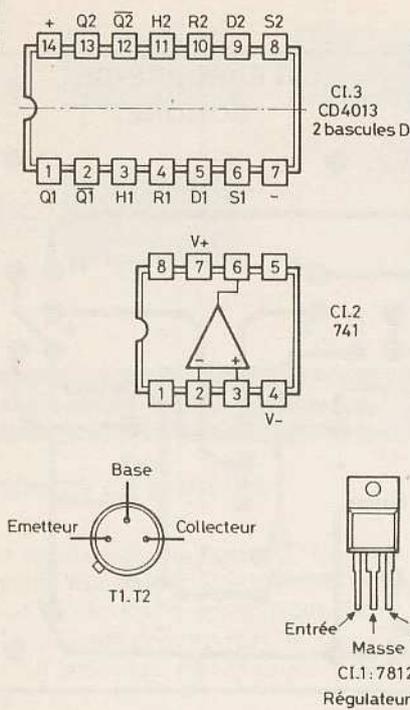
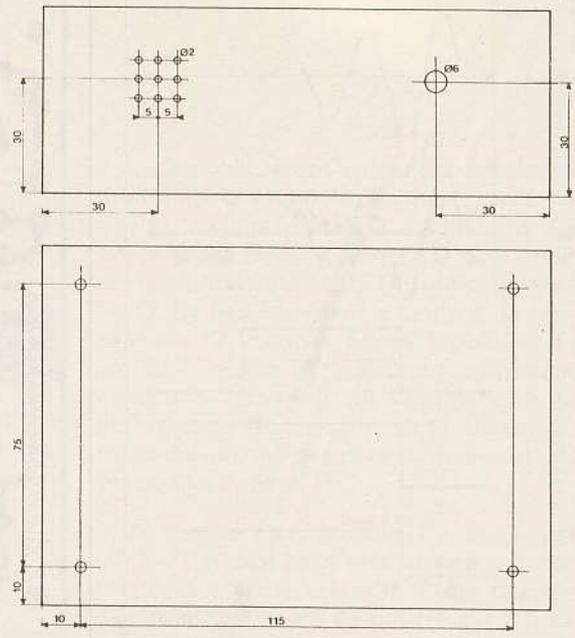


Table de vérité du CD4013

Horloge H	D	R	S	Q	Q̄
↕	0	0	0	0	1
↕	1	0	0	1	0
↕	X	0	0	Q	Q̄
X	X	1	0	0	1
X	X	0	1	1	0
X	X	1	1	*	*

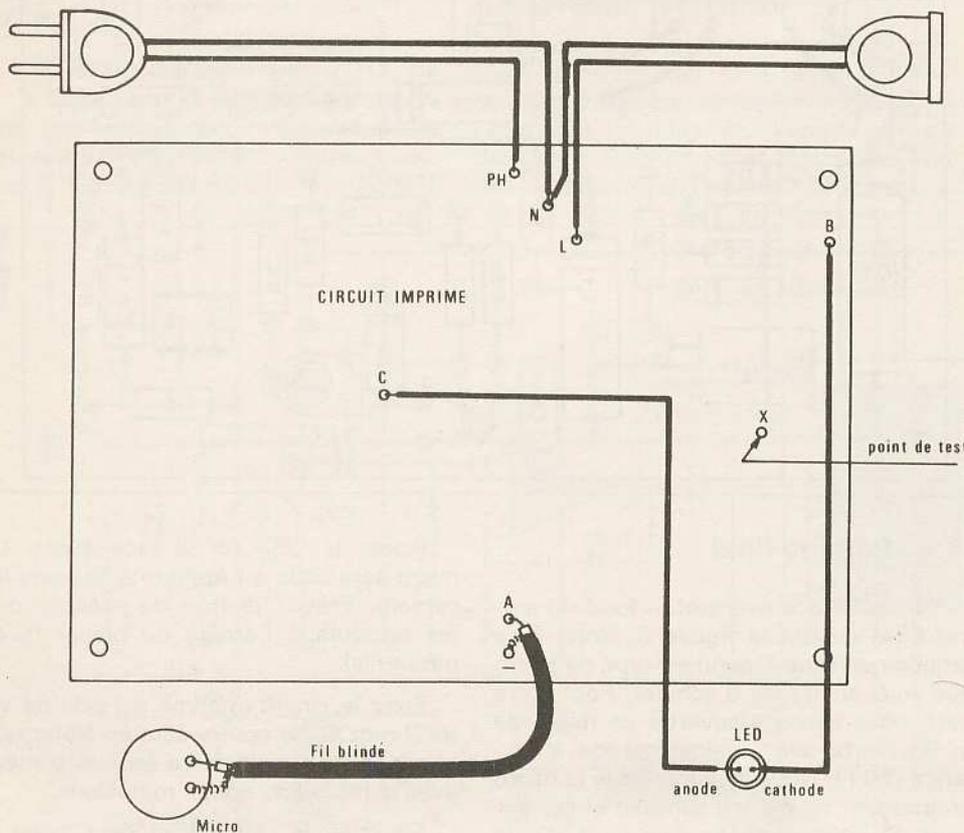
sans changement

X sans importance
* indéterminé



Le tracé du circuit imprimé publié grandeur nature se reproduira à l'aide de Mecanorma. Côté implantation, ne pas oublier le strap de liaison.

Fig. 6



Plan de câblage du module ainsi réalisé.

Pour le câblage secteur, on utilisera une rallonge que l'on coupera en deux parties. Les prises moulées donnent une meilleure présentation et une plus grande fiabilité. Pensez à mettre le fusible secteur (0,1 A) et à brancher ensuite le cordon secteur. Eviter dès lors de promener les doigts vers ces 3 cosses picots et le fusible. Ce n'est pas parce que l'auteur s'est fait « piéger » que vous devez faire pareil ! Passons à l'essai de l'appareil.

V - Essais Conclusion

Mettre P₁ en butée côté relais. Vous avez une chance sur deux pour que le relais soit excité. Brancher un voltmètre calibre 15 V entre les bornes - et X. Vous devez lire environ 1 V.

A l'aide d'un petit tournevis, tourner l'ajustable vers vous. A un certain moment, vous constaterez une augmentation de la tension et le battement du relais « en sonnette ». Il vous suffira de revenir un peu en arrière (donc vers le relais) pour avoir un réglage correct. Le voltmètre indiquera alors sensiblement 1 V. Le réglage est terminé.

Procéder aux essais en frappant dans vos mains. Vous serez étonné de la sensibilité de l'appareil (une dizaine de mètres). Cette sensibilité peut être modi-

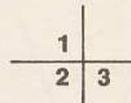
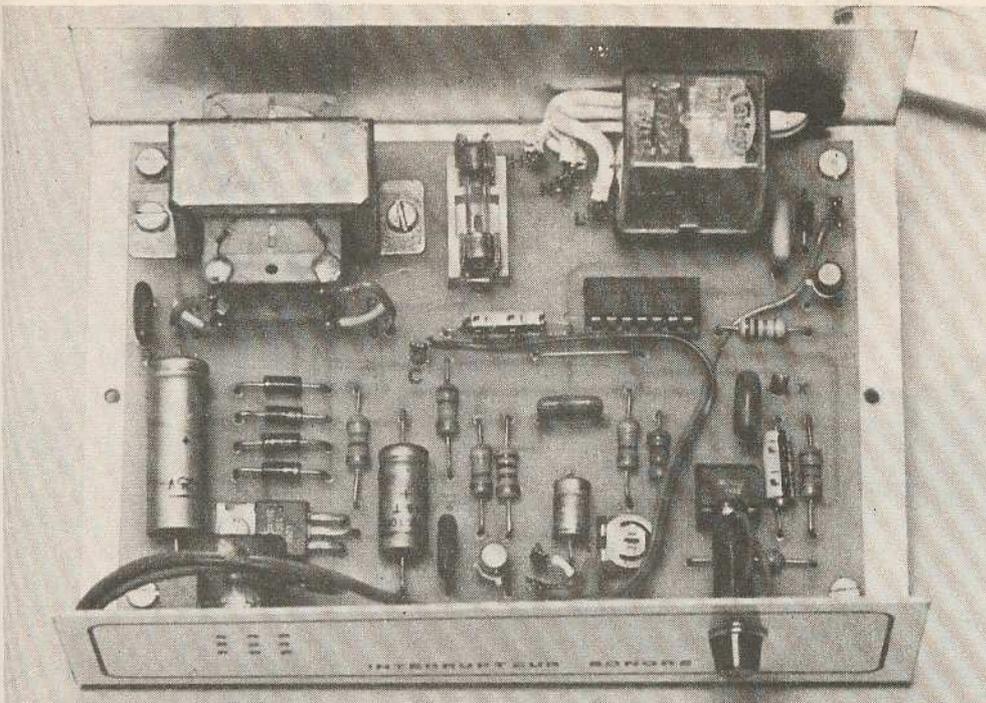
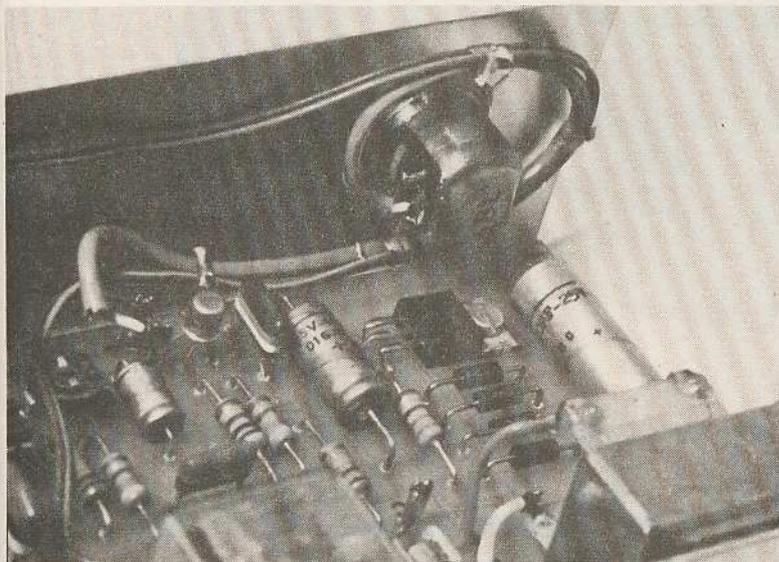


Photo 1. – La carte imprimée sera fixée sur le fond du boîtier à l'aide de vis et écrous faisant office d'entretoises.

Photo 2. – Exemple de montage de la capsule microphonique. Par ailleurs, le circuit régulateur ne comporte pas de dissipateur.

Photo 3. – Le montage terminé est introduit à l'intérieur d'un coffret ESM du plus bel aspect.



fiée en jouant sur P₁. A vous de choisir de le déclencher à 20 mètres et de subir de faux déclenchements au moindre bruit !

Nous avons obtenu un fonctionnement correct depuis 10 mètres. L'appareil n'est pas perturbé par une puissance BF de 2 × 10 W à l'autre extrémité d'une pièce. Ce n'est pas une raison pour placer l'inter sonore sur vos enceintes !

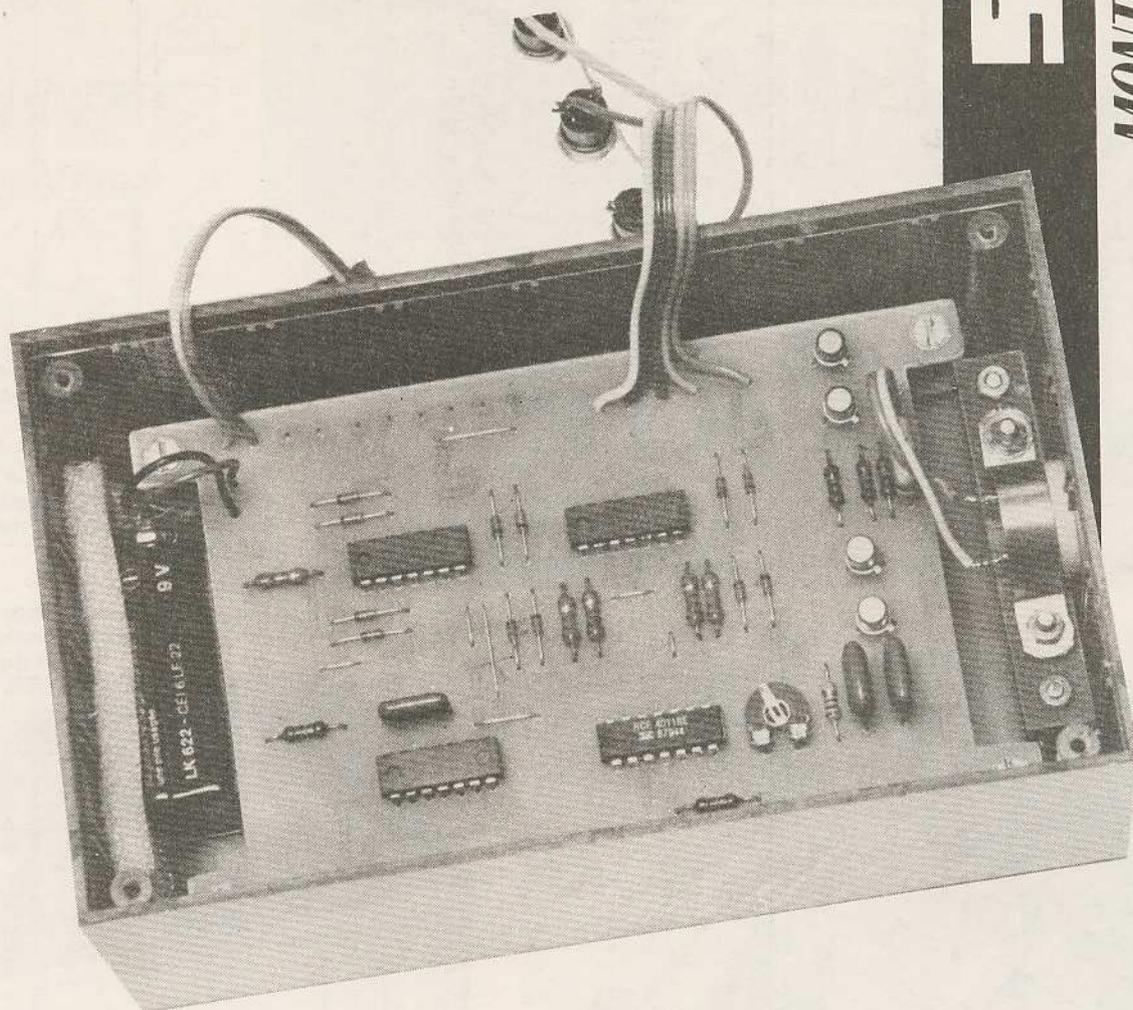
Cet appareil très simple à réaliser pourra être fort bien un montage d'initiation. Vous serez agréablement surpris de l'originalité de ce système. Nous sommes sûrs que vous ne profiterez pas de votre montage pour voir si la lumière s'allume lorsque vous donnez une gifle à votre petit frère. D'autres utilisations plus pacifiques sont possibles.

Daniel ROVERCH

Liste des composants

R₁ : 1 MΩ (brun, noir, vert)
 R₂ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R₃ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R₄ : 100 kΩ (brun, noir, jaune)
 R₅ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
 R₆ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
 R₇ : 100 kΩ (brun, noir, jaune)
 R₈ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
 R₉ : 330 Ω (orange, orange, brun)
 C₁ : 470 μF 25 V chimique
 C₂ : 22 nF
 C₃ : 100 μF 25 V chimique
 C₄ : 68 nF
 C₅ : 4,7 μF 25 V chimique
 C₆ : 22 nF
 C₇ : 22 nF
 C₈ : 1 μF chimique
 C₉ : 100 nF
 C₁₀ : 1 μF chimique

D₁ : 1N 4004
 D₂ : 1N 4004
 D₃ : 1N 4004
 D₄ : 1N 4004
 D₅ : 1N 4004
 D₆ : LED rouge 5 mm
 CI₁ : régulateur 5 V 1 A TO 220
 CI₂ : 741
 CI₃ : CD 4013
 1 support DIL 8
 1 support DIL 14
 1 support relais européen 2 RT
 1 relais européen 12 V 2RT
 T₁ : BC 109B
 T₂ : 2N 2222
 1 porte-fusible pour CI
 1 fusible 0,1 A
 1 transfo 220 V, 15 V, 1,7 W
 1 micro 200 Ω (voir texte)
 1 boîtier ESM (EM 14/05)
 1 circuit imprimé
 fils, vis, picots, etc.



ENSEMBLE EMETTEUR-RECEPTEUR

ULTRASONIQUE A 4 CANAUX

Parmi les multiples possibilités offertes par l'électronique, la télécommande a toujours exercé un attrait particulier sur l'amateur. En effet, et par la mise en œuvre d'ondes invisibles et inaudibles, le fait de pouvoir commander la réalisation d'actions se produisant à distance relève un peu de l'inhabituel et du fascinant... Le fonctionnement de cet ensemble émetteur-récepteur reposant entièrement sur l'utilisation des ultrasons, aucune déclaration d'ordre administratif n'est nécessaire. Par ailleurs, et grâce à un système de codage très simple, il est non seulement possible d'obtenir quatre commandes séparées, mais également toutes les superpositions et simultanités des quatre canaux. Enfin, le recours à un principe purement digital de codage et de décodage confère à cet ensemble une excellente stabilité ainsi qu'une très bonne fiabilité. Les applications sont nombreuses : télécommande d'appareils électriques, d'un ou plusieurs projecteurs de diapositives, de sources d'éclairage... Dans ces pages, nous nous bornerons à décrire l'émetteur ; le récepteur fera l'objet d'un article qui sera publié le mois prochain.

I - Le principe

a) Quelques rappels sur les ultrasons (fig. 1)

Ce sont des sons, autrement dit, des vibrations se manifestant sous forme de pressions et de dépression du milieu environnant, qui se transmettent de proche en proche. Suivant la nature de ce milieu (solide, liquide ou gazeux) la vitesse de propagation de ces perturbations est différente. Ainsi, dans l'air, à 20 °C, cette vitesse est de l'ordre de 200 m/s.

Si la fréquence des vibrations de base dépasse 20 kHz, on a l'habitude de dire qu'il s'agit d'« ultrasons ». C'est en effet aux environs de cette fréquence, que la membrane du tympan de l'oreille humaine n'est plus capable de vibrer à une amplitude suffisamment grande pour transmettre la sensation au cerveau : l'ultrason se situe donc dans le domaine de l'in audible pour l'homme. Par contre, certains animaux dont le chien et la chauve-souris peuvent percevoir des sons dont la fréquence se situe aux alentours de 25 kHz.

Dans la présente application, nous utilisons une fréquence de base de 40 kHz qui est donc bien supérieure au seuil d'audibilité de nos amis à quatre pattes. En conséquence, notre émetteur ne les gênera pas... La période de ces vibrations étant de 25 μ s, il en résulte que leur longueur d'onde, c'est-à-dire la distance qui sépare par exemple deux zones de pression égale consécutives, est de 8,25 mm, dans l'air.

Enfin signalons que la puissance est maximale dans un cône dont le sommet serait le transducteur-émetteur et dont l'angle d'ouverture serait de 25° à 30°. Les ultrasons sont donc relativement directs. De même, ils suivent les règles usuelles de réflexion sur les obstacles, étant entendu que l'onde ainsi réfléchie aura tout de même perdu une partie de sa puissance.

b) Le codage et la possibilité de simultanéité des 4 canaux (fig. 2)

Etant donné que nous ne disposons que d'une onde pure, c'est-à-dire d'un ultrason d'une fréquence unique et fixe, il est nécessaire de convenir d'un codage particulier

Fig. 1

T : période (25 μ s dans la présente application)

F : fréquence = $\frac{1}{T}$ (40kHz)

V : vitesse du son dans l'air (environ 330m/s)

λ : longueur d'onde
 $\lambda = V \cdot T = 8,25$ mm

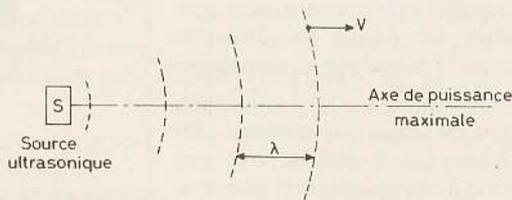
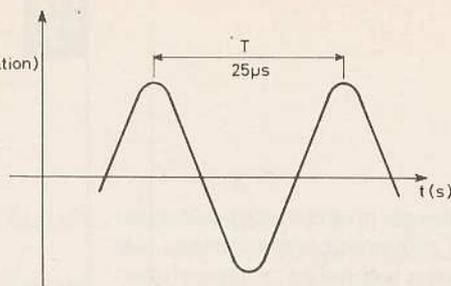
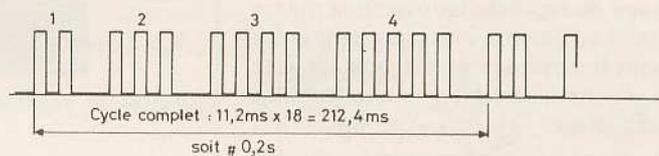
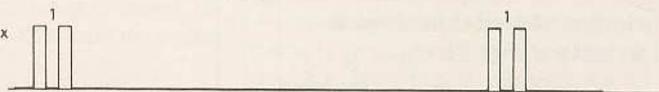


Fig. 2

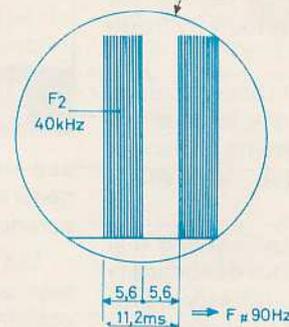
Génération continue mais non validée de signaux codés



Exemple de signaux du canal 1



Exemple de signaux si commande simultanée des canaux 2 et 4



Rappels des caractéristiques des ultra-sons et principe de codage des quatre canaux.

permettant la télécommande suivant quatre canaux différents ; et même mieux : d'obtenir également la télécommande simultanée de plusieurs de ces canaux. Le principe de ce codage est représenté en **figure 2**. Un générateur de codage « fabriqué » une séquence cyclique de signaux se présentant de la façon suivante :

- 2 émissions brèves suivies d'un silence pour le canal 1.
- 3 émissions brèves suivies d'un silence pour le canal 2.
- 4 émissions brèves suivies d'un silence pour le canal 3.
- 5 émissions brèves suivies d'un silence pour le canal 4.

Le temps séparant 2 émissions brèves consécutives est égal au temps de cette émission brève. Le silence séparant les signaux propres à un canal donné est égal à trois durées élémentaires d'une émission brève.

Suivant que l'on valide un ou plusieurs canaux, au niveau de la commande, la séquence cyclique se trouve restituée par le transducteur-émetteur en ne conservant que les signaux propres à un canal, en neutralisant lors de la séquence, les signaux correspondants au canal non désiré.

Le cycle complet est relativement long : de l'ordre de 0,2 s (200 ms). Cette disposi-

tion est imposée par la nécessité d'éviter les perturbations provenant d'éventuelles réflexions parasites (échos) se produisant par exemple dans une pièce. En effet, si les alternances émission-silence ont une période trop faible, les échos de réflexion pourraient fausser le décodage au niveau du récepteur.

La fréquence de base du codage (de l'ordre de 90 Hz) qui a été retenue en définitive, répond à ces préoccupations et a l'avantage de représenter avec une marge de sécurité suffisante, un compromis entre les inconvénients liés aux échos, et à la vitesse d'acheminement des informations vers le récepteur.

c) Le principe de fonctionnement de l'émetteur (fig. 3)

Une base de temps propre au codage génère des signaux carrés à une fréquence de 90 Hz. Ces signaux sont acheminés sur l'entrée d'un compteur-décodeur décimal dont la remise à zéro conditionnée par la position d'un second compteur-décodeur décimal. L'avance de ce dernier est soumise à la fréquence des retours à zéro du premier compteur.

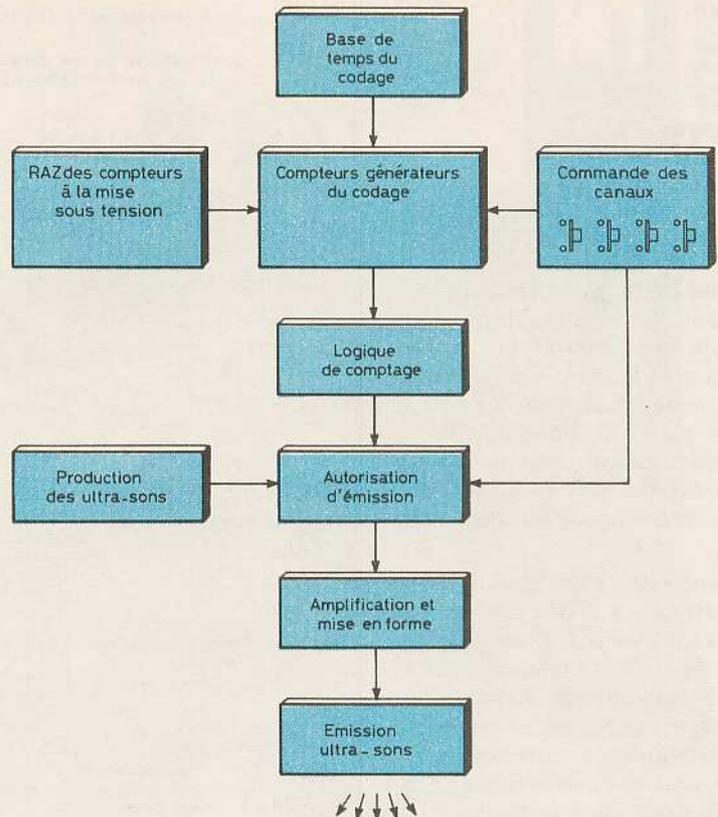
Les signaux émanant de la base de temps aboutissent également à une logique annexe dont la sortie fait apparaître en permanence la séquence cyclique de base du codage.

Un dispositif de commande établit à la sortie définitive du bloc logique de codage la validation de l'émission des ultrasons, produits en permanence par un oscillateur. Ces derniers sont amplifiés et acheminés sur le transducteur-émetteur.

II - Le fonctionnement électronique

a) l'alimentation (fig. 4)

L'émetteur devant obligatoirement être un appareil autonome, la source d'énergie retenue est bien entendu une pile. La consommation est relativement faible : 9 mA à vide (interrupteur sur marche) et de 13 à 24 mA suivant que l'on commande 1 ou les 4 canaux simultanément. Ces résultats sont à attribuer aux performances des circuits intégrés de technologie MOS. Aussi, une pile miniature de 9 V fait parfaitement l'affaire et sa longévité ne posera aucun problème pour peu que l'on n'oublie



Synoptique de fonctionnement de l'émetteur doté de quatre boutons poussoirs destinés aux diverses commandes.

pas trop souvent de placer l'interrupteur général de l'émetteur sur « Arrêt » lors de son inutilisation.

Les capacités C₁ et C₂ découplent la source d'alimentation des différents étages oscillateurs.

b) La base de temps du codage (fig. 4)

C'est au classique NE 555, qui n'a plus de secret pour nos lecteurs, qu'incombe la mission de générer un signal carré de 90 Hz. Rappelons que la période du signal de sortie du montage en oscillateur de ce circuit intégré est égale à $0,7 (R_1 + 2R_2) C_3$ et que le rapport cyclique équivaut au quotient

$$\frac{R_2}{R_1 + 2R_2}$$

Puisque le signal à obtenir doit être aussi rectangulaire que possible, il faudrait que ce rapport soit égal à 0,5. Mathématiquement, cette condition entraîne une résistance R₁ nulle. Dans la pratique, R₁ ne peut être nulle et on la choisit de façon à ce qu'elle représente une valeur négligeable par rapport à R₂.

Ainsi, au niveau de la sortie de cette base de temps, on obtient un signal carré qui est acheminé sur l'entrée d'un premier compteur-décodeur décimal IC₂.

c) Obtention du codage (fig. 4 et 6a)

La sortie S₀ de ce premier compteur est reliée à l'entrée d'un second compteur-décodeur décimal IC₃ qui, de ce fait, avance d'un pas, à chaque fois que IC₂ retrouve sa position S₀. Lorsque le niveau logique 1 de IC₃ se trouve, par exemple sur S₂, l'entrée 2 de la porte AND 1 de IC₄ est également soumise à ce niveau. Il en résulte que si le niveau haut apparaît sur S₅ de IC₂, et en vertu des lois de fonctionnement d'une porte AND, il se produit la remise à zéro de IC₂ et le déplacement de l'état haut sur S₃ pour le compteur IC₃.

En définitive, et tant que le niveau 1 était disponible sur S₂ de IC₃, le compteur IC₂ a pu avancer de 4 pas. En effet, à la cinquième impulsion en provenance de la base de temps, IC₂ a été remis à zéro.

Ces deux compteurs constituent ainsi un

ensemble logique dont le fonctionnement peut se résumer sous la forme du tableau suivant.

Position de IC ₃	Nombre d'impulsions de comptage de IC ₂ entre deux RAZ
S ₀	2
S ₁	3
S ₂	4
S ₃	5

A noter que IC₃ ne peut occuper que l'une des positions S₀, S₁, S₂ ou S₃ étant donné que la sortie S₄, lorsqu'un état haut y apparaît, assure la RAZ instantanée du compteur.

La sortie S₀ de IC₂ aboutit également aux entrées réunies de la porte inverseuse NAND III de IC₅. La sortie de cette porte présente ainsi :

- un état bas à chaque fois que IC₂ présente la position S₀,
- un état haut pour toutes les autres positions de IC₂.

Il en résulte que la sortie de la porte NAND I de IC₅ présente un état haut lorsque

IC₂ est sur S₀ et ceci, quel que soit l'état de l'autre entrée.

Après une inversion produite par la porte NAND II de IC₅, on constate à la sortie de cette dernière porte, une succession de niveaux hauts et bas correspondants précisément au codage défini au chapitre précédent, à savoir :

- 2 niveaux hauts successifs et escamotage d'une période.
- 3 niveaux hauts successifs et escamotage d'une période.
- 4 niveaux hauts successifs et escamotage d'une période.
- 5 niveaux hauts successifs et escamotage d'une période.

Le cycle se reproduisant indéfiniment, la figure 6 a illustré cette obtention du cycle de codage.

d) La RAZ au moment de la mise sous tension

Lors de la mise sous tension de l'ensemble, la capacité C₅ se charge à travers R₃. La durée de cette charge est proportionnelle au produit R₃ × C₅. Tant que le potentiel de l'armature positive de C₅ n'a pas atteint un niveau suffisant, la sortie de la porte inver-

seuse NAND IV de IC₅ présente un état haut. Dès que C₅ se trouve suffisamment chargée cette sortie de IC₅ passe à l'état bas. Il en résulte une RAZ automatique des deux compteurs au moment de la fermeture de l'interrupteur de l'émetteur.

La résistance R₄ permet à C₅ de se décharger lorsque l'émetteur est hors service de façon à ce que le dispositif de RAZ se trouve à nouveau prêt à fonctionner lors de la mise en service suivante.

e) La commande des canaux (fig. 5)

Il s'agit, à ce niveau, de valider les signaux correspondant au canal désiré. Les boutons-poussoirs BP₁ à BP₄ permettent la commande, mais un problème se pose. En effet, le paragraphe (c) a mis en évidence la génération continue et cyclique d'une séquence de base, dont les signaux sont disponibles au point A de la figure 5.

Sans précautions particulières, en appuyant sur un bouton-poussoir quelconque, on risque de « tomber » sur des signaux correspondant à un canal donné et si par hasard, on agit juste au moment où

Fig. 4

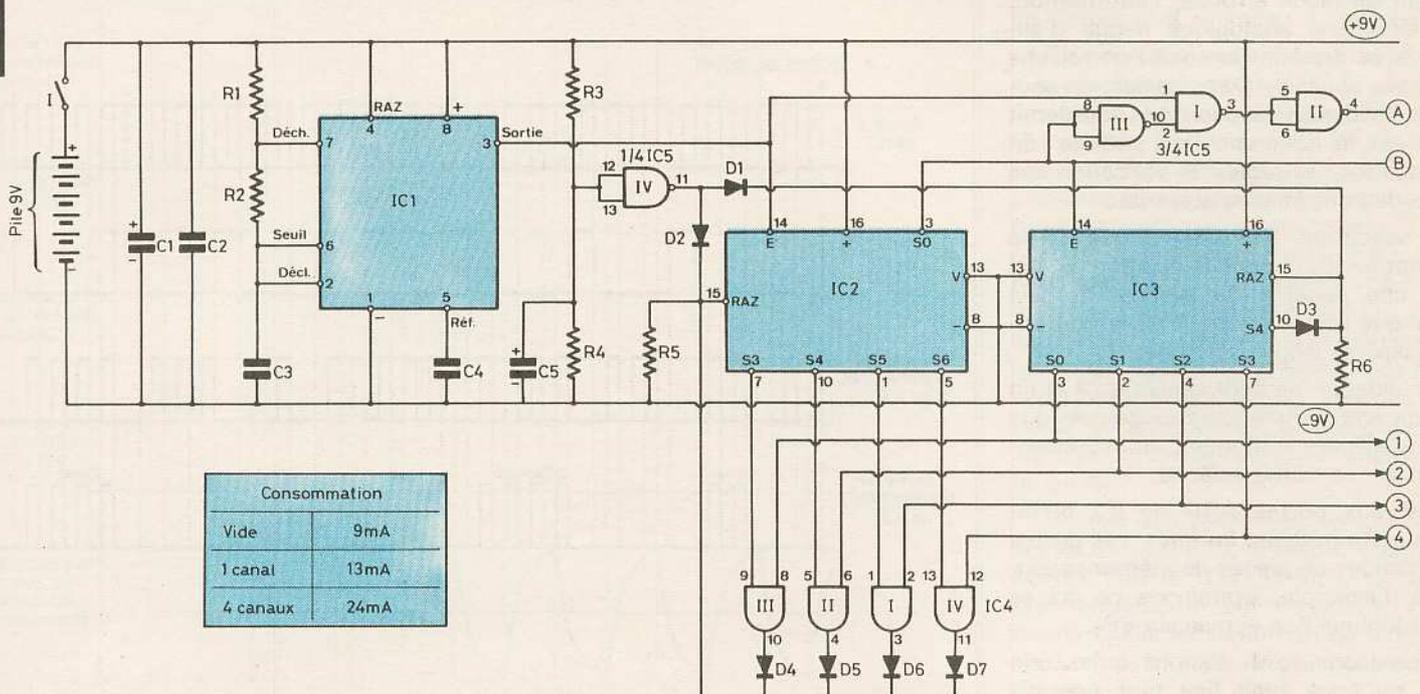


Schéma de principe de l'alimentation de la base de temps du codage et de l'obtention du codage, avec l'utilisation de circuits intégrés très populaires.

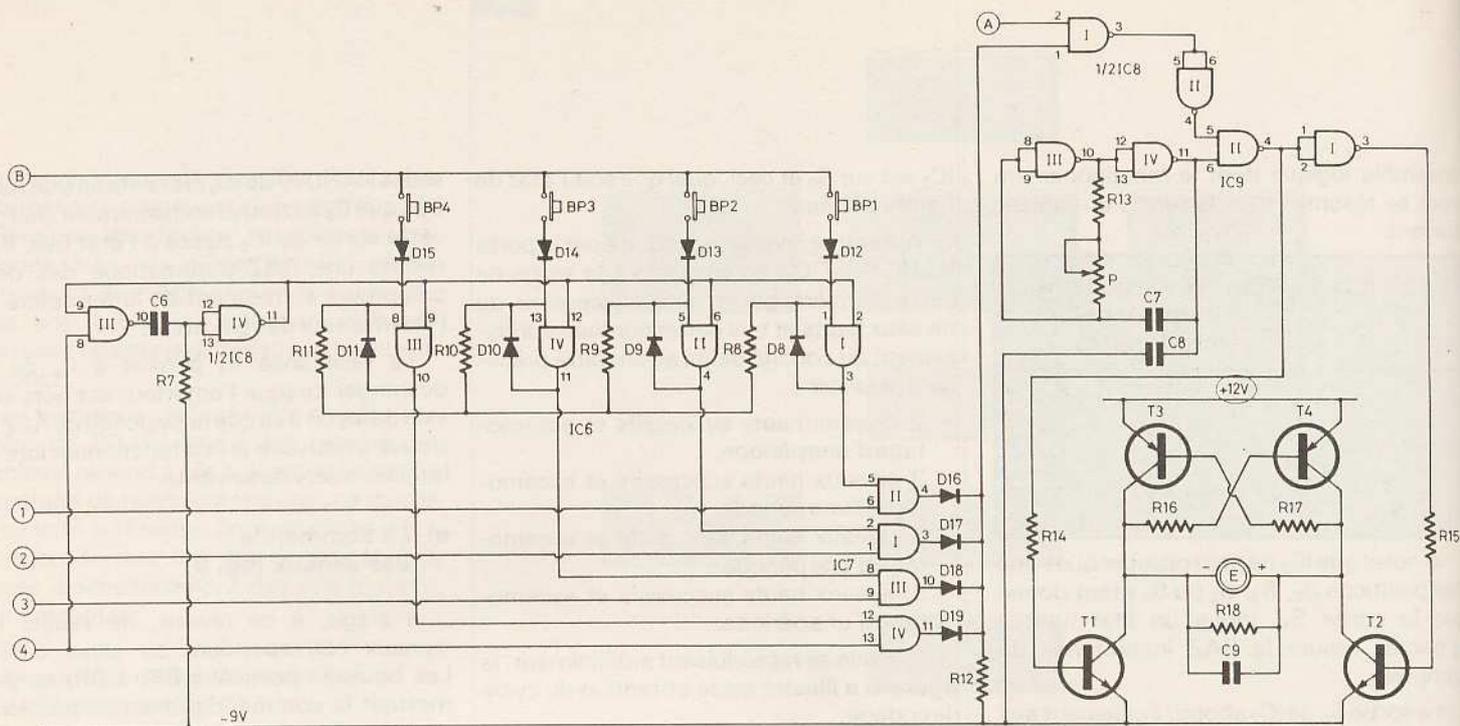


Schéma de principe de la commande des canaux et production des ultra-sons. L'auteur a retenu l'utilisation de quatre vérités et rappels fondamentaux sur les circuits in

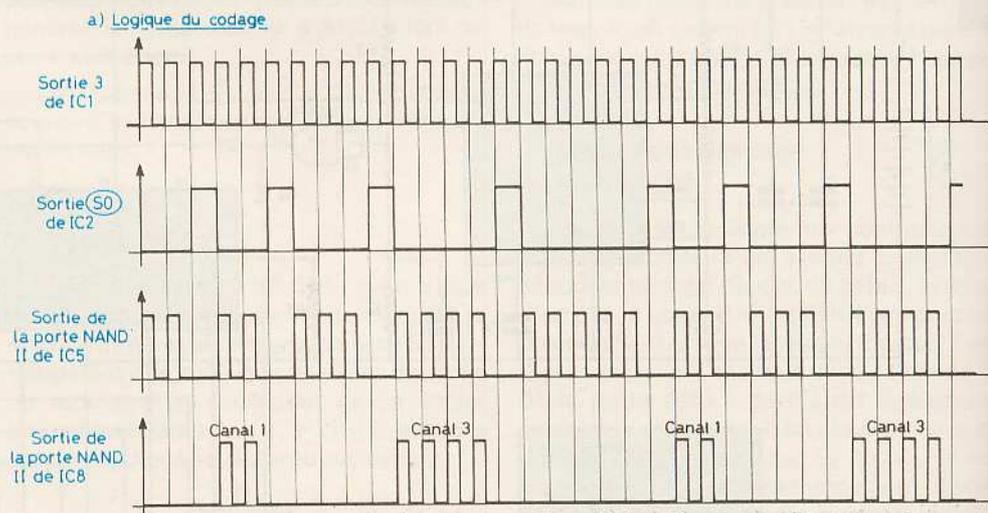
c ; signaux spécifiques à un canal se produisent, le codage serait tronqué et le récepteur, au niveau du décodage, interpréterait de façon erronée, l'information. Un phénomène analogique risque d'ailleurs de se produire lorsque l'on relâche un bouton-poussoir. Dans ce cas, en coupant la validation en cours, on fausserait également la cohérence du codage. En conséquence, les règles de validation des canaux devront être les suivantes :

- La validation ne débute que si le compteur IC₂ occupe la position S₀, qui est une position de silence, et cela quel que soit le moment où le bouton-poussoir se trouve actionné.
- La validation ne peut cesser qu'à la fin d'un cycle complet de codage quel que soit d'ailleurs le moment où le bouton-poussoir se trouve relâché.

C'est aux portes AND de IC₆ qu'incombe cette mission. En effet, ces portes sont montées en portes de mémorisation. A titre d'exemple, examinons ce qui se produit lorsque l'on appuie sur BP₃.

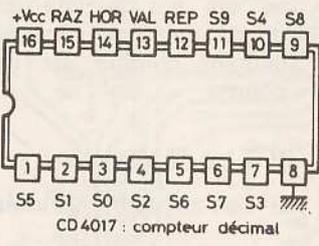
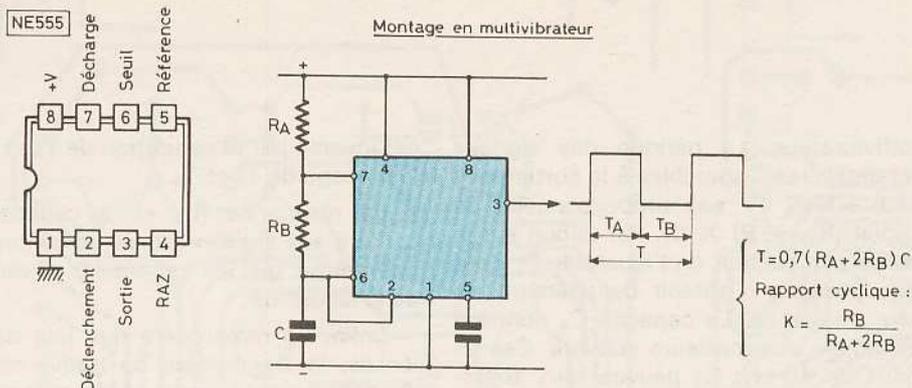
Remarquons tout d'abord qu'aucune action ne peut avoir lieu tant que IC₂ n'occupe pas la position S₀. Dès que le niveau logique 1 apparaît temporairement sur S₀ de IC₂, un état haut se trouve transmis sur l'une des entrées de la porte

Fig. 6



Allures caractéristiques des signaux en différents points avec l'exemple de la com

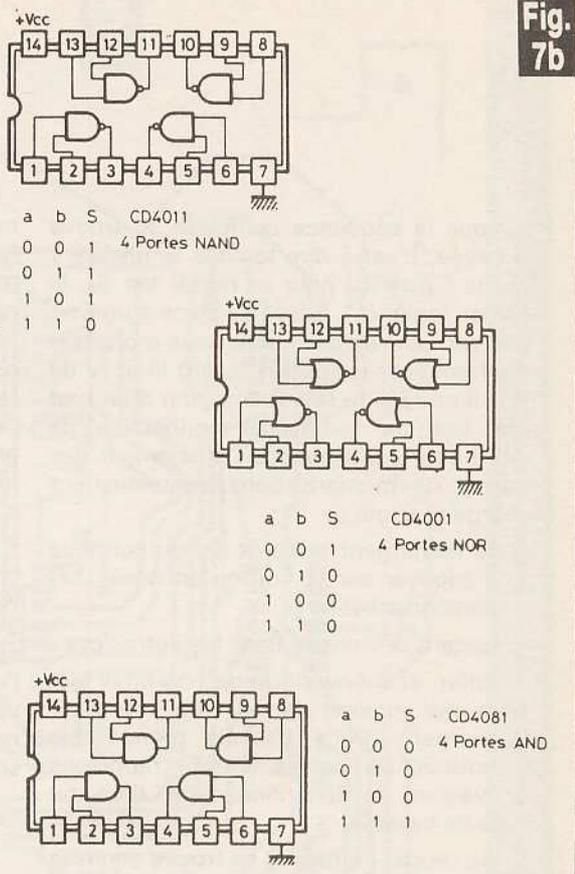
Fig. 7a



H	S0	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	R	
⌊	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	
⌊	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	
⌊	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	
⌊	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	
⌊	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	
⌊	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	
⌊	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	
⌊	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	
⌊	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	
⌊	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	
⌊	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0

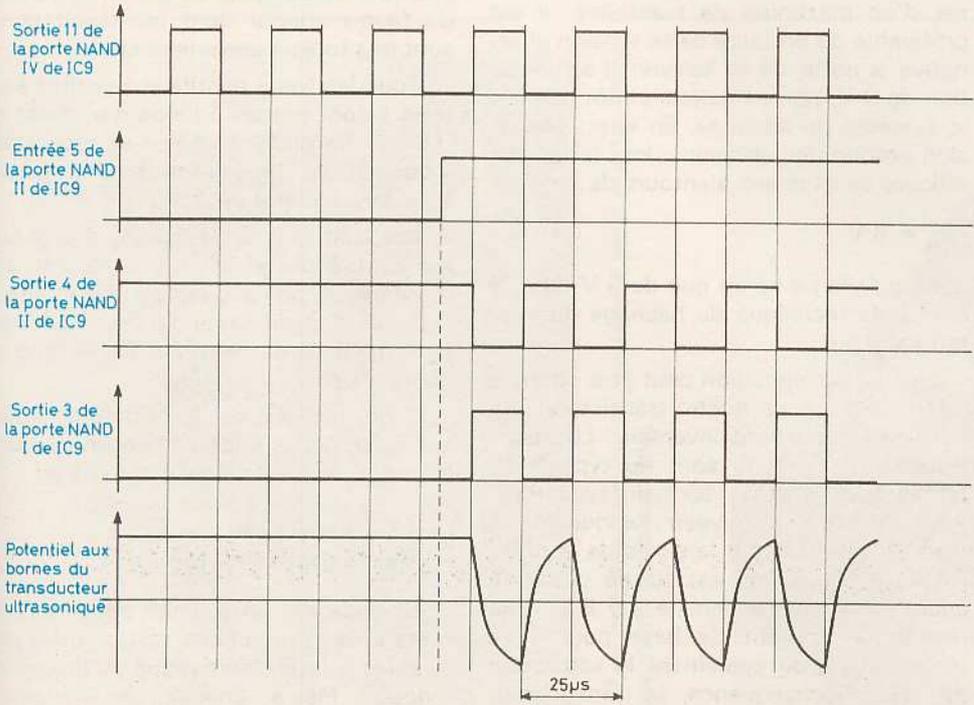
Tableau de fonctionnement

Fig. 7b



transistors permettant d'obtenir un très bon rendement plutôt que l'utilisation d'un circuit intégré. Brochages, table de grés désormais connus 555, 4017, 4011, 4081 et 4001.

b) Production des ultra sons



AND IV de IC₆. Nous supposons dans un premier temps que la ligne commune reliant l'une des deux entrées de toutes les portes sont soumises à l'état haut.

Il en résulte l'apparition d'un état haut à la sortie de la porte AND IV de IC₆ qui se trouve d'ailleurs transmis à l'une des entrées de la porte AND III de IC₇. En conséquence, lorsque la sortie S₂ de IC₃ présente un état haut (phénomène qui se produira lorsque le bloc logique IC₂/IC₃ occupe la position « canal 3 »), un état haut se trouvera disponible au point commun des cathodes des diodes D₁₆ à D₁₉. Il se produit la validation des signaux émanant de A, par la porte NAND I de IC₈, les signaux étant à nouveau inversés par la porte NAND II de IC₈, afin d'obtenir des signaux orientés dans le même sens qu'en A.

Notons que seulement sont validés les signaux du canal 3, à savoir, 4 émissions brèves suivies d'un silence, ce qui est bien entendu le but recherché. Remarquons également que rien ne s'oppose à l'action simultanée de plusieurs boutons-poussoirs.

Si l'on relâche BP₃, la sortie de la porte de mémorisation IV de IC₆ reste à l'état haut dans un premier temps grâce à la diode d'auto-maintien D₁₀. Par contre,

simultanée des canaux 1 et 3 : a) logique du codage ; b) production des ultra-sons.

lorsque la séquence complète se trouve achevée, c'est-à-dire lorsque le niveau 1 quitte S_3 de IC_3 pour se porter sur S_0 , le niveau logique 1, laisse sa place à un état bas sur l'entrée 8 de la bascule monostable formé par les portes NAND III et IV de IC_8 . Il en résulte la transmission d'un bref état bas, par la bascule monostable, ce qui a pour conséquence l'effacement des portes de mémorisation éventuellement chargées et qui :

- se rechargent aussitôt si l'on continue d'appuyer sur le bouton-poussoir correspondant ;
- restent déchargés dans les autres cas.

Enfin, et à l'intention de nos amis lecteurs qui auraient un peu oublié le fonctionnement d'une bascule monostable constituée de portes NAND, rappelons brièvement le fonctionnement d'un tel type de bascule.

Au repos, l'entrée 8 se trouve soumise à un état haut. La sortie présente également un état haut ; la sortie 10 et les entrées réunies 12 et 13 sont donc à l'état bas ; en particulier les armatures de C_6 étant au même potentiel, ce dernier est déchargé.

Dès l'apparition d'un état bas sur l'entrée 8 de la porte III, la sortie 10 passe à l'état haut. C_6 étant déchargé, les entrées 12 et 13 sont également soumises à un état haut d'où l'apparition d'un état bas sur la sortie 11, qui se transmet d'ailleurs également à l'entrée 9 de la porte III ; mais les lois de fonctionnement d'une porte NAND montrent que la sortie 10 continue de présenter un état haut.

La capacité C_6 continue à se charger à travers R_7 et dès que le niveau de charge se trouve suffisant, les entrées 12 et 13 passent à l'état bas. Il en résulte le passage de la sortie 11 à l'état haut. Quant à la sortie 10, elle repasse à l'état bas dès que l'impulsion négative de commande aura cessé. A ce moment, l'ensemble se retrouve à nouveau dans les conditions de départ. On notera que la durée de l'impulsion négative de sortie est environ égale à $0,6 \times R_7 \times C_6$ et se trouve entièrement indépendante de la durée de l'impulsion de commande.

f) La génération du 40 kHz (fig. 5)

Elle est continue, et réalisée par les portes NAND III et IV de IC_9 , montées en

multivibrateur. La période des signaux rectangulaires disponibles à la sortie de la porte NAND IV est proportionnelle au produit $(R_{13} + P) \times C_7$. Par action sur la position du curseur de l'ajustable P, il est donc possible d'obtenir l'ajustement de cette fréquence. La capacité C_8 donne à l'ensemble une meilleure stabilité. Ces signaux de 40 kHz ne peuvent être transmis vers les sorties des portes II et I de IC_9 que si l'entrée 5 de la porte II est soumise à un état haut qui correspond justement à la validation explicitée dans le paragraphe précédent. On notera que les sorties des portes NAND I et II présentent des niveaux logiques inversés, l'un par rapport à l'autre. En cas de non validation, la sortie 4 présente en permanence le niveau logique 1 tandis que la sortie 3 est à l'état bas.

g) La production des ultrasons (fig. 5 et 6b)

Le transducteur-émetteur est une petite capsule cylindrique dans laquelle un élément piézo-électrique transmet à l'air ambiant les vibrations mécaniques nécessaires. Ce transducteur doit être soumis à une tension sinusoïdale de commande afin d'obtenir un bon rendement. De même, et toujours dans le but de disposer d'un maximum de puissance, il est préférable de produire cette tension alternative à partir de la tension d'alimentation de 9 V, par inversions plutôt que par le système du hachage. En effet, l'inversion produit des ultrasons dont la tension efficace se situe aux alentours de :

$$\frac{9 \text{ V}}{1,5} = 6 \text{ V}$$

alors qu'elle ne serait que de 3 V dans le cas de la technique du hachage du courant continu.

Une telle disposition peut être obtenue par l'utilisation de quatre transistors T_1 à T_4 , montés en pont inverseur. Les deux transistors T_1 et T_2 sont du type NPN, tandis que T_3 et T_4 sont du type PNP. Ainsi, lorsque le niveau logique 1 se trouve disponible sur la sortie de la porte NAND II de IC_9 , T_1 est saturé grâce au courant de base acheminé par R_{14} . Il en résulte un courant de base pour T_4 à travers R_{16} d'où également la saturation de T_4 . En conséquence, le transducteur est soumis à un potentiel dont le pôle positif est le collecteur de T_4 et le pôle négatif le collecteur de T_1 . Bien entendu, lors de l'alternance suivante, ce potentiel

est inversé par la saturation de T_2 et T_3 et le blocage de T_1 et T_4 .

La résistance R_{18} et la capacité C_9 confère aux signaux carrés de commande une forme qui les rapproche davantage de la sinusoïde.

Enfin, on remarquera que lors des silences, le transducteur se trouve soumis en permanence à une tension continue ce qui n'a aucune importance étant donné que son impédance vis-à-vis du courant continu est de plusieurs mégohms.

III - La réalisation pratique

a) Les circuits imprimés (fig. 8)

Afin de pouvoir loger l'ensemble de l'électronique dans un coffret du type P/3 qui a l'avantage de comporter des dimensions encore raisonnables, il a été nécessaire de confectionner deux circuits imprimés disposés en étages. La réalisation de ces circuits imprimés n'appelle pas de remarque particulière, leur configuration n'étant pas très serrée. Par contre, il est vivement recommandé d'avoir recours aux différents produits de transfert disponibles auprès de la plupart des fournisseurs, et de proscrire l'usage du feutre spécial dont les résultats ne sont pas toujours sensationnels.

Tous les trous relatifs aux petites pastilles seront percés à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Ceux se rapportant à des pastilles plus grandes seront percés à l'aide d'un foret de 1 mm.

Les quatre trous de fixation des modules sont à percer d'un seul tenant afin d'obtenir un bon alignement. De même, à l'aide de l'un de ces modules, il convient également de percer d'avance le fond du boîtier Teko.

Enfin, et on ne le répètera jamais assez, un circuit imprimé tient mieux dans le temps lorsqu'il a subi un étamage.

b) L'implantation des composants (fig. 9)

On soudera en premier lieu les différents straps, nombreux certes, mais préférables à la problématique technique du « double face ». Ensuite, on implantera les diodes, les résistances, les capacités et les transistors. L'ajustable sera implanté avec son curseur calé en position médiane.

Fig.
7

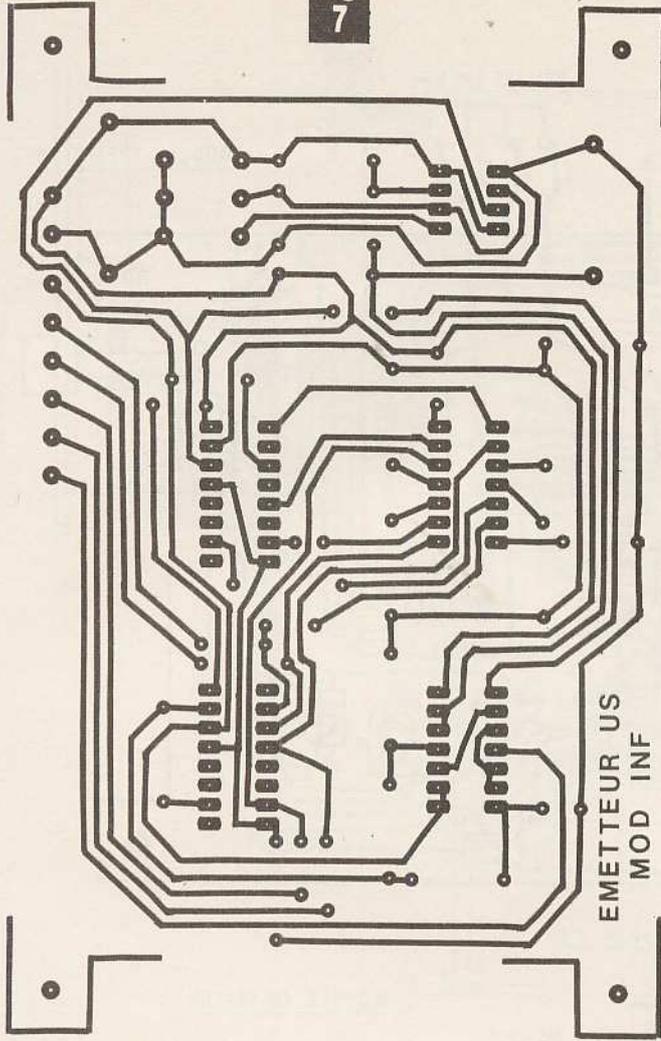
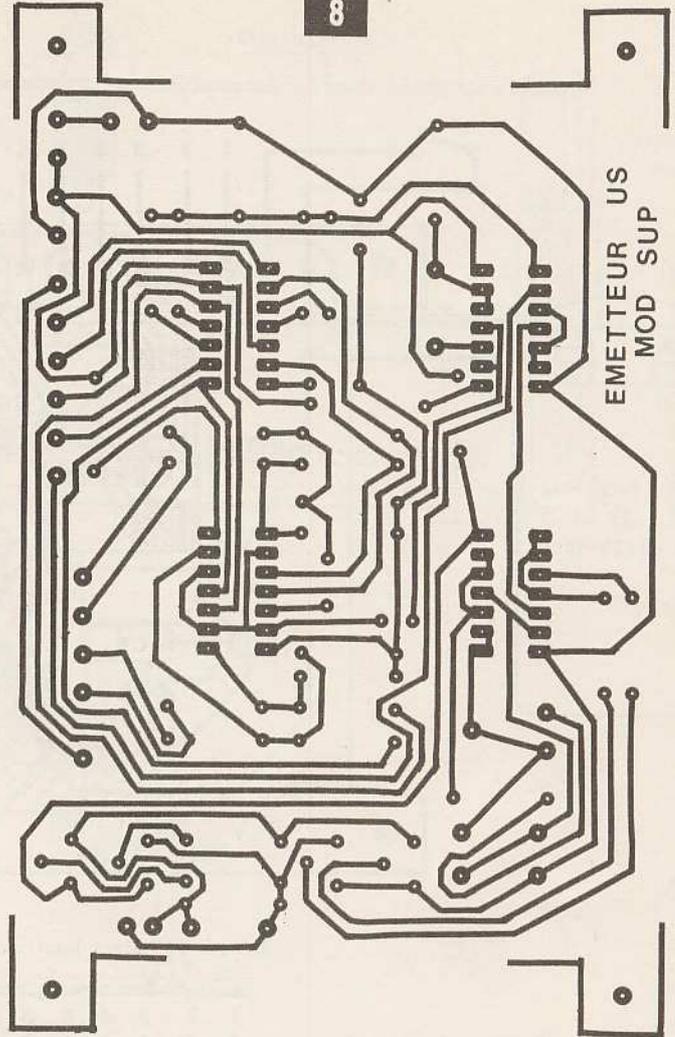


Fig.
8



L'émetteur nécessite la réalisation de deux circuits imprimés par le biais de la méthode photographique et de l'époxy présensibilisé.

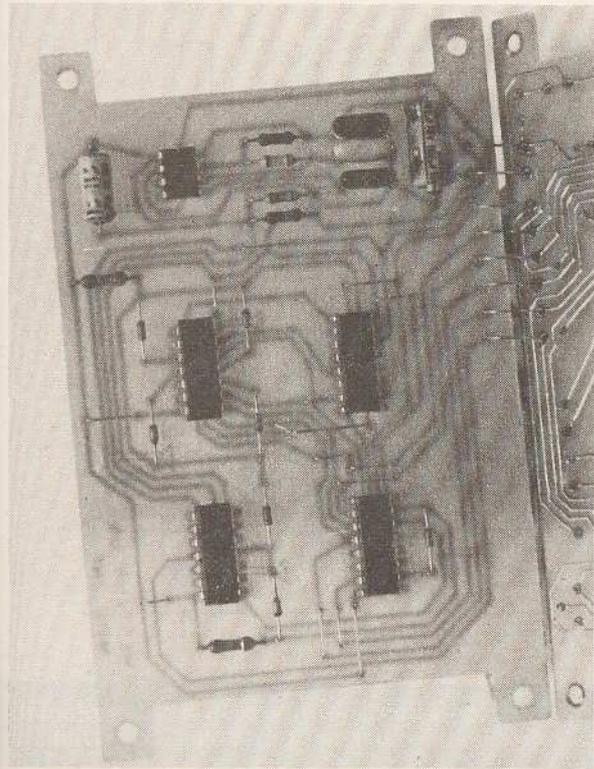


Photo 1. — Les nombreux straps apparaissent ainsi que les diverses liaisons vers l'autre module.

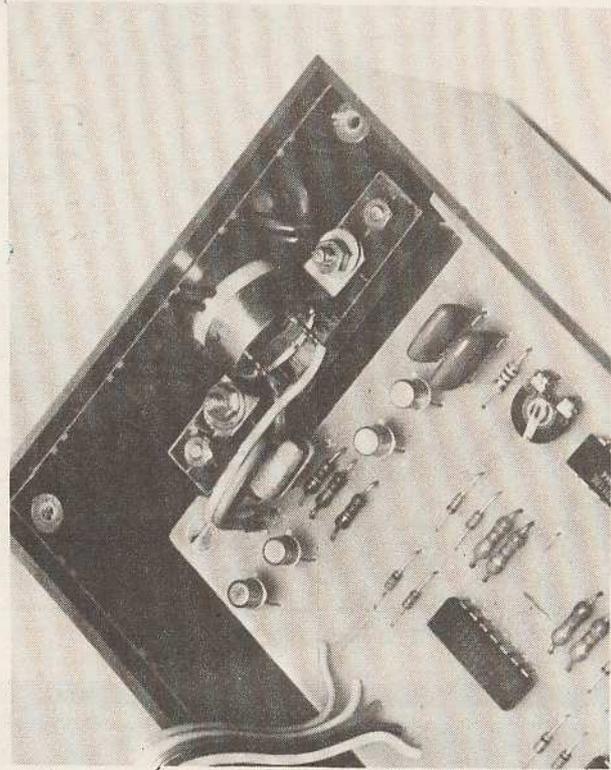
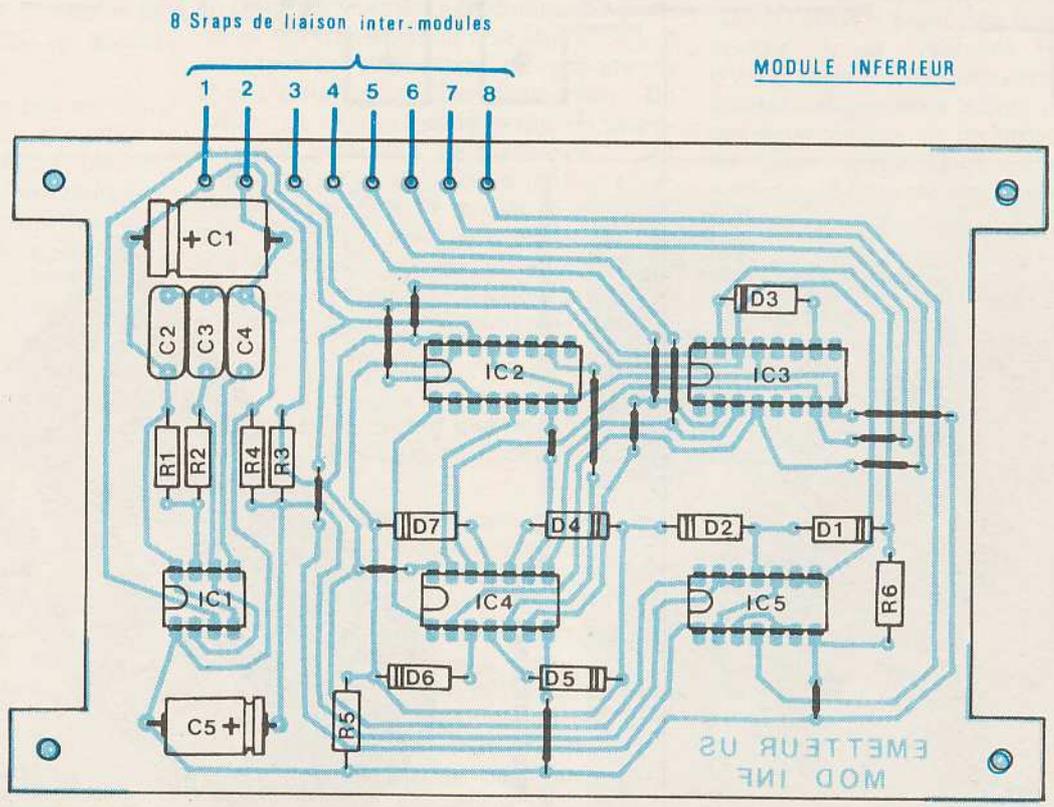
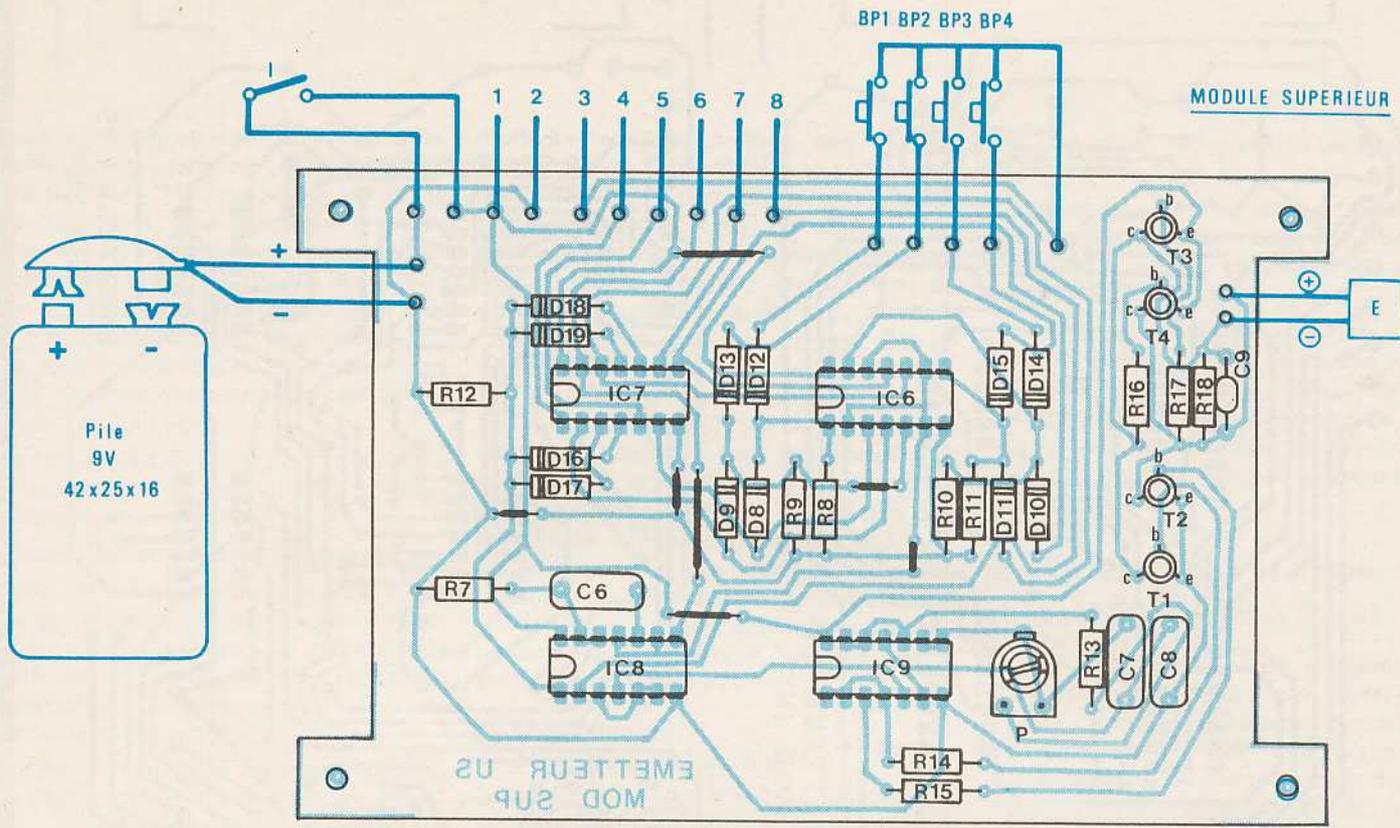
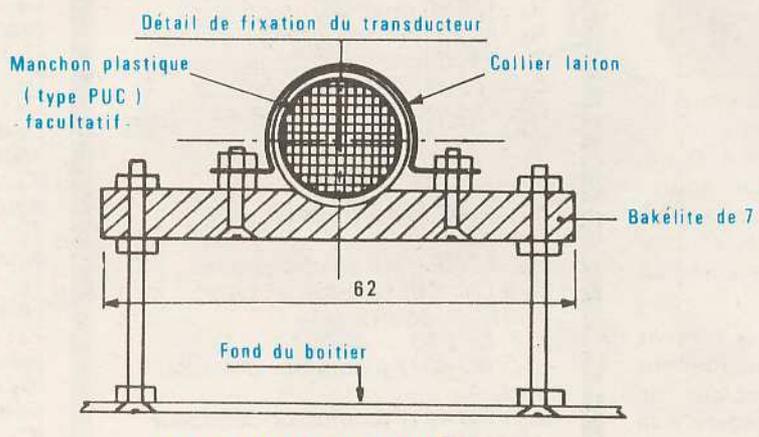
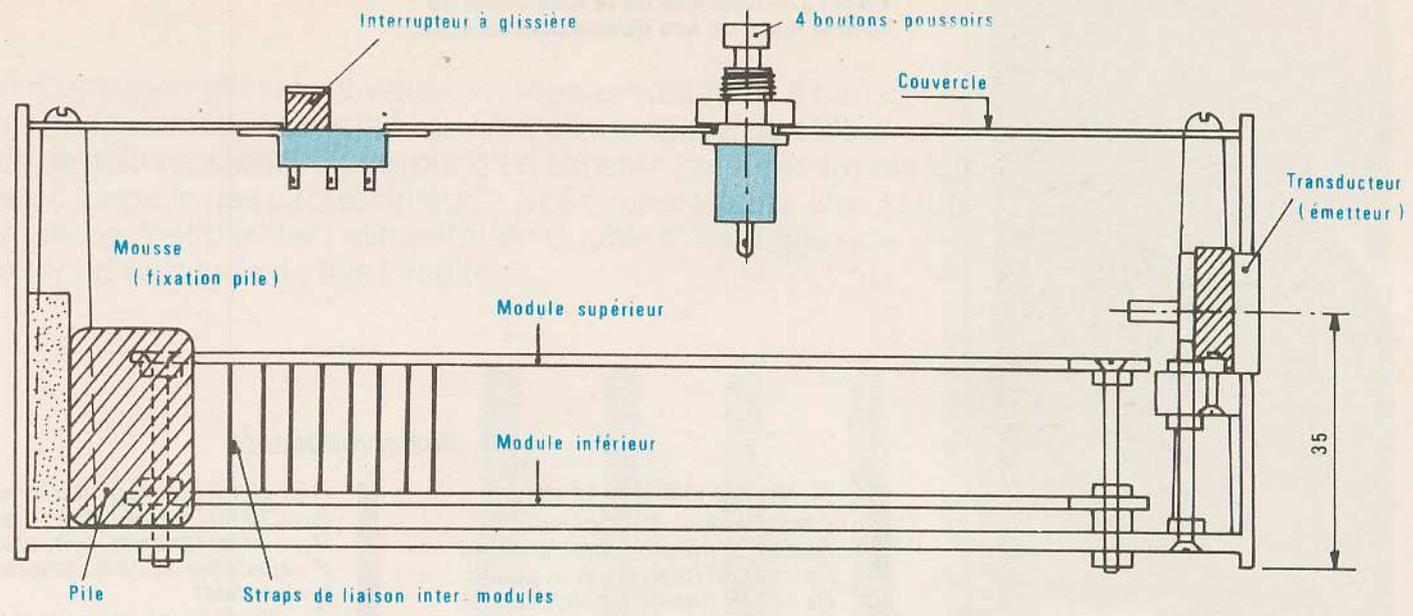


Photo 2. — Fixation du transducteur à l'aide d'un étrier et perçage d'une des parois du coffret.

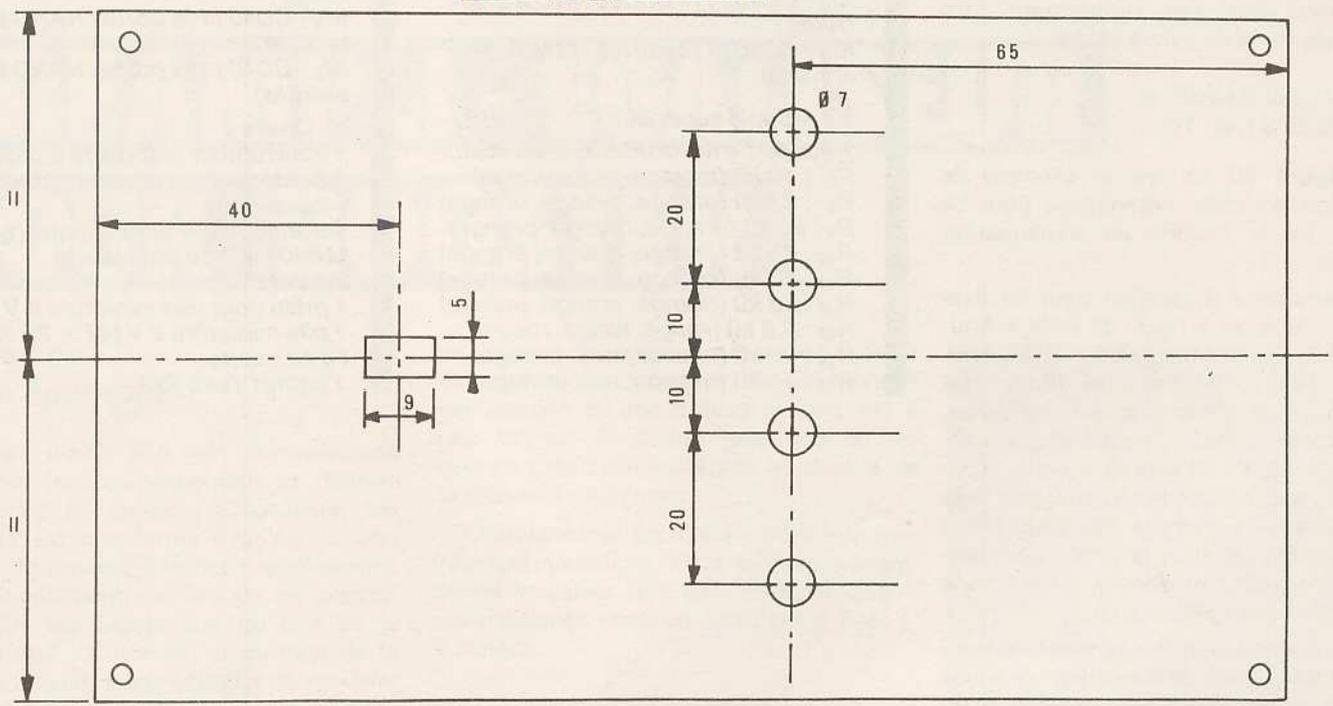


Après la réalisation du circuit imprimé par procédé photo, l'amateur n'aura plus, après perçage, qu'à se livrer à l'implantation le savez, éliminant le circuit du type « double face » difficile à reproduire. Mise en place des deux modules à l'intérieur d'u

Fig. 10



Plan de perçage du couvercle



des éléments conformément aux croquis donnés à l'échelle. On trouvera de nombreux straps de liaison qui, comme vous coffret Teko et fixation du transducteur, ainsi que plan de perçage de la face avant.

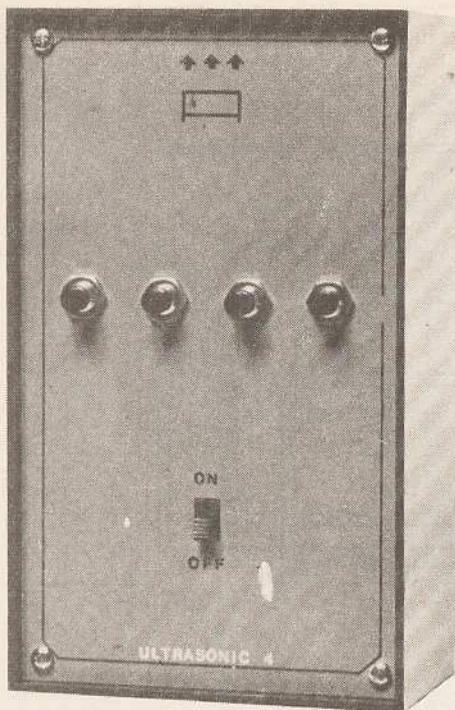


Photo 3. – Sobriété de la face avant du coffret muni de ses quatre commandes.

Liste des composants

En dernier lieu, on soudera les circuits intégrés en ménageant un temps de refroidissement suffisant entre deux soudures consécutives. Bien entendu, toutes ces implantations nécessitent un respect rigoureux de l'orientation des composants, sinon notre émetteur ne saurait fonctionner.

Par la suite, les deux modules seront réunis à l'aide de vis et d'écrous formant entretoises, en serrant ces écrous de façon définitive. Enfin, on procèdera à la soudure des huit straps intermodules ; ces straps pourront simplement être constitués de fil de cuivre étamé.

c) Le travail du coffret Teko P/3 (fig. 10)

La figure 10 montre un exemple de réalisation possible, notamment pour ce qui est de la fixation du transducteur émetteur.

L'interrupteur à glissière peut se fixer sous le couvercle à l'aide de colle « Araldite ». Les différentes liaisons (pile, boutons-poussoirs, interrupteur) étant établies, l'émetteur est prêt à fonctionner, mais ce fonctionnement est malheureusement indécélable à l'aide de l'oreille. Toutefois, en approchant le transducteur près de l'oreille, on entendra les débuts des émissions brèves sous la forme d'un grésillement répétitif et dont la terreur varie lorsque l'on change de canal.

Les éventuelles mises au point, notamment la fréquence de base des ultrasons (40 kHz) seront effectuées lorsque le récepteur correspondant aura été réalisé. Ce récepteur fera l'objet d'une description qui paraîtra le mois prochain.

Robert KNOERR

a) Module inférieur 14 straps :
4 horizontaux, 10 verticaux
R₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₂ : 180 kΩ (marron, gris, jaune)
R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₄ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₅ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₆ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
C₁ : 100 μF/16 V électrolytique
C₂ : 100 nF Mylar (marron, noir, jaune)
C₃ : 47 nF Mylar (jaune, violet, orange)
C₄ : 15 nF Mylar (marron, vert, orange)
C₅ : 4,7 μF/16 V électrolytique
D₁ à D₇ : 7 diodes-signal, type 1N914 ou équivalent
IC₁ : NE 555
IC₂ : CD 4017 (compteur-décodeur décimal)
IC₃ : CD 4017 (compteur-décodeur décimal)
IC₄ : CD4081 (4 portes AND à 2 entrées)
IC₅ : CD4011 (4 portes NAND à 2 entrées)

b) Module supérieur
7 straps : 4 horizontaux, 3 verticaux
R₇ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₈ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₉ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₁₀ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₁₁ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₁₂ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₁₃ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R₁₄ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₁₅ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

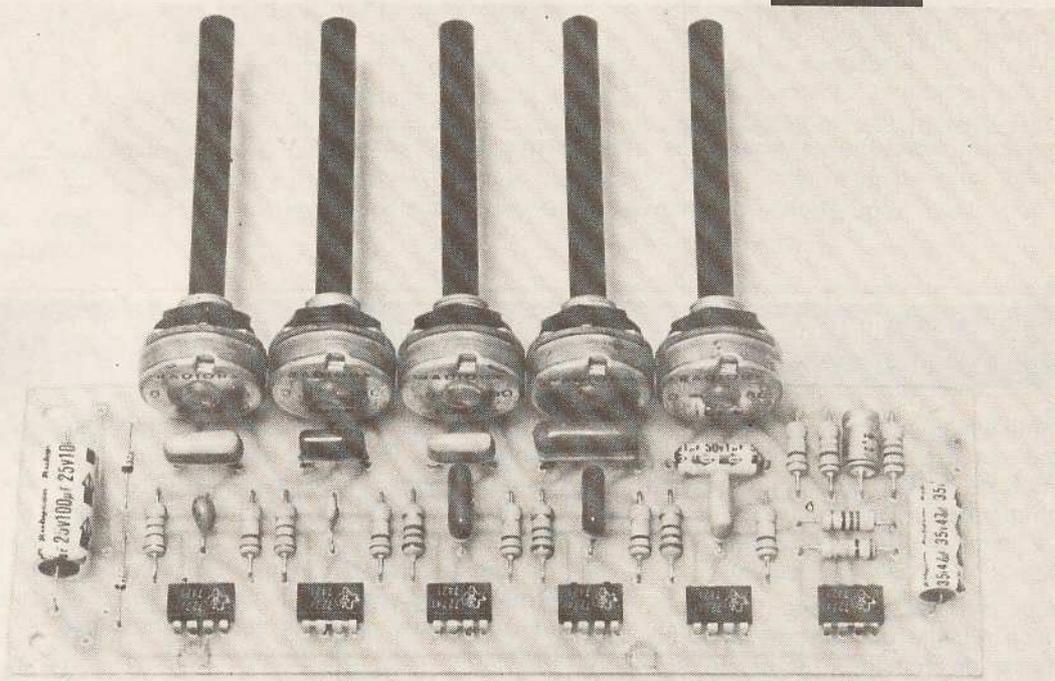
R₁₆ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₁₇ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₁₈ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
P : ajustable de 22 kΩ (implantation horizontale)
C₆ : 10 nF Mylar (marron, noir, orange)
C₇ : 1 nF Mylar (marron, noir, rouge)
C₈ : 1 nF Mylar (Marron, noir, rouge)
C₉ : 6,8 nF Mylar (bleu, gris, rouge)
D₈ à D₁₉ : 12 diodes-signal (type 1N914 ou équivalent)
T₁ : transistor NPN (BC108, 109 ou équivalent)
T₂ : transistor NPN (BC108, 109 ou équivalent)
T₃ : transistor PNP (BC177 ou équivalent)
T₄ : transistor PNP (BC177 ou équivalent)
IC₆ : CD4081 (4 portes AND à 2 entrées)
IC₇ : CD4081 (4 portes AND à 2 entrées)
IC₈ : CD4011 (4 portes NAND à 2 entrées)
IC₉ : CD4011 (4 portes NAND à 2 entrées)

c) Divers
1 interrupteur unipolaire à glissière
4 boutons-poussoirs à contact « travail »
1 transducteur ultrasonique (type MA40 L1 S ou équivalent)
2 picots
1 prise pour pile miniature 9 V
1 pile miniature 9 V (42 x 25 x 16)
Fil en nappe
1 coffret Teko P/3

**Le mois prochain :
La description du récepteur**



Il s'agit d'un préamplificateur-égaliseur monophonique à 5 canaux, capable de fonctionner sous la tension d'alimentation de 12 V d'une batterie de voiture. Construit autour d'un schéma qui a désormais fait ses preuves, il emploie des circuits intégrés très économiques. Une astuce très simple permet d'éviter l'alimentation double symétrique que nécessitent d'habitude de tels circuits.



PREAMPLI - EGALISEUR POUR BOOSTER

Qu'est-ce qu'un égaliseur ?

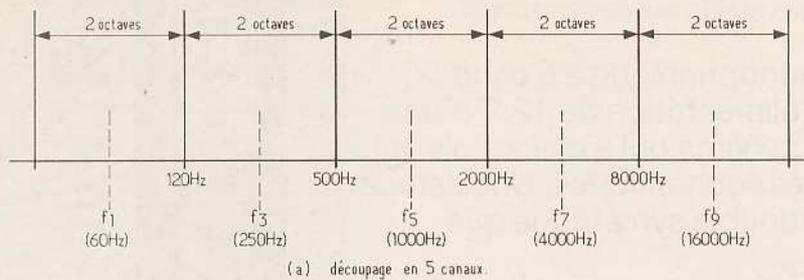
Avant d'aller plus loin, commençons par le commencement et définissons ce qu'est un égaliseur. Un égaliseur est une forme évoluée du correcteur de tonalité que nous connaissons tous. Simplement, au lieu de ne pouvoir jouer que sur l'amplitude du bas de la gamme audible (graves) et du haut de la gamme (aigus), il est capable de modeler à votre guise l'ensemble de la gamme audible. Cette dernière est découpée en général en 5 ou 9 canaux, chaque canal correspondant à une largeur de 1 à 2 octaves. La figure 1 illustre le découpage

de la gamme audio en 5 canaux de 2 octaves ou en 9 canaux de 1 octave. Il est rappelé qu'une octave correspond à une largeur de bande telle que la fréquence maximale est égale au double de la fréquence minimale.

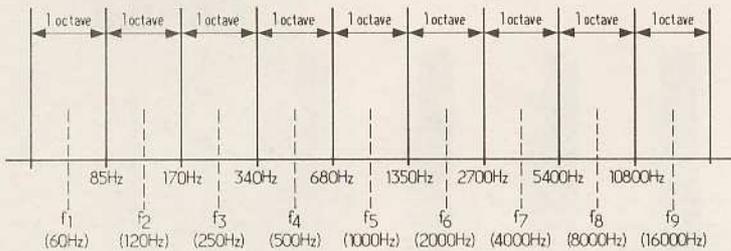
Chaque canal est donc centré sur une fréquence médiane, et le tableau suivant donne la valeur des différentes fréquences médianes pour un égaliseur à 5 et à 9 canaux.

Note : Pour une utilisation sur voiture, les fréquences médianes f_7 et f_9 ont été ramenées respectivement à 3 500 Hz et 10 000 Hz.

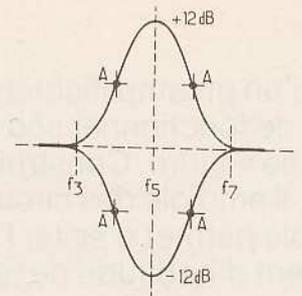
Fréquences médianes	Egaliseur à 5 canaux	Egaliseur à 9 canaux
f_1	60 Hz	60 Hz
f_2		120 Hz
f_3	250 Hz	250 Hz
f_4		500 Hz
f_5	1 000 Hz	1 000 Hz
f_6		2 000 Hz
f_7	4 000 Hz (voir note)	4 000 Hz
f_8		8 000 Hz
f_9	16 000 Hz (voir note)	16 000 Hz



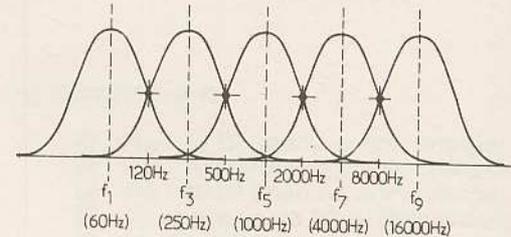
(a) découpage en 5 canaux.



(b) découpage en 9 canaux.



(a) courbe de réponse d'une cellule.



(b) courbe de réponse des 5 cellules.

Fig. 1. et 2. — Illustration du découpage de la gamme audio en cinq canaux de deux octaves ou en neuf canaux d'octave.

Comme vous pouvez le constater, chaque égaliseur est centré sur la fréquence médiane f_5 de 1 000 Hz et la progression géométrique de chaque fréquence est de raison 4 pour l'égaliseur à 5 canaux ou de raison 2 pour l'égaliseur à 9 canaux.

Chaque canal se voit alors attribuer un bouton de réglage qui, comme dans les correcteurs de tonalité, permet d'augmenter ou de diminuer l'amplitude des signaux dont les fréquences tombent dans la largeur de bande du canal. La courbe d'accentuation ou de désaccentuation est une courbe en cloche, tel que le montre la figure 2. L'efficacité de chaque cellule est en général de ± 12 dB.

Le point A, situé à mi-amplitude de la

courbe de réponse doit nécessairement correspondre à la fréquence de transition d'un canal à l'autre. Ainsi, avec une cellule centrée sur 1 000 Hz, le point A doit se situer à 500 Hz et 2 000 Hz dans le cas d'un égaliseur à 5 canaux, ceci afin de permettre un bon recouvrement des bandes adjacentes centrées sur 250 Hz et 4 000 Hz.

Description du schéma

Le schéma de l'égaliseur complet est indiqué à la figure 3. L'ensemble peut paraître complexe, alors qu'il n'en est

rien, ... ou presque. Les amplificateurs intégrés CI_1 à CI_5 constituent des filtres accordés respectivement sur les fréquences 60, 250, 1 000, 3 500 et 10 000 Hz. Il est possible de doser leur action sur l'amplificateur à gain variable CI_6 par l'intermédiaire de 5 potentiomètres.

La figure (4-a) représente cet amplificateur à gain variable, dont le gain (pour une fréquence donnée) dépend de la position du potentiomètre correspondant. La résistance R représente la résistance série du filtre. Elle est égale à $R = 2,2$ k Ω à la résonance du filtre et plusieurs centaines de kilohms en dehors. Comme R_{11} et R_{12} ont la même

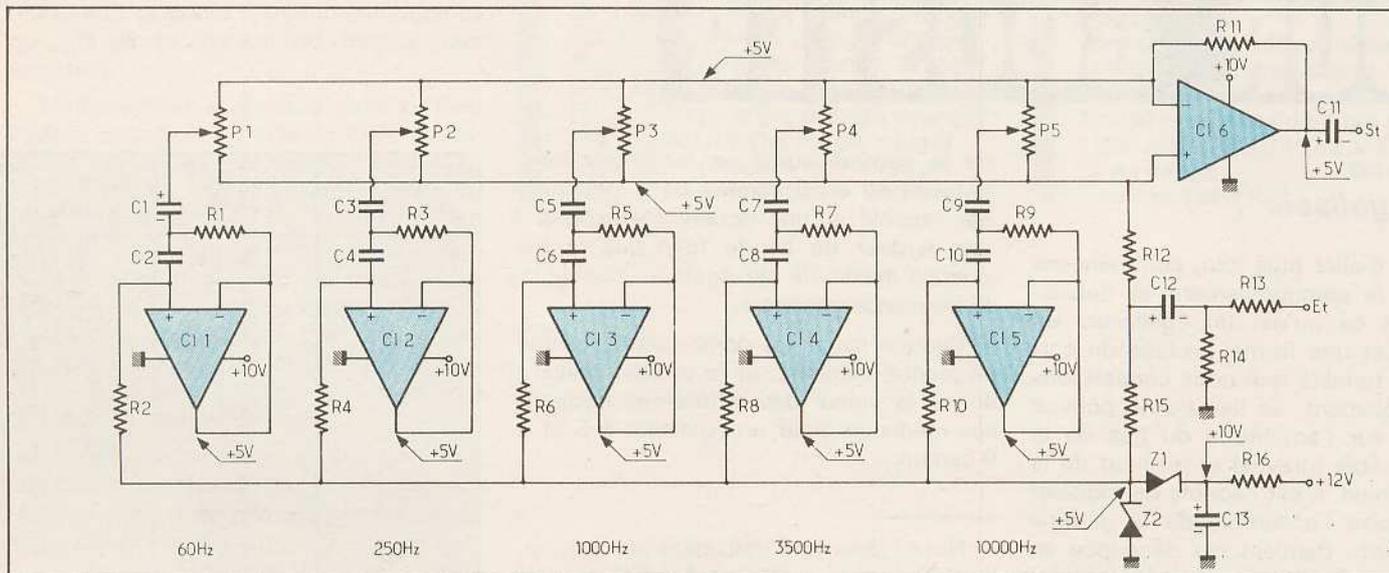


Fig. 3. — Le schéma de principe se construit autour des très populaires μA 741.

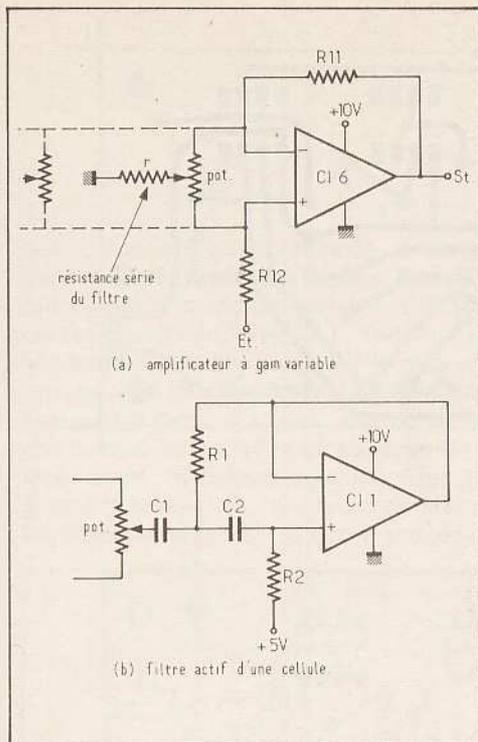


Fig. 4. — Détails d'un filtre actif.

valeur, les amateurs de calcul peuvent s'amuser à calculer la valeur du gain en fonction de la position du potentiomètre.

Pour les autres, sachez que le gain est égal à 1 lorsque le curseur du potentiomètre est placé au milieu de sa course et qu'il est égal à 4 (+ 12 dB) ou 1/4 (- 12 dB) lorsque le curseur est placé en haut (entrée - de CI₆) ou en bas (entrée + de CI₆).

Si vous revenez au schéma général de la figure 3, vous allez constater qu'un certain nombre de résistances et de condensateurs ont été ajoutés sur l'entrée. Les résistances R₁₃ et R₁₄ constituent un pont diviseur affaiblissant le signal dans un rapport de 1/10^e, de façon à éviter tout écrêtage dans l'amplificateur à gain variable lorsque un ou plusieurs curseurs de potentiomètres sont placés à fond. Le condensateur C₁₂ sert de liaison entre le pont diviseur et la résistance R₁₂ de l'amplificateur, comme le condensateur C₁₁ qui joue le rôle de condensateur de sortie.

Regardons maintenant les filtres d'un peu plus près. La figure 4-b reproduit le schéma d'un filtre. Pour ceux qui connaissent les filtres actifs, il y a deux points qui choquent. D'abord, vous reconnaissez-là un filtre passe-haut et non un filtre de bande comme il est souhaitable et de plus, la sortie du filtre est en l'air, c'est-à-dire qu'elle n'alimente rien d'autre que le filtre lui-même. L'explication est la suivante : le filtre sert uniquement en résistance variable avec la fréquence. La résis-

tance série du filtre est égale à R₁ lorsqu'il est à la résonance et cette valeur croît dès que l'on s'écarte de la résonance. Cette utilisation très astucieuse de la caractéristique d'entrée du filtre explique les deux points d'interrogation que l'on pouvait se poser.

L'amortissement de la courbe de réponse du filtre est une autre caractéristique très intéressante, puisqu'elle conditionne la largeur de bande de chaque canal. Il est possible de jouer sur cette caractéristique en dosant judicieusement

le rapport des condensateurs C₁/C₂ et des résistances R₂/R₁. Pour un égaliseur à 5 canaux, ce rapport C₁/C₂ doit être de 20 afin que la largeur de bande corresponde à 2 octaves. Pour un égaliseur à 9 canaux, ce rapport est de 10 car la largeur de bande doit correspondre à 1 octave seulement. Fort de tous ces renseignements, le tableau suivant donne les différentes valeurs de C₁ et C₂ pour les diverses fréquences médianes f₁ à f₉, suivant qu'il s'agisse d'un égaliseur à 5 ou à 9 canaux.

Fréquence médiane	Egaliseur à 5 canaux		Egaliseur à 9 canaux	
	C ₁	C ₂	C ₁	C ₂
60 Hz	1 μF	47 nF	0,47 μF	47 nF
120 Hz			0,22 μF	22 nF
250 Hz	0,22 μF	10 nF	0,1 μF	10 nF
500 Hz			47 nF	4,7 nF
1 000 Hz	47 nF	2,2 nF	22 nF	2,2 nF
2 000 Hz			10 nF	1 nF
4 000 Hz	10 nF	470 pF	4,7 nF	470 pF
* (3 500 Hz)	* (15 nF)	* (680 pF)		
8 000 Hz			2,2 nF	220 pF
16 000 Hz	2,2 nF	100 pF	1 nF	100 pF
* (10 000 Hz)	* (4,7 nF)	* (220 pF)		

* Pour une utilisation sur voiture.

Quant au rapport des résistances R₂/R₁, il suffit de le choisir de façon à tomber pour C₁ et C₂ dans les valeurs normalisées des condensateurs. C'est ainsi que R₁ vaut 100 kΩ pour l'égaliseur à 5 canaux et 220 kΩ pour l'égaliseur à 9 canaux.

Le dernier point, et non des moindres, concerne l'astuce qui permet d'éviter l'emploi de deux tensions d'alimentation. Cela consiste à alimenter chaque amplificateur opérationnel entre + 10 V et masse et à fabriquer artificiellement un potentiel de référence + 5 V. C'est le rôle des deux zeners Z₁ et Z₂ qui constituent un pont diviseur par deux. Aucun condensateur de découplage n'est nécessaire, car la résistance interne du pont est quasi nulle. La résistance R₆ et le condensateur C₁₃ sont les habituels composants de découplage de l'alimentation du préamplificateur.

Le circuit imprimé

La plaque de circuit imprimé ne mesure que 150 × 50 mm, malgré la quantité de composants nécessaires. Elle est en verre époxy simple face. Le tracé de ce circuit imprimé est indiqué à la figure 5.

En ce qui concerne les potentiomètres, l'auteur a dû se résigner à utiliser des modèles circulaires plutôt que des modèles rectilignes, car il lui a été impossible de trouver chez ses revendeurs habituels des petits potentiomètres rectilignes de 30 mm de course. On ne trouve, semble-t-il, que des modèles de 40 mm de course, ce qui ne permet pas de réaliser une face avant suffisamment étroite, comme celle des boosters-égaliseurs du commerce.

Le câblage des divers composants ne pose guère de problèmes. L'implantation

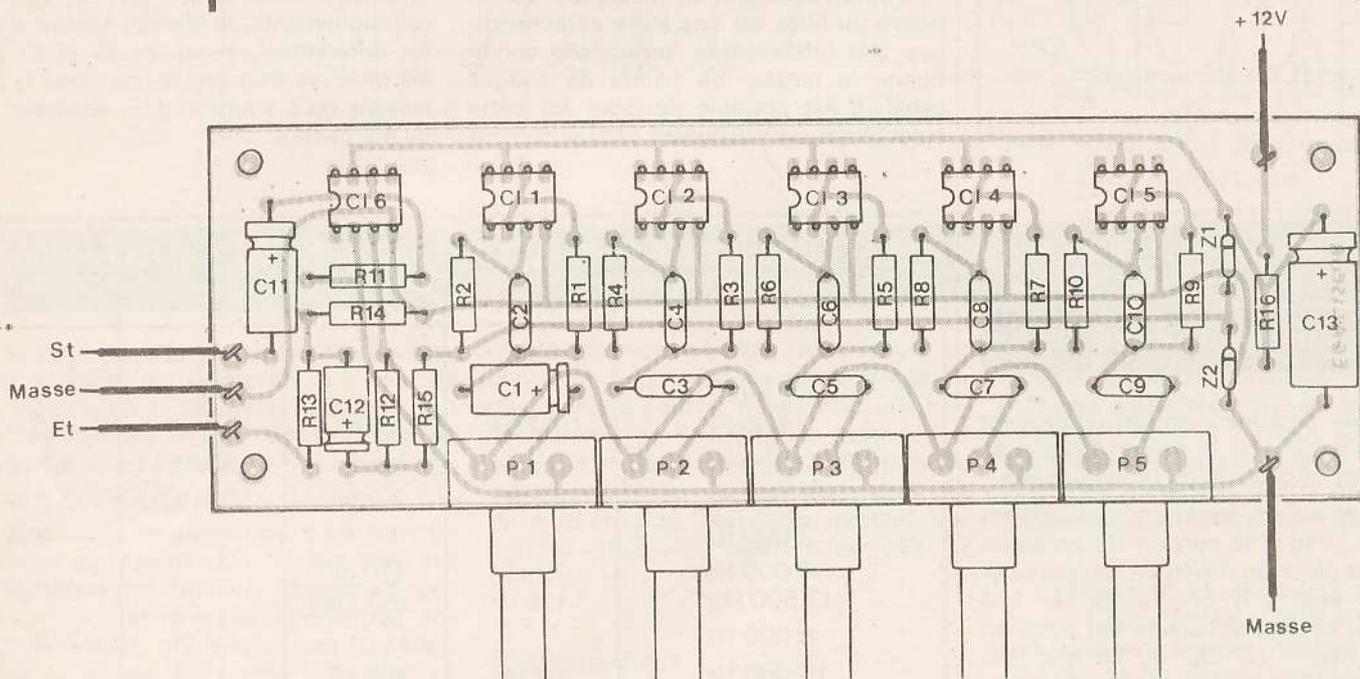
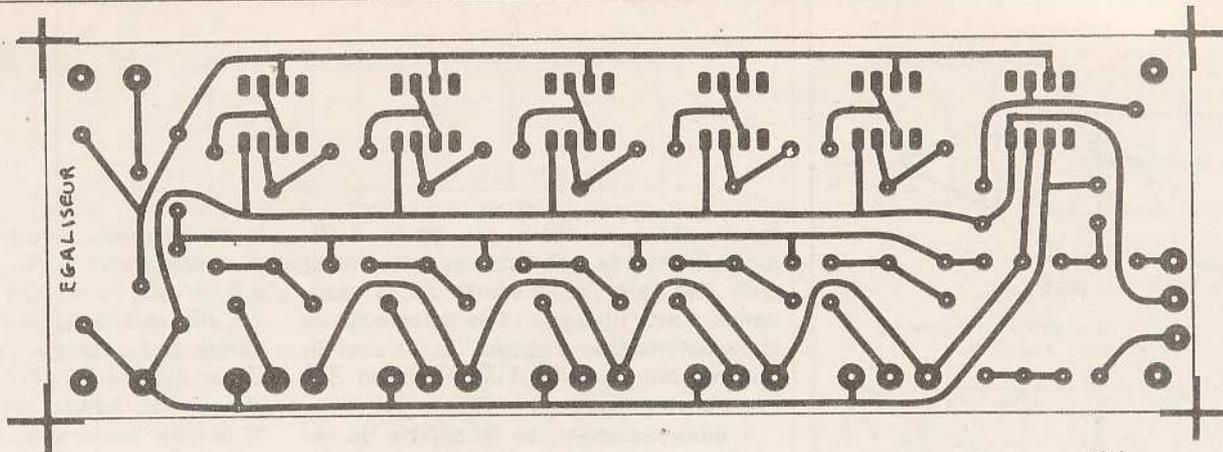


Fig. 5. et 6. — Compte tenu de sa simplicité, le circuit imprimé se reproduira facilement à l'aide d'éléments Mecanorma. Implantation pratique des éléments sur la carte imprimée.

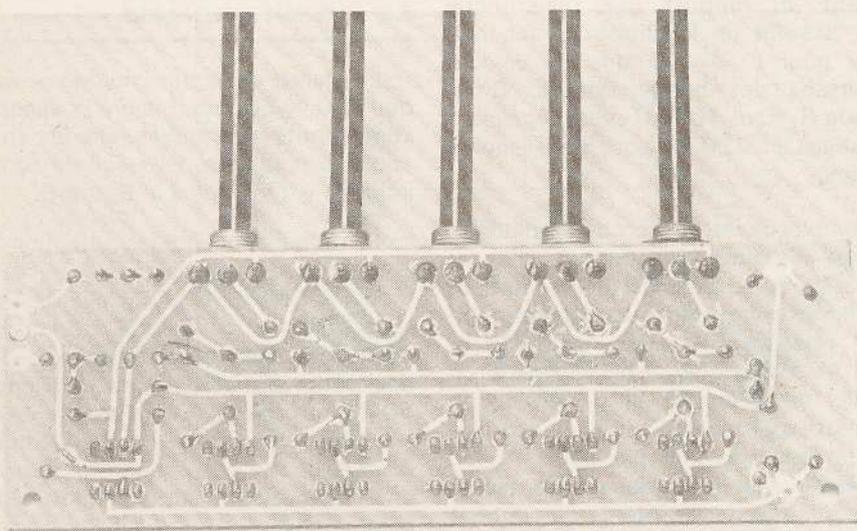


Photo 2. — Un tracé de circuit imprimé proprement reproduit.

des composants est donnée à la figure 6. Commencez par souder les résistances et les condensateurs avant de placer les circuits intégrés 741. Terminez en soudant les 5 potentiomètres le plus soigneusement possible. Ainsi, il n'y aura aucun problème d'alignement entre les divers axes et les trous de passage de la face avant. N'oubliez pas de scier les axes à la bonne longueur avant de souder les potentiomètres sur le circuit imprimé.

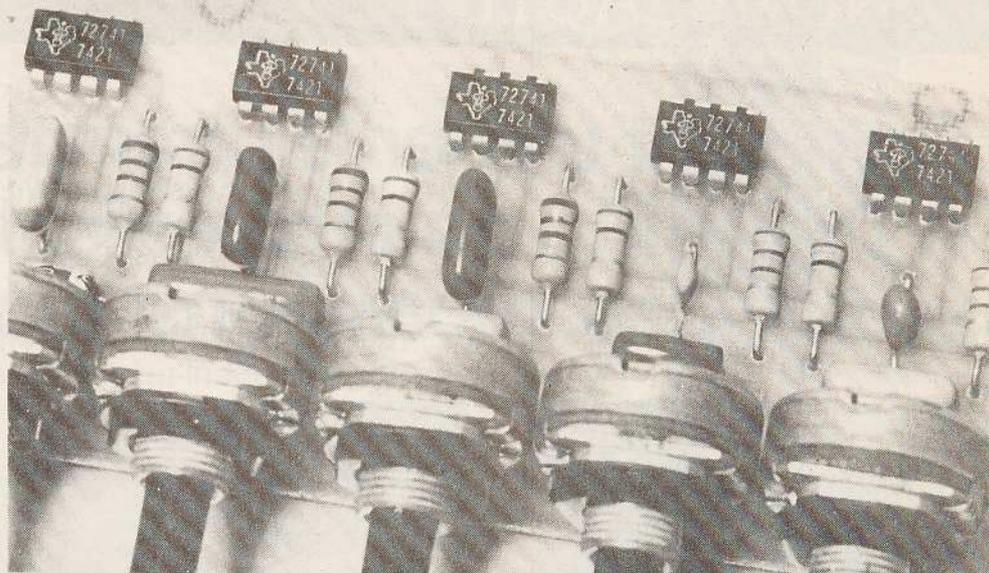


Photo 3. - Des 741 estampillés Texas Instruments...

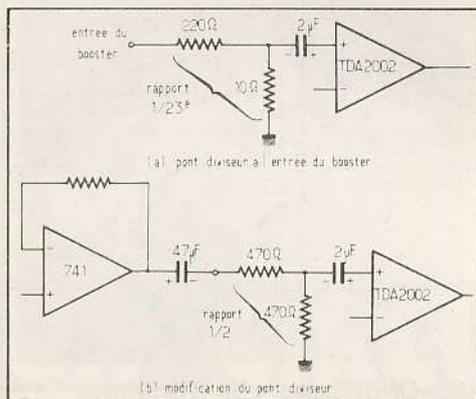


Fig. 7. - Pour le raccordement du préamplificateur-égaliseur au booster, il conviendra de procéder à quelques modifications à l'entrée du booster pour une bonne adaptation d'impédance.

Les essais

Comme son nom l'indique, ce préamplificateur-égaliseur doit être raccordé sur un booster. Si vous avez réalisé celui décrit dans un précédent numéro, il va vous falloir modifier la valeur du pont diviseur d'entrée du booster.

Si vous vous reportez à la figure 7, vous constatez qu'à l'entrée du booster il y a un pont diviseur constitué de deux résistances, une de 220 Ω et une de 10 Ω. Ce pont atténue le signal dans le rapport 1/23^e, de façon à compenser le gain de l'amplificateur.

Comme il a été décrit précédemment, ce préampli-égaliseur possède à l'entrée un pont diviseur qui atténue le signal dans un rapport 1/11^e. Il convient donc de remplacer le pont diviseur du booster par un pont d'atténuation 1/2, de façon à ce que l'atténuation globale soit de 1/22^e, valeur quasi identique à celle d'origine. Attention, toutefois, à la valeur

de ces résistances. Elles ne doivent pas être trop faibles, car le 741 ne supporte pas une charge inférieure à 1 kΩ. On prendra dans ces conditions deux résistances de 470 Ω.

Ceci réalisé, il ne vous reste plus qu'à brancher l'alimentation 12 V sur le préampli-égaliseur et à tourner les boutons... L'oreille fera le reste !

Conclusion

Voilà un petit montage, tout simple, qui vous donnera beaucoup de satisfaction. Il contribuera à augmenter le confort d'écoute de votre autoradio ou de votre lecteur de cassettes qui, le plus souvent sont dépourvus de réglages de tonalité. Avec ce préampli-égaliseur, vous en possédez cinq !

Un tel préamplificateur peut être modifié à votre gré. Vous pouvez en faire un modèle stéréophonique et, si 12 circuits intégrés 741 vous font peur, vous pouvez utiliser des LM324 par exemple, qui comportent 4 amplificateurs opérationnels par boîtier. Vous pouvez également construire un modèle d'égaliseur à 9 canaux, les valeurs sont indiquées dans l'article. Et pourquoi pas un égaliseur stéréophonique à 9 canaux ?

L'auteur n'a qu'un regret, c'est de ne pas avoir trouvé de potentiomètres rectilignes de faibles dimensions. Si jamais il en trouve, il vous promet une réalisation complète de booster-égaliseur avec boîtier et tout et tout... et même avec une entrée micro !

J.-C. F.

Liste

des composants

- R₁ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₂ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₃ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₄ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₅ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₆ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₇ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₈ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₉ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₁₀ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₁₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₁₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₁₃ : 100 Ω (marron, noir, marron)
- R₁₄ : 10 Ω (marron, noir, noir)
- R₁₅ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₁₆ : 100 Ω (marron, noir, marron)
- P₁ : potentiomètre 10 kΩ A
- P₂ : potentiomètre 10 kΩ A
- P₃ : potentiomètre 10 kΩ A
- P₄ : potentiomètre 10 kΩ A
- P₅ : potentiomètre 10 kΩ A
- C₁ : 1 μF/25 V chimique
- C₂ : 47 nF (jaune, violet, orange)
- C₃ : 0,22 μF (rouge, rouge, jaune)
- C₄ : 10 nF (marron, noir, orange)
- C₅ : 47 nF (jaune, violet, orange)
- C₆ : 2,2 nF (rouge, rouge, rouge)
- C₇ : 15 nF (marron, vert, orange)
- C₈ : 680 pF
- C₉ : 4,7 nF (jaune, violet, rouge)
- C₁₀ : 220 pF
- C₁₁ : 47 μF/25 V chimique
- C₁₂ : 2,2 μF/25 V chimique
- C₁₃ : 100 μF/25 V chimique
- CI₁ : circuit intégré 741
- CI₂ : circuit intégré 741
- CI₃ : circuit intégré 741
- CI₄ : circuit intégré 741
- CI₅ : circuit intégré 741
- CI₆ : circuit intégré 741
- Z₁ : diode Zener 5,1 V/400 mW
- Z₂ : diode Zener 5,1 V/400 mW



ICL 8038

Pendant des décennies, les signaux de la gamme, dite des basses fréquences (s'étendant souvent, en fait, jusqu'à plusieurs centaines de kilohertz), n'ont guère été élaborés qu'à partir d'oscillateurs sinusoïdaux : ponts de Wien, réseaux déphaseurs, etc. Les générateurs de fonctions, qui tendent à prendre la relève, construisent simultanément des triangles et des créneaux. On n'obtient les sinusoïdes qu'indirectement, par mise en forme des signaux triangulaires, aux applications très nombreuses. La conception et la construction d'un générateur de fonctions sont une entreprise accessible à l'amateur expérimenté, grâce à l'apparition de circuits intégrés spécialisés, qui ne nécessitent que quelques composants externes. L'un de ceux-ci, fabriqué par Intersil, porte la référence ICL 8038. Nous pensons faire œuvre utile pour nos lecteurs en analysant le fonctionnement de ce circuit et en proposant une schémathèque d'utilisation.

UN CIRCUIT INTEGRE GENERATEUR DE FONCTIONS

1 - La génération de signaux triangulaires et rectangulaires

Il existe plusieurs schémas maintenant classiques, capables d'engendrer, en même temps, des triangles et des créneaux. Nous ne retiendrons que celui mis en œuvre dans le circuit ICL 8038.

Le synoptique en est donné à la figure 1, tout l'ensemble fonctionnant sous la tension d'alimentation $+V_{cc}$. G_1 et G_2 sont des générateurs de courant qui débitent, en permanence, des intensités constantes : I pour G_1 , et $2I$ pour G_2 .

Supposons d'abord l'interrupteur K ouvert : le courant I qui sort de G_1 , ne peut qu'emprunter le chemin noté (a). Si les circuits situés en aval ne consomment aucun courant sur leurs entrées, toute l'intensité I sert à charger le condensateur C . Aux bornes de ce dernier, la tension V_c croît linéairement.

Fermes maintenant l'interrupteur K . Le générateur G_1 envoie toujours, dans C , une intensité I . Mais, en même temps,

l'autre générateur G_2 , absorbe une intensité double, $2I$. Finalement, on observe un courant résultant I dans le sens (b), et le condensateur se décharge. A ses bornes, la tension V_c décroît linéairement.

Si on répète périodiquement les ma-

nœuvres d'ouverture et de fermeture de K , la tension au point A , sur l'armature supérieure du condensateur, est formée d'une succession de segments montants et descendants : il s'agit donc d'un signal triangulaire.

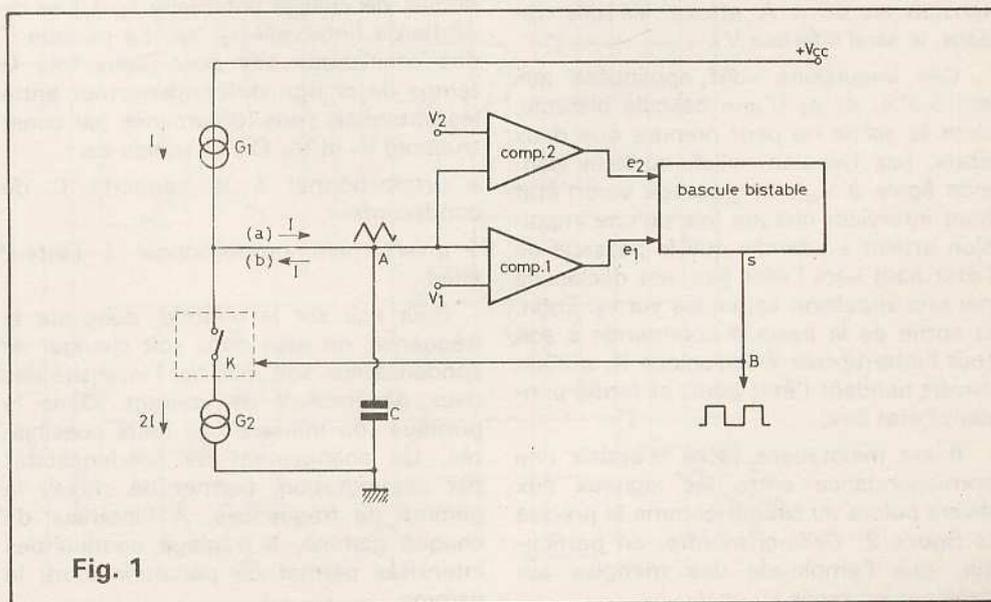


Fig. 1

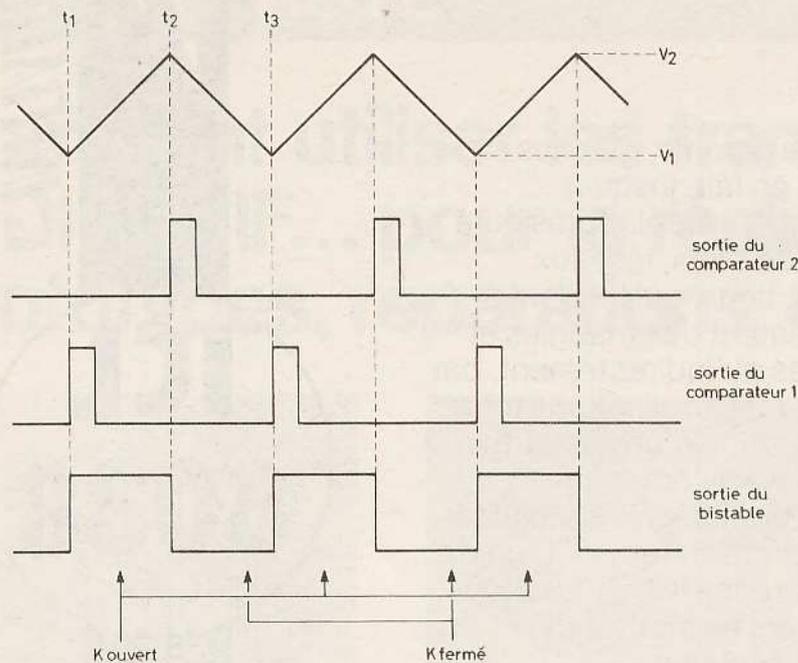


Fig. 2

Il reste à résoudre maintenant le problème de l'ouverture et de la fermeture automatiques de K, qui sera évidemment un interrupteur électronique, par exemple un transistor alternativement saturé (interrupteur fermé) et bloqué (interrupteur ouvert). Pour cela, on applique les triangles aux entrées de deux comparateurs (comp. 1 et comp. 2 sur la figure). L'autre entrée de chaque comparateur, est reliée à un potentiel de référence constant, V_1 ou V_2 , avec V_2 supérieur à V_1 . Lorsque la tension au point A atteint, en croissant, le seuil V_2 , le comparateur 2 délivre une impulsion sur sa sortie. Le comparateur 1 en fait de même lorsque la tension au point A atteint, en décroissant, le seuil inférieur V_1 .

Ces impulsions sont appliquées aux entrées e_1 et e_2 d'une bascule bistable, dont la sortie ne peut prendre que deux états, bas (tension nulle), ou haut (tension égale à V_{cc}). Le passage vers l'état haut intervient chaque fois qu'une impulsion atteint e_1 , tandis que le passage de l'état haut vers l'état bas, est déclenché par une impulsion appliquée sur e_2 . Enfin, la sortie de la bascule commande à son tour l'interrupteur électronique K, qui est ouvert pendant l'état haut, et fermé pendant l'état bas.

Il est maintenant facile d'établir une correspondance entre les signaux aux divers points du circuit, comme le précise la figure 2. Celle-ci montre, en particulier, que l'amplitude des triangles est fixée par les seuils V_1 et V_2 .

On dispose finalement des deux types de signaux annoncés plus haut : les triangles aux bornes du condensateur C (point A) et les créneaux à la sortie de la bascule (point B).

II - Réglage de la fréquence d'oscillation

Puisque G_2 absorbe un courant d'intensité double de celui que fournit G_1 , les intensités de charge et de décharge du condensateur sont égales, ainsi que les durées de charge (intervalle t_1, t_2) et de décharge (intervalle t_2, t_3). La période T des oscillations est donc deux fois le temps de charge du condensateur entre les potentiels fixes (déterminés par construction) V_1 et V_2 . Or, ce temps est :

- proportionnel à la capacité C du condensateur,
- inversement proportionnel à l'intensité I.

Pour agir sur la période, donc sur la fréquence, on peut donc soit changer de condensateur, soit modifier l'intensité des deux générateurs de courant. Dans la pratique, on utilisera ces deux possibilités. Un changement de condensateur, par commutation, permet de choisir la gamme de fréquences. A l'intérieur de chaque gamme, le réglage continu des intensités permet de parcourir toute la gamme.

III - Obtention des sinusoïdes

Le type d'oscillateur que nous venons de présenter ne délivrant que des triangles et des créneaux, les sinusoïdes ne peuvent être obtenues qu'indirectement. On utilise, à cet effet, un circuit de mise en forme des signaux triangulaires.

Le principe de l'opération est illustré par les figures 3 et 4. La tension d'entrée, triangulaire, et notée v_e , parvient à l'extrémité gauche de la résistance R (fig. 3). Tant qu'elle reste inférieure, en valeur absolue, au seuil v_1 (donc, à fortiori, au seuil plus élevé v_2), toutes les sources de tensions $+v_1, -v_1, +v_2$ et $-v_2$ demeurent bloquées : aucun courant ne circule à travers les résistances R_1 à R'_2 . Si le circuit d'utilisation branché à la sortie du réseau offre une impédance infinie, ou du moins très grande par rapport à R, la tension de sortie v_s reproduit fidèlement la tension d'entrée v_e . C'est ce qu'on observe le long des segments AB, FG, GH et LM de la figure 4.

Supposons, maintenant, que la tension d'entrée dépasse en valeur absolue le seuil v_1 , sans atteindre pourtant v_2 . Les sources $+v_1$ et $-v_1$ conduisent respectivement pendant les alternances positives et négatives, et les résistances R_1 ou R'_1 forment alors des diviseurs de tension avec R. Le signal de sortie croît moins vite que le signal d'entrée, et v_s suit les segments BC, EF (alternances positives) puis HI, KL (alternances négatives) de la figure 4.

Au-delà du seuil v_2 , les résistances R_2 et R'_2 dérivent à leur tour une partie du signal d'entrée, ce qui correspond, pour v_1 , aux segments CD, DE, IJ et JK.

Par cette méthode, on remplace donc les triangles par un signal formé d'une suite de segments plus ou moins inclinés.

Avec un nombre suffisant de points de cassure, et en choisissant convenablement les seuils successifs, on peut donner à v_s une forme extrêmement voisine de la sinusoïde (signal pseudo-sinusoidal).

Signalons d'ailleurs que, dans la pratique, les transitions ne s'opèrent pas aussi brutalement que dans l'exemple hypothétique de la figure 4, ce qui contribue à l'obtention d'une courbe continue encore plus voisine d'une sinusoïde parfaite. Dans la récente description d'un minigénérateur de fonctions (Electronique

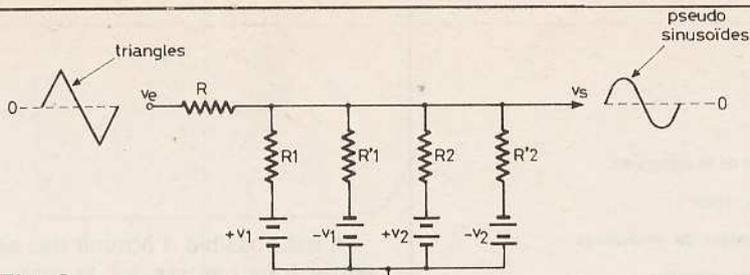


Fig. 3

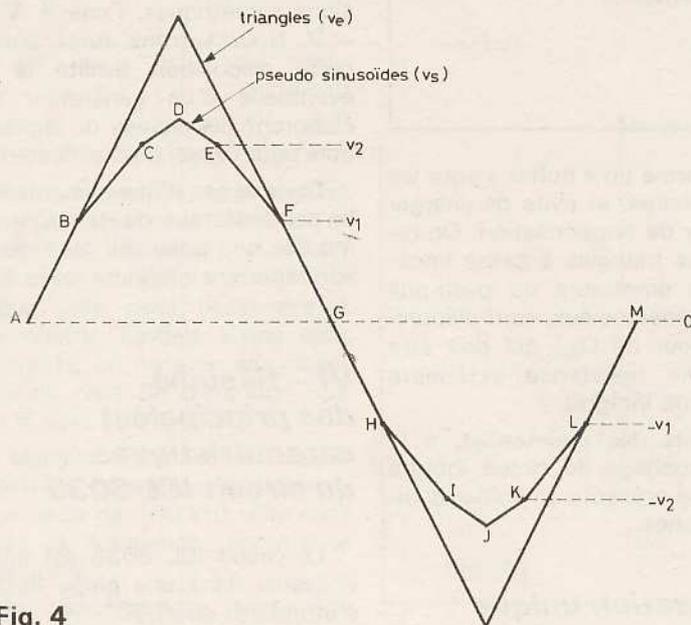


Fig. 4

Pratique n° 43), nous avons donné un exemple de circuit de mise en forme très simple, à quatre diodes : le lecteur pourra s'y reporter.

Le convertisseur triangles-sinusoides du circuit intégré ICL 8038, plus performant, est aussi beaucoup plus compliqué, puisqu'il met en jeu 16 transistors, et les

résistances associées (transistors Q_{41} à Q_{56} du schéma complet donné en figure 5). Chaque transistor commence à conduire pour un seuil déterminé par sa polarisation de base, et on se rapproche ainsi de la sinusoïde parfaite avec une erreur inférieure à 0,5 % (à l'aide d'un réglage externe, entre la broche 12 du circuit intégré et la masse : nous y reviendrons).

IV – Schéma complet du circuit ICL 8038

On le trouvera à la figure 5, déjà citée précédemment. Nous ne reparlerons pas du conformateur de sinusoides, qui vient de faire l'objet d'une analyse.

Les sources de courants G_1 et G_2 du synoptique de la figure 1, sont ici constituées par l'ensemble des transistors Q_1 à Q_9 , et leurs intensités dépendent, entre autres facteurs, du choix des résistances externes au circuit, $R_{EXT A}$ et $R_{EXT B}$, connectées entre le pôle positif de l'alimentation et les émetteurs de Q_2 et de Q_3 (bornes 4 et 5 du circuit). D'autre part, on peut régler l'intensité par l'intermédiaire du potentiel de la base de Q_1 ,

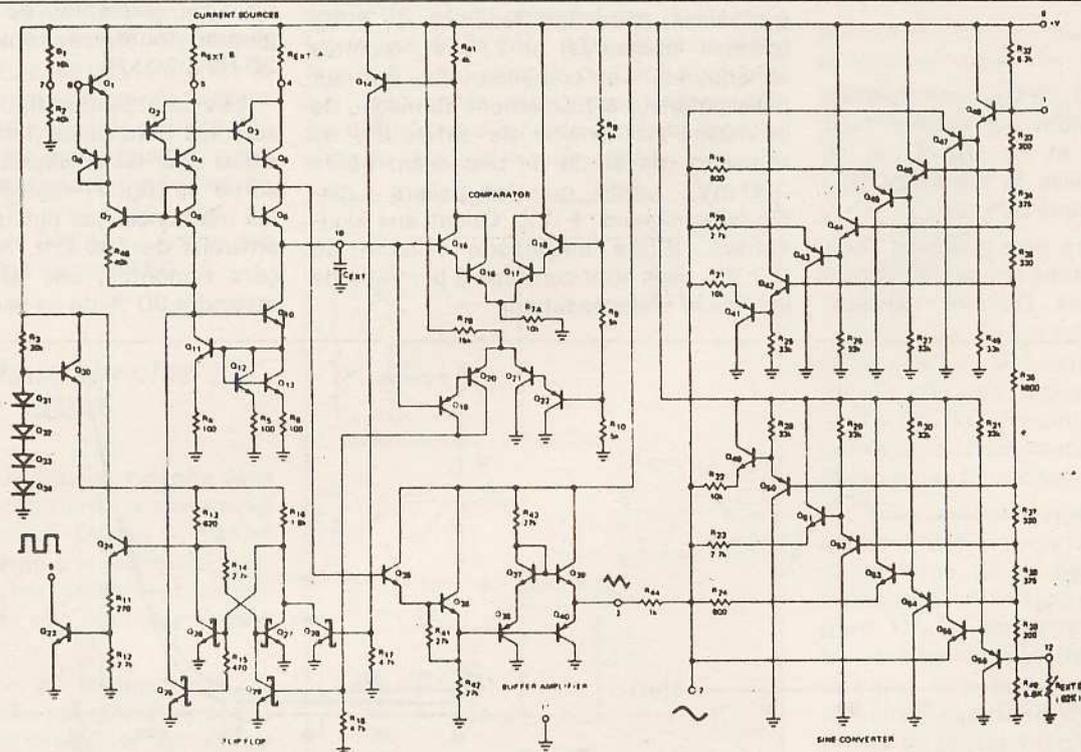


Fig. 5

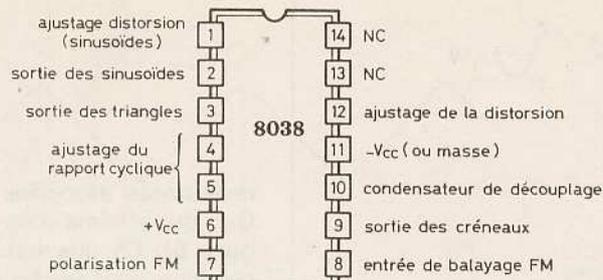


Fig. 6

(borne 8 du circuit) : ceci permet de commander la fréquence par une tension, et se révèle très utile pour un balayage en fréquence, applicable par exemple au relevé automatique d'une courbe de réponse.

Les deux comparateurs, construits sous la forme d'amplificateurs différentiels, mettent en jeu les transistors Q_{15} à Q_{18} d'une part, et Q_{19} à Q_{22} d'autre part. Les bases de Q_{15} et de Q_{19} constituent les deux entrées reliées au condensateur de temporisation. Les tensions de référence V_1 et V_2 de la figure 1, appliquées respectivement aux bases de Q_{22} et Q_{18} , sont prises sur le diviseur R_8, R_9, R_{10} . Comme ces trois résistances ont la même valeur, on voit que l'amplitude des triangles atteint le tiers de la tension d'alimentation, car :

$$V_1 = \frac{V_{cc}}{3}$$

et

$$V_2 = \frac{2 V_{cc}}{3}$$

Les transistors Q_{26} à Q_{29} constituent la bascule bistable, dont les entrées sont les bases de Q_{28} et de Q_{29} . Enfin, le commutateur K utilise le transistor Q_{25} , alternativement bloqué ou saturé.

On trouve d'autre part quelques composants utilisés comme circuits d'adaptation pour les sorties. D'abord, l'ensem-

ble Q_{35} à Q_{40} forme un « buffer » pour les signaux triangulaires, et évite de charger le condensateur de temporisation. On retrouve donc des triangles à basse impédance, sur les émetteurs du push-pull Q_{39}, Q_{40} . Les créneaux, eux, sont disponibles au collecteur de Q_{23} , qui doit être chargé par une résistance extérieure (borne 9 du circuit intégré).

Nous donnons dès maintenant, à la figure 6, le brochage du circuit intégré ICL 8038, qui se présente en boîtier dual-in-line à 14 broches.

V – Alimentation unique ou alimentation double ?

Dans le synoptique de la figure 1, le circuit est supposé alimenté entre la masse, et une tension positive unique $+V_{cc}$. Nous avons vu précédemment que, dans ces conditions, les triangles évoluaient entre les tensions $1/3 V_{cc}$ (pointes inférieures) et $2/3 V_{cc}$ (pointes supérieures). Les créneaux, eux, ont leur palier inférieur sensiblement au niveau de la masse (la tension de saturation du transistor de sortie ne dépassant guère 200 mV), tandis que les paliers supérieurs atteignent $+V_{cc}$. Quant aux sinusoïdes, d'une amplitude voisine de $0,2 V_{cc}$, elles sont centrées à la moitié de la tension d'alimentation.

Il est possible d'obtenir des signaux de sortie tous centrés sur la masse, en alimentant le circuit à l'aide de deux tensions symétriques, l'une $+V$, et l'autre $-V$. Nous verrons aussi, plus loin, que cette disposition facilite la réalisation éventuelle d'un générateur tone-burst, élaborant des salves de signaux, et très utile pour l'essai d'amplificateurs BF.

Dans le cas d'une alimentation double, le condensateur de temporisation (d'un modèle non polarisé), aura généralement son armature inférieure reliée à la masse.

VI – Résumé des principales caractéristiques du circuit ICL 8038

Le circuit ICL 8038 est normalement utilisable dans une plage de fréquences s'étendant de 0,001 Hz jusqu'à quelques centaines de kilohertz. Moyennant certaines particularités que nous précisons dans la schémathèque, on peut, pour une même capacité du condensateur de temporisation (donc à l'intérieur d'une seule gamme), faire varier la fréquence dans un rapport 1000. Il est ainsi possible, par exemple, de couvrir en une gamme toute les fréquences audio, de 20 Hz à 20 kHz.

Les courbes des figures 7 et 8 précisent les principales performances accessibles pour les sinusoïdes. L'amplitude de sortie v_s (fig. 7) reste constante depuis les fréquences les plus basses, jusqu'aux environs de 100 kHz. Après une très légère remontée, elle décroît alors, pour atteindre 90 % de sa valeur vers 1 MHz.

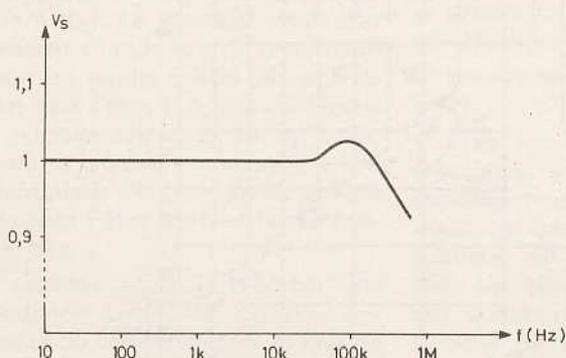


Fig. 7

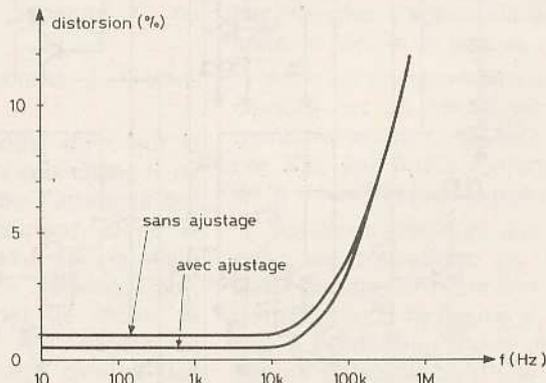


Fig. 8

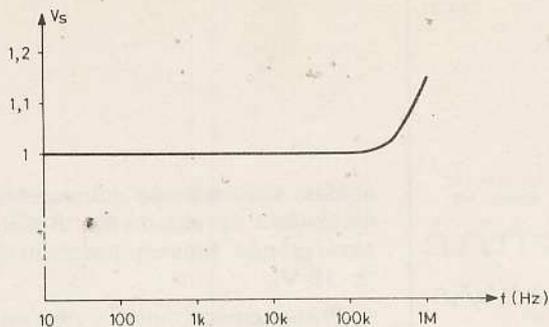


Fig. 9

La distorsion accessible sans réglage particulier, ne dépasse pas 1 % aux fréquences moyennes et basses. Avec un réglage que nous détaillerons dans la schémathèque, elle peut descendre à 0,5 %. Par contre, au-delà d'une centaine de kilohertz, on note un accroissement rapide du taux de distorsion, qui dépasse 10 % vers 500 kHz (fig. 8).

Pour les signaux triangulaires, l'amplitude se maintient constante, également, jusqu'au voisinage de 100 kHz. Elle croît ensuite avec la fréquence, comme le montre la figure 9.

Une autre caractéristique importante des triangles, réside dans leur linéarité. La courbe de la figure 10 prouve que celle-ci est excellente (de l'ordre de 0,1 %) jusque vers 100 kHz. On observe, ensuite, une détérioration assez rapide.

Pour les créneaux, le paramètre principal concerne les temps de montée et de descente. Ceux-ci dépendent de la résistance de charge branchée en sortie (borne 9 du boîtier), ainsi que le montre la figure 11. La variation apparaît surtout importante pour les temps de montée. De toute façon, les meilleurs résultats s'obtiennent en égalisant ces deux durées, ce qui correspond à une résistance de charge de l'ordre de 800 Ω, et donne des temps de transition voisins de 50 ns.

VII - Utilisations simples du circuit ICL 8038

Les schémas que nous proposons dans cette rubrique, permettent de réaliser un générateur de fonction simple, en n'ajoutant au circuit intégré que quelques composants externes. Ils présentent cependant des faiblesses que nous signalerons au passage.

Dans le schéma de la figure 12, la gamme de fréquence est sélectionnée par le choix du condensateur de temporisation (C₁, C₂ ou C₃) à l'aide du commutateur K, tandis que le potentiomètre P

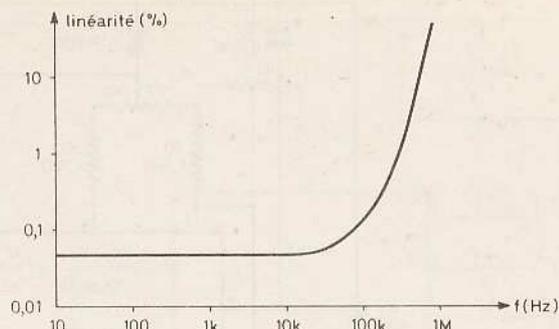


Fig. 10

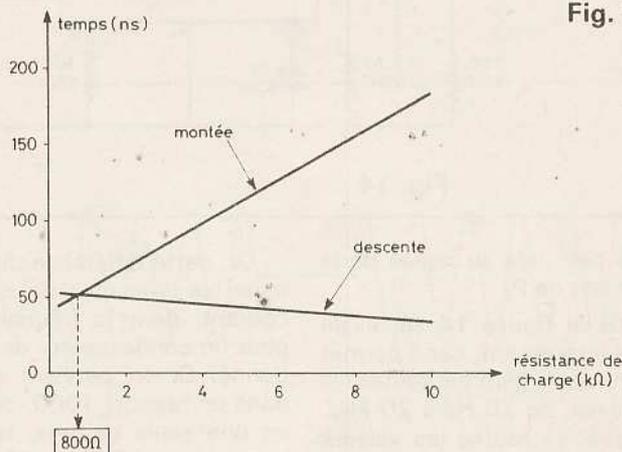


Fig. 11

commande la variation continue de la fréquence, à l'intérieur de chaque gamme. On remarquera que les bornes 4 et 5 se trouvent réunies, ce qui ne permet pas d'ajuster au mieux la symétrie des signaux. De même, aucun réglage n'est prévu pour minimiser la distorsion, la borne 12 étant chargée par une résistance fixe de 82 kΩ : il faudra donc s'attendre à une distorsion de l'ordre de 1 % aux fréquences moyennes (voir la figure 8). Nous avons déjà indiqué les raisons du choix de la résistance R₂.

La fréquence d'oscillation se calcule à partir des valeurs de R (somme de R₁ et de la partie utile du potentiomètre P) et du condensateur de temporisation C, par la relation :

$$f = \frac{0,15}{RC}$$

où f s'exprime en hertz lorsque R est donnée en ohms et C en farads. Par exemple, pour un générateur de 20 Hz à 20 kHz en trois gammes, on pourra prendre :

- C₁ = 1 nF
- C₂ = 10 nF
- C₃ = 100 nF
- R₁ = 1 kΩ
- P = 10 kΩ

Lorsqu'on désire minimiser le taux de distorsion des sinusoïdes, il faut remplacer R₃ par une résistance ajustable de 100 à 150 kΩ. Notons cependant que ce perfectionnement reste illusoire si on ne dispose pas d'un distorsiomètre...

Pour permettre un réglage parfait de la symétrie des signaux, on pourra modifier le montage de la figure 12 selon les indications du schéma partiel de la figure 13. En permettant de déséquilibrer les résistances des deux générateurs de courant, le potentiomètre P₂ rattrape la symétrie imparfaite des composants internes du circuit intégré. Ce réglage n'est valable, toutefois, que pour une seule fréquence à l'intérieur de chaque gamme :

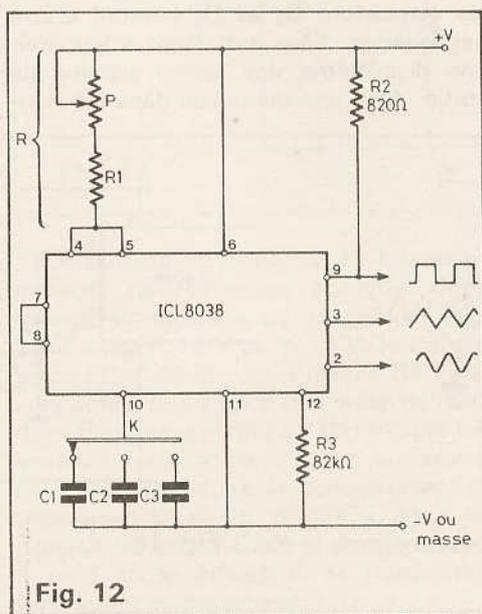


Fig. 12

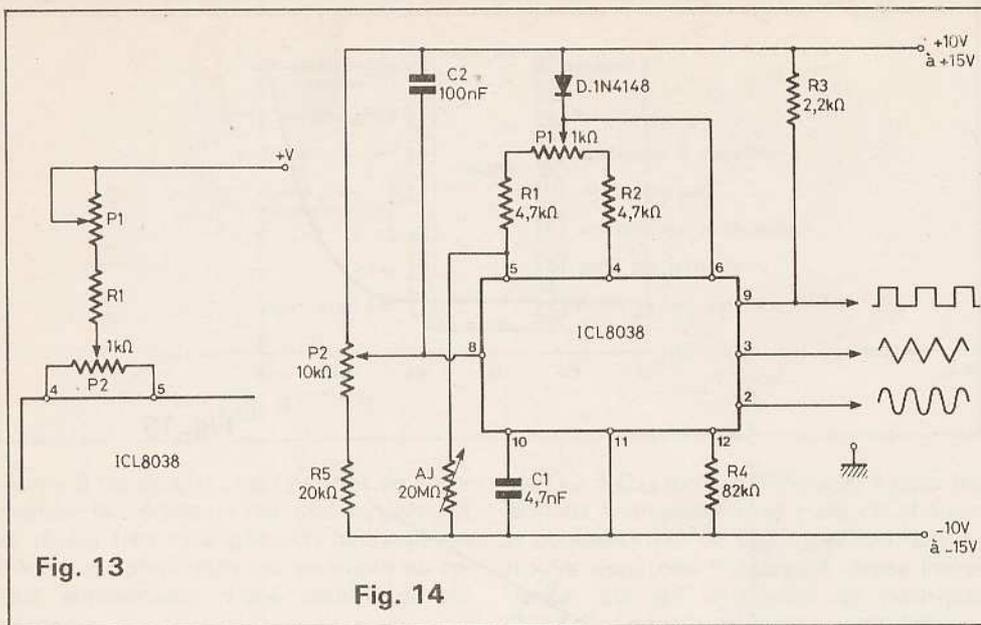


Fig. 13

Fig. 14

on la choisira à peu près au milieu de la plage des variations de P_1 .

Le schéma de la **figure 14** se révèle particulièrement intéressant, car il permet de couvrir, en une seule gamme, toutes les fréquences audibles, de 20 Hz à 20 kHz. Nous y avons précisé toutes les valeurs des composants utilisés.

La compréhension de son fonctionnement nécessite un retour sur le schéma interne du circuit ICL 8038, donné en **figure 5**. Si on attribue des valeurs fixes aux résistances de collecteurs $R_{EXT A}$ et $R_{EXT B}$ des générateurs de courant (avec un éventuel ajustage pour la symétrie des signaux), les intensités que débite chacun d'entre eux ne dépendent plus que de la polarisation des bases des transistors Q_2 et Q_3 , c'est-à-dire, finalement, de celle de Q_1 (borne 8 du boîtier). Plus précisément, compte tenu du fait que Q_1 est un NPN, alors que Q_2 et Q_3 sont des PNP, on retrouve le même potentiel aux bornes 8, 5 et 4. Autrement dit, la différence de potentiel entre le pôle positif de l'alimentation, et la borne 8, est la même qu'aux bornes des résistances $R_{EXT A}$ et $R_{EXT B}$.

Or, cette différence de potentiel détermine les intensités de chaque source de courant, donc la fréquence d'oscillation, pour un condensateur de temporisation C donné. Si on parvient à la faire varier dans un rapport 1000, on pourra couvrir, en une seule gamme, la plage des fréquences de 20 Hz à 20 kHz, par exemple.

Toutefois, si on relie directement la borne 6 du boîtier au pôle + de l'alimentation, il reste toujours une centaine de millivolts aux bornes des charges des collecteurs, à cause de différences entre le V_{BE} (tension émetteur-base) de Q_1 , et ceux de Q_2 et Q_3 . Le remède consiste à abaisser le potentiel de la borne 6, ce qu'on obtient à l'aide de la diode D.

Nous ne pouvons, cependant, passer sous silence un défaut du montage. Aux plus basses fréquences, donc pour les très faibles intensités des générateurs de courants G_1 et G_2 , les dissymétries entre les transistors Q_2 et Q_3 cessent d'être négligeables. Elles entraînent à leur tour une dissymétrie des divers signaux de sortie, donc une distorsion dans les sinu-

soïdes. On minimise cet inconvénient en alimentant le circuit ICL 8038 sous la plus grande tension possible (30 V, ou ± 15 V).

Pratiquement, pour la mise au point du montage de la **figure 14**, on procédera de la façon suivante :

- Connecter provisoirement ensemble les bornes 7 et 8, placer le curseur de P_2 vers le bas, et régler la symétrie à l'aide de P_1 .

- Eventuellement, ajuster au minimum de distorsion par la borne 12, en remplaçant R_4 par une résistance variable.

- Débrancher la borne 7, et régler P_2 pour la fréquence minimale désirée (par exemple 20 Hz). Si on constate une réapparition de la dissymétrie, la corriger à l'aide de la résistance AJ.

VIII – Amélioration de la sortie « sinusoïdes »

Par construction, le circuit ICL 8038 délivre les sinusoïdes sous une impédance relativement élevée, voisine de 1 k Ω . Lorsqu'on désire une impédance plus basse, il convient d'ajouter un amplificateur supplémentaire.

Pour des fréquences relativement faibles (jusqu'à quelques dizaines de kilohertz), un amplificateur opérationnel du type 741 convient parfaitement. En le connectant comme l'indique la **figure 15**, on peut facilement interposer un potentiomètre pour le réglage continu de l'amplitude de sortie.

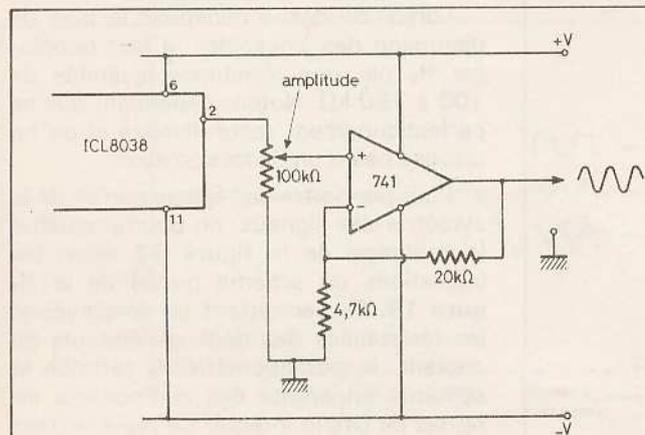


Fig. 15

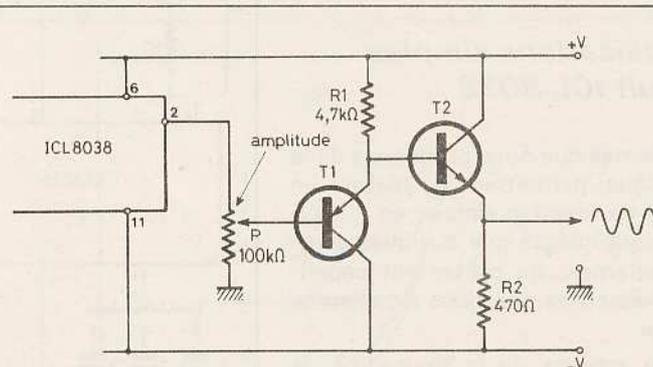


Fig. 16

A des fréquences plus élevées, l'amplificateur opérationnel peine à suivre, en raison des limitations de son « slew-rate ».

On pourrait y remédier par le choix d'amplificateurs rapides, mais il est souvent plus facile de recourir à des transistors. Le circuit de la **figure 16** utilise un PNP (T_1) et un NPN (T_2) montés tous les deux en collecteur commun. Grâce à cette association, les décalages dus aux V_{BE} des transistors s'annulent, et la sortie reste centrée sur le potentiel de la masse. On choisira naturellement des transistors capables de supporter toute la tension d'alimentation ($V \times 2$), et le fort courant de sortie de T_2 (V/R_2).

IX – Commande de fréquence par une tension

Il est utile de disposer d'un générateur dont la fréquence de sortie varie linéairement en fonction d'une tension de commande. Notons que c'est le cas du schéma de la **figure 12**, où cette tension de commande est fixée manuellement par P_2 . Mais on peut perfectionner le dispositif pour faire varier la fréquence à l'aide, par exemple, d'une tension en dents de scie : l'ensemble devient alors un vibulateur, et permet d'afficher, sur l'écran d'un oscilloscope, la courbe de réponse d'un amplificateur.

Une réalisation possible est indiquée dans la **figure 17**. La tension de commande, appliquée sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel, se retrouve avec la même amplitude sur sa sortie.

X – Générateur tone-burst

On appelle « tone-burst » un générateur qui délivre des salves de signaux, séparées par des zones de silence, comme le montre la **figure 18**. Un tel générateur est très utile, notamment, pour tester la réponse d'amplificateurs BF (dans le domaine de la Hi-Fi), à des signaux correspondant d'assez près aux conditions réelles d'écoute.

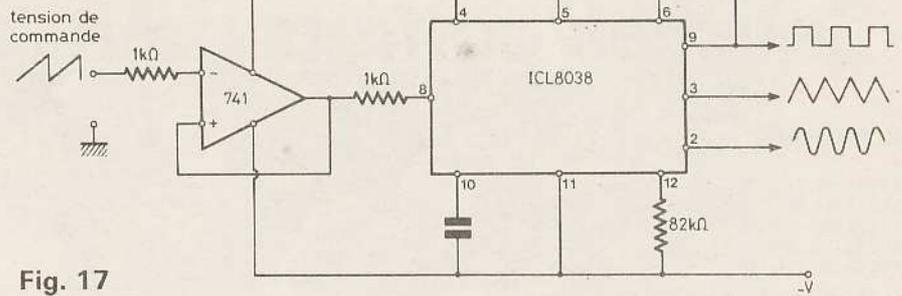


Fig. 17

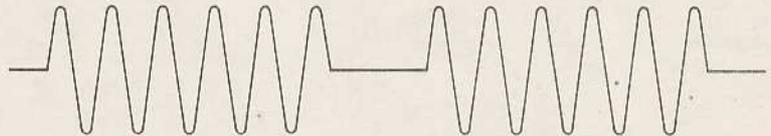


Fig. 18

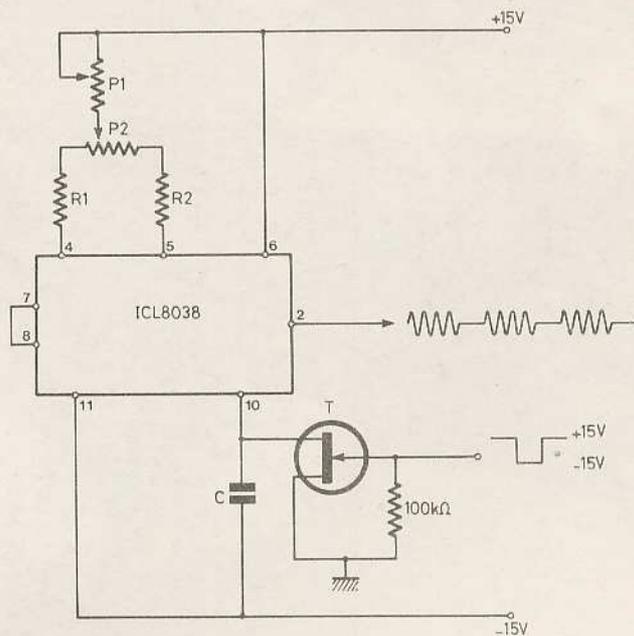


Fig. 19

Le schéma de la **figure 19** fournit un exemple de réalisation possible. Commandé, sur sa porte, par un crêteau évoluant entre -15 V et $+15\text{ V}$, le transistor à effet de champ T passe de l'état conducteur (résistance de l'ordre de quelques dizaines d'ohms) à l'état bloqué (résistance quasi infinie). Dans le premier cas, il court-circuite le condensateur de temporisation C, et supprime donc les signaux de sortie. Dans le deuxième cas, il perd toute influence, et l'oscillateur fonctionne normalement.

Conclusion

Avec le développement des circuits à large intégration, la réalisation d'un générateur de fonctions devient accessible très facilement. L'universalité du circuit ICL 8038 lui ouvre la voie de nombreuses applications, dont la schémathèque ci-dessus ne prétend donner qu'un aperçu : souhaitons pourtant qu'elle aidera tous ceux qui veulent expérimenter des montages aux possibilités presque infinies.

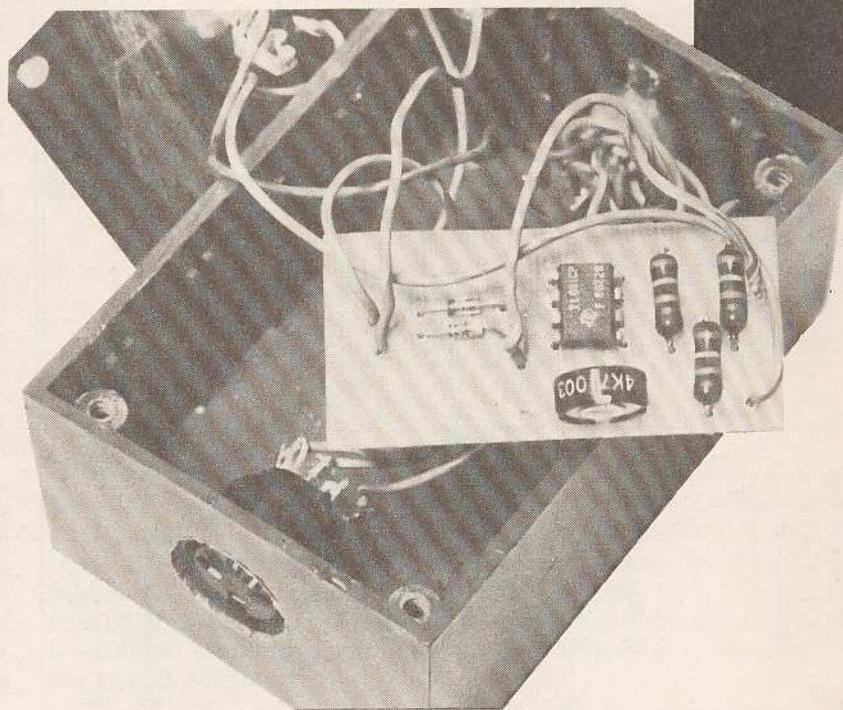
R. RATEAU

Connaissance des amplificateurs opérationnels



INITIATION

Le module, utilisé conjointement avec le module sommateur décrit dans un précédent numéro, vous permettra de réaliser un redresseur à double alternance. Utilisé avec le voltmètre à LED il autorisera la mesure de tensions négatives.



4. LE MODULE REDRESSEUR DOUBLE ALTERNANCE

Etude d'un redresseur simple rampe à amplificateur opérationnel

Considérons le schéma de la figure 1. Entre les bornes inverseuses et non-inverseuses de l'amplificateur opérationnel on a une tension e voisine de zéro.

D'autre part, nous savons qu'une diode peut être conductrice ou bloquée. La figure 2 et le tableau correspondant donnent les tensions et courant de diode ainsi que les modélisations dans les 2 cas bloqué et passant.

Lorsque la diode est bloquée, elle correspond dans le cas idéal à un interrupteur ouvert. Son schéma réel est une résistance R_i (résistance inverse) de valeur très grande. Le courant (courant inverse) qui circule dans la diode est extrê-

mement faible et négatif (cercle de la cathode vers l'anode). La tension $v = v_A - v_K$ est également négative.

Lorsque la diode est passante, elle correspond à un interrupteur fermé (court-circuit). En réalité, la diode pré-

sente une résistance (résistance directe) de faible valeur R_d qui dépend de la valeur du courant la traversant et une tension $v = v_A - v_K$ dite tension de déchet positive et égale dans le cas d'une diode au silicium à environ 0,6 V.

Fig. 1

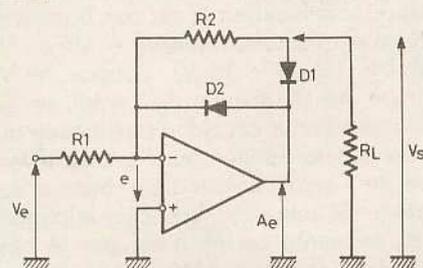
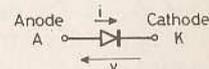


Fig. 2



	état bloqué	état passant
i	$i < 0 \approx 0 \text{ Amp}$	$i > 0$
v	$v < 0$	$v > 0 = v_d (\approx 0,6 \text{ V})$
schéma idéal		
schéma réel		

Fig. 3

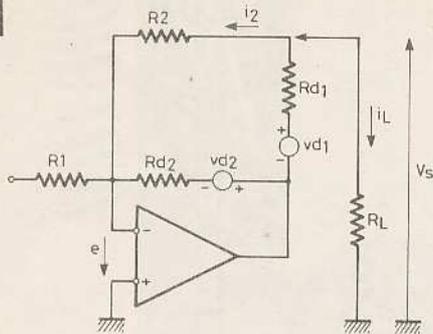


Fig. 4

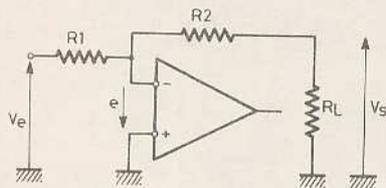


Fig. 5

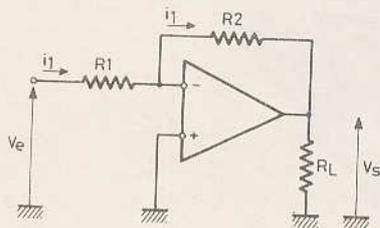


Fig. 6

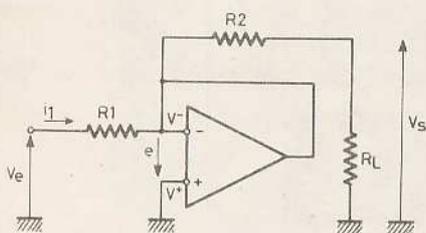


Fig. 7

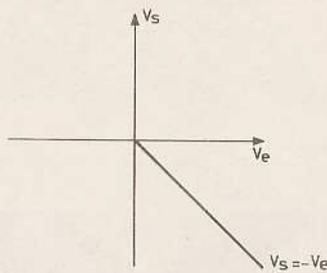


Fig. 8

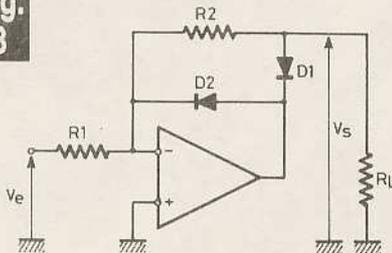


Fig. 9

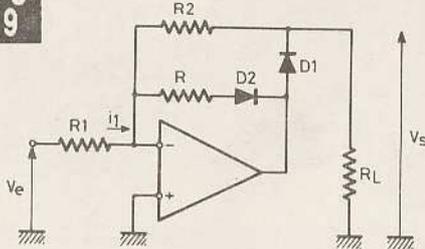
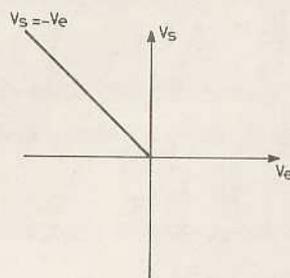


Fig. 10



c) Supposons maintenant que D_2 est bloquée et que D_1 est conductrice.

Le schéma est alors celui de la figure 5 (D_1 et D_2 sont remplacées par leur schéma idéal). On reconnaît la structure d'un amplificateur inverseur de tension. Le gain G est égal à :

$$G = -\frac{R_2}{R_1}$$

Donc :

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e$$

si $R_1 = R_2$; $V_s = -V_e$.

Les imperfections de la diode conductrice (D_1) sont sous influence sur la valeur de la tension de sortie.

L'état $V_s = -V_e$ n'est valable que si la diode D_2 est réellement bloquée donc si $V_s < 0$. Or, $V_s < 0 \Rightarrow i_1 > 0$ (i_1 est le courant qui circule dans R_1 et R_2) et $i_1 > 0 \Rightarrow V_e > 0$. Donc la relation $V_s = -V_e$ est valable seulement si $V_e > 0$.

d) D_2 conductrice, D_1 bloquée.

Le schéma est alors celui de la figure 6. La tension sur la borne non-inverseuse est sensiblement égale à zéro et comme l'extrémité de R_2 est à la masse il ne circule pratiquement aucun courant dans les 2 résistances R_2 et R_1 . V_s est donc nulle. Ceci est valable si D_2 est conductrice. Ceci impose :

$i_1 < 0$ donc $V_e < 0$ donc $V_s = 0$ si $V_e < 0$.

Pour conclure ce paragraphe nous voyons que la caractéristique de ce circuit est celle de la figure 7.

$V_e < 0 \Rightarrow V_s = 0$

$V_e > 0 \Rightarrow V_s = -V_e$ (si $R_1 = R_2$).

Examinons ce qui se passe lorsque l'on met en série avec la diode D_2 une résistance R (fig. 8).

Les états D_1 et D_2 passantes et D_1 et D_2 bloquées simultanément sont toujours impossibles.

De même si D_2 bloquée, D_1 passante on a :

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} V_e$$

et si D_2 passante, D_1 bloquée $V_s \neq 0$.

Donc l'introduction d'une résistance R en série avec la diode D_2 ne change rien à la caractéristique du montage.

Examinons maintenant ce qui se passe si l'on inverse le sens des diodes D_1 et D_2 . On obtient alors le schéma de la figure 9. Le lecteur pourra vérifier lui-même que les 2 états a et b D_1 et D_2 bloquées et D_1 et D_2 passantes sont impossibles. Voyons ce qui se passe dans les 2 autres cas. Si D_2 bloquée et D_1 passante. Le schéma est alors celui de la

Nous allons examiner les 4 cas possibles :

- D_1 et D_2 passantes.
- D_1 et D_2 bloquées.
- D_1 passante D_2 bloquée.
- D_1 bloquée D_2 passante.

a) Supposons D_1 et D_2 passantes : le schéma de la figure 1 se transforme en celui de la figure 3.

Nous allons montrer que cet état est impossible. En effet, l'amplificateur opérationnel est bouclé (réseau de contre-réaction) et donc e est peu différent de zéro.

La tension V_s de sortie donne 2 courants : i_2 dans R_2 positif et i_L dans R_L également positif si V_s est positive. Or, ces deux courants ne pouvant provenir de

D_1 étant donné qu'elle est supposée passante. Cela est donc impossible.

b) Supposons maintenant D_1 et D_2 bloquées.

Reportons-nous à la figure 4 (D_1 et D_2 sont remplacées par 2 interrupteurs ouverts). L'amplificateur n'est pas bouclé et la sortie est donc saturée $V_s = V^+$ ou $V_s = V^-$ (+ 15 ou - 15 V). Supposons $V_s = V^+ = Ae$ (A = gain de l'ampli op en boucle ouverte) e est donc positive ce qui montre que la tension sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur opérationnel est négative. Si cela était vrai cela impliquerait D_2 passante ce qui n'est pas le cas. Donc le cas D_1 et D_2 bloquées ne correspond pas à un équilibre du circuit et est impossible.

figure 5 si on remplace les diodes par leur modélisation idéale. La tension V_s est alors égale à :

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1}V_e = -V_e \text{ si } R_1 = R_2$$

Mais cet état n'est valable que si la diode D_2 est bloquée donc si $V_s > 0$. Or $V_s > 0 \Rightarrow i_1 < V_e < 0$. Donc $V_s = -V_e$ si $V_e < 0$.

Si maintenant D_2 passante et D_1 bloquée le schéma équivalent du circuit est celui de la figure 6. La tension V_s est égale à 0 à condition que D_2 soit conductrice. Cela impose $i_1 > 0$ donc $V_e > 0$. La caractéristique du montage de la figure 9 est donc donnée à la figure 10.

$V_s = 0$ si $V_e > 0$.

$V_s = -V_e$ si $V_e < 0$.

Etude d'un redresseur double rampe à amplificateur opérationnel

Considérons tout d'abord le schéma de la figure 11. On peut considérer ce circuit comme la superposition des circuits des figures 8 et 9. On a donc : $V_{s2} = -V_e$ si $V_e > 0$ et $V_{s2} = 0$ si $V_e < 0$. ($R_2 = R_1$). de même $V_{s3} = 0$ si $V_e > 0$ et $V_{s3} = -V_e$ si $V_e < 0$. ($R_3 = R_1$).

Ce circuit réalise donc un double redressement simple rampe. Supposons que l'on prenne la différence des tensions V_{s2} et V_{s3} ; $V_s = -(V_{s2}) + V_{s3}$. La tension V_s aura alors pour allure celle de la figure 12.

$V_s = V_e$ pour $V_e > 0$
 $V_s = -V_e$ pour $V_e < 0$
 donc $V_s = |V_e|$ (valeur absolue).

Il s'agit donc d'un redressement double alternance. Le module peut être réalisé simplement à l'aide du module redresseur et du soustracteur. Le schéma synoptique est donné figure 13.

Réalisation du module redresseur

Le schéma est celui de la figure 14.

P est un potentiomètre de compensation de la tension de décalage. Le circuit imprimé est donné figures 15 et 16.

On veillera à la bonne orientation du circuit intégré et des diodes D_1 et D_2 .

Les connexions à effectuer sont les suivantes :

Alimentation + 15 V - 15 V

Connecter la patte 3 de IC à la masse.

L'entrée est à relier à un jack miniature placé sur la face avant. Les 2 entrées S_1

Fig. 11

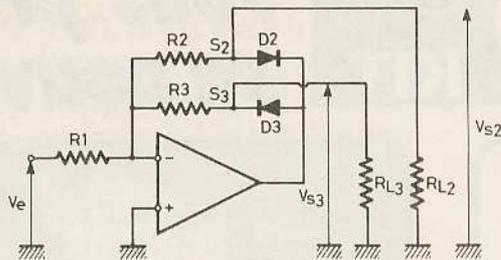


Fig. 13

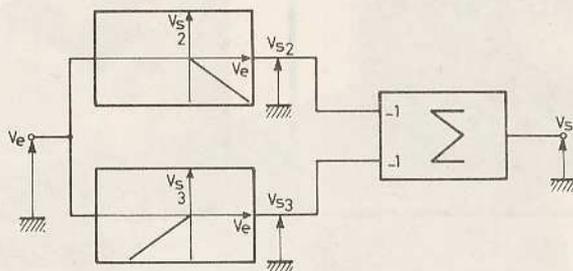
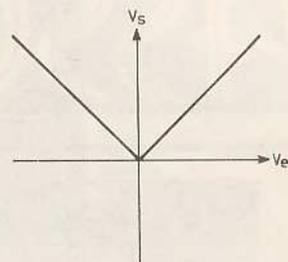


Fig. 12



et S_2 sont également à relier à 2 jacks miniatures placés sur la face avant.

Le circuit imprimé sera monté dans un boîtier Teko de type P1. Pour plus de détails concernant cette réalisation en tous points similaire à celles des numéros précédents, le lecteur pourra se reporter aux articles antérieurs.

Mise en marche

Ce montage doit fonctionner du premier coup en raison de sa simplicité. Connecter le redresseur au soustracteur (tel que $V_s = V_{s3} - V_{s2}$). Mettre tout d'abord l'entrée à la masse après avoir relié le module au boîtier alimentation. Régler le potentiomètre P afin d'obtenir 0 V en sortie.

Ensuite injecter une tension positive (par exemple 2 V) et vérifier qu'en S_2 on

a - 2 V et en S_3 0 V. Injecter de même une tension négative (- 2 V) et vérifier qu'en S_2 on a 0 V et en S_3 + 2 V.

Vérifier ensuite qu'à la sortie du soustracteur on a bien une tension égale à la valeur absolue de la tension d'entrée appliquée au redresseur.

Nomenclature

IC : 741.

R_1 : 1,8 k Ω (marron, gris, rouge) 1/4 W.

R_2 : 1,8 k Ω (marron, gris, rouge) 1/4 W.

R_3 : 1,8 k Ω (marron, gris, rouge) 1/4 W.

P : potentiomètre ajustable 4,7 k Ω .

Circuit imprimé.

Boîtier Teko P1

1 fiche DIN mâle 3 broches.

1 fiche DIN femelle chassis 3 broches.

3 fiches Jack miniature.

D_1 et D_2 : 1N 4148.

Fig. 14

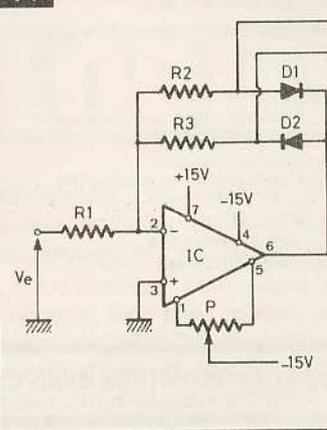


Fig. 15

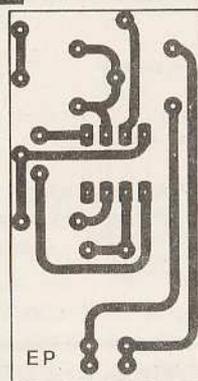
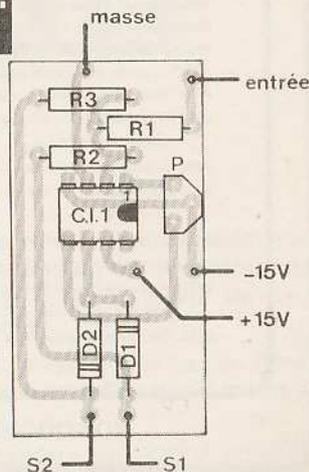
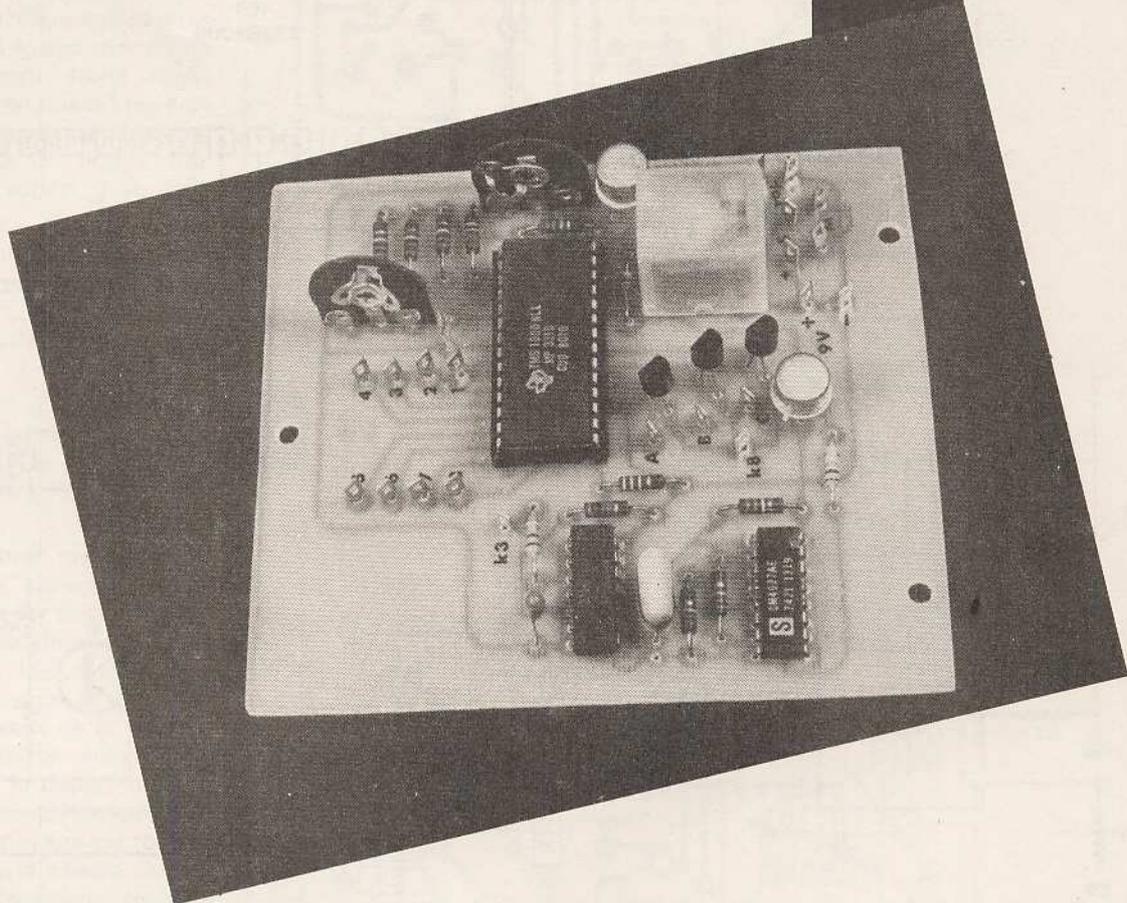


Fig. 16





A partir du maintenant célèbre TMS 1000, nous avons réalisé non pas une boîte à musique mais un appareil utilitaire et domestique, un carillon de porte. Sa principale particularité est son alimentation autonome et économique : c'est l'action sur le bouton de sonnette qui met la pile en circuit, puis elle est automatiquement mise hors circuit à la fin de la mélodie. D'autre part nous avons nettement « humanisé » le timbre en réglant l'enveloppe musicale par mixage d'harmoniques.



UN CARILLON DE PORTE A 24 MELODIES

La présentation

Les vingt-quatre mélodies se répartissent en trois séries de huit ; l'air choisi s'affiche donc par deux commutateurs, l'un à trois positions A, B et C, l'autre à huit positions 1 à 8. Sur la façade aluminium d'un coffret TEKO P/4 (voir photo n° 1) nous trouvons ces deux

rotateurs, un inter à poussoir pour essais manuels, un bouton de volume et un haut-parleur de 10 cm, qualité oblige.

A l'intérieur sont logés le circuit imprimé et des piles plates de 4,5 V couplées en série. C'est pour des raisons d'acoustique et non de remplissage que nous avons choisi un coffret aussi grand.

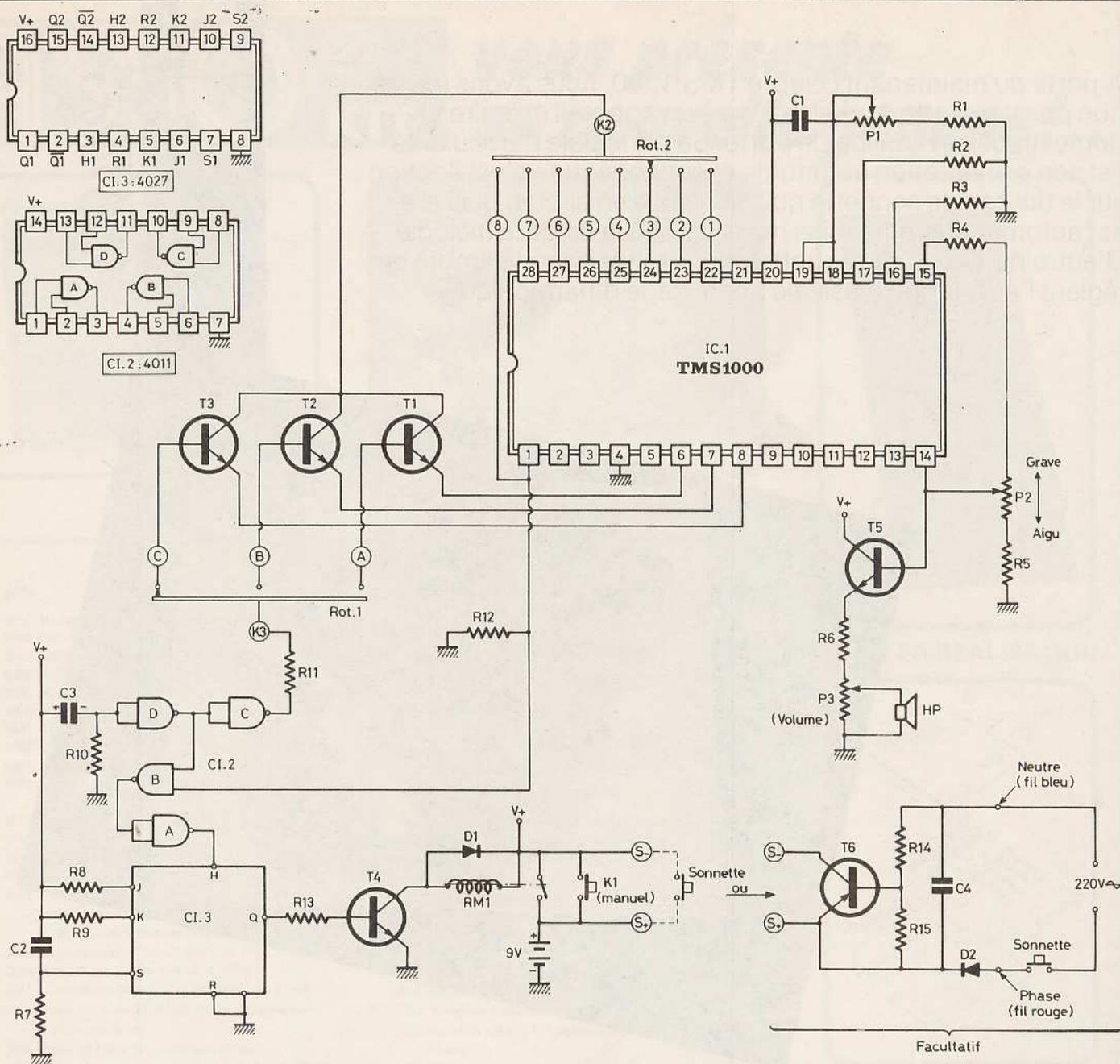
Cet appareil viendra certainement en

remplacement d'un carillon électrique existant, or le bouton de sonnette extérieur peut être câblé d'origine de deux façons différentes.

a) Il ferme un circuit ; dans ce cas simple les deux fils seront reliés directement au module.

b) Il fait apparaître du 220 V alternatif sur les deux fils d'arrivée ; il faudra alors

Fig. 1



Le schéma de principe emploie le désormais célèbre TMS 1000 Texas Instruments qui va générer vingt-quatre airs différents.

intercaler un mini-circuit imprimé ultra simple, un transistor et une diode, qui fermera un contact quand il recevra du 220 V.

**Le CI TMS 1000
NLL MP 3310 (ou MP 3318)**

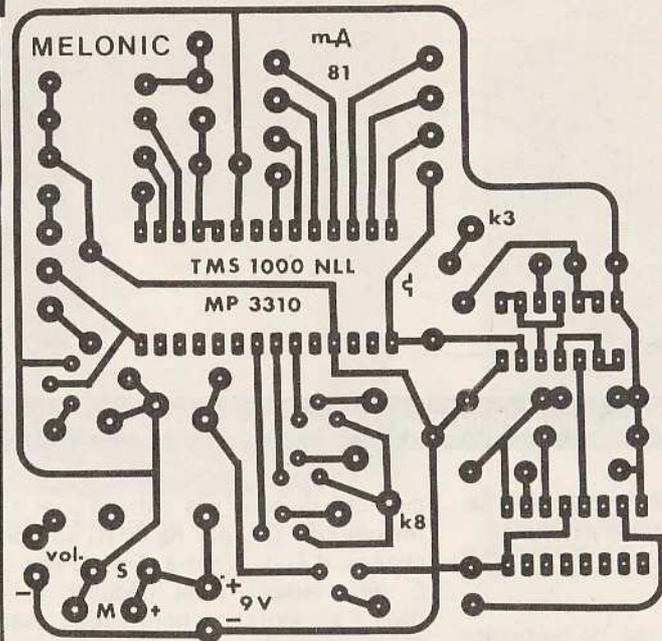
Le microprocesseur TMS 1000 est au départ une ébauche qui est ensuite programmée par le fabricant (TEXAS) un peu à la demande, et ce, pour des domaines très divers tels que l'informatique, la robotique, etc. Les caractères qui suivent « TMS 1000 » sont donc très impor-

tants ! Ainsi dans la série « MP » (Musical Program) les 3310 et 3318 renferment 24 airs connus en France ; ils ont tous deux le même brochage mais aussi 12 mélodies en commun. Il existe des versions pour d'autres pays, le MP 0027A (USA), le MP 3228 (Allemagne) mais les brochages sont différents. Voici le « récital » proposé par le MP 3310 :

- A-1 : Mon beau sapin.
- A-2 : La Cucaracha.
- A-3 : ? (non identifié).
- A-4 : Popeye.
- A-5 : Air des Lampions.
- A-6 : Marche nuptiale.
- A-7 : Ils ont des chapeaux ronds.

- A-8 : Je vais revoir ma blonde.
- B-1 : L'Ajaccienne.
- B-2 : 5^e de Beethoven.
- B-3 : Guillaume Tell.
- B-4 : Halleluya.
- B-5 : La charge de Cavalerie.
- B-6 : La Corrida.
- B-7 : La Marseillaise.
- B-8 : La Madelon.
- C-1 : La rivière Kwai.
- C-2 : La bourrée Auvergnate.
- C-3 : Soldat lève-toi.
- C-4 : Lili Marlène.
- C-5 : Oh ! Suzanna.
- C-6 : Le petit Quinquin.
- C-7 : O sole mio
- C-8 : Toccata de J.-S. Bach.

Fig. 2a



Les durées sont très inégales, de quatre à onze secondes.

Sur le circuit intégré (28 broches) nous disposons de quatre sorties jouant ensemble mais sur des octaves différents : le plus haut broche 14 est franchement aigrelet, l'octave plus bas broche 15 est assez grave, quant aux deux autres broches 16 et 17 c'est si grave que ça ne rappelle aucun instrument. Nous avons obtenu un son d'orgue en mixant les sorties n° 14 et 15 ; cet enrichissement en harmoniques conduit à un timbre très agréable sans aucun rapport avec celui d'une sortie isolée.

La haute fréquence de base du microprocesseur est fixée par le condensateur C₁ et l'ajustable P₁, mais comme ce dernier influe sur le rythme on le règle simplement à l'oreille.

Le choix et le départ d'un air se font en reliant une entrée « lettre » (A, B, C) à une entrée « chiffre » (1 à 8). En fait, il est essentiel de connaître les particularités suivantes :

Au repos un très bref niveau 1, de quelques millisecondes, apparaît successivement sur les entrées « chiffre » dans l'ordre 8 à 1 ; la durée de ce cycle de balayage est de l'ordre de 0,5 s. Lorsque cette impulsion 1 est reçue par une entrée « lettre » il y a départ de la mélodie correspondante. Si la liaison chiffre-lettre est interrompue après le départ musical la mélodie sera jouée complètement, puis silence et reprise du balayage du top sur les entrées chiffres. Si la liaison chiffre-lettre est maintenue le même air sera joué sans cesse (une blague à faire...).

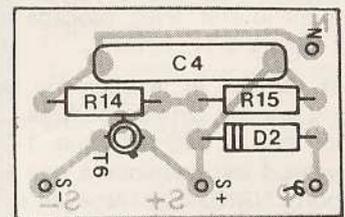
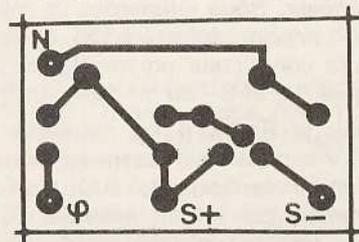
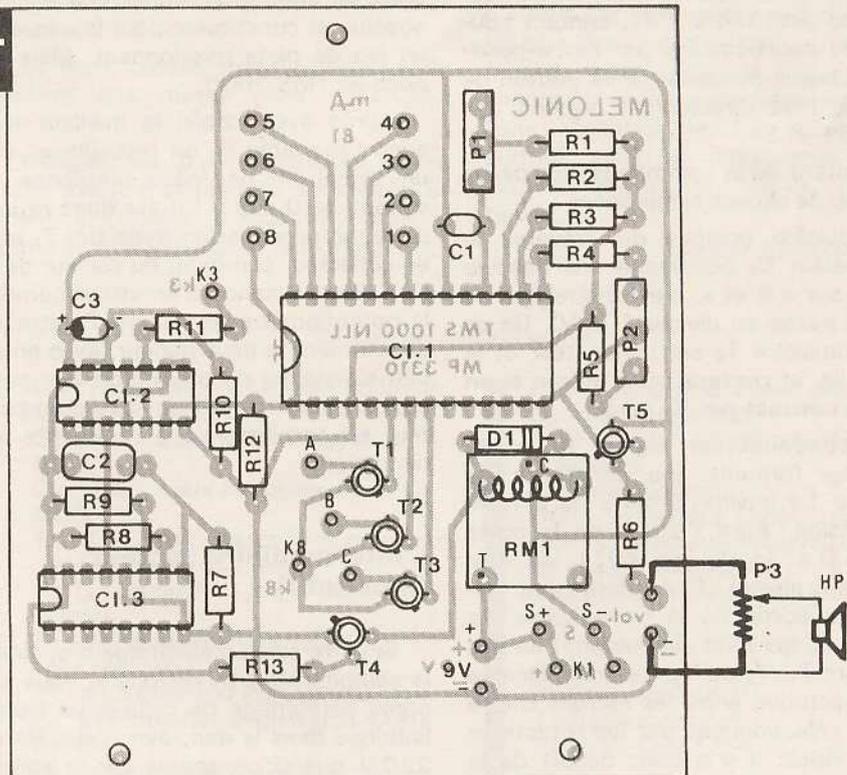
Si, par contre, le temps de contact a été très bref on risque que la liaison n'ait pas reçu le top et rien ne se passera. Nous insistons sur ces faits car ils justifient les deux CI C-MOS que nous avons ajoutés, et expliquent aussi certains ratés constatés sur d'autres réalisations déjà publiées et utilisant ce même microprocesseur.

Le circuit électronique (fig. 1)

A ce montage de base du TMS 1000 nous avons ajouté trois fonctions :

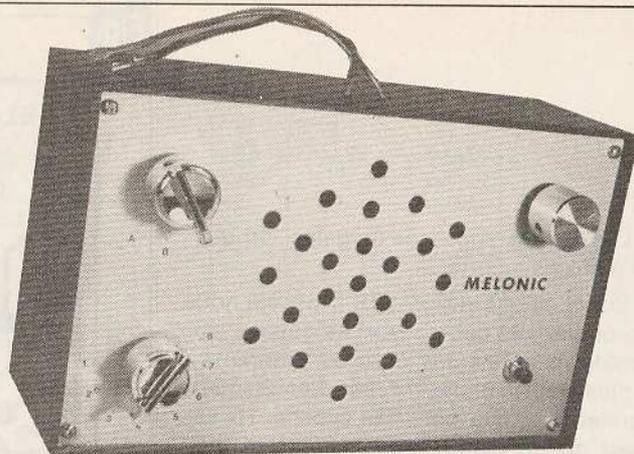
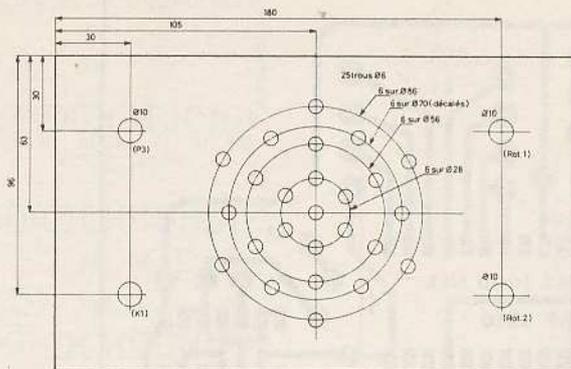
1° Un monostable qui assurera au moins une seconde de contact entre les deux entrées sélectionnées.

Fig. 2b



Le tracé du circuit imprimé publié grandeur nature se reproduira facilement. L'implantation des éléments n'appelle pas de commentaires particuliers.

Fig. 3



Le montage a été introduit à l'intérieur d'un coffret Teko de référence P/4.

2° L'alimentation par pile enclenchée par la commande sur la sonnette extérieure.

3° L'arrêt de l'alimentation à la fin de la mélodie.

Et bien sûr un petit ampli de puissance que des circonstances spéciales ont pu rendre d'une simplicité extrême.

L'alimentation passe par le contact travail du petit relais RM1, contact pouvant être court-circuité par l'inter-poussoir K₁ (essais manuels) ou le bouton de sonnette, relié directement ou non aux bornes S+ et S-.

A l'instant de la commande il se passe beaucoup de choses simultanées :

1° L'impulsion positive qui traverse le condensateur C₂ positionne une bascule JK (Cl₃) sur « S et », c'est-à-dire que sa sortie Q passe au niveau 1 (9 V). De ce fait le transistor T₄ est conducteur et le relais colle, et restera collé même si on cesse le contact par K₁ ou S.

2° Le condensateur C₃ et la résistance R₁₀ forment une constante de temps de 1 s environ à partir de la mise sous tension. Ainsi l'entrée de la porte NAND « D » de Cl₂, un 4011, va être portée au niveau 1 pendant une seconde ; la sortie de la porte « C » est alors à 1 ce qui rend conducteur l'un des transistors T₁, T₂ ou T₃, assurant ainsi la liaison électrique entre les entrées chiffre et lettre sélectionnées par les rotateurs Rot1 et Rot2. Il y a donc départ de la mélodie, au cours de laquelle les portes D et C changent d'état avec blocage du transistor « starter » T₁, T₂ ou T₃.

3° L'air est terminé et le balayage des tops reprend sur les entrées chiffres, en commençant pas la « 8 » (borne 1 de Cl₁). Ce niveau 1 est transmis à une entrée de la porte NAND B qui recevait déjà un autre 1 de la sortie de la porte D. Aussitôt la sortie de la porte B passe à zéro, celle de la porte A passe à 1 commandant ainsi l'entrée horloge de la bas-

cule JK. Puisque ses entrées J et K sont maintenues à 1 par R₈ et R₉ sa sortie Q change d'état, c'est-à-dire qu'elle passe à zéro faisant ainsi décoller le relais RM1 : alimentation hors circuit, retour à l'état initial. Nous nous excusons si ces fonctionnements de circuits logiques pourtant si rapides sont si longs à décrire. Ils sont, par contre, d'une fiabilité absolue et constituent pour le concepteur un jeu de piste passionnant. Mais revenons au TMS 1000.

Après avoir choisi le meilleur timbre avec l'ajustable P₂ on recueille en sortie un signal BF de faible puissance mais variant de 0 à 9 V ! Il est donc rationnel de le renforcer par un transistor T₅ monté en collecteur commun, ou suiveur de tension. La résistance d'émetteur comprend le potentiomètre de volume P₃ attaquant directement le haut-parleur, avec en série une résistance de protection R₆ : pas de condensateur de liaison, pas d'amplificateur en tension ; de la puissance sans distorsion.

L'intermédiaire secteur (facultatif)

Si votre carillon électrique d'origine est le sempiternel « Ding-Dong », vous aurez après démontage de celui-ci un trou cylindrique dans le mur, avec deux fils sous 220 V quand on appuie sur la sonnette extérieure. Nous y logerons un minuscule circuit imprimé (photo n° 3), où le 220 V rendra conducteur un transistor relié aux bornes S+ et S- du module principal.

Sur le figure 1 on remarque que le 220 V subit un redressement mono-alternance par la diode D₂, suivi d'un filtrage sommaire par le condensateur C₄. Cette haute tension continue est divisée par le pont R₁₄/R₁₅ pour saturer le transistor PNP T₆, lequel joue ainsi un rôle d'inter-

rupteur. On respectera la polarité phase-neutre lors du raccordement. Par convention le fil rouge est la phase, le bleu le neutre ; mais vérifiez quand même avec un tournevis à ampoule néon.

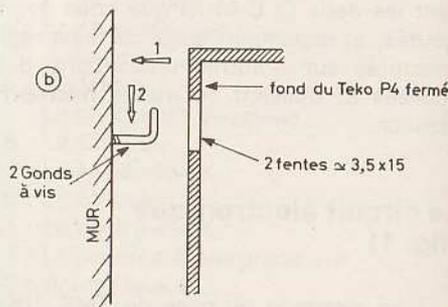
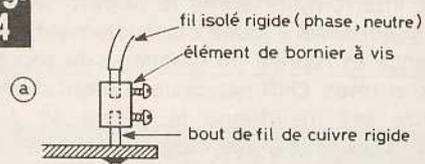
Le circuit imprimé (fig. 2)

Le TMS 1000 est fixé sur un socle à 28 broches. Les deux ajustables sont montés verticalement. Il n'y a aucun strap et par respect envers les étourdis les trois Cl ont la même orientation.

Aucun radiateur n'est nécessaire pour les transistors.

Le seul petit problème reste toujours l'implantation du relais, le nôtre est un

Fig. 4



Raccordements des fils secteur et fixation invisible au mur de l'appareil.

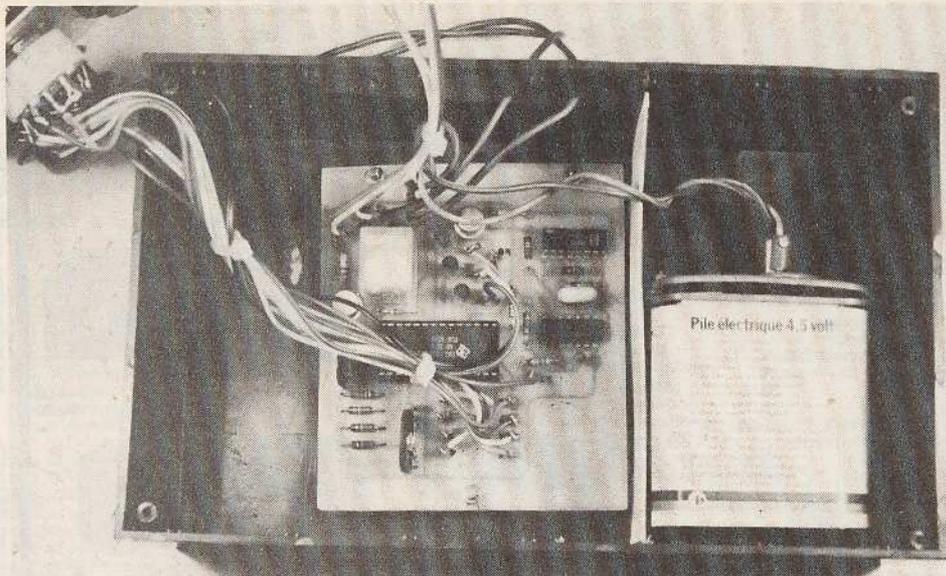


Photo 2. — Le boîtier reçoit le module et deux piles plates de 4,5 V couplées en 9 V.



Photo 3. — Le module de liaison secteur a pu être logé dans la cavité murale d'origine.

petit « S.R.U. » très courant parce que bon marché.

Pour le petit circuit imprimé de l'intermédiaire secteur la seule particularité concerne le raccordement aux fils rigides d'origine. Sur les pastilles d'entrées 220 V (φ et N) soudez un bout de cuivre rigide, sur lequel on fixera un petit élément de bornier à vis, ou « sucre » (voir fig. 4A).

La mise en coffret

Le couvercle aluminium du TEKOP/4 reçoit le haut-parleur (collé), les deux rotacteurs, le potentiomètre de volume et l'inter K₁. Nous donnons notre plan de perçage figure 3.

La partie plastique du coffret subira les perçages suivants : trois trous \varnothing 3,5 mm pour la fixation du module, avec des entretoises de 5 ou 10 mm, deux fentes 3,5 x 15 mm environ pour l'accrochage au mur (voir fig. 4B), et enfin sur le dessus ou dans le fond deux trous \varnothing 5 mm pour le passage des fils équipés de fiches femelle Fast-on venant des cosses S+ et S-. Comme il y a beaucoup de place, nous n'indiquons pas de plan de câblage, la photo n° 2 nous paraissant assez explicite : module à gauche, piles à droite avec une séparation carton coincée dans les glissières. Nota : Le petit module secteur pourrait aussi être logé dans le TEKOP/4.

Commencez par équiper le couvercle de tous ses composants puis raccordez ceux-ci au module par des fils fins en nappe. Attention ! Sur le module la cosse « K₃ » signifie « commun du rotacteur à 3

positions » et la cosse K₈ « commun du rotacteur à huit positions ». Ceci pour prévenir une étourderie de câblage car K₈ est proche des cosses A, B, C et K₃ près des cosses 1 à 8...

Les deux cosses marquées « M » ne signifient pas masse mais « manuel » (inter K₁).

Préréglez les deux ajustables à mi-course avant d'alimenter : tous deux se réglent à l'oreille, d'abord P₁ pour le rythme et P₂ à votre goût personnel.

Conclusion

Ce carillon électronique surprend d'abord par sa qualité musicale, laquelle justifie un haut-parleur d'au moins 10 cm. D'autre part le fait qu'on peut changer la mélodie instantanément, donc sans hésitation, exclue la monotonie ; surtout quand on programme un air de circonstance en fonction du visiteur attendu...

Michel ARCHAMBAULT

Matériel nécessaire

Cl₁ : TMS 1000 - NLL - MP 3310 (ou MP 3318) (Texas).
 Cl₂ : 4011, quatre NAND en C-MOS.
 Cl₃ : 4027, deux bascules JK en C-MOS.
 T₁, T₂, T₃ : transistors NPN quelconques (BC 109, 408, etc.).
 T₄, T₅ : transistors 2N 1711 ou équivalents.
 D₁ : diode quelconque (BAX 13, 1N 4148, etc.).
 P₁ : ajustable 100 k Ω , vertical.
 P₂ : potentiomètre ajustable 47 k Ω , vertical.
 P₃ : potentiomètre 470 Ω .
 R₁ : 27 k Ω (rouge, violet, orange).
 R₂, R₃ : 22 k Ω (rouge, rouge, orange).
 R₄, R₅ : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge).
 R₆ : 22 Ω (rouge, rouge, noir) 1/2 W.
 R₇, R₈, R₉ : 22 k Ω (rouge, rouge, orange).
 R₁₀ : 1 M Ω (marron, noir, vert).
 R₁₁ : 15 k Ω (marron, vert, orange).
 R₁₂ : 33 k Ω (orange, orange, orange).
 R₁₃ : 15 k Ω (marron, vert, orange).
 C₁ : 33 pF.

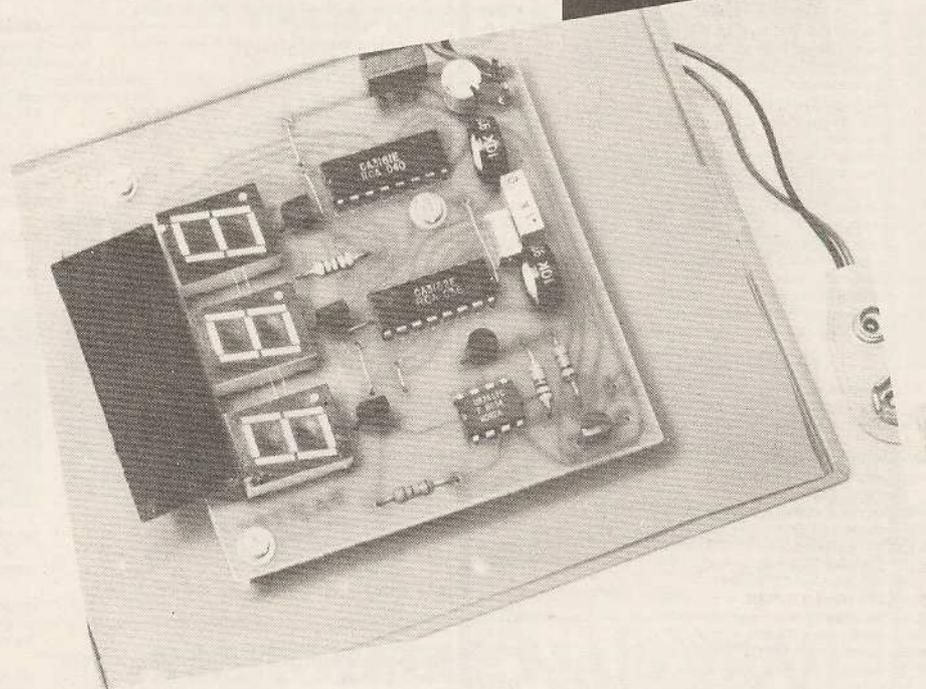
C₂ : 47 nF (jaune, violet, orange).
 C₃ : 1 μ F au tantale.
 RM1 : relais 1 travail ou 1RT (« SRU »).
 K₁ : inter-poussoir.
 ROT1 : rotacteur 1 voie/3 positions.
 ROT2 : rotacteur 1 voie/8 positions.
 21 cosses poignards.
 1 circuit imprimé 102 x 90 mm à réaliser.
 1 HP mini 8 Ω , \varnothing 10 cm de préférence.
 2 piles plates 4,5 V.
 1 coupleur pour d $^{\circ}$.
 1 coffret TEKOP/4.

POUR L'INTERMÉDIAIRE SECTEUR (OPTION)

T₆ : 2N 2905 transistor PNP.
 D₂ : diode 1N 4007.
 R₁₄ : 47 k Ω (jaune, violet, orange) 1/2 W.
 R₁₅ : 1 k Ω (marron, noir, rouge).
 C₄ : 100 nF/400 V.
 2 cosses poignard.
 2 éléments de bornier à vis.
 1 circuit imprimé 43 x 30 mm à réaliser.

Pantec, firme bien connue pour sa gamme de contrôleurs universels vient d'enrichir sa liste de kits d'un nouveau modèle sinon d'actualité, du moins de saison, un thermomètre digital qui permet de mesurer les températures comprises entre $-9,9\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $+99,9\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Idéal pour mesurer la température des liquides et celle du corps humain en transformant ce kit en thermomètre médical. Ce dernier peut s'alimenter, grâce à son régulateur, à l'aide d'une tension comprise entre 7 et 12 V continus et y compris la batterie d'un véhicule.



THERMOMETRE DIGITAL

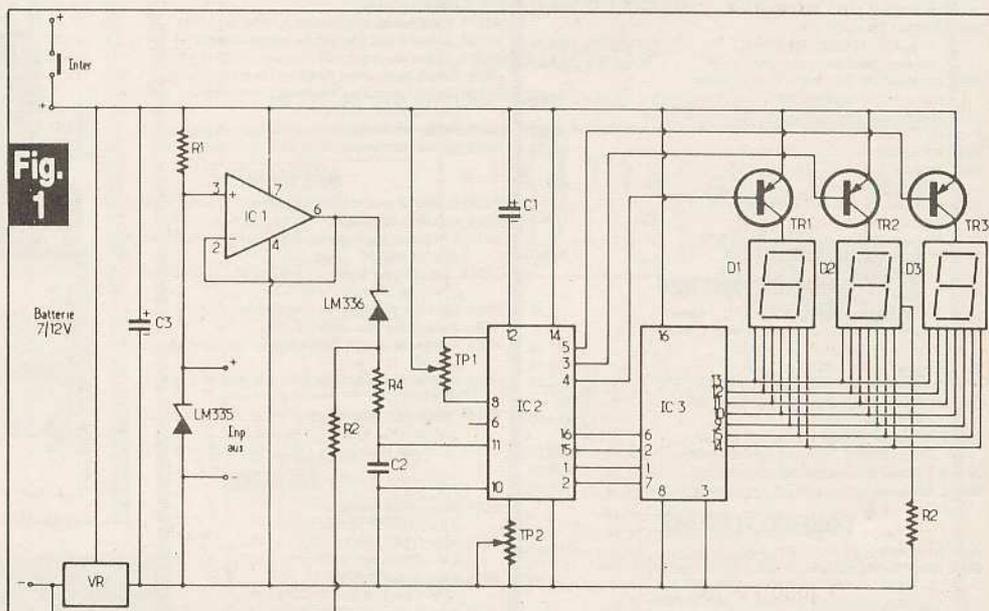
Le schéma de principe

Le schéma de principe général se construit essentiellement autour de deux circuits intégrés RCA 3162 et RCA 3161 qui autorisent l'affichage de la température sur 3 afficheurs et en toute simplicité.

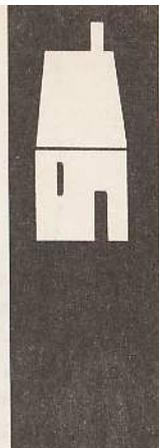
Ces circuits intégrés miracles réclament une stabilisation, rôle confié à un régulateur 5 V qui permet une alimentation sur une plage importante d'utilisation. Sans la présence de cet élément, la lecture de la température serait impossible par un défilement des chiffres.

L'élément capteur fait appel à un LM 335 disposé dans l'entrée non inverseuse d'un $\mu\text{A} 741$ dont les informations s'appliquent sur la borne (11) du circuit IC₂ convertisseur de tension.

Cette tension d'entrée sera convertie en courant et chargera par l'intermédiaire de la borne (12) le condensateur C₁. Intervient alors, en fin de charge, un pro-

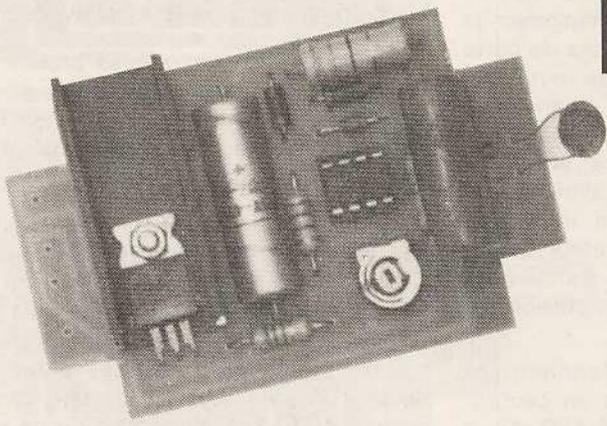


Le montage se construit autour de deux circuits intégrés CA 3162 et CA 3161.



KITS

Abandonner sa maison ou son appartement pendant plusieurs jours en fermant à double tour portes et volets n'est peut-être pas la meilleure parade contre le vol. Ce qu'il manque à votre habitation, c'est la vie qui l'anime lorsque vous y êtes. Simulez donc votre présence en allumant divers éclairages lorsque la nuit tombe. Quoi de plus dissuasif qu'une lampe qui brille dans un coin de la salle de séjour... !



INTERRUPTEUR CREPUSCULAIRE

Théorie de fonctionnement

Le circuit intégré RIFA PBL 3708

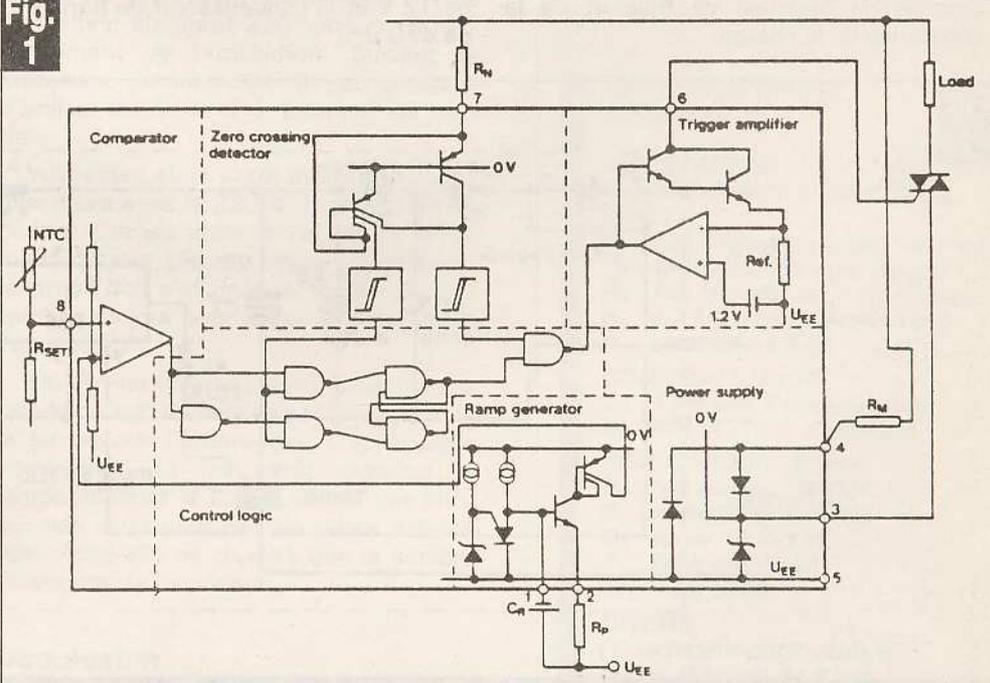
L'élément essentiel de cet interrupteur crépusculaire est un circuit intégré RIFA

PBL 3708 dont la structure interne est précisée figure 1.

Tel que vous pouvez le constater, ce circuit intégré possède six grandes fonctions : une alimentation, un amplificateur de déclenchement, un détecteur de pas-

L'interrupteur crépusculaire que vous propose ASSO est capable de commander une puissance électrique de 1 200 W, ce qui est amplement suffisant pour alimenter éclairages et matériels haute-fidélité dans une maison. Il utilise un circuit particulier qui est totalement exempt de parasites, avantage hautement appréciable quand on connaît les problèmes d'antiparasitage liés aux triacs. De consommation très faible sur le secteur alternatif 220 V, vous pouvez le laisser branché en permanence. Finis les soucis de remplacement de piles !

Fig. 1



Le cœur du montage fait appel à un circuit intégré spécial PBL 3708 « RIFA ».

Caractéristiques techniques

- Tension d'alimentation : 220 V alternatifs.
- Puissance commandable : 1 200 W.
- Distance maximale entre cellule et interrupteur : 10 m.
- Consommation au repos : 10 mA.
- Boîtier conseillé : Teko P1.

sage par zéro, une logique de commande, un générateur de rampes et un comparateur.

L'alimentation est fournie à travers une résistance R_M . Afin de minimiser la dissipation d'énergie aux bornes de cette résistance, il est possible de la remplacer par un condensateur non polarisé de $1 \mu\text{F}$. Un condensateur de filtrage de $470 \mu\text{F}/12 \text{ V}$ est nécessaire entre les broches 3 et 5. La tension d'alimentation ainsi obtenue est voisine de $9,6 \text{ V}$. La résistance R_M et le condensateur de filtrage doivent être choisis en fonction de la durée souhaitée pour l'impulsion de déclenchement du Triac.

L'amplificateur de déclenchement fourni à la gâchette du triac un courant de commande typique limité à 120 mA . Il n'y a pas lieu dans ces conditions de prévoir une résistance série dans le circuit de gâchette. Il est toutefois possible d'en ajouter une de façon à diminuer la dissipation thermique du régulateur de courant.

Le détecteur de passage par zéro minimise les interférences radioélectriques car le triac est déclenché juste après le passage par zéro de la tension alternative. La durée de l'impulsion de déclenchement est déterminée par la résistance R_N , laquelle doit être choisie en fonction du courant de maintien du triac et de la résistance de la charge.

La logique de commande évite de déséquilibrer la consommation sur les alternances positives et négatives du secteur en contrôlant le déclenchement du triac sur l'alternance de polarité convenable.

Le générateur de rampes produit une tension en dents de scie dont la période est déterminée par le condensateur C_R et dont l'amplitude appliquée au comparateur est déterminée par la résistance R_p .

Le comparateur dont une seule entrée est accessible de l'extérieur reçoit une tension continue provenant du pont diviseur constitué par le capteur (cellule photorésistante, CTN, etc.) et une résistance. L'autre entrée est raccordée à un pont diviseur interne fournissant une tension égale à $U_{EE}/2$. L'hystérésis de ce comparateur est de l'ordre de 7 mV .

L'interrupteur crépusculaire

Comme vous pouvez le constater en vous reportant à la figure 2, l'alimentation du circuit CI_1 est réalisée par le condensateur série C_1 de $1 \mu\text{F}$ isolé sous 400 V , la résistance R_1 de $33 \Omega/2 \text{ W}$, les deux redresseurs D_1 et D_2 , la zener D_3 de 12 V et le condensateur de filtrage C_2 de $470 \mu\text{F}$.

La commande de la gâchette du triac T_1 passe à travers la résistance R_2 de 220Ω . La largeur de cette impulsion est déterminée par la résistance R_5 de $4,7 \text{ M}\Omega$.

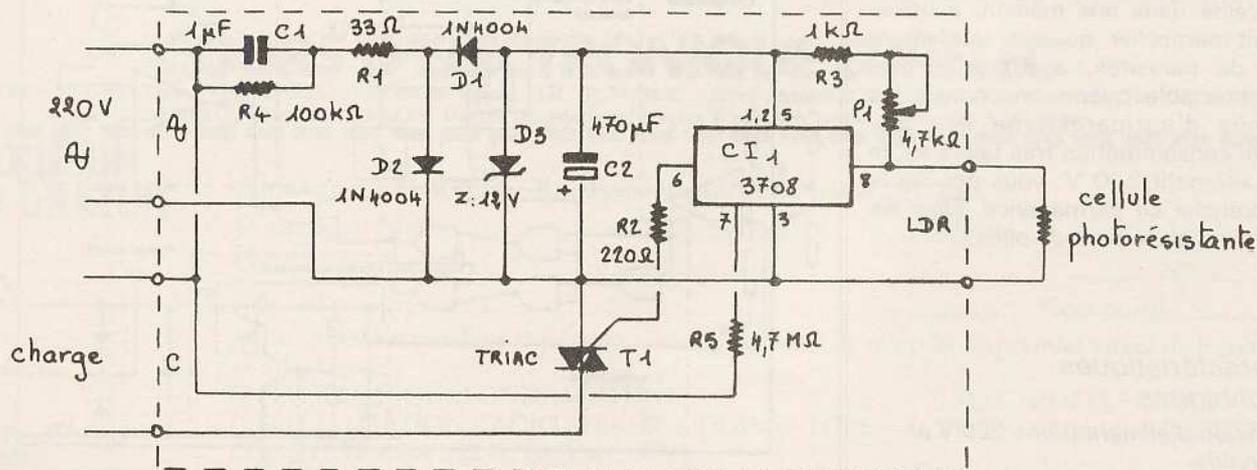
La cellule photorésistance constitue l'une des branches du pont diviseur, l'autre étant réalisée par la résistance de butée R_3 de $1 \text{ k}\Omega$ et l'ajustable P_1 de $4,7 \text{ k}\Omega$ de réglage du seuil de déclenchement.

Quant au générateur de rampes, il a été court-circuité afin de transformer le fonctionnement de cet interrupteur crépusculaire en tout ou rien. Il ne fallait pas en effet, que des appareils électroniques ou autres puissent recevoir des trains d'alternances entrecoupés comme le to- lère une lampe à charge résistive.

Le circuit imprimé.

Le circuit imprimé, de dimensions $80 \times 50 \text{ mm}$ est réalisé en époxy. Son tracé est donné à la figure 3. Réalisé en gravure anglaise, technique chère à ASSO, il comporte une sérigraphie blanche sur fond de vernis rouge pour désigner l'emplacement des composants. Les autres encoches de 10 mm de côté sont pratiquées afin de permettre à ce circuit imprimé de s'insérer dans un coffret plastique Teko P1.

Fig. 2



L'interrupteur crépusculaire, fourni par la firme ASSO, permettra de simuler votre présence par l'allumage d'un éclairage.

Fig. 3

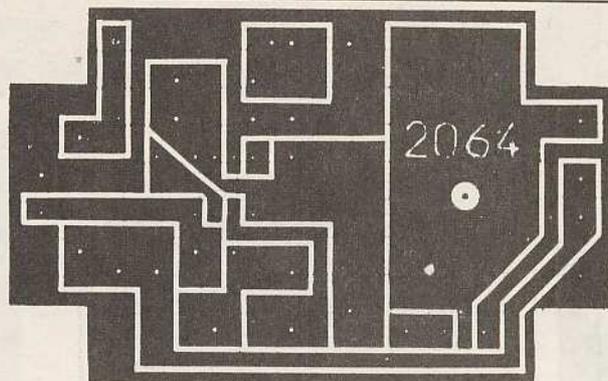
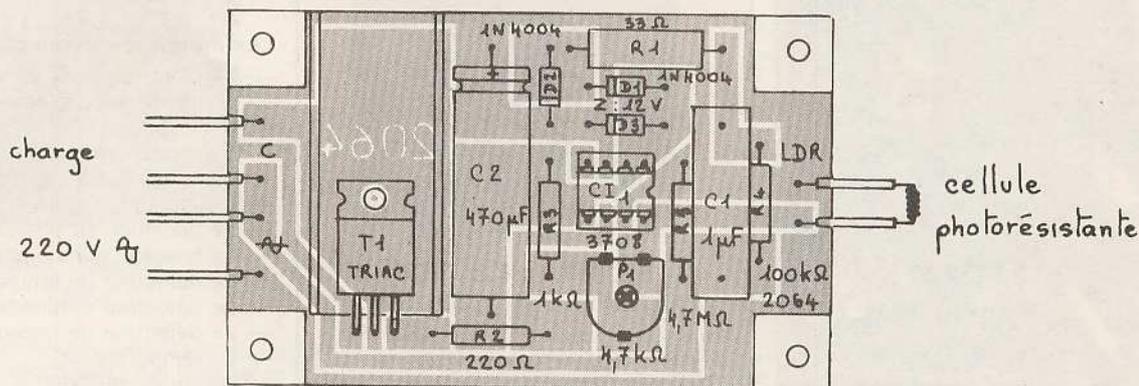


Fig. 4



A titre indicatif, nous vous livrons le tracé du circuit imprimé et l'implantation des éléments.

Notice de montage

Repérez en premier lieu tous vos composants en vous servant de la nomenclature et du schéma d'implantation de la figure 4.

Commencez par souder les cinq résistances R_1 à R_5 , ainsi que l'ajustable P_1 et les deux condensateurs C_1 et C_2 . Attention au sens de branchement du chimique C_2 dont le pôle positif est repéré par un étranglement.

Soudez ensuite les deux redresseurs D_1 et D_2 ainsi que la diode zener D_3 en veillant à bien respecter leur orientation : la cathode de ces diodes est repérée par une bague de couleur noire ou blanche.

Fixez alors le triac T_1 sur son radiateur thermique avec la vis et l'écrou de 3 mm, en veillant à placer la tête de la vis du côté cuivre du circuit imprimé. Attendez d'avoir fixé énergiquement le triac pour le souder.

Terminez en soudant le support à huit broches et enfichez le circuit intégré CU_1 dedans, en respectant bien son orientation. Ceci termine le montage de l'interrupteur crépusculaire.

Mise en service

Soudez la cellule photorésistante sur le circuit imprimé. Si la cellule est déportée, ce qui est fortement conseillé car la meilleure position optique pour la cellule n'est

pas forcément la plus pratique ou esthétique pour le reste du montage, soudez un fil électrique à deux conducteurs de faible section (0,5 ou 0,75 mm²) entre la cellule et le circuit imprimé. Pour des raisons de bruit induit par ce fil faisant antenne, il est conseillé de ne pas dépasser une longueur de 10 mètres.

Soudez ensuite les autres fils d'arrivée du secteur alternatif 220 volts et de raccordement de l'utilisation. Suivant la puissance commandée, il est conseillé d'utiliser du fil de 1 à 1,5 mm² de section.

Alimentez alors votre interrupteur crépusculaire avec le 220 V. Rien ne doit se passer. Cachez alors la cellule de la lumière du jour avec un objet quelconque : la lampe doit s'allumer. Attendez alors la tombée du jour pour régler définitivement l'ajustable P_1 .

Un dernier conseil : afin d'éviter que la cellule ne soit influencée par la lumière de la lampe que l'interrupteur crépusculaire commande, ce qui ferait clignoter la lampe, plaquez la cellule contre une vitre à l'aide d'un morceau de ruban adhésif noir. Ainsi elle ne recevra que la lumière provenant de l'extérieur.

Conclusion

Voilà un excellent petit montage qui fonctionne sans aucun réglage délicat et qui vous apportera bien des satisfactions.

Ses applications limitées à la seule protection d'une maison d'habitation pourront être étendues par la puissance de votre imagination à toute une série d'applications inédites, comme l'allumage de l'éclairage d'un aquarium à la nuit tombée.

Les composants nécessaires

RESISTANCES

- R_1 : 33 Ω /2 W (orange, orange, noir).
- R_2 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R_3 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R_4 : 100 k Ω (marron, noir, jaune).
- R_5 : 4,7 M Ω (jaune, violet, vert).
- P_1 : ajustable 4,7 k Ω .

CONDENSATEURS

- C_1 : 1 μ F/400 V non polarisé.
- C_2 : 470 μ F/16 V. Chimique

SEMICONDUCTEURS

- D_1 : redresseur 1N4004.
- D_2 : redresseur 1N4004
- D_3 : zener 12 V-1 W.
- T_1 : Triac 400 V-6A
- CU_1 : PBL 3708

DIVERS

- (1) radiateur petit modèle
- (1) vis et écrou de 3 mm.
- (1) photorésistance LDR
- (1) support à 8 broches.

L'ÉLECTRONIQUE, un commerce d'Avenir AVEC NOUS CONSTRUISEZ LE VÔTRE.



POUR OBTENIR DE MEILLEURS PRIX,
40 commerçants ont déjà choisi la possibilité
de se ravitailler à une centrale d'achat unique.
Elle seule peut vous faire bénéficier de ses
achats en très grandes quantités.

**Nous vous apportons
un soutien Commercial
et Publicitaire Sans Egal**

Tout en restant indépendant, vous pouvez
profiter de l'originalité d'un marché en pleine
expansion dans le cadre d'une politique de groupe

un seul moyen : le **FRANCHISING**

UNE STRUCTURE DE DISTRIBUTION LA PLUS
ÉLABORÉE DANS UNE COMMERCIALISATION
DE PRODUITS DE GRANDE CONSOMMATION
PAR UN RÉASSORTIMENT HEBDOMADAIRE
EXPÉDIÉ EN EXPRESS (24 heures).

**ALORS VOUS AUSSI
OUVREZ
UN POINT DE VENTE
DANS VOTRE VILLE**

pour tous Renseignements, écrire à :

BIP ELECTRONIC SA
Siège Social
4, RUE EDOUARD MIGNOT, REIMS 51100
TEL: 26/40.50.50

**sont déjà
ouverts**

REIMS
7 BIS RUE DU CADRAN ST PIERRE
Tel. (26) 88 30 94

BESANCON
65 GRANDE RUE
TEL. : (81) 88.19.87

CHALONS S/marne
2 RUE GAMBETTA Tel. (26) 63 62 48

ROCHEFORT S/mer
122 RUE PIERRE LOTI
Tel. (46) 99 89 89

LORIENT
107 RUE PAUL GUYENNE
Tel. (93) 21 37 03

CAMBRAI
12 RUE DE NICE
Tel. (27) 81 21 60

MELUN
22 AVENUE THIERS
TEL. (6) 439 23 70

SOISSONS
2 RUE BROUILLAUD
TEL. (23) 93.06.24

FROUARD
12-14 RUE DE L'HOTEL DE VILLE
TEL. (3) 89.93.68

LIGNY en BARROIS
15, RUE GENERAL DE GAULLE
TEL. (29) 78.40.94

LIMOGES
54, AVENUE GEORGES DUMAS
TEL. (53) 34.56.22

St OUEN l'aumone
CENTRE COMMERCIAL "L'ÉQUERRE"
7-1 LES BETHIÈRES - TEL. (3) 037.28.03

PARIS 11
5 RUE ST BERNARD
Tel. (1) 321 75 34

PARIS 13
11 BOULEVARD BIANQUI
Tel. (1) 281 38 31

AULNAY S\BOIS
6 PLACE DES ETANGS
Tel. (1) 869 60 22

LE BLANC MESNIL
88 AVENUE DE LA REPUBLIQUE
Tel. : (1) 863.14.34

VERSAILLES
34, RUE DES CHANTIERS
TEL. (1) 930.41.36

LIMAY
CENTRE COMMERCIAL "LA SOURCE"
RUE FONTAINE AGNES

ISSOIRE
23 RUE DE BRIOUDE
Tel. : (73) 89.33.69

DREUX
13 RUE ROTROU
Tel. : (37) 82.26.90

CANNES
6 RUE LOUIS BRAILLE
TEL. (93) 38 36 36

ALES
8 bis RUE MINISTRAL
Tel. (66) 52 13 91

BERRE
27 BOULEVARD VICTOR HUGO
Tel. (42) 85 35 56

ROUEN
8-6, RUE MASSACRE
TEL. (33) 71.41.06

NICE
4, BOULEVARD RISSO
TEL. (93) 89.83.80 - 56.15.29

MEAUX
5, RUE DU FAUBOURG ST-NICOLAS
TEL. (6) 434.48.92 - 434.38.49

COLMAR
29, AV. GENERAL DE GAULLE
TEL. (33) 89.83.80 - 56.15.29

ROMILLY S/seine
72, RUE GORNET BOIVIN

DOUAI
380 RUE D'ESQUERCHIN
TEL. : (27) 97.29.64

FALAISE
8, RUE DE CAEN
TEL. (31) 90.21.62

SENS
GALERIE MARCHANDE EUROMARCHE
TEL. : (86) 63.68.07

ISBERGUES
78 RUE ROGER SALENGRO

AIX en PROVENCE
17 RUE BEDARRIDES - TEL. (42) 27.89.34

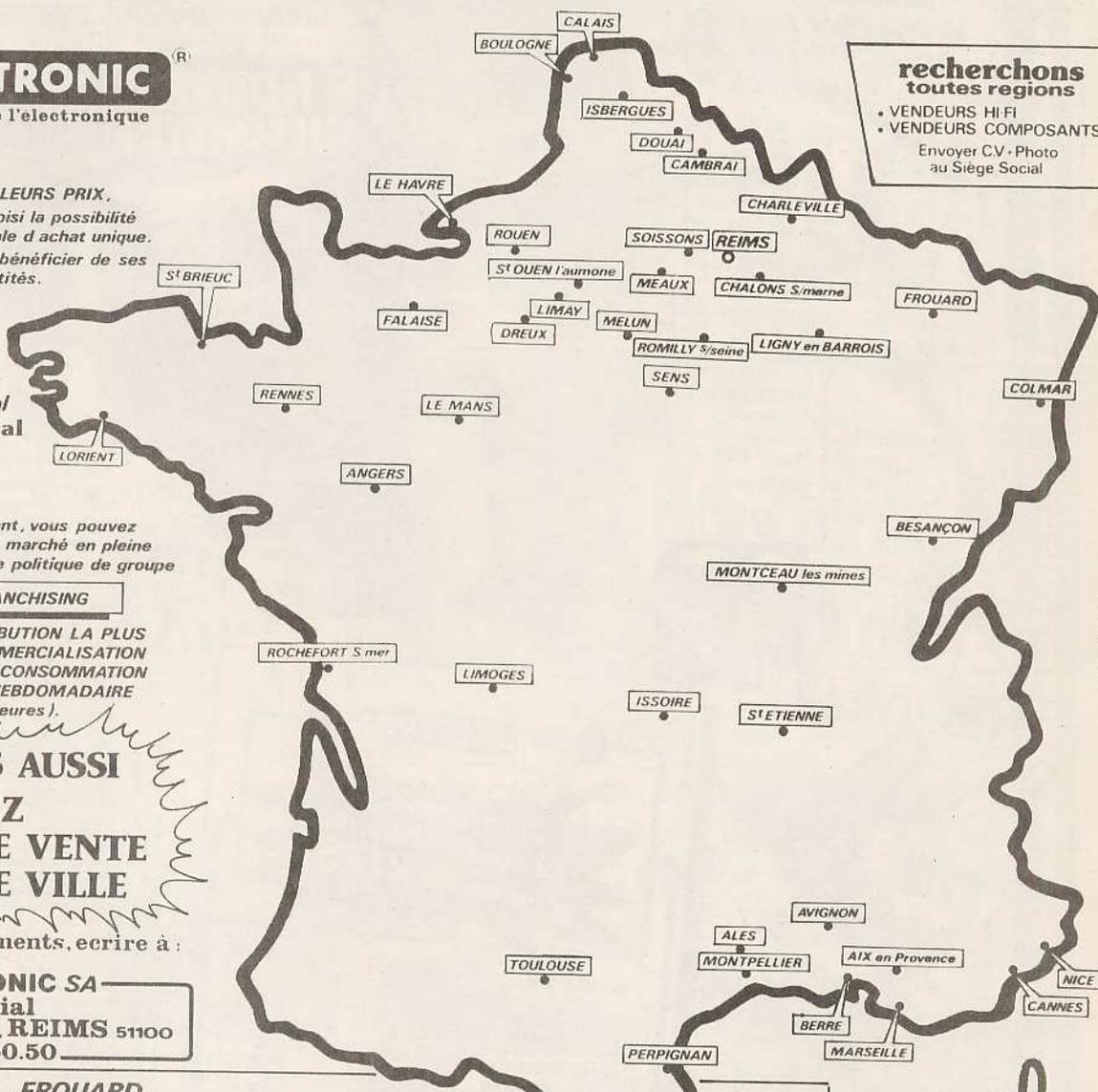
MONTCEAU les mines
14 RUE HARBES (85) 57.34.60

RENNES
3 RUE EMILE SOUVETRE

TOULOUSE
20, RUE DE METZ

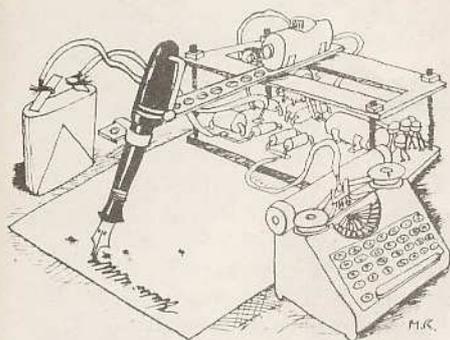
St ETIENNE
30 RUE RICHELANDIERE
Tel. (77) 21.60.90

**recherchons
toutes regions**
• VENDEURS HI-FI
• VENDEURS COMPOSANTS
Envoyer CV - Photo
au Siège Social



BIP Publicité

La page du courrier



Le service du Courrier 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.

COLLABORATION DES LECTEURS

Tous les lecteurs ont la possibilité de collaborer à « Electronique Pratique ». Il suffit pour cela de nous faire parvenir la description technique et surtout pratique d'un montage personnel ou bien de nous communiquer les résultats de l'amélioration que vous avez apportée à un montage déjà publié par nos soins (fournir schéma de principe et réalisation pratique dessinés au crayon à main levée). Les articles publiés seront rétribués au tarif en vigueur de la revue.

PETITES ANNONCES

18 F la ligne de 34 lettres, signes ou espaces, taxe comprise.

Supplément de 6 F pour domiciliation à la Revue.

Toutes les annonces doivent parvenir avant le 5 de chaque mois

à la Sté AUXILIAIRE DE PUBLICITE (Sce EL Pratique), 70, rue Compans, 75019 Paris C.C.P. Paris 3793-60. Prière de joindre le montant en chèque C.P. ou mandat poste.

RECTIFICATIF

BOOSTER « 30 W » N° 43, Nouvelle Série, page 122

Au niveau du schéma de principe de la figure 1, apparaissent deux anomalies, à savoir :

1° que les éléments C_1 et R_3 placés en série ne se retrouvent pas « électriquement » reliés dans le même ordre, mais dans le sens R_3, C_1 . Cette configuration n'influence pas le

bon fonctionnement puisque cela revient au même ;

2° que, toujours sur ce schéma de principe, le condensateur C_4 présente des polarités inversées par rapport à l'implantation des éléments, qui est bonne et à prendre en considération.

INTERRUPTEUR AUTOMATIQUE N° 44, Nouvelle série, p. 125

En figures 2 et 3, le petit circuit imprimé auxiliaire a été publié à l'envers et, par conséquent, la superposition également. Par ailleurs, les trois pastilles qui correspondent à C, M et A ne se touchent pas.

D'autre part, dans la liste des composants, R_7

vaut bien $10\text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange), et non (marron, noir, rouge), comme indiqué.



Composition
Photocomposition : ALGAPRINT, 75020 PARIS
Distribution : S.A.E.M. TRANSPORTS PRESSE

Le Directeur de la publication :
A. LAMER

Dépôt légal — 1^{er} trimestre 1982 N° 646

Copyright © 1980
Société des PUBLICATIONS
RADIOELECTRIQUES et SCIENTIFIQUES



La reproduction et l'utilisation même partielles de tout article (communications techniques ou documentation) extrait de la revue « Electronique Pratique » sont rigoureusement interdites ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique ou électronique, photostat tirage, photographie, microfilm, etc.

Toute demande à autorisation pour reproduction quel que soit le procédé, doit être adressée à la Société des Publications Radio Électriques et Scientifiques.

RECOMMANDEZ-
VOUS
D'ELECTRONIQUE
PRATIQUE
LORSQUE VOUS
VOUS ADRESSEZ
A UN
ANNONCEUR.



VOUS N'EN
SEREZ QUE
MIEUX SERVI!

Société de sous-traitance électronique recherche travaux de traitement, câblage, réalisation d'ensembles électriques et électroniques, du prototype (ou unité) à la petite et moyenne série. Ecrire au journal qui transmettra.

Vends collection Haut-Parleur années 69 à 76 incluse. Tél. (65) 60.25.90 HR.

Suite changement fabrication vente potentiomètre neuf mélangés 47 A $1\text{M}\Omega$ paquet 120 pot simples et doubles idéal réparation et stock amateur valeur 410 F, vente 70 F + 16 F port, chèque avec cde. Tél. (6) 401.94.84. Labo IC 16, 77320 Sancy-les-Provins.

Partant de tous documents, réalisons vos C.I. sur V.E.E. 19 F le dm^2 1 face, 25 F 2 faces, étamage, perçage inclus. (Chèque à la commande + 6 F de port global). Imprelec, Le Villard, 74550 Perrignier. Tél. (50) 72.76.56.

BREVETEZ VOUS MÊME VOS INVENTIONS grâce à notre GUIDE COMPLET vos idées nouvelles peuvent vous rapporter gros, mais pour cela il faut les breveter. Demandez la notice 78 «Comment faire breveter ses inventions» contre 2 timbres à ROPA, BP 41, 62101 Calais.

Pouvons vous fournir/étudier tout schéma (BF, Alim. Analog, Digital, NP) à partir de 10 F. Demander devis à Sarrazin, 6, rue St-Saulge, 71400 Autun.

VENTE A LYON JANVIER 1982

d'un très important matériel électronique provenant des excédents des armées françaises et U.S. Vente à l'unité ou par lots, prix représentant une fraction du coût initial. Exemple : microampèremètre à cadre mobile : 10 F.

La vente a lieu chaque lundi et chaque samedi, de 14 à 18 h. Aux Ets Albert Herenstein, 91 et 92 quai Pierre-Scize (angle rue Saint-Paul) Lyon 5^e.

Vends lot transistors (5 000) 1^{er} choix 2N3375, 2905, 2484, 1893, BC107, BD, BDX, 2N3055, BUX80, 40854, BFW10 et 11, etc. Diodes (3 000) type 1N4000, 4148, BA, BAX. Liste sur demande. Tél. (38) 75.07.71.

V. osc. Mamey 312.7 2 traces 1600 F. Génér. BF Leader LAG 125 2 400 F. Distortiomètre Leader LDM 170 2 200 F. S'adresser Vigny Marc, 10, sq. Beauvais, Noyon (60). Tél. 444.05.36.

