

6 f AP 16.7
"édité par le Haut-Parleur"

électronique pratique

Initiation · Composants · Réalisations · Stations

N° 27 - NOUVELLE SERIE - MAI 1980

sommaire détaillé p. 81



un voltmètre sonore

électronique pratique

REVUE
MENSUELLE

N° 27
NOUVELLE
SERIE

sommaire

Réalisez vous-mêmes

- 82 Une alarme par rupture
- 84 Un pont de mesure pour les condensateurs électrochimiques
- 89 Un préamplificateur universel équipé du LM 381
- 92 Un parillon aléatoire
- 97 Un compteur de monnaie (1^{re} partie)
- 98 Un jeu de réflexes
- 112 Un réducteur de bruit stéréophonique
- 123 Un égalizer stéréo
- 129 Un testeur de transistors
- 141 Un voltmètre sonore

En kit

- 146 Un booster 2 x 40 W, le TSM 67

Pratique et initiation

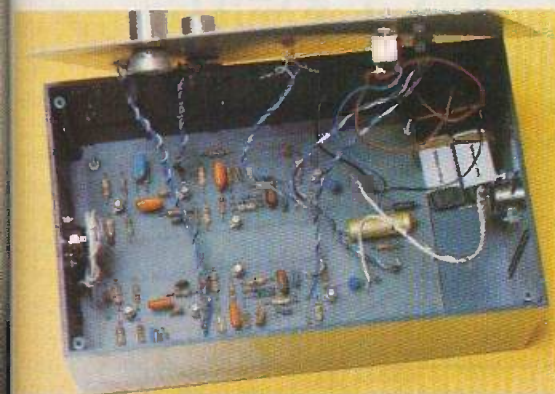
- 153 Dix avertisseurs clignotants à LED sur 220 V
- 159 Les potentiomètres bobinés
- 163 La Presse internationale
- 168 Un peu de maths...

Divers

- 192 Page abonnements
- 193 Nos lecteurs / Rectificateur



L'équalizer stéréophonique



Le réducteur de bruit.



Le testeur de transistors.

ADMINISTRATION-REDACTION : Société des Publications Radio-Électriques 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
avec la participation de M. Bernard, J. Cerf, B. Roux, D. Roverch, R. Knoerr, H. Liégeois, F. David, O. Gutron, Y. Stransky, H. Schreiber, F. Juster, M. Archambault
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

ABONNEMENTS : Abonnement d'un an comprenant : 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE. Prix : 50 F - Etranger : Prix : 80 F

Nous laissons la possibilité à nos lecteurs de souscrire des abonnements groupés, soit :

LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 125 F - Etranger à 195 F

SONO + LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 180 F - Etranger à 250 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 : 6 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 adressées, soit le relevé des indications qui y figurent. ● Pour tout changement d'adresse, joindre 1 F sur la dernière bande.

L'ALARME PAR RUPTURE

QU'IL s'agisse de protéger une armoire à pharmacie ou bien un placard à confitures, vous serez contraints d'avoir recours à l'électronique seule solution élégante, à moins que vous n'adoptiez la méthode plus sévère du cadenas.

Sans constituer un antivol « sans parade », le montage simplifié que nous vous proposons trouvera de nombreuses applications. Si vous voulez, par exemple, protéger un local, il vous suffira de tendre un piège à l'aide d'une boucle de fil émaillé très fin, et judicieusement disposée. La moindre rupture de ce fil qui peut atteindre plusieurs mètres de long provoquera le retentissement d'un signal sonore. Il ne va pas sans dire que le montage ne constitue pas une sirène destinée à faire fuir l'intrus, mais une « boucle de surveillance ».

Le schéma de principe

La figure 1 propose le schéma de principe complet du dispositif. Ce dernier est construit autour d'éléments très connus et peu onéreux, notamment le NE 555.

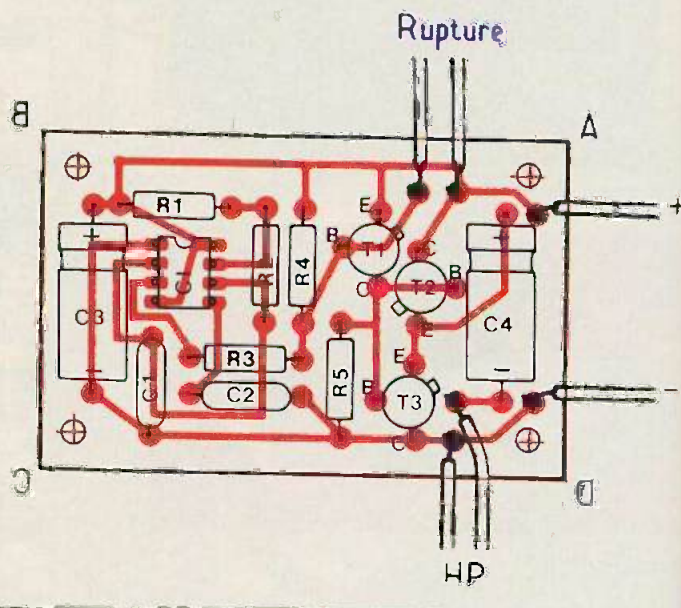
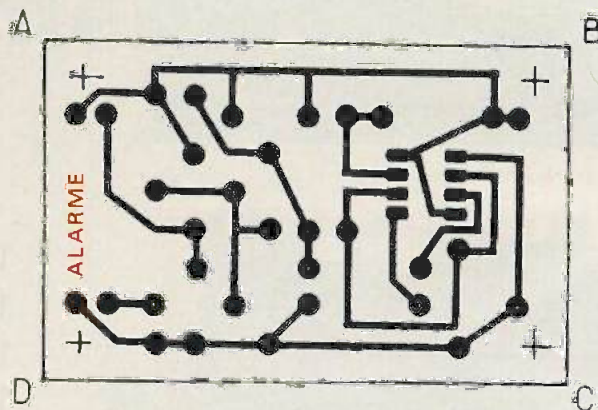
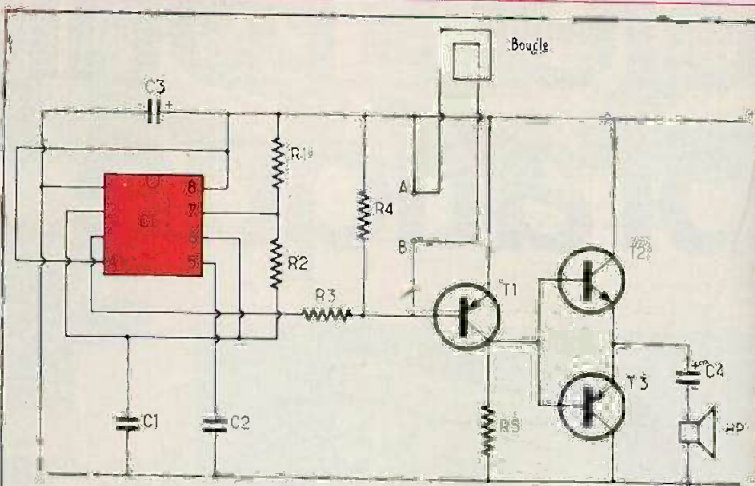
Le circuit intégré constitue un multivibrateur astable destiné à délivrer une « note » audible. Pour ce faire, quelques composants « discrets » sont associés à ce circuit et conformément aux instructions précisées par le fabricant.

La fréquence des signaux BF dépend de la valeur des éléments R_1 , R_2 et C_1 . La sortie s'effectue alors au niveau de la borne (3), et un transistor T_1 du type PNP fait suite. Il va jouer deux rôles, celui de préamplificateur et celui de « commutateur » grâce à la présence des bornes A et B de la boucle de surveillance.

En effet, cette boucle constitue un interrupteur fermé, et dans ces conditions, le transistor T_1 reste bloqué et aucun son ne parvient à l'amplificateur constitué de deux transistors complémentaires T_2 et T_3 .

En revanche, s'il se produit une rupture du fil en question, la base du transistor T_1 se trouve libérée et les signaux engendrés par le multivibrateur sont amplifiés, par la section basse fréquence et l'alarme est donnée.

En fait, la boucle peut même être remplacée par toute une série de contacteurs spéciaux qui resteront

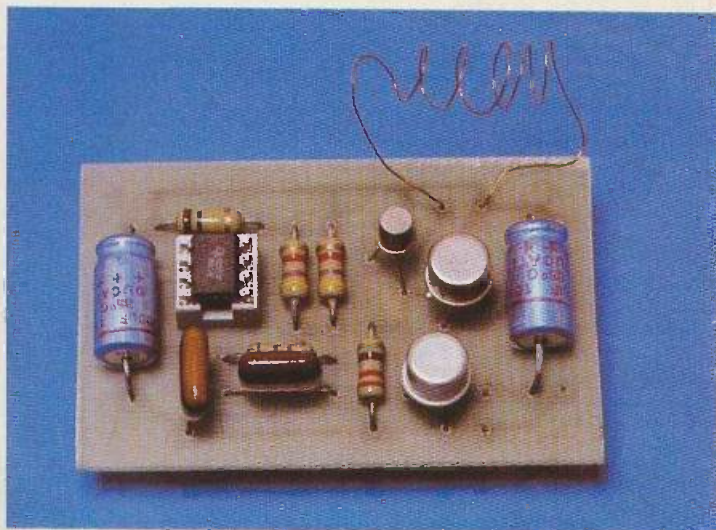


fermés tant que la porte ou la fenêtre seront fermées et qui s'ouvriront à l'ouverture et provoqueront donc l'alarme.

Réalisation pratique

Enfin la tension d'alimentation du montage peut se réaliser de 4,5 à 13,5 V sans problèmes.

Comme d'usage, nous vous proposons le tracé d'un petit circuit imprimé destiné à supprimer l'essentiel des composants.



Les étonnantes possibilités de la mémoire

J'étais loin de me douter, en arrivant chez mon ami W.R. Borg, que j'allais être le témoin d'un spectacle vraiment extraordinaire et décupler ma puissance mentale.

Il m'avait fait venir à Stockholm pour parler aux Suédois de Pasteur et de nos grands savants français et, le soir de mon arrivée, après le champagne, la conversation roula naturellement sur les difficultés de la parole en public, sur le grand travail que nous impose à nous autres conférenciers, la nécessité de savoir à la perfection le mot à mot de nos discours.

W.R. Borg me dit alors qu'il avait probablement le moyen de m'étonner, moi qui lui avais connu, lorsque nous faisons ensemble notre droit à Paris, la plus déplorable mémoire.

Il recula jusqu'au fond de la salle à manger et me pria d'écrire cent nombres de trois chiffres, ceux que je voudrais, en les épelant à haute voix. Lorsque j'eus ainsi rempli de haut en bas la marge d'un vieux journal, W.R. Borg me récita ces cent nombres dans l'ordre dans lequel je les avais écrits, puis en sens contraire, c'est-à-dire en commençant par les derniers. Il me laissa aussi l'interroger sur la position respective de ces différents nombres : je lui demandais par exemple quel était le 24e, le 72e, le 38e, et je le vis répondre à toutes mes questions sans hésitation, sans effort, instantanément, comme si les chiffres que j'avais écrits sur le papier étaient aussi inscrits dans son cerveau.

Je demeurai stupéfait par un pareil tour de force et je cherchais vainement l'artifice qui avait permis de le réaliser. Mon ami me dit alors : «Ce que tu as vu et qui te semble extraordinaire est en réalité fort simple : tout le monde possède assez de mémoire pour en faire autant, mais rares sont les personnes qui savent se servir de cette merveilleuse faculté.»

Il m'indiqua alors le moyen d'accomplir le même tour de force et j'y parvins aussitôt, sans erreur, sans effort, comme vous y parviendrez vous-même demain.

Mais je ne me bornai pas à ces expériences amusantes et j'appliquai les principes qui m'avaient été appris à mes occupations de chaque jour. Je pus ainsi retenir avec une incroyable facilité mes lectures, les conférences que j'entendais et celles que je devais prononcer; le nom des personnes que je rencontrais, ne fût-ce qu'une fois, les adresses qu'elles me donnaient et mille autres choses qui me sont d'une grande utilité. Enfin je constatai au bout de peu de temps que non seulement ma mémoire avait progressé, mais que j'avais acquis une attention plus soutenue, un jugement plus sûr, ce qui n'a rien d'étonnant puisque la pénétration de notre intelligence dépend surtout du nombre et de l'étendue de nos souvenirs.

Si vous voulez savoir comment obtenir les mêmes résultats et acquérir cette puissance mentale qui est encore notre meilleure chance de réussir dans la vie, priez W.R. Borg de vous envoyer son intéressant petit ouvrage documentaire «Les Lois Eternelles du Succès»; il le distribue gratuitement à quiconque désire améliorer sa mémoire. Voici son adresse : W.R. Borg dpt. 604, chez AUBANEL, 6, place St-Pierre, 84028 Avignon. Le nom Aubanel est pour vous une garantie de sérieux. Depuis 250 ans, les Aubanel diffusent à travers le monde les meilleures méthodes de psychologie pratique.

E. BARSAN

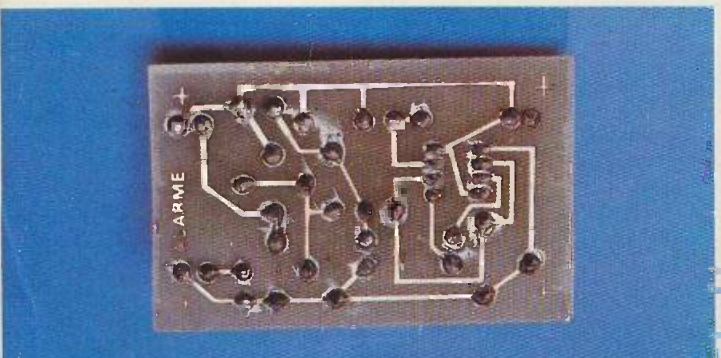


Photo 2. - Une fois n'est pas coutume, nous vous proposons le dessous du circuit imprimé réalisé à l'aide d'éléments de transfert direct « Mecanorma ».



Photo 3. - Le 555 sur son support.

La figure 2 présente grandeur nature le dessin à reproduire à l'aide d'éléments de transfert ou bien un stylo marqueur. Compte-tenu des faibles dimensions du circuit, il faudra se tourner de préférence vers une plaquette en verre époxy, plutôt qu'en bakélite.

Pour l'implantation des éléments, vous le savez, certains composants sont polarisés et comportent par conséquent une gorge, un point, un ergot, un repère qu'il convient de judicieusement orienter. On se méfiera, également des transistors qui se présentent sous un boîtier analogue T₂ et T₃ mais qui renferment une technologie différente NPN et PNP. Il suffira donc d'ouvrir

l'œil et de surveiller les références inscrites en clair afin d'éviter toute substitution.

Quant à la boucle de surveillance, vous pourrez la réaliser à l'aide d'un fil émaillé, très fin, comme celui destiné à confectionner les bobinages. La longueur peut atteindre 10 voire même 20 mètres. Des méthodes très simples et très pratiques de mise en place du fil peuvent se réaliser. Toutes les fois on cherchera la rupture, très facile du fil, compte tenu de son diamètre par le débatement de la porte ou de la fenêtre, et même si l'intrus venait à trouver le fil, la coupure suffit à faire retentir l'alarme.

Liste des composants

- R₁ : 100 kΩ (marron, noir, jaune).
- R₂ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R₃ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₄ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R₅ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- C₁ : 10 nF plaquette
- C₂ : 0,1 μF plaquette
- C₃ : 100 μF / 16 V.
- C₄ : 100 μF / 16 V.
- IC₁ : NE 555.
- T₁ : 2N 2907, 2N 2904, BC 177, BC 178.
- T₂ : 2N 1613, 2N 1711.
- T₃ : 2N 2905, 2N 2904.
- 1 H.P. miniature 8 Ω.

BON GRATUIT

A découper ou à recopier et à adresser à W.R. Borg dpt. 604, chez AUBANEL, 6, place St-Pierre, 84028 AVIGNON, pour recevoir sans engagement de votre part et sous pli fermé «Les Lois Eternelles du Succès».

Nom _____ Prénom _____
 N° _____ Rue _____
 Code postal _____
 Ville _____
 Age _____ Profession _____
 Aucun démarcheur ne vous rendra visite.



PONT DE MESURE pour condensateurs chimiques

LES condensateurs électrochimiques sont très répandus dans vos montages. Il arrive parfois qu'un ennui soit dû à la défaillance de l'un d'entre eux qui traînait jadis peut-être au fond de vos tiroirs... L'essai de ce composant se réduit souvent à vérifier qualitativement qu'il « prend la charge » et l'estimation de sa fuite est souvent faite dans de mauvaises conditions à l'ohmmètre. Pour éviter ces tâtonnements imprécis, nous vous proposons de construire ce pont de mesure spécialisé et vous disposerez d'un moyen capable de donner avec une précision suffisante, la valeur de la capacité et de détecter une fuite dans une large plage de valeurs de capacités. Si nous ajoutons que cet appareil ne vous coûtera guère plus de 150 F, qu'il est très facile à réaliser et à étalonner, vous estimerez peut-être qu'il serait dommage de vous en priver, d'autant qu'il peut vous rendre bien d'autres services dans le domaine de la comparaison de résistances, d'inductances et dans le tri des composants.

L'essai des chimiques pour quoi faire ?

Les condensateurs chimiques ne sont pas aisés à essayer car la valeur souvent élevée de leur capacité, la nécessité de les polariser et la présence éventuelle d'un courant de fuite nécessitent l'emploi d'un montage d'essai particulier.

C'est pourquoi, dans le doute, on se contente souvent de pratiquer, entre autres, l'échange standard d'un chimique sur un montage ne donnant pas, ou plus, satisfaction.

Cette méthode empirique, un peu simpliste, ne peut être généralisée et la connaissance plus précise de l'état d'un condensateur chimique est indispensable pour mener à bien la réalisation et la mise au point sérieuse des montages électroniques.

Les chimiques, en effet, sont des composants sur lesquels le vieillissement, les variations de température, etc. ont un plus grand effet que sur les autres types de composants passifs. Aussi, avant de monter un chimique prélevé dans un stock de composants déjà utilisés, est-il prudent de le mesurer, car sa valeur a pu changer, il est peut-être coupé ou en court-circuit, son marquage est peut-être effacé...

L'appareil que nous vous présentons vous permettra d'émettre un diagnostic sans failles sur tout condensateur, polarisé ou non, quelle que soit sa valeur et, en tous cas, directement de 20 nF à 5000 μ F.

Principes de fonctionnement

La figure 1A montre le synoptique général. Le condensateur à essayer est branché aux bornes d'un pont de mesure alimenté en alternatif (équilibre du pont) et en continu (polarisation du condensateur).

La source de tension alternative est prélevée au secondaire basse tension du transformateur d'alimentation et envoyée sur le transformateur du pont. La tension continue à +5 V sert aussi à la polarisation.

Deux détecteurs sont branchés sur ce pont de mesure :

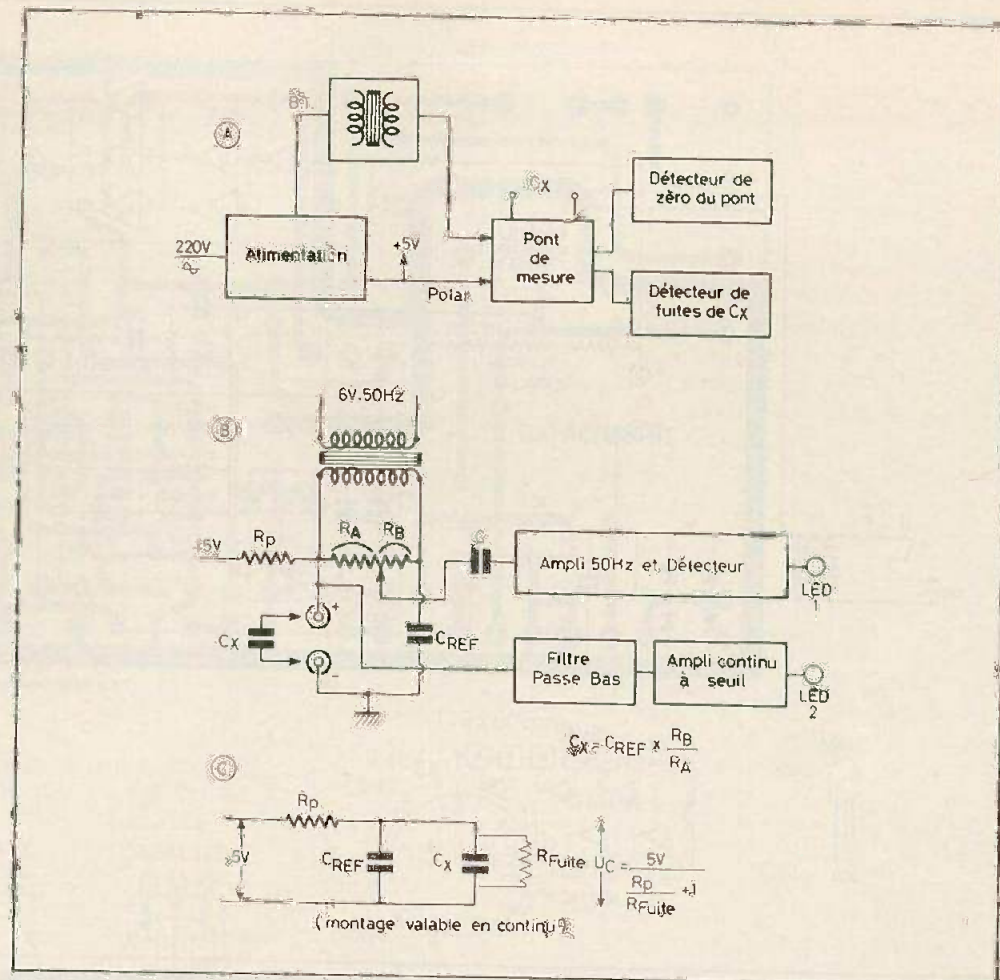


Fig. 1. - Synoptique général. Le pont de Sauty est utilisé et des détecteurs à LED remplacent le traditionnel galvanomètre. Principe d'évaluation de la fuite d'un condensateur.

- l'un est destiné à vérifier l'équilibre en indiquant que la tension correspondante est alors minimale, voire nulle,
- l'autre sert à préciser s'il existe des fuites sur le condensateur en essai.

La figure 1B donne quelques détails sur le pont de mesure : il s'agit d'un pont de SAUTY dont la tension de sortie est nulle lorsque la valeur C_x de la capacité à mesurer est égale à $C_{ref} \times R_B / R_A$ (C_{ref} étant une capacité de valeur connue et R_B et R_A les valeurs des résistances situées de part et d'autre du potentiomètre de réglage d'équilibre du pont).

Ainsi, par exemple, si $R_A = R_B$, on a $C_x = C_{ref}$.

La tension alternative prélevée sur le 50 Hz d'alimentation est appliquée à travers un transformateur d'isolement à une diagonale du pont.

L'autre diagonale est située entre le curseur du potentiomètre et la masse : la tension qui y est prélevée est envoyée sur un amplificateur de 50 Hz, y est détectée et sert à allumer la diode LED1. Lorsque l'équilibre du pont est obtenu, la tension est nulle et la diode s'éteint.

A partir du +5 V (régulé) de l'alimentation, une tension de polarisation est appliquée, à travers une résistance R_p , aux bornes du condensateur à mesurer. Cette tension charge le condensateur de sorte, qu'au bout d'un temps donné, la tension aux bornes d'un condensateur sans fuites soit voisine de +5 V. Cette tension de charge est envoyée sur un filtre passe-bas qui élimine le 50 Hz, puis est amplifiée pour déclencher l'extinction de la diode LED2.

Ce dernier amplificateur opère par tout ou rien autour d'un seuil. Si l'on consulte la figure 1C (valable en continu), on voit que les condensateurs C_{ref} et C_x sont disposés en parallèle. En cas de fuite sur C_x (C_{ref} étant supposé parfait) une résistance en parallèle R_{fuite} apparaît comme le montre la figure, de sorte que la tension U_c aux bornes de ce condensateur C_x ne peut atteindre 5 V puisque

$$U_c = \frac{5}{\frac{R_p}{R_{fuite}} + 1}$$

Dans cette dernière configuration, la tension U_c peut être en dessous du seuil

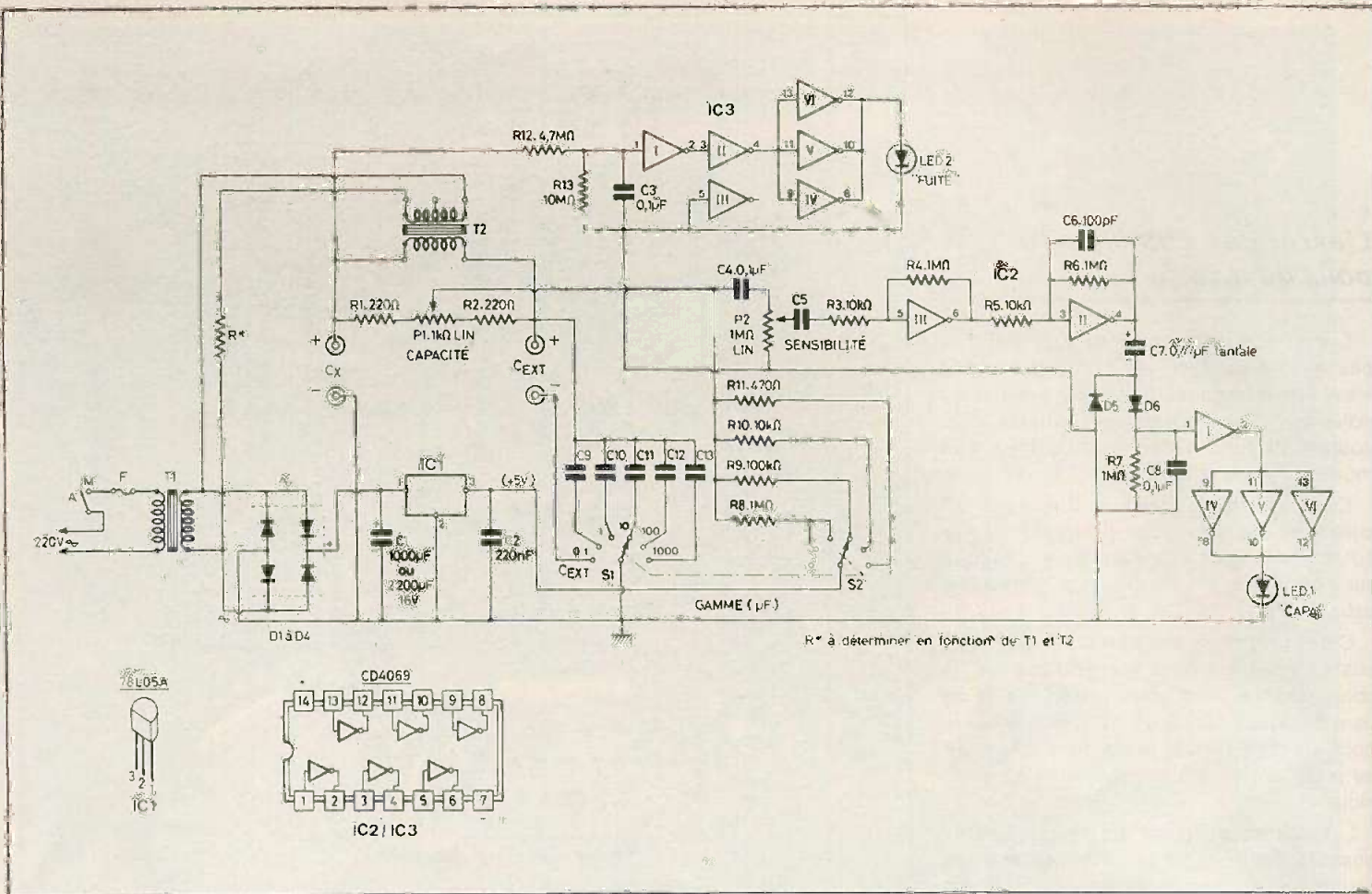


Fig. 2. - Schéma de principe complet de l'appareil dans sa version nominale à alimentation secteur.

de fonctionnement de l'amplificateur continu et la diode LED2 reste allumée, indiquant la présence d'une fuite caractéristique. C'est ainsi, par exemple que si $R_{fuite} = P_p$ on a $U_c = 2,5 V$.

L'originalité de ce montage réside dans le fait que les capacités et les fuites sont mesurées simultanément, ce qui fait gagner du temps et évite les erreurs de manipulation. Par ailleurs, le remplacement du classique galvanomètre, fragile et onéreux, par des diodes présente un intérêt certain pour l'amateur.

Le schéma électrique complet

Notre souci a été de réaliser un appareil aussi simple que possible tout en lui assurant des performances attrayantes.

La figure 2 qui en présente le schéma électrique montre que cet objectif peut être atteint.

L'alimentation alternative fait appel à un transformateur de 220 V/6 à 9 V, dont la puissance peut être très faible. Selon la configuration du secondaire, (à point milieu ou non), le pont redresseur comportera 2 ou 4 diodes. Le filtrage fait

appel à un condensateur C_1 d'au moins 1000 μF .

La stabilisation de la tension continue est opérée par un régulateur 5 V intégré (100 mA max). Le condensateur C_2 sert à éviter les oscillations qui pourraient prendre naissance à fréquence élevée. La tension de 5 V ainsi obtenue servira à alimenter les circuits d'amplification (en continu ou en alternatif) et à polariser le condensateur en essai.

Le transformateur du point a été récupéré sur l'amplificateur de sortie d'un récepteur à transistors miniature. Son secondaire a une impédance de 4 Ω , cette valeur ne devant pas être supérieure à 8 Ω pour que la tension secondaire soit suffisante lorsqu'on mesure des condensateurs de forte valeur, c'est-à-dire dont la réactance à 50 Hz est très faible.

Le potentiomètre de réglage de l'équilibre P_1 est de 1000 Ω linéaire. Pour obtenir une lecture un peu étalée des rapports C_x/C_{ref} on a monté en série les résistances R_1 et R_2 dont le rôle est de limiter de 0,2 à 5 la plage de variation de P_1 , ce qui est largement suffisant pour un bon recouvrement des gammes.

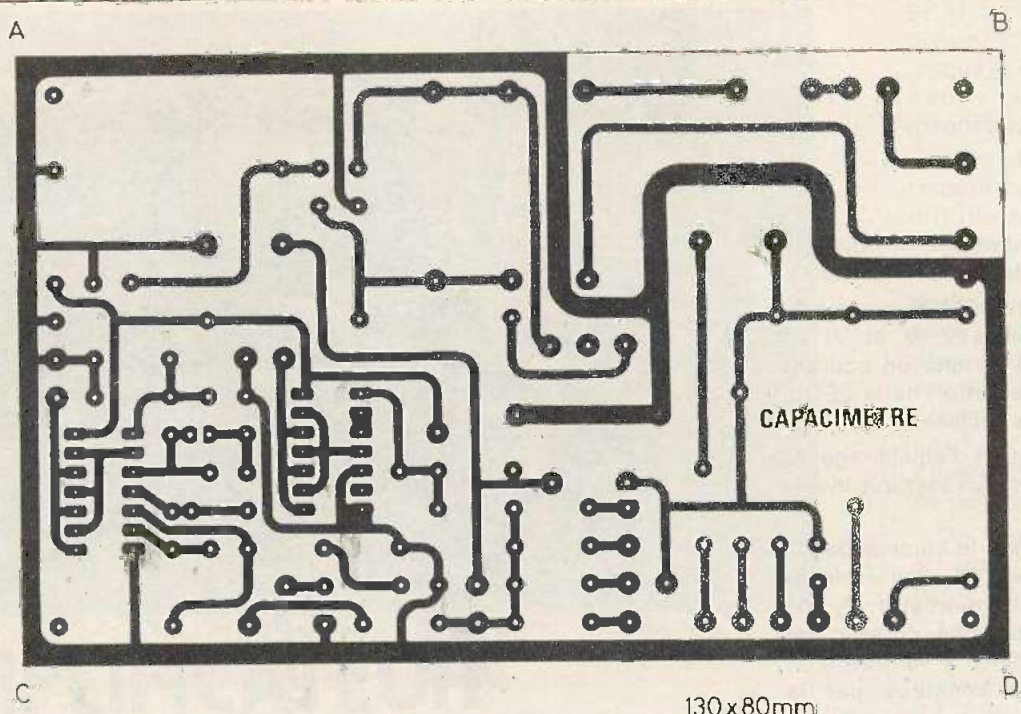
La valeur de C_{ref} est commutée par S_1 de 0,1 μF en cinq gammes. La sixième

position correspond au branchement d'un condensateur extérieur de valeur quelconque.

Le commutateur C_2 met en service des résistances de polarisation dont les valeurs correspondent à la plage de mesure choisie. On a pris des valeurs décroissantes de R pour des valeurs croissantes de C afin que la constante de temps de charge, égale au produit RC , ait une valeur raisonnable. Ainsi, avec un condensateur sans fuites, le voyant s'éteindra dans un temps inférieur à cinq secondes.

Dans la position C_{ext} , il n'est pas prévu de polarisation.

Depuis la borne $C_x (+)$, la tension continue est filtrée par R_{12} et C_3 avec une efficacité de 44 dB à 50 Hz. La résistance R_3 détermine le seuil de déclenchement de l'amplificateur faisant appel à un sextuple inverseur (IC3) en technologie CMOS CD4069. Les portes I et II mettent en forme le signal qui passe du 0 au 1 logique sur la sortie 4 lorsque la tension à l'entrée 1 atteint 2,5 V, ce qui correspond à 3,75 V à l'entrée, soit 75 % de la valeur de la tension d'alimentation. Comme l'impédance est très élevée à l'entrée (1,5 M Ω), ce circuit ne perturbe pas le



130x80mm

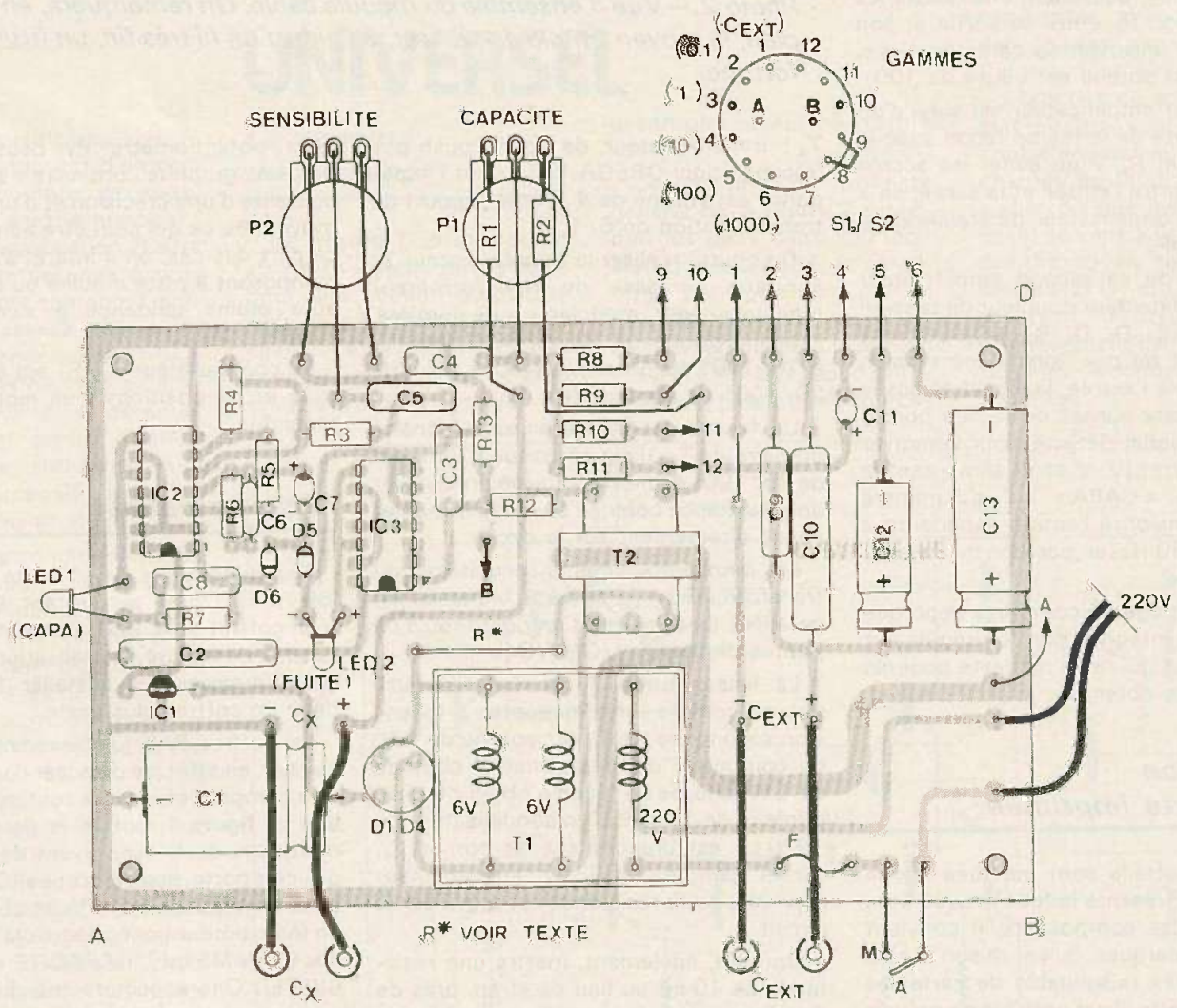


Fig. 3. - Le tracé du circuit imprimé pourra admettre quelques modifications suivant le type de transformateurs utilisés. Le circuit se reproduira facilement à l'aide de transfert direct. Pour l'implantation des éléments, on se reportera au croquis ci-dessus.

fonctionnement du pont, même pour des condensateurs dont la capacité est faible.

L'utilisation du circuit CMOS permet de monter les trois portes IV, V et VI en parallèle, de façon à obtenir un courant suffisant pour l'alimentation de la LED2. La porte III n'est pas utilisée.

Le circuit de détection d'équilibrage du pont comporte lui aussi un sextuple inverseur IC₂ CD 4069.

Le signal, prélevé sur le curseur de P₁, est envoyé, à travers C₄ qui isole le continu, vers le potentiomètre P₂ de réglage de sensibilité. Son curseur est réuni, à travers C₅ et R₃, à l'entrée d'un amplificateur linéaire constitué par la porte III de IC₂, possédant une résistance de rétroaction R₄ entre sa sortie et son entrée pour linéariser sa caractéristique. Le gain ainsi obtenu est voisin de 100.

Ce premier amplificateur est suivi d'un second monté de la même façon avec la porte II, R₅ et R₆. Pour éviter les accrochages HF entre l'entrée et la sortie, on a disposé un condensateur de stabilisation C₆ de 100 pF.

La sortie de ce second amplificateur attaque un détecteur doubleur de tension constitué de C₇, D₅, D₆, R₇ et C₈. Le branchement est tel que, lorsqu'une tension est présente à l'entrée, le signal de sortie soit positif aux bornes de R₇. La porte I inverse ce signal détecté pour l'envoyer aux trois portes IV, V et VI alimentant la diode LED1 « CAPA » qui s'illuminera pour une tension à l'entrée supérieure à 3 mV eff. à 50 Hz (en position de sensibilité maximale).

Notre montage ne comporte donc que trois circuits intégrés, dont un régulateur de tension, ce qui reste modeste pour les performances obtenues.

Réalisation de la carte imprimée

Tous les détails sont indiqués sur la figure 3 qui présente la face cuivrée et la disposition des composants. Il convient de faire remarquer qu'en raison de la compacité très raisonnable de certaines zones de la carte, il est possible de prévoir des modifications de câblage pour adapter d'autres transformateurs que ceux qui ont été utilisés sur la maquette soit :

T₁ : transformateur d'alimentation 220 V / 2 x 6 V, 1,2 VA, possédant des picots.

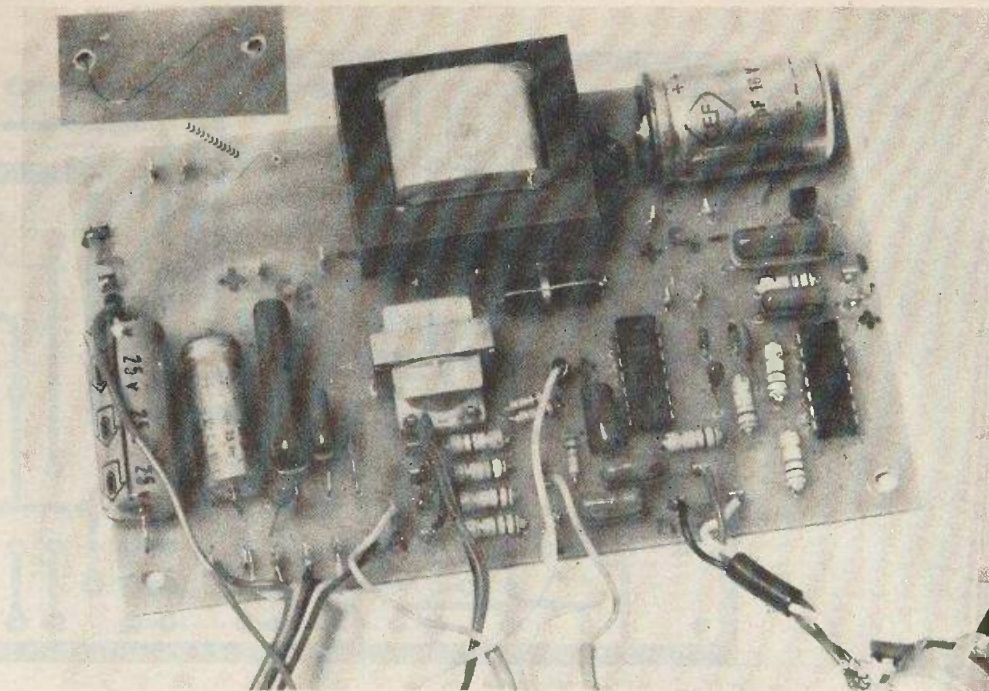


Photo 2. - Vue d'ensemble du module câblé. On remarquera, en gros plan, le moyen simple de réaliser, à l'aide d'un fil très fin, un fusible de fortune.

T₂ : transformateur de sortie push-pull (récupération) OREGA 1261 dont l'impédance est voisine de 4 Ω et le rapport de transformation de 6/1.

On pourra réaliser le transformateur T₂ sur une carcasse de transformateur miniature pour modulateur de lumière, rebobiné pour avoir 300 à 500 T de fil 10 à 15/100^e au primaire et 60 à 80 T de 20/100^e au secondaire.

Un fusible est monté en série dans le primaire de T₁. Il est constitué d'un fil fin de 15/100^e de nickel-chrome prélevé sur une résistance bobinée de récupération et soudé directement sur le circuit.

Les deux enroulements secondaires du transformateur T₁ ont été branchés en parallèle. Ils alimentent un pont moulé de petites dimensions (GE W04).

La liaison entre T₁ et T₂ peut être directe, comme sur la maquette, si la tension secondaire de T₁ est voisine de 6 V, ou comporter une résistance R chutrice de 1 W, choisie de façon à obtenir 6 V au primaire de T₂ lorsqu'un condensateur de 1000 µF est branché sur les bornes C_{ext} sur la gamme 1000. Un emplacement réservé à cette résistance est prévu sur le circuit.

On peut, également, mettre une résistance de 10 nF au lieu de strap, près de C₉ ; dans ce cas, on supprimera les bornes C_{ext} et on court-circuitera les sorties correspondantes sur le circuit. On dispose ainsi d'une sixième gamme (0,01) étendant l'essai jusqu'aux condensateurs de 2000 pF.

Le potentiomètre P₁ peut être un modèle graphite ordinaire, si l'on se contente d'une précision et d'une stabilité moyennes, ce qui peut être admis dans la plupart des cas, on a intérêt à retenir un composant à piste moulée ou bobiné qui aura moins tendance à « cracher » à l'usage.

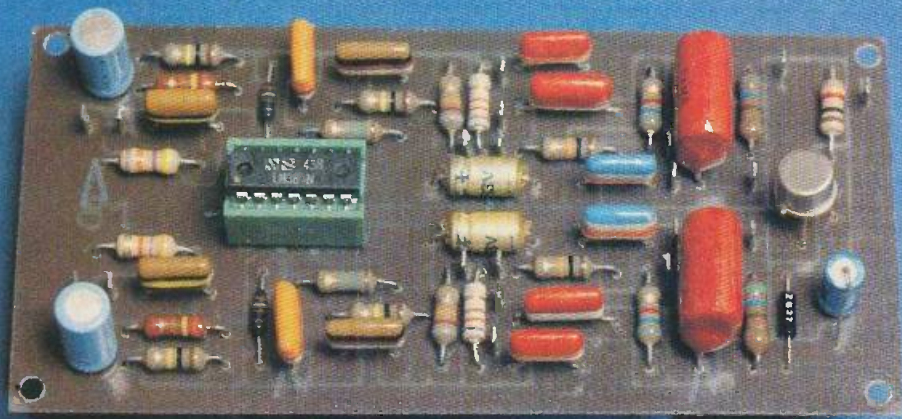
Le commutateur S₁/S₂ est à deux circuits et six positions d'un modèle assez répandu.

Mise en coffret

Les dimensions de la carte imprimée (80 x 130 mm) permettent l'utilisation d'un coffret Teko P/3. On peut, pour des raisons de facilité de réalisation accroître ces dimensions et installer l'ensemble dans un coffret plus vaste.

Le coffret P/3 judicieusement utilisé permet, en effet, de disposer d'un appareil très compact et, malgré tout, très maniable. La figure 4 montre le perçage et le marquage de la face avant de l'appareil qui comporte quatre sorties (C_{ext} et C_{ext}), deux voyants (LED CAPA et LED FUIITE), un interrupteur général et trois commandes (GAMME (µF), CAPACITE et SENSIBILITE). On respectera les dispositions relatives et les gravures indiquées sur la figure à l'exclusion des graduations propres au réglage de l'équilibre du pont qui doivent être définies par étalonnage.

(suite page 107)



BF. Notre LM381 est monté en préamplificateur phonographique et l'entrée est destinée à être attaquée par une cellule magnétique.

Cette dernière délivre une tension de l'ordre de quelques millivolts et sa courbe s'approche d'une courbe linéaire, mais ce sont les disques qui sont enregistrés selon la norme RIAA qui favorisent les signaux aux fréquences élevées. Dans ces conditions, la courbe à adopter pour le préamplificateur s'avère être le RIAA, inverse de celle de l'enregistrement.

On est alors conduit au schéma d'application, retenu par le fabricant de la figure 2.

Le PU magnétique se branche à l'entrée sur laquelle se trouve une résistance de $47\text{ k}\Omega$, valeur courante et compatible avec la plupart des cellules phonocaptrices. Comme tout circuit intégré, les broches de sortie du circuit intégré sont exploitées conformément au cahier des charges du fabricant. Si l'on s'aperçoit que les bornes (4) et (9) servent à l'alimentation du circuit, en revanche les bornes (2) (7) et (13) (8) permettent d'introduire les contre-réactions nécessaires au bon fonctionnement du montage.

PREAMPLIFICATEUR UNIVERSEL

Le schéma de principe

La figure 1 présente la structure interne du LM381 pour une section amplificatrice. Des lors, on comprend l'avantage de disposer de tels circuits pour réaliser, le plus simplement possible un

préamplificateur à faible souffle.

Le schéma de principe général de la figure 2 reproduit les deux canaux. Précisons que le LM381, se caractérise principalement par un très faible souffle ou bruit, celui-ci étant de l'ordre de $0,5\ \mu\text{V}$ à 10 kHz , donc faible devant la plupart des sources

LES amplificateurs Hi-Fi se composent d'un certain nombre de sous-ensembles dont le principal : l'unité d'amplification. Cette dernière est destinée à produire, comme son nom l'indique la puissance nécessaire pour actionner les haut-parleurs. Toutefois, cette puissance, pour être obtenue requiert un signal d'entrée d'amplitude suffisante, que peu de sources BF, micro PU etc., peuvent produire.

Dans ces conditions il faut avoir recours à d'autres étages préamplificateurs. Qui plus est, une chaîne Hi-Fi comporte un dispositif de dosage graves aigues voire même médium, qui permet à l'utilisateur de modeler à son gré la courbe de réponse. Ce dispositif agit en creusant le médium, c'est-à-dire, en réduisant l'amplitude des signaux dont les fréquences se situent dans cette partie du spectre audible. Il y a donc lieu pour compenser cette perte de prévoir un étage préamplificateurs.

Nous nous proposons de décrire un préamplificateur stéréophonique équipé d'un seul circuit intégré LM381.

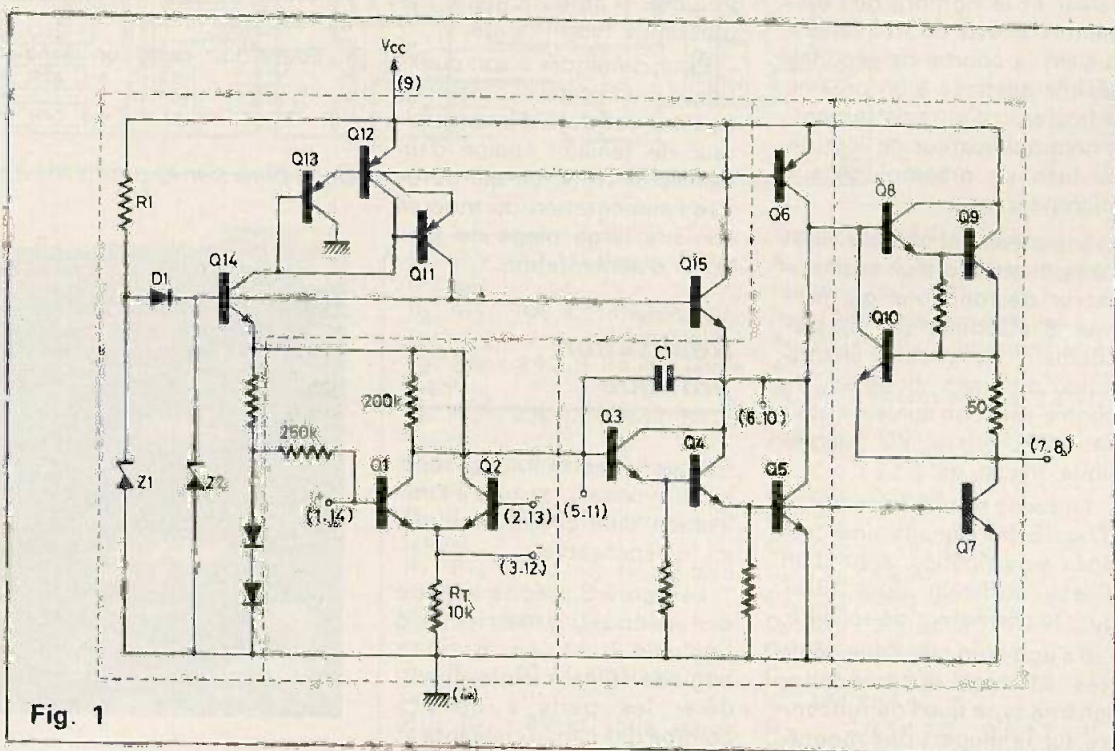


Fig. 1

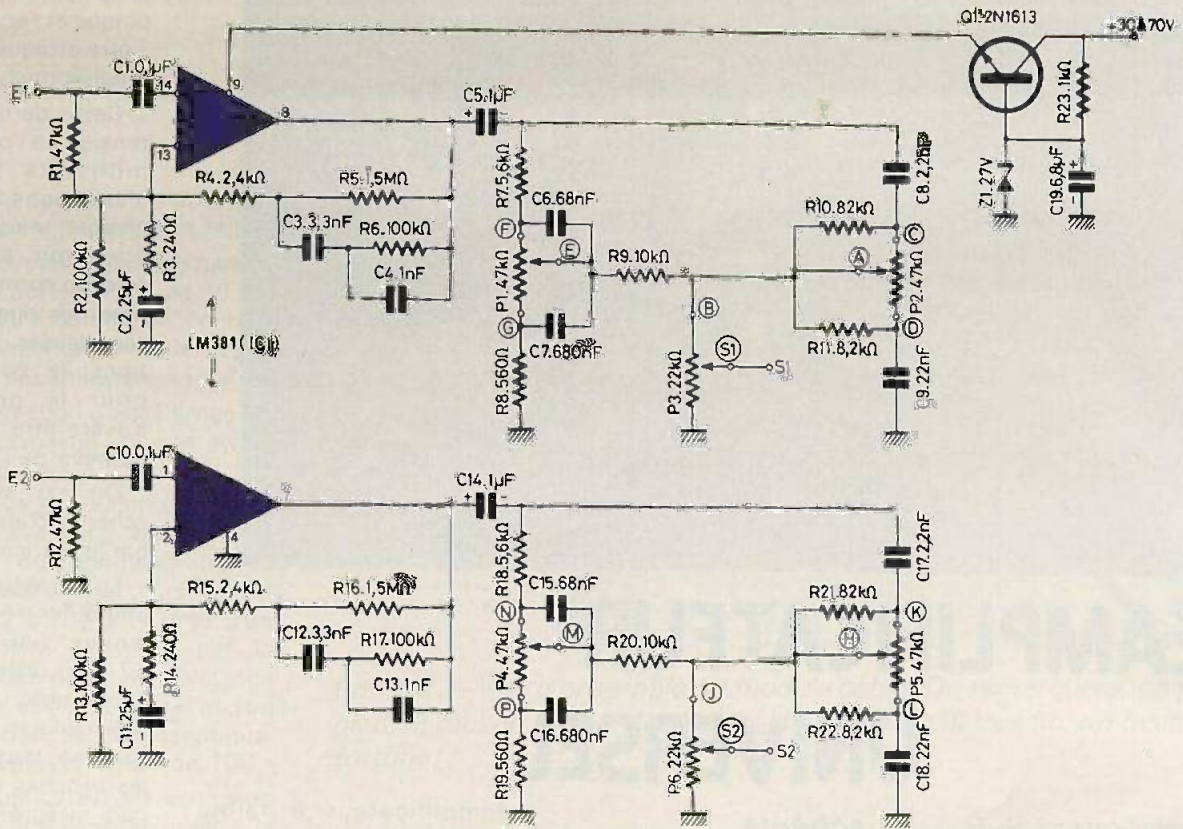


Fig. 2

Afin de satisfaire à la courbe de réponse précitée cinq éléments (R_4 , R_5 , R_6 , C_3 et C_4) sont nécessaires et introduits entre les bornes en question. On parle alors de boucle de contre-réaction. La valeur et le nombre des éléments de cette boucle varient suivant la courbe de réponse désirée destinée à un préamplificateur d'enregistrement, à préamplificateur de lecture ou bien un préamplificateur microphonique.

Les préamplificateurs Hi-Fi comportent alors un commutateur de fonctions qui permet d'introduire par le truchement de circuits électriques diverses boucles de contre-réaction suivant l'utilisation PU cristal, PU magnétique, micro, etc.

La sortie se réalise en borne (7) ou (8) les signaux ainsi corrigés et amplifiés, sont d'un niveau suffisant pour attaquer le correcteur de tonalité.

Il s'agit d'un classique, mais très efficace « Baxandall », schéma type que l'on rencontre sur la plupart des monta-

ges et qui présente ici, l'avantage de ne pas être actif et par conséquent de ne pas entraîner d'accrochages intempestifs.

En sortie, le potentiomètre de contrôle de niveau ou volume, l'amplificateur de puissance faisant suite.

Pour prétendre à son qualificatif d'universel le préamplificateur est doté d'un régulateur de tension équipé d'un transistor NPN, ce qui autorise l'alimentation du module sur une large plage de tensions d'alimentation.

Réalisation pratique

Pour la réalisation pratique, nous avons eu recours à l'utilisation d'un circuit imprimé, ici indispensable.

La figure 3 précise le tracé du circuit imprimé à l'échelle 1 et en gravure anglaise. Il faut alors considérer les traits « noirs » comme des canaux isolants et

non des bandes conductrices. De ce fait, les parties « blanches » constituent les surfaces cuivrées. Cette méthode présente l'avantage de ne pas « épuiser » le perchlore trop vite puisque l'attaque du perchlore se réalise sur une surface très faible.

Toutefois, pour un ama-

teur, la reproduction d'un tel circuit peut poser des problèmes. Une solution simple consistera à reproduire le tracé en méthode conventionnelle en reliant les points de perçages ou passages de connexions entre eux, à l'aide d'une bande conductrice classique.

Gros plan sur la pièce maîtresse : le LM 381 de N.S.

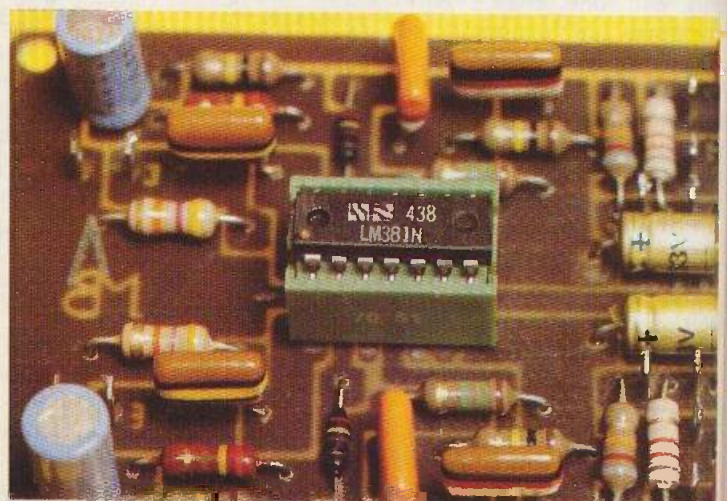
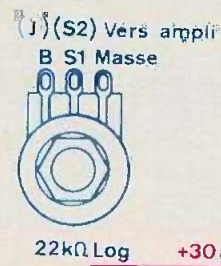
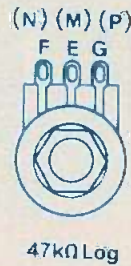
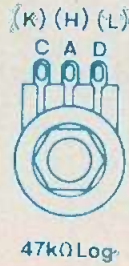
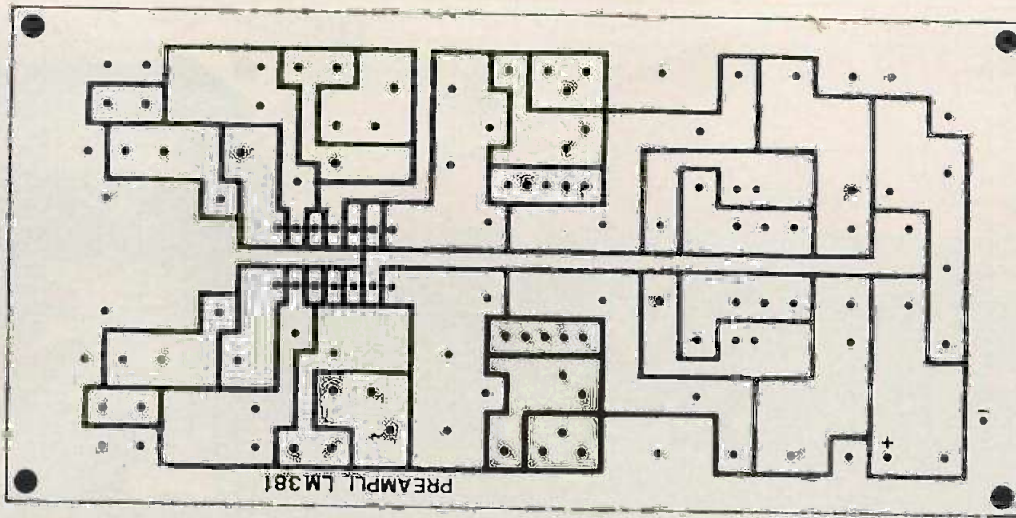


Fig. 3



+30 à 70V

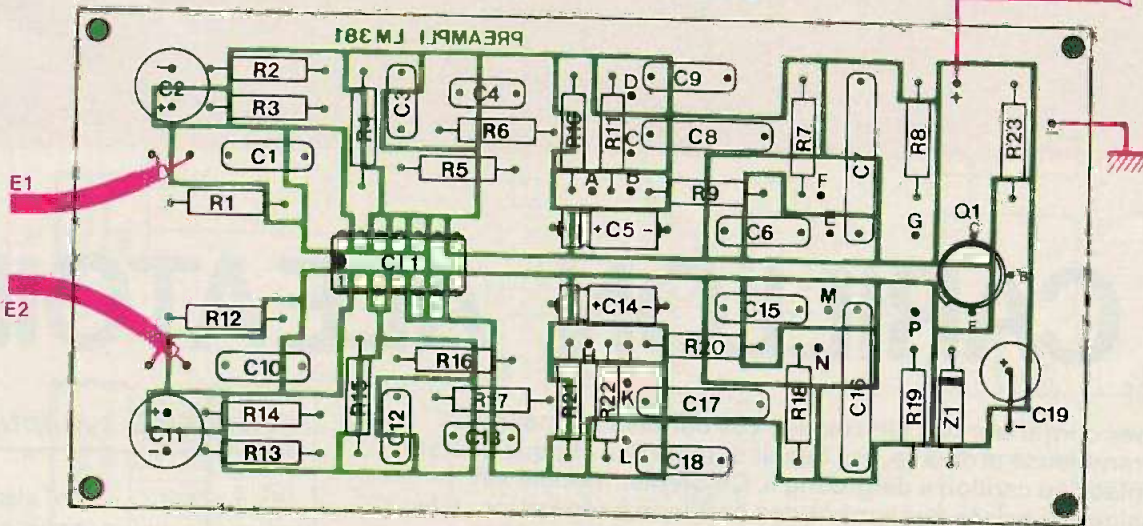


Fig. 4

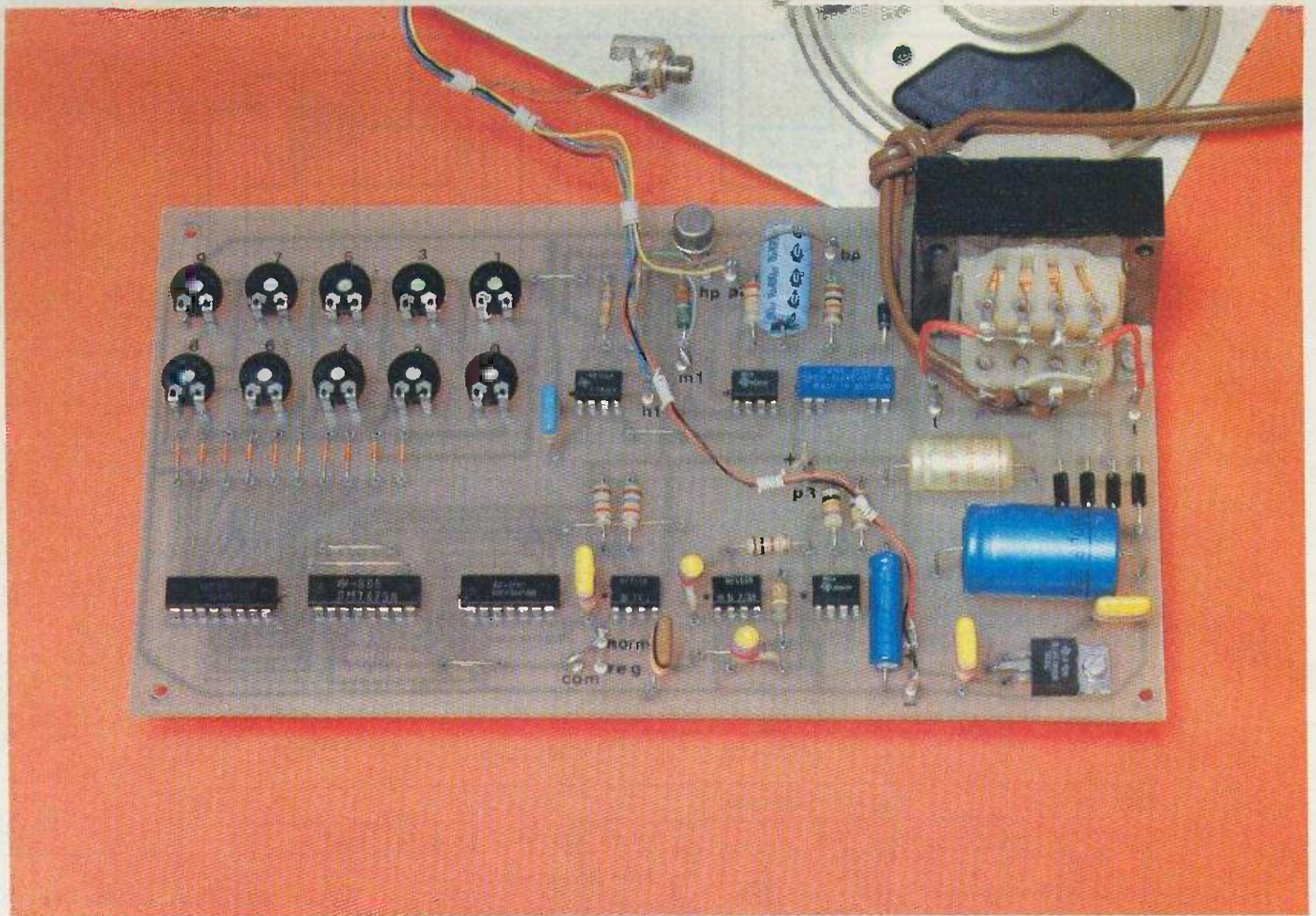
Liste des composants

- | | |
|--|--|
| R ₁ , R ₁₂ : 47 kΩ (jaune, violet, orange) | R ₁₁ , R ₂₂ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge) |
| R ₂ , R ₁₃ : 100 kΩ (marron, noir, jaune) | R ₂₃ : 1 kΩ (marron, noir, rouge) |
| R ₃ , R ₁₄ : 240 Ω (rouge, jaune, marron) | P ₁ , P ₂ , P ₃ , P ₄ : potentiomètre 47 kΩ log. |
| R ₄ , R ₁₅ : 2,4 kΩ (rouge, jaune, rouge) | P ₅ , P ₆ : potentiomètre 22 kΩ log |
| R ₅ , R ₁₆ : 1,5 MΩ (marron, vert, vert) | C ₁ , C ₁₀ : 0,1 μF |
| R ₆ , R ₁₇ : 100 kΩ (marron, noir, jaune) | C ₂ , C ₁₁ : 22 à 25 μF |
| R ₇ , R ₁₈ : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge) | C ₃ , C ₁₂ : 3,3 nF |
| R ₈ , R ₁₉ : 560 Ω (vert, bleu, marron) | C ₄ , C ₁₃ : 1 nF |
| R ₉ , R ₂₀ : 10 kΩ (marron, noir, orange) | C ₅ , C ₁₄ : 1 μF/12 V |
| R ₁₀ , R ₂₁ : 82 kΩ (gris, rouge, orange) | C ₆ , C ₁₅ : 68 nF |
| | C ₇ , C ₁₆ : 680 nF |
| | C ₈ , C ₁₇ : 2,2 nF |
| | C ₉ , C ₁₈ : 22 nF |
| | C ₁₉ : 6,8 μF/35 V |
| | IC : LM 381 N, S |
| | Q ₁ : 2N1613, 2N1711, 2N2218 |

La figure 4 présente l'implantation pratique des éléments qui reste la même quelle que soit la méthode de réalisation du tracé effectuée. Pas de problèmes particuliers, sinon bien veiller comme d'habitude à l'orientation des composants polarisés.

Toutes liaisons devront être réalisées à l'aide de fils blindés souples sauf pour l'alimentation. Pour le raccordement des potentiomètres rotatifs (ou à déplacement rectiligne), on repérera bien l'emplacement des diverses lettres qui correspondent aux cosses des potentiomètres.

Précisons par ailleurs, pour les amateurs habiles, la possibilité d'exécuter les canaux isolants à l'aide d'une mini perceuse et d'un disque à tronçonner. On réalise alors une gravure mécanique sans avoir recours au bain de perchloreure.



UN CARILLON ALEATOIRE

LES sonneries d'intérieur ont bien évolué ces dernières années. La sonnerie trembleuse ordinaire, qui faisait sursauter à chaque visiteur, a laissé la place au carillon « ding-dong ». Ce dernier modèle est désormais classique. Il existe également des carillons à répétition, très pratiques dans les grandes maisons. Outre les modèles récents électroniques qui imitent les chants d'oiseaux, on trouve des carillons jouant, à chaque visite, un air connu. Mais cependant, on s'habitue à cet air mélodieux, et l'effet de surprise est assez bref. Nous proposons, ce mois-ci, un carillon de nature à étonner les plus blasés de vos amis. Il permet de jouer les notes de musique, d'une manière tout à fait aléatoire.

La puissance, la cadence et la durée de fonctionnement sont réglables. En outre, il est possible de prévoir plusieurs HP dans le cas de maisons importantes. La réalisation ne demande enfin aucun réglage compliqué.

1 - Schéma synoptique

Pour obtenir un effet aléatoire en électronique, le moyen le plus simple consiste à faire compter à haute fréquence un compteur classique. Il suffit de lire l'état du compteur à des moments assez espacés. La grande différence entre les deux fréquences permet d'obtenir un état aléatoire.

Sur la figure 1, l'oscillateur HF attaque directement le compteur, lequel est relié à une mémoire. Celle-ci ne recopie l'état de ses entrées que lorsqu'on envoie une impulsion positive sur les entrées transferts. Ces impulsions sont fournies par un oscillateur TBF relié à un monostable pour avoir une impulsion positive aussi courte que possible.

Sur la sortie de la mémoire, on recueille toutes les 1/2 secondes, par exemple, un code binaire, dans un ordre tout à fait aléatoire. Le code binaire est transformé en décimal par un décodeur.

Lès 10 sorties de ce dernier circuit sont reliées à 10 diodes et 10 potentiomètres. Le point commun de ce réseau est relié à l'oscillateur BF musical.

Il génère, théoriquement qu'une fréquence fixe. Mais, si on porte à un niveau plus ou moins bas la tension de référence, on obtient des fréquences différentes commandées par le réseau de potentiomètres.

L'oscillateur BF musical n'oscille que si son entrée RAZ est activée par le monostable de durée. Le départ de ce monostable, donc le déclenchement du carillon est commandé par le ou les boutons-poussoirs.

Voyons plus en détail le fonctionnement de chaque élément.

II - Schéma de principe

Son dessin est donné à la figure 2. Cl_1 n'est autre que le NE555 bien connu de nos lecteurs. Il est monté ici en oscillateur. Les valeurs de P_1 , R_1 , R_2 et C_1 sont choisies pour obtenir un fonctionnement en très basse fréquence. P_1 permet de faire varier la fréquence dans une certaine limite. La sortie 3 est reliée à Cl_2 . Ce dernier est monté en monostable. La durée de travail de ce monostable est déterminée par R_3 et C_3 . On obtient ainsi des impulsions très courtes et espacées selon la position de P_1 .

Cl_3 , toujours le 555, est également branché en oscillateur. La valeur des éléments R_5 , R_6 et C_4 permet d'obtenir ainsi une fréquence beaucoup plus élevée que la précédente. La sortie 3 de cet oscillateur est reliée directement au compteur Cl_4 monté en diviseur par 10. On recueille donc, sur les sorties de Cl_4 les chiffres 0 à 9 en code binaire.

Ce code binaire est relié à la mémoire Cl_5 . Rappelons brièvement ce circuit qui est souvent utilisé dans les décades de fichages des fréquences métriques ou autres. Le code binaire présent sur les entrées n'est recopié que lors d'une impulsion positive sur les bornes « Transfert ». Après cette impulsion, le code de sortie ne change plus, même si le code entrée est modifié. On trouve donc, dans notre cas, un code binaire sur les sorties de Cl_5 qui change à chaque impulsion TBF de Cl_2 .

Les bornes A, B, C, D de Cl_5 sont reliées à leurs entrées correspondantes de Cl_6 .

qui est un décodeur BCD/décimal. Sur ce circuit, la sortie décimale correspondante au code BCD des entrées est au niveau bas. Les autres sorties sont à l'état 1.

Voyons maintenant le fonctionnement lors d'une action sur le bouton-poussoir extérieur (ou le bouton-test). Grâce à ces boutons, on envoie un + 5 V sur le relais REED RL1. Celui-ci s'excite et établit son contact travail M1-T1. C_9 se décharge donc via la résistance R_{16} . Cette résistance est indispensable pour éviter de « souder » le contact du relais.

En effet, le courant initial de décharge d'un condensateur est très important. C_9 se charge et simultanément, on met en action le Cl_8 monté en monostable. La sortie 3 présente alors un niveau haut. Le bouton est relâché, RL1 revient au repos, M1-T1 se coupe. C_9 peut alors se recharger par R_{17} et P_2 . Selon la position de ce dernier, cette charge s'effectuera plus ou moins vite.

Le niveau haut de la sortie 3 de Cl_8 permet au Cl_7 d'osciller librement. En effet, l'entrée RAZ maintenue au niveau 0 bloque ce circuit. Cl_7 est monté en oscillateur. Avec les valeurs mentionnées on obtient une valeur de l'ordre de 1 000 Hz.

La borne 5 de Cl_7 est reliée à Cl_6 via les potentiomètres et les diodes. On dispose sur cette borne de la tension de référence de Cl_7 . Si on abaisse extérieurement cette fréquence, Cl_7 oscillera à une fréquence plus élevée. Chaque sortie de Cl_6 est mis à l'état bas dans un ordre aléatoire. Suivant la valeur de la résistance du potentiomètre correspondant au moment choisi, la tension en 5 sera fonction de la sortie décimale qui est activée, chaque potentiomètre étant réglé différemment.

La tension sur la borne 5 varie donc selon le hasard, à une cadence dépendante du potentiomètre P_1 .

Le signal carré présent sur la borne 3 de Cl_7 est relié à la borne haute du potentiomètre P_3 . Le curseur prélève donc une certaine tension qui permet de polariser T_1 en tout ou rien. Sur le collecteur de T_1 , le haut-parleur génère les notes sonores de Cl_7 .

Lorsque C_9 sera rechargé, Cl_8 basculera et appliquera un état bas à l'entrée RAZ de Cl_7 . Ce dernier revient au repos. La séquence est terminée.

L'alimentation est prélevée sur le secteur, car le carillon doit rester branché en

permanence. Un transfo 220 V/9 V permet d'obtenir la basse tension pour le montage. Le redressement est confié à quatre diodes classiques pour éviter tout problème d'approvisionnement de ponts moulés. C_6 assure le filtrage. La tension de 5 V nécessaire aux différents circuits est obtenue très facilement et économiquement grâce au régulateur Cl_9 de la série 7805. Les performances sont supérieures à un montage classique zener, transistor-ballast. C_7 enfin, assure le filtrage des imperfections à la sortie de Cl_9 .

III - Circuit imprimé

Son dessin est donné à la figure 3. En vue de l'inclure dans un boîtier Teko 363, on respectera les dimensions extérieures. Il est préférable auparavant de s'assurer que le transfo a le même encombrement que celui de la maquette.

S'il est facile, sur le papier, de relier des circuits logiques entre eux, les problèmes se posent lorsqu'on doit réaliser le circuit imprimé. La solution la plus élégante et la plus « pro » consiste évidemment à concevoir un circuit double face. Nous l'avons rejeté car elle reste délicate pour l'amateur. Il est préférable à notre avis de prévoir quelques straps en plus tout en restant dans le simple face.

Pour des raisons de présentation, on choisira avantageusement du circuit en verre époxy. Les partisans de la méthode photographique n'auront pas de problèmes à transférer leur dessin. Si vous n'êtes pas outillé pour cela, la gravure directe reste possible avec des rubans adhésifs de faible largeur afin de passer entre deux pastilles contiguës sur un CI.

Une fois la gravure effectuée, le circuit sera lavé à grande eau. On pourra procéder aux différents perçages : 1 mm pour les composants, 0,7 mm pour les circuits intégrés. Percer les trous de fixation à 3,5 mm.

On pourra étamer à froid le circuit imprimé afin de faciliter les soudures. Implanter les composants selon la figure 4 en respectant les polarités correctes. Les supports de CI ne sont pas indispensables mais si vous n'êtes pas sûr de vous il est préférable de s'en procurer. Les résistances R_5 et R_6 seront légèrement surélevées afin de faciliter le passage du strap.

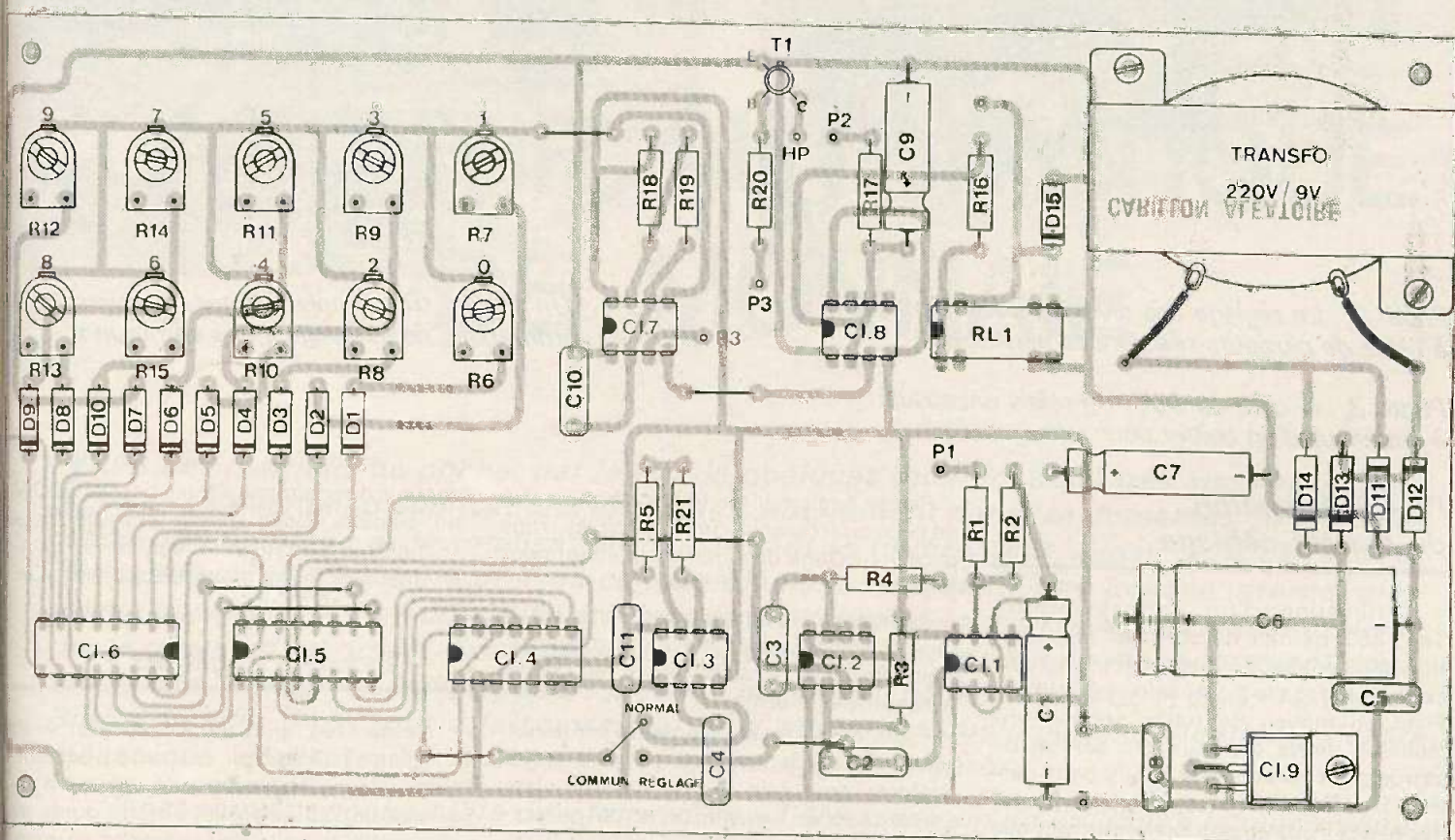
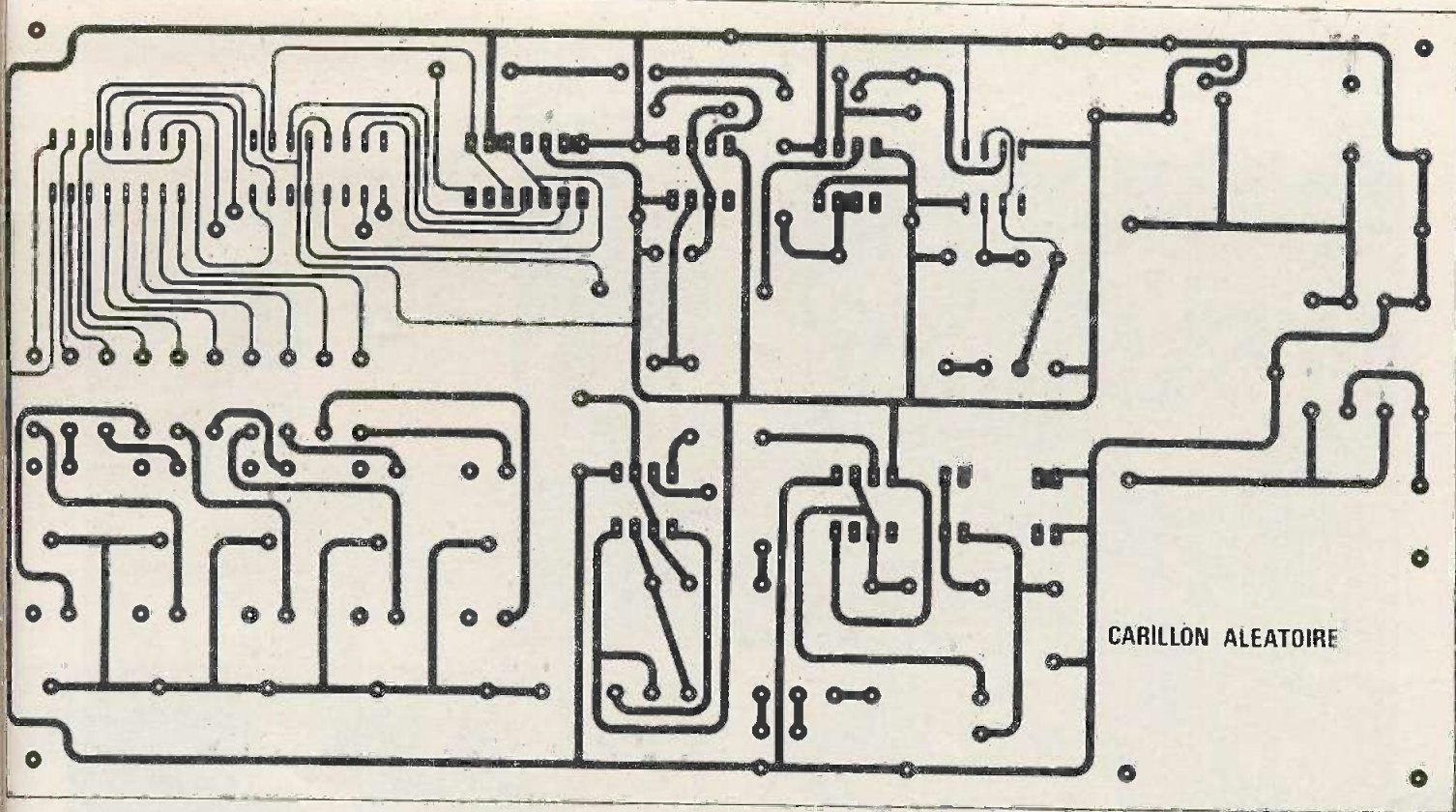


Fig. 3 et 4. Le circuit imprimé publié à l'échelle se reproduira facilement par la méthode photographique et à l'aide de plaques époxy présensibilisées. Quelques straps de liaisons subsistent, en dépit de passages hasardeux de lignes conductrices entre les pattes de certains circuits intégrés.

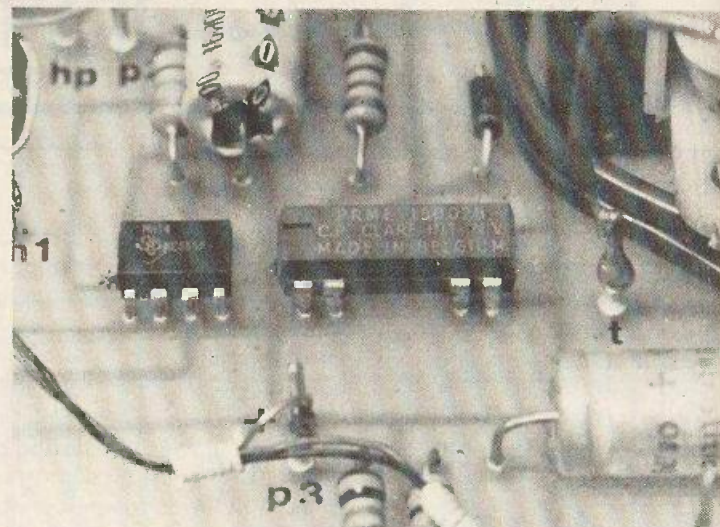
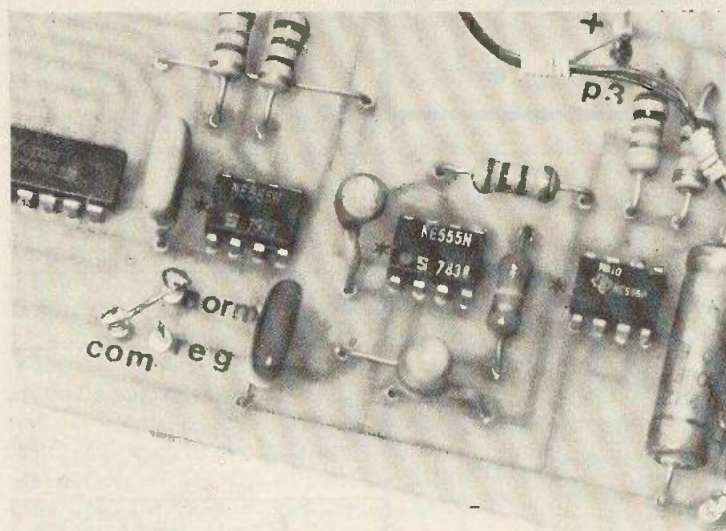
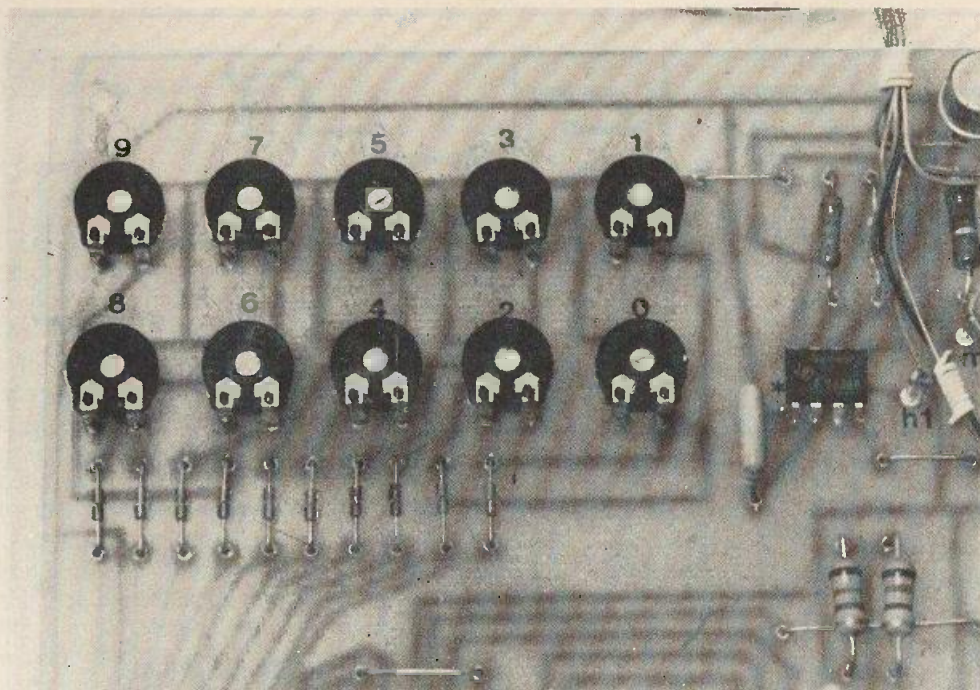


Photo 2. Le réglage des diverses notes s'effectuera à l'aide de plusieurs résistances ajustables.

Photo 4. Un moyen très simple d'éviter un inverseur pour les commandes de « réglage » et « commun ».

Photo 3. A côté du 555, un relais encapsulé à l'intérieur d'un boîtier pour circuit intégré.

IV - Préparation du coffret-câblage

L'utilisation d'un coffret pupitre Teko 363 permet de concilier présentation et disponibilité. On procédera au perçage de la façade avant selon la figure 5. Fixer au moyen de ruban adhésif une feuille à petits carreaux qui servira de patron pour percer les trous du haut-parleur. En effet il est plus propre de percer des petits trous en nombre important que quelques gros trous. Les possesseurs d'une perceuse sur colonne auront plus de facilités. Il sera nécessaire d'ébavurer ces trous, à l'aide d'un foret plus grand, et cela des deux côtés de la façade.

Pércer également le fond du boîtier afin de pouvoir fixer le circuit. Prévoir les trous pour le passage du cordon secteur et pour le jack.

Appliquer des lettres transferts sur la face avant pour une meilleure présentation. Protéger ensuite grâce au vernis aérosol Mecnorma.

Fixer les différents éléments sur le boîtier et la façade. Coller le HP à l'araldite. Préférer, pour cela, les HP à bords plats. Laisser sécher une nuit avec un poids.

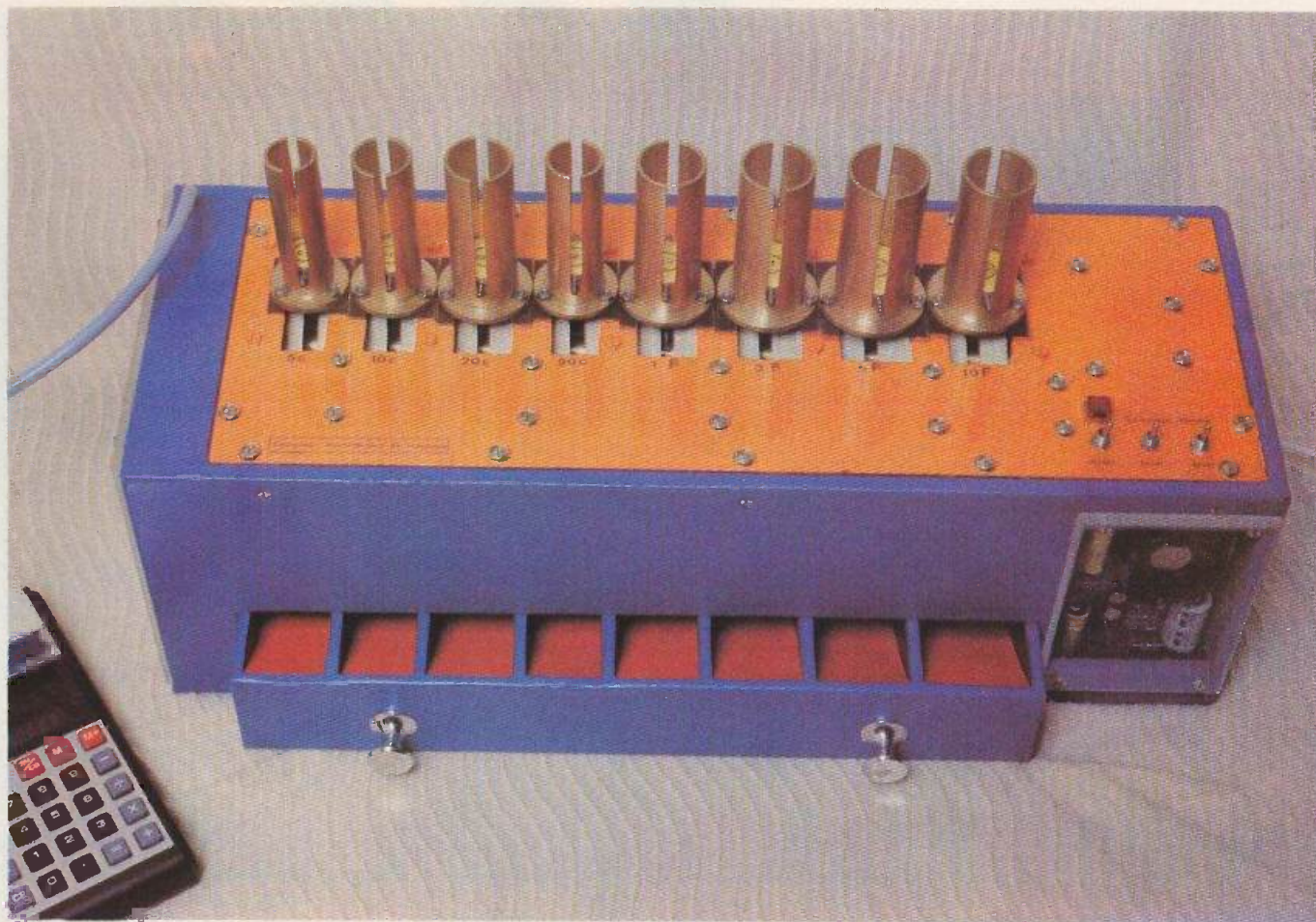
Le câblage s'effectuera selon la figure 7. Ne pas hésiter à employer du fil de couleur de façon à éviter tout risque d'erreur. Il n'est pas nécessaire d'employer du fil blindé. Souder le cordon

secteur directement sur les bornes 220 V du transfo. Nous avons préféré faire l'économie d'un interrupteur, car un carillon doit être en permanence sous tension.

V - Essais - réglages

Relier les picots « commun » et « réglage ». Brancher le cordon secteur. Régler le potentiomètre de volume à un niveau moyen, le potentiomètre durée au maximum et celui de fréquence au mini. Remarque que la séquence démarre dès la mise sous tension. Avec le picot sur « réglage » on obtient une suite 0 à 9 des

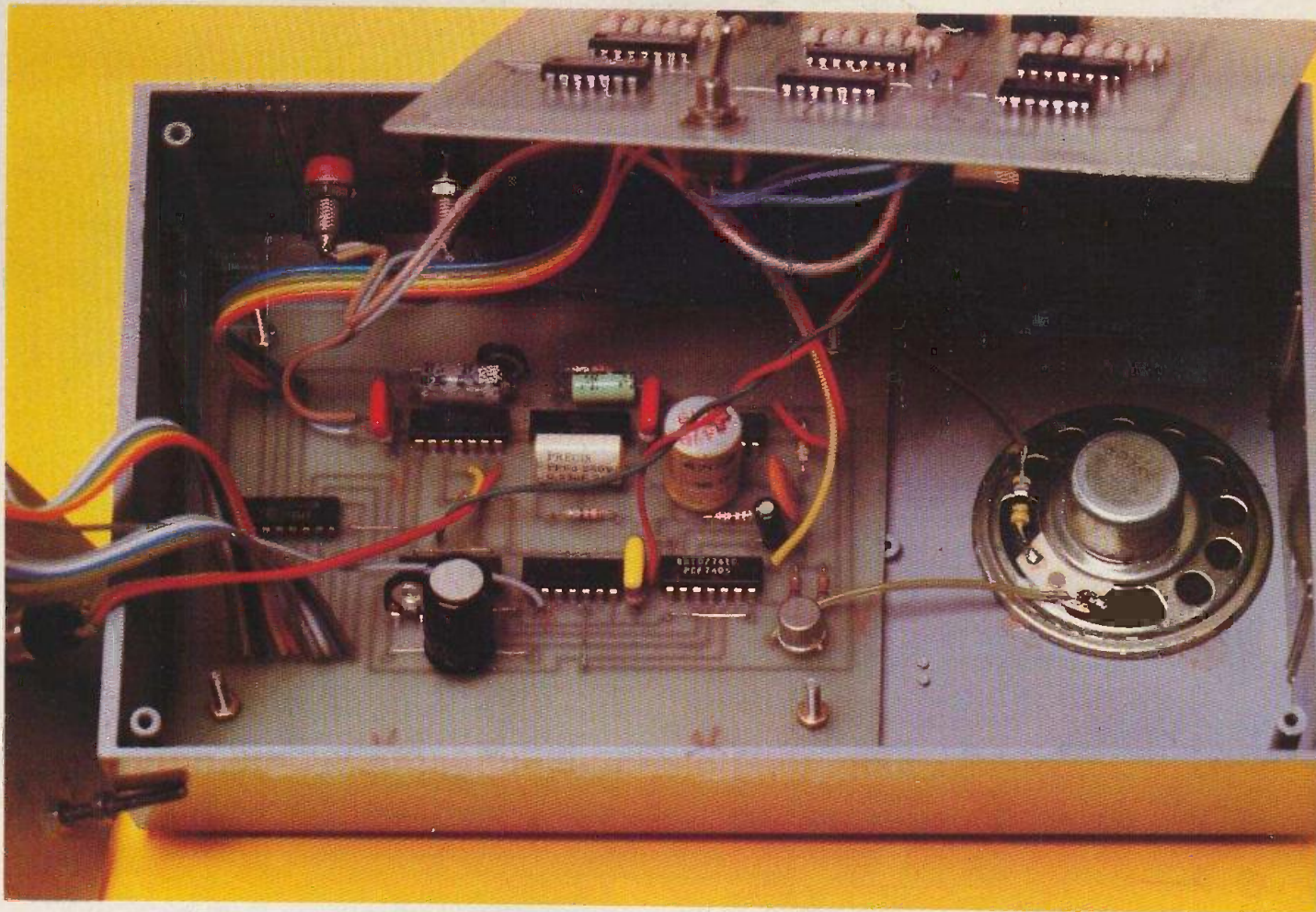
(suite p. 127)



COMPTEUR AUTOMATIQUE DE MONNAIE

LES calculatrices de poche, par le jeu de quelques modifications très simples, offrent tout un éventail d'applications originales, notamment dans les domaines où la numération, le comptage et la totalisation constituent le fil directeur. Ainsi, dans cet article, une telle calculatrice a été utilisée comme élément de sortie d'une logique interne, elle-même dépendante d'un dispositif mécanique ; le rôle de l'ensemble consistant à totaliser, par le moyen d'un processus entièrement automatisé, les pièces de monnaie ayant cours en France. Il s'agit de huit types de pièces : 5, 10, 20, 50 centimes et 1, 2, 5, 10 francs. Bien entendu, il est tout à fait possible, en y apportant quelques modifications d'ordre mécanique, d'adapter le système à des monnaies étrangères.

Il est souvent souhaitable de « faire vivre » l'électronique en l'alliant à la mécanique : c'est ce qui a été réalisé dans la construction qui fait l'objet du présent article. Le résultat de cette alliance a permis de donner naissance à une machine relativement perfectionnée, grâce à laquelle la fastidieuse tâche du comptage de la monnaie (magasins, collectivités, etc.) se trouve réduite à un véritable jeu d'enfant avec un risque d'erreur nul.



JEU DE REFLEXES à affichage digital

TRÈS prisés par les amateurs, les jeux ouvrent de nouvelles voies à l'électronique. Sans vouloir rivaliser avec les jeux à microprocesseurs, celui-ci, bien que très simple, offre un certain attrait du fait de son automaticité quasi totale.

Les commandes sont donc réduites au strict minimum, permettant une manipulation aisée en cours de partie.

Sa réalisation ne fait appel qu'aux circuits intégrés les plus courants et à quelques composants passifs, réduisant ainsi le prix de revient.

La règle du jeu

Les chiffres de 0 à 9 défilent en permanence sur l'afficheur de gauche. A l'aide du commutateur rotatif situé en face avant, on choisit un nombre compris entre 0 et 9. Les deux autres afficheurs sont à zéro.

Lorsque l'on appuie sur le bouton-poussoir, le comptage cesse et un signal sonore retentit. Si le chiffre inscrit sur

l'afficheur I correspond à celui indiqué par le commutateur, le coup est gagné. Les deux afficheurs de droite passent à 1, car le premier compte le nombre de coups joués, et le deuxième le nombre de coups gagnés; après quelques secondes, le comptage de l'afficheur I reprend.

La partie s'arrête automatiquement après 9 coups joués. Le but du jeu étant bien sûr de totaliser le maximum de points, soit 9 points sur 9.

Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement est donné par le synoptique de la figure 1. Les signaux générés par une horloge dont la fréquence est d'environ 9 Hz, sont comptés d'une part en binaire pour être décodés puis affichés, d'autre part en décimal, pour la comparaison entre le nombre affiché et le nombre choisi.

Lorsque l'on appuie sur le bouton

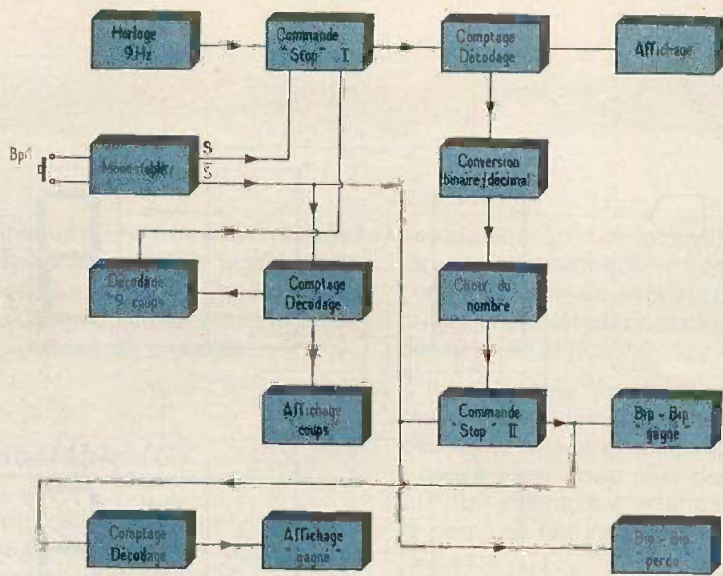


Fig. 1. - Synoptique du montage en question. Les signaux générés par l'horloge sont comptés d'une part en binaire, donc décodés, puis affichés, et, d'autre part, en décimal pour la comparaison.

Principe électronique

Le schéma de principe complet est donné figure 2. On distingue immédiatement deux parties essentielles :

- l'ensemble comptage, décodage, affichage, entouré en pointillés,
- la logique de commande des compteurs.

La première partie est très classique. IC₁, IC₂, IC₅ sont des compteurs par 10. Les impulsions d'entrées sont comptées en binaire, puis décodées par IC₂, IC₄, IC₆ pour être affichées. Les résistances R₁₃ à R₃₄ sont montées en série avec les segments, pour limiter le courant dans les afficheurs. Nous y reviendrons d'ailleurs ultérieurement. La logique de commande est constituée d'opérateurs NAND à deux ou trois entrées, ainsi que d'un monostable.

L'horloge principale (9 Hz) est réalisée, ainsi que tous les oscillateurs du jeu, à l'aide de deux portes montées en multivibrateur astable. Les impulsions issues de cette horloge sont appliquées à l'entrée du premier compteur IC₁ par l'intermédiaire d'un NAND à trois entrées. Cet opérateur équivaut à la commande STOP I.

poussoir, le monostable, qui est le cœur du circuit arrête le comptage par l'intermédiaire de la commande STOP I, placée entre l'horloge et le compteur et va « autoriser » la comparaison entre le chiffre présélectionné et celui indiqué par l'afficheur. Cette « autorisation » est obtenue par STOP II.

Si les deux chiffres sont différents, un signal sonore continu est généré, l'afficheur du nombre de coups passe à 1, tandis que l'autre indique toujours 0.

Si par contre, les deux chiffres sont identiques, un signal sonore modulé

retentit et les deux afficheurs passent à 1.

Après un certain temps, le monostable repasse à l'état stable et permet, par l'intermédiaire de STOP I le comptage sur l'afficheur I. A ce même moment, il supprime la comparaison entre les chiffres, en agissant sur STOP II.

Au neuvième coup, un circuit de décodage agit sur STOP I, bloquant ainsi la partie. Si on veut recommencer à jouer, il suffit de remettre le compteur « coups » à 0, par l'intermédiaire de l'interrupteur de RAZ, K.

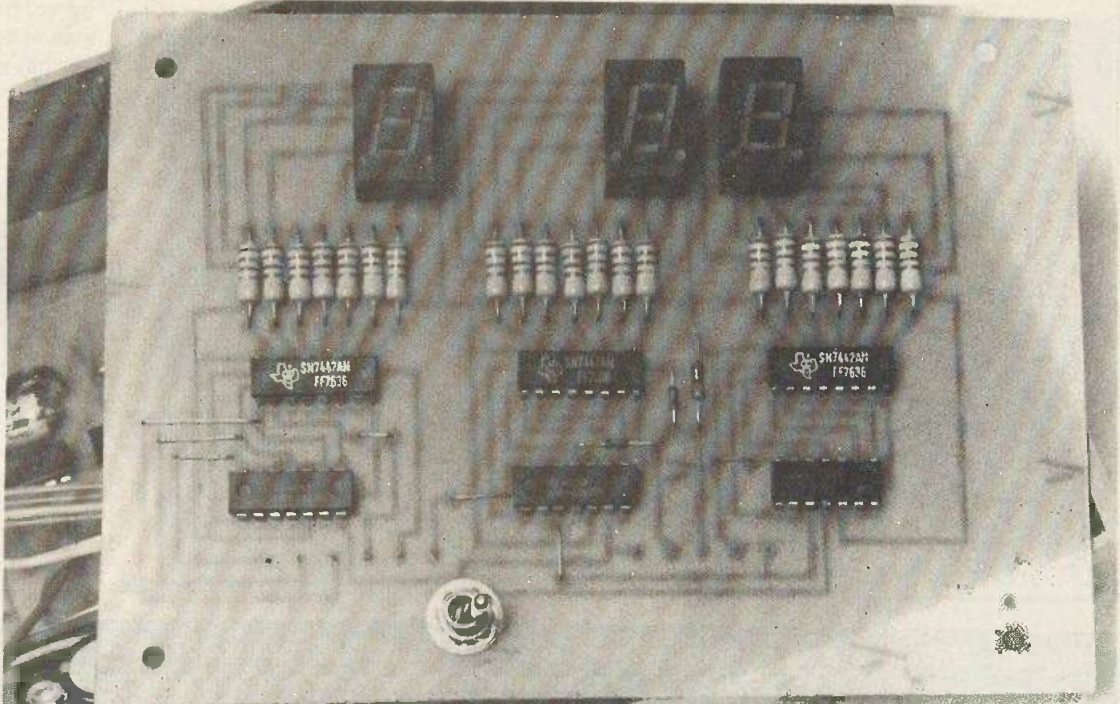
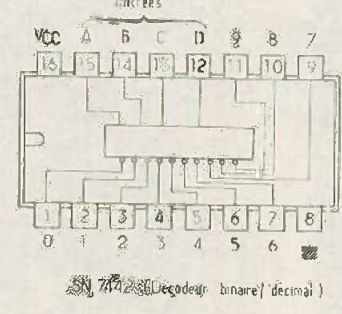
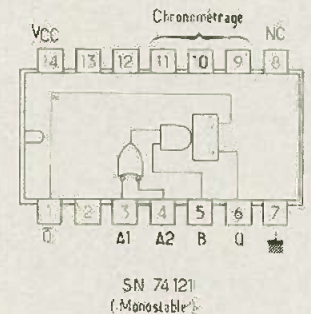
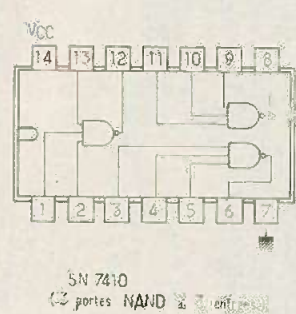
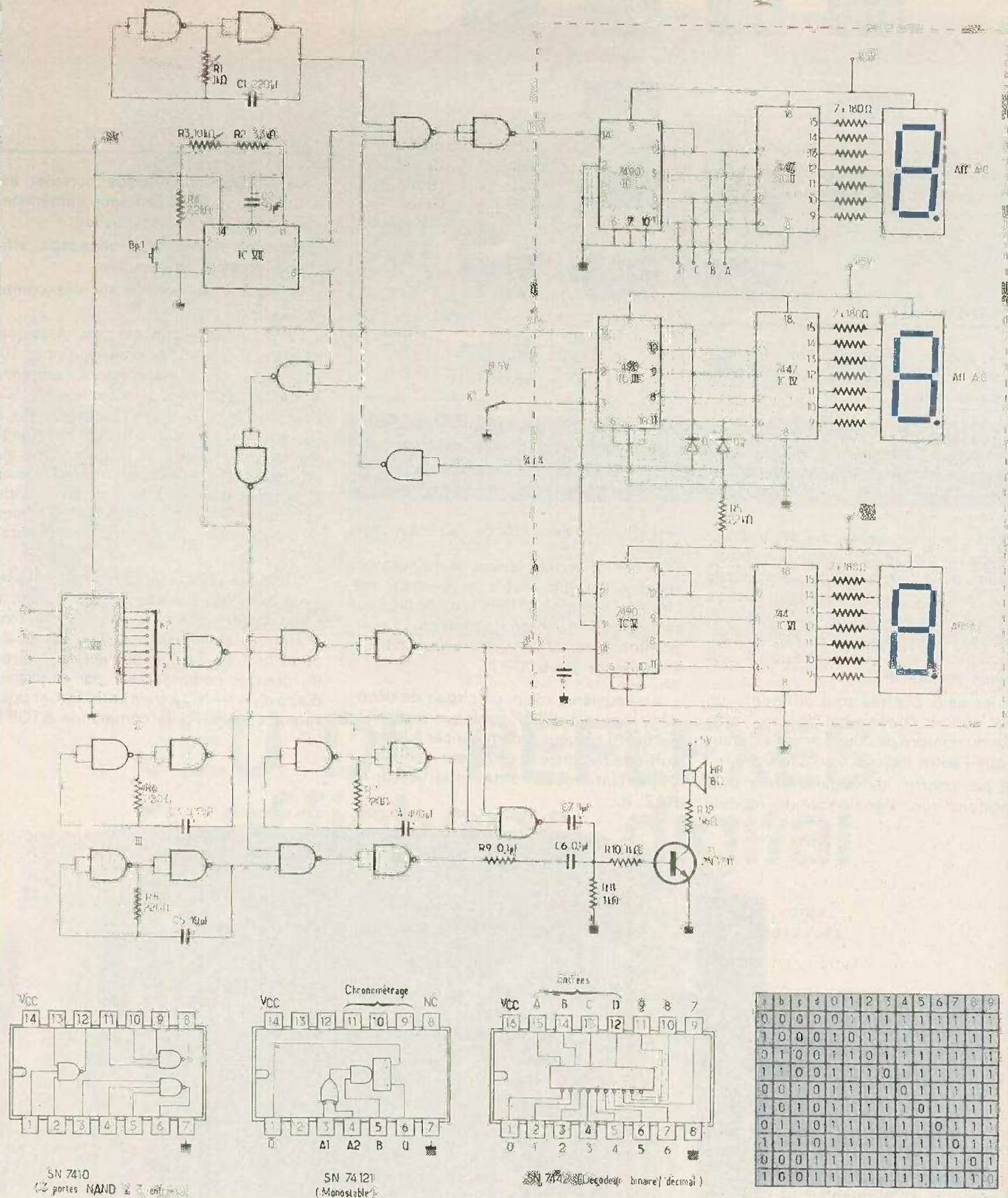


Photo 2. - Ce module d'affichage pourra servir pour d'autres montages.



a	b	c	d	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Fig. 2. - Un schéma de principe général qui peut d'emblée paraître effrayant, mais n'oublions pas qu'il nous faut avoir recours à trois afficheurs.

C'est-à-dire que si les deux autres entrées sont au niveau logique 1, le signal d'horloge « traverse » la porte. Dans tous les autres cas, les impulsions sont bloquées, et donc IC₁ cesse de compter.

Le monostable IC7

C'est avec ce circuit que l'on va pratiquement tout commander. Nous l'avons volontairement choisi sous forme intégrée, étant donné sa fiabilité et sa facilité de mise en œuvre. Au niveau prix de revient, disons simplement que le coût n'excède pas 5 F ! Les constantes de temps du monostable sont réglables à volonté par R₂, P₂, C₄.

Nous avons choisi des valeurs nous donnant des temporisations d'environ 3 secondes. Ce circuit intégré est très pratique, car il dispose de deux sorties complémentaires, c'est-à-dire que si une sortie est à 0, l'autre est à 1 et vice versa, ce qui nous permet d'économiser un opérateur logique.

Le choix du nombre se fait très facilement par un commutateur rotatif K₂.

À la sortie de IC₁, les impulsions codées en binaire sont à la fois dirigées vers le décodeur d'affichage et vers un convertisseur binaire décimal. Les broches de sortie du convertisseur, qui fonctionne un peu comme un « chenillard », sont reliées au commutateur. Un opérateur servant de commande STOP II a dû être intercalé entre la sortie du commutateur et l'entrée de IC₅, car sinon, le comptage aurait eu lieu sans cesse, et n'aurait plus aucune signification.

Les signaux sonores

Trois multivibrateurs astables sont utilisés pour la production des BIP-BIP. L'oscillateur I fonctionnant à très basse fréquence (TBF) est utilisé pour hacher les signaux provenant du deuxième (environ 10 kHz). Un opérateur NAND à trois entrées est utilisé pour réaliser cette fonction de « découpage ». Ce signal retentit lorsque le coup est gagné. Le troisième oscillateur génère un son assez grave et continu lorsque le coup est loupé. Sa fréquence de fonctionnement est de 450 Hz. Évidemment, C₃, C₄, C₅ peuvent être changés si l'on désire d'autres fréquences de sortie des oscillateurs. Tous

ces signaux sont dirigés vers un transistor, par l'intermédiaire de C₆ et C₇, condensateurs de liaison. Ce transistor, monté en émetteur commun, alimente un petit HP de 8 Ω.

Il est à noter que la résistance R₉ permet d'obtenir une différence de puissance des deux signaux sonores. Le BIP-BIP « gagné » est donc plus puissant que le BIP-BIP « perdu ». L'arrêt automatique de la partie se fait lorsque 9 coups ont été joués.

Si on regarde figure 10 la table de vérité de la sortie de IC₃, on constate que le chiffre 9 a comme combinaison 1001 en binaire. La sortie de IC₃ se fait donc sur 4 bits. On peut donc remarquer que c'est le seul chiffre compris entre 0 et 9 dont les grandeurs binaires a et d soient égales à 1. Si on relie a et d aux deux entrées d'un opérateur ET, lorsque la combinaison 9 arrivera, la sortie 2 de l'opérateur ET passera à 1. On a donc un moyen de détecter les 9 coups joués, la sortie de l'opérateur ET étant reliée à STOP I et bloquant le monostable, la partie se trouve stoppée.

La porte en question est simplement réalisée avec deux diodes D₁, D₂ et une

résistance R₆. Cette configuration permet d'éviter d'avoir à câbler des straps pour « sortir » les bits a et d.

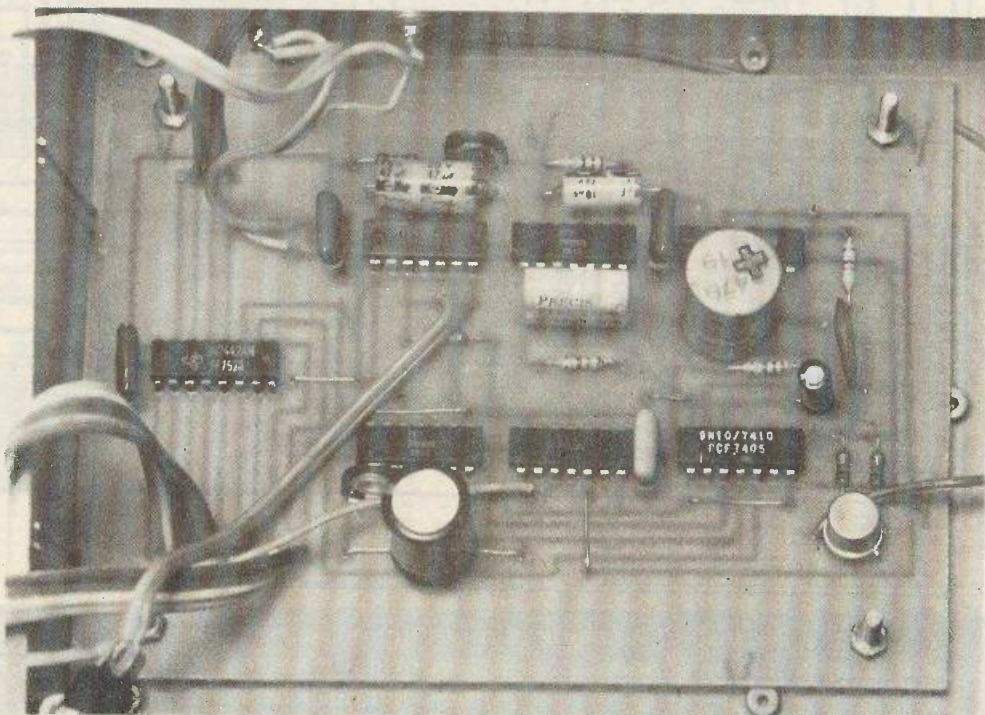
Fonctionnement général en cours de partie

Après avoir effectué la RAZ des compteurs IC₃ et IC₅, les chiffres défilent sur l'afficheur I. Tout signal sonore est interrompu par les NAND servant de commande aux oscillateurs.

Si on presse sur le bouton-poussoir, la sortie patte 1 du monostable passe à l'état 0, ce qui stoppe immédiatement le comptage.

La deuxième sortie située broche 6, passe à l'état 1, ce qui a pour but de faire compter IC₃ et de laisser passer le signal sonore « perdu » à travers le HP. Si les nombres sont différents (coup perdu), IV₅ reste à 0. Si le coup est gagné, le signal sonore gagné retentit aussi et IC₅ avance d'un. Après un certain temps, qui d'ailleurs est réglable, les sorties du monostable repassent à leur état initial. IC₁ compte à nouveau. Le cycle peut recommencer.

Photo 3. — Les divers « straps » permettent d'éliminer les circuits « double face ».



Réalisation pratique

a) Les circuits imprimés

Ils sont au nombre de deux, un pour l'affichage, le comptage et les décodeurs, un autre pour la logique de commande. Les deux circuits sont aux dimensions de 135 x 95 (voir fig. 4 et 6).

Les schémas d'affichage étant souvent

identiques, les lecteurs possédant déjà un circuit d'affichage à 3 digits peuvent évidemment l'adapter à notre jeu, en suivant le schéma de principe. Naturellement, il faudra ajouter le ET à diodes, constitué de D_1 , D_2 , R_5 .

Les tracés des deux circuits imprimés ne posent aucun problème et pourront être aussi bien réalisés par une quelconque méthode photographique ou bien par gravure directe.

b) Implantation

Les deux plans d'implantation des composants sont donnés figures 5 et 7. On soude en premier tous les straps, puis tous les boîtiers logiques en suivant la méthode qui consiste à souder toutes les broches 1, puis toutes les broches 2 et ainsi de suite. Les « chips » peuvent donc suffisamment refroidir entre deux soudures. Attention bien sûr au sens d'orientation des boîtiers.

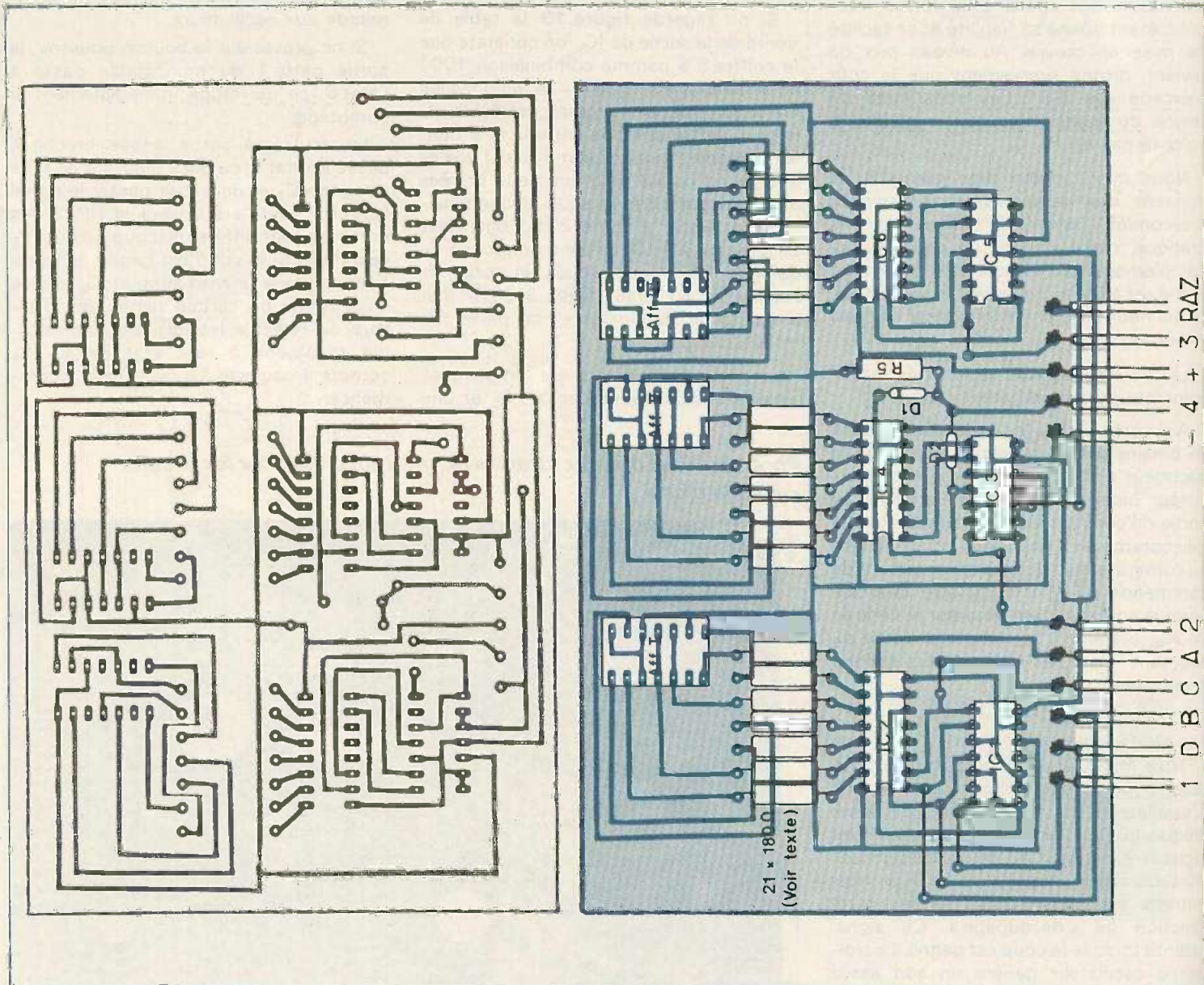


Fig. 4. et 5. - L'auteur a scindé le montage en deux modules distincts, notamment le module afficheur qui pourra servir le cas échéant pour l'élaboration d'autres montages. Tracé du circuit imprimé et implantation des éléments précisés à l'échelle 1.

En ce qui concerne les afficheurs, nous les avons montés sur support, ce qui leur permet d'effleurer la face avant du boîtier. Attention lors de l'achat, à leur brochage (voir fig. 2). On termine l'implantation par les composants passifs et les diodes. Il est possible de monter des petits picots aux emplacements des sorties.

Après vérifications, les deux plaques peuvent être reliées entre elles avec du fil

de câblage souple. Arrivé à ce stade, on peut souder les éléments de commande, les liaisons à effectuer entre le commutateur rotatif et le circuit imprimé, peuvent être réalisées avec du fil en nappe.

Une résistance de faible valeur est directement soudée en série sur le haut-parleur, qui est lui-même fixé sur le flanc du boîtier ou sur le fond, par un point de colle.

c) Le coffret

Nous avons choisi d'utiliser un coffret Téko « 363 » pupitre. Le plan de perçage de la face avant est donné figure 9. La plaquette supportant les afficheurs est montée sur la face avant par l'intermédiaire d'entretoises ou par un système vis-écrou (voir fig. 8). Le deuxième circuit est vissé au fond du boîtier.

Il reste suffisamment de place dans le

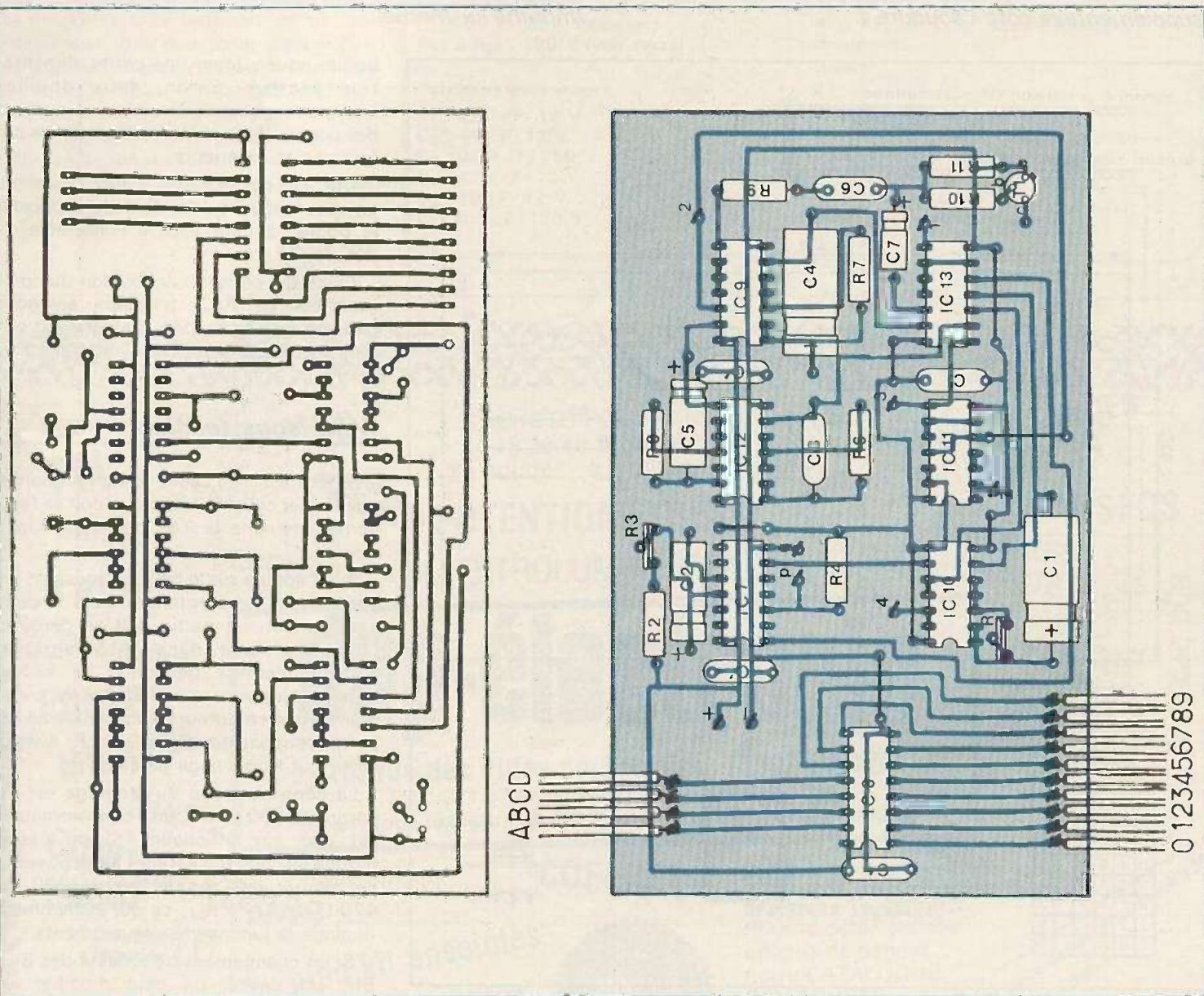


Fig. 6. et 7. - Le tracé du circuit imprimé pourra se reproduire à l'aide d'éléments de transfert ou bien par le biais de la méthode photographique, en utilisant de l'époxy présensibilisé de préférence. Implantation des éléments. Attention aux « straps ».

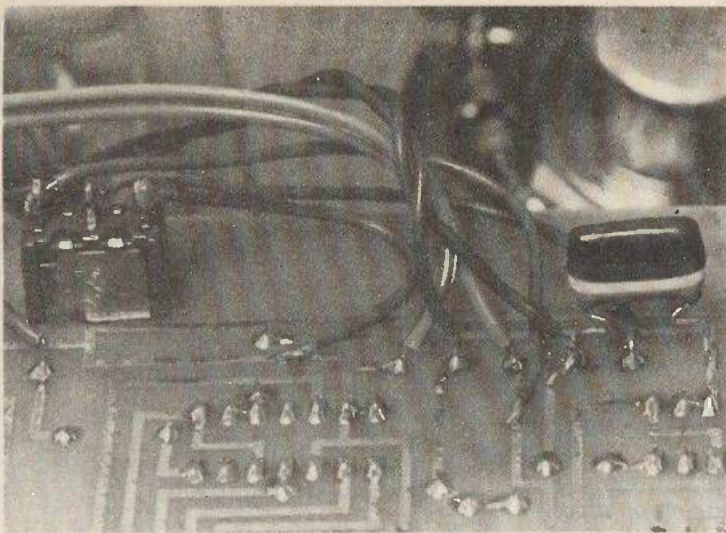


Photo 4. - Mise en place d'un condensateur supplémentaire côté « soudure ».

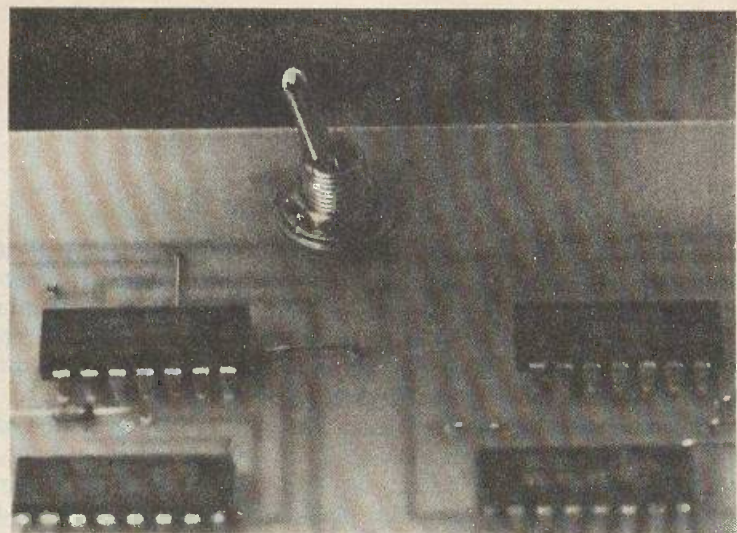


Photo 5. - L'inter miniature placé sur le circuit imprimé lui-même.

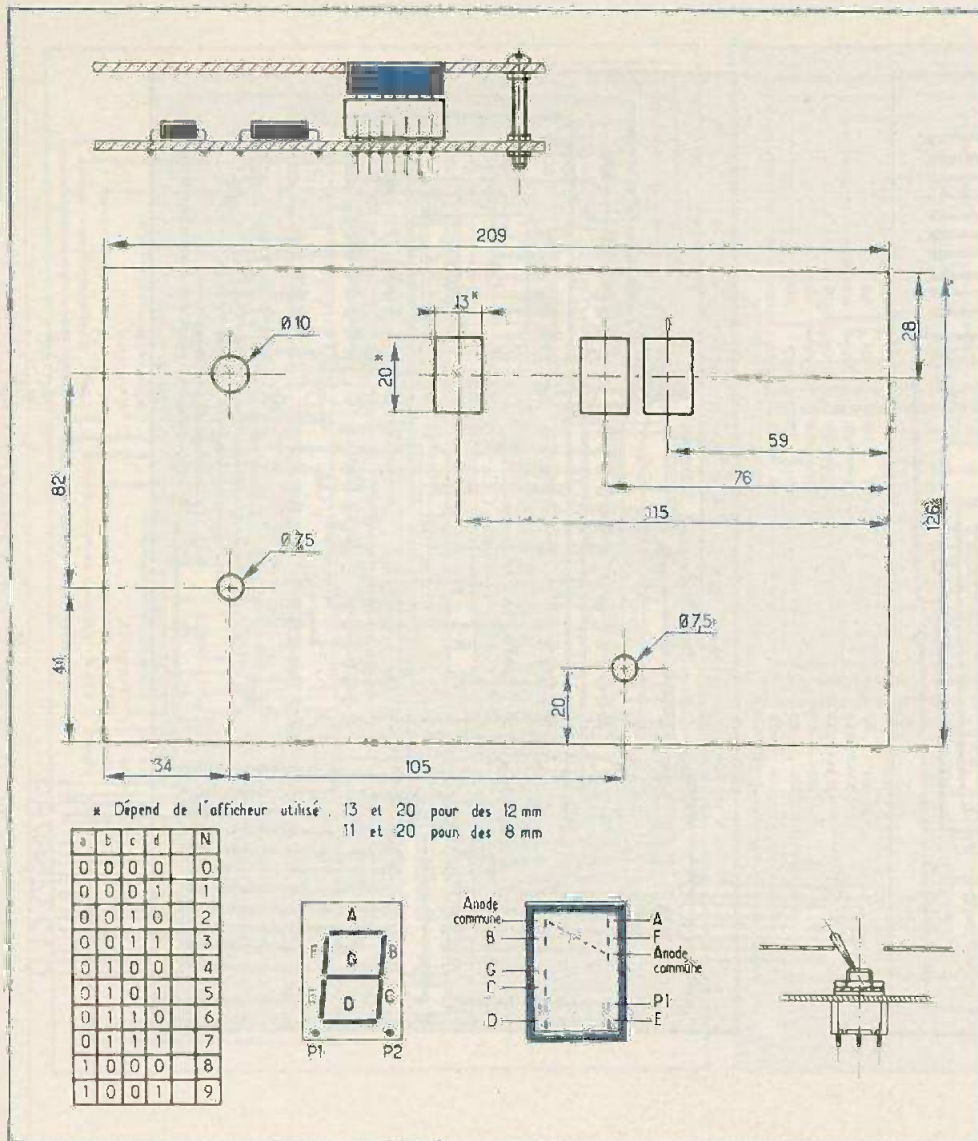


Fig. 8. à 12. - Quelques croquis concernant la mise en place des modules ainsi réalisés à l'intérieur du coffret pupitre et plan de perçage de la face avant. Détails de montage de l'interrupteur.

boîtier pour y loger une petite alimentation secteur. Sinon, deux douilles « banane » peuvent être vissées sur une des parois, afin d'alimenter l'ensemble par une source extérieure.

On peut par exemple, coller des pieds en caoutchouc, permettant de supporter le boîtier, évitant ainsi à l'ensemble de dérapier.

En ce qui concerne la fixation du commutateur de RAZ, plusieurs solutions peuvent être envisagées. La nôtre est originale et facile à réaliser (voir fig. 12).

Mise sous tension

Si tout est bien câblé, le jeu fonctionne du premier coup, le comptage doit se faire immédiatement, la RAZ doit aussi fonctionner.

Si on appuie sur le bouton-poussoir, un son doit se faire entendre dans le petit haut-parleur. La partie doit se dérouler comme indiqué dans le paragraphe « fonctionnement général ». Le circuit imprimé supportant la logique de commande des compteurs a été parsemé de petits condensateurs de 2,2 nF, évitant ainsi tout accrochage parasite.

La consommation du montage est de l'ordre de 600 mA ! Cette consommation est due aux afficheurs. Si on désire réduire ce chiffre, il est tout à fait possible de monter des résistances de 330 ou 470 Ω de R_{13} à R_{34} , ce qui évidemment diminue la luminosité des segments.

Si un changement de tonalité des BIP-BIP est désiré, on peut modifier les valeurs de C_3 , C_4 , C_5 , C_6 , C_7 , R_9 , R_{11} , R_{35} . limite la puissance sonore. Il est possible de la remplacer par exemple par un petit potentiomètre de 100 Ω , afin de faire varier le volume sonore. Le seul réglage



Photo 6. - Le bouton poussoir et le commutateur à douze positions.

important est celui de la fréquence de défilement des chiffres sur l'afficheur de gauche. On peut agir sur P dans de grandes proportions. Le but étant de trouver le défilement idéal pour jouer, c'est-à-dire pas trop lent, et pas trop rapide non plus. La fréquence idéale se situe en 9 et 12 Hz. On peut aussi monter un commutateur permettant de choisir plusieurs degrés de difficulté, en faisant varier la fréquence de l'horloge. Nous laissons au lecteur le soin d'installer une telle commande.

H. LIEGEOIS

Liste des composants

Résistances

- R₁ : ajustable 1 k Ω miniature « debout »
- R₂ : 33 k Ω (orange, orange, orange)
- R₃ : ajustable 10 k Ω miniature « debout »
- R₄ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- R₅ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- R₆ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₇ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₈ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₉ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R₁₀ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R₁₁ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R₁₂ : 56 Ω (vert, bleu, noir)
- R₁₃ à R₃₄ : 180 Ω (voir texte)

C₇ : 1 μ F / 12 V

C₈ : 4,7 nF

C' : 2,2 nF

Semi-conducteurs

IC₁, IC₃, IC₅ : SN7490

IC₂, IC₄, IC₆ : SN7447

IC₇ : SN74121

IC₈ : SN7442

IC₉, IC₁₀, IC₁₁, IC₁₂ : SN7400

IC₁₃ : SN7410

D₁, D₂, D₃, D₄ : 1N4148, 1N914

T₁ : 2N1613, 2N1711

AF₁, AF₂, AF₃ : afficheurs à anodes communes

Divers

K₁ : commutateur 10 positions, 1 circuit

BP₁ : bouton-poussoir

K₂ : commutateur 1 circuit, 2 positions

3 supports 14 broches pour circuit intégré

HP 8 Ω 5 cm \varnothing

1 coffret Téko 363

Câble nappe 10 conducteurs

PERCEUSES
TTL
DIODES
TRIAC
VU-MÈTRES
PONTS
MODULES
TUNER
CONDENSATEURS
PHILIPS

C. MOS
ZENER

DECON 33 PC

SOCKETS POUR C.I.
14.18.28.40 broches
à souder - à wrapper

POTENTIOMÈTRES
ÉLECTROLUMINESCENTE

FILM
MYLAR
TRANSISTORS

dap-électronique

10, rue des Filles du Calvaire, 75003 PARIS
Tél. : 271.37.48 + Métro : Filles du Calvaire
Ouvert tous les jours de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 heures

TRANSFERTS
EPOXY
DALO
BAKELITE
RESINE
LAMPE LIGHT SUN

THERMISTANCES
VARISTANCES
SENSO
GRAVURE
DIRECTE

TRANSFOS
TRANSFERTS
EPOXY
DALO
BAKELITE
RESINE
LAMPE LIGHT SUN

MICROPROCESSEURS
plan kit enceintes
DIAC
Amplis hybrides

COFFRETS


CARTE DE FIDÉLITÉ
nombreux avantages
Pour le détail de nos articles demandez notre CATALOGUE REMBOURSÉ DÈS LA 1^{re} commande

Veuillez me faire parvenir votre catalogue - ci-joint 20 F

M Adresse
Ville Code postal

PONT DE MESURE pour condensateurs chimiques

(suite de la page 88)

Les sorties utilisées sont des douilles de 2 mm. Elles pourraient être éventuellement de 4 mm, à la condition de changer les diamètres des perçages correspondants.

Le circuit terminé sera disposé au fond du coffret auquel il est assujéti au moyen de vis, écrous et entretoises (5 mm), comme le montre la figure 5.

On prêtera un soin particulier aux connexions entre la carte et la face avant. Elles doivent avoir une longueur suffisante pour que l'on puisse réaliser les soudures côté panneau, sans trop d'acrobaties. Une autre façon serait de fixer le circuit sur le panneau avec des entretoises de 45 mm. Dans ce cas, le câblage serait grandement facilité. Prévoir le perçage correspondant en déplaçant, éventuellement, la position des entretoises pour tenir compte de l'interférence avec les éléments fixés sur le panneau.

Option à alimentation sur piles

On peut construire un appareil aux performances identiques sans « fil à la patte », c'est-à-dire alimenté sur piles. Pour cela, on réalisera le circuit dont le schéma est présenté sur la figure 6. Dans ce cas, on obtient le signal alternatif à basse fréquence en faisant osciller le transformateur du pont, dont le primaire comporte un point milieu, au moyen de deux transistors montés en push-pull.

L'amplitude de l'oscillation dépend de la résistance d'émetteurs : plus sa valeur est faible et plus l'amplitude est grande. La limite correspond à la consommation maximale que l'on peut admettre avec une alimentation à piles (dans ce cas, 2 piles de 4,5 V) et à la dissipation des transistors que l'on peut aider par de petits radiateurs. Naturellement, le signal obtenu est loin d'être une sinusoïde parfaite, mais cela ne perturbe pas le fonctionnement du pont.

La tension d'alimentation du circuit de mesure est stabilisée à 5 V par IC₁. Pour ne pas risquer de trop user les piles en oubliant, après usage de couper l'alimentation, on remplacera l'interrupteur va et vient par un poussoir à contact travail.

La partie du schéma non représentée sur la figure 6 est identique à celle de la figure 2.

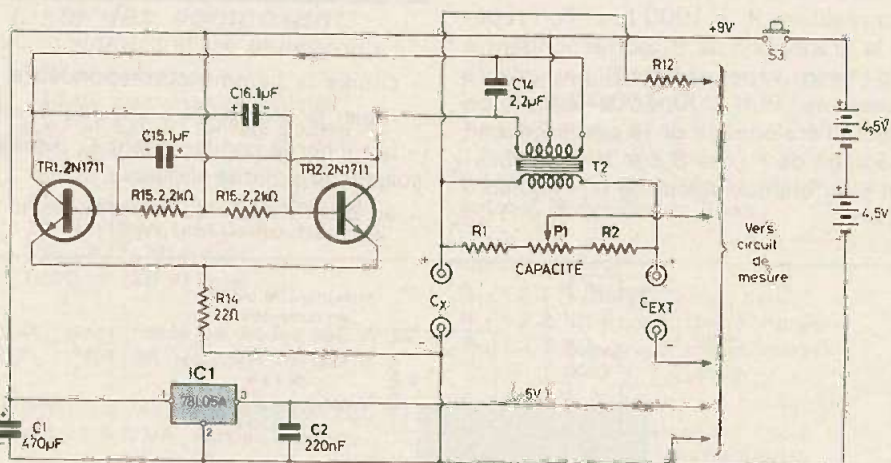
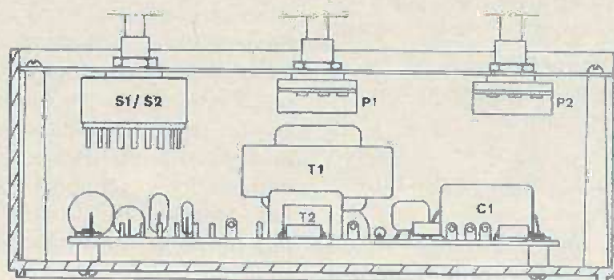
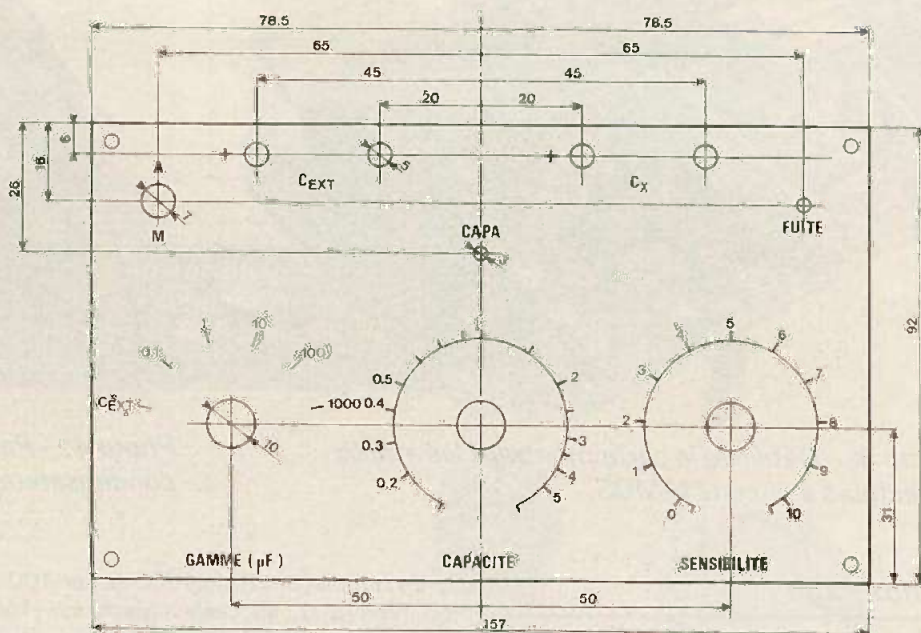


Fig. 4. à 6. - Plan de perçage de la face avant du coffret Teko de référence P/3. L'étalonnage de la gravure du potentiomètre « CAPACITÉ » est spécifique de ce composant. Disposition des éléments à l'intérieur du coffret. Option à alimentation sur piles.

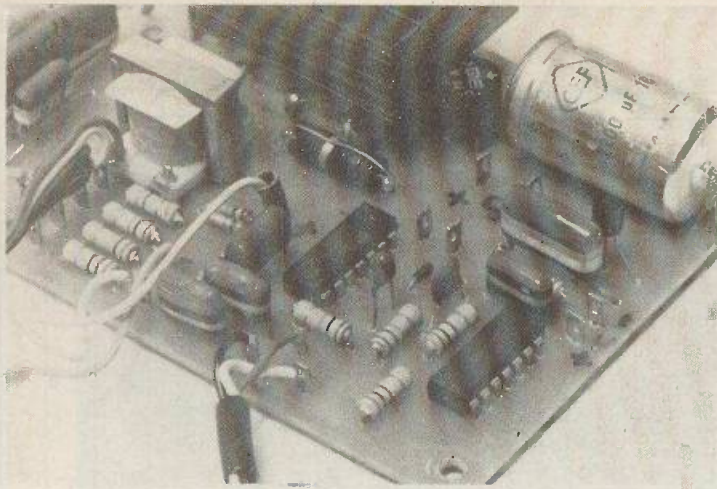


Photo 3. – Détail de la carte montrant les amplis détecteurs à circuits C.MOS.

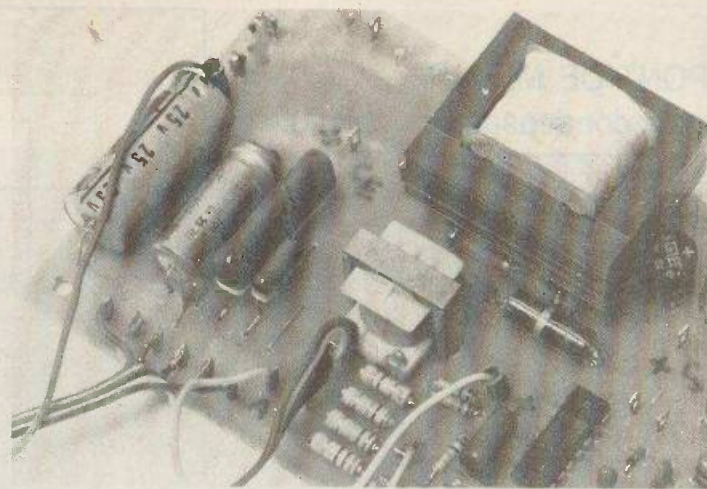


Photo 4. – Partie de la carte supportant les condensateurs de référence.

Étalonnage

En entreprenant l'étude de cet appareil, nous avons conscience que l'étalonnage des graduations de P_1 devait rester à la portée de l'amateur moyen. Nous proposons donc une procédure simple et ne faisant appel qu'à un multimètre (monté en ohmmètre) et à quelques résistances.

Le schéma du montage préconisé est représenté sur la figure 7.

On commencera par repérer, au moyen d'un trait de crayon, la position des butées mécaniques de P_1 .

On branchera une résistance R de 1000Ω (5 %) sur C_x et un potentiomètre de 1000 ou 2000Ω monté en résistance variable R' sur C_{ext} . L'inverseur permet de mesurer, à tout instant, la valeur de cette résistance au moyen de l'ohmmètre.

On réalisera $R' = 1000 \Omega$ et l'on repèrera la graduation de P_1 correspondant à 1. En faisant varier ensuite R' par valeurs successives : $900, 800, 700 \dots 200 \Omega$, on réalisera l'étalonnage de la partie gauche du réglage de P_1 (de $0,2$ à 1) en établissant, pour chaque valeur de R' , l'équilibre du pont.

En remplaçant R de 1000Ω par 100Ω on règlera R' successivement sur $150, 200, 250 \dots 500 \Omega$ afin d'étalonner, de la même façon, la partie droite du réglage de P_1 (de 1 à 5).

Les graduations étant réalisées de la sorte, il conviendra de choisir des condensateurs étalons dont la valeur réelle sera aussi proche que possible de la valeur théorique. Ceci ne peut être obtenu, avec une certaine rigueur que par une mesure sur un pont étalonné ou plus facilement en choisissant une valeur à $\pm 10 \%$, ce qui conviendra à la plupart des cas. Les grosses valeurs (10 à $1000 \mu F$) ne nécessitent pas un choix aussi rigoureux.

Utilisation de l'appareil

La procédure est la suivante :

- choisir la gamme correspondante,
- régler la sensibilité à une faible valeur,
- brancher le condensateur C_x à mesurer suivant la polarité indiquée,
- au bout de quelques secondes la LED

« FUIITE » doit s'éteindre, sauf si le condensateur a de la fuite (ou s'il s'agit d'un tantale branché à l'envers),

- régler P_1 pour obtenir une extinction de la LED « CAPA »,
- augmenter la sensibilité jusqu'à ce que la plage d'extinction de la LED « CAPA » soit aussi réduite que possible,
- lire la valeur : GAMME \times indication de P_1 en microfarads.

La mesure des condensateurs de forte valeur (gamme 1000) est moins précise, car la plage d'extinction de « CAPA » est grande, même lorsque la sensibilité est réglée au maximum. On palliera cet inconvénient en faisant une moyenne de la position du curseur de P_1 aux limites d'allumage de la LED.

Une trop grande sensibilité, par contre, peut nuire à la détection du zéro d'équilibre du pont. On commencera donc toujours la mesure de la capacité, comme indiqué dans la procédure, en se réglant d'abord, sur une faible sensibilité.

Dans le cas le plus général, on peut également utiliser ce pont pour mesurer des capacités « en circuit » à la condition que la résistance équivalente de ce circuit (non sous tension) ne soit pas trop faible. Dans ce cas d'utilisation, l'indication d'une fuite n'est évidemment pas significative.

Si, d'autre part, on est principalement intéressé par la détection d'une faible fuite sur un condensateur de forte valeur, sans mesurer simultanément sa capacité, on choisira la valeur de la référence (GAMME) de $1 \mu F$, valeur pour laquelle la résistance de polarisation est de $1 M\Omega$ (courant de fuite maximal de $1,25 \mu A$) ou de $10 \mu F$ (courant de fuite maximal $12,5 \mu A$).

La disposition des bornes C_{ext} permet, de plus, d'effectuer une comparaison de deux composants R, L ou C dont les

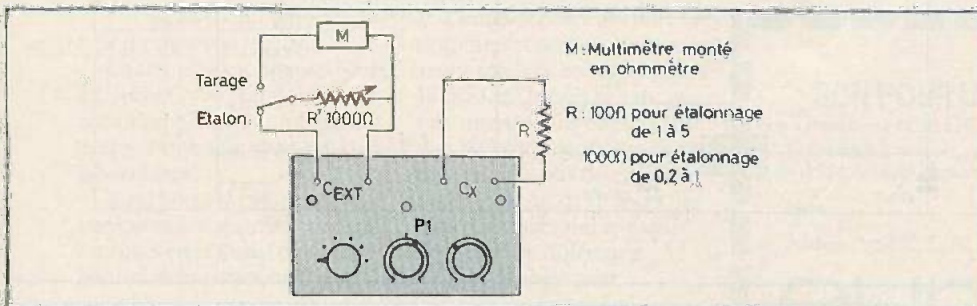


Fig. 7. – Méthode préconisée pour l'étalonnage faisant appel à un ohmmètre (multimètre). Cette méthode, simple et précise, est à la portée de tous les amateurs.

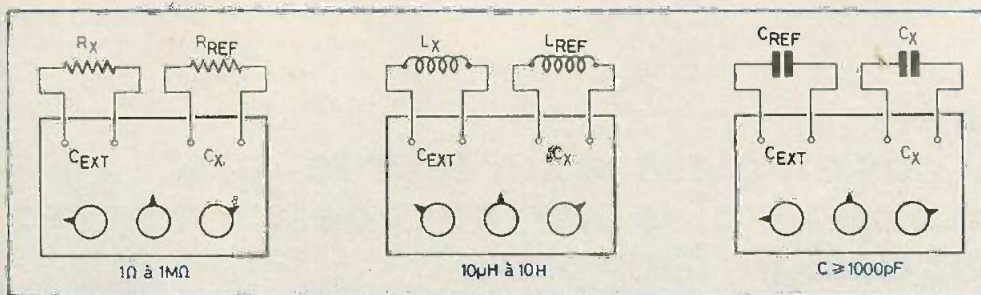


Fig. 8. — En utilisant l'appareil en point de comparaison (pos. C ext.), on peut comparer, résistances, inductances ou condensateurs. Faire attention aux branchements de la référence « R REF » ou « L REF » sur les bornes Cx.

valeurs limites sont indiquées sur la figure 8. Ces extensions des performances de l'appareil peuvent être très utiles, notamment pour appairer deux éléments ou faire du tri rapide de composants. Le rapport valeur inconnue/valeur de référence peut donc varier de 0,2 à 5.

Ainsi réalisé et étalonné, ce petit appareil permet de rendre de grands services dans le laboratoire de l'amateur. Sa construction n'est pas très complexe ni onéreuse et nous espérons que nombre de nos lecteurs seront tentés par la réalisation de cet outil, indispensable à ceux qui désirent se doter, à bon compte, d'un moyen sérieux d'investigation de l'état de leurs condensateurs (chimiques ou non).

J.C

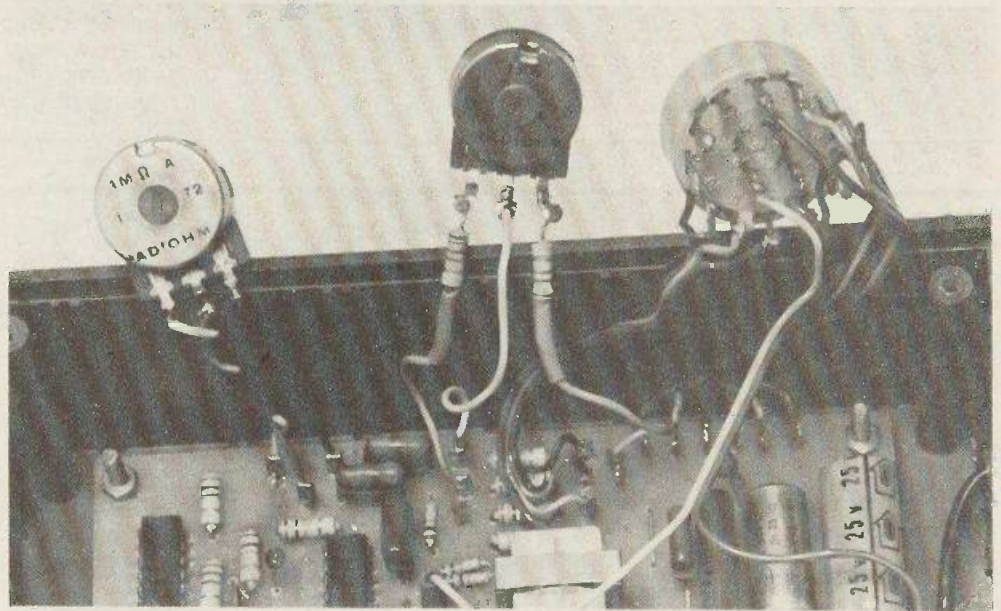


Photo 5. — Les résistances R₁ et R₂ seront montées extérieurement au circuit imprimé.

Liste des composants

(option nominale secteur)

- R₁ : 220 Ω (rouge, rouge, brun)
- R₂ : 220 Ω (rouge, rouge, brun)
- R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₄ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R₅ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₆ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R₇ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R₈ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R₉ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₁₀ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₁₁ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₂ : 4,7 MΩ (jaune, violet, vert)
- R₁₃ : 10 MΩ (marron, noir, bleu)

- P₁ : potentiomètre linéaire de 1000 Ω, si possible piste moulée ou bobiné
- P₂ : potentiomètre linéaire de 1 MΩ, graphite

- C₁ : 1000 ou 2000 μF (16 V)
- C₂ : 220 nF polyester
- C₃ : 100 nF polyester
- C₄ : 100 nF polyester

- C₅ : 100 nF polyester
- C₆ : 100 pF plaquette céramique
- C₇ : 0,47 μF (15 V) tantale goutte
- C₈ : 100 nF polyester
- C₉ : 100 nF polyester (si possible trié)
- C₁₀ : 1 μF polyester (si possible trié)
- C₁₁ : 10 μF (15 V) tantale goutte (trié)
- C₁₂ : 100 μF (25 V) (trié)
- C₁₃ : 1000 μF (25 V) (trié)

- D₁ à D₄ : pont moulé de diodes (GE WQ4)
- D₅ à D₆ : 1N4148

- T₁ : transformateur d'alimentation 220 V/6 à 9 V eff., 1 à 2 VA, sorties à picots
- T₂ : transformateur de sortie push-pull miniature Z_s inférieur à 8 Ω (voir texte)

- IC₁ : régulateur intégré 100 mA, 5 V 78L05A Texas
- IC₂ et IC₃ : sextuple inverseur CMOS type CD4069

- S₁, S₂ : commutateur 6 positions 2 circuits

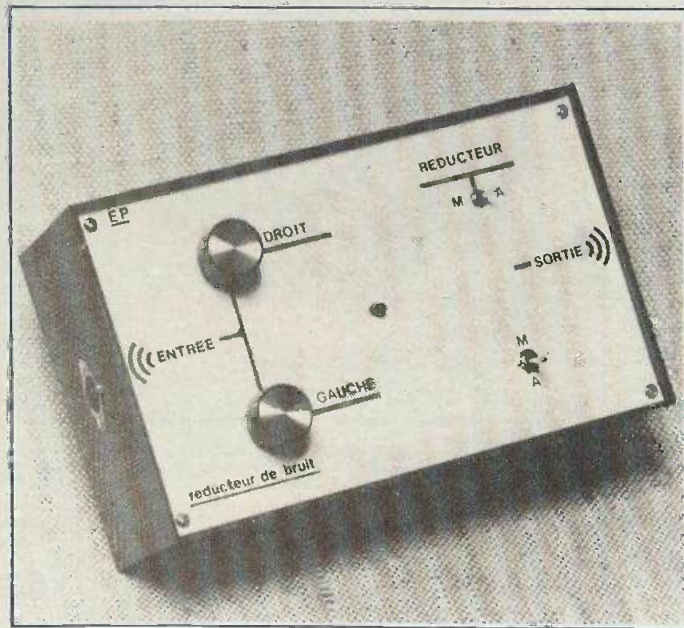
- F : fusible constitué de 15 mm de fil nickel-chrome de 15/100^e
- 1 coffret Teko P/3
- 1 interrupteur miniature
- 2 LED 3 mm rouge, picots, visserie, cordon secteur, 4 douilles de 2 mm

(option à piles)

- R₁₄ : 22 Ω (rouge, rouge, noir)
- R₁₅ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₁₆ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

- C₁ : 470 μF (15 V)
- C₁₄ : 2,2 μF polyester
- C₁₅ : 1 μF (15 V) tantale goutte
- C₁₆ : 1 μF (15 V) tantale goutte
- TR₁ et TR₂ : 2N1711
- S₃ : bouton-poussoir à contact enfoncé
- 2 piles plates de 4,5 V

Supprimer : le pont moulé D₁ à D₄, le transformateur d'alimentation T₁ et le condensateur C₁ de 1000 ou 2200 μF (remplacé par 470 μF).



MEME à notre mes dits « haute des circuits électro- qués et très perfor- vent que l'on soit

problèmes que pose le souffle ; qui, en effet, n'a pas été déçu en réécoutant une de ses anciennes cassettes sur sa chaîne, par une audition entachée de souffle, souvent exacerbé par les hautes performances du reste de la chaîne, au point qu'il y a renoncé ? Nous nous proposons, dans ce présent article, de définir le souffle, d'analyser rapidement les différents montages existant pour y remédier et enfin nous donnerons les schémas de notre montage qui allie de bonnes performances à une grande simplicité d'utilisation.

époque où les systè- fidé- » possèdent niques très sophisti- mants, il arrive sou- confronté aux pro-

Systeme réducteur de bruit

1 - Le bruit, définition du souffle

Le bruit possède deux origines bien distinctes. La première peut être qualifiée d'« électronique ». En effet tous les composants électroniques engendrent du bruit qui apparaît sous forme d'une tension d'amplitude aléatoire. Donc les circuits électroniques apportent eux-mêmes leur contribution au bruit. Mais, hélas, tous les systèmes qui servent de support pour transmettre les informations engendrent eux-mêmes leur propre bruit, comme la bande magnétique, le disque ou la radio.

Le bruit de fond a trois origines principales en faisant abstraction des éléments perturbateurs extérieurs (tels les parasites par exemple) :

- Le bruit dû au mouvement brownien, qui apparaît dans tout élément résistif

connu encore sous le nom de « bruit de Johnson ». La valeur de la tension e qui apparaît aux bornes d'une résistance R à la température T et sur une bande de fréquence Δf est donnée par la relation :

$$e = \sqrt{2R kT \cdot \Delta f}$$

T étant exprimé en degrés Kelvin (degré Kelvin = degré CELSIUS + 273) et k une constante universelle connue sous le nom de constante de Boltzmann ($k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ joules/ degrés Kelvin).

Nous donnons figure 1 la représentation de $e/\sqrt{\Delta f}$ en fonction de R à $T = 290$ °K. Pour obtenir e , il suffit donc de multiplier l'ordonnée lue par $\sqrt{\Delta f}$.

Exemple : Pour $R = 10\,000 \Omega$, nous trouvons que $e/\sqrt{\Delta f} = 10^{-8} V = 10$ nV. Pour une bande de fréquence de 10 kHz, nous obtiendrons donc une valeur de tension de bruit de $1 \mu V$ ($10^{-8} \times \sqrt{10^4} = 10^{-6} = 1 \mu V$).

- Le bruit de grenaille, qui caractérise la nature granulaire de l'électricité, tant au niveau de l'émission électronique des cathodes (tubes à vide) que de ce qui se passe à celui des jonctions. Ce bruit est aussi appelé « bruit blanc », par analogie avec la lumière blanche visible, parce que toutes les composantes fréquentielles y sont également représentées.

- Le bruit de scintillement, qui varie en $1/f$ inversement proportionnel à la fréquence et qui se traduit essentiellement par de lentes dérives et fluctuations.

Pour un semiconducteur, l'action des bruits de grenaille et de scintillement peut s'expliquer quantitativement par la figure 2 (qui compare en outre les évolutions de ces bruits en fonction de la fréquence et aussi qui signale comment un tube à vide se comporte de ce point de vue).

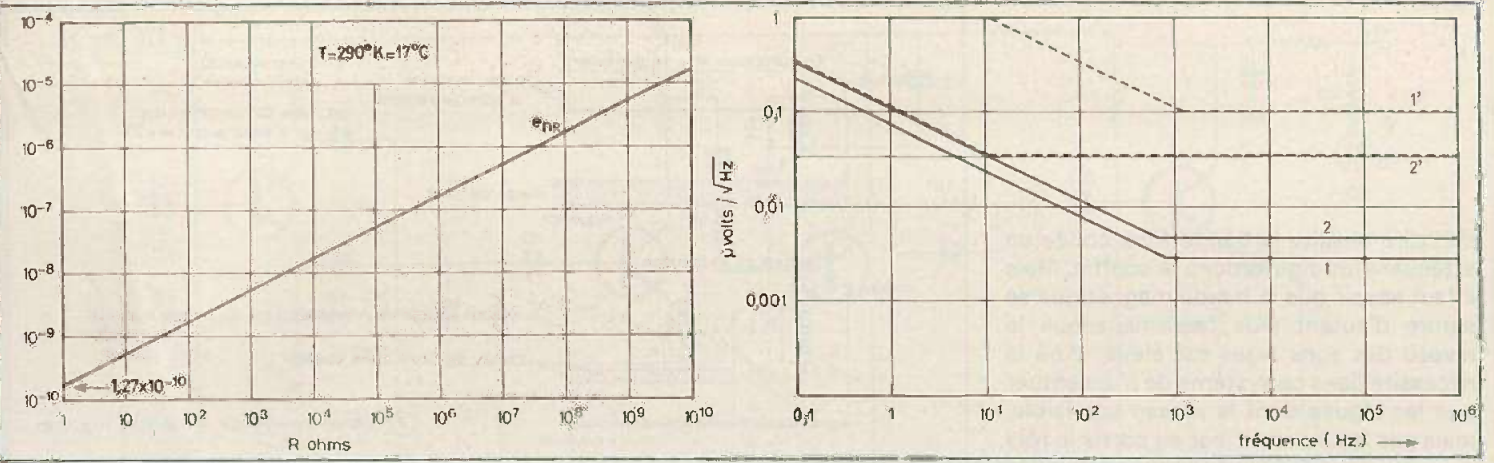


Fig. 1. et 2. – Tension en volts RMS par $\sqrt{\text{Hz}}$ obtenue aux bornes d'une résistance R en fonction de celle-ci. Tension en microvolts par $\sqrt{\text{Hz}}$ ramenée à l'entrée en fonction de la fréquence à 290 degrés Kelvin (17 °C) : a) court-circuitée : 1) transistor à jonction, 2) tube à vide ; b) avec une source de 100 k Ω d'impédance : 1') transistor à jonction, 2') tube à vide.

II – Les différents moyens pour remédier au souffle, les réducteurs de bruit

Le premier geste qui vient à l'esprit lorsque l'on est gêné par du souffle est de tourner le contrôle de tonalité des aiguës vers le minimum, ce qui a pour effet malheureusement d'atténuer fortement les sons aigus du signal sonore. L'idéal serait de pouvoir supprimer le souffle sans pour autant dégrader le message musical. C'est ce que tentent de faire les trois systèmes les plus courants que nous allons rapidement décrire.

a) Le système DNL (Philips)

Le DNL est un système fonctionnant sur les magnétophones à bandes ou à cassettes et n'agissant qu'en lecture. Son principe de base est le suivant : comme le souffle n'est gênant que lorsque le niveau du signal musical est faible, donc pas assez fort pour le couvrir, on utilise un système qui coupe les aiguës lorsque celles-ci sont faiblement représentées dans la musique, ce qui atténue le souffle qui serait alors devenu très audible, donc gênant. On constate de plus que l'oreille est peu sensible à cette intervention sur le signal sonore. Par contre, lorsque la musique comporte un niveau d'aiguës suffisant pour couvrir le souffle, le système se déconnecte donnant alors une restitution intégrale. La figure 3 donne une idée du montage et de son fonctionnement.

b) Les systèmes Dolby (Laboratoires Dolby)

Le système totalement différent du précédent nécessite le codage de l'enregistrement. Le but de ce système est d'enregistrer en accentuant le niveau des aiguës sans toutefois saturer la bande, et

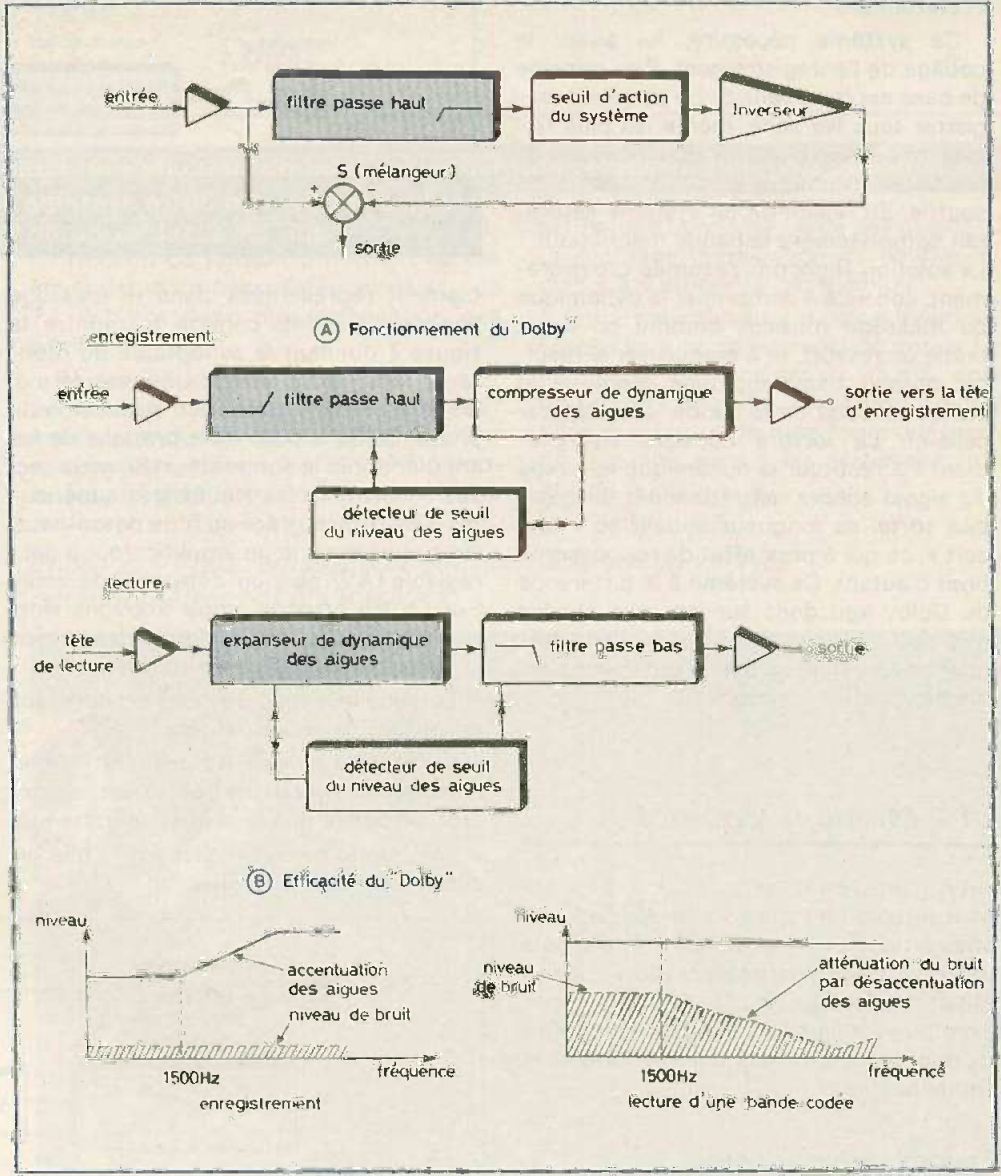


Fig. 3. et 4. – Principe et efficacité du système Dolby qui nécessite un codage à l'enregistrement.

de faire ensuite la bande ainsi codée en atténuant les aigus donc le souffle. Mais il faut savoir que la bande magnétique se sature d'autant plus facilement que le niveau des sons aigus est élevé. D'où la nécessité dans ce système de n'accentuer que les aigus dont le niveau est faible, mais pas les autres. C'est en partie le rôle du compresseur de dynamique des aigus dont l'homologue en lecture est l'expanseur de dynamique. La figure 4 illustre le fonctionnement du Dolby.

c) Le système Highcom (Telefunken)

Ce système nécessite, lui aussi, le codage de l'enregistrement. Son principe de base est le suivant. Si on pouvait enregistrer tous les sons, même les plus faibles, beaucoup plus fort que le niveau de bruit, on n'aurait plus de problème de souffle. En réalité un tel système saturerait complètement la bande magnétique ! La solution Highcom, résumée grossièrement, consiste à comprimer la dynamique du message musical, comme on comprime un ressort, et à enregistrer le résultat obtenu beaucoup plus fort que le niveau de bruit de la bande, sans saturer celle-ci. La lecture consiste « simplement » à restituer la dynamique naturelle du signal sonore, en redonnant en quelque sorte, sa longueur initiale au « ressort », ce qui a pour effet de repousser le bruit d'autant. Ce système à la différence du Dolby agit donc sur les sons quelles que soient leur amplitude ou leur fréquence. Les figures 5 et 6 montrent simplement l'effet du Highcom.

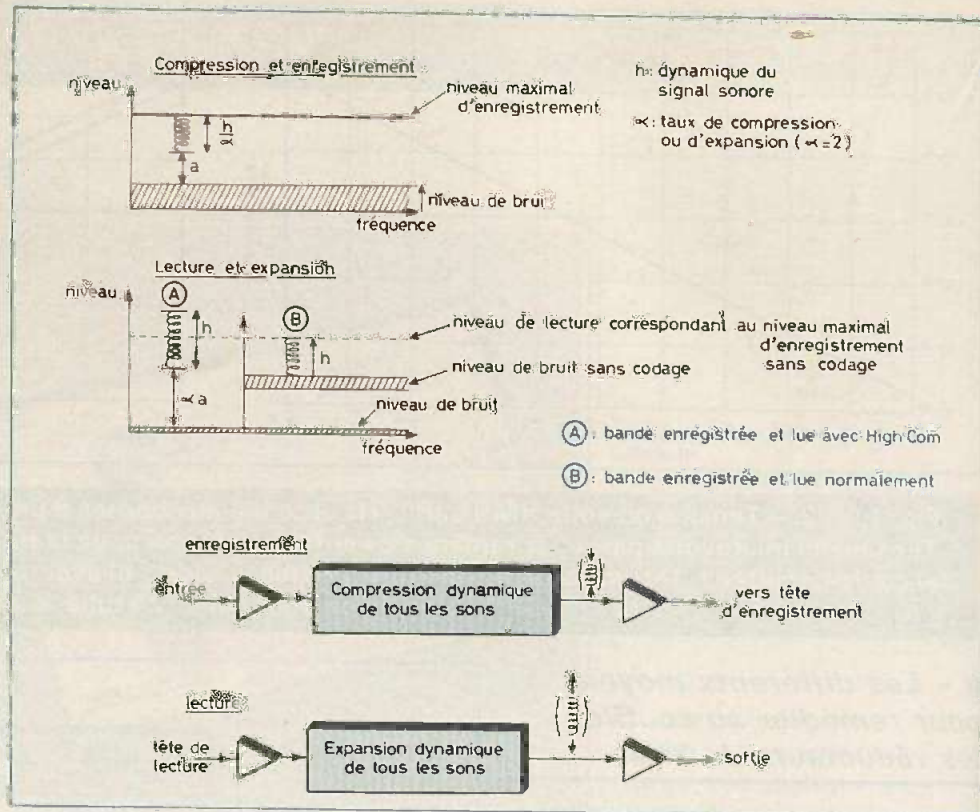


Fig. 5. et 6. – Un autre système réducteur de bruit, le « High Com », qui, lui aussi, exige un codage à l'enregistrement.

blement représentées dans le message sonore. En effet, comme le montre la figure 7 donnant le synoptique du montage, lorsque l'interrupteur K est fermé, les tensions A et B sont en opposition de phase, ce qui a pour effet pratique de les annuler après le sommateur (S), mais ceci seulement pour les fréquences supérieures à 4 000 Hz, grâce au filtre passe-haut. On trouve ensuite un amplificateur à gain réglable (AV) puis un détecteur de seuil. Sur l'autre branche, nous trouvons simplement un déphaseur. Considérons bien le fonctionnement de ce montage :

- Lorsque le niveau d'aiguës est suffisant on ne désire rien atténuer.
- Lorsque le niveau d'aiguës est faible, mais que le niveau de basses est important, on désire que le souffle soit atténué.
- Lorsque le niveau global est faible, on désire atténuer le souffle.

Pour réaliser ces trois conditions, il faut un détecteur de seuil, mais aussi un filtre passe-haut à pente très raide afin que l'efficacité du système ne soit pas troublée par des sons sur lesquels il n'agit pas. D'où le filtre que l'on trouve dans la branche B. Mais comme celui-ci crée un déphasage non négligeable, on le corrige par le déphaseur de la branche A. L'amplificateur à gain variable permet de régler la sensibilité du système. Lorsque l'interrupteur K est ouvert le montage se comporte comme un amplificateur à gain unitaire, le réducteur de souffle ne fonctionnant pas.

Le circuit électronique (fig. 8)

On peut constater en premier lieu que l'étage composé autour de T₁ constitue un adaptateur d'impédance, et un dépha-

III – Montage proposé

En considérant tout ce qui a déjà été exposé plus haut, nous avons décidé de vous proposer un montage à la fois simple (mais efficace !) à réaliser et rapide à régler. Utilisé sur un magnétophone, par exemple, il n'agira qu'en lecture, il suffira de le brancher entre le magnétophone et l'amplificateur.

Principe de fonctionnement

Le principe de ce montage, comme dans le DNL précédemment décrit, est de n'atténuer les fréquences au-dessus de 4 000 Hz que lorsque celles-ci sont fai-

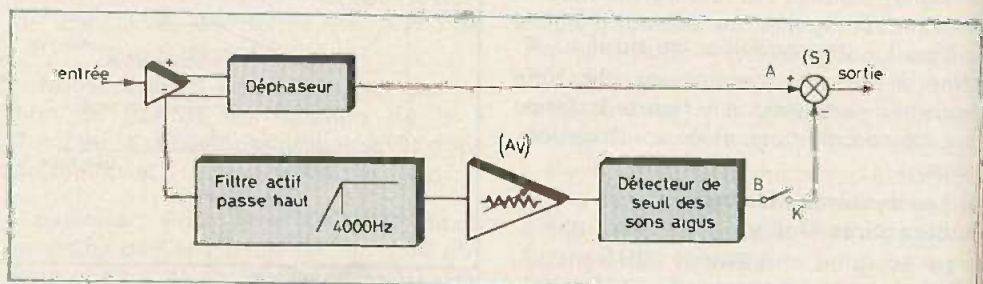


Fig. 7. – Le système « DNL » ; lui n'agira qu'à la lecture, il pourra en conséquence s'intercaler entre le magnétophone et l'amplificateur.

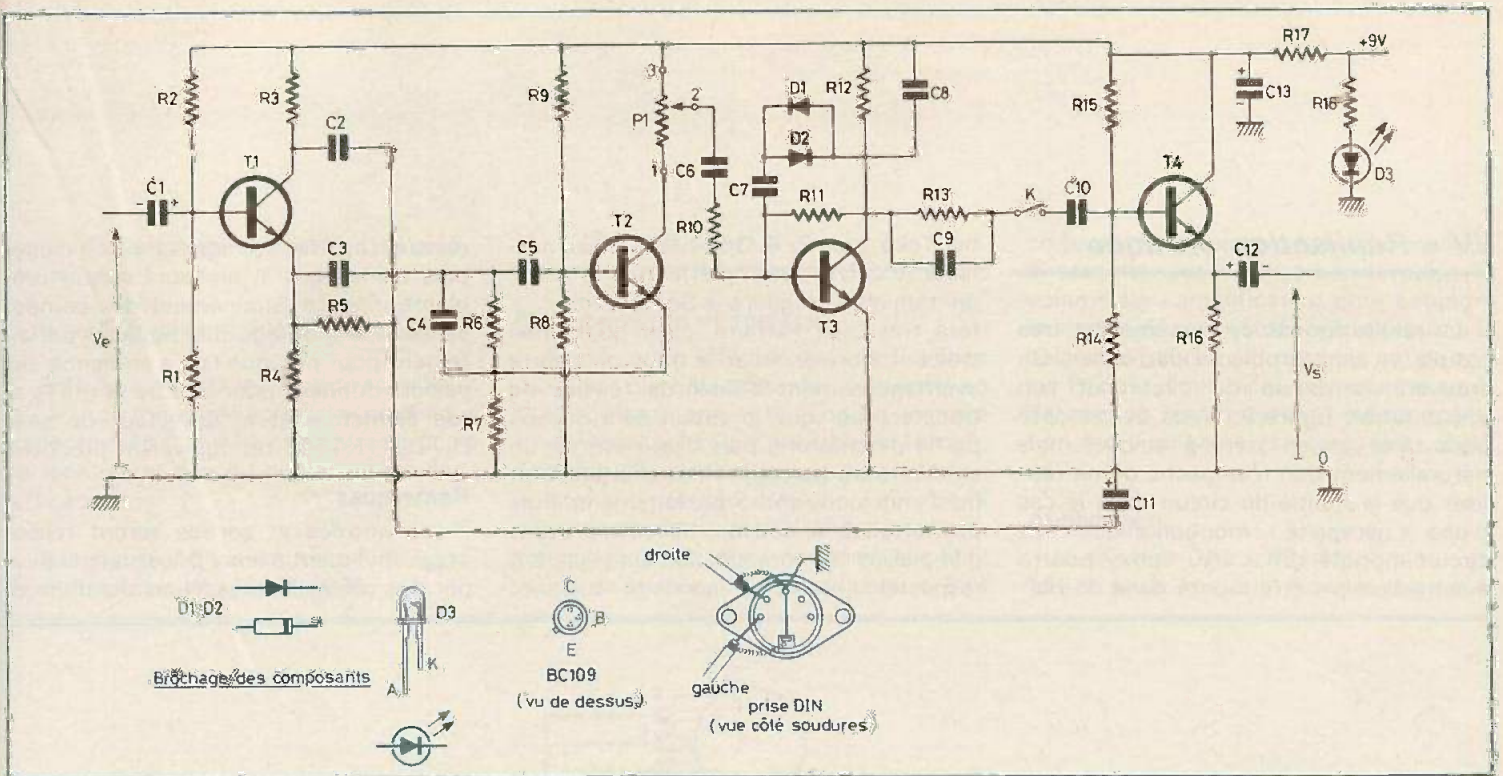


Fig. 8. - Schéma de principe général du réducteur de bruit (nous n'avons représenté qu'un seul canal).

seur; le déphaseur, dont l'intérêt est décrit plus haut, est formé de T_1 , C_2 et R_5 . Le deuxième étage composé autour de T_2 constitue en fait le filtre actif passe-haut avec C_3 , C_4 , C_5 , R_6 , R_7 , R_8 et R_9 qui permet d'avoir la pente raide nécessaire au fonctionnement du montage sans créer de déphasage difficile à corriger et ce, quelles que soient les tolérances des composants utilisés. Le réglage de gain cité plus haut se trouve au collecteur de T_2 . Le troisième étage est grâce à T_3 un amplificateur (AV) muni d'un détecteur de seuil (D_1 , D_2). Puis on trouve R_{13} , C_9 , C_{10} , C_{11} et R_{14} qui constituent le sommateur (S). Le transistor T_4 a pour fonction d'abaisser l'impédance de sortie du montage sans troubler le fonctionnement du sommateur (S). La cellule C_{13} , R_{17} constitue l'habituelle cellule de découplage de l'alimentation.

Mais revenons au fonctionnement du troisième étage qui comporte la pièce maîtresse du montage: le détecteur de seuil. Considérons les deux cas suivants:

1° La tension alternative aux bornes de D_1 et D_2 est plus faible que 0,6 V (leur tension de coude), T_3 est alors avec R_{12} un amplificateur inverseur à très grand gain. C'est le cas lorsque le niveau d'aiguës est faible. On a donc au niveau de T_4 l'atténuation du souffle expliquée plus haut.

2° La tension aux bornes de D_1 et D_2 est égale ou supérieure à 0,6 V (cas où le niveau des aiguës est élevé), les diodes deviennent alors conductrices, ce qui a

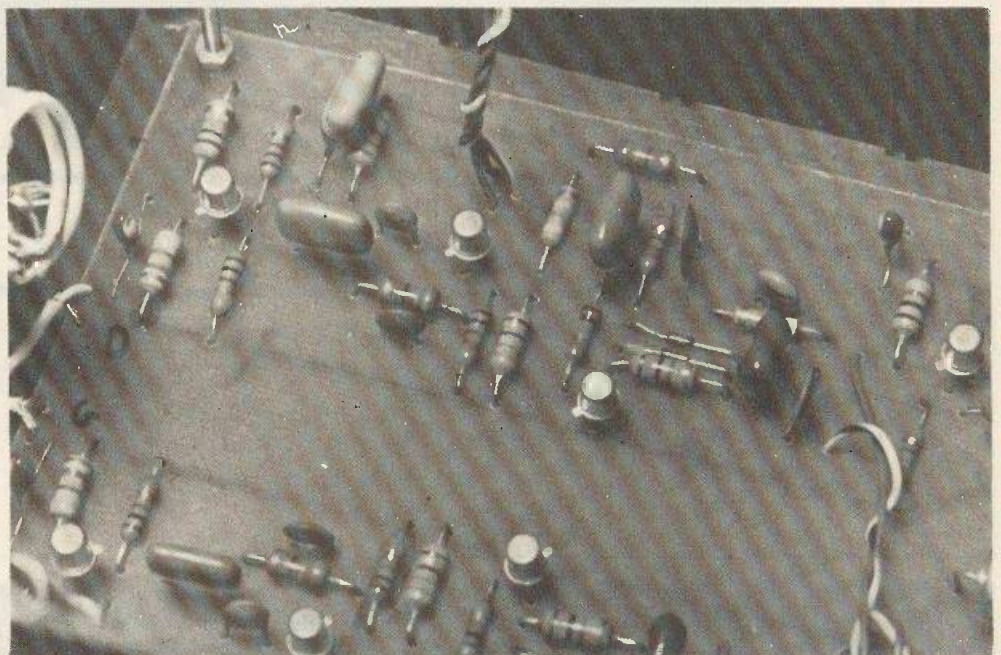
pour effet de ramener le gain de T_3 à + 1. La fraction de tension provenant de cet étage est alors négligeable au niveau de T_4 . Il n'y a donc plus atténuation des aiguës.

Remarque: Le passage du premier état au second est relativement progressif mais dépend des diodes utilisées, c'est pourquoi on utilisera les 1N4148 préconisées, d'autres types risqueraient de faire

perdre une bonne partie de ses qualités à ce montage (modulation de souffle, ou manque d'efficacité par exemple).

Enfin, pour conclure la partie théorique, notons que la consommation totale (en stéréo) du montage est de 25 mA, donc on utilisera deux fils miniatures de 9 V. Elles assureront un long fonctionnement du montage, ce qui est nécessaire vu le but de la maquette.

Photo 2. - Vous remarquerez que les fils de liaison vers les potentiomètres ont été torsadés.



IV - Réalisation pratique

La réalisation de ce système est très simple et sans problème particulier. On trouvera le dessin du circuit et son implantation figure 9. Nous avons opté pour une version stéréophonique, mais naturellement rien n'empêche de ne réaliser que la moitié du circuit dans le cas d'une « nécessité » monophonique ! Le circuit imprimé 165 x 110, époxy, pourra éventuellement être monté dans un boî-

tier Teko, type P/4. On veillera à bien nettoyer le cuivre avant d'effectuer le tracé, un tam abrasif genre « Scotchbrite » fera très bien l'affaire, ainsi qu'un peu d'alcool à brûler. Pour le tracé on pourra avantageusement s'aider de feuilles de transfert. Lorsque le circuit sera décapé par le perchlorure, puis bien nettoyé, on se livrera au perçage. Pour cela un foret de 1 mm conviendra parfaitement. Puis on nettoiera à nouveau le cuivre avant d'implanter les composants. On veillera à respecter l'ordre de soudage suivant :

résistances, fils, condensateurs, diodes puis transistors. Il n'y aura aucun problème d'approvisionnement des composants et le montage fonctionnera parfaitement pour peu que l'on s'en tienne aux valeurs données pour le filtre actif (T_2 et ses éléments) et le détecteur de seuil D_1/D_2 (1N4148 ou équivalent proche).

Remarques

- Les entrées et sorties seront reliées impérativement à leurs prises respectives par des câbles blindés. Nous donnons en

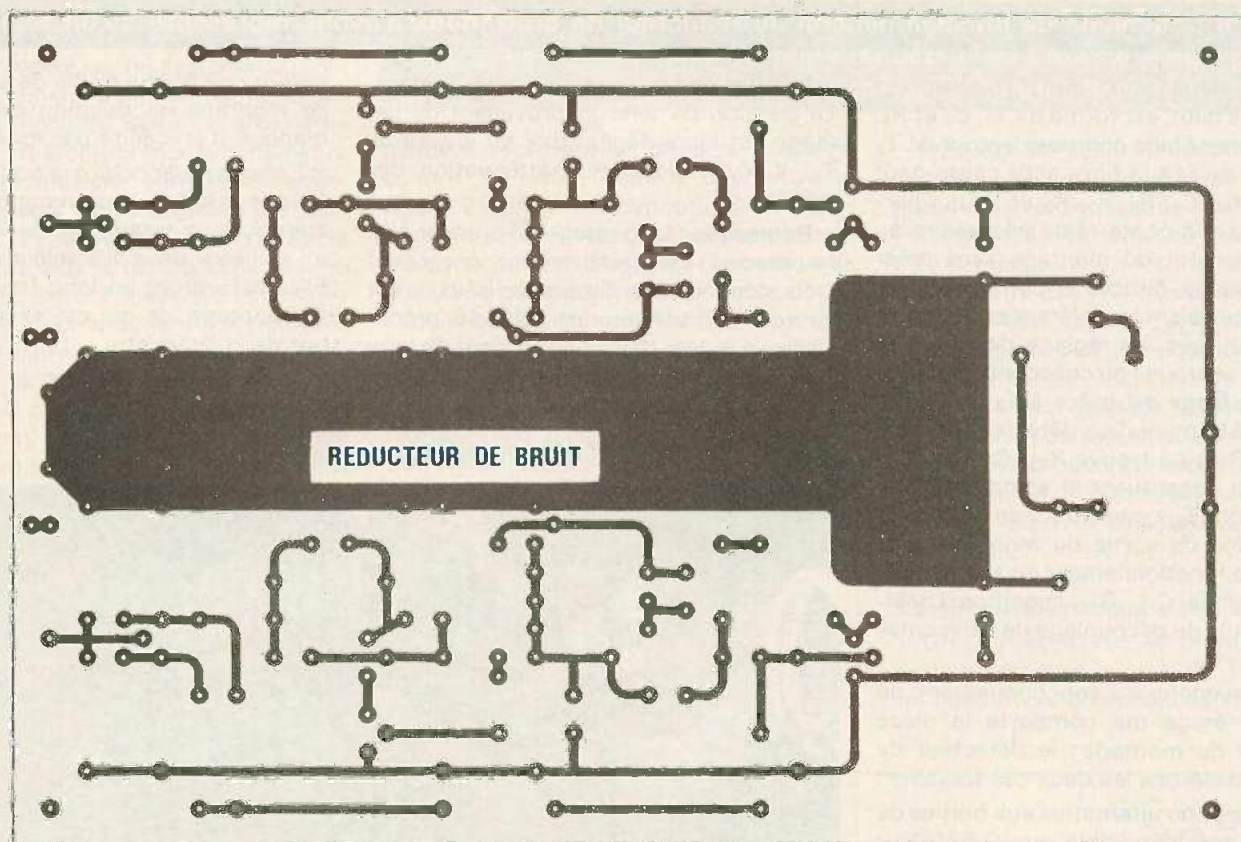


Fig. 9. - Le tracé du circuit imprimé pourra se reproduire facilement à l'aide d'éléments de transfert direct, séparés afin de minimiser les problèmes de diaphonie. Dans ces conditions, les amateurs de

annexe le brochage des prises DIN et des autres composants.

- K sera un inverseur à deux circuits.

- Enfin, on soudera le fil 3 (correspondant au + V du montage) au boîtier de chaque potentiomètre afin de constituer grâce à la face métallique du boîtier un blindage efficace.

A la figure 10 on trouvera l'implantation du circuit dans son boîtier.

V - Conclusion

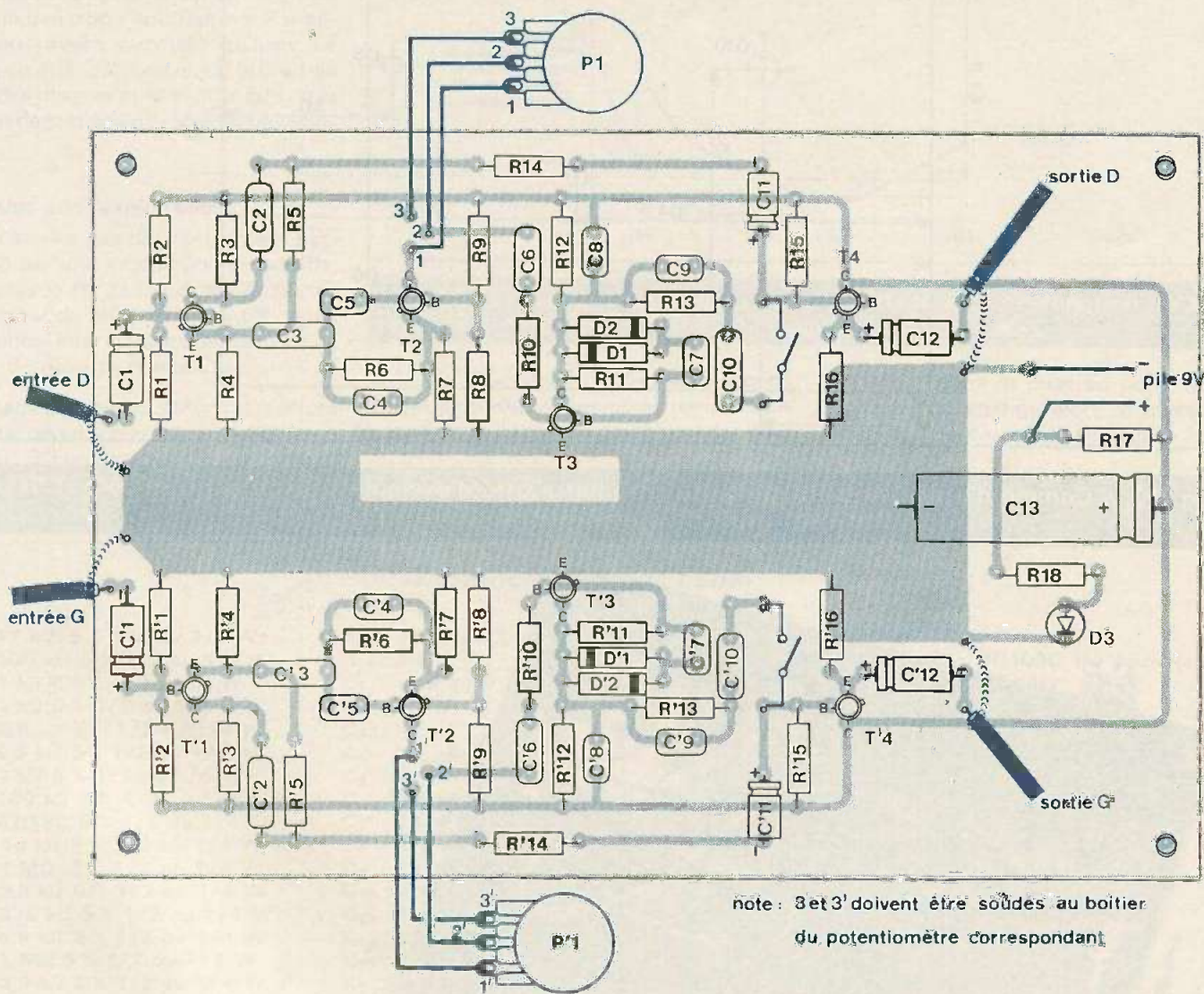
Branchements et réglage

Après avoir effectué les vérifications d'usage, on branchera la maquette en l'intercalant entre la source sonore (magnétocassette par exemple) et l'amplificateur. On placera sous tension et l'on mettra la partie réducteur hors service (K ouvert), on doit alors entendre normalement la source sonore, comme si elle était reliée directement à l'amplificateur. Puis

on ferme R et l'on met le magnétophone à cassette sur « pause », on relève le volume sur l'amplificateur pour entendre le souffle du magnétophone, on tourne la balance à gauche par exemple et l'on agit sur P₁ pour diminuer au maximum le souffle, puis on recommence la même opération à droite. Le système est alors réglé.

Application

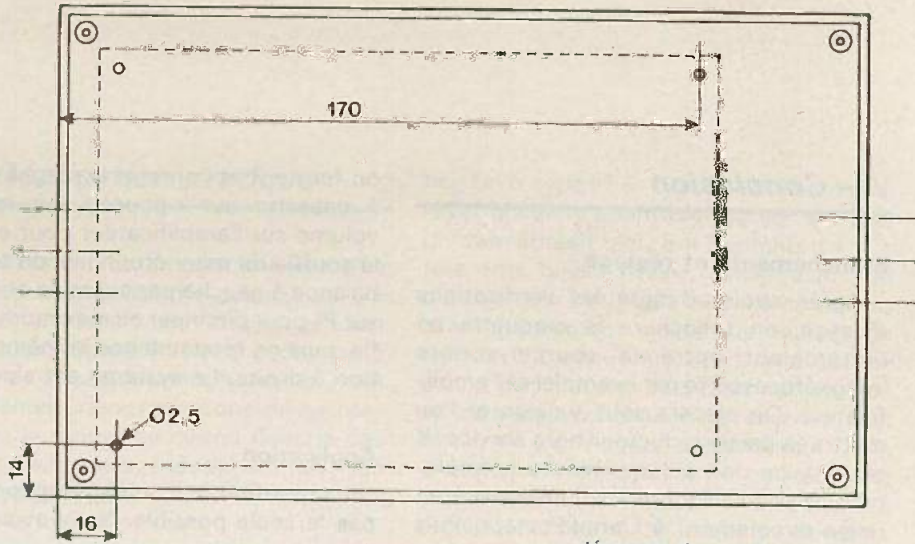
L'utilisation sur magnétophone n'est pas la seule possible. Nous avons nous-



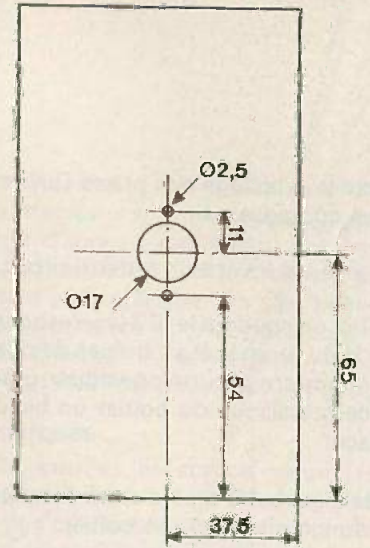
note: 3 et 3' doivent être soudés au boîtier du potentiomètre correspondant

compte tenu de sa publication à l'échelle 1. Vous remarquerez que les deux canaux ont été franchement miniaturisation seront prévus. Pour l'implantation des éléments, il suffira de se reporter au croquis.

vue de dessus du boîtier



vue de côté
(les 2 côtés sont identiques)



découpe du capot

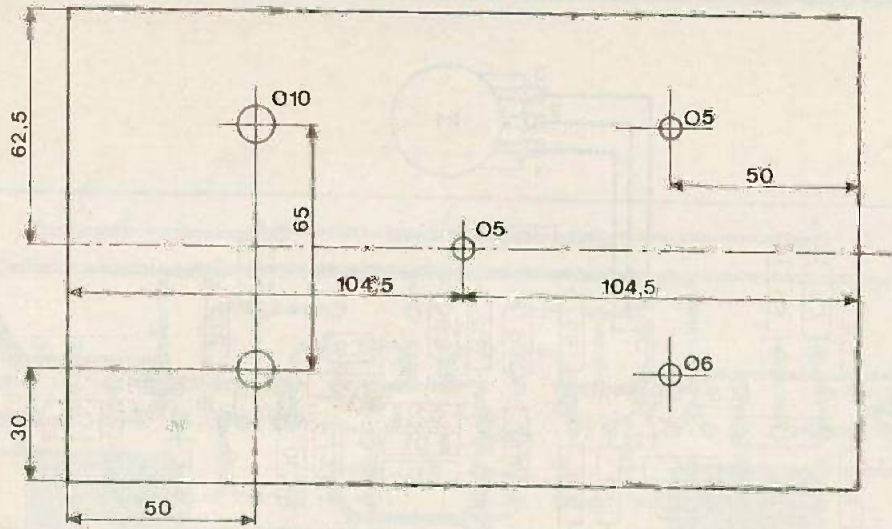


Fig. 10. - Comme d'usage, le montage a été introduit à titre d'exemple à l'intérieur d'un coffret Teko de référence P/4.

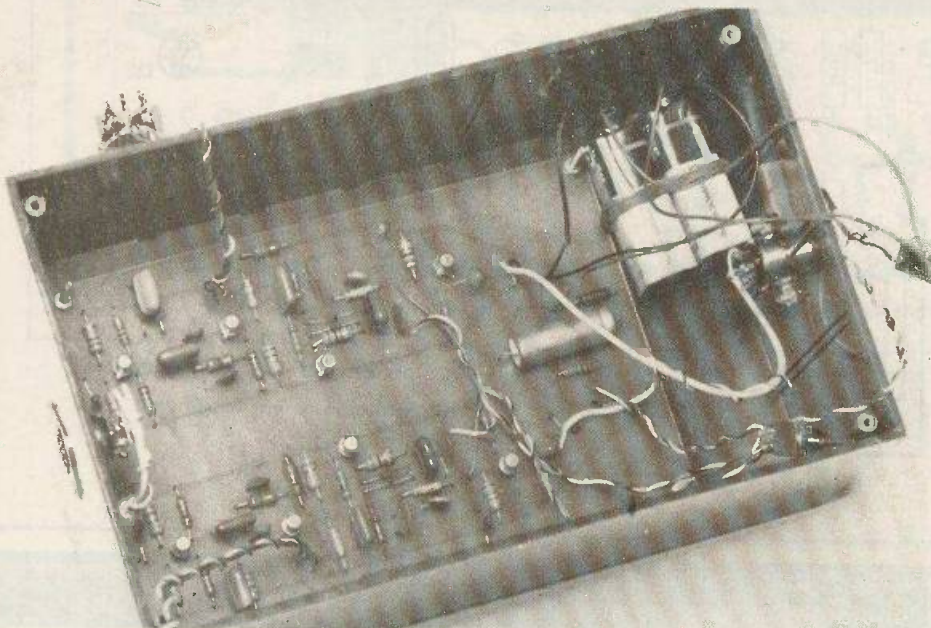


Photo 3. - Le circuit imprimé, en dépit de ses dimensions, trouve sa place au fond du coffret.

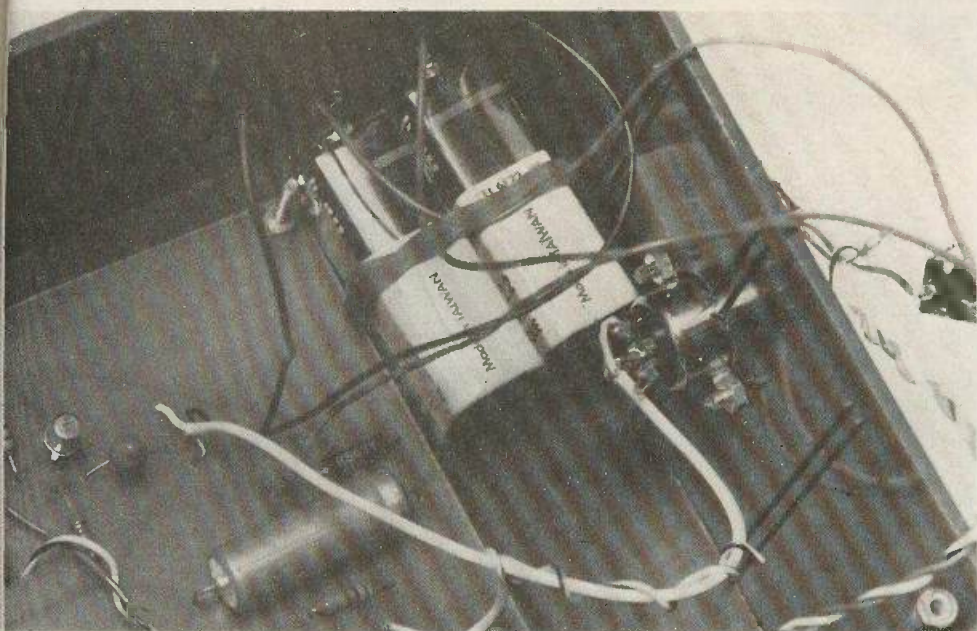


Photo 4. - Les 18 V de tension s'obtiennent à l'aide de deux piles miniatures 9 V.

mêmes utilisé ce système sur une table de mixage un peu trop « soufflante ». Par ailleurs, nous avons constaté qu'avec ce système on atténuait beaucoup le bruit de surface des disques et le souffle lors de la réception de stations de radio un peu lointaines.

Remarques sur l'exploitation:

Dans certains cas difficiles on est parfois gêné par une modulation de souffle, le seul remède est de diminuer l'efficacité du réducteur de bruit en réglant P_1 dans une position intermédiaire entre 0 et la position du réglage normal.

Pour ceux qui veulent obtenir des effets différents, on peut agir sur les valeurs de C_9 et R_{13} . Si l'on diminue C_9 , on diminue l'efficacité du système, mais aussi l'éventuelle modulation de souffle. Si l'on veut

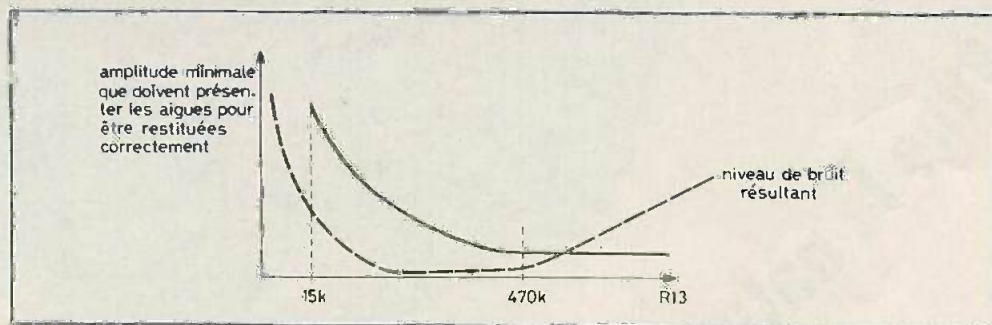


Fig. 11. - Cette courbe démontre l'effet de R_{13} , en fonction de sa valeur.

agir sur R_{13} , dont la figure 11 donne l'effet, et conserver en même temps l'efficacité du système, on devra prendre pour C_9 :

$$C_9 = \frac{1}{95\,000 \times R_{13}}$$

Et l'on refera la mise au point de P_1 , puisque l'on change alors le niveau de référence du détecteur de seuil.

F. DAVID

Nomenclature par canal

R_1 : 47 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_2 : 100 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_3 : 1 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_4 : 1 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_5 : 5,6 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_6 : 6,8 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_7 : 1 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_8 : 100 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_9 : 470 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_{10} : 10 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_{11} : 1 M Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_{12} : 3,3 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_{13} : 470 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_{14} : 6,8 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_{15} : 1 M Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_{16} : 3,3 k Ω 5 % 1/2 ou 1/4 W

R_{17} : 33 Ω , 5 % 1/2 ou 1/4 W
 R_{18} : 1 k Ω
 C_1 : 1 μ F 35 V
 C_2 : 6,8 nF
 C_3 : 3,3 nF
 C_4 : 2,2 nF
 C_5 : 1 nF
 C_6 : 3,3 nF
 C_7 : 10 nF
 C_8 : 470 pF
 C_9 : 22 pF
 C_{10} : 4,7 nF
 C_{11} : 1 μ F 25 V
 C_{12} : 10 μ F 25 V
 C_{13} : 220 μ F 25 V
 P_1 : potentiomètre linéaire de 4,7 k Ω (1 k <

$P_1 < 10$ k Ω)
 T_1, T_2, T_3, T_4 : BC109C ou équivalents grand gain et faible bruit
 D_1, D_2 : 1N4148
 D_3 : LED rouge \varnothing 5 mm

Divers

1 boîtier Téko P/4
 1 interrupteur simple
 1 inverseur 2 voies
 2 prises DIN
 2 boutons
 2 prises piles de 9 V miniature
 Divers visserie (\varnothing 2,5)
 50 cm de câble blindé
 Fil de câblage

(suite de la p. 96)

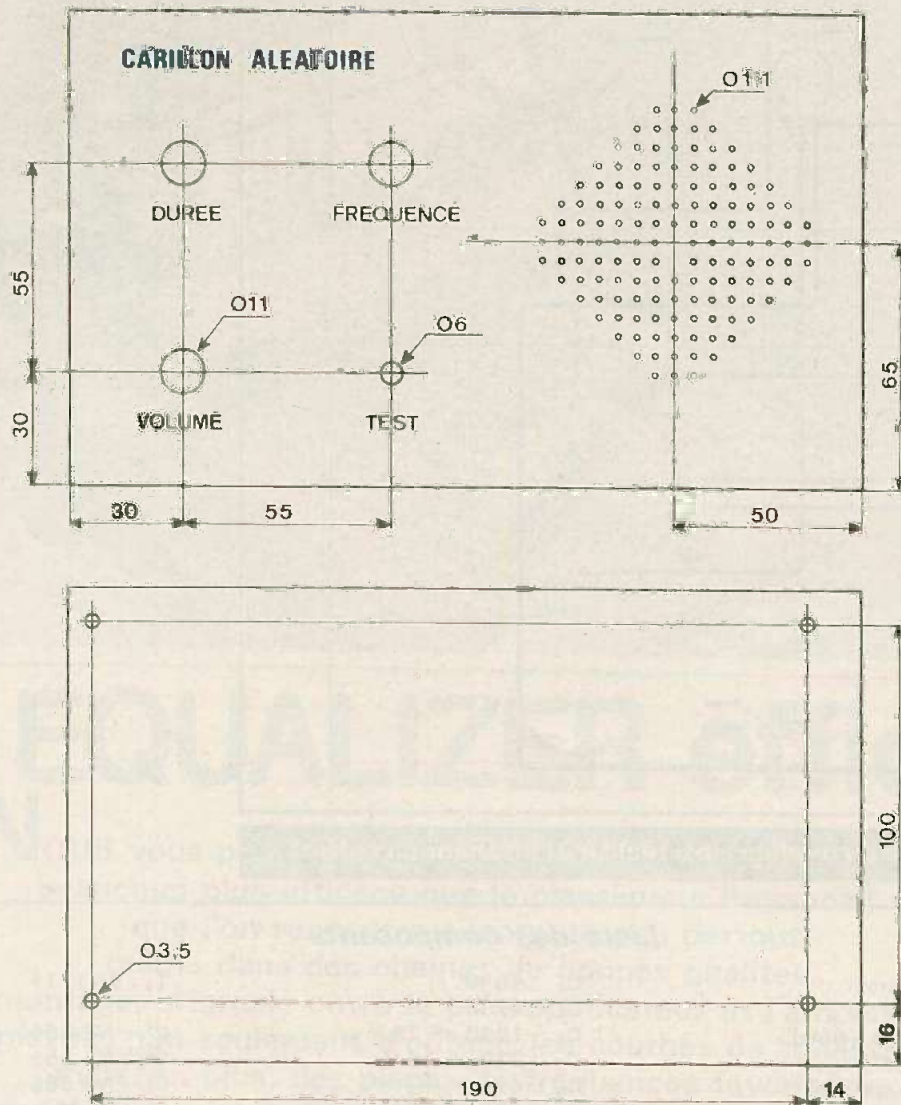


Fig. 5 et 6. Notre montage a été introduit à l'intérieur d'un coffret pupitre de référence 363. La face avant pourra alors subir le plan de perçage ci-dessus.

potentiomètres ajustables à très basse fréquence. Le réglage consiste à obtenir une fréquence basse pour le potentiomètre repéré 0 et une note de plus en plus élevée pour chacune, jusqu'à obtenir le son le plus aigu par le potentiomètre ajustable repéré 9. Vérifier plusieurs fois que la gamme soit correctement espacée.

Ce réglage terminé, relier « commun » à « normal ». En agissant sur « test » on obtient une séquence musicale aléatoire. La durée de la séquence est réglable par

le potentiomètre « durée ». Le potentiomètre « fréquence » agit sur la durée de chaque note.

Raccorder le bouton-poussoir extérieur sur le jack. Le fonctionnement doit être similaire. Il est également possible d'ajouter un HP extérieur qui sera relié en parallèle sur le HP existant.

Notons pour ceux qui le désirent, la possibilité de faire fonctionner le carillon en mode « réglage ». Dans ce cas on

obtient une suite de notes réglées par les ajustables.

Ce montage ne nécessitant aucune mise au point particulière vous permettra de mettre au rebut votre vieille sonnerie trembleuse et qui sait si un jour, le hasard ne lui fera jouer les notes de la Marseillaise, alors que le Président en personne attendra devant la porte ?

Daniel ROVERCHÉ

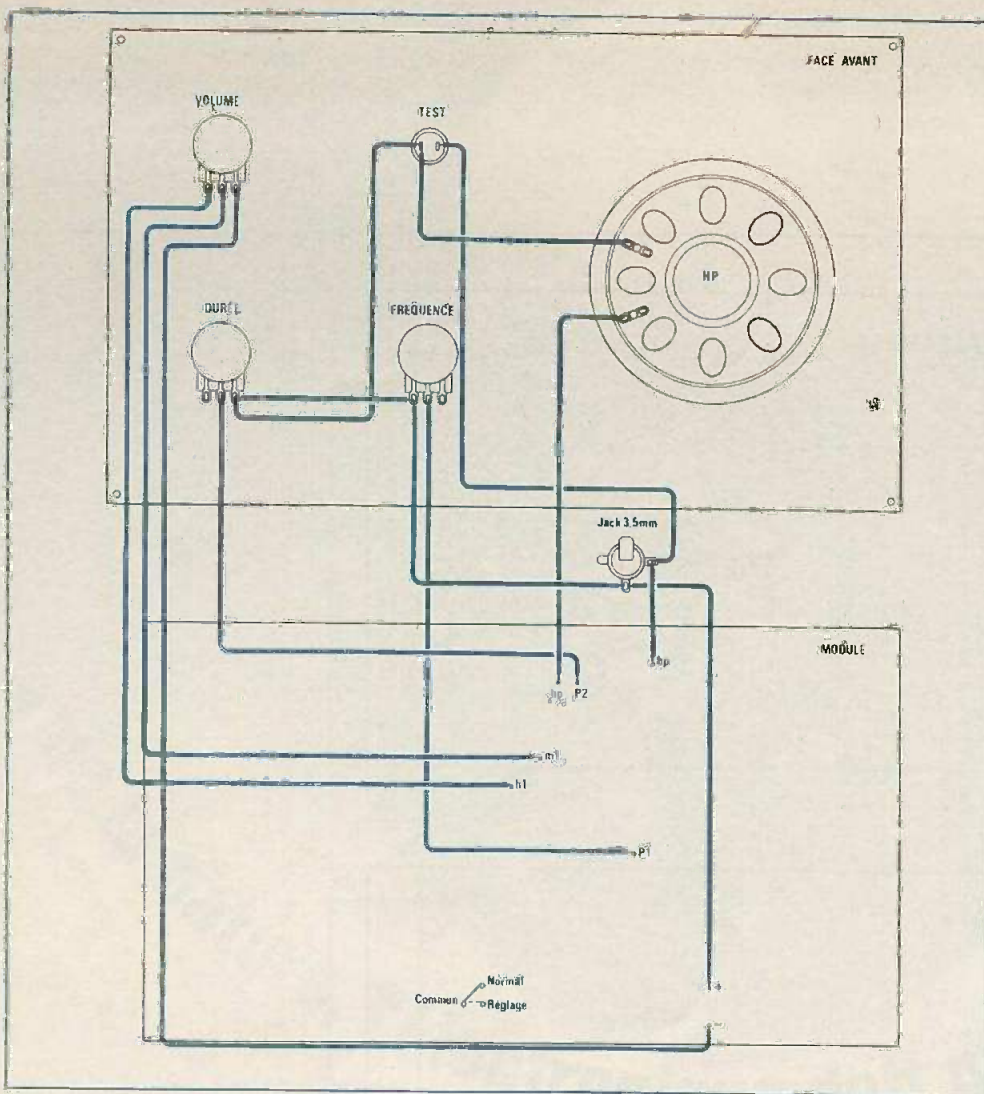


Fig. 7. - Plan de câblage du module ainsi réalisé à l'intérieur du coffret.

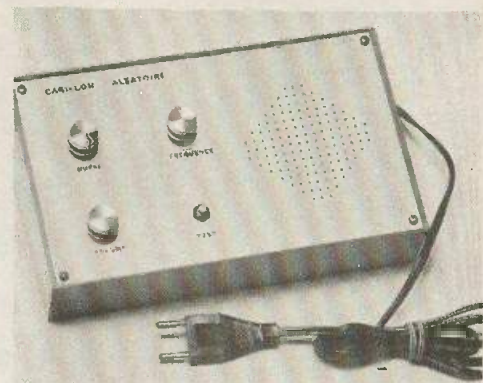


Photo 5. Un aspect du carillon terminé.

Liste des composants

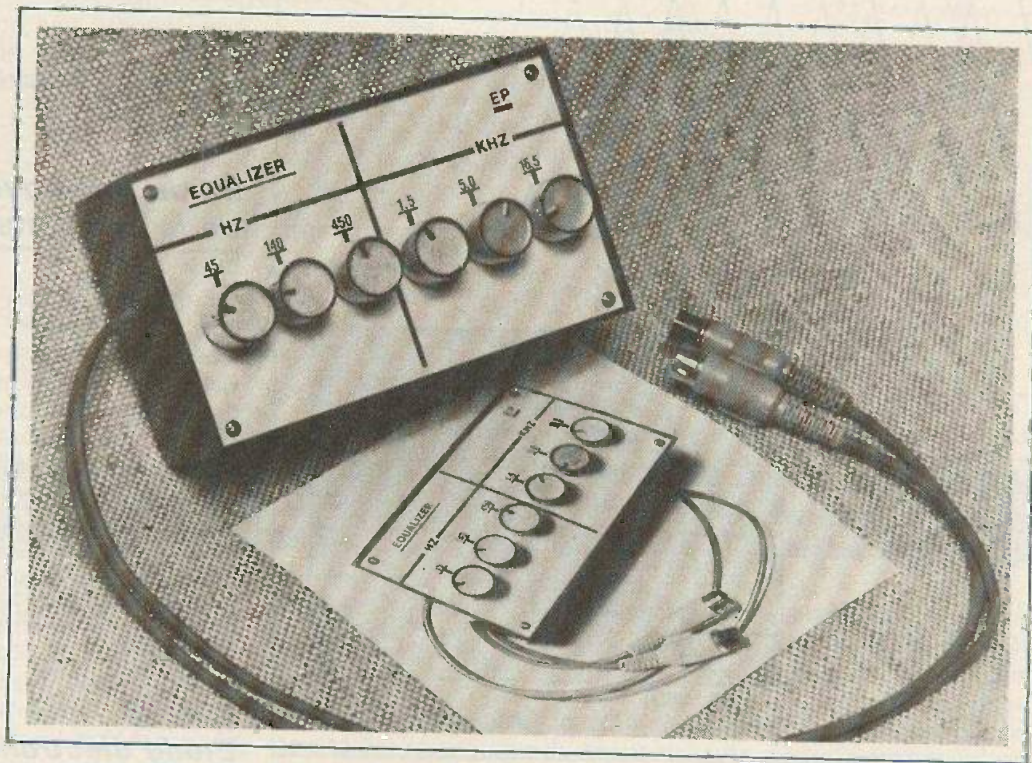
R₁ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
 R₂ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
 R₃ : 330 kΩ (orange, orange, jaune)
 R₄ : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
 R₅ : 1,8 kΩ (brun, gris, rouge)
 R₆ : ajustable 22 kΩ
 R₇ : ajustable 22 kΩ
 R₈ : ajustable 22 kΩ
 R₉ : ajustable 22 kΩ
 R₁₀ : ajustable 22 kΩ
 R₁₁ : ajustable 22 kΩ
 R₁₂ : ajustable 22 kΩ
 R₁₃ : ajustable 22 kΩ
 R₁₄ : ajustable 22 kΩ
 R₁₅ : ajustable 22 kΩ
 R₁₆ : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
 R₁₇ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
 R₁₈ : 18 kΩ (brun, gris, orange)
 R₁₉ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
 R₂₀ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
 R₂₁ : 1,8 kΩ (brun, gris, rouge)
 C₁ : 10 μF 16 V
 C₂ : 4,7 nF
 C₃ : 4,7 nF

C₄ : 10 nF
 C₅ : 47 nF
 C₆ : 1000 μF 25 V
 C₇ : 220 μF 16 V
 C₈ : 47 nF
 C₉ : 100 μF 25 V
 C₁₀ : 68 nF
 C₁₁ : 47 nF
 D₁ : 1N4148
 D₂ : 1N4148
 D₃ : 1N4148
 D₄ : 1N4148
 D₅ : 1N4148
 D₆ : 1N4148
 D₇ : 1N4148
 D₈ : 1N4148
 D₉ : 1N4148
 D₁₀ : 1N4148
 D₁₁ : 1N4148
 D₁₂ : 1N4003
 D₁₃ : 1N4003
 D₁₄ : 1N4003
 D₁₅ : 1N4003

2N1711
 Cl₁ : NE 555
 Cl₂ : NE 555
 Cl₃ : NE 555
 Cl₄ : 7490
 Cl₅ : 7475
 Cl₆ : 7442
 Cl₇ : NE 555
 Cl₈ : NE 555
 Cl₉ : régulateur 5 V 1 A 7805

P₁ : 4,7 K log
 P₂ : 100 K lin
 P₃ : 100 K lin

1 haut-parleur 8 Ω
 1 jack châssis 3,5 mm
 1 transfo 220 V/9 V 0,3 A
 1 coffret Teko 363
 3 boutons
 1 bouton-poussoir contact travail
 1 relais reed 5 V 1T



Un EQUALIZER efficace

NOUS vous proposons de réaliser un correcteur de tonalité beaucoup plus efficace que le classique « Baxandall » que l'on rencontre encore un peu partout, même dans des chaînes de bonnes qualités...

Ce montage, intercalé entre le préamplificateur et l'amplificateur, nous permettra, non seulement d'obtenir les courbes de tonalité classiques, mais, en plus, des plages de fréquences favorisées.

Nous pourrions donc ainsi adapter chaque style de musique à chaque oreille, ce qui, en définitive, est le but de la correction de tonalité.

Principe de fonctionnement

Pour arriver à un tel résultat, nous allons simplement fractionner la bande de fréquences audibles (de 20 à 20 000 Hz) en plusieurs plages. Le réglage du gain de chacune de ces plages sera bien sûr indépendant des autres. Mais ici intervient très rapidement un compromis entre la finesse des réglages que nous voulons obtenir et le prix de revient (et l'encombrement) de la maquette. Effectivement, plus nous désirons une grande finesse de réglage, plus nous aurons besoin de filtres

pour sélectionner ces fréquences, plus nous aurons besoin de potentiomètres pour les doser, etc. (voir fig. 1).

Dans la maquette que nous vous proposons aujourd'hui, nous avons opté pour six filtres. Ce choix se traduit pour les filtres par une sélectivité de 0,79. Cette valeur est très supérieure à celle que peut fournir un classique WIEN (0,3) ou tout autre circuit passif avec un nombre de composants raisonnable. D'autre part l'emploi de self-induction étant pénible, générateur de ronflements et le composant lui-même difficile à se procurer, nous avons opté pour le filtre actif.

Le filtre actif

Le schéma de ce filtre est représenté à la figure 2. L'emploi d'un amplificateur opérationnel est ici parfaitement justifié pour l'obtention de bonnes caractéristiques. Le gain en tension dans la plage non filtrée, c'est-à-dire à la fréquence de résonance, est d'environ 10 dB, avec opposition de phase entre l'entrée et la sortie afin d'assurer une bonne stabilité au montage.

La fonction de transfert de ce filtre est la suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = - \frac{k a p}{c p^2 + d p + f}$$

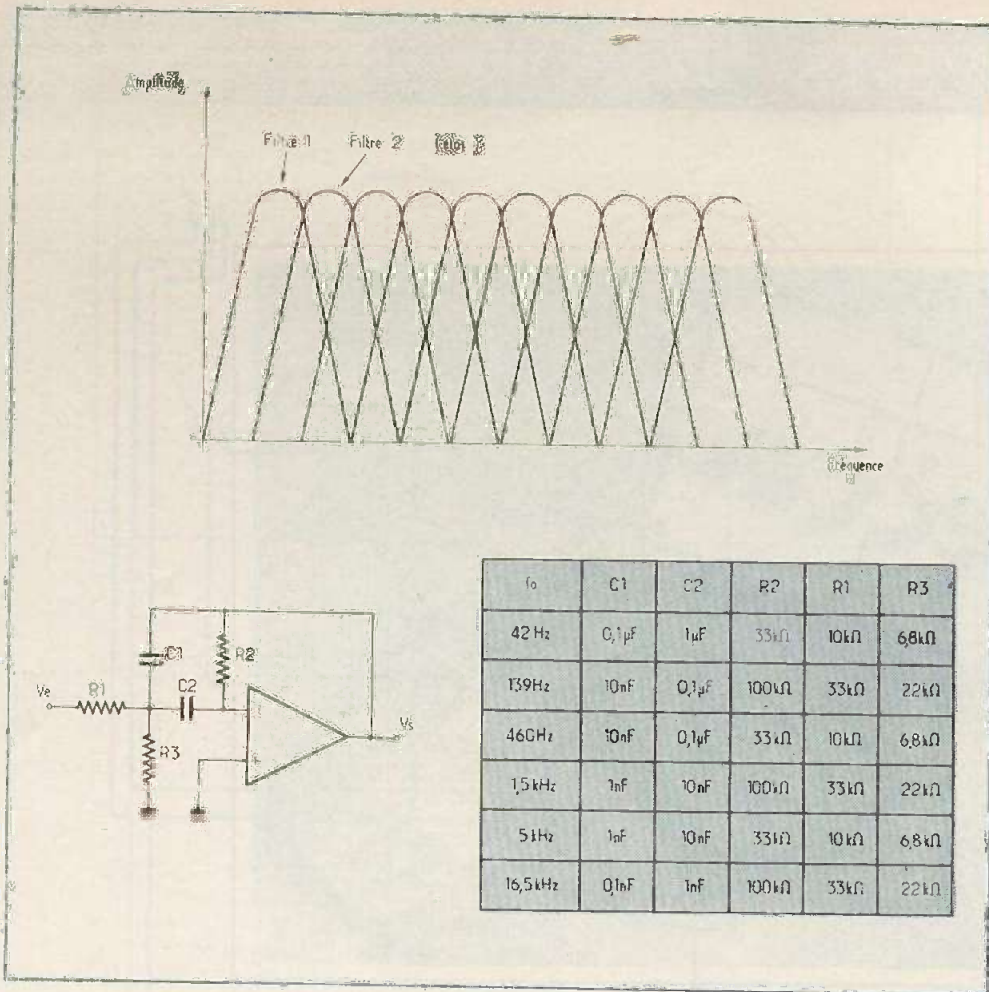


Fig. 1. à 3. - Les filtres actifs seront construits autour de très classiques 741. La bande de fréquences audible se reproduira en six filtres.

$$\text{avec } k = \frac{R_1 // R_3}{R_1}$$

$$a = R_2 \cdot C_2$$

$$c = R_2 \cdot C_1 \cdot C_2 (R_1 // R_3)$$

$$d = (R_1 // R_3) (C_1 + C_2)$$

p étant la variable complexe $2 \cdot f \cdot \pi \cdot j$. Les critères de choix d'un filtre sélectif étant dans notre cas la pulsation de résonance, notée ω_0 , la sélectivité notée Q et le gain en tension à la résonance noté v , on calcule les éléments du filtre de la façon suivante, en posant $C_2 = nC_1$:

$$R_2 = \frac{Q (1 + n)}{\omega_0 \cdot C_1 \cdot n}$$

$$R_1 = \frac{n \cdot R_2}{(1 + n) v}$$

$$R_3 = \frac{R_1}{Q^2 (1 + n)}$$

f_0	C_1	C_2	R_2	R_1	R_3
42 Hz	0,1 μ F	1 μ F	33 k Ω	10 k Ω	68 k Ω
139 Hz	10 nF	0,1 μ F	100 k Ω	33 k Ω	22 k Ω
460 Hz	10 nF	0,1 μ F	33 k Ω	10 k Ω	68 k Ω
1,5 kHz	1 nF	10 nF	100 k Ω	33 k Ω	22 k Ω
51 Hz	1 nF	10 nF	33 k Ω	10 k Ω	68 k Ω
16,5 kHz	0,1 nF	1 nF	100 k Ω	33 k Ω	22 k Ω

tableau de la figure 3. Vous remarquerez sans doute le peu de valeurs différentes employées... Ceci est dû au fait que nous avons choisi une progression entre les différentes fréquences de résonance qui

correspond à une progression entre les différentes valeurs normalisées de résistances et de capacités.

Étude théorique de la maquette

En nous reportant au schéma synoptique de la figure 4, nous trouvons tout d'abord un bloc adaptateur d'impédance. Celui-ci va nous permettre d'attaquer dans de bonnes conditions les six filtres actifs. Ces filtres sont bien sûr en parallèle afin d'obtenir pour chacun d'eux une réponse indépendante des autres. Ils sont immédiatement suivis de leurs réglages de gain. Puis l'ensemble des six signaux ainsi obtenus est alors mixé afin de permettre la reconstitution du nouveau spectre sonore.

Étude électronique de la maquette

Ce schéma est représenté à la figure 5. Nous trouvons tout d'abord le transistor T monté en collecteur commun. Sa polarisation par pont de base donne au montage une impédance d'entrée d'une vingtaine de kilohms. La capacité C de 4,7 μ F permet de transmettre les fréquences

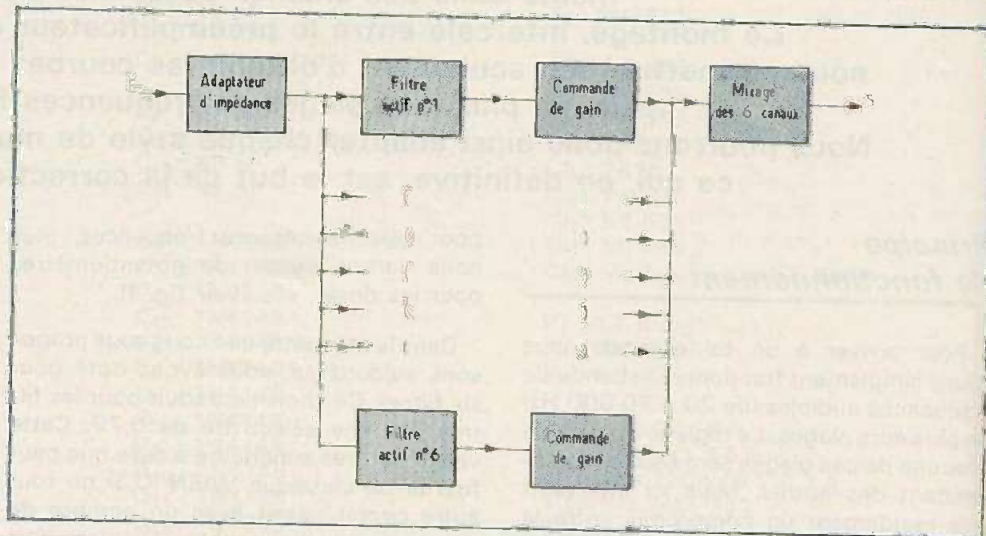


Fig. 4. - Synoptique de l'équalizer. On remarquera que les filtres se placeront en parallèle afin d'obtenir pour chacun d'eux une réponse indépendante des autres.

En reproduisant la bande de fréquences audibles de 20 Hz à 20 kHz en six filtres, on obtient l'ensemble des valeurs sur le

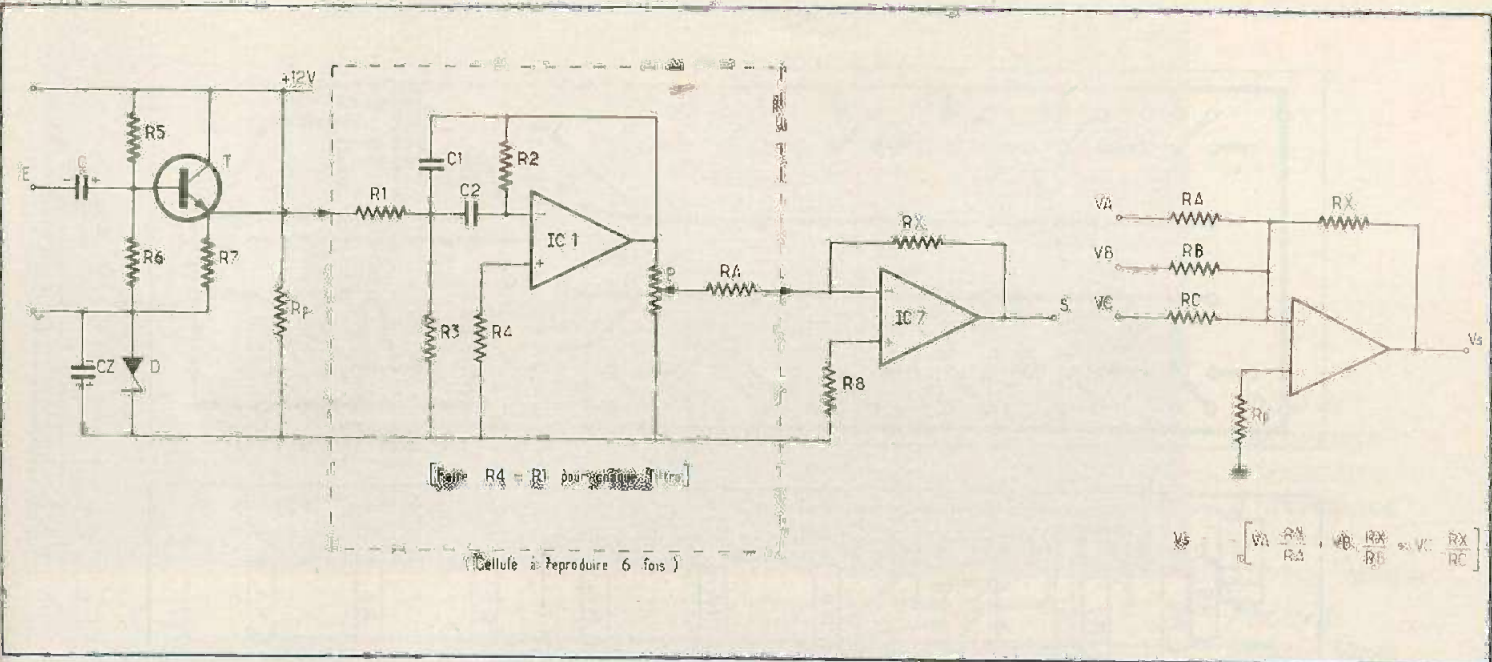


Fig. 5. et 6. - Schéma de principe. Le transistor assure l'adaptation d'impédance par son montage en collecteur commun. L'amplificateur 741 est monté en sommateur analogique.

basses jusqu'à 15 Hz sans atténuation. La polarisation de l'émetteur est assurée par une résistance de 3,3 kΩ. Le courant I_c vaut donc sensiblement 2 mA : ceci est important, puisque c'est la valeur de ce courant qui détermine l'impédance de sortie de ce transistor ; la valeur de cette impédance est dans ces conditions d'une quinzaine d'ohms, et c'est elle qui va nous permettre d'éviter une interaction des filtres les uns par rapport aux autres. Car en regardant de plus près le schéma électrique du filtre actif (voir fig. 2), nous voyons que l'impédance d'entrée est supérieure ou au minimum égale à R_1 . Donc dans le cas le plus défavorable, le transistor se verra chargé par les six valeurs de R_1 du tableau de la figure 3, mises en parallèle, ce qui donne 2,5 kΩ. Cette valeur, comparée à la quinzaine d'ohms d'impédance de sortie du transistor nous garantit une bonne adaptation. Viennent donc ensuite les six filtres actifs passe-bande que nous avons déjà étudiés. En sortie de chacun d'eux, nous trouvons un potentiomètre de 4,7 kΩ, à progression logarithmique. Puis nous trouvons l'opérateur du type μA 741 monté en sommateur analogique. Cette propriété intéressante est illustrée par la figure 6. C'est ce qui nous permet de réaliser le mixage des six sorties de filtres. Un point très intéressant à noter est le suivant : en prenant $R_A = R_B = R_C$, etc. les six signaux seront mixés sans qu'aucun d'entre eux ne soit particulièrement favorisé. Mais si nous modifions le rapport de ces différentes résistances, nous pourrons exagérer volontairement la reproduction de certaines fréquences,

indépendamment de l'action du potentiomètre qui pourra augmenter encore lui-même cet effet. Personnellement nous avons préféré réaliser cette maquette dans sa version linéaire, c'est-à-dire avec toutes les résistances du sommateur de valeur égale, afin de ne pas trop dénaturer tout de même le son originel.

Le montage est prévu pour pouvoir être alimenté à partir d'une tension unique de 12 V. La transformation de cette tension unique en alimentation double est assurée par R_p et D. D est une diode zener de 5,6 V ou 6,2 V (peu critique). Sa faible résistance dynamique, découplée par sécurité par C_2 , est une garantie suffisante pour le bon fonctionnement des amplificateurs opérationnels.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé

Ce correcteur de tonalité stéréophonique a été réalisé sur trois plaquettes d'époxy simple face de 155 mm x 50 mm. Ses dimensions sont celles convenant à un boîtier Teko p/3. L'implantation des composants et le dessin du circuit imprimé sont donnés à l'échelle 1. La carte filtres actifs est bien sûr à réaliser en deux exemplaires pour une version stéréophonique, la carte adaptation en un seul exemplaire de toute façon.

Vous noterez sur cette dernière l'implantation spéciale des points E à V. Celle-ci a pour but de permettre le rem-

placement des potentiomètres doubles par des potentiomètres ajustables verticaux au pas de 5 mm, jumelés par une barrette plastique ou autre. Cette technique employée par certains fabricants permet simplement de diminuer le prix de revient de la maquette. Effectivement un potentiomètre double coûte une dizaine de francs alors que deux ajustables reviennent à trois francs seulement. De plus la solution des ajustables à implantation verticale supprime une grande partie du câblage, mais en contre-partie nécessite un petit travail de mécanique.

Personnellement, n'ayant pas trouvé facilement des ajustables se prêtant à cette manipulation, nous avons choisi la solution des potentiomètres doubles. Mais rien n'empêche les plus bricoleurs d'entre vous de se pencher sur le problème. Le pas des CI est bien sûr de 2,54 mm. Celui des résistances et des capacités est de 5 mm. Les éléments pré-positionnés Mecanorma nous ont permis de réaliser rapidement ces trois plaquettes après passage dans le perchlore de fer.

L'implantation

Ici, pas de problème, pas de straps ! Les circuits intégrés sont tous orientés dans le même sens. Seulement deux points précis : C_2 de 50 μF , 6 V doit être aussi petite que possible, et pour le filtre actif qui résonne à 42 Hz, il faut $C_2 = 1 \mu F$; or, pour des raisons de place, il n'a été laissé qu'un centimètre pour implanter cette capacité. Il faudra donc lui recourber légèrement les pattes. Et attention au sens de câblage de la diode zener...

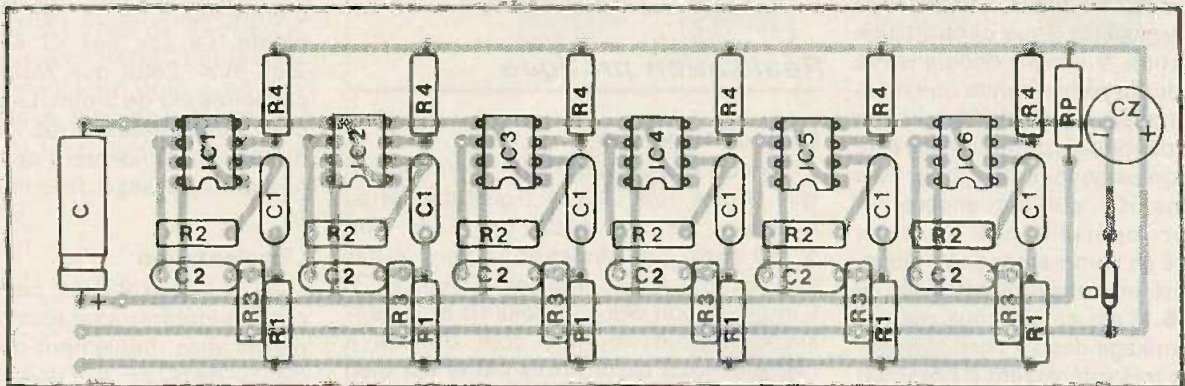
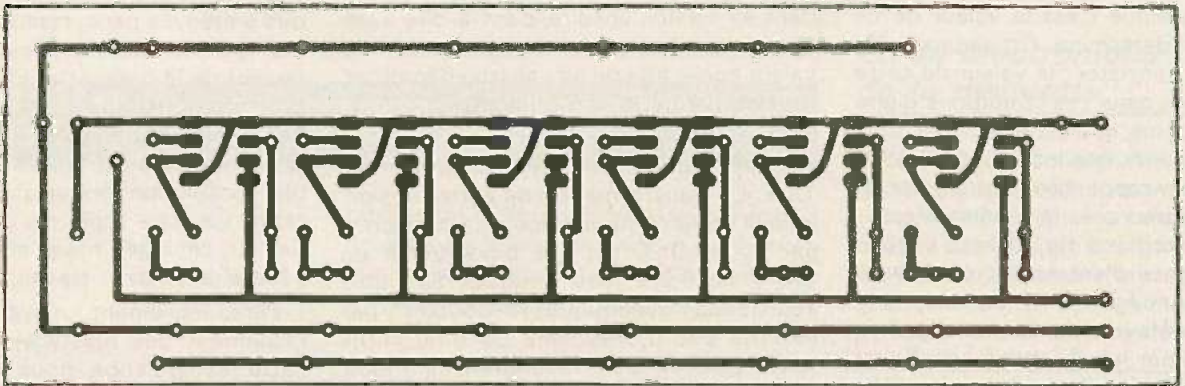
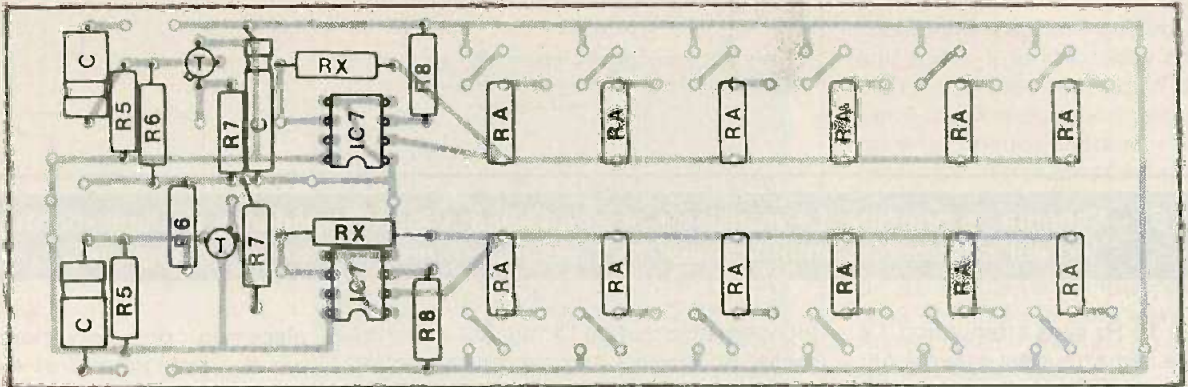
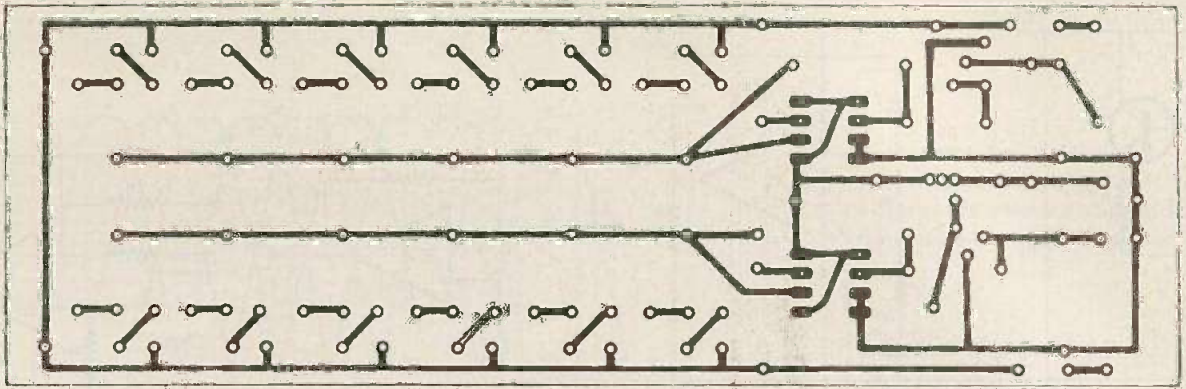
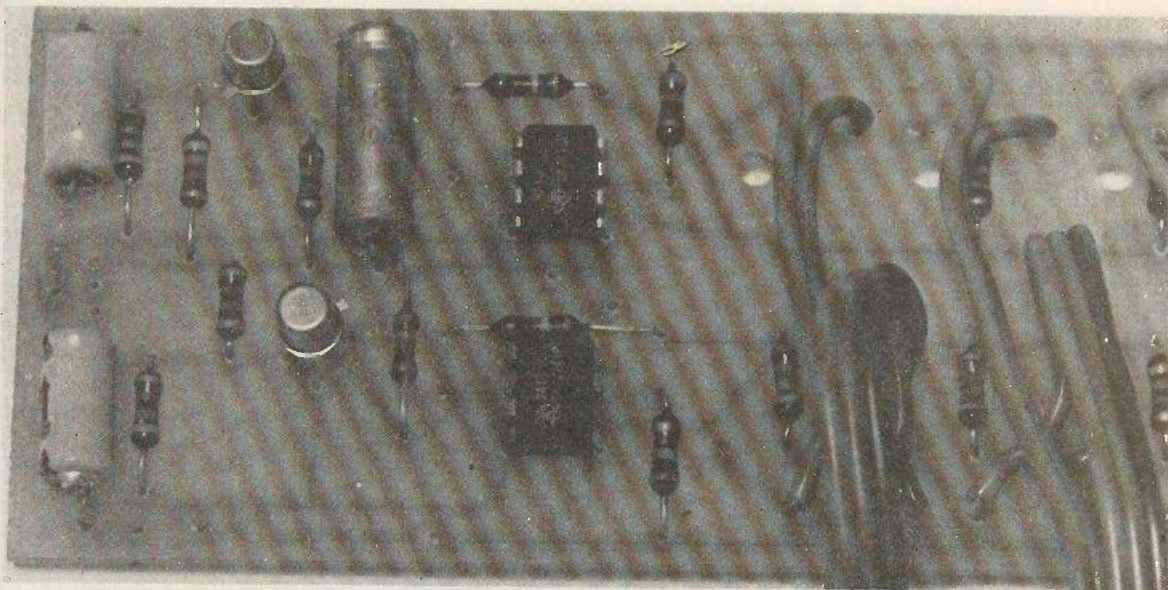
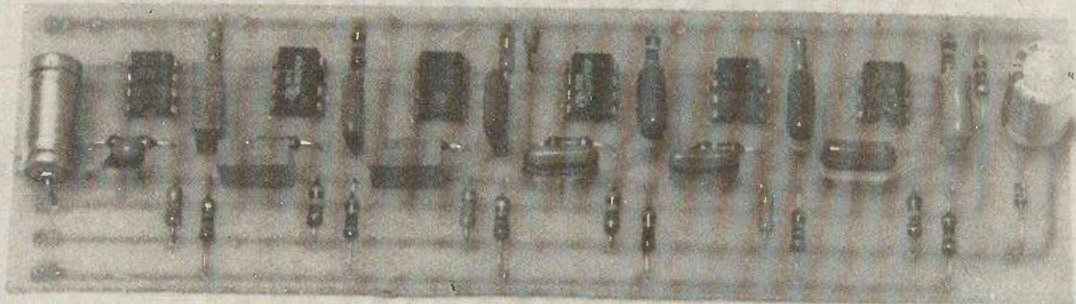


Fig. 7. et 8. – Pour la réalisation pratique, nous avons eu recours à l'utilisation de plusieurs circuits imprimés que nous publions grandeur nature afin d'en faciliter la reproduction. L'implantation des éléments réclamera un peu d'attention compte tenu des divers éléments employés.



*Photo 2.
Les circuits adaptateurs d'impédance en version stéréophonique.*



*Photo 3.
Les six filtres présentent la même implantation.*

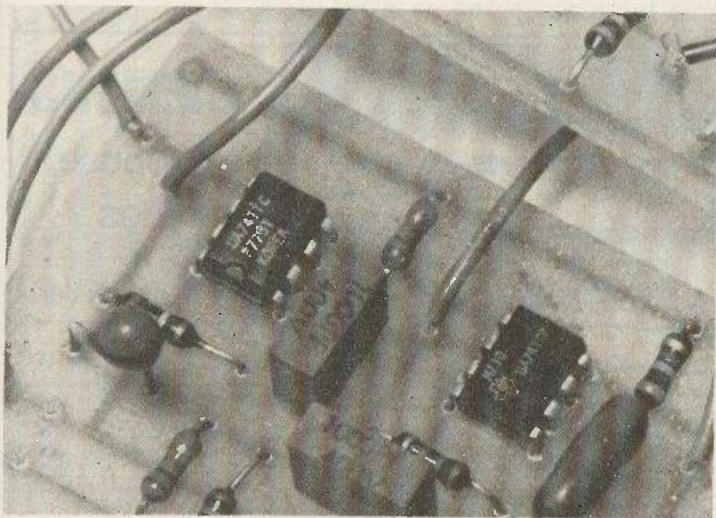


Photo 4. – Toujours l'utilisation du 741, mais ici de deux marques différentes.

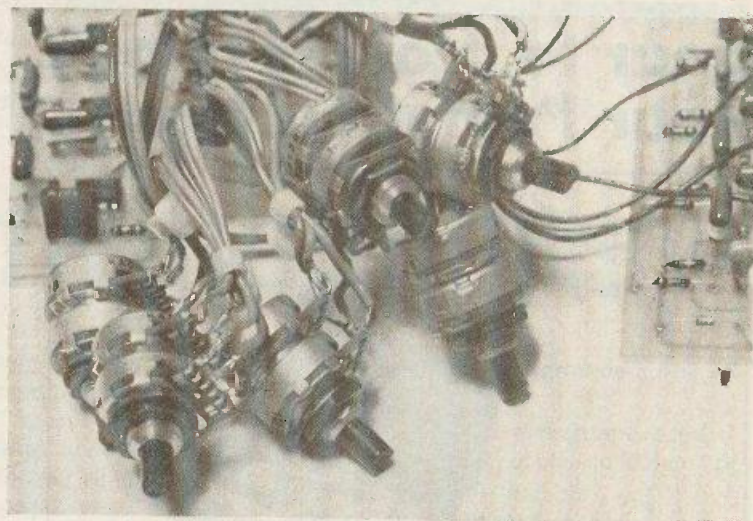


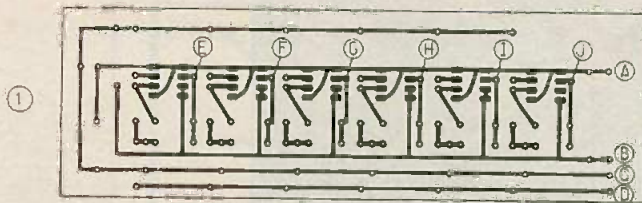
Photo 5. – La version stéréophonique exige des potentiomètres doubles.

Le câblage

Pour les entrées et sorties du signal BF, du fil blindé n'est pas superflu, bien au contraire ! Des fiches DIN permettront une insertion facile entre préamplificateur et amplificateur sur entrée auxiliaire. Dans la solution des potentiomètres doubles qui est celle que nous avons finalement adoptée, il est certain que des fils nappés

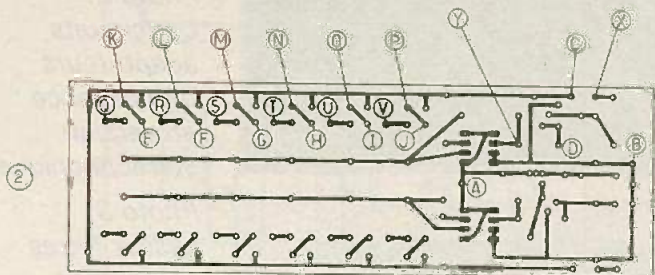
faciliteront grandement à la fois le travail et la clarté de celui-ci. Toutes les masses étant communes, elles seront reliées au niveau des potentiomètres eux-mêmes. Un seul fil allant vers la masse des cartes sera alors suffisant. Puis douze groupes de deux fils rendront les potentiomètres opérants. Ne pas oublier les fils d'alimentation entre toutes les plaques.

Un point important : dans le cas d'une réalisation stéréophonique, il est inutile de câbler D et R_p sur la deuxième carte filtres actifs, car ainsi les deux diodes zener se trouveraient en parallèle ce qui, loin d'améliorer les choses, risquerait plutôt d'entraîner une instabilité de la masse fictive des amplificateurs opérationnels.



(Carte filtres actif)

A = Masse
 B = +12V
 C = 62V
 D = Signal entrée
 E → J = Sorties



K → P = Borne supérieure des potentiomètres
 Q → V = Borne médiane (curseur)
 (Carte adaptation)

X = Entrée (DIN)
 Y = Sortie (DIN)

Nomenclature

D = zener 5,6 ou 6,2 V
 C = 4,7 μ F 12 V
 C_z = 50 μ F 6 V
 P = 4,7 k Ω log. (double pour réalisation stéréo)
 R_A = R_B = R_C = 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 R_x = 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_p = 680 Ω (bleu, gris, marron)
 R₅ = 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 R₆ = 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 R₇ = 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
 T = 2N2222
 IC₁ à IC₇ = μ A 741 mini DIP
 R₈ = 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)

O. GUTRON

Fig. 9. - Plan de câblage des plaquettes imprimées.

**pour le professionnel,
 pour l'amateur averti.**

DIAGNOSTIC LOGIQUE



MALLETE LTC2

extrêmement compétitif - un programme complet, évolutif...

Plaquettes et ensembles de câblage sans soudure, mesure et contrôle, sondes, pinces logiques, mallettes de diagnostic...

Recherche, banc d'essais, enseignement, formation, maintenance...

NOUVEAU catalogue et liste de revendeurs sur demande. Joindre 5 F en timbres.

GRADCO FRANCE
 24, rue de Liège - 75008 PARIS
 Tél. : 522.58.64 et 65

REVENDEURS - NOUS CONSULTER

EREL

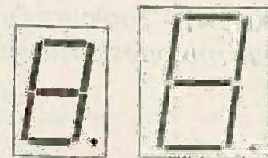
BOUTIQUE

SIEMENS

proposé des

AFFICHEURS 7 Segments - Rouge et Vert

		Rouges	Verts		
		T. T. C.	T. T. C.	Ech. 5/8	
Les nouveaux 7 m/m Pol					
HA 1075 r	chiffre AC	7,85			
HA 1077 r	chiffre KC	7,85			
Les nouveaux 10 m/m Pol					
HA 1105 r	chiffre AC	7,20			
HA 1106 r	signe AC	7,20			
HA 1106 r	chiffre KC	7,20			
HA 1107 r	signe KC	7,20			
Déjà commercialisés 13,5 m/m Pol					
HA 1141	chiffre AC	7,65	11,10		
HA 1142	signe AC	7,65	11,10		
HA 1143	chiffre KC	7,65	11,10		
HA 1144	signe KC	7,65	11,10		
Déjà commercialisés 18 m/m Pol					
HA 1181	chiffre AC	11,45	13,30		
HA 1182	signe AC	11,45	13,30		
HA 1183	chiffre KC	11,45	13,30		
HA 1184	signe KC	11,45	13,30		



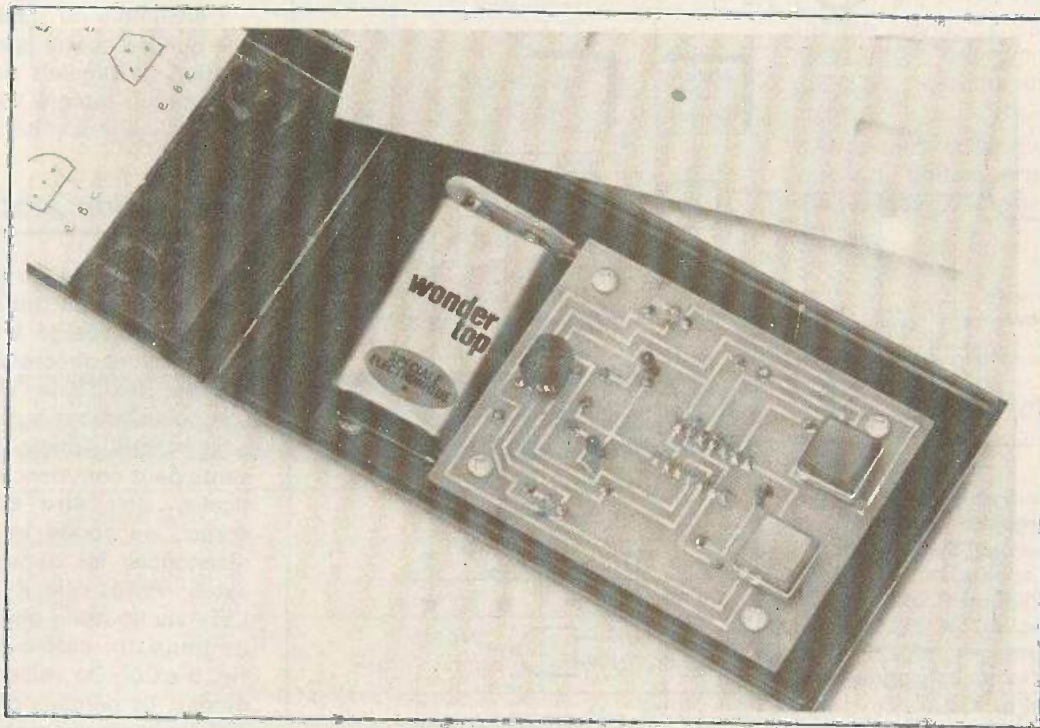
66-68, RUE DE LA FOLIE-REGNAULT - 75011 PARIS

Tél. : 379.92.58 +

OUVERT du LUNDI AU SAMEDI de 9 H à 18 H (sans interruption)

Métri: Père-Lachaise - Forfait d'expédition } Chèque à réception : 15 F
 en C. R. : 25 F

MINIMUM DE COMMANDE : 50 F T.T.C.



L'AMATEUR se heurte souvent au problème de la vérification des transistors, car il est préférable de tester un semi-conducteur avant de l'implanter sur le circuit imprimé d'un montage. Généralement, on fait appel à un petit transistormètre, mais le coût d'un tel appareil est relativement élevé, du fait de l'emploi d'un galvanomètre. Le testeur que nous vous proposons a l'avantage d'être économique et fiable.

TESTEUR de TRANSISTORS

Principe

Contrairement aux transistormètres classiques, le nôtre va tester la « puce » en régime saturé-bloqué.

Pour saturer un transistor, il faut que son courant de base soit suffisamment élevé, de façon à ce que la tension collecteur-émetteur avoisine 0,2 V. Lorsque le transistor travaille dans de telles conditions, on peut pratiquement remplacer la jonction collecteur-émetteur par un court-circuit. Le transistor est dit passant. Le courant de collecteur est directement fonction de la résistance de collecteur.

En régime bloqué, c'est pratiquement le contraire. Le courant de base est nul c'est-à-dire que la base est à la « masse ». I_c , le courant de collecteur est aussi égal à zéro. Cette fois, la jonction collecteur-

émetteur peut être remplacée par un circuit ouvert. Généralement, lorsqu'un transistor est détruit, cette jonction est soit court-circuitée en permanence, soit en circuit ouvert. Notre testeur va donc, pour envisager les deux possibilités, effectuer l'une après l'autre une mesure en saturé, puis une mesure en bloqué. Ainsi, aucun doute ne sera possible quand à l'état du transistor à tester. Le résultat de la mesure est affiché sur diodes LED.

Le synoptique

Il est donné **figure 1**. Le cœur du montage est constitué d'un multivibrateur astable. Il est réalisé à l'aide de deux opérateurs NAND. Ce type d'oscillateur dispose de deux sorties en opposition de

phases. La forme du signal de sortie est carré.

Les sorties 1 et 2 alimentent respectivement l'émetteur et le collecteur du transistor à tester.

Le courant de base, I_b , est fourni par la sortie via la résistance R. Le bouton-poussoir k_2 permet de « couper » I_b pour vérifier l'état de la jonction émetteur-collecteur.

On peut remarquer que I_b est en phase avec I_c .

Selon l'état du transistor le potentiel émetteur-collecteur varie. C'est cette tension qui est prélevée à l'aide de deux portes NAND. Donc, la sortie de ces opérations détermine l'état du transistor. Il suffit de brancher deux diodes LED sur les sorties pour identifier rapidement le résultat de la mesure.

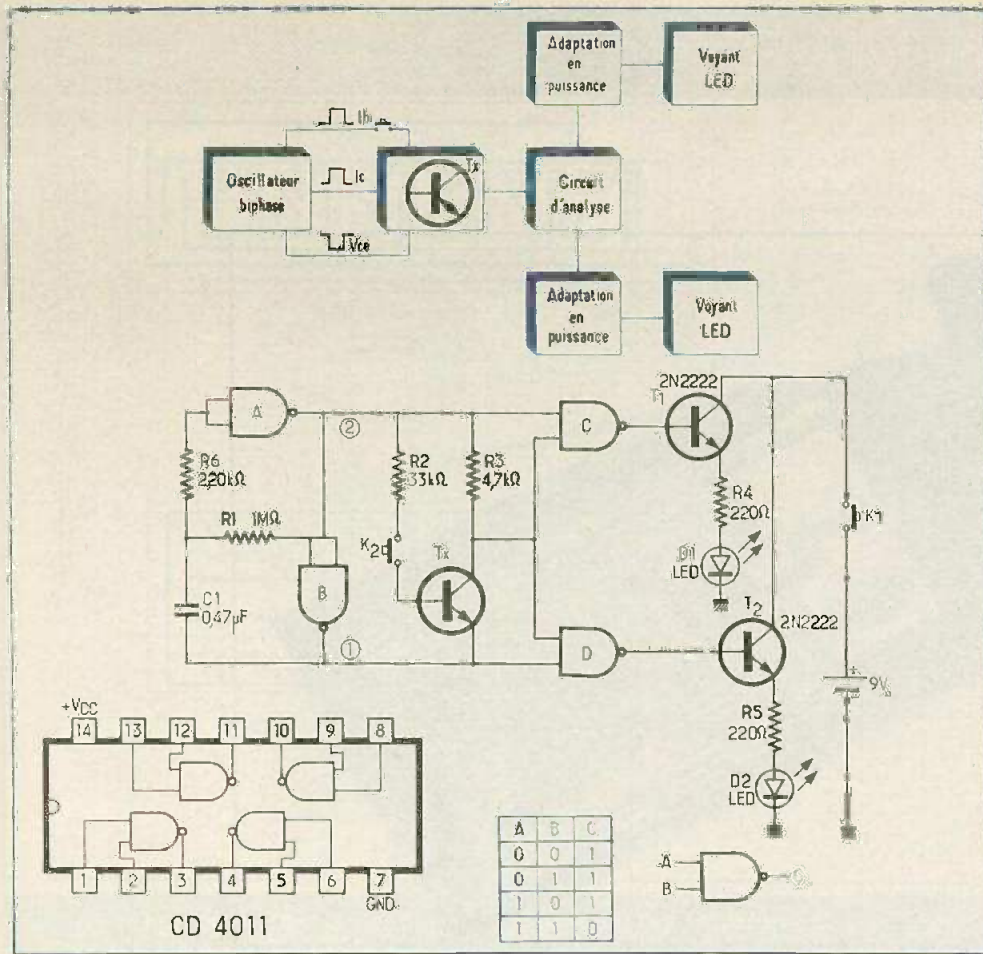


Fig. 1. et 2. - Le cœur du montage se constitue d'un multivibrateur astable réalisé à l'aide de deux opérateurs NAND. Les sorties (1) et (2) alimentent l'émetteur et le collecteur du transistor à tester.

Toutefois, le courant de sortie d'un opérateur C.MOS étant trop faible pour illuminer convenablement une LED, un étage amplificateur à collecteur commun a été ajouté pour permettre un plus grand confort de lecture.

Le schéma de principe

Il est donné à la figure 2. Le multivibrateur est constitué de deux portes NAND C.MOS de C_1 , R_2 , R_6 . Sa fréquence de fonctionnement est d'environ 2 Hz. L'utilisation de la technologie C.MOS nous permet d'utiliser des condensateurs de capacité relativement faible, pour osciller en TBF.

R_2 et R_3 limitent le courant de base et le courant de collecteur. Le gain minimum toléré par ce testeur est de 10. En dessous de cette valeur, le transistor est considéré comme défectueux.

R_5 et R_4 limitent le courant dans D_1 et D_2 . L'ensemble du testeur est alimenté par une pile miniature de 9 V. Un bouton-poussoir permet de mettre sous tension durant le temps de la mesure.

L'ensemble du schéma n'étant constitué que de quatre portes NAND, sa réalisation ne requiert que l'utilisation d'un seul circuit intégré logique. Le CD4011.

Réalisation pratique

On commence par la réalisation du circuit imprimé. Le tracé est si simple qu'il pourra être réalisé à l'aide de transferts pour gravure directe (voir fig. 3). L'emplacement des divers éléments devra être scrupuleusement suivi. Une fois le support réalisé, l'implantation des composants peut commencer. Un soin tout particulier doit être apporté pour cette étape : on soude le circuit intégré, les résistances, les transistors et le condensateur. Après cela, il faut souder les deux LED, les boutons-poussoirs et le support de transistor côté cuivre (voir photos et fig. 5 et 6). On veillera à bien centrer les diodes. Le perçage de la face avant doit se faire conformément à la figure 8. C'est le point le plus délicat de la réalisation.

Après cela, on fixe le circuit imprimé au fond du boîtier (voir fig. 7). Ce boîtier, extrêmement pratique et d'esthétique

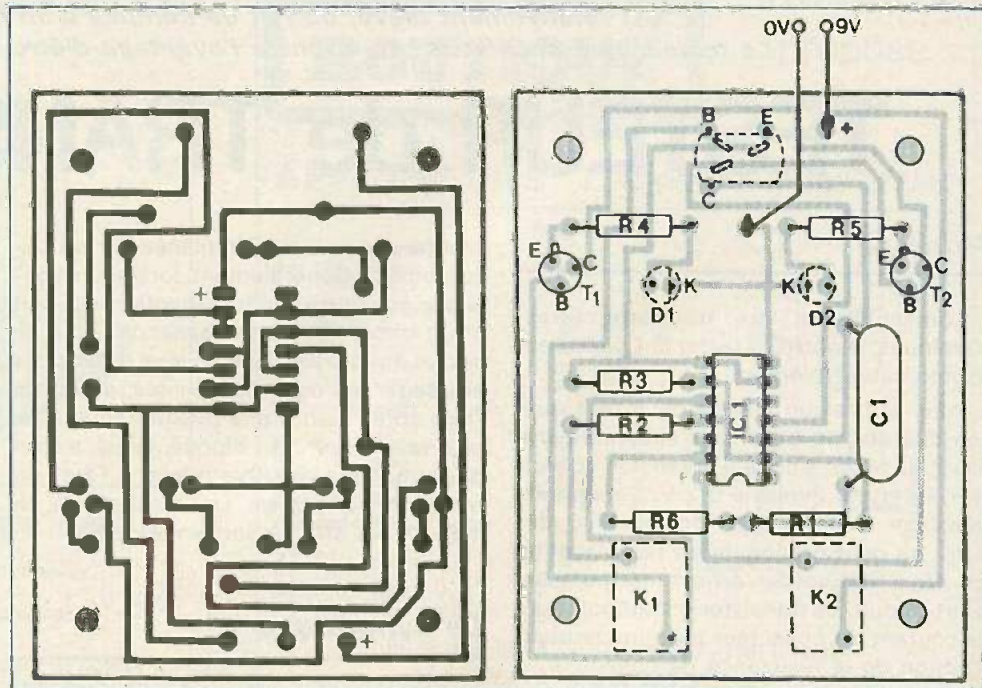


Fig. 3. à 4. - Le tracé du circuit imprimé se reproduira très facilement à l'aide d'éléments de transfert direct. Pour l'implantation des composants, on se reportera au plan ci-dessus.

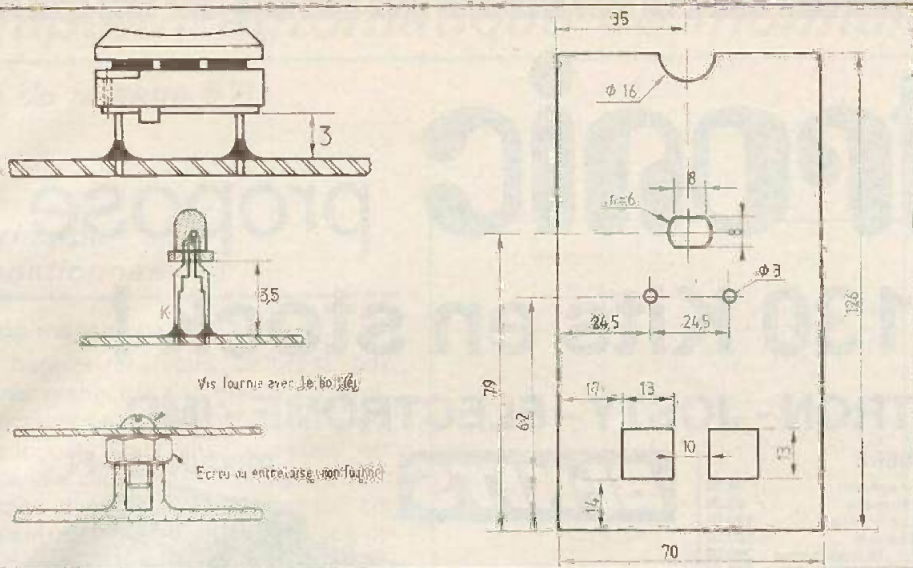


Fig. 5. à 8. - L'auteur a expérimenté avec succès des touches pour clavier. Les diodes LED et les poussoirs se placeront du côté cuivré.

Tx BON.	k ₂ OUVERT		k ₂ FERME	
	D ₁	D ₂	D ₁	D ₂
NPN	allumée	clignote	allumée	allumée
PNP	allumée	clignote	clignote alternativement	clignote alternativement

Séquence d'allumage des diodes en fonction du transistor à tester (fig. 9)

très réussie est commercialisé par la firme Vero. Il reste juste assez de place pour la pile, qui se logera dans la partie supérieure du boîtier. L'encoche dans la face avant sert uniquement au démontage de celle-ci, à l'aide d'un doigt.

Les trous de fixation dans le circuit imprimé peuvent être assez grands (Ø 4 et plus) pour permettre un meilleur centrage des éléments avec la face avant. Toutefois, n'importe quel autre type peut convenir du moment que les cotes d'encombrement sont respectées.

Mise sous tension

Elle doit se faire sans aucun problème. Le montage fonctionne du premier coup.

En cas de mauvais fonctionnement, vérifier la polarité des LED ou des transistors. Vérifier qu'aucune erreur de câblage n'a été commise où qu'une piste du circuit imprimé n'a été oubliée.

Pour tester les transistors, se référer uniquement au tableau figure 9, toute autre indication devra être interprétée

comme un composant défectueux. On pourra donc déterminer l'état et la polarité d'un transistor inconnu très rapidement.

On pourra coller sur l'intérieur du couvercle du boîtier un petit rappel des brochages des principaux transistors.

H. LIEGEOIS

Nomenclature

Résistances

- R₁ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R₂ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₃ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R₄ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₅ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₆ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)

Semi-conducteurs

- IC₁ : CD4011 (C.MOS)
- D₁ : LED Ø 3 mm
- D₂ : LED Ø 3 mm
- T₁ : 2N2222, BC108, etc.
- T₂ : 2N2222, BC108, etc.

Condensateurs

- C₁ : 0,47 μF / 250 V Mylar

Divers

- 1 support de transistor
- 2 boutons-poussoirs (voir fig. 8)
- 1 pile 9 V miniature

Photo 2. - Un circuit imprimé parfaitement réalisé, les bandes conductrices apparaissent par transparence (époxy).

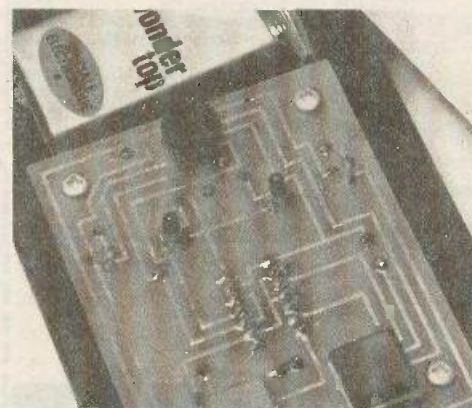


Photo 3. Souvent l'astuce, pour un montage donné, consiste à souder certains éléments du côté « soudures ».

Compteur automatique de monnaie

suite de la page 97)

I - Principe de fonctionnement

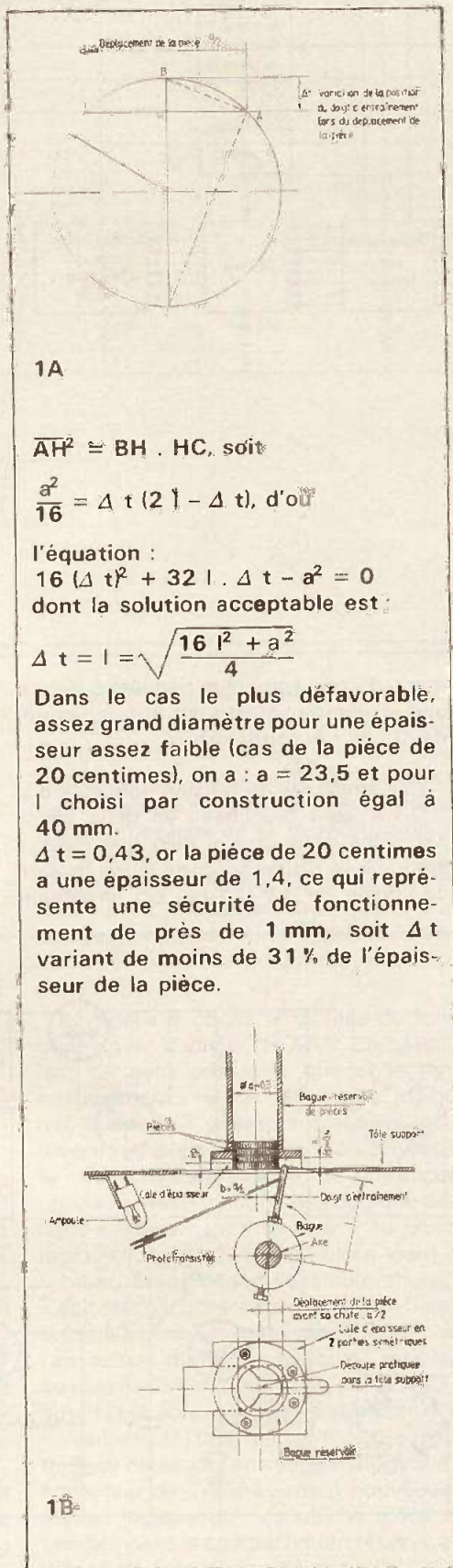
a) Partie mécanique (fig. 1)

Huit bagues-réservoirs calibrées aux diamètres respectifs des pièces à compter se trouvent alignées sur une tôle formant support. Sous chaque bague est disposée une cale d'épaisseur permettant le passage d'une pièce de monnaie. Un doigt d'entraînement donne à la pièce un mouvement horizontal, guidé par la configuration particulière de la cale d'épaisseur. Dans la tôle-support se trouve pratiquée une découpe ayant la forme d'une demi-circonférence décalée par rapport à celle définie par la pile de pièces à compter, de la valeur du rayon de la pièce. En définitive, lors de la rotation de l'arbre sur lequel est calé le doigt d'entraînement, il suffira que la pièce se déplace de la longueur de son rayon pour qu'elle tombe aussitôt sur un plan incliné, à travers la découpe de la tôle-support. Après une glissade le long de ce plan incliné, la pièce tombe dans un tiroir comportant huit compartiments, la figure 1 illustre ce principe mécanique de base. En particulier, on remarquera l'importance du choix de la longueur « l » du doigt d'entraînement. La valeur retenue, de l'ordre de 40 mm est le résultat d'un compromis entre un fonctionnement satisfaisant du mécanisme et une taille raisonnable de l'ensemble. Par ailleurs, compte tenu de la forme particulière de la découpe, la base de sustentation de la pile de pièces est supérieure à la surface d'un demi-cercle; en conséquence, les pièces reposent dans la bague-réservoir d'une façon stable et horizontale. La saignée pratiquée d'un côté de la découpe a pour rôle de permettre le libre passage du doigt d'entraînement. Cette saignée est également à effectuer dans le plan incliné pour la même raison.

L'arbre comportant les huit doigts d'entraînement est entraîné par un moteur électrique par l'intermédiaire d'un réducteur de vitesse. Etant donné que les chutes des pièces doivent se produire de façon décalée dans le temps, les huit doigts d'entraînement se trouvent eux-mêmes décalés angulairement entre eux d'une valeur de 45° ($8 \times 45^\circ = 360^\circ$).

b) Partie électronique

Le synoptique de la figure 2 résume les différentes étapes du traitement électro-



que qu'il convient d'appliquer suite à la chute d'une pièce donnée.

Lors de son passage sur le plan incliné, la pièce passe sur un phototransistor noyé dans un trou de faible diamètre. Ce phototransistor est en permanence éclairé par une ampoule à incandescence. Le passage de la pièce se trouve donc décelé par la coupure du rayonnement infrarouge frappant normalement le phototransistor. Après amplification, le signal ainsi obtenu est momentanément mémorisé de façon à agir sur le décodage dont le rôle consiste à sélectionner les opérations dirigées par un séquenceur. Enfin, cette information ainsi décodée se trouve amplifiée pour agir sur de petits relais miniaturisés. Ces relais établissent les contacts cohérents au niveau de la calculatrice qui a pour mission la totalisation en valeur réelle (francs et centimes) de la monnaie à compter.

II - Fonctionnement électronique

a) Alimentation (fig. 3)

L'ensemble étant destiné à fonctionner à poste fixe, il est évident que l'énergie électrique sera fournie par le secteur. Un transformateur 220 V/12 V, et de puissance 12 W (1 A) est donc alimenté par l'intermédiaire d'un interrupteur bipolaire I_1 . Une lampe témoin LT 220 V témoigne de la mise sous tension de l'alimentation.

L'alimentation comprend en fait deux parties distinctes : l'alimentation du moteur d'une part, et celle de l'éclairage et de la logique électronique d'autre part. Le pont redresseur N° 2 (pont de Graetz) redresse le courant alternatif disponible au niveau du secondaire du transformateur en bi-alternance. La capacité C_5 effectue un premier filtrage. Aux bornes de la Zener Z_3 est monté un ajustable P_1 qui, par son branchement, permet l'obtention d'une tension allant de 0 à 7,5 V. Le transistor T_3 , monté en Darlington, pilote le transistor de puissance T_4 qui travaille en régulateur de tension. Ainsi, grâce à la possibilité de réglage de P_1 , il est possible d'obtenir aux bornes du moteur une tension variable de 0 à 6,3 V, ce qui permet le réglage de la vitesse de rotation du moteur à la valeur désirée. La capacité C_7 , montée directement aux bornes du moteur, fait office d'antiparasitage

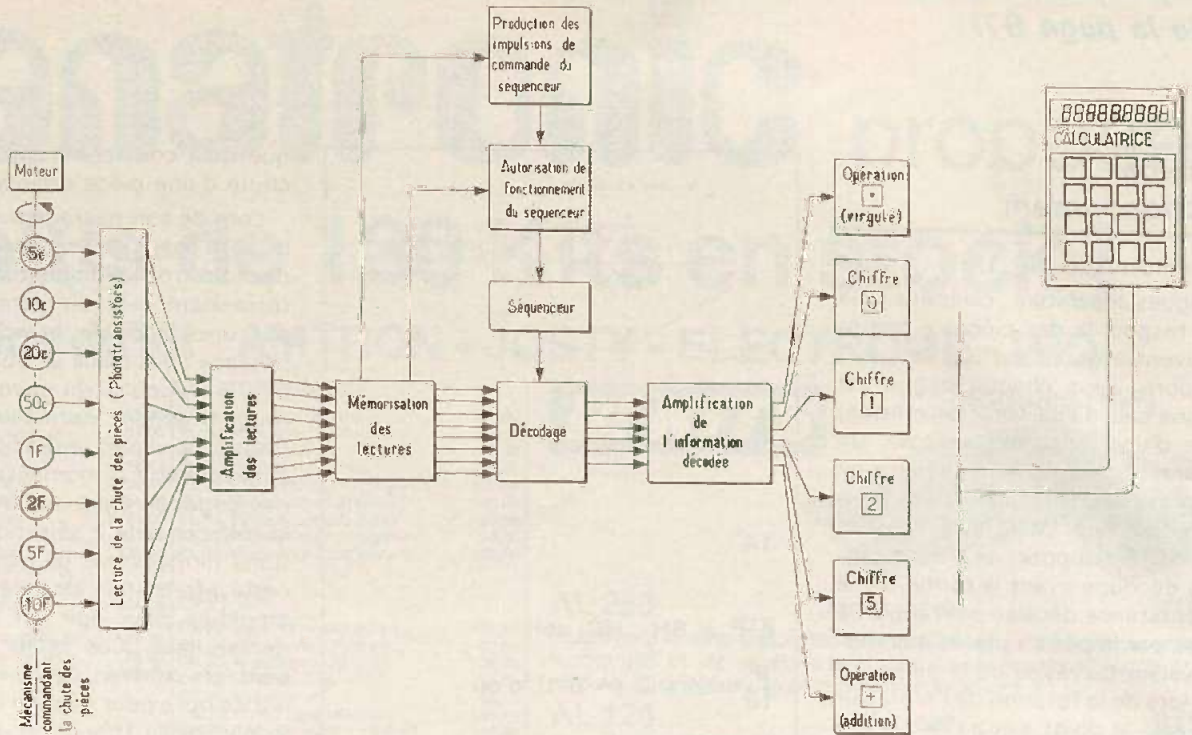


Fig. 2

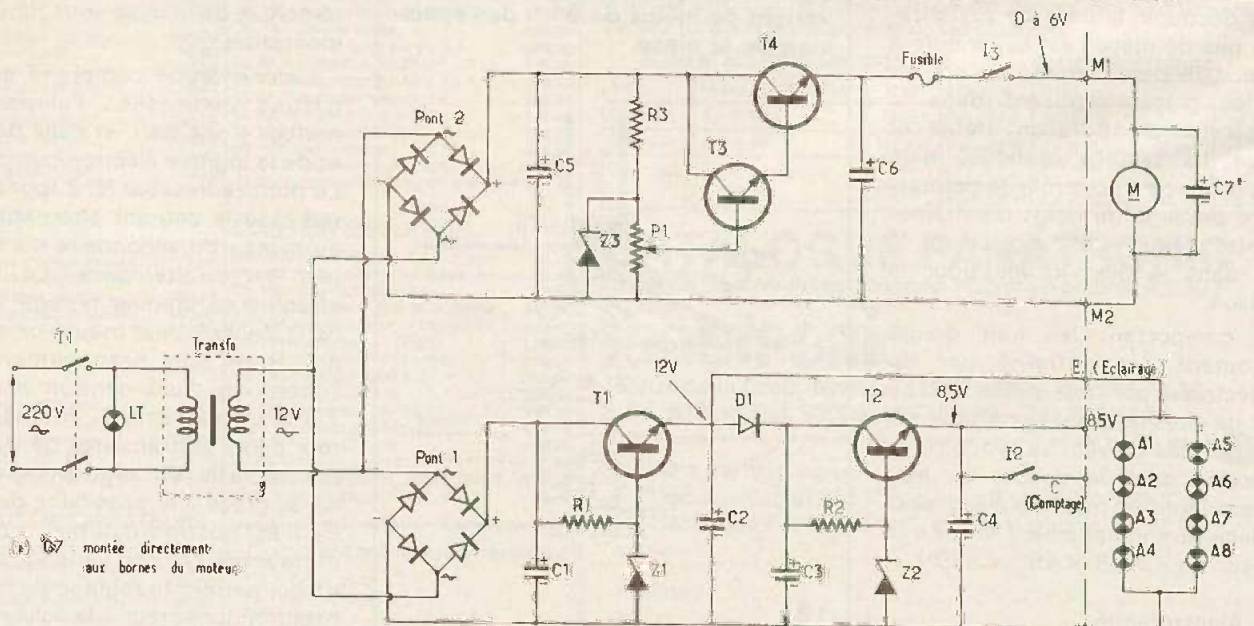
de ce dernier. Le pont redresseur N° 1 alimente, après filtrage par C_1 , un transistor T_1 , monté en régulateur de tension. Au niveau de l'émetteur de ce transistor, une tension de 12 V alimente les ampoules A_1 à A_8 . Il est important que la tension d'alimentation de ces ampoules soit continue en effet, toute variation périodique du rayonnement infrarouge émis par le fila-

ment de ces ampoules risquerait d'avoir une incidence néfaste sur le fonctionnement des phototransistors.

Ces ampoules de tension nominale 6 V - 0,1 A sont branchées en deux séries parallèles de quatre si bien que chaque ampoule se trouve soumise à une tension de l'ordre de 3 V, ce qui est largement

suffisant. Par ailleurs, cette disposition accroît la longévité des ampoules.

Enfin, un deuxième étage de régulation constitué par T_2 et Z_2 fournit à sa sortie une tension de 8,5 V destinée à l'alimentation de la partie logique. L'interrupteur I_2 , comme on le verra par la suite permet la mise en route du comptage ou au contraire, son isolement.



(*) C_7 montée directement aux bornes du moteur

Fig. 3

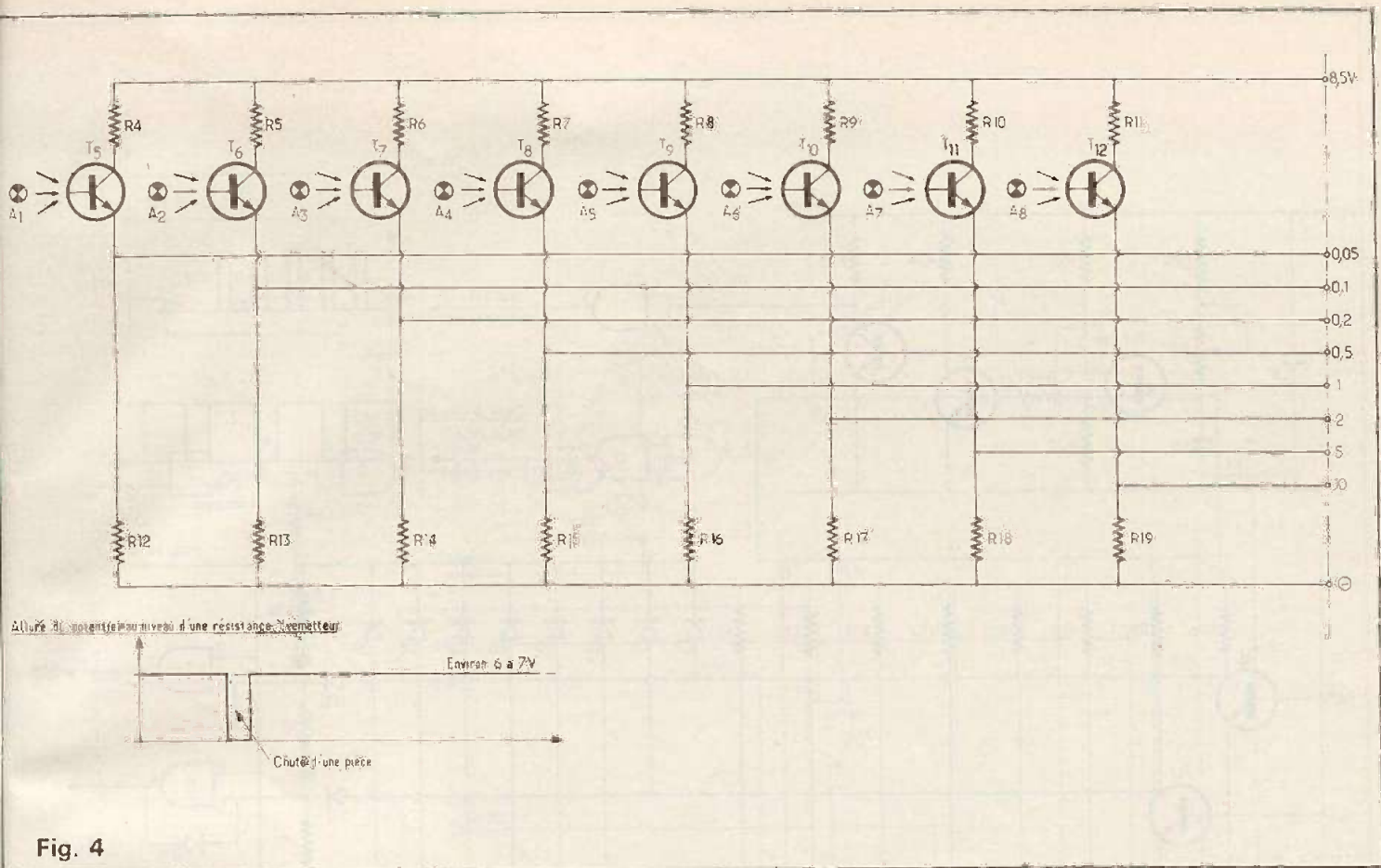


Fig. 4

b) Détection de la chute des pièces (fig. 4)

Les huit phototransistors T_5 à T_{12} se trouvent en permanence soumis au rayonnement infrarouge émis par les ampoules. En conséquence, ils se trouvent saturés si bien qu'un potentiel de quelques volts existe au niveau des résistances R_{12} à R_{19} montées sur les émetteurs. Par contre, à chaque passage d'une pièce sur un phototransistor, le rayonnement présente une interruption pendant une fraction de seconde, ce qui a pour effet le blocage du phototransistor correspondant et la disparition du potentiel précédemment disponible à la résistance d'émetteur associée.

c) Amplification des lectures (fig. 5)

Les émetteurs des phototransistors sont reliés aux bases des transistors NPN correspondants. En conséquence, lorsqu'aucune pièce ne vient obturer un phototransistor, les transistors T_{16} à T_{23} sont saturés et le potentiel de leurs collecteurs est nul. Par contre, à l'occasion de la chute d'une pièce, la base du transistor en question n'étant plus alimentée, le potentiel de son collecteur devient voisin de la tension d'alimentation. C'est cette information de base que le système exploitera, comme nous le verrons dans les paragraphes suivants.

d) Mémorisation des lectures

Chaque collecteur des transistors d'amplification est relié à l'une des deux entrées d'une porte AND par l'intermédiaire d'une diode. Afin de bien comprendre le processus de la mémorisation de l'information, nous raisonnons sur l'exemple du transistor T_{16} et de la porte AND I de IC_3 , étant entendu que le principe reste rigoureusement identique pour les autres transistors et portes AND associées.

La figure 9 donne le tableau de fonctionnement d'une porte AND. En particulier, on peut constater que si la ligne « effacement » est à un niveau logique nul, la sortie 3 présentera également le niveau logique nul quel que soit, d'ailleurs, le niveau de l'entrée 2. Nous admettons provisoirement que le niveau logique de la ligne « effacement » se trouve au niveau logique 1, aussitôt qu'une pièce vient de tomber. Etant donné l'exemple choisi, il s'agit en l'occurrence de la pièce de 5 centimes. La chute de cette pièce occasionne l'apparition du niveau logique 1, par D_{10} , au niveau de l'entrée 2 de la porte AND I; aussitôt la sortie 3 passe également à ce niveau, et par l'intermédiaire de D_{18} maintient ce niveau à l'entrée 1, malgré que le collecteur de T_{16} présente à nouveau un niveau logique nul, vu que la pièce est tombée dans le compartiment réservé aux pièces de 5 centimes du tiroir.

En d'autres termes, le phénomène « chute de la pièce de 5 centimes » se trouve mémorisé par le maintien d'un niveau logique 1 à la sortie de la porte AND I de IC_3 . Cette mémorisation subsiste tant que la ligne d'effacement garde son niveau logique 1. Dès que le niveau de cette ligne d'effacement repasse à zéro, la mémorisation disparaît. Compte tenu de la présence des diodes D_{10} et D_{18} , l'entrée 1 de la porte AND I risquerait de se trouver « en l'air » au cas où le niveau 1 ne serait plus disponible aux cathodes de ces deux diodes. Etant donné que cela ne doit jamais se produire sur des circuits intégrés de technologie MOS (les entrées pouvant prendre n'importe quel niveau logique) la résistance R_{35} est indispensable, afin de relier l'entrée 1 de la polarité négative du circuit. Par la suite, on constatera que ce type de liaison s'impose dans d'autres cas d'entrées de portes; nous n'y reviendrons donc plus.

e) Fonctionnement du séquenceur (fig. 5 et 6)

Le séquenceur est constitué par un circuit intégré CD4017 qui est un compteur décodeur décimal. Son fonctionnement ainsi que son brochage se trouvent résumés à la figure 9. Il représente la « pièce » maîtresse et centrale de toute la logique du système; son rôle est essentiel. Avant d'entrer dans le détail de son fonctionne-

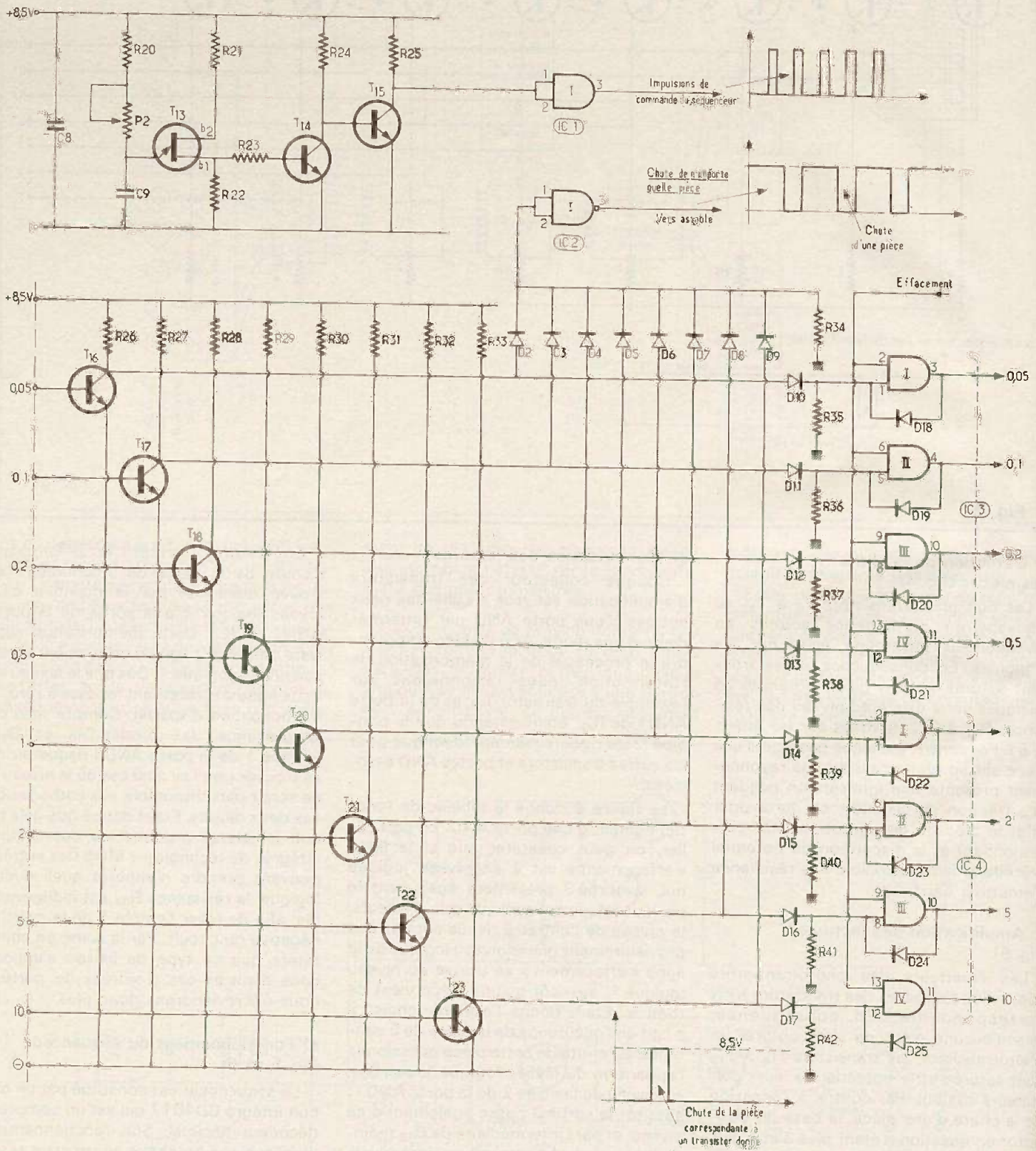


Fig. 5

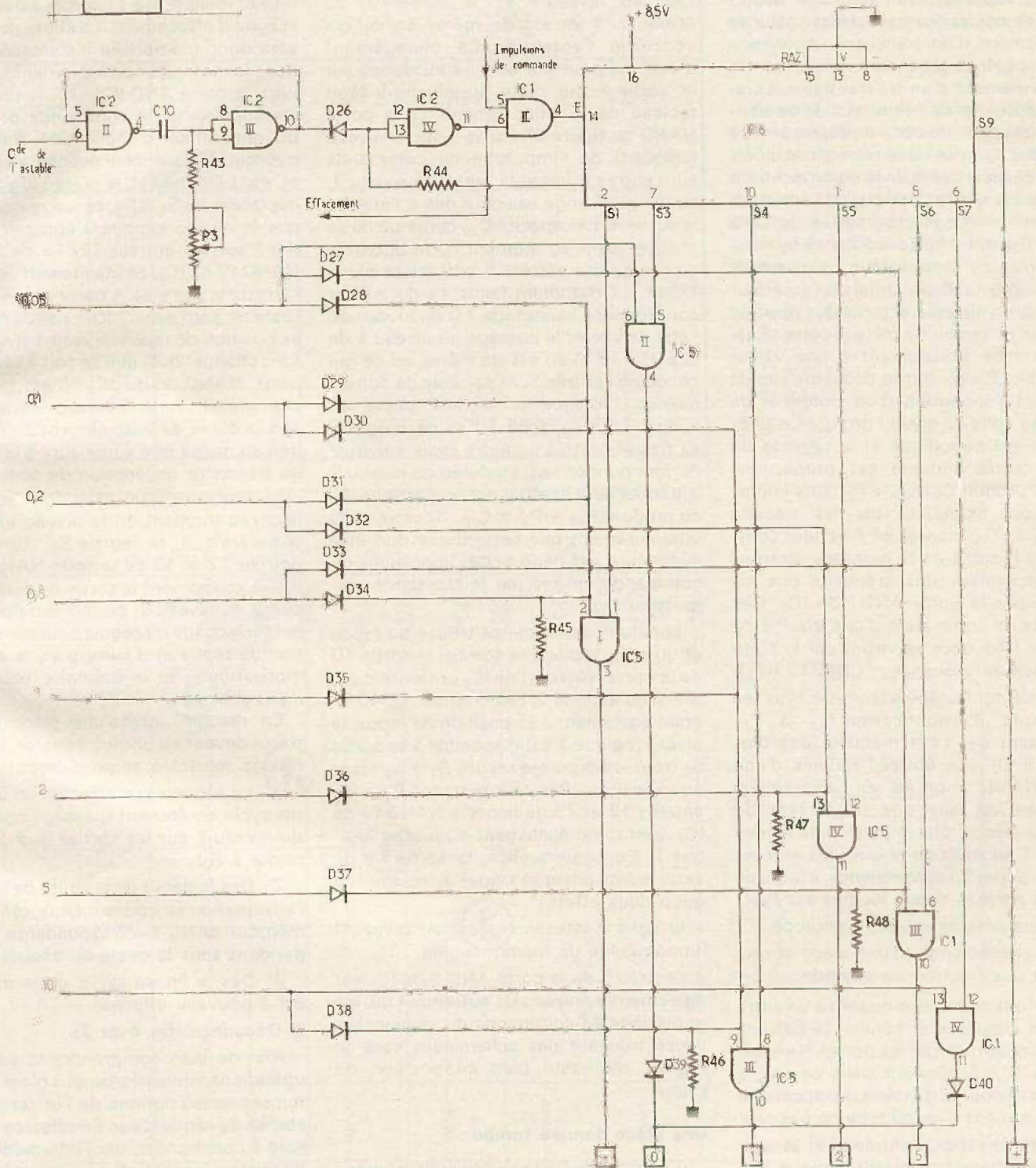
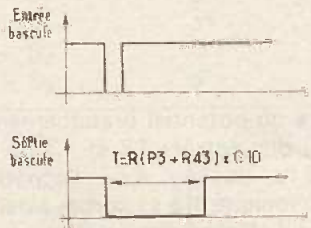


Fig. 6

ment, il convient d'expliciter un certain nombre de dispositions périphériques qui le commandent. En premier lieu, la figure 5 représente un montage désormais bien connu de nos lecteurs : celui du branchement d'un transistor unijonction (T_{13}). Rappelons cependant, brièvement le fonctionnement d'un tel transistor. Lorsque le potentiel de l'émetteur de ce transistor est voisin de zéro, il présente entre ses bases b_2 et b_1 , une résistance ohmique de plusieurs centaines d'ohms. Au fur et à mesure que le potentiel de l'émetteur croît, par la charge progressive de C_9 à travers R_{20} et P_2 , cette résistance $b_2 - b_1$ reste toujours à sa valeur relativement élevée. Lorsque le potentiel de l'émetteur atteint une valeur caractéristique appelée « tension de pic ou de crête », cette résistance tombe brutalement à une valeur très faible. Il s'en suit la décharge rapide de C_9 et l'apparition d'un potentiel de quelques volts au niveau de R_{22} . Ce phénomène est périodique et la période de temps correspondante est proportionnelle au produit $C_9 (R_{20} + P_2)$. Ces impulsions sont amplifiées par les transistors T_{14} et T_{15} montés en émetteur commun et à la sortie de ce montage, se trouvent disponibles des crêneaux pris en compte par la porte AND I de IC_1 . Ces crêneaux de commande d'une dizaine de hertz de fréquence serviront par la suite à l'avance du séquenceur CD4017 (IC_6).

Par ailleurs, les collecteurs de tous les transistors d'amplification T_{16} à T_{23} aboutissent par l'intermédiaire des diodes D_2 à D_9 aux entrées réunies d'une porte NAND montée en inverseuse. Autrement dit, quel que soit le type de pièce qui tombe, une impulsion de niveau logique 1 apparaît au niveau des entrées de cette porte. En conséquence, à la sortie de cette porte le niveau logique est égal :

- à 1 lorsqu'aucune pièce ne tombe,
- à 0 à chaque chute d'une pièce et ceci pendant une fraction de seconde.

Ces informations aboutissent à un autre montage classique et connu : la bascule astable constituée par les portes NAND II et III de IC_2 . Egalement dans ce cas, il n'est pas dépourvu d'intérêt de rappeler le fonctionnement d'un tel type de bascule.

A l'état de repos, l'entrée 6 et la sortie 10 se trouvent au niveau logique 1. Il en résulte que la sortie 4 et les entrées 8 et 9 présentent le niveau logique 0. La capacité C_{10} se trouve donc à l'état de décharge. Dès l'apparition momentanée

du niveau logique 0 à l'entrée 6, la sortie 4 passe au niveau 1. Instantanément les entrées réunies 8 et 9 passent à leur tour au niveau 1 et la sortie 10, au niveau 0. Il en est de même en ce qui concerne l'entrée 5. Ce changement d'état n'a pourtant aucune incidence sur la sortie 4 qui reste au niveau 1 (voir tableau de fonctionnement d'une porte NAND en figure 9). Par la suite, le niveau logique 0 de l'impulsion de commande sur l'entrée 6 laisse la place au niveau 1, ce qui ne change toujours rien à l'état de la sortie 4. La capacité C_{10} continue de se charger jusqu'au moment où le potentiel au niveau des entrées 8 et 9 chute à une valeur suffisamment faible, ce qui a pour conséquence le passage à 0 du niveau de cette entrée et le passage au niveau 1 de la sortie 10. Il en est de même en ce qui concerne l'entrée 5, et par voie de conséquence... logique la sortie 4 passe au niveau 0. La capacité 10 se décharge et se trouve prête à un autre cycle éventuel de fonctionnement. La durée du niveau 0 à la sortie de la bascule, est proportionnelle au produit $(R_{43} + P_3) \times C_{10}$. Nous verrons ultérieurement que cette durée doit être supérieure à la période des impulsions de commande émises par le transistor unijonction T_{13} .

Lorsque l'ensemble se trouve au repos et qu'aucune pièce ne tombe, la sortie 10 de la porte NAND III de IC_2 présente donc le niveau logique 1. Le compteur CD4017 étant également à sa position de repos, le niveau logique 1 est disponible à sa sortie S_0 (toutes les autres sorties S_1 à S_9 étant au niveau 0). Par la résistance R_{44} , les entrées 12 et 13 de la porte NAND IV de IC_2 sont donc également au niveau logique 1. En conséquence, la sortie 11 de cette même porte se trouve au niveau 0, ce qui a deux effets :

- la ligne d'effacement est au niveau 0 (impossibilité de mémorisation),
- l'entrée 6 de la porte AND II de IC_1 est également au niveau 0 ; autrement dit, les impulsions de commande du séquenceur ne se trouvent pas acheminées vers ce dernier qui reste bien en position de repos.

Une pièce donnée tombe :

A la sortie de l'astable apparaît momentanément, mais avec une durée supérieure à la chute de la pièce, le niveau logique 0. Par D_{26} , la sortie S'_3 « alimente » la sortie de l'astable, ce qui a pour consé-

quence un potentiel pratiquement nul au niveau des entrées 12 et 13 de la porte NAND IV de IC_2 d'où l'apparition du niveau logique 1 à sa sortie, ainsi que sur la ligne d'effacement. La chute de la pièce sera donc mémorisée instantanément et dans la mémoire correspondante. D'autre part, la porte AND II de IC_1 laisse passer les impulsions de commande provenant du générateur d'impulsions. En conséquence, le séquenceur avancera pas à pas, et, dans l'immédiat, le niveau logique 1 se déplacera de S_0 à S_1 , ce qui revient à dire que le niveau logique 0 apparaît sur S_0 , donc sur les entrées 12/13 de la porte NAND IV de IC_2 , en maintenant cette dernière dans son état. A partir de cet instant, l'astable peut sans aucun risque revenir à sa position de repos (niveau 1 à sa sortie) sans changer quoi que ce soit à l'état de la porte NAND IV de IC_2 . C'est la raison pour laquelle nous disions précédemment que la durée de basculement de l'astable doit au moins être supérieure à la période du transistor unijonction de commande.

Le séquenceur poursuit donc son cycle jusqu'au moment où le niveau logique 1 réapparaît à la sortie S_0 , donc aux entrées 12 et 13 de la porte NAND IV de IC_2 . A ce moment la sortie de cette porte passe au niveau 0, ce qui entraîne d'une part le blocage du séquenceur sur sa position de repos et d'autre part, la « démemorisation » de la mémoire précédemment sollicitée.

En résumé, lorsqu'une pièce donnée passe devant un phototransistor, les opérations suivantes se produisent :

1° Le séquenceur effectue un cycle, et un cycle seulement (passage consécutif du niveau 1 sur les sorties S_1 à S_9 , puis retour à S_0).

2° Dès le début de la chute de la pièce, l'information se trouve mémorisée dans la mémoire « AND » correspondante et ceci pendant tout le cycle du séquenceur.

3° Dès la fin du cycle, cette mémoire est à nouveau effacée.

f) Décodage (fig. 6 et 7)

Afin de bien comprendre la suite des opérations, nous allons nous placer directement sous l'optique de l'utilisation des sorties du séquenceur. En effet, ce dernier aura à commander, par l'intermédiaire de transistors amplificateurs six relais distincts branchés comme nous le verrons par la suite en parallèle sur certaines touches de la calculatrice. Ces six relais correspondent aux touches suivantes :

- S ₁	du séquenceur	-	touche	.	(virgule)
- S ₃	d ⁰	-	touche	0	(zéro)
- S ₄	d ⁰	-	touche	1	(même relais)
- S ₅	d ⁰	-	touche	2	(même relais)
- S ₆	d ⁰	-	touche	5	(même relais)
- S ₇	d ⁰	-	touche	0	(même relais)
- S ₉	d ⁰	-	touche	+	(addition)

Autrement dit, pour chaque pièce à compter, quelle que soit la valeur de cette pièce, le séquenceur réalise une opération fictive qui est en quelque sorte le balayage, dans l'ordre, des fonctions suivantes :

0 1 2 5 0 +

Suivant le type de pièce tombée, il y a lieu de supprimer certaines de ces opérations et de ne conserver que celles qui sont nécessaires. C'est le rôle du décodage qui est l'exploitation du contenu des mémoires pendant un cycle donné. Le tableau de la figure 7 résume le fonctionnement de ce décodage.

A titre d'exemple, reprenons les opérations à réaliser suite à la chute d'une pièce de 5 centimes :

- 1) Virgule
- 2) Zéro
- 3) Cinq
- 4) Plus

Fig. 7

		Sorties							
		S ₀	S ₁	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₉
Opérations effectuées par le séquenceur pour tout type de pièce tombée (1 cycle par pièce)	Position de repos								
	Effacement mémoires								
Opération effectivement réalisée après intervention du système de décodage suivant le type de pièce tombée	0,05F	X	X	X			X		X
	0,10F	X	X		X				X
	0,20F	X	X			X			X
	0,50F	X	X				X		X
	1 F	X			X				X
	2 F	X				X			X
	5 F	X					X		X
	10F	X			X			X	X

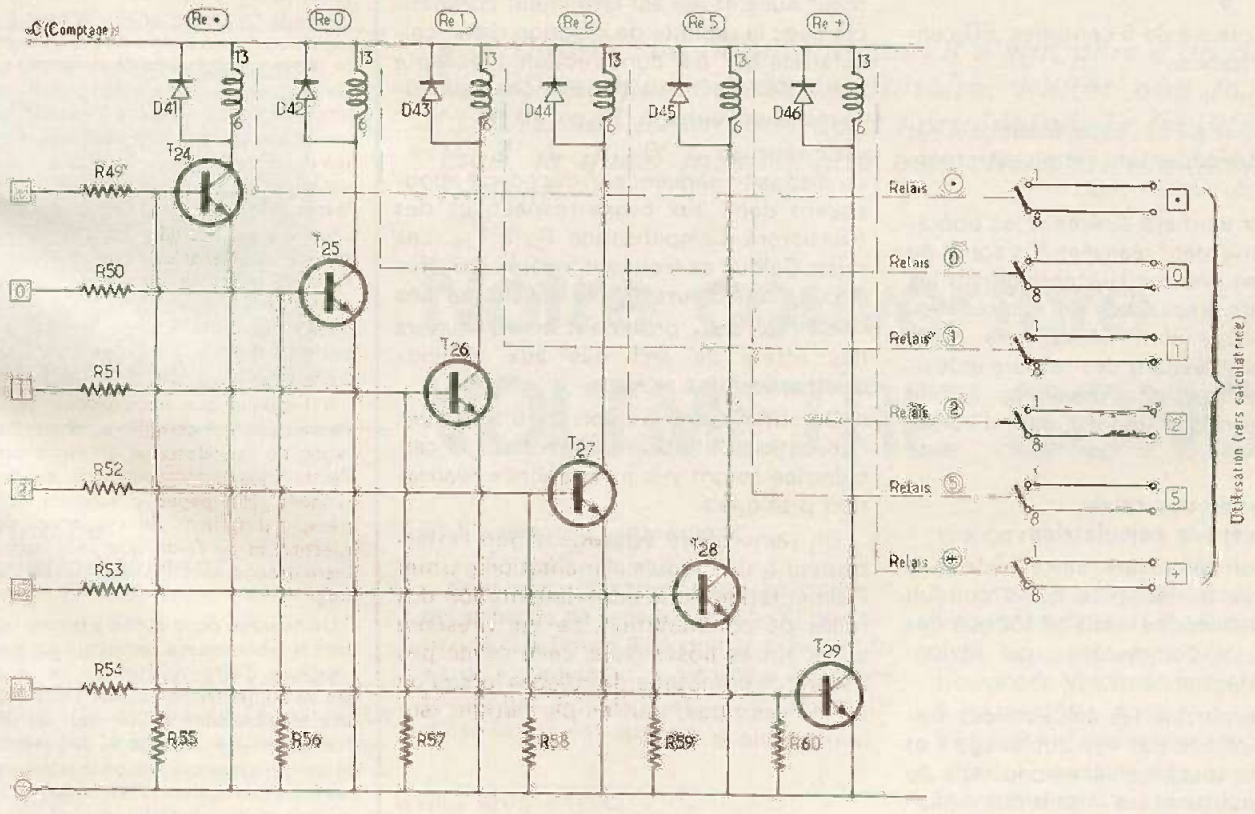


Fig. 8

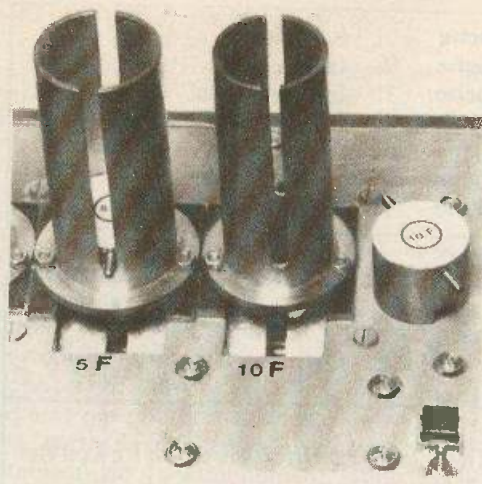


Photo 2. - Un aperçu des deux cylindres destinés à recevoir les pièces de 5 et de 10 F.

et pour une pièce de 10 francs :

- 1) Un
- 2) Zéro
- 3) Plus

Il suffit donc de relier la sortie des portes de mémorisation à l'entrée d'une porte AND dont l'autre entrée se trouve reliée à la sortie correcte du séquenceur. En examinant la figure 6, les principes suivants peuvent se dégager :

1) Fonction . (virgule)

Elle intervient uniquement, et en premier lieu pour les pièces de 5, 10, 20 et 50 centimes.

2) Chiffre 0

Il n'intéresse que la pièce de 5 centimes et la pièce de 10 francs, mais dans des ordres de succession différents.

3) Chiffre 1

Pour les pièces de 10 centimes, 1 franc et 10 francs.

4) Chiffre 2

Pour les pièces de 20 centimes et 2 francs.

5) Chiffre 5

Pour les pièces de 5 centimes, 50 centimes et 5 francs.

6) Fonction +

Pour chaque pièce : cette fonction n'est donc pas à décoder (utilisation directe de la sortie 9 du séquenceur).

Le lecteur vérifiera aisément les opérations effectivement réalisées à la sortie du décodage en prenant successivement les huit types de pièces. Les différents diodes D₂₇ à D₄₀ sont nécessaires étant donné qu'elles évitent des retours indésirables d'informations destinées à une porte de décodage donnée, vers d'autres portes.

g) Commande des relais de sortie vers la calculatrice

Le lecteur se posera certainement la question sur la nécessité qui a conduit l'auteur à utiliser des relais plutôt que des transistors de commutation qui revendraient évidemment moins chers.

Il faut savoir que les calculatrices travaillent en réalité par « multiplexage » et que selon la touche sollicitée, le sens du courant constituant les impulsions « multiplexées » est différent.

En montant des transistors destinés à assurer les différentes liaisons, une foule de problèmes apparaît aussitôt étant

donné que par définition, un transistor est un composant polarisé. La façon fiable et sûre de faire travailler n'importe quel type de calculatrice dans de bonnes conditions conduit donc à l'utilisation de relais dont le courant de commande du bobinage est totalement indépendant de l'utilisation, ce qui n'est pas le cas du transistor dans lequel les courants de commande et d'utilisation se « mélangent » au niveau de l'émetteur. Par ailleurs, les relais du type « Celduc » présentent l'avantage de présenter une inertie mécanique pratiquement nulle et qui est largement compatible avec la rapidité de réaction d'une calculatrice qui, par construction, n'accepte guère de fréquence d'opérations élémentaires supérieures à 10 ou 15 Hz.

Les sorties . 0 1 2 5 et + du dispositif séquenceur-décodage aboutissent donc aux bases respectives des transistors d'amplification T₂₄ à T₂₉. Les relais Celduc se trouvent insérés dans les circuits collecteurs de ces transistors. Les diodes D₄₁ à D₄₆ protègent les transistors des effets de self dus aux bobines d'attraction des relais.

On obtient ainsi 12 sorties (6 x 2) dont l'utilisation et le branchement sur la calculatrice seront vus au chapitre « réalisation pratique ».

On remarquera également que l'interrupteur I₂ du module alimentation permet l'alimentation ou la non-alimentation des relais de commutation, ce qui présente entre autres possibilités, celle de ne pas assurer le comptage des pièces lorsqu'on ne le désire pas, tout en permettant leur chute dans le tiroir.

(à suivre)

R. KNOERR

R. RATEAU

« Utilisation pratique de l'oscilloscope »

Collection Technique Poche

N° 25. Format 12 x 18

128 pages. Editions ETSF.

La plupart de nos lecteurs connaissent René Rateau dont ils retrouvent chaque mois la signature dans « Electronique Pratique ». (Nous lui devons, en particulier, la remarquable série « Venons-en au F.E.T. »). Ce que l'on sait moins, c'est que notre collaborateur, en dehors de ses nombreux écrits, s'avère être également un universitaire distingué qui enseigne dans une université parisienne les subtilités de la Physique et de l'Electronique. A ce titre, il a été amené, durant de nombreuses années, à faire découvrir à des générations d'étudiants les mystères, plus apparents que réels, de l'oscilloscope cathodique. Et, conséquence logique de cet état de choses, la parution de ce livre que nous vous présentons aujourd'hui.

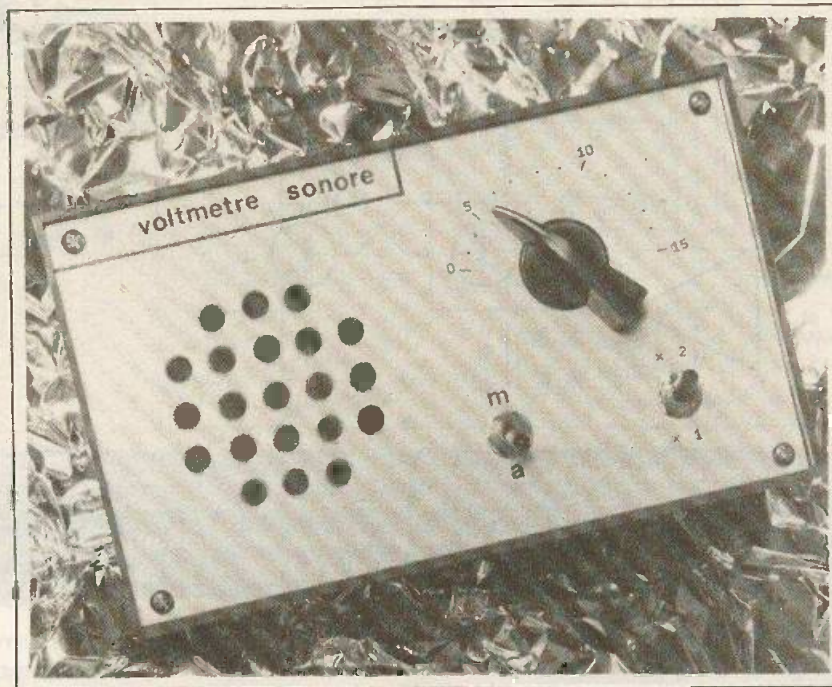
En fait, nous devrions écrire « ce deuxième livre » puisque l'« Utilisation pratique de l'oscilloscope » fait suite à un précédent ouvrage, paru dans la même collection : « Structure et fonctionnement de l'oscilloscope » qui traitait plus précisément de l'oscilloscope en lui-même.

Aujourd'hui, R. Rateau nous apprend donc à utiliser et même à tirer la quintessence de cet appareil de mesures moderne qui a pour nom « Oscilloscope ». Débutant très simplement par des mesures classiques, celles que le néophyte aborde d'entrée, lors de son premier contact avec l'oscilloscope (mesures de tensions, de fréquences et de temps), l'ouvrage fait place graduellement à une utilisation moins banale de cet instrument de mesure polyvalent. Que ce soit pour l'évaluation des caractéristiques d'un amplificateur ou de celles d'une alimentation en passant par les examens des courbes de réponse ou de détection, l'auteur sait cependant rester très abordable dans l'explication des phénomènes observés. Il s'appuie pour cela largement sur l'illustration photographique - un chapitre est d'ailleurs consacré à la photographie des oscillogrammes sans frais superflus - et cette abondante iconographie est un guide permanent pour une bonne compréhension des explications de l'auteur.

A l'époque que nous vivons, ce livre n'aurait pas été complet sans que l'utilisation de l'oscilloscope, en électricité et électronique automobile, soit au moins évoquée. Huit pages y sont ici consacrées, qui traitent de l'essentiel de la question et de l'aide que peut apporter l'oscilloscope lors du réglage de l'allumage.

Un ouvrage donc qui fera bonne figure dans la bibliothèque technique de maints amateurs d'électronique qui ne veulent pas se contenter de réaliser mais qui, en plus s'intéressent à voir sur un écran « comment ça marche » ou même à découvrir « pourquoi ça ne marche pas ». Les élèves de R. Rateau retrouveront dans ce livre toute sa pédagogie et sa présence, ce qui ne peut être qu'un argument supplémentaire pour inciter à lire et à consulter cet ouvrage de référence.

Ch. P.



COMME son nom l'indique, il s'agit plus d'un gadget que d'un appareil de laboratoire. Plutôt que la précision ($\pm 5\%$), ses avantages sont l'originalité, la facilité de montage, la quasi insensibilité aux chocs et un faible prix de revient.

Notre couverture VOLTMETRE SONORE

I - Principe de fonctionnement

a) Synoptique

On trouvera à la figure 1 le schéma synoptique très simple de l'appareil. Le principe en est la comparaison de la tension à mesurer avec une tension de référence variable.

Les cas $V > V_{ref}$ et $V < V_{ref}$ se signaleront par un changement de tonalité, l'égalité étant la limite de basculement, ou, mieux, une tonalité intermédiaire.

b) L'oscillateur commandé

Pour une utilisation aussi primitive, il est superflu de recourir à un VCO perfectionné. La figure 2 donne le schéma du « truc » utilisé. Considérons l'astable formé par T_1 , T_2 , R et C. Sa fréquence d'oscillation est environ :

$$f_0 \approx \frac{1}{\text{Log } 2 R (C_1 + C_2)}$$

et l'oscillation est symétrique si $C_1 = C_2$.

Portons maintenant à $-V$ l'entrée « COMMANDE ». Le condensateur C_2 se

charge maintenant à travers un pont diviseur RR' , et donc plus lentement que C_1 . La symétrie d'oscillation est détruite et la fréquence diminue légèrement.

Si, par contre, « COMMANDE » se trouve à $+V$, C_2 se charge à travers R et R' en parallèle, donc plus rapidement. La fréquence d'oscillation est augmentée.

Si donc on fait passer la broche « COMMANDE » de $-V$ à $+V$, on constate une variation très appréciable de la sonorité produite.

c) Le schéma de principe

On le trouvera à la figure 3.

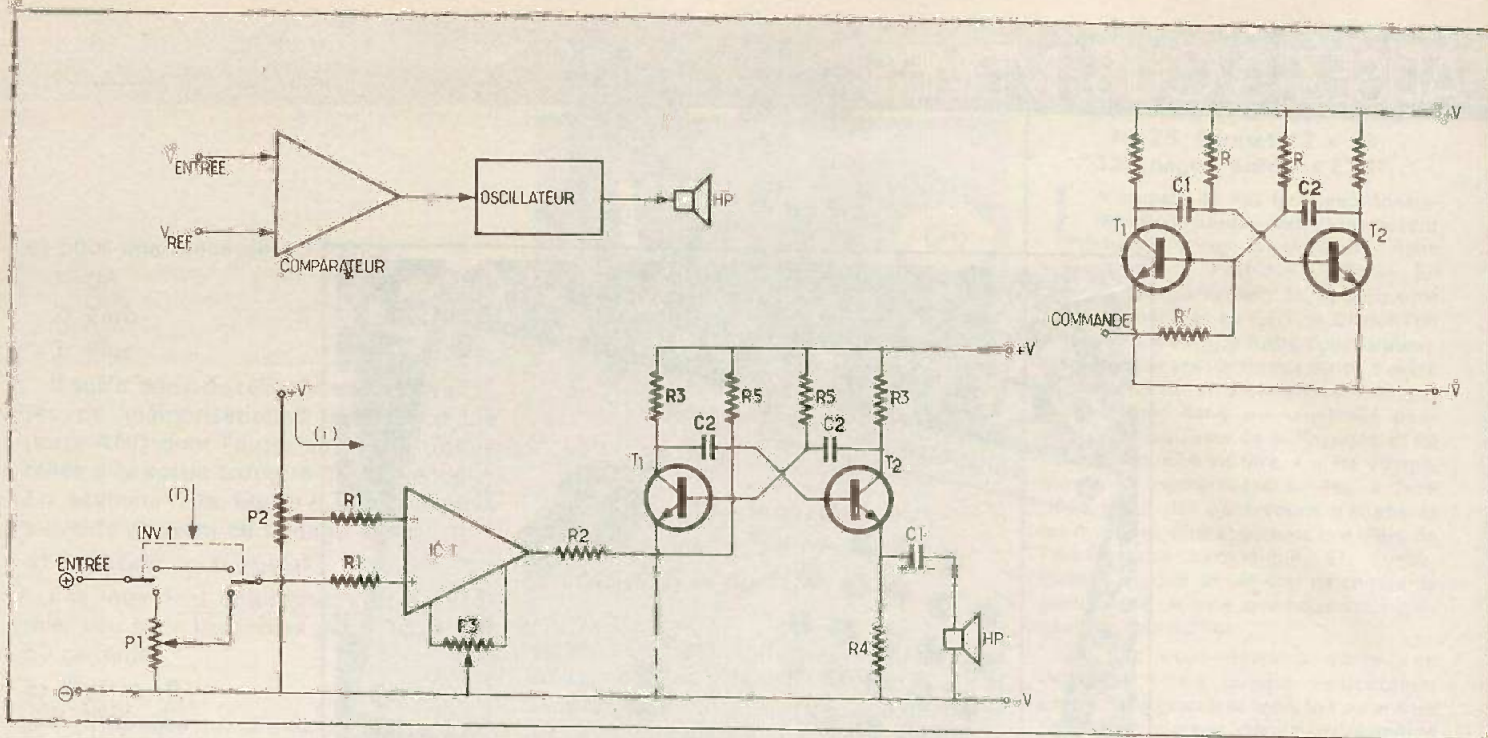


Fig. 1. à 3. – Schéma de principe général de l'appareil essentiellement construit autour d'un 741.

Le potentiomètre P_1 joue le rôle de diviseur, pour mesurer des tensions plus importantes. Le comparateur est un amplificateur opérationnel, monté en boucle ouverte (gain « infini »).

P_3 est là pour compenser une éventuelle tension d'off-set, qui introduirait un déséquilibre entre les entrées.

La tension de référence est fournie par P_2 , monté en diviseurs entre $V+$ et $V-$. Le multivibrateur astable est classique, sauf la cellule R_4-C_1 , qui joue le rôle d'adaptateur d'impédance. C'est un « truc » utile à retenir.

d) Valeurs des composants

Vue la simplicité du schéma, on peut se permettre de détailler la façon dont ont été obtenues les valeurs des divers composants, ce afin de fournir à l'amateur débutant un exemple de détermination « au jugé ».

– P_3 a une valeur de $10\text{ k}\Omega$, ceci se trouvant dans une notice d'utilisation du $\mu\text{A} 741$.

– R_1 est fixé arbitrairement à $1\text{ M}\Omega$, cette valeur restant au-dessous de la résistance d'entrée du 741, tout en étant aussi élevée que possible.

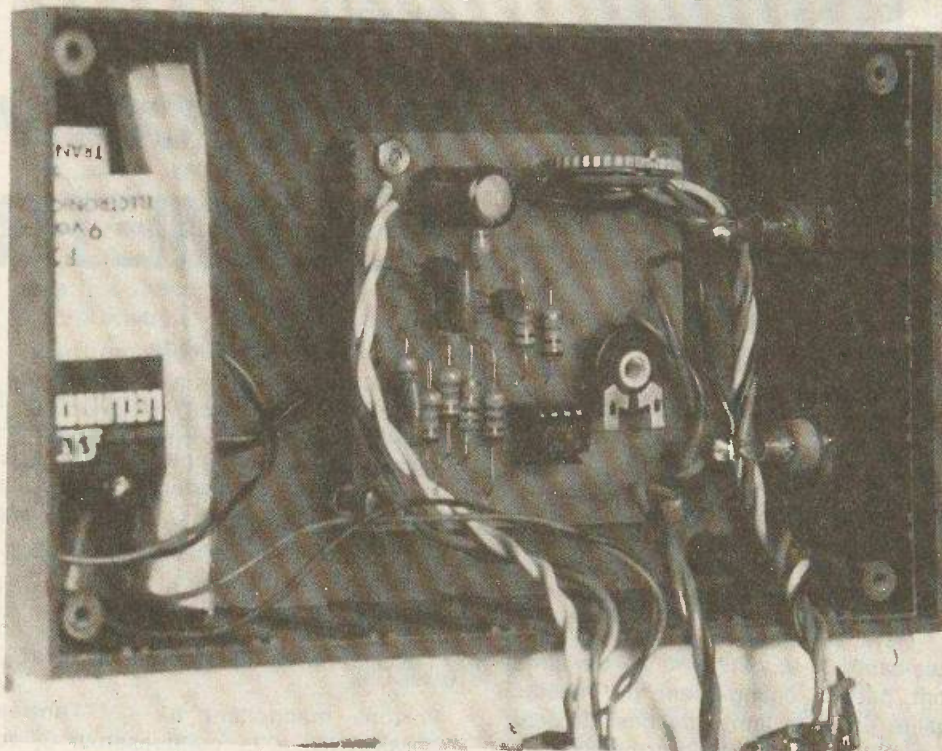
– P_2 doit être aussi grand que possible, afin de limiter la consommation de l'appareil (P_2 forme un court-circuit entre $+$ et $-$), et cependant rester faible devant R_1 , pour pouvoir négliger le courant i devant I , ceci permettant d'obtenir une échelle linéaire de V_{ref} . On l'a choisi égal à $100\text{ k}\Omega$.

– De même, P_1 doit être fort pour accroître la résistance d'entrée du montage, et faible devant R_1 . On l'a pris encore égal à $100\text{ k}\Omega$.

– R_3 sera déterminée en considérant la puissance dissipée $P = V^2/R_3$. Elle sera

un compromis entre un désir de sonorité relativement puissante et de consommation faible (sans parler de la longévité de T_2). On a pris (à vue de nez) $R_3 = 1200\ \Omega$. On a $P = 18^2/1200 = 270\text{ mW}$ (ce qui est assez à la limite de T_2 , mais il ne fonctionne que de manière intermittente).

Photo 2. – Le module se fixera sur le fond du boîtier à l'aide de vis et écrous faisant office d'entretoises.



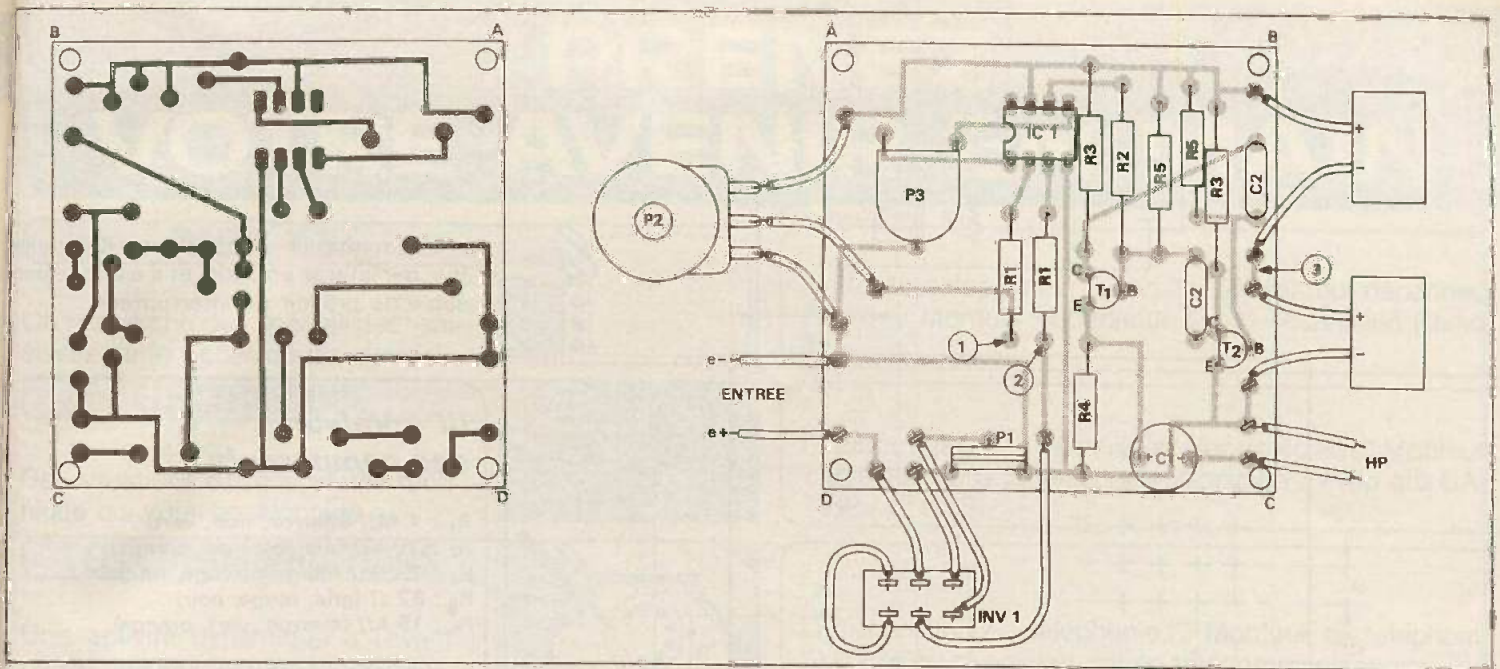


Fig. 4. et 5. – Le tracé du circuit imprimé est représenté grandeur nature. Implantation pratique des composants.

II – Réalisation pratique

a) Circuit imprimé

Il est donné à la figure 4. Aucune remarque n'est à faire à ce sujet. On peut le réaliser au stylo, bien que les signes de transfert soient préférables pour le circuit intégré.

b) Implantation et premiers réglages

Le schéma de l'implantation est donné à la figure 5.

Il est utile de monter IC₁ sur support. On suivra l'ordre d'implantation suivant :

– Enfin, R₅ et C₂. La fréquence d'oscillation moyenne sera :

$$f \approx \frac{1}{2 \log 2 R_5 C_2} \approx \frac{1}{1,4 R_5 C_2}$$

On a choisi R₅ = 15 000 Ω et C₂ = 10 nF, ce qui donne f = 4 kHz.

– Souder R₃, R₅, R₂, R₄, C₁, C₂, T₁ et T₂, puis R₁. On soudera les fils d'alimentation et le H.P., de même que le support de circuit intégré.

– Mettre sous tension, on doit entendre une sonorité dans le H.P. Vérifier qu'en portant la broche 6 du support successivement à + V et – V on entende bien un changement de fréquence.

– Souder P₃ et R₁, et enficher le circuit intégré. Relier les joints 1, 2 et 3. Régler P₃ à la limite de basculement.

– Souder les autres composants.

c) Mise au point

– Relier entre elles les entrées, et noter la



Photo 3. – Un moyen pratique de maintenir le haut-parleur contre la face avant.

position du basculement. Ceci correspond au 0 V.

– Réaliser le montage de la figure 6, et marquer, volt par volt, la position de basculement (on peut aller jusqu'à 15 V).

– Enfin, basculer INV 1 sur la position « diviseur », choisir un coefficient de division n (2X, 5X, 10X, etc.). Injecter sur l'entrée une tension V connue de l'ordre de grandeur de 5 n – 10 n. Régler P₂ sur cette tension V/n, puis tourner P₁ jusqu'à

limite de basculement. L'appareil est étalonné.

d) Mise en coffret

On a choisi un coffret Teko P₃, à cause de la grande dimension de sa face avant. On donne, à la figure 7 le plan de perçage du couvercle. On pourra coller le H.P. sur la face arrière de la façade avant, ou le fixer par une quelconque manière, et, éventuellement, coller un rectangle de tissu noir sur les tous du H.P.

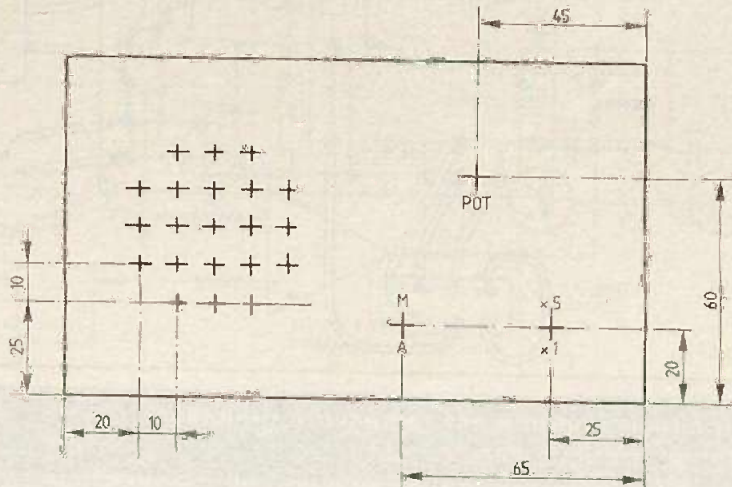
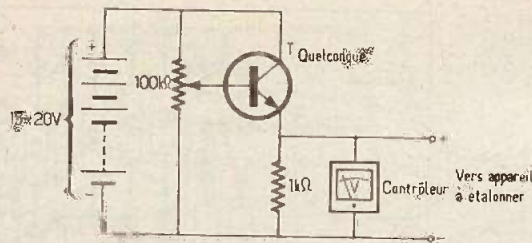


Fig. 6. et 7. - Petit montage permettant d'étalonner l'appareil. Plan de perçage du voltmètre introduit à l'intérieur d'un coffret Teko P/3.

L'alimentation se fera avec deux piles 9 V miniatures en série, et il est indispensable de prévoir un interrupteur.

III - Valeur des composants

- R₁ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₃ : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge)
- R₄ : 82 Ω (gris, rouge, noir)
- R₅ : 15 kΩ (marron, vert, orange)

- P₁ : résistance ajustable 100 kΩ
- P₂ : Pot. lin. 100 kΩ
- P₃ : résistance ajustable 10 kΩ
- C₁ : 100 μF/25 V
- C₂ : 10 nF plaquette

H.P. 8 Ω 5 cm Ø ; 2 INVERSEURS, 2 circuits
T₁ = T₂ = BC238 ou équiv. BC 408, etc.

lyon-rhône alpes...même prix qu'à paris!

TOUT POUR LA RADIO
Electronique

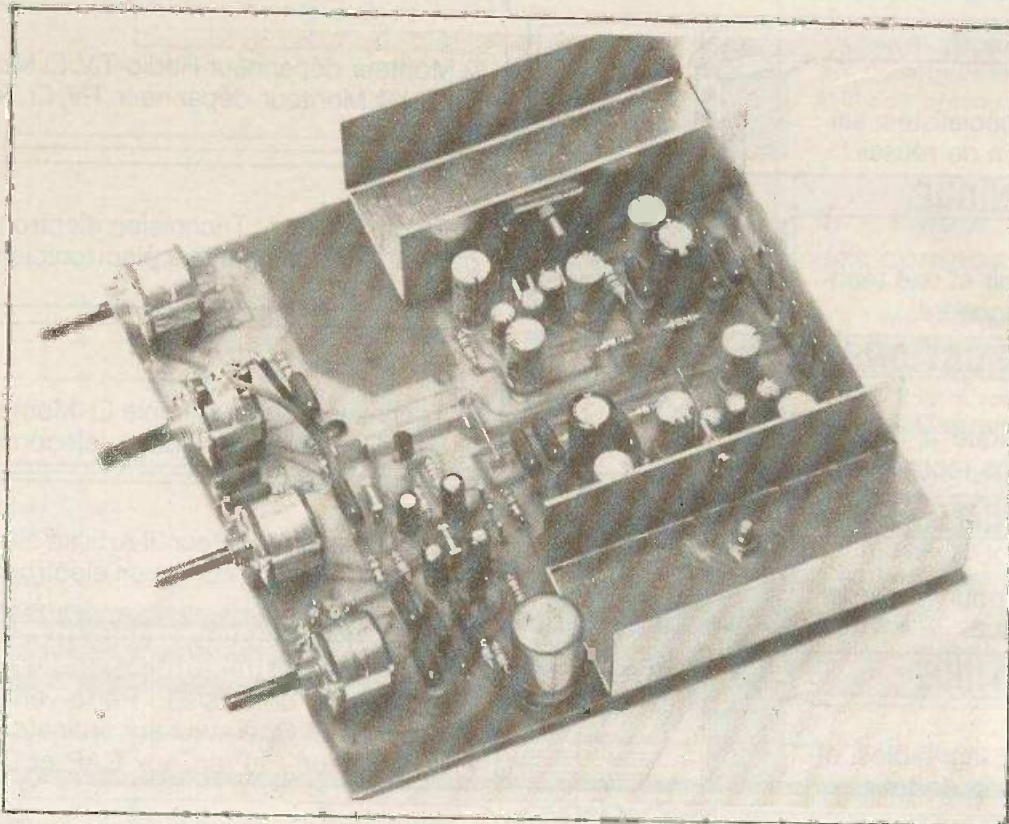


exposition permanente de kits



... et toujours 20 000 références en stock de: composants électroniques. pièces détachées. haut-parleurs. amplis etc...

66 COURS LAFAYETTE- LYON 69003 / TEL. 60.26.23



Un booster 2x40 watts : le TSM 67



L'AUTOMOBILE constitue le moyen d'évasion le plus prisé en dépit de la crise énergétique actuelle, aussi beaucoup de personnes recherchent-elles la perfection quant à la sonorisation de leur véhicule. En effet, l'habitacle d'une voiture peut se prêter à l'écoute très confortable de la musique, et cette écoute sera d'autant meilleure qu'aujourd'hui la technique met à notre disposition la possibilité de disposer d'amplificateurs « booster » pouvant délivrer 40 W musicaux.

Conscients de l'évolution du marché dans ce domaine, les établissements « Télé St-Marc » proposent à leur clientèle et sous la forme d'un kit, un amplificateur « booster » stéréophonique le « Super Tonnerre » TSM 67. On notera que le TSM 67 pourra également servir d'amplificateur à usage général et que, pour ce faire, il dispose des commandes de volume, graves et aigües.

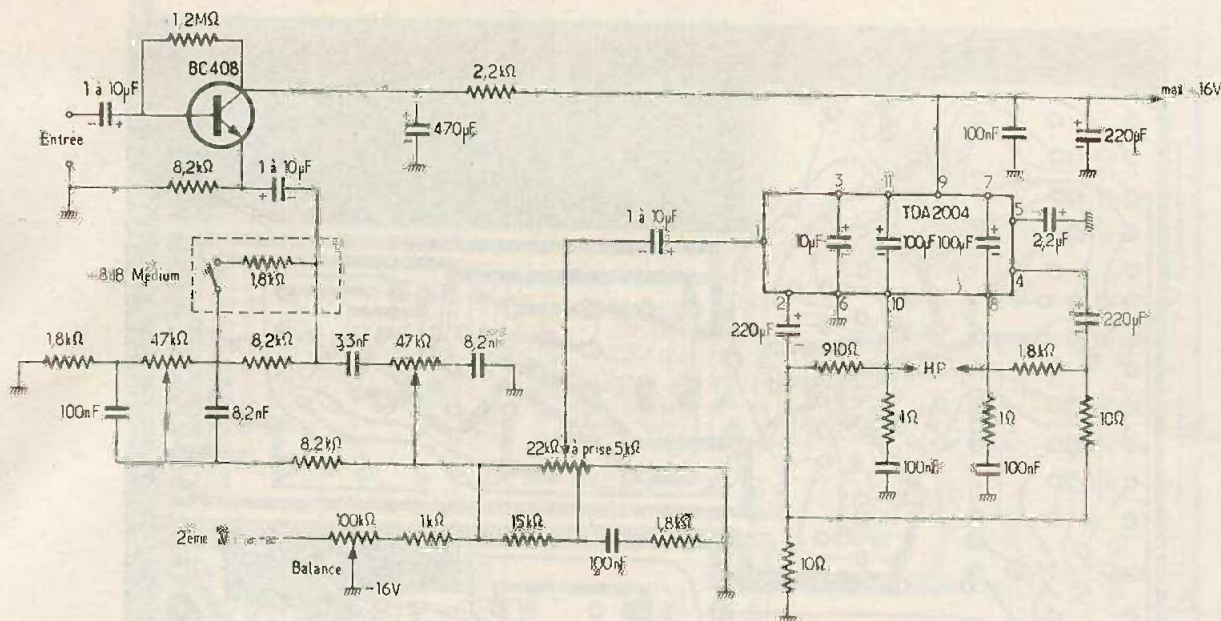


Fig. 1. - Le schéma de principe général du montage fait appel à un tout nouveau circuit intégré, précédé d'un classique transistor.

Caractéristiques[®] du TSM 67

- Amplificateur stéréophonique 2 x 40 W musicaux, soit 2 x 20 W efficaces, sous 14 V d'alimentation.
- Sortie H.P. 2 à 8 Ω.
- Distorsion 0,3 % aux 2/3 de la puissance.
- Sensibilité d'entrée 300 mV/500 kΩ.
- Correcteurs graves et aiguës séparés.
- Commande de volume avec prise physiologique.
- Entièrement protégé contre les courts-circuits, les surtensions et emballements thermiques.
- Possibilité d'alimentation secteur.

Le schéma de principe

La figure 1 donne le schéma de principe général de l'un des deux canaux de l'amplificateur « booster ». L'étonnante puissance annoncée (2 x 20 W efficaces) est due à l'utilisation de circuits intégrés spéciaux SGS Ates « TDA 2004 ».

Le montage comporte un transistor préamplificateur, monté en adaptateur d'impédance. Il s'agit d'un étage collecteur commun où la résistance de charge se trouve insérée du côté émetteur, tandis que la base est simplement polarisée par une résistance de 1,2 MΩ disposée entre base et collecteur.

Les signaux « BF » se retrouvent donc au niveau de l'émetteur et sont appliqués à l'étage correcteur de tonalité du type (classique, mais éprouvé) Baxandall. Une correction 8 dB dans le médium est même prévue et le potentiomètre de niveau ou volume comporte une prise « physiologique » à 5 kΩ. Pour l'effet de balance, on met en jeu un potentiomètre de 100 kΩ avec le curseur porté à la masse.

Le circuit TDA 2004 ne réclame que quelques composants « discrets ». Afin d'obtenir sur chaque voie la puissance désirée, les deux amplificateurs que renferme le circuit sont montés en « pont », ce qui explique l'absence de condensateur de liaison pour le raccordement du haut-parleur.

La puissance annoncée s'obtient sous 2 Ω d'impédance de charge et sous 16 V de tension.

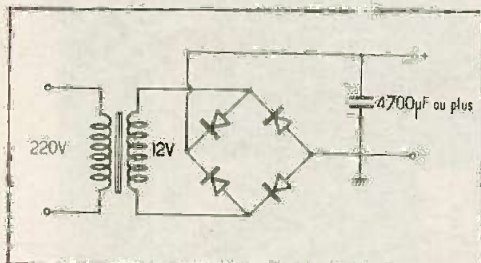


Fig. 2. - L'amplificateur en question pourra éventuellement s'alimenter à partir du secteur grâce à la petite alimentation ci-dessus.

Pour une utilisation, à usage général de l'amplificateur, on pourra réaliser l'alimentation de la figure 2.

Montage

Nos lecteurs connaissent bien le principe de la formule « KIT » qui consiste à fournir à l'amateur un ensemble en pièces détachées à assembler sur un support ou circuit imprimé entièrement préparé à cet effet.

La tâche de l'amateur se résume donc à l'insertion des éléments conformément à l'implantation des éléments, fournie à titre indicatif, nous publions grandeur nature le tracé du circuit imprimé retenu par le fabricant. Comme vous pouvez le constater une large place a été réservée pour les dissipateurs qui, compte tenu des puissances mises en jeu, se révèlent indispensables.

Par ailleurs, pour satisfaire aux impératifs d'encastrement sous le tableau de bord des véhicules des potentiomètres spéciaux plus petits que d'ordinaire ont été utilisés afin de ramener la hauteur totale du module à environ 27 mm.

La plupart des condensateurs électrochimiques de faibles tensions de service sont du type « radial » afin de prendre moins de place. Il ne faudra pas, d'autre part, oublier les quelques straps disposés du côté « composants ».

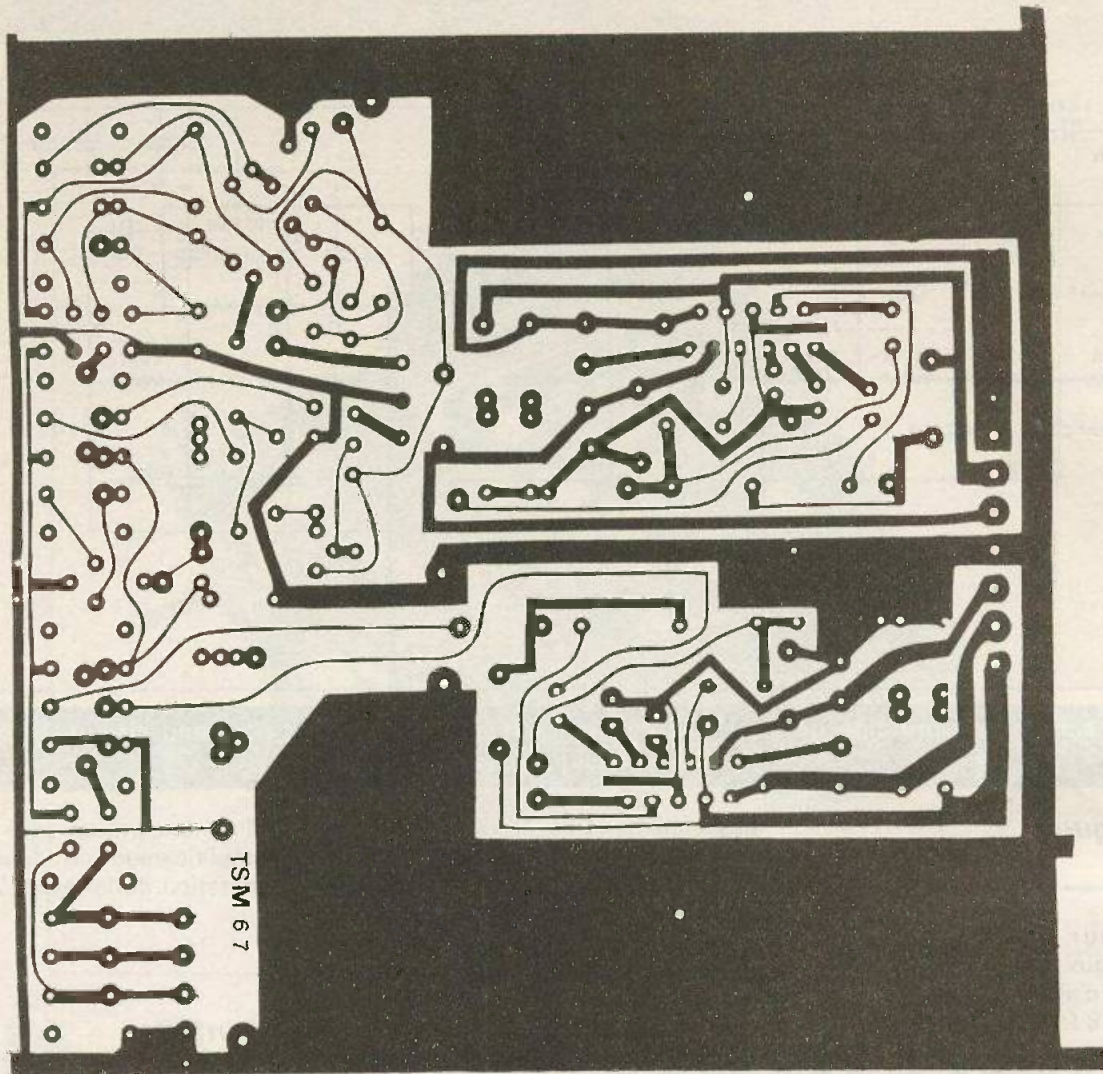


Fig. 3 et 4. - Comme il s'agit d'un ensemble commercialisé sous la forme d'un kit, nous publions à titre indicatif la place à être occupée par les composants. Cette disposition est importante pour une bonne réalisation de l'ensemble.

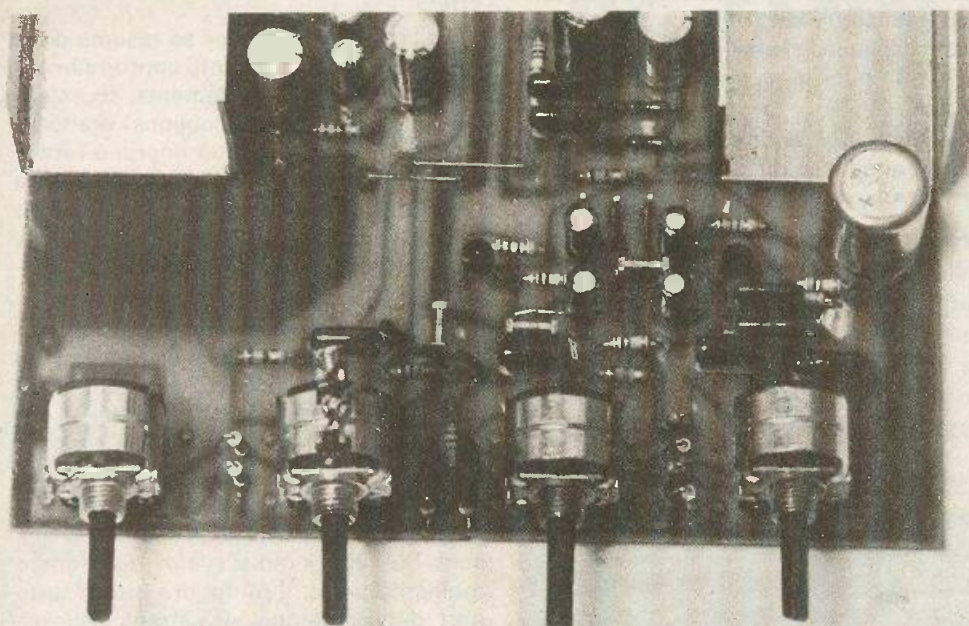
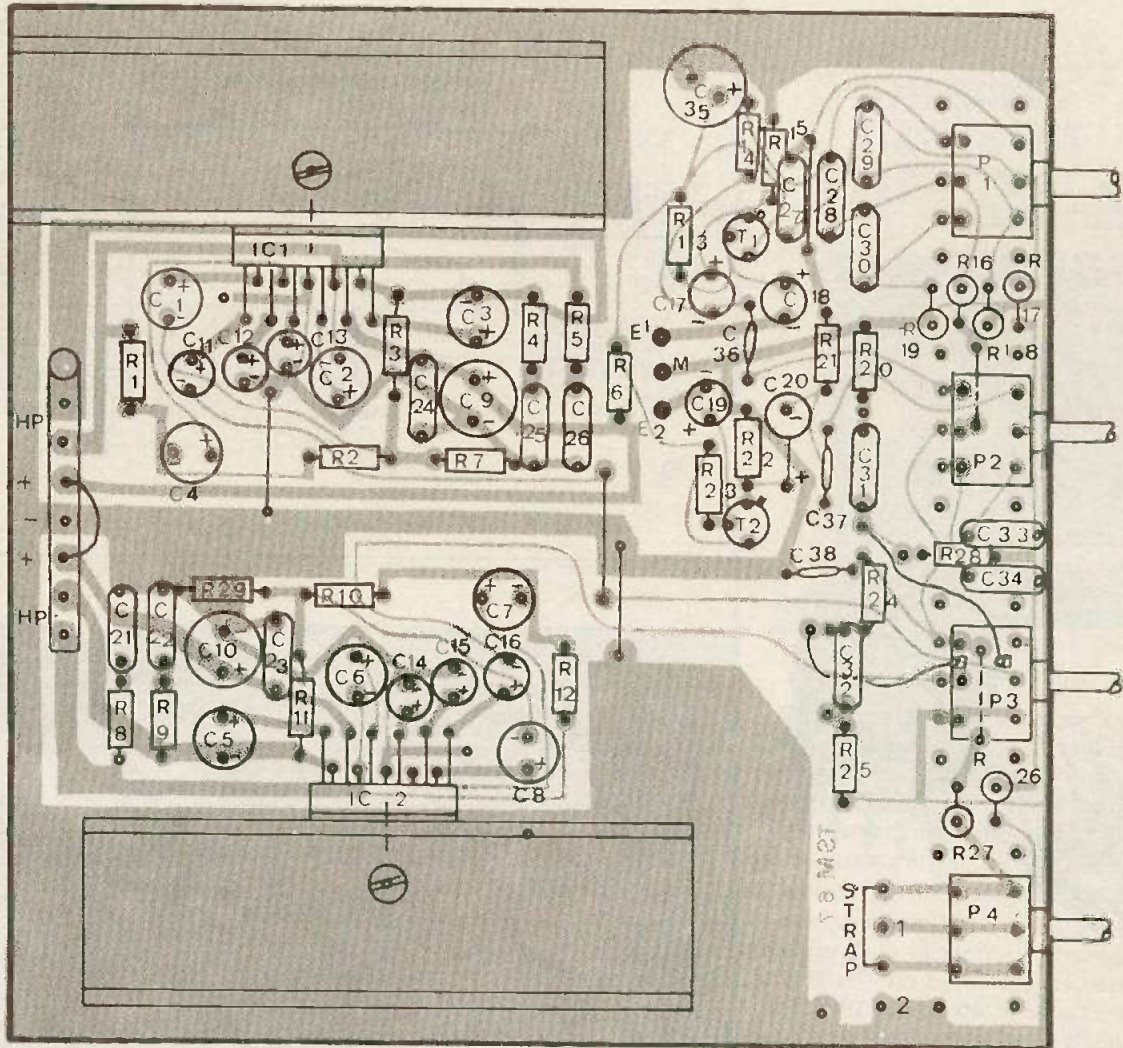


Photo 2. - La commande de volume comporte une prise intermédiaire destinée à améliorer l'écoute à faible niveau.



if le tracé du circuit imprimé supportant la quasi totalité des éléments. Côté implantation, on remarquera qu'une réservée aux dissipateurs.

Liste des composants

R ₁ , R ₁₂ : 2 à 2,2 k Ω	C ₁ à C ₈ : 100 μ F ou +
R ₂ , R ₇ , R ₁₀ , R ₂₉ : 8,2 à 12 Ω	C ₉ , C ₁₀ : 220 μ F / 16 V
R ₃ , R ₁₁ : 910 Ω à 1 k Ω	C ₁₁ : 1 à 10 μ F
R ₄ , R ₅ , R ₈ , R ₉ : 1 à 1,2 Ω	C ₁₂ à C ₁₅ : 1 à 10 μ F
R ₆ : 1,8 à 2,2 k Ω	C ₁₆ à C ₂₀ : 1 à 10 μ F
R ₁₃ , R ₂₃ : 1 à 1,2 M Ω	C ₂₁ à C ₂₆ et C ₂₉ à C ₃₂ : 0,1 μ F
R ₁₄ , R ₁₅ , R ₁₆ , R ₁₇ , R ₂₁ , R ₂₂ : 8,2 k Ω à 9,1 k Ω	C ₂₇ , C ₂₈ : 22 nF
R ₁₈ , R ₁₉ , R ₂₀ , R ₂₅ : 1,8 k Ω	C ₃₃ , C ₃₄ : 8,2 nF à 10 nF
R ₂₄ , R ₂₈ : 15 k Ω	C ₃₅ : 470 μ F ou +
R ₂₆ , R ₂₇ : 1 k Ω	C ₃₆ , C ₃₇ , C ₃₈ : 3,3 nF
P ₁ , P ₂ : 47 k Ω ou +	IC ₁ , IC ₂ : TDA 2004
P ₄ : 100 k Ω ou +	T ₁ , T ₂ : BC 408 ou équivalent.
P ₃ : pot double 17 k Ω + 5 k Ω	

**TOUS LES
RELAIS**

RADIO-RELAIS

18, RUE CROZATIER

75012 PARIS

Tél. 344.44.50

Pour en savoir plus sur le TDA 2004

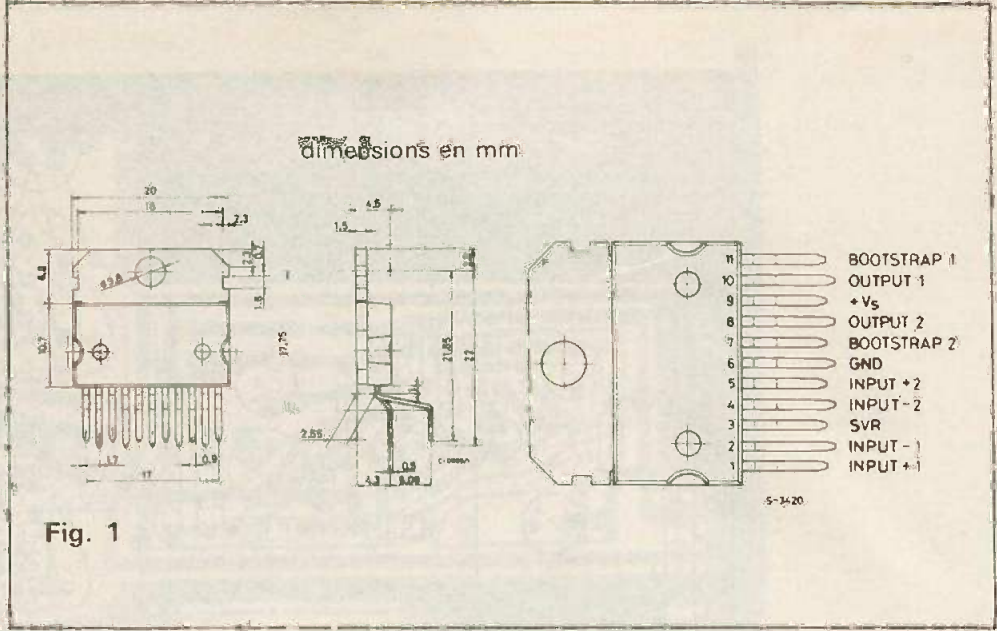
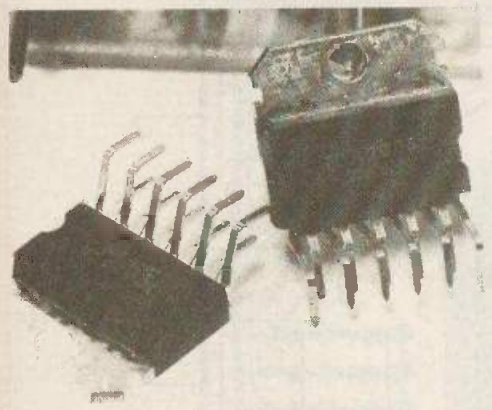


Fig. 1



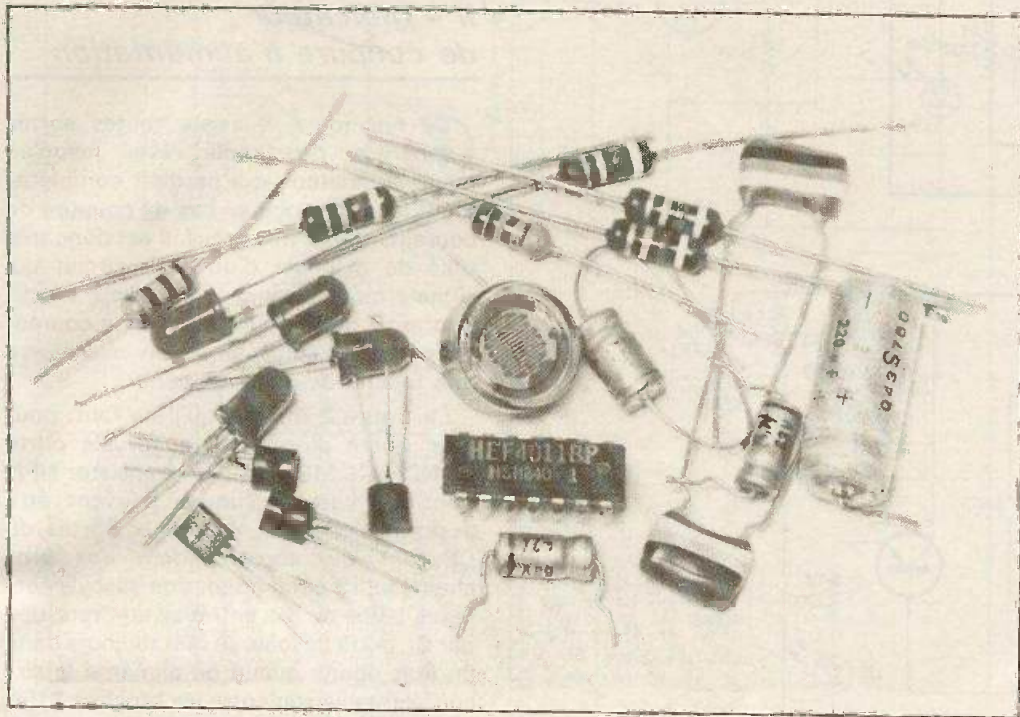
Le TDA2004 SGS/ATES se présente sous la forme d'un boîtier doté de plusieurs pattes de sortie. Le croquis de la figure 1 en précise l'encombrement exact.

En fait, le TDA 2004 renferme deux amplificateurs de puissance travaillant en classe « B » et son application a été spécialement conçue pour les autoradios et les lecteurs de cassettes stéréophoniques. Ce circuit intégré présente l'avantage de délivrer une importante puissance de sortie sous les 14 V d'alimentation de la batterie de l'automobile. Il est par ailleurs totalement protégé contre les courts-circuits.

La figure 2 précise le schéma « type » d'application du TDA 2004 en version stéréophonique.

Enfin le tableau résume les caractéristiques générales précisées par le fabricant.

Paramètres	Conditions d'utilisation	Min	Typ.	Max	Unit	
V _s tension d'alimentation		6		18	V	
V _o tension continue repos	V _s = 14,4 V	6,6	7,2	7,8	V	
	V _s = 13,2 V	6,0	6,6	7,2	V	
I _d courant de repos	V _s = 14,4 V		50	120	mA	
	V _s = 13,2 V		50	120	mA	
P _o puissance de sortie (chaque canal)	f = 1 kHz; V _s = 14,4 V d = 10%; R _L = 4 Ω = 3,2 Ω = 2 Ω = 1,6 Ω	6	6,5		W	
		7,5	8		W	
		9	10		W	
		10	11		W	
puissance de sortie (chaque canal)	V _s = 13,2 V R _L = 3,2 Ω R _L = 1,6 Ω V _s = 16 V R _L = 2 Ω	6	6,5		W	
		9	10		W	
			12		W	
d distorsion (chaque canal)	f = 1 kHz V _s = 14,4 V R _L = 4 Ω 0,05 ≤ P _o ≤ 4 W V _s = 14,4 V R _L = 2 Ω 0,05 ≤ P _o ≤ 6 W V _s = 13,2 V R _L = 3,2 Ω 0,05 ≤ P _o ≤ 3 W V _s = 13,2 V R _L = 1,6 Ω 0,05 ≤ P _o ≤ 6 W		0,2	1	%	
			0,3	1	%	
			0,2	1	%	
			0,3	1	%	
CT diaphonie	V _s = 14,4 V V _o = 4 V _{RMS} ; R _L = ∞ f = 1 kHz f = 10 kHz	50	60		dB	
		40	45		dB	
V _i sensibilité d'entrée	f = 1 kHz; P _o = 1 W; R _L = 4 Ω R _L = 3,2 Ω		5,5		mV	



DANS un récent article (*Electronique Pratique* N° 26), consacré aux montages de base des clignotants à LED, il avait été question d'indicateurs simples, alimentés en courant continu. Bien qu'il s'agisse d'un circuit assez banal, le clignotant peut recevoir des applications précises, telles que la surveillance d'une tension ou d'une intensité, voire de tout état physique qu'on peut convertir en une tension. C'est de ces applications qu'il sera question dans les exemples qui suivent et qui permettront souvent certaines extensions ou combinaisons.

Dix avertisseurs clignotants à LED, alimentés en 220 volts alternatif

Tous ces montages sont alimentés sur le réseau de 220 V, et la plupart travaillent même avec une alimentation directe, sans nécessiter cet engin lourd, encombrant et coûteux qu'est le transformateur d'alimentation. Bien entendu, lors du fonctionnement d'un tel montage, tous ses composants se trouvent reliés à la prise de courant, ce qui implique de très sévères précautions. Il convient, notamment, de ne jamais travailler sur un montage en fonctionnement, et de n'y faire des mesures qu'avec un mesureur parfaitement isolé, notamment, de la terre;

qu'on connectera avant d'alimenter le circuit. De plus, l'appareil doit être monté dans un boîtier parfaitement isolant, et de façon que tout contact accidentel soit impossible.

1 - Indicateur clignotant d'alimentation 220 V

Indiquer une tension alternative de 220 V par des diodes lumineuses, c'est très simple; car il suffit de connecter

deux de ces diodes en parallèle, de façon opposée (tête-bêche) et le tout en série avec un condensateur de 470 nF, isolé à 400 V. Mais la pratique montre qu'un tel voyant n'est souvent pas assez... voyant.

D'où le montage de la figure 1, utilisant un NE555 comme multivibrateur, et alimenté directement sur la prise de courant par un condensateur réducteur d'intensité (C_2) obligatoirement d'une tension de service continue de 400 V, ou d'une tension de service alternative de 250 V. Ce montage commande alternativement deux LED qu'on a avantage à choisir de cou-

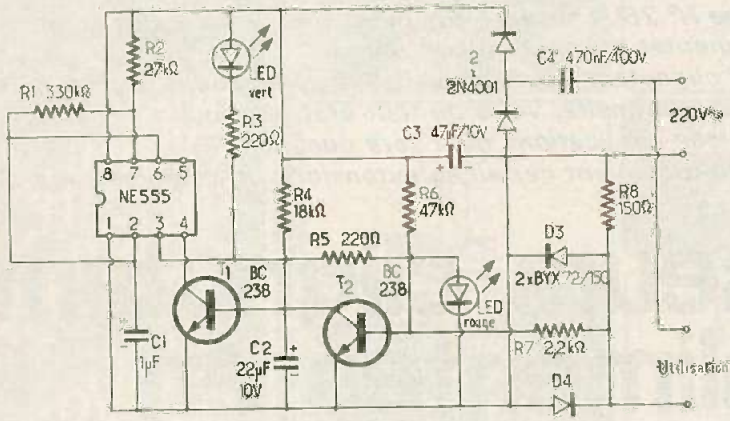
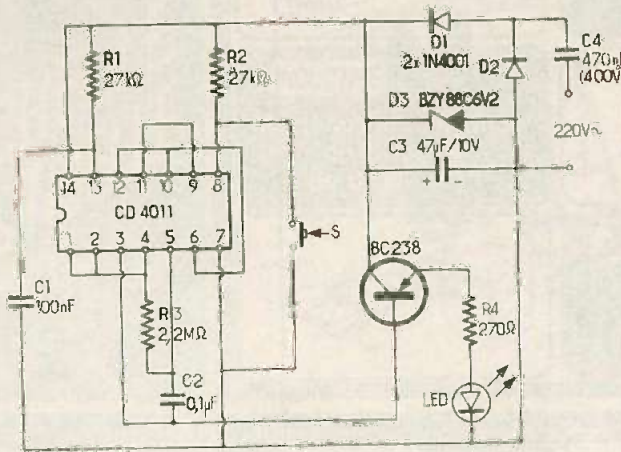
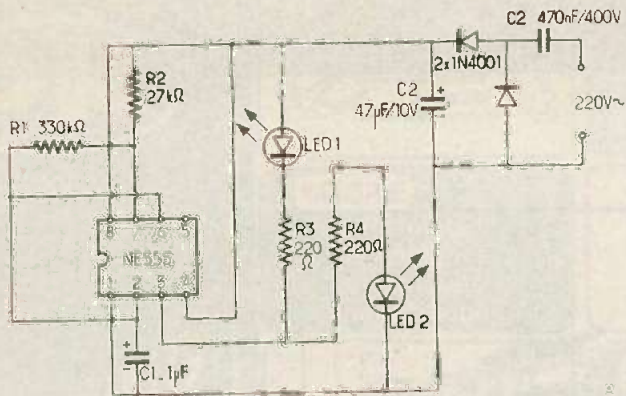


Fig. 1. à 3. - Cet indicateur signale simplement, qu'une ligne de 220 V se trouve alimentée. L'autre se manifeste, quand l'alimentation 220 V revient après une coupure, même très brève.

leurs différentes (rouge et vert, par exemple), de façon à obtenir un clignotement visible de loin.

Les deux LED sont commandées de façon qu'il n'y en ait toujours qu'une d'allumée à un moment donné. De ce fait, la consommation du montage est à peu près constante. Elle a été déterminée de façon que la tension d'alimentation (aux bornes de C₂) s'établisse automatiquement à une valeur voisine de 5 V, sans

qu'il y ait besoin d'une diode de zener pour la stabiliser.

Si on veut travailler avec une seule LED, il suffit de remplacer LED1 par une diode ordinaire, genre 1N4148 ou 1N4001. La fréquence du clignotement peut être modifiée en agissant sur R₁ (47 kΩ à 1 MΩ) ou sur C₁ (220 nF à 5 μF). Un fonctionnement avec une tension alternative de 110 V est possible, si on utilise, pour C₂, un condensateur de 1 μF, isolé à 200 V.

II - Indicateur de coupure d'alimentation

De nos jours, il existe toutes sortes d'appareils, du simple réveil jusqu'au micro-ordinateur, qui perdent complètement leur mémoire en cas de coupure de courant, même très brève. Il est donc très utile de disposer d'un petit circuit qui signale qu'une coupure a eu lieu, en clignotant à partir du moment où le courant revient, et jusqu'à ce qu'on manœuvre une touche de désarmement.

La figure 2 montre qu'il ne faut, pour cela, guère plus d'une quadruple porte NAND en C.MOS, et d'un transistor NPN dont les caractéristiques peuvent être assez quelconques. Les deux portes du CD4011 qui correspondent aux broches 9 et 13 constituent une bascule set-reset. L'une de ces entrées étant retardée par C₁, cette bascule se met toujours dans un état donné quand on alimente le circuit. Par la liaison entre les broches 11 et 7, on autorise alors le fonctionnement du multivibrateur qui est constitué par les deux autres portes du CD4011. Ce multivibrateur fonctionnera, en commandant le clignotement de la LED, jusqu'à ce qu'on désarme le circuit en manœuvrant la touche S.

L'alimentation se fait, comme précédemment, directement à partir de la prise de courant, par l'intermédiaire d'un condensateur réducteur C₄. Comme on n'utilise qu'une seule LED, on doit stabiliser la tension d'alimentation par D₃. Si on n'a pas sous la main le type indiqué dans le schéma, on peut utiliser toute autre diode de Zener de 6 à 12 V, à condition d'augmenter R₆ de 100 Ω environ pour chaque volt supplémentaire, au-delà de 6 V.

III - Indicateur de consommation

Est-ce que cela vous arrive aussi, de laisser branché votre fer à souder toute une nuit ? Cela consomme du courant pour rien, cela risque de calaminer la panne du fer, et cela peut même être dangereux. Alors montez donc aussi, près de la porte de votre laboratoire, le clignotant de la figure 3 qui vous avertit quand quelque chose est resté branché sur votre table de travail. Ce circuit est même à

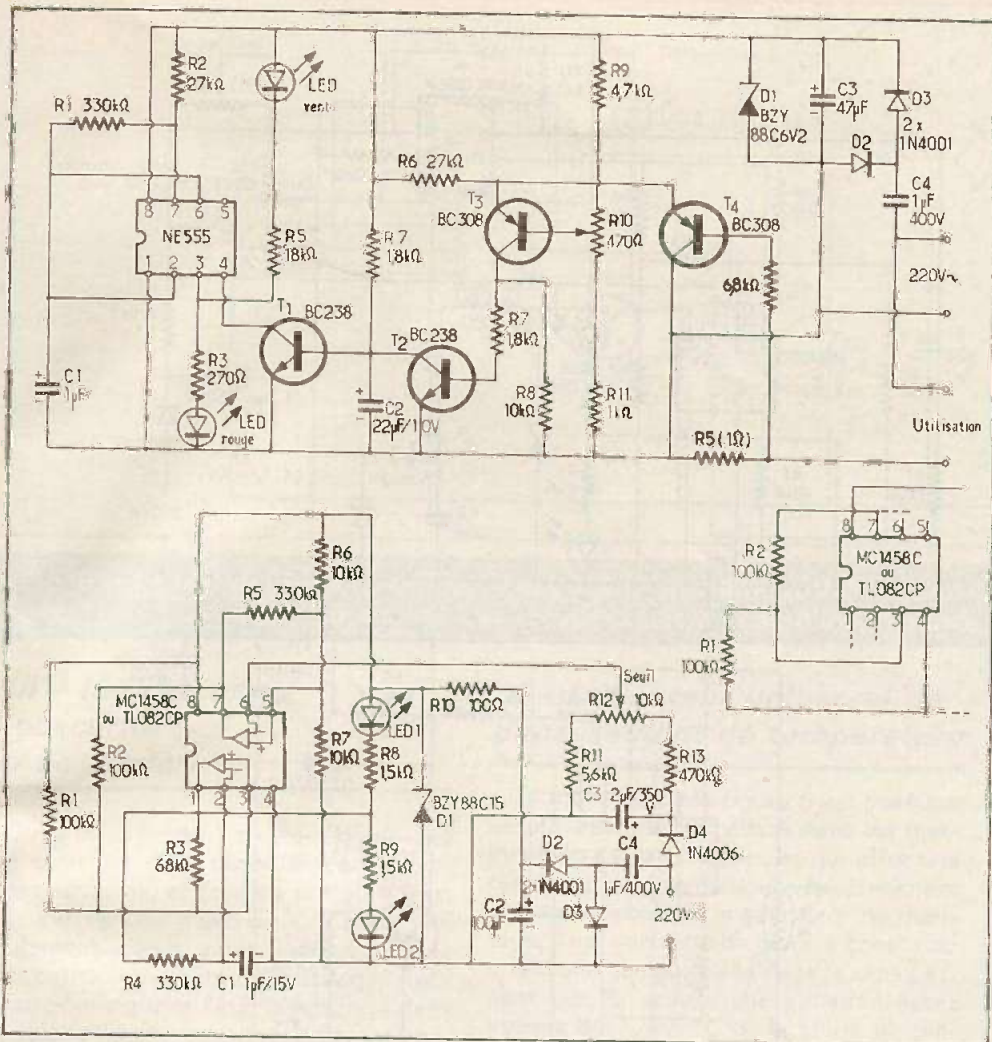


Fig. 4. à 6. - Ce clignotant se manifeste en cas de consommation excessive sur une ligne d'alimentation 220 V. L'autre indicateur se met à fonctionner, quand la tension du réseau d'alimentation devient nettement supérieure à 220 V.

double fonction, car sa LED verte s'allume, de façon continue, tant que votre installation est simplement alimentée, et c'est seulement quand la consommation des appareils en service dépasse 2 W que le clignotement alternatif vert-rouge se manifeste.

En cas de consommation, il y a chute de tension aux bornes de R_8 . Grâce à D_3 , D_4 , cette chute ne peut jamais excéder 0,6 V, ce qui signifie que la perte (il vous reste 219,4 au lieu de 220 V) est insignifiante. Ladite chute suffit pourtant pour débloquent T_2 , lequel décharge alors périodiquement (50 fois par seconde) C_2 . Comme ce condensateur ne peut se recharger que très lentement via R_4 , il ne peut plus atteindre un potentiel permettant une conduction de T_1 . Le NE555 peut alors « multivibrer » normalement, mais il reste bloqué quand T_1 est conducteur, c'est-à-dire quand plus rien ne se trouve connecté sur la sortie d'utilisation.

Si l'on veut qu'en cas de court-circuit, le fusible de l'installation saute avant les

diodes D_3 , D_4 , il convient de les surdimensionner fortement. Avec les BYX72/150, indiquées dans le schéma, et prévus pour 10 A, on ne devra pas avoir d'ennui, si on protège son installation avec un fusible rapide de 1 A. D'autres diodes de puissance, de 10 A et plus, sont tout aussi bien utilisables, et on peut même utiliser des types ne supportant que quelques volts de tension inverse.

IV - Indicateur de surconsommation

Il peut être intéressant de disposer d'une indication qui se manifeste par un clignotement, quand l'intensité fournie par une alimentation de 220 V dépasse un certain niveau, jugé critique. Contrairement au montage précédent, où on ne demandait qu'une indication par tout ou rien, il faut maintenant pouvoir déterminer un seuil de façon assez précise, d'où un montage quelque peu complexe.

La figure 4 montre qu'on a repris, du montage précédent, le multivibrateur intégré ainsi que T_1 , T_2 . Toutefois, pour disposer d'une référence précise, on a prévu une diode zener D_1 (6,2 V environ), et un augmenteur C_4 , pour s'assurer une réserve d'alimentation suffisamment large.

Le détecteur de seuil est constitué par T_3 , T_4 qui forment un amplificateur différentiel, lequel compare une tension continue de référence, ajustable par R_{10} , aux valeurs de crête de la chute de tension alternative qui apparaît aux bornes de R_8 , en fonction de l'intensité d'utilisation. En fonction de l'intensité de seuil, I_S , on calcule ainsi $I_S = 0,7 / I_S$. Avec $R_S = 1 \Omega$ (2 W), on obtient ainsi $I_S = 0,7$ A. En agissant sur R_{10} , on peut ajuster le seuil de façon précise, dans une plage d'au moins $\pm 20\%$ autour de la valeur nominale qu'on vient de calculer.

Tant que le seuil n'est pas atteint, seule la LED verte s'allume, pour indiquer que l'appareil est alimenté. En voisinage immédiat du seuil, soit entre 0,69 et 0,71 A dans le cas de l'exemple, les deux LED semblent simultanément allumées, à intensité légèrement réduite. Au-delà, le clignotement se manifeste.

V - Indicateur de surtension

En principe, la tension de la prise de courant est de 220 V. Mais vous avez peut-être déjà observé qu'il y en a quelquefois un peu plus, et que cela peut être dangereux pour certains appareils. Un clignotant de surtension pourra donc constituer un indicateur très précieux.

Pour détecter une surtension, on compare, dans le montage de la figure 5, une tension stabilisée avec une autre qu'on prélève directement de la prise de courant. Pour la stabilisation, on se sert d'une diode zener de 15 V, D_1 , et qui se trouve précédée d'un condensateur de filtrage C_2 , d'un redresseur (D_2 , D_3) et d'un réducteur d'intensité, C_4 (condensateur non polarisé supportant 400 V). A l'aide d'un second circuit de redressement, D_4 et C_3 , on produit une autre tension, non stabilisée, et qu'on ramène par un diviseur (R_{11} à R_{13}) à une valeur permettant une comparaison. Pour cela, on connecte le curseur du potentiomètre de seuil sur l'une des deux entrées d'un amplificateur

opérationnel, alors que l'autre se trouve connectée sur un diviseur (R_6 , R_7) qui est alimenté par la tension stabilisée. Utilisé en trigger, cet amplificateur va changer d'état en cas de dépassement par rapport à la tension de référence, et sa sortie polarisera alors un second amplificateur opérationnel (les deux sont contenus dans un même boîtier, MC1458C, TL082CP ou similaires) de façon que ce dernier fonctionne en clignotant.

Au repos, au moins l'une des deux LED est allumée, pour signaler que l'appareil est en fonctionnement. En agissant sur R_{12} , on pourra, expérimentalement, ajuster le seuil du circuit de façon que le clignotement commence pour 225 ou 230 V, par exemple.

VI - Indicateur de sous-alimentation

Il arrive aussi que la tension fournie par la prise de courant soit nettement inférieure à 220 V. Cela n'est guère dangereux pour le fonctionnement d'un appareil, mais cela peut l'être pour les résultats qu'il donne, notamment s'il s'agit d'un appareil de mesure. Une sous-alimentation peut également être gênante en photographie (prise de vue ou agrandissement), car certaines lampes d'éclairage accusent une diminution de rendement de 40 %, quand la tension d'alimentation diminue seulement de 10 %.

Il est très facile de transformer le montage de la figure 5 en indicateur de sous-alimentation, car il suffit, comme le montre le schéma partiel de la figure 6, de déplacer une extrémité de R_1 de la broche 8 (alimentation positive) sur la broche 4 (alimentation négative). L'amplificateur servant de clignotant se trouve alors correctement polarisé quand la sortie de l'autre se trouve au niveau « haut », c'est-à-dire quand la tension utilisée comme référence est supérieure à celle provenant du diviseur de comparaison.

Bien entendu, l'utilisation d'un amplificateur opérationnel comme clignotant est également possible pour d'autres applications. C'est seulement lors d'une alimentation sous 6 V ou moins qu'un tel amplificateur risque de ne pas fournir une intensité suffisante pour le fonctionnement correct d'une diode lumineuse. A partir de 10 V d'alimentation, ce défaut

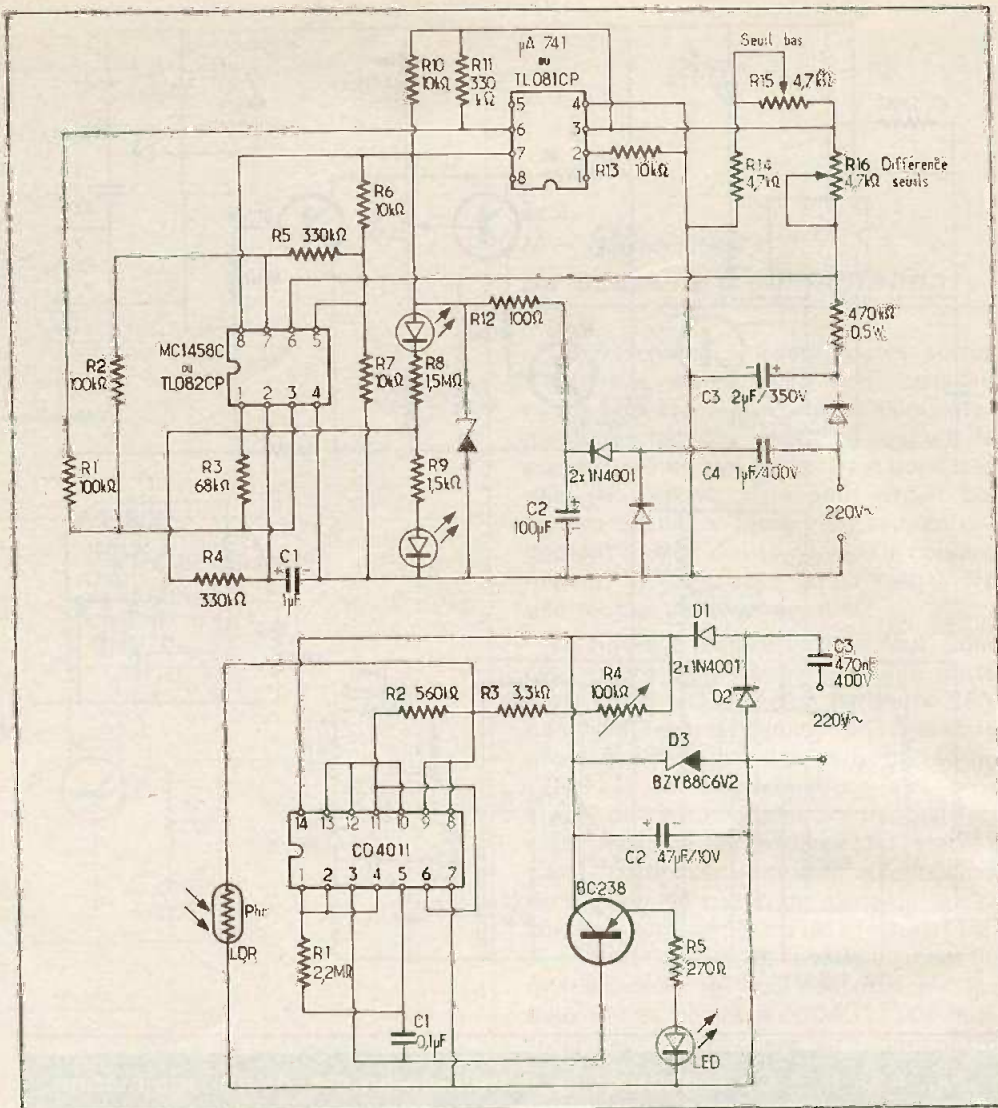


Fig. 7. à 8. - Ce clignotant répond à un excès de tension d'alimentation aussi bien qu'à une insuffisance. Schéma d'un clignotant répondant à l'obscurité.

ne se présente plus, à condition que l'intensité de sortie ne dépasse pas 10 mA. Dans le cas de la figure 5, cette intensité se trouve limitée par R_8 et R_9 .

VII - Indicateur de tension à double seuil

Pour avoir une indication à la fois pour la surtension et pour la sous-alimentation, il suffit de monter conjointement les deux versions du circuit de la figure 5. Utilisant des LED de couleurs différentes, on peut alors obtenir une indication sur la nature de la défaillance.

Mais généralement, il suffit qu'on soit averti que quelque chose ne va pas, et pour cela il suffit d'un indicateur qui clignote quand il y a soit trop, soit pas assez de tension, alors qu'il reste au repos, quand la tension de la prise de courant se

maintient à l'intérieur d'une fourchette donnée.

La figure 7 montre qu'on ajoute, pour cela, un autre amplificateur opérationnel et qu'on n'utilise comme détecteur de seuil bas. Chacune des résistances de polarisation (R_1 , R_2) de l'amplificateur clignotant est maintenant reliée à la sortie d'un comparateur. Il ne peut donc y avoir clignotement que quand les sorties des deux comparateurs se trouvent dans un état opposé. Comme les deux comparateurs sont utilisés avec des polarités complémentaires d'entrée, cela ne pourra être le cas que si l'état des deux correspond simultanément soit à une tension trop forte, soit à une tension trop faible.

Après avoir ajusté, par R_{15} , le seuil le plus bas (en dessous duquel on considère qu'il y a sous-alimentation), on agit sur R_{16} pour ajuster la largeur de la fourchette de tensions, à l'intérieur de laquelle le clignotement cesse.

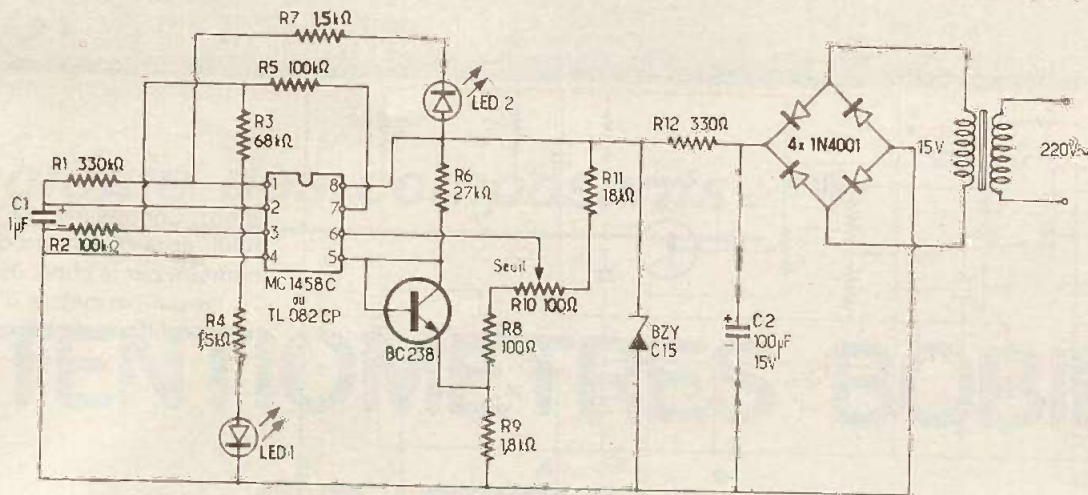


Fig. 9. - Le transistor de ce montage est utilisé en élément thermosensible, et il peut déclencher un clignotement soit en cas d'excès, soit en cas d'insuffisance de température.

VIII - Indicateur d'obscurité ou de lumière

Dans un précédent article, il avait déjà été question d'un clignotant exclusivement nocturne, et celui de la figure 8 en est une version « secteur ». Il peut non seulement servir pour indiquer, dans l'obscurité, un bouton d'éclairage, mais aussi pour signaler l'état d'éclairage dans une pièce voisine, ce qui peut être intéressant, soit parce qu'on y élève des poussins, soit parce qu'on y fait de la photo.

La figure 8 montre la version « clignotant dans l'obscurité » de l'appareil. Pour obtenir une version « clignotant lors éclairage », il suffit d'invertir la photorésistance (type LDR ou équivalent) avec l'ensemble $R_3 + R_4$. Dans les deux cas, R_4 sert à ajuster le seuil d'éclairage à partir duquel le trigger du circuit change d'état, soit pour autoriser, soit pour interrompre le clignotement. Ce trigger est constitué par deux des portes du CD4011, alors que les deux autres sont utilisées, comme dans un montage précédent, comme multivibrateur de clignotant.

Les connexions menant à la photorésistance sont susceptibles de capter des perturbations électriques, si leur longueur dépasse quelques dizaines de centimètres. Si on veut obtenir une indication à distance, il est ainsi préférable de monter la LED au bout de la ligne de liaison. On devra obligatoirement utiliser, pour cette ligne, un câble pour installations 220 V, car tout le montage est relié au réseau de distribution. Ces mêmes précautions d'isolement sont évidemment à prendre pour les boîtiers abritant les circuits décrits.

IX - Indicateur universel de dépassement de température

Le montage de la figure 9 est basé sur un principe souvent utilisé dans les thermomètres électroniques, et qui offre une précision relativement élevée. L'élément thermosensible est le transistor du montage. Il est connecté de façon à constituer une diode qui, polarisée dans le sens passant, via R_6 accuse une variation assez voisine de $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ de la chute de tension qui se présente à ses bornes. Dans l'un des éléments du double amplificateur opérationnel intégré, on compare la tension fournie par l'élément thermosensible avec une tension de référence, ajustable par R_{10} . Si, par suite d'un échauffement, la première de ces deux tensions devient inférieure à la seconde, le second amplificateur opérationnel est polarisé en clignotant. En intervertissant les connexions menant aux broches 5 et 6 du circuit intégré, le clignotement commence quand la température devient inférieure au seuil qu'on a déterminé par R_{10} . Cet ajustage couvre une plage allant au moins de -20 à $+40$ $^\circ\text{C}$.

Le transistor peut être monté au bout d'une connexion de plusieurs mètres sans que des perturbations soient à craindre. On peut ainsi utiliser le circuit pour contrôler la température en plein air, ou encore pour surveiller celle d'un aquarium, si on isole le transistor du liquide, ou du moins ses connexions. Une réponse à double seuil devient possible si on procède comme pour la figure 7. Pour des raisons d'isolement, l'indicateur a été conçu avec une alimentation par transformateur, bien qu'une alimentation directe, par condensateur réducteur, soit en principe possible.

X - Indicateur de bruit à mémoire

On peut avoir besoin d'un indicateur de bruit pour s'assurer que le niveau sonore dans un atelier de montage ne dépasse pas un niveau qu'on juge excessif, ou simplement pour détecter des bruits de pas dans un couloir. L'indicateur de la figure 10 est adapté à ces deux fonctions, car il possède deux commandes de sensibilité, R_8 (ajustage gros) et R_{10} (ajustage fin), permettant une adaptation à une très large gamme de décibels. Il possède également une fonction de mémoire temporaire. Si on prend $C_3 = C_7 = 10 \mu\text{F}$, le clignotement des LED persiste environ 30 secondes après la perception d'un bruit. Pour réduire ce délai, il suffit de réduire la valeur des condensateurs indiqués.

Comme microphone, on peut parfaitement utiliser un petit haut-parleur de 100Ω dont le châssis métallique est à relier avec la connexion de masse du schéma. Le fil du microphone doit être blindé, si sa longueur dépasse 1 m. On peut ainsi l'installer dans la chambre de bébé, et poser le clignotant sur le téléviseur des parents qui seront ainsi très discrètement informés de ce qu'ils ne peuvent entendre.

Dans le montage de la figure 10, l'un des éléments du double amplificateur opérationnel (obligatoirement du type Bifet, TL082CP, du fait de la fonction de mémoire) sert de clignotant, alors que l'autre est utilisé comme préamplificateur de microphone. Il est suivi d'un transistor BC238B, sur le collecteur duquel on recueille un signal BF d'amplitude suffisante pour pouvoir charger C_3 via D_1 . Le clignotement commence, dès que ce

Technologie des composants :

POTENTIOMETRES BOBINES de précision

LORSQU'ON dessine schématiquement un potentiomètre de faible puissance et un potentiomètre de précision, le graphisme est rigoureusement le même. Et c'est là où la technologie fait ressortir les différences fondamentales entre ces deux composants. Nous avons étudié au cours de l'article précédent les potentiomètres de faible puissance circulaires normaux. Un potentiomètre de précision de même puissance et de même valeur ohmique peut être facturé cinquante fois environ le prix du modèle de faible puissance. On voit que la différence est de taille.

Du reste, le terme de potentiomètre ne devrait pas être utilisé indifféremment pour deux types de composants aussi dissemblables. Le modèle bobiné de précision n'est plus un simple diviseur de tension, c'est un transmetteur électromécanique dont la tension de sortie est une fonction désirée de la tension appliquée et de la position angulaire de l'axe de commande. Toute sa fabrication est placée sous le signe de la précision la plus poussée. C'est ce composant que nous allons maintenant étudier.

1 - La fabrication des potentiomètres bobinés de précision

a) Le fil résistant

Afin d'obtenir une bonne précision angulaire et une bonne linéarité, il faut que le diamètre du potentiomètre soit grand et que le fil soit le plus fin possible. Ces appareils étant largement dimensionnés, on peut utiliser du fil très fin qui ne doit pas s'échauffer notablement. Du reste leur puissance reste faible.

Pour les faibles valeurs ohmiques il vaut mieux adopter un alliage moins résistant, plutôt que d'augmenter le diamètre du fil ou diminuer le nombre de spires. C'est pourquoi on emploie un alliage d'or, d'argent et de platine en fils de 10 μm à 70 μm . Ce fil est inoxydable et son coefficient de température négligeable.

Pour les valeurs plus élevées on utilise successivement le nickel cuivre et le nickel chrome.

Le fil résistant est isolé à l'émail thermomodurcissable et il est bobiné à spires espacées, afin d'éviter les irrégularités dues aux copeaux et à l'usure du fil. En effet lorsqu'on bobine à spires jointives, l'opération d'usure de l'émail est plus difficile, seule la partie supérieure du fil peut être dénudée et les copeaux viennent obstruer les interstices entre le fil. Le curseur est soumis à ces irrégularités, ce qui augmente le bruit de rotation.

Si, au contraire, on espace légèrement les spires, les microjets usent l'émail sur la moitié de la surface du fil. Les copeaux sont facilement enlevés par le nettoyage à l'air comprimé et aux ultra-sons. Après un très long usage lorsque le curseur aura usé la partie supérieure du fil, il ne risquera pas de rencontrer l'émail (fig. 1).

b) Le support du fil

Le fil peut être bobiné d'une façon classique sur une plaquette rectangulaire en bakélite ou en celoron insensible à l'humidité.



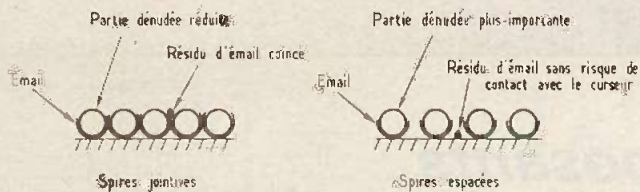


Fig. 1

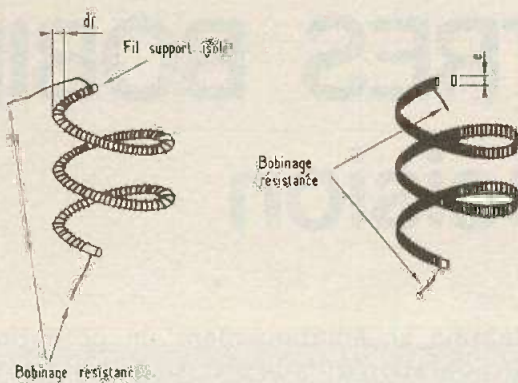


Fig. 2

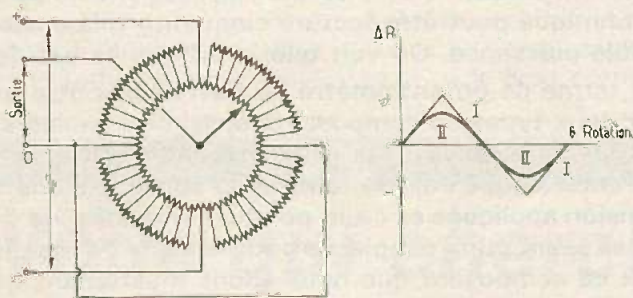


Fig. 3

Fonctions non linéaires				SINUS				COSINUS			
Les courbes ci-contre donnent une indication des diverses fonctions qui peuvent être réalisées avec des potentiomètres simples en multitours bobines.				SIN 360°	SIN 180°	SIN 90°	COS 360°	SIN 360°	SIN 180°	SIN 90°	COS 360°
Diamètre 22,2 mm	Simples tours	Gamme ohmique	Standard	250 Ω	4 Ω	250 Ω	4 Ω	1 kΩ	13 Ω	250 Ω	4 Ω
		Conformité ± %	Métrique	2	17	18	15	16	15	2	17
	10 tours	Gamme ohmique	Standard	1 kΩ	25 kΩ	4 Ω	25 kΩ	1 kΩ	100 Ω	1 kΩ	25 kΩ
		Conformité ± %	Métrique	14	1	13	0,9	12	0,9	14	0,9
				0,25	0,2	0,25	0,2	0,2	0,15	0,25	0,2
				$Y = \sin(360^\circ X)$				$Y = \sin(180^\circ X)$			
				$Y = \sin(180^\circ X)$				$Y = \cos(360^\circ X)$			
				$Y = \cos(180^\circ X)$				$Y = \cos(90^\circ X)$			
				$Y_1 = \sin(360^\circ X)$ $Y_2 = \cos(360^\circ X)$				$Y = x^2$			
				$Y = x^2$				$Y = 10^{X-1}$			
				$Y = 10^{2(X-1)}$							
				Diamètre 50,8 mm - 1 tour							

Fig. 4

On essaie aussi des plaquettes rectangulaires, à section ovoïde, en cuivre ou en aluminium oxydés qui dissipent mieux les calories.

Pour les potentiomètres hélicoïdaux à plusieurs tours on cherche à réduire les dimensions du support afin d'augmenter le nombre de spires, d'où la définition. On choisit, soit un fil oxydé ou émaillé de 2 à 3 mm de diamètre, soit une bande de bakélite longue étroite et mince (fig. 2).

Le bobinage du fil sur le support doit être parfaitement régulier de façon que la courbe soit la plus proche possible de la droite théorique.

c) Le boîtier

C'est une pièce qui doit être usinée avec une précision de l'ordre de 1/100^e de mm. Elle est généralement en alliage léger à base d'aluminium coulée et usinée. Au centre on prévoit un roulement à billes de précision, afin que l'axe soit bien positionné et que le couple de rotation soit faible et sans jeu.

Les sorties sont effectuées, soit au travers d'une plaquette en stratifié, soit au moyen de perles de verre parfaitement étanches.

d) Le curseur

Le curseur est très fin et très léger, car il ne s'agit pas de capter une énergie appréciable. Ainsi, l'usure du fil n'est pas perceptible et le couple de rotation est réduit.

Le curseur est un fil de 70 à 100 μm en alliage précieux. On utilise le « neyoro » (or, palladium) avec les fils en alliage précieux, en argent ou en nickel cuivre. Pour les fils en nickel chrome on préfère le « paliney » (or, argent, palladium, cuivre).

La pression du curseur sur le fil est comprise entre 20 et 50 CN (Centi Newton). Pour certains potentiomètres hélicoïdaux la pression du curseur peut descendre jusqu'à 1 CN.

Le contact entre le curseur et le rail central en cuivre argenté est effectué par un fil en « neyoro ».

e) L'obtention des lois spéciales de variation de résistance

En bobinant un fil unique sur le support on obtient une loi de variation linéaire.

Si la loi désirée est formée d'une succession de droites, il suffit de changer les caractéristiques du fil autant de fois qu'il y a de portions de droites.

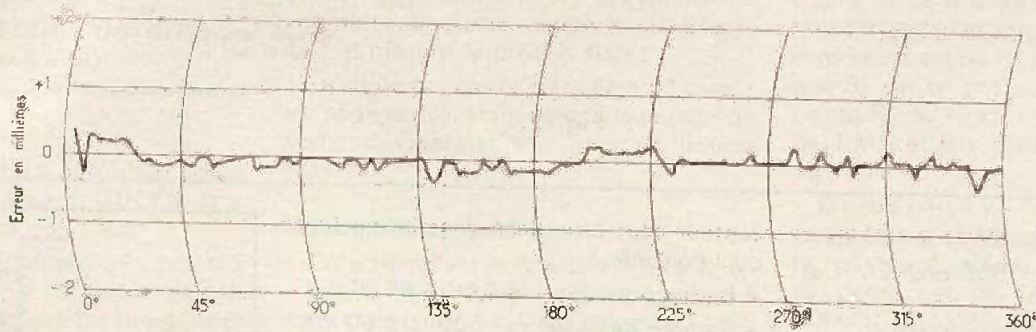
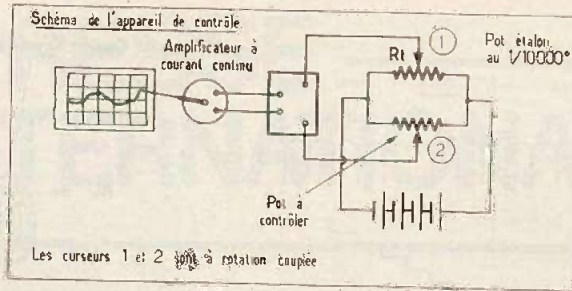
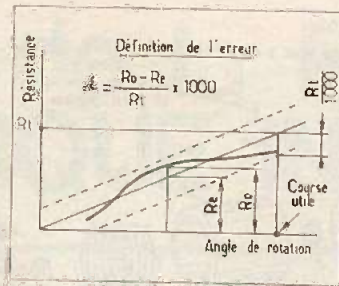


Fig. 5

Plus fréquemment la loi à obtenir est une fonction mathématique représentée par une courbe. Elle s'obtient en partant d'une variation linéaire modifiée par des shunts placés sur une portion de la résistance.

C'est de cette façon qu'est réalisée, par exemple, une courbe sinus-cosinus (fig. 3). On part d'un potentiomètre à rotation continue, sans butée de fin de course. Le bobinage linéaire est effectué sur une plaquette rectangulaire avec trois prises intermédiaires ; les deux extrémités sont réunies ensemble, ce qui donne quatre secteurs égaux.

Le potentiomètre est monté en pont, comme indiqué sur la figure 3. A ce moment la variation de résistance en fonction de l'angle de rotation est donnée par la courbe I. Il faut passer de cette succession de droites à la courbe II qui est la sinusoïde demandée. Pour cela on prévoit un certain nombre de prises sur le bobinage résistant, de façon à calculer et à poser les shunts qui modifient la loi de variation.

Le Rotapot MCB comporte 72 prises, soit 18 par quadrant. On obtient ainsi la courbe II avec une précision de 0,5 %. Le calcul, la pose des shunts et la vérification de la loi exigent une journée de travail pour un technicien spécialisé.

La figure 4 donne un certain nombre de fonctions non linéaires réalisées par BOURNS sur ses potentiomètres à 1 tour et à 10 tours, ainsi que les valeurs ohmiques et la conformité, c'est-à-dire la précision obtenue.

II - Les principaux modèles et leurs caractéristiques

a) Les caractéristiques générales

Les potentiomètres bobinés de précision doivent satisfaire aux prescriptions de la norme UTE NFC93265.

La linéarité, ou précision par rapport à la loi de variation est de $\pm 0,5\%$. On obtient $\pm 0,1\%$ et même $\pm 0,05\%$. La figure 5 donne la reproduction d'une feuille de contrôle réelle qui accompagne un potentiomètre de précision M.C.B. Chaque appareil est étalonné de la sorte. On voit la conformité avec la courbe de variation idéale.

La résolution, c'est le plus faible changement de résistance appréciable lorsqu'on tourne l'axe de commande. Dans les modèles bobinés cette valeur est déterminée par la résistance d'une spire du bobinage ; soit la résistance totale du potentiomètre divisé par le nombre de spires. C'est-à-dire que la courbe de linéarité n'est pas une droite, mais un escalier ayant autant de marches que le bobinage comporte de spires (fig. 6). C'est pourquoi on a intérêt à utiliser un fil fin, au besoin à faible résistivité, sur un support de diamètre important pour former un bobinage à haute résolution.

Le bruit dynamique, c'est le pourcentage de la tension appliquée qui se traduit par une fluctuation de la tension de sortie causée par des variations du courant dans l'élément résistif.

La gamme des valeurs ohmiques du bobinage suit la gamme E3 (1 - 2,2 - 4,7) par décade. La tolérance est comprise entre $\pm 5\%$ et $\pm 3\%$.

b) Les potentiomètres à un tour

Ils existent avec et sans butée de fin de course, en loi linéaire ou en lois mathématiques diverses. Ils sont surtout utilisés pour les asservissements.

- Dissipation : jusqu'à 6 W à 25 °C.
- Gamme de température : - 55 °C à + 105 °C.
- Gamme des valeurs : 10 Ω à 150 k Ω .
- Nombre de spires : 625 pour 10 Ω et 4355 pour 150 k Ω .
- Linéarité : $\pm 0,25\%$ à $\pm 0,075\%$.

Ils sont très nombreux sur les catalogues.

c) Les potentiomètres multitours

La vue éclatée du modèle Spectrol 10 tours type 500 est donnée sur la figure 7. Ces potentiomètres ont obligatoirement une butée de fin de course ; ils ne peuvent pas être à rotation continue. Ils sont toujours montés avec un bouton spécial compte-tours pour faciliter le réglage. Les modèles catalogués ont entre 3 et 42 tours de rotation entre les deux butées. Ils sont le plus souvent à loi de variation linéaire. Plusieurs boîtiers peuvent être commandés par le même axe.

- Dissipation : jusqu'à 3 W à 40 °C.
- Gamme de température : - 55 °C à + 105 °C.

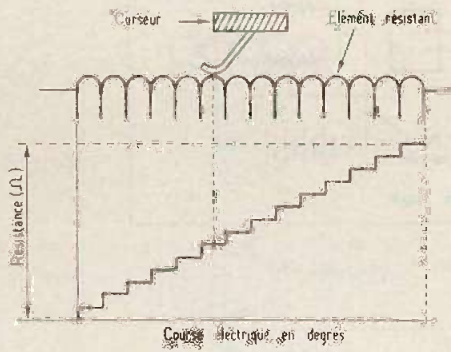


Fig. 6

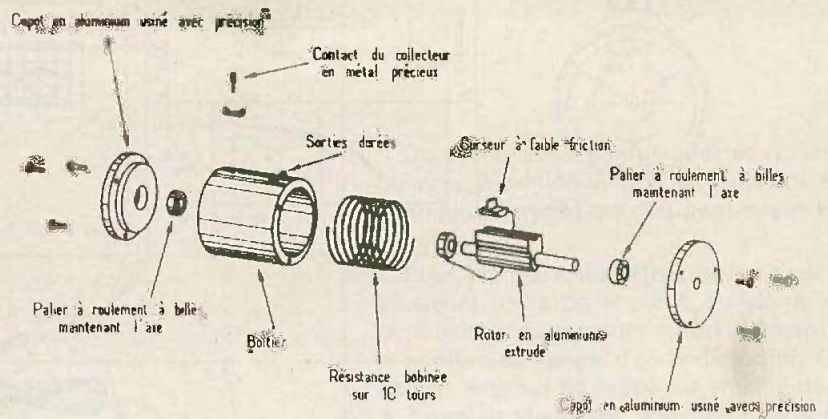


Fig. 7

- Gamme de valeurs : 20 Ω à 150 kΩ
- Nombre de spires : 1506 pour 20 Ω et 10 586 pour 150 kΩ
- Linéarité : ± 0,15 % à ± 0,05 %

On remarque que pour une même valeur ohmique le nombre de spires d'un potentiomètre multitours est supérieur à celui d'un potentiomètre à un tour, sa résolution est meilleure. Par contre, il ne peut pas être utilisé en variation continue. L'application dicte le meilleur modèle à adopter.

d) Les potentiomètres d'ajustement

Ce sont des appareils miniatures de précision, entre 1 et 45 tours, destinés à être montés sur circuit imprimé pour l'étalonnage des circuits industriels, professionnels ou militaires. Ils ne sont donc pas manœuvrés par l'utilisateur en service normal.

- Dissipation : entre 0,2 et 1 W à 70 °C.
- Gamme des valeurs : 10 Ω à 20 ou 50 kΩ.
- Plage de température : - 55 °C à + 150 °C ou + 175 °C.
- Coefficient de température : ± 50 à ± 70 · 10⁻⁶ / °C.
- Résolution : pour 10 Ω = 1,18 % et pour 50 kΩ = 0,1 %.

e) Les capteurs rectilignes

Ce sont des potentiomètres de précision dans lesquels l'axe commande le curseur d'une façon rectiligne et sans rotation. Ils transforment un mouvement mécanique rectiligne en tension électrique proportionnelle. Leur courbe est généralement linéaire. L'axe peut sortir à une ou aux deux extrémités ; dans ce cas il peut être commandé indifféremment d'un côté ou de l'autre. Le boîtier parallélépipédique est étanche, protégé contre la poussière et les aspersion, car un tel

capteur peut être placé dans la machine qu'il contrôle.

- Dissipation : jusqu'à 4 W à 85 °C.
- Gamme des valeurs : 500 Ω à 50 kΩ
- Course utile : 1000 mm.
- Force de démarrage : 3 N.
- Vitesse de déplacement maximale : 15 mm/s.
- Endurance : un million de manœuvres.
- Coefficient de température : ± 60 · 10⁻⁶ / °C.
- Résolution : pour 500 Ω = 8 spires/mm, pour 50 kΩ = 30 spires/mm.
- Dimensions : longueur : 150 mm, côté : 26 mm, axe : 6 mm.

III - L'influence de la charge

Le potentiomètre de précision ne peut pas être considéré seul, il faut tenir compte du circuit dans lequel il est inclus, pour apprécier les erreurs de linéarité dues à la charge.

Soit le schéma de montage de la figure 8. La source fournit une tension stable U. La résistance du potentiomètre est R_p et la charge est R_L. A 0 % de rotation, il n'y a pas d'erreur puisque R_L est en court-circuit. A 100 % il n'y a pas d'erreur non plus puisque c'est la tension de la source qui est appliquée en totalité sur la charge.

Mais entre les deux extrémités, il faut tenir compte du rapport $N = R_L / R_p$. La courbe d'erreur sur la linéarité atteint sa valeur maximale pour 67 % de rotation. Pour N = 1 l'erreur dépasse 12 %, pour N = 5 elle est encore de 3 % et pour N = 20 elle n'est plus que de 0,7 %. En poursuivant le calcul pour N = 100 l'erreur est de 0,15 %.

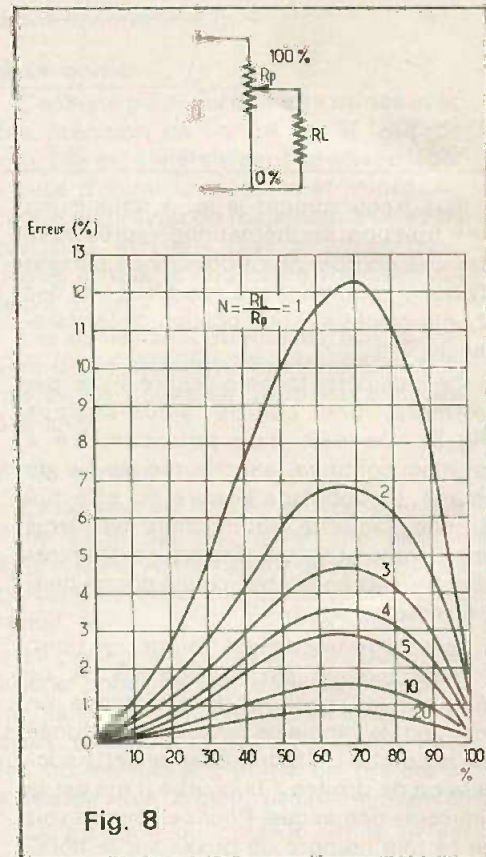


Fig. 8

Il faut donc veiller que la charge soit grande devant la valeur du potentiomètre, afin de ne pas fausser la linéarité du potentiomètre de précision.

Il ne faut pas hésiter à consommer beaucoup plus d'énergie dans le potentiomètre que dans la charge. On est cependant vite limité dans cette voie, car un potentiomètre de précision n'est pas un potentiomètre de puissance.

La solution réside dans l'étude d'une charge consommant très peu d'énergie.

REVUE de la PRESSE TECHNIQUE INTERNATIONALE

Microampèremètre électronique pour courants très faibles

Principe

L'appareil de mesure que nous allons décrire a été proposé par I. QUEEN dans *Populars electronics* vol. 17 n° 1.

C'est un appareil coûtant très peu (15 dollars aux Etats-Unis) car il est relativement simple. On y trouve un circuit intégré LM308N, un microampèremètre (M) de 0 à 50 μA , deux potentiomètres, trois commutateurs, trois jacks, deux diodes et quelques composants R et C. Le schéma simplifié de l'appareil de I. QUEEN, est donné à la figure 1.

On peut constater que le courant à mesurer est appliqué entre l'entrée inverseuse 2 et l'entrée non inverseuse 3, mise à la masse. Il y a contre-réaction par la boucle constituée par R, montée entre la sortie S de l'amplificateur opérationnel CI-1 et l'entrée inverseuse. A la sortie on trouve la charge composée du microampèremètre M monté en série avec une résistance R_M .

Le gain de l'amplificateur est élevé, le courant d'entrée I passe par la résistance

de contre-réaction R. M est monté en voltmètre de sortie, étalonné en valeurs de I. Il mesure le produit RI.

La chute de tension dans l'amplificateur est négligeable, étant égale à la tension de sortie divisée par son gain en boucle ouverte.

Schéma complet

Ce schéma est donné à la figure 2, on y trouve les composants correspondant à ceux cités plus haut. Dans cet appareil, les terminaisons se font par jacks. J_1 est le jack d'entrée qui permet l'introduction du courant à mesurer entre les deux entrées. Le commutateur S_1 court-circuite l'entrée inverseuse vers la masse, ce qui permettra, comme on le verra par la suite, le réglage « zero » de l'appareil.

Considérons aussi le commutateur S_2 qui est unipolaire à trois directions a, b et c, le commun étant d. Il est facile de voir qu'il permet de modifier le taux de contre-réaction entre la sortie S et l'entrée inverseuse. En effet, en position (a) la boucle se compose de R_1 en parallèle avec R_3 , en position (b) la contre-réaction est assurée par R_3 et en position (c) la boucle est la résultante de R_2 et R_3 en parallèle.

Il y a déviation totale du microampère-

mètre M de 0 à 50 μA lorsque la résistance R_3 montée entre la sortie et l'entrée inverseuse est de 10 $k\Omega$, ce qui a lieu lorsque S_2 est en position (c). En effet dans ce cas R_2 de 10 $k\Omega$ est en parallèle sur R_3 de 1 $M\Omega$ et leur résultante est pratiquement 10 $k\Omega$.

D'autre part il y a équilibrage si la résistance totale de M est de 10 $k\Omega$. Comme la résistance interne d'un instrument de ce genre est de l'ordre de 1000 ou 2000 Ω , on a disposé en série avec M une résistance variable R_4 de 10 $k\Omega$, permettant de faire l'appoint pour atteindre les 10 $k\Omega$ requis.

Le réglage de R_4 se fait, pratiquement, pour obtenir la déviation totale du microampèremètre lorsque la tension de sortie de l'amplificateur est de + 0,5 V.

L'appareil est au maximum de sensibilité lorsque S_2 est en position (b) la contre-réaction étant assurée par R_3 de 1 $M\Omega$ uniquement. Cette position correspond à un courant d'entrée de 0,5 μA . Si S_2 est en position (a) la sensibilité est 5 μA à l'entrée. En résumé :

Pos. (a) : 0 - 5 μA

Pos. (b) : 0 - 0,5 μA

Pos. (c) : 0 - 50 μA

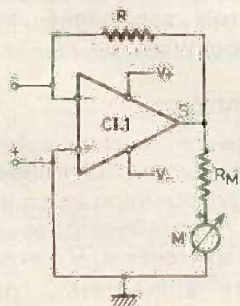


Fig. 1

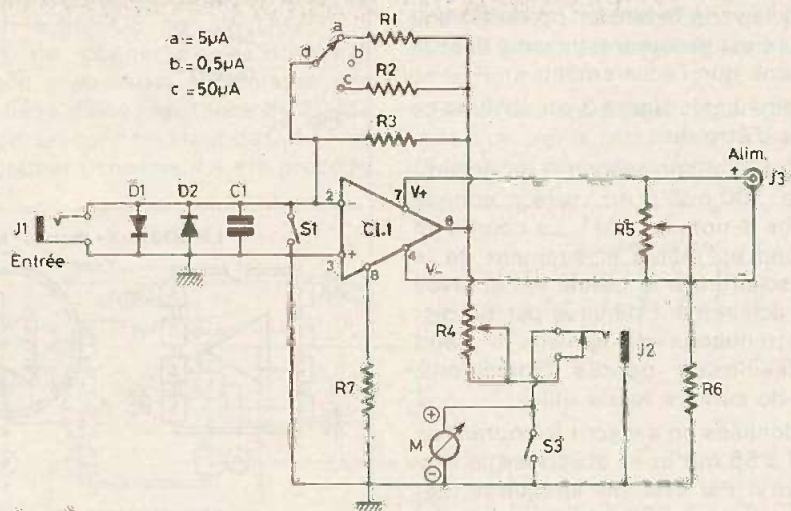


Fig. 2

Commutateurs et jacks

Trois commutateurs S_1 et S_2 figurent dans le montage. Normalement S_1 est en position « fermé » (ou contact) les deux entrées du circuit intégré sont réunies. Le signal appliqué au CI-1 est alors nul, et le microampèremètre devrait indiquer zéro. On règle R_5 pour qu'il en soit ainsi. On a indiqué précédemment la fonction de S_2 . Le commutateur S_3 permet de court-circuiter le microampèremètre M lorsque celui-ci n'est pas utilisé ce qui est excellent pour le protéger. D'autre part, on a disposé à l'entrée des diodes D_1 et D_2 qui protègent l'amplificateur opérationnel et l'instrument de mesure contre les surtensions continues dans les deux sens de polarité.

Ainsi, si une tension positive dépasse le seuil prévu, D_1 devient conductrice la surtension est absorbée. De même si la tension négative appliquée à l'entrée est trop forte c'est la diode D_2 qui conduit et fonctionne comme limiteuse. Le jack J_2 , en position de repos, réalise le contact entre la borne positive de M et l'extrémité inférieure de R_4 ce qui permet le branchement normal du microampèremètre. Si une fiche de jack est enfoncée dans la douille J_2 M est déconnecté de R_4 et peut être utilisé pour d'autres mesures n'étant plus relié à l'appareil que par la borne négative de masse.

Essais avec cellules solaires

Reste à voir comment peut être utilisé le microampèremètre dans diverses applications où le courant à mesurer est faible. Un moyen de s'exercer dans ce genre de mesures est de faire appel à des cellules solaires courantes, donnant au maximum une tension de l'ordre de 0,4 à 0,5 V sous courant maximum de quelques milliampères à 2,2 A selon la grandeur de la cellule (voir fig. 3).

Remarquons que lorsque l'éclairement de la cellule varie, la tension produite varie peu mais c'est le courant qui varie dans le même sens que l'éclairement.

En examinant la figure 3 on vérifiera ce qui vient d'être dit.

La courbe (a) correspond à un éclairement de 100 mW/cm^2 , valeur connue aussi sous le nom de AM1. La courbe (b) correspond au même éclairement de la part du soleil mais la cellule est essayée avec un éclairement diminué par un dispositif atténuateur de lumière. Il s'agit d'une cellule de petites dimensions, $2,6 \text{ cm}^2$ de surface totale utile.

En ordonnées on a inscrit le courant en mA de 0 à 85 mA et en abscisses, la tension en mV. Par exemple lorsque la tension reste fixée à 200 mV, la courbe (a) (plein éclairement) indique un courant de 82,5 mA environ, tandis que la courbe (b)

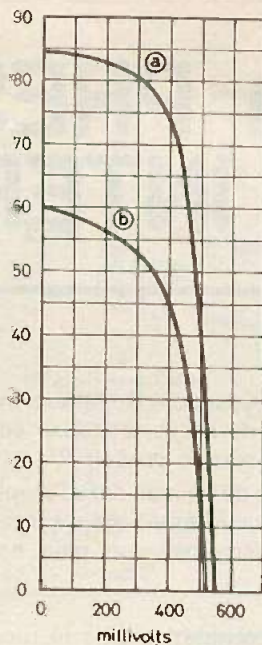


Fig. 3

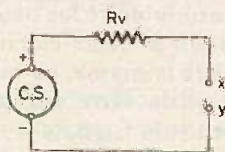


Fig. 4

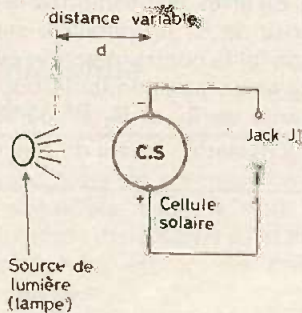


Fig. 5

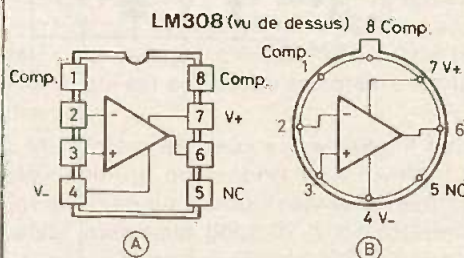


Fig. 6

indique un courant de 56 mA environ. Un courant très faible peut être obtenu en montant en série avec la cellule solaire, une résistance, comme indiqué à la figure 4.

La résistance interne de la cellule étant très faible, si la tension est de V_0 volts, le courant fourni entre x et y est V_0/R_v par exemple, soit :

$$V_0 = 0,2 \text{ V}$$

$$R_v = 1 \text{ M}\Omega$$

Le courant fourni sera :

$$I_0 = V_0/R_v$$

$$\text{ou } I_0 = 0,2/10^6 = 0,2 \mu\text{A}$$

Si le courant I_0 est imposé on déterminera la valeur de R_v . On a :

$$R_v = V_0/I_0$$

$$\text{ou } R_v = 0,2/0,5 \cdot 10^{-6} = 400\,000 \Omega = 0,4 \text{ M}\Omega$$

avec $I_0 = 0,5 \mu\text{A}$

L'expérience pourrait aussi se faire de la manière suivante. On connectera deux fils à la cellule solaire, le fil positif sera relié au contact masse de la fiche du jack J_1 et le négatif au contact restant (voir fig. 5).

La distance sera variable. On enfoncera la fiche ce qui connectera la cellule non encore éclairée, aux bornes d'entrée de l'appareil.

On éclairera très faiblement la cellule de manière à ce que son courant soit très réduit. Ensuite on augmentera l'éclairement de la cellule jusqu'à ce que M indique $50 \mu\text{A}$.

L'opération suivante est le branchement de la cellule au jack J_2 . L'instrument M devra indiquer un courant de $1 \mu\text{A}$. Cette différence énorme de lecture est due au fait que M possède une résistance beaucoup plus grande que celle d'une cellule solaire.

On en déduit que l'appareil devra être utilisé avec l'entrée sur J_1 et non sur J_2 sauf cas spéciaux. D'autre part, grâce aux diodes limiteuses D_1 et D_2 montées en tête-bêche, la tension maximum de sortie de l'amplificateur opérationnel, dans une des trois sensibilités, sera de $0,7 \text{ V}$ approximativement.

Alimentation

En ce qui concerne l'alimentation, elle sera fournie par l'intermédiaire du jack J_2 et on fera attention à ce que la borne désignée habituellement sous le nom de masse soit reliée au V^- et non à la masse.

Cette alimentation peut être de $\pm 20 \text{ V}$, par exemple 5,9 ou 12 V. Ne pas adopter une tension trop élevée ou trop basse. Le potentiomètre D_5 de $5 \text{ k}\Omega$ sera robuste et devra supporter la puissance par son branchement à la tension \pm . Par exemple, si elle est de $\pm 20 \text{ V}$, soit 40 V

En tout le courant qui passera par D_5 sera :

$$I = \frac{40}{50\,000} = 0,0008 \text{ A}$$

et la puissance dissipée sera : $P = 40 \cdot 0,0008 = 0,032 \text{ W}$ ou 32 mW

La simplicité du schéma permettra aux expérimentateurs de construire aisément l'appareil proposé. Voici à la figure 6 le brochage du LM308, en boîtier rectangulaire ou cylindrique, les branchements étant les mêmes.

Réglages de mise au point

La mise au point de l'appareil peut s'effectuer par les opérations suivantes :

1° Connecter une tension de $\pm V$ (± 2 à ± 20 , par exemple $\pm 15 \text{ V}$) en J_3 en faisant bien attention aux polarités. Le commun de la tension positive et de la tension négative sera connecté à la masse (voir fig. 7).

2° Fermer S_1 et placer S_2 en position (b) correspondant à la sensibilité de $0,5 \mu\text{A}$.

3° Ouvrir le commutateur S_3 .

4° Le curseur de R_4 (linéaire) sera au milieu de sa course.

5° Ajuster R_5 pour obtenir la lecture zéro du microampèremètre.

6° Ouvrir S_1 et placer S_2 en position de $50 \mu\text{A}$ (c).

7° Connecter une source de courant continu de faible valeur (par exemple une cellule solaire peu éclairée) au jack d'entrée J_1 , montée avec deux fils comme expliqué plus haut.

On pourra aussi utiliser une batterie de 1,5 V en série avec un potentiomètre de $1 \text{ M}\Omega$ monté en résistance variable. En effet, le courant de $50 \mu\text{A}$ est obtenu avec $300 \text{ k}\Omega$ donc le potentiomètre monté en résistance variable, donnera à la valeur maximum $1,5/10^6 = 1,5 \mu\text{A}$ et en diminuant la valeur de résistance en service, on obtiendra un courant de $50 \mu\text{A}$. Mesurer ensuite la tension de sortie de l'amplificateur avec un voltmètre pour lire 0,5 V en ajustant R_4 de manière à ce que M indique $50 \mu\text{A}$.

Cet appareil est particulièrement stable mais sa mise au point et son étalonnage semblent assez délicats.

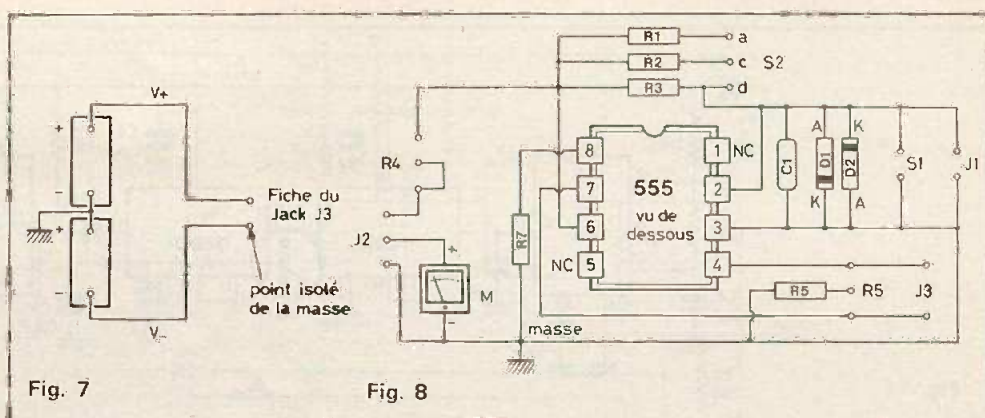
Les éléments utilisés ont les valeurs et caractéristiques indiquées ci-après :

Condensateur $C_1 = 0,1 \mu\text{F}$ disque céramique.

Diodes $D_1 = D_2 = 1\text{N}914$.

Circuit intégré LM308N (National) amplificateur opérationnel.

Jacks $J_1 =$ miniature phonos à circuit ouvert



$J_2 =$ jack subminiature phono à circuit fermé

$J_3 =$ jack phono à isoler de la masse

Microampèremètre : 0 à $50 \mu\text{A}$.

Résistances, toutes de $0,25 \text{ W}$, tolérance 5 %, au carbone, sauf mention différente.

$R_1 = 110 \text{ k}\Omega$ (par exemple $100 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega$ en série)

$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 1 \text{ M}\Omega$

$R_4 =$ potentiomètre ajustable de $10 \text{ k}\Omega$ linéaire

$R_5 =$ potentiomètre ajustable de $50 \text{ k}\Omega$ linéaire

$R_6 = 2,7 \text{ k}\Omega$

$R_7 = 10 \text{ M}\Omega$

Commutateurs :

S_1 et $S_3 =$ interrupteurs

$S_3 =$ commutateur unipolaire à trois positions dont le plot (b) ne sera pas connecté.

A noter que les sensibilités ne sont pas dans l'ordre croissant (ou décroissant) mais dans l'ordre suivant de (a) à (c) : $5 \mu\text{A}$, $0,5 \mu\text{A}$, $50 \mu\text{A}$. A la figure 8 on indique l'emplacement des composants et des connexions, les dimensions étant arbitraires.

Indiquons que l'auteur propose aussi de remplacer le LM308 par un LM307 à condition de connecter la broche 3 (entrée non inverseuse) à la masse par l'intermédiaire d'une résistance de $30 \text{ k}\Omega$ shuntée par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ et non directement comme il a été procédé

pour le LM308. Le LM307 se branche comme le LM308 mais les points 1, 8 et 5 doivent rester non connectés d'où suppression de R_7 .

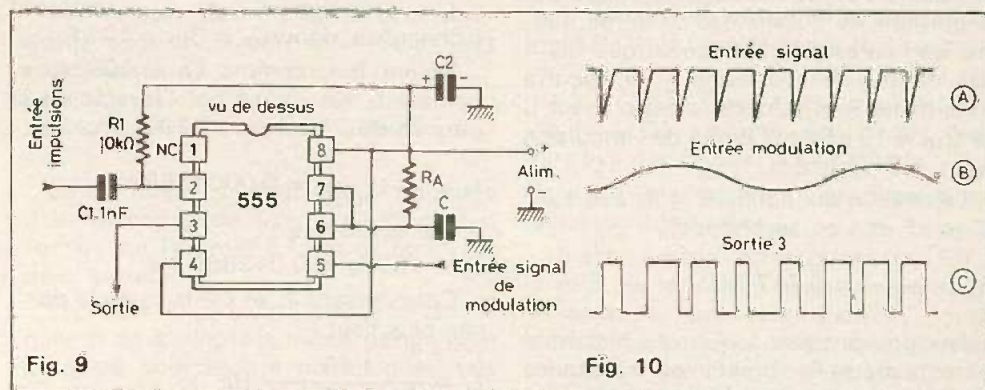
Montage modulateur

Dans *Elo*, volume 1 1980, nous relevons la description de quelques montages à circuit intégré 555 (auteur non cité). Voici d'abord à la figure 9 le schéma d'un modulateur d'impulsions. Le 555 est indiqué par son vrai brochage et vu de dessus. Des impulsions régulières sont appliquées à la broche 2 par l'intermédiaire de C_1 de $1 \mu\text{F}$. Cette broche est connectée au + alimentation par R_1 de $10 \text{ k}\Omega$.

L'alimentation peut être de 5 à 15 V, par exemple 9 V. Les points 4 et 8 sont connectés à la ligne positive. Cette ligne peut être découplée vers la masse par C_2 de quelques microfarads par exemple $10 \mu\text{F}$.

En l'absence de modulation, la sortie 3 donnera des impulsions d'égale longueur tandis que si l'on applique un signal de modulation, par exemple sinusoïdal, au point terminal (ou broche) 5, la largeur de l'impulsion sera proportionnelle à l'amplitude du signal de modulation. Cela peut être vérifié à l'oscilloscope, qui produira sur son écran des courbes comme celles de la figure 10.

En (A) des impulsions régulières provenant d'un signal rectangulaire intégré, en (B) le signal de modulation de forme sinu-



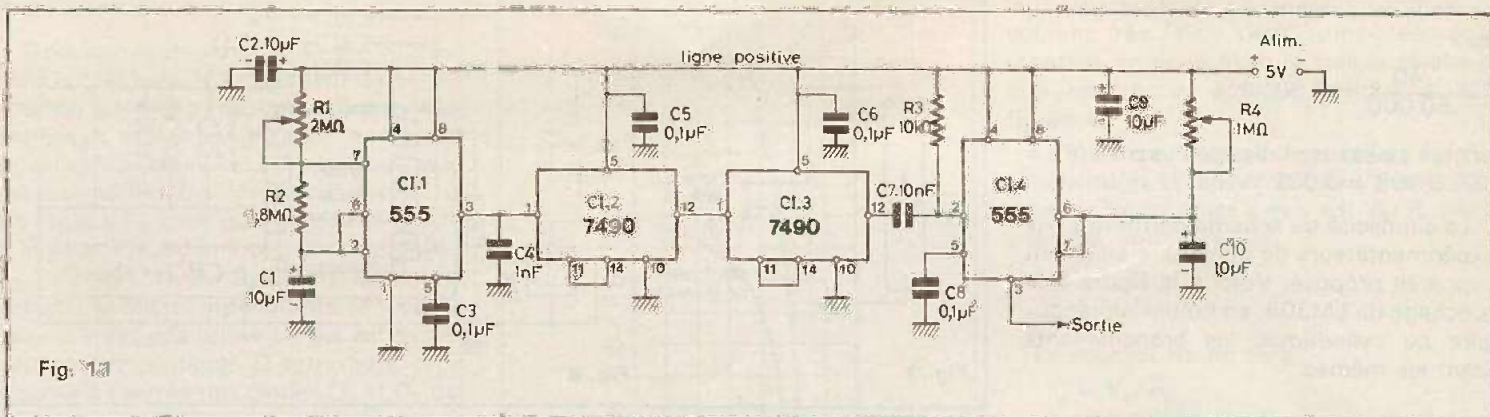


Fig. 11

soïdale par exemple et en (C) la tension rectangulaire à impulsions de rapport cyclique variable.

À l'entrée il faut appliquer les signaux d'un générateur d'impulsions régulières, réalisable avec un autre 555 par exemple.

Temporisateur à longue durée

Il s'agit d'un montage de la figure 11 dans lequel on trouve deux 555, deux 7490 et un 7805.

Les 7490 sont des coupleurs de la série TTL et sont montés dans le présent montage comme des diviseurs de fréquence. CI-1, le premier 555 est monté en multi-vibrateur astable, donc oscillant librement sans aucun signal extérieur.

La fréquence d'oscillation de ce CI dépend des valeurs de C_1 , de R_1 et R_2 . Comme R_2 est ajustable, la fréquence ne dépendra que du réglage de ce potentiomètre.

On a,

$$f_1 = \frac{1,49}{(R_1 + 2R_2) C} \text{ Hz}$$

avec R en $M\Omega$ et C en μF . Cela donne, avec R_2 réglé sur $1,8 M\Omega$.

$$f_1 = \frac{1,49}{3 \cdot 1,8 \cdot 10} = 0,027592$$

ce qui correspond à une période,

$$T = 1/f = 36,2 \text{ secondes}$$

On désire par exemple que CI-4, deuxième 555 du montage fournisse des impulsions de 8 secondes de durée, toutes les heures. En remarquant que CI-4 est monté en monostable, on pourra déterminer R et C , dans le cas présent $C = C_{10} = 10 \mu F$ et la durée de l'impulsion est $t = 8$ secondes.

La relation qui donne $R = R_4$ est, avec C en μF et t en secondes,

$$R_4 = \frac{t}{1,1 C} = 0,727 M\Omega$$

valeur pouvant être acquise en réglant le potentiomètre R_4 monté en résistance variable de valeur maximum $1 M\Omega$,

Cela admis, reste à voir quelle est la fonction des deux diviseurs de fréquence réalisés avec les compteurs 7490.

À l'entrée point 1 de CI-2 le signal est à la fréquence,

$$f = 0,0277592,$$

qui correspond à la période,

$$T = 36 \text{ secondes environ}$$

En une heure il y a 3 600 secondes, la division de fréquence devra être dans le rapport

$$\frac{3\ 600}{36} = 100 \text{ fois}$$

les CI sont montés en effet pour obtenir une fréquence très basse,

$$f_2 = \frac{1}{3600} = 0,00027778 \text{ Hz}$$

Bien entendu, rien ne s'oppose à ce que l'on modifie les valeurs de R_1 , R_2 et C_1 pour obtenir à la sortie 3 de CI-1, une autre fréquence f_3 .

Dans ce cas, les deux 7490 divisent toujours f_3 par 100, ce qui donnera à la sortie 12 de CI-3, une fréquence, $f_4 = f_3 / 100$

Connaissant f_3 on en déduira la période $t = 1/f_3$.

Il faudra ensuite que t soit plus grande que la durée de l'impulsion qui dans l'exemple précédent était de 81.

À titre d'exercice, nous allons calculer les valeurs des éléments du montage pour obtenir toutes les 2 heures, des impulsions dont la durée sera 12 secondes.

Les capacités C_1 et C_{10} resteront inchangées, donc $C_1 = C_{10} = 10 \mu F$.

De ce fait, comme $f_3 = 100 f_4$ et comme f_4 est donné par l'inverse de la période de 2 heures = 7 200 secondes,

$$f_4 = \frac{1}{2 \cdot 3600} = 0,00013889$$

et par conséquent,

$$f_3 = 100 f_4 = 0,013889 \text{ Hz.}$$

Connaissant f_4 et C_2 , la formule donnée plus haut,

$$f_3 = \frac{1,49}{(R_1 + 2R_2) C_1} \text{ Hz}$$

peut donner $R_1 + 2R_2$ en fonction de f_3 et C_1 .

On a, avec ces valeurs,

$$R_1 + 2R_2 = \frac{1,49}{10 \cdot 0,013889} M\Omega$$

On trouve,

$$R_1 + 2R_2 = 10,1279 M\Omega$$

Prenons comme précédemment $R_1 = R_2 = 0,33 M\Omega$.

Pratiquement cela conduira à prendre $R_2 = 0,33 M\Omega$

et R_1 égal à valeur supérieure permettant le réglage.

On prendra évidemment

$$R_1 = 0,5 M\Omega.$$

Le brochage du 555 est connu ; celui du 7490 est connu aussi.

Le CI est monté dans un boîtier DUAL IN LINE à deux fois 7 broches.

Dans chaque CI, on n'a branché qu'une partie des points terminaux : 5 à la ligne positive de + 5 V, 11 et 14 réunis, 10 à la masse, 12 est la sortie, 1 est l'entrée.

Remarquons dans ce montage, les découplages vers la masse, des points + des circuits intégrés par les condensateurs C_2 et C_9 , tous deux de $10 \mu F$, à disposer aussi près que possible des points 4 et 8 des 555.

Même remarque pour C_5 et C_6 de $0,1 \mu F$, découplant les sorties + alimentation, points 5 des CI-2 et CI-3.

On notera aussi la présence du circuit différentiateur $C_2 R_3$ ($10 nF - 10 k\Omega$) donnant au signal à TBF transmis au deuxième 555, la forme requise.

Le circuit déterminant la durée de l'impulsion, C_{10} et R_4 selon la formule

$$R = \frac{t}{1,1 C} M\Omega$$

donne avec $C = C_{10} = 10 \mu F$ et $t = 12$ secondes

$$R = R_4 = \frac{12}{1,1} = 10,9 M\Omega$$

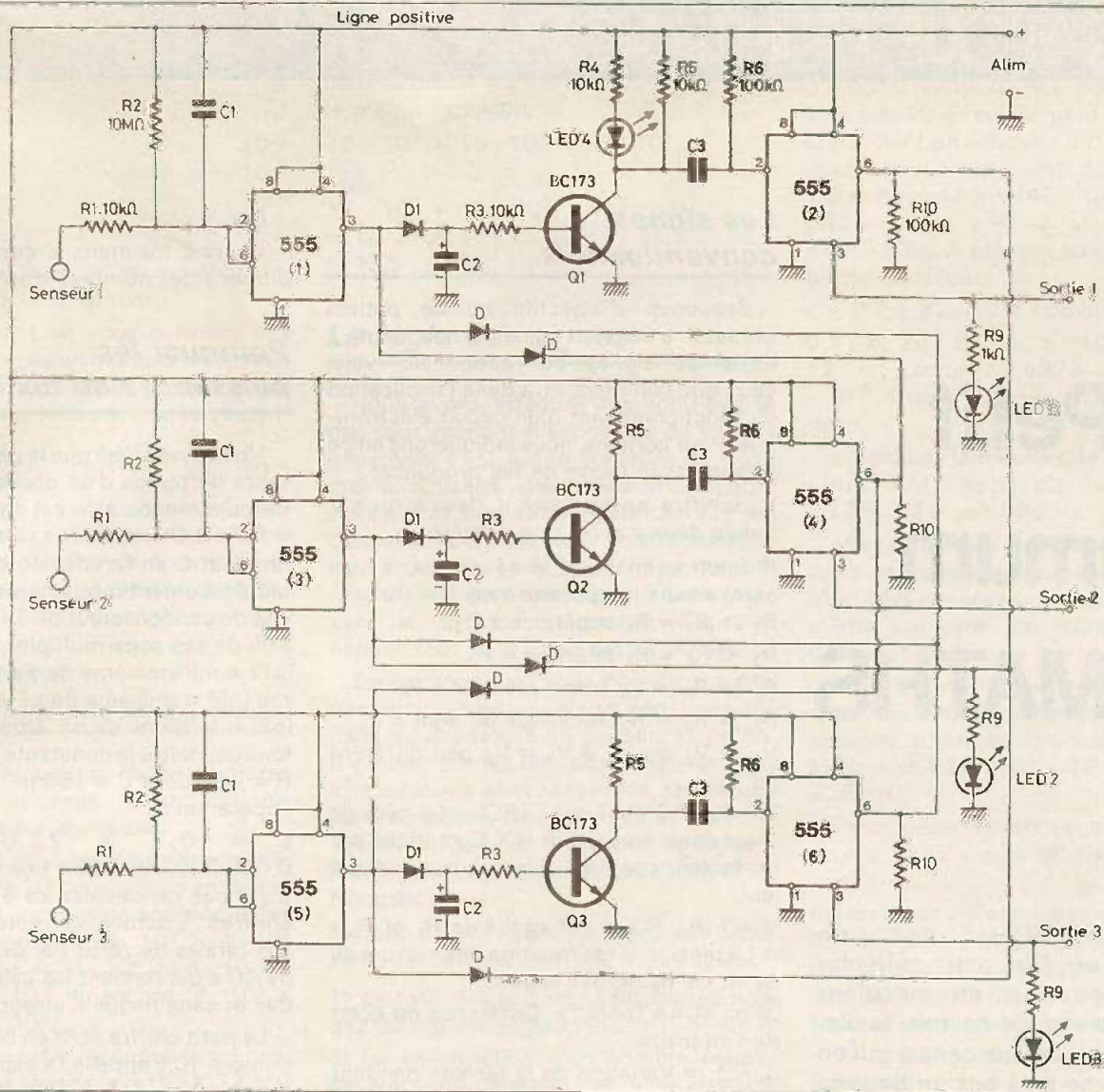


Fig. 12

De ce fait, on obtiendra, $R_4 = 1,5 M\Omega$ ou $2 M\Omega$, ou encore $1 M\Omega$ réglable en série avec $0,5 M\Omega$ fixe.

Voici maintenant un troisième montage avec des 555 qui peut être non seulement amusant mais aussi trouver de nombreuses applications utiles.

Senseur électronique à trois voies

Un « capteur » est tout simplement un dispositif sensible à une action quelconque. Un bouton de sonnerie est un « capteur » mot que l'on ne trouvera pas dans le dictionnaire habituel. Le mot correspondant anglais est « SENSOR » parfois traduit en français par capteur ou même pick-up. Dans le cas présent, le montage proposé est celui représenté à la figure 12. Il utilise six 555 et trois BC173, ainsi qu'un certain nombre de diodes dont l'auteur de l'article original n'a pas spécifié le type. Il est probable que

Lorsqu'on touche des « capteurs » par

exemple le capteur 1, la LED1 s'allume et les deux autres restent éteintes.

Si l'on touche un autre capteur, par exemple le capteur 2, la LED2 s'allume et les autres LED restent éteintes ou s'éteignent. Dans le cas de notre exemple, la LED1 était allumée, donc elle s'éteint, tandis que la LED3 était éteinte, donc elle continue à l'être jusqu'au moment où l'on touchera le capteur 3. Dans ce cas on verra les deux autres LED à l'état d'obscurité.

Les valeurs des éléments sont indiquées pour la plupart sauf celles des condensateurs; $1 nF$ pour C_1 , $+ 10 \mu F$ pour C_2 et $1 \mu F$ pour C_3 , pourraient convenir; ou toutes autres valeurs voisines.

Ce montage est semblable au montage d'un ensemble de trois poussoirs dont l'action sur l'un met à l'état de repos les deux autres.

Les trois voies sont à peu près identiques et on a adopté la même désignation pour les composants homologués tels que $R_1, R_2, C_1, C_2, D_1, D_2...$ Les valeurs des

éléments sont les mêmes dans les trois voies.

En ce qui concerne les « capteurs » ce sont des petites surfaces métalliques disposées sur une surface isolante. Leur diamètre est de l'ordre du centimètre.

Lorsque le 555 (1) est déclenché par l'atouchement du capteur 1, il oscille et la sortie 3 est au niveau haut. De ce fait D_1 est conductrice et l'impulsion positive est transmise par R_3 à la base de Q_1 , un BC173, NPN, dont la tension de collecteur diminue en raison de la polarisation positive de la base et du courant croissant de collecteur. La LED4 s'allume. La sortie 3 du 555 (2) est alors au niveau haut de la LED1 s'allume, son anode étant positive par rapport à sa cathode.

Grâce aux diodes D les deux autres voies sont bloquées.

Il est possible de remplacer les LED 1, 2 et 3 par les relais, ce qui permettra, de commander par atouchement, toutes sortes d'appareils: oscillateurs, alarmes, musicaux, gammes d'ondes, etc. ■

F. JUSTER

Le Petit Minimum de MATHS

L'ELECTRONIQUE est une science où l'on peut réfléchir beaucoup, tout en calculant très peu, elle est de ce fait facilement accessible à tous ceux « qui en veulent » même s'ils ont un bagage scolaire assez mince. Toutefois, nous sommes un peu obligés dans nos exposés d'utiliser des notations mathématiques qui sont, en fait, ultra simples, mais ces signes conventionnels demeurent souvent « du chinois » pour beaucoup, et il serait temps d'en donner la traduction.

L'écriture mathématique est une simplification d'écriture ; exemple, vous prononcez votre année de naissance en toutes lettres mais vous l'écrivez avec quatre chiffres...

Nous nous proposons donc de vous familiariser avec le strict minimum de maths qui vous est indispensable pour lire et comprendre. Si vous n'aimez pas les maths rassurez-vous, l'auteur non plus... aussi nous n'aborderons uniquement que le côté pratique pour l'électronique, afin que cela reste digeste et relaxe.

Les signes conventionnels

Beaucoup d'adjectifs ou de petites phrases s'écrivent plus simplement à l'aide de signes conventionnels, voici ceux que l'on rencontre dans l'explication du fonctionnement d'un circuit électronique. Pour certains, nous indiquerons entre guillemets la façon de les prononcer :

V_2 (chiffre en bas) = « V deux » ou « V indice deux » = tension numéro 2.

I^2 (chiffre en haut) = « I deux », « I au carré » ou « I exposant deux » = $I \times I$.

$R_1 > R_2 = R_1$ supérieur à R_2 .

$R_3 < R_4 = R_3$ inférieur à R_4 .

$R_5 \gg R_6 = R_5$ très supérieur à R_6 .

$R_7 \geq R_8 = R_7$ supérieur ou égal à R_8 .

$V_A \approx V_B$ ou $V_A \neq V_B = V_A$ peu différent de V_B .

$T = K \cdot RC$ ou $T = k \cdot (RC) =$ La période T est égale au produit $R \times C$ multiplié par un facteur constant K (ou k), non indiqué ici.

$V = f(R_5, R_6) =$ « V égal f de R_5 et R_6 » = La tension V est fonction des valeurs de R_5 et de R_6 . (C'est vague...).

ΔI ou $\delta I =$ « Delta I ». Différence ou écart de l'intensité.

$\Delta V / \Delta t =$ Variation de la tension pendant un espace de temps. C'est la vitesse de montée en tension.

$V = 1,46 \cdot I =$ La tension V est proportionnelle à I . (Ici $K = 1,46$).

Le signe x est souvent remplacé par un point, ou supprimé complètement quand il ne peut y avoir d'ambiguïté de lecture. Exemple : $1,46 \times I$ ou $1,46 \cdot I$ ou $1,46 I$.

Les parenthèses rassemblent un groupe de valeurs qui doit être par exemple multiplié par un nombre :

$$3(5 + 2) = 3 \times 7 = 21.$$

A ne pas confondre avec une parenthèse précédée de la lettre f minuscule qui ne signifie pas $f(x)$ mais fonction de (\quad).

Prenez garde aux valeurs écrites dans des textes anglais ou américains (notices, etc.), car points et virgules ont des significations inverses des nôtres ! Ainsi, trois mille virgule cinq s'écrit 3.000,5 en français et 3,000.5 en anglais...

Nous avons vu comment raccourcir des phrases, exemple celle-ci qui ferait un petit paragraphe :

$$R_5 = R_6 \geq R_3 = f(1/F)$$

Convaincu ?

Voyons maintenant comment « compresser » des nombres trop longs à écrire.

Pourquoi les puissances de dix ?

Vous savez déjà que la période ou constante de temps d'un oscillateur ou d'une bascule monostable est environ égale à $t = 0,7 \cdot RC$ mais avec t en secondes, R en ohms et C en farads ; or le farad est une unité tellement monstrueuse qu'il n'existe pas de condensateur de 1 F, d'où l'utilisation de ses sous-multiples, le microFarad (μF) = millionième de Farad, le nanoFarad (nF) = millième de μF et le picoFarad (pF) = millième de nF. Donc si nous voulons connaître la constante de temps avec $R = 22 \text{ M}\Omega$ et $C = 168 \text{ pF}$ il faudrait faire l'opération :

$$t = 0,7 \times 22.000.000 \times 0,000.000.000.168$$

Bon courage... et il n'y a pas de calculatrice à $8 + 12 = 20$ chiffres. L'astuce consiste à remplacer ces rafales de zéros par des « puissances de 10 » qui rendent les calculs ultra rapides et sans risque d'erreur sur la virgule.

Le petit chiffre écrit en haut à droite du nombre 10 s'appelle l'« exposant », il veut dire combien de fois 10 a été multiplié par lui-même, ainsi $10^2 = 10 \times 10 = 100$; $10^3 = 1000$ et $10^1 = 10$.

Plus simplement on peut dire aussi que l'exposant est le nombre de zéros qu'il y a après le chiffre 1. Ainsi, et ce point est important, $10^0 = 1$ et non pas zéro. Notre résistance de $22 \text{ M}\Omega$ s'écrit donc $22 \cdot 10^6$ (prononcer « 22 dix puissance six »), ce qui sous entend 22 suivi de six zéros, donc bien 22 millions. De même, $27 \text{ k}\Omega$ s'écrit $27 \cdot 10^3 \Omega$.

Voyons maintenant les petites valeurs, celles où on est obligé de fractionner l'unité comme c'est le cas pour le farad et très souvent pour la seconde, l'ampère et le volt :

Trois dixièmes peut s'écrire $3/10$; $0,3$ ou encore $3 \cdot 10^{-1}$ (prononcer « trois dix moins un »). L'exposant négatif donne la position après la virgule du chiffre des unités. Voici quelques exemples où le chiffre des unités sera 3 :

$23 \cdot 10^{-4} = 0,0023$; $3,2 \cdot 10^{-2} = 0,032$; $843 \cdot 10^{-2} = 8,43$. On peut aussi dire que l'exposant négatif indique le décalage de la virgule vers la gauche.

Voici maintenant les exposants à savoir par cœur :

Giga (G) =	10^9
méga (M) =	10^6
kilo (k) =	10^3
milli (m) =	10^{-3}
micro (μ) =	10^{-6}
nano (n) =	10^{-9}
pico (p) =	10^{-12}

Toujours de trois en trois, donc un tableau facile à reconstituer.

Si un exposant ne vous convient pas parce qu'il n'est pas un multiple de 3, vous pouvez le modifier à condition de « décaler la virgule » sur le multiplicateur, exemples :

$$35 \cdot 10^4 = 350 \cdot 10^3 \text{ ou } 3,5 \cdot 10^{-4} = 3,5 \cdot 10^{-3}$$

Rassurez-vous, nous verrons plus loin qu'il existe une calculatrice à cent francs qui effectue automatiquement tous ces calculs.

Les opérations avec les puissances de dix

Nous savons comprimer des nombres encombrants en zéros, voyons maintenant comment les manipuler.

Lorsqu'on multiplie des nombres notés en puissance de 10, on multiplie entre eux les multiplicateurs mais on additionne les exposants. Exemples : $6 \cdot 10^3 \times 4 \cdot 10^2 = 6 \times 4 \cdot 10^{3+2} = 24 \cdot 10^5$ ou $8 \cdot 10^{-2} \times 7 \cdot 10^{-3} = 56 \cdot 10^{-5}$ ou encore : $4 \cdot 10^5 \times 8 \cdot 10^{-2} = 32 \cdot 10^3$.

Nous savons enfin résoudre notre problème de tout à l'heure : $t = 0,7 \times 22 \text{ M}\Omega \times 168 \text{ pF}$.

$$t = 0,7 \times 22 \cdot 10^6 \times 168 \cdot 10^{-12} = 0,7 \times 22 \times 168 \cdot 10^{-6}$$

$$t = 2\,587 \cdot 10^{-6} = 2,587 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 2,587 \cdot 10^{-3} \text{ soit } \approx 2,6 \text{ ms.}$$

Calculons la fréquence :

$$f = \frac{1}{2,6} \cdot 10^{-3} = \frac{1}{2,6} \cdot 10^3 \approx 0,385 \text{ kHz} = 385 \text{ Hz}$$

Vous avez remarqué que pour faire passer une puissance de 10 d'un côté à l'autre d'un trait de fraction, il suffit simplement de changer le signe de l'exposant.

Pour diviser des nombres en puissances de dix c'est le même processus : On divise normalement les deux nombres et on soustrait l'exposant du diviseur à celui du divisé. Exemples :

$$12 \cdot 10^6 : 4 \cdot 10^2 = 3 \cdot 10^{6-2} = 3 \cdot 10^4$$

$$12 \cdot 10^2 : 4 \cdot 10^6 = 3 \cdot 10^{2-6} = 3 \cdot 10^{-4}$$

$$12 \cdot 10^{-2} : 4 \cdot 10^{-4} = 3 \cdot 10^{-2-(-4)} = 3 \cdot 10^{-2+4} = 3 \cdot 10^2$$

Pour additionner ou soustraire des nombres en puissances de dix, il faut bien sûr que les protagonistes soient ramenés dans la même « unité », c'est-à-dire avec le même exposant.

$$12 \cdot 10^3 + 15 \cdot 10^3 = 27 \cdot 10^3,$$

mais

$$12 \cdot 10^3 + 15 \cdot 10^2 = 12 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^3 = 13,5 \cdot 10^3.$$

La règle des signes

Nous avons effectué des additions et des soustractions d'exposants de valeurs négatives, c'est-à-dire précédés du signe moins. L'usage des nombres négatifs s'appelle la « notation algébrique ». Il est certes assez difficile pour un être matérialiste de concevoir la réalité d'un nombre négatif, -6 par exemple ; une analogie avec la comptabilité serait d'appeler négatif tout ce qui est dettes ou débit.

En électronique, vous ne rencontrerez des calculs avec les valeurs négatives que dans les exposants de puissances de dix. Il y a bien sûr les tensions négatives mais ici les calculs sont rarissimes, tandis que les résistances, les intensités et les puissances négatives n'existent (pratiquement) pas ; idem pour les capacités et les fréquences.

Donc pour le calcul du signe des exposants ne retenez que ces deux règles :

- 1) Le total des valeurs négatives (somme des dettes) est négatif : $(-2) + (-5) = -7$.
- 2) La soustraction d'un nombre négatif devient une addition : $4 - (-2) = 4 + 2 = 6$.

Vous avez saisi la signification des nombres en puissances de dix, mais par manque d'entraînement vous ne vous sentez pas encore sûr de vous pour jongler avec. Peu importe, car une petite merveille fera tous ces calculs pour vous sans se tromper, c'est une calculatrice dite « scientifique ». Celle que nous recommandons ne coûte que cent francs environ (parfois moins) et l'auteur n'utilise plus que celle-ci depuis plusieurs années pour concevoir ses prototypes ; c'est la « Texas - TI-30 ».

Utilisation de la Texas - TI-30

Les notices des calculatrices sont toujours rédigées pour ceux qui connaissent déjà les fonctions mathématiques. Pour nous électroniciens, la situation est différente : nous n'avons pas envie de connaître les subtilités de la mathématique, la machine elle-même les connaît alors qu'elle se

débrouille avec les données qu'on lui donne.

Une touche marquée « EE » permet d'afficher n'importe quel nombre en puissance de 10. Exemple, pour écrire $220 \text{ k}\Omega$ ($220 \cdot 10^3$) on affiche « 220 » puis « EE » et « 3 » tout simplement ; il apparaît « 220 .03 ». Pour 42 mA ($42 \cdot 10^{-3}$) on affiche « 42 » « EE » « +/- » et « 3 ». On lit « 42 .-03 ». A présent posons-lui le problème du début :

$$t = 0,7 \times 22 \text{ M}\Omega \times 168 \text{ pF. Entrons :}$$

0,7 ; x ; 22 ; EE ; 6 ; x ; 168 ; EE ; +/- ; 12 ; = ; Lecture : $2,5872 \cdot 10^{-3}$ soit $2,59 \cdot 10^{-3}$. Durée totale moins de dix secondes...

Enfonçons la touche « 1/x », donc pour nous $1/t$, apparaît la fréquence « 3,86 .02 » soit 386 Hz.

Mieux, pour les additions ou soustractions de valeurs en puissances de dix, il n'est plus nécessaire de tout ramener au même exposant : on entre les données brutes et on appuie sur la touche « = ».

Pour diminuer la valeur de l'exposant d'un résultat, donc après la touche =, appuyez autant de fois sur la touche EE. Exemple : $4,25 \cdot 10^5 - EE - EE -$ donne $425 \cdot 10^3$.

Pour élever l'exposant appuyer sur la touche « INV » puis EE, INV, EE, etc.

Si le résultat d'une opération posée normalement, c'est-à-dire sans la touche EE, dépasse la capacité des huit chiffres, elle affiche automatiquement le résultat en puissance de dix, et ce jusqu'à concurrence d'un exposant maxi de ± 22 !

Si le résultat est infini, exemple $1 : 0$ ou impossible comme $\sqrt{-2}$, elle nous affiche le mot « Error » avec ses digits. Autre gadget super utile, si on reste 12 minutes sans s'en servir, elle s'éteint automatiquement. Vous n'aurez certainement pas l'occasion d'exploiter toutes les possibilités de ses quarante touches...

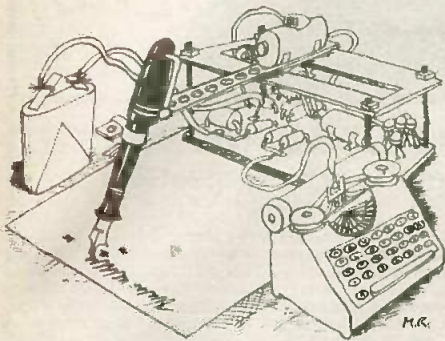
Conclusion

Arrêtons-nous là pour aujourd'hui ; vous savez maintenant lire ce que vous appelez les « passages écrits en chinois ». Pour ces indispensables calculs en puissance de dix, vous avez le choix de vous entraîner avec nos petits exemples et en conservant votre calculatrice, ou bien d'acquérir une « scientifique » qui vous fera gagner du temps mais surtout de l'assurance.

Le mois prochain, nous nous familiariserons avec des notions très différentes mais très importantes, parce qu'utiles pour notre « hobby », à savoir, les échelles logarithmiques et la notation en décibels.

Michel ARCHAMBAULT

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

6 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 PUBLICITÉ (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

ORGUE TROIS OCTAVES

N° 26 Nouvelle série p. 82

Le schéma de principe précise que le circuit NE 555 s'alimente sous 9 V de tension alors que sur la « maquette » il n'est ali-

menté que sous 5 V tout comme le 7473 grâce aux éléments R_{27} et D_3 . Les deux possibilités sont bonnes.

METRONOME

N° 26 Nouvelle série p. 90

Dans la liste des composants les corrections n'ont pas été effectuées. Il fallait supprimer la cinquième ligne et donner à R_4 ,

$R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange) comme le laissait supposer la distribution des couleurs.

ANTIVOL AUTO

N° 26 Nouvelle série p. 101

Sur l'implantation des éléments, on aperçoit par transparence en bleu foncé le tracé du circuit imprimé, seulement au niveau de l'anode de D_{10} .

le dessinateur a fait revenir la liaison sur le collecteur de T_3 alors qu'il fallait que la liaison se poursuive jusque sur la base.

Composition

Photocomposition : ALGAPRINT, 75020 PARIS
Impression - couverture : S.P.I. 75019 PARIS
intérieur : EDICIS, LA HAYE-MUREAUX
Distribution : S.A.E.M. TRANSPORTS PRESSE

Le Directeur de la publication :
A. LAMER

Dépôt légal N° 546 - 2^{er} trimestre 1980

Copyright © 1979

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 d'autorisation pour reproduction quel que soit le procédé, doit être adressée à la Société des Publications Radio Electriques et Scientifiques.

SIRÈNE DE PUISSANCE

N° 26 Nouvelle série p. 121

Le tracé du circuit imprimé du module de puissance comporte, d'une part, l'oubli d'une piste entre le plus de C_1 et la résistance R_1 , et d'autre

part, une erreur au niveau de l'extrémité de la résistance R_3 dont la liaison doit revenir sur la base de T_2 et de T_4 et non sur l'émetteur de T_2 et de T_4 .

Recherche représentants multi-carte pour vente de matériel, accessoires Hi-Fi et vidéo, cordons, fiches, câble. Secteur PARIS et région NORD, EST. Env. C.V. à GENERALE INDUSTRIELLE DE CABLAGE, 19, rue Delorme, 03000 MOULINS.

Vends BC 107 : 1 F, 2N2222 : 1,50 F, 2N1711 : 1,70 F, 2N3055 : 6 F, TRIACS 6 A, 400 V : 4,50 F, SN7400 : 1,80 F, SN7490 : 3,50 F, SUP 1, 4 br. : 1,50 F. Liste contre enveloppe timbrée. CARON, 14, rue Gambetta, 59410 ANZIN.

Détecteur de radioactivité. Portable. Etanche. Pour géologie. Rech. rayons cosmiques. Transformable. Fonction. av. 2 piles 1,5 V. Livré complet. 3 K. Etat neuf. Val. : 2 500 F, vendu contre remboursem. : 350 F + port. BOISMOREAU-LIEZ, 85420 MAILLEZAIS.

Apprenez à dépanner et à régler votre voiture. Stage : une semaine 430 F. J.-L. MORTIER MARNOZ 39110 SALINS.

« Vds oscillo 8 MHz, 5 mV à 200 VId transistors et CI Bdt 1 μ s à 5 s Px : 1 100 F. Ecrire Gaëtan Paifroy, 22, clos des Blasches, 38550 St-Maurice l'Exil. »

BREVETEZ VOUS-MEMES VOS INVENTIONS. Grâce à notre guide complet, vos idées nouvelles peuvent vous rapporter gros, mais pour cela, il faut les breveter. Demander la notice 78 : « Comment breveter ses inventions », contre 2 timbres à ROPA. B.P. 41, 62101 CALAIS.

Partant de tous documents, réalisons vos C.I. sur V.E. : 18 F le dm^2 1 face, 23 F : 2 faces. Film, étam, perçage inclus. Scotchcal alu et plastique (calques) : 8 F le dm^2 . (Chèque à la commande + 5 F de port). IMPRELEC-LE-VILLARD, 74550 PERRIGNIER. Tél. (50) 72.41.25.

Cherchons vendeurs techniciens dégagés des obligations militaires pour : Sté Nouvelle Radio Prim. 5, rue de l'Aqueduc, 75010 PARIS. Tél. 607.05.15.

Votre C.I. sur époxy : 18 F le dm^2 , étamage inclus. Port : 8 F en récept. RIVERO, 19, rue de la Croix, 13007 MARSEILLE. A partir du 2 juin, 153, rue Paradis, 13006 MARSEILLE. Tél. (91) 33.35.76.

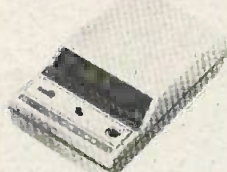
Vds lot composant électr. Bas prix. Demander liste à M. SZARZENSKI, 6, rue du Marais, CLAIROIS 60200.

Vends MICRAL 80-20. ORDINATEUR INDIVIDUEL. Tél. 734.43.01 ou 755.91.61.

BK PRECISION**CAPACIMETRE BK 820**

De 0,1 pF à 999,9 mF en 10 g.
Précision ± 0,5 % ± 1 digit
jusqu'à 100 µF = 1 % de 1 mF à 1 F.

Poids 675 g. Alimentation piles.
Prix 1 240 F

FREQUENCEMETRE BK 1827

Fréquence de 100 Hz à 30 MHz.
Sensibilité 100 mV, eff., 200 kHz
à 30 MHz — 200 mV, 100 Hz à 200 kHz.

Prix 1 150 F

FREQUENCEMETRE BK 1850

Lecture de 5 Hz à 520 MHz.
Périodémètre de 5 Hz à 1 MHz.
Sensibilité 50 mV à 520 MHz.
TCXO. Quartz compression
température.

Prix 4 520 F

metrix**MULTIMETRES NUMÉRIQUES****PROMO MX 500**

- Cristaux liquides, 2000 points 7 segments. Hauteur des chiffres: 18 mm.
- Polarité automatique.
- Volt continu: de 1 mV à 1000 volts.
- Volt alternatif: de 1 mV à 600 volts.
- Intensité continu: de 10 µA à 2 A.
- Intensité alternatif: de 10 µA à 2 A.
- Ohmmètre: de 1 Ω à 20 MΩ.
- Alimentation: 2 piles de 9 volts.
- Autonomie: 1 000 h environ.

Prix 980 F

MX 727

LED, 7 segments de 16 mm, 2000 points.
Volt continu: ± 100 µV; 1 000 V.
Volt alternatif: 1 mV à 600 V, 40 Hz à 25 kHz.

Intensité continu: ± 10 µA à 10 A.
Intensité alternatif: 10 µA à 10 A.
Ohmmètre: 0,1 Ω à 20 MΩ.

Projection: 1 000 V sur calibre V et 220 V sur calibre Ω.

Polarité automatique.
Prix modèle secteur 1 170 F

Modèle avec batterie cadmium nickel et chargeur-secteur 1 270 F

**NOUVEAUTÉ SONDE THT LHM - 80 A**

Pour TV couleur et noir et blanc. De 0 à 40 KV DC à 20 kΩV.
(45 µA Meter)

Prix 299 F

sinclair**NOUVEAU : OSCILLO SC 110**

Dimensions de l'écran 32 x 26 mm.
Bande passante: DC à 10 MHz, ± 3 dB à 1 div. Sensibilité 10 mV/div. à 50 mV/div. en 12 positions. Alimentation par piles (option batterie rechargeable + bloc secteur chargeur).

Prix (prévoir un délai) 1 950 F

elc**SC 754 PROMOTION****PORTABLE**

Oscillo 0 à 12 MHz - 5 mV
Base de temps déclenchée avec relaxation automatique en l'absence de signal étalonée de 1 µs à 5 ms en 12 positions.
Synchronisation: positive ou négative en interne ou externe, séparateur T.V.I. et T.V.L.

Tube rectangulaire D 7201 GH.
180 - 75 - 300 mm. Masse 3,5 kg.

Prix 1 700 F

elc NOUVEAUTÉ GÉNÉRATEUR BF 791

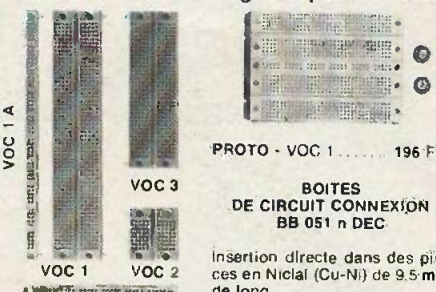
Sinusoidal ou rectangulaire, gammes de 1 Hz à 100 kHz.

Prix 690 F

elc SONDE COMBINÉE SD 742 (avec accessoires)

Trois positions 1/1, Réf. 0 et 1/10. S'adapte pratiquement à tous les oscilloscopes équipés d'une entrée sur B.N.C. Performances position 1/10.

Résistance d'entrée 10 MΩ + 1 % avec oscillo de 1 MΩ de résistance d'entrée. Capacité ramenée à 12 pF pour un oscillo de 30 pF. Compensation réglable de 10 à 60 pF. Tension max. 600 V continu ou C à C. Bande passante: du continu à 70 MHz 190 F

voc**PLAQUES DE CONNEXION Pour réaliser sans soudures, vos montages expérimentaux.**

PROTO - VOC 1 196 F
BOITES DE CIRCUIT CONNEXION BB 051 n DEC
Insertion directe dans des pinces en Nicral (Cu-Ni) de 9,5 mm de long.
Résistances - Capacités.
Transistors diodes max

VOC 1 128 F
VOC 1 A 25 F
VOC 2 0,8 mm.
VOC 3 BB 051 n DEC
89 F
840 contacts, pas de 2,54.
22 F Prix ... 189 F - En Kit ... 149 F

MULTIMETRE DIGITAL DIGI'VOC

- Polarité automatique.
- 2 000 points.
- Impédance d'entrée 10 MΩ.
- Continu et alternatif
- 2 V, 20 V, 200 V, 1 000 V.
- 2 mA, 20 mA, 200 mA, 1 A.
- Résistances: 2 kΩ, 20 kΩ, 200 kΩ, 2 MΩ, 20 MΩ. Alm. secteur: 110/220 V 850 F

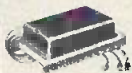
MULTIMETRE DIGI'VOC 2

- 2 000 points.
- 5 gammes de mesure, 17 caillères.
- Affichage par cristaux liquides.

Prix 636 F

Composants SIEMENS (PRIX PAR QUANTITE)**CIRCUITS INTÉGRÉS**

S 566 B	35 F	SO 436	54 F	TCA 965	21 F
SAB 3211	29 F	S 89	203 F	TD A 1037	18 F
SAB 3271	82 F	S 353	93 F	TD A 1046	28 F
SAB 4209	84 F	TAA 761 A	8 F	TD A 1047	28 F
SAJ 141	33 F	TAA 861 A	7,5 F	TD A 1195	32 F
SAS 560 S	26 F	TAA 4765	22 F	TD A 2870	22 F
SAS 570 S	27 F	TBA 221 B	4 F	TD A 3000	24 F
SAS 580	27 F	TCA 105	20 F	TD A 4050	21 F
SAS 590	27 F	TCA 205	25 F	TD A 4290	24 F
SAS 6800	34 F	TCA 315	10 F	TDB 055	5,45 F
SO 41 P	16 F	TCA 335 A	11 F	TDB 056	13,65 F
SO 42 P	18 F	TCA 245	18 F	UAA 170	18 F
SO 42 E	47 F	TCA 780	27,5 F	UAA 180	18 F



SRP. Allumage à transistors pour moteur avec alimentation 12 V négatif à la masse.
Avantage:

- Exactitude du point d'allumage - usure pratiquement nulle des contacts du rupteur.
- Démarrage plus facile avec moteur froid, tensions d'allumage plus élevées du fait de la forme rectangulaire des flancs de commutation.
- Aucun parasite créé par le rupteur dans les auto-radios du fait qu'aucun courant fort ne circule.

Modèle SIEMENS "SRP" complet prêt à être posé 264 F

CONTROLEUR TENSION DE 4,5 à 380 V et vérificateur de la nature du courant 31 F

CONTROLEUR COMBINÉ identique, indique la continuité 76 F

LEDS 3 mm

LD 30 C, claire	2,00 F
LD 35 A, orange	3,00 F
LD 30 A, rouge	1,80 F
LD 37 A, vert	3,00 F

LEDS 5 mm

LD 57 C, claire	4,40 F
LD 55 A, orange	2,30 F
LD 57 A, vert	2,30 F
LD 41 A, rouge	1,90 F
LD 471, vert	9,00 F
LD 461, rouge	3,00 F

PHOTORESISTANCE

RPY 60 28,00 F

MAGNÉTO-RÉSISTANCES

FP 200 L, 100 198 F

FP 210 D, 250 201 F

GÉNÉRATEURS effet HALL

SV 110 520 F

SV 210 530 F

LES MEILLEURES FERS A SOUDER

pour circuits intégrés et semi-conducteurs.
TCSU1 avec CTC



Fers thermostates de haute précision. Réglage de la température avec précision de 2 % entre 150 et 400 °C.
Complet 630 F

NOUVEAU FER A SOUDER WAHL

à batterie rechargeable incorporée



ENSEMBLE 7700 orange, livré complet avec fer, socle chargeur, 2 panes n° 7545 et n° 7546, une prise courant multiple USA-RFA-France.
Prix 187 F

DEMANDEZ NOTRE NOUVEAU CATALOGUE
182 pages abondamment illustrées de COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES, PIÈCES DÉTACHÉES et APPAREILS DE MESURES (contre 20 F)

BON A DÉCOUPER (ou à recopier)

et à adresser à CIBOT, 3, rue de Reuilly, 75012 Paris.

NOM Prénom

Adresse

Code postal Ville

Ci-joint la somme de 20 F :

en chèque bancaire en chèque postal en mandat-lettre

Cellule solaire « RTC » 1^{er} choix : 60 F par 10 : 54 F - Par 100 : 48 F.
Cellule solaire « RTC » 0,5 A-0,5 V 29 F

LES MAGASINS CIBOT A PARIS :

- 1 et 3 RUE DE REUILLY - 75012 PARIS
Tous les appareils de mesures, les composants et la vidéo.
- 12 RUE DE REUILLY - 75012 PARIS
Radios - Radio K7 - Magnéto K7 - Radio-réveils
- A 5 MINUTES : 136 Bd DIDEROT - 75012 PARIS
- Tous les H.P. et kits : AUDAX - BST - CELESTION - ITT - PHILIPS - ROSELSON - SIARE
- Tous les kits : AMTRON - IMD - JOSTY - MTC - OK - 3 auditoriums pour la HiFi et la Song

UN CHOC FANTASTIQUE ! DES PRIX SUPER !

POSSIBILITES DE CREDIT (CREG et CETELEM) de 3 à 24 mois selon désir et réglementation en vigueur.

A PARIS : 3, Rue de Reuilly, 75012

Tél. : 346.63.76 (lignes groupées)

Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

A TOULOUSE : 25 rue Bayard, 31000 Tél. : (61) 62.02.21

Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 19 heures sans interruption sauf dimanche et lundi matin

EXPÉDITIONS RAPIDES PROVINCE ET ÉTRANGER