

5 F

édité par le Haut-Parleur

électronique pratique

N5 NOUVELLE SERIE. MAI 1978

Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Expérimentations

Un effet de haut-parleur tournant (LESLIE)

(Voir sommaire détaillé p. 71)



électronique pratique



REVUE MENSUELLE

ABONNEMENTS

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

11 numéros

ELECTRONIQUE PRATIQUE. Prix : 40 F
Etranger : prix : 70 F

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

LE HAUT-PARLEUR

+ **ELECTRONIQUE PRATIQUE à 110 F**
Etranger à 180 F

SONO + LE HAUT-PARLEUR

+ **ELECTRONIQUE PRATIQUE à 155 F**
Etranger à 225 F

En nous adressant votre abonnement
précisez sur l'enveloppe
« Service Abonnements »

2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS

IMPORTANT : Ne pas mentionner notre numéro de
compte pour les paiements par chèque postal.

Prix d'un numéro..... 5 F

Les règlements en espèces, par courrier, sont stric-
tement interdits.

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faci-
litez notre tâche en joignant à votre règlement soit
l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé
des indications qui y figurent.

* Pour tout changement d'adresse, joindre 1 F et la
dernière bande.

ADMINISTRATION REDACTION

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital
de 120 000 F.

2 à 12, rue Bellevue - 75019 PARIS
Tél. : 200.33.05

Directeur de la publication :
A. LAMER

Directeur technique :
Henri FIGHIERA

Rédacteur en chef :
Bernard FIGHIERA

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

Les manuscrits publiés ou non ne sont pas
retournés.

PUBLICITE

SOCIÉTÉ AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ

43, r. de Dunkerque, 75010 PARIS
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. Paris 3793-60



Sommaire

N° 5
NOUVELLE
SÉRIE

Réalisez vous-mêmes

- 73 Un chenillard à temps réglables
- 79 Un temporisateur de plafonnier
- 84 Un effet de haut-parleur tournant (Leslie)
- 90 Un dispositif de mémoire secteur
- 93 Un touch-control BF
- 99 Un hydrotimètre-conductimètre
- 107 Un testeur de transistors
- 111 Réalisation pratique de temporisateurs
- 126 Réalisation d'une enceinte acoustique (3^e partie)

En kit

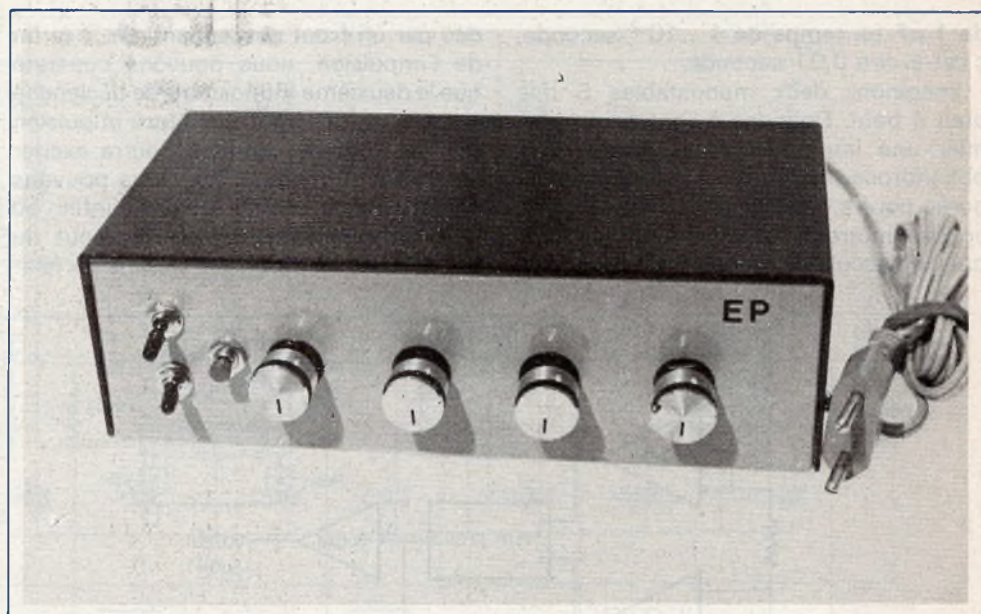
- 119 Une horloge numérique IMD KN23

Pratique et initiation

- 122 Une alimentation stabilisée fixe 1,2 à 152 A
- 134 Les régulateurs de tension
- 139 Les applications du NE555
- 145 Le test de la bascule

Divers

- 165 Nos lecteurs écrivent (rectificatif)



CHENILLARD

à temps réglables

LA vogue actuelle pour les jeux de lumière a permis d'introduire de nouveaux dispositifs lumineux. Ainsi, après les clignoteurs, psychédéliques, gradateurs, stroboscopes, lumières noires sont apparus les chenillards. Ceux-ci provoquent, comme leur nom l'indique, des effets de cascades lumineuses. Cette sensation ne peut être produite qu'avec une rampe de spots disposés en lignes. Le rythme de défilement est généralement réglable. Malgré ce réglage, le chenillard a vite épuisé ses effets lumineux. Pour éviter cette monotonie, nous vous proposons un chenillard d'un type spécial. Celui-ci a la possibilité de régler individuellement chaque temps d'allumage (en positif), ou chaque temps d'extinction (en négatif). D'un côté, on peut envoyer une deuxième salve (lumineuse pour la sécurité de nos lecteurs) ; ce qui provoque des effets de poursuites entre les lampes. En outre il y a possibilité d'extension du nombre de voies, comme nous le verrons un peu plus loin.

Le principe

Pour ce faire, nous avons utilisé un circuit intégré, très répandu, et peu coûteux : il s'agit du NE 555. Cette petite « boîte noire » ne contient pas moins de 23 transistors, 2 diodes et 15 résistances sur une superficie d'à peine 1/2 cm².

Son diagramme fonctionnel est donné à la figure 1. Nous distinguons deux comparateurs, une bascule RS et un étage de puissance. Celui-ci peut fournir en pointe près de 200 mA, ce qui est très largement suffisant pour déclencher des triacs.

Nous avons utilisé ce circuit comme monostable. A la figure 2, nous en voyons les détails. Une bascule de ce type se déclenche par le front descendant d'une impulsion qu'on lui aura administrée à sa borne trigger (entrée).

En sortie se présentera un créneau de durée variable et fonction de R et C. Nous apercevons à la figure 3 le rapport RC et temps. Nous observons par exemple, pour une résistance de 10 k Ω et une capacité

de $1 \mu\text{F}$ un temps de $1 \cdot 10^{-2}$ seconde, c'est-à-dire 0,01 seconde.

Imaginons deux monostables S mis bout à bout. Donnons à l'entrée du premier une impulsion. A sa sortie nous obtiendrons une autre impulsion dont la durée pourra être ajustée au moyen d'un potentiomètre. Nous avons vu plus haut qu'une bascule de ce genre est comman-

dée par un front descendant. Or, à la fin de l'impulsion, nous pouvons constater que le deuxième monostable se déclenche à son tour, générant une autre impulsion qui, au front descendant, pourra exciter un troisième monostable. Nous pouvons étendre cette chaîne jusqu'à l'infini ou plus raisonnablement jusqu'au bout du porte-monnaie. Pour des raisons de faci-

lité, nous nous sommes bornés à quatre monostables, ce qui est loin d'être insuffisant.

Le schéma final est livré à la figure 5.

Nous avons eu recours à une petite astuce. Ainsi, la modulation négative ou positive a été faite simplement en polarisant les anodes 1 des triacs par rapport au plus ou à la masse.

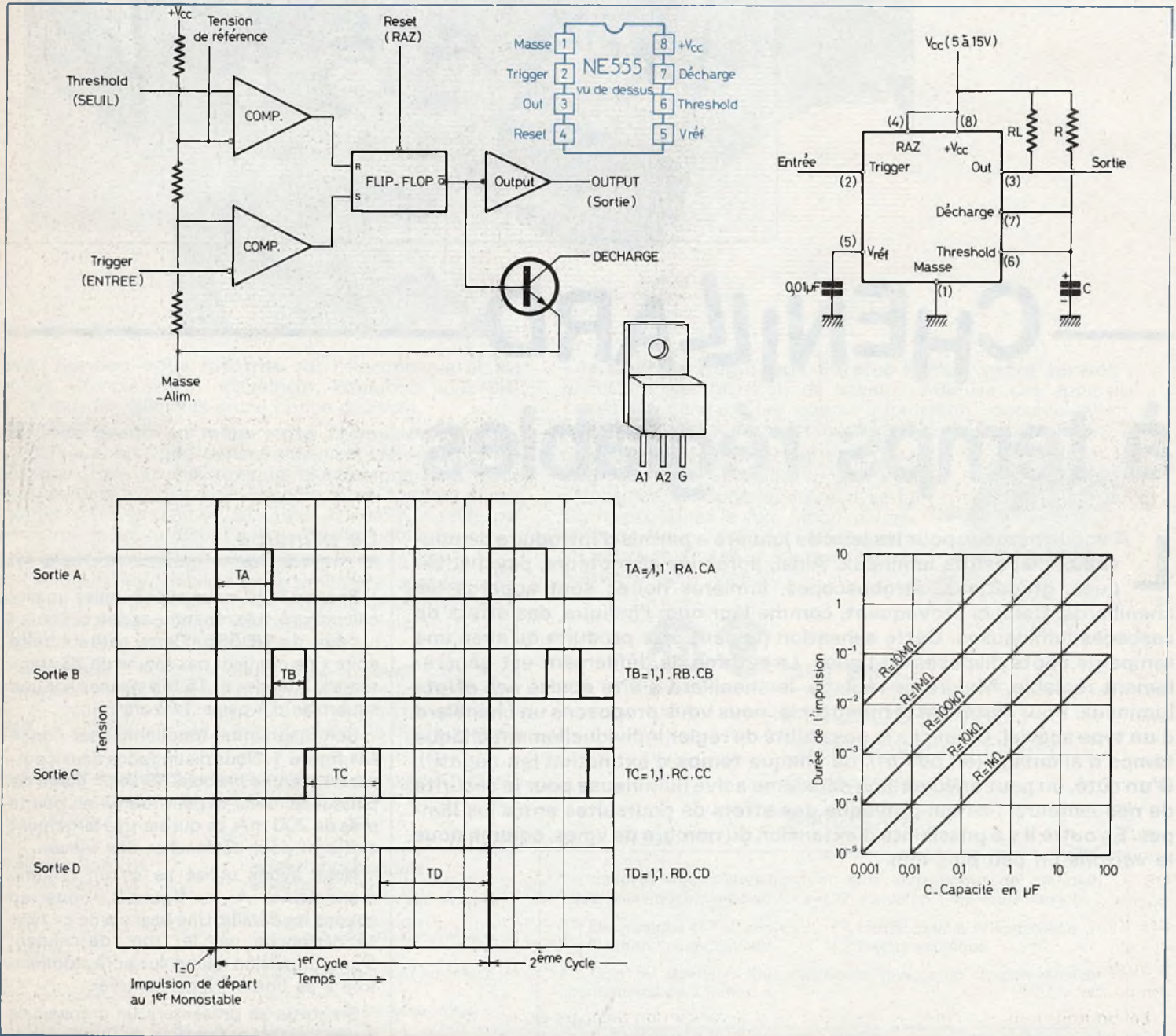


Fig. 1. à 4. - Le montage sera construit autour du NE555 notamment monté en bascule. En sortie, on disposera d'un créneau de durée variable en fonction de R et de C.

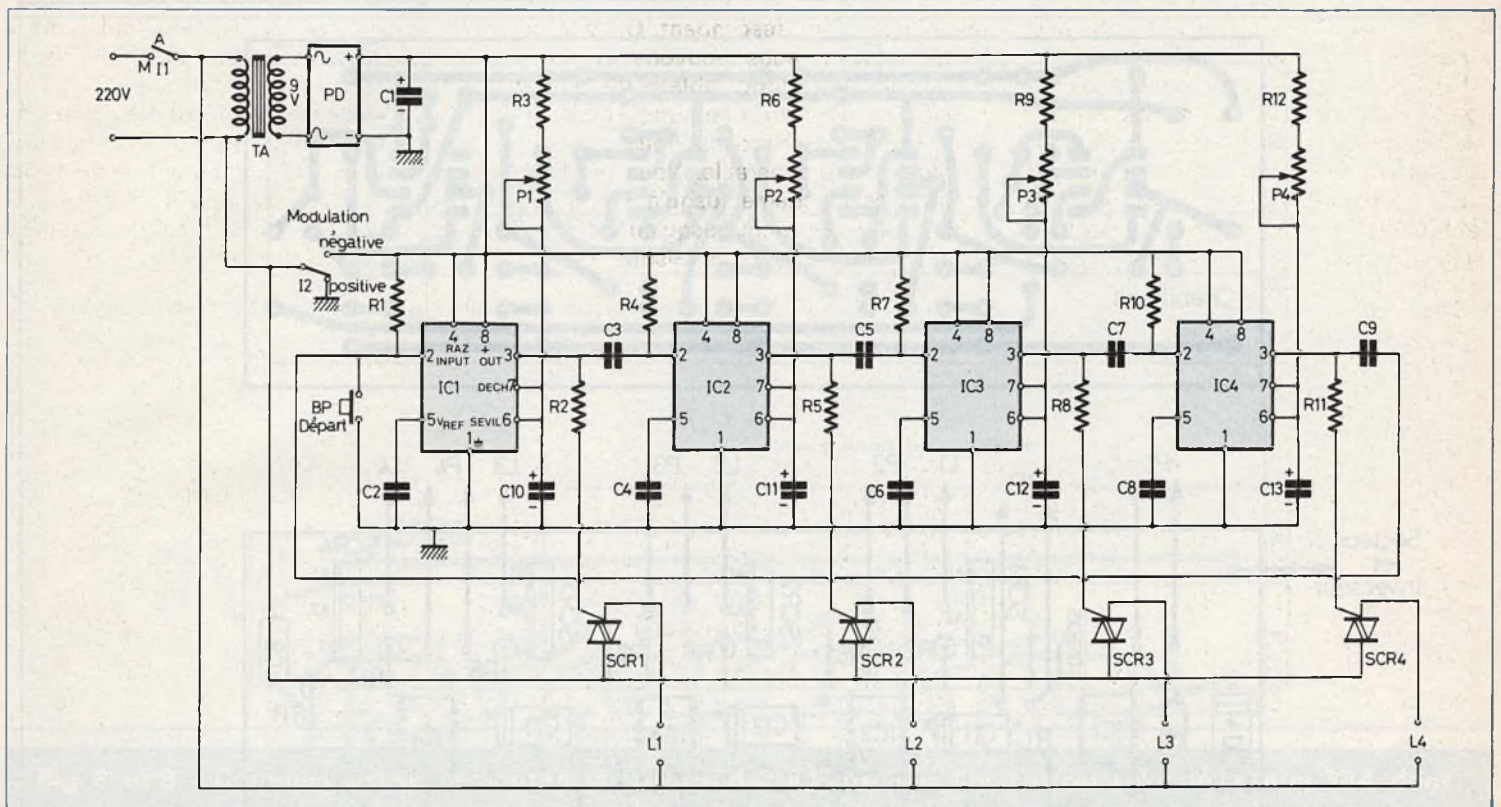


Fig. 5. - Le schéma de principe général se résume à la juxtaposition de quatre circuits NE555 identiquement montés. Les sorties sont réalisées sur « triacs » afin de pouvoir commuter des puissances de l'ordre de 1000 W.

L'alimentation du montage se fera grâce à un transformateur pouvant débiter au minimum 150 mA.

La combinaison résistance, potentiomètre et condensateur a été calculée pour avoir des temps variant entre 0,01 s et 10 s théoriquement ; pratiquement, nous avons des temps allant jusqu'à 5 s. Ceci est dû au fait des condensateurs électrochimiques. Une meilleure précision pourra être obtenue en les remplaçant par des condensateurs au tantale.

Les résistances R_1 , R_4 , R_7 , R_{10} et les condensateurs C_3 , C_5 , C_7 , C_8 transforment les créneaux en impulsions négatives ou positives. Pour cette raison, les « gates » des triacs ont été branchées avant ceux-ci. On le comprend aisément car ils n'auraient pu déclencher que les temps des impulsions.

Le bouton-poussoir n'est là que pour déclencher le premier cycle. A la fin de celui-ci, C_9 étant rebouclé à l'entrée de IC_1 , les cycles suivants se font automatiquement.

Nous avons vu au début de cet article qu'un effet très intéressant pouvait être réalisé ; il s'agit d'une simili-poursuite entre les lampes. Pour obtenir cet effet, une deuxième pression du bouton-poussoir est nécessaire. Ceci a comme conséquence l'envoi d'un second cycle d'impulsions. Suivant les réglages du potentiomètre, ce cycle peut disparaître plus ou moins rapidement.

Réalisation pratique

L'implantation des composants et le dessin du circuit intégré sont donnés aux figures 6 et 7. La réalisation du circuit ne doit poser aucun problème. Pour notre part, nous avons employé la photogravure.

La réalisation de notre cache a été faite à l'aide d'une feuille de mylar, de pastilles de diamètre 3, de bandes de largeur d'un mm et pastilles pour circuit intégré Mécanorma.

Le tirage a été fait sur des plaques pré-sensibilisées d'avance garantissant de très bons résultats.

Le perçage du circuit a été effectué avec des forêts de 1 mm.

Les triacs n'ont pas été munis de radiateurs vu la faible puissance à laquelle nous les utilisons (100 W).

Les quatre NE 555 pourront être équipés de supports 8 broches.

Le montage a été inclus dans un boîtier de la série Teko de référence 334. Ce boîtier en aluminium a été percé suivant la figure 8. Nous donnons ces plans de perçage à titre purement indicatif. Il est évident que l'emploi d'un autre type de boîtier amènera d'autres dimensions.

Le circuit imprimé a été fixé au fond du boîtier par deux vis de longueur 20 mm.

Le boîtier étant métallique, se méfier des courts-circuits. N'utiliser que des bananes à canon isolant.

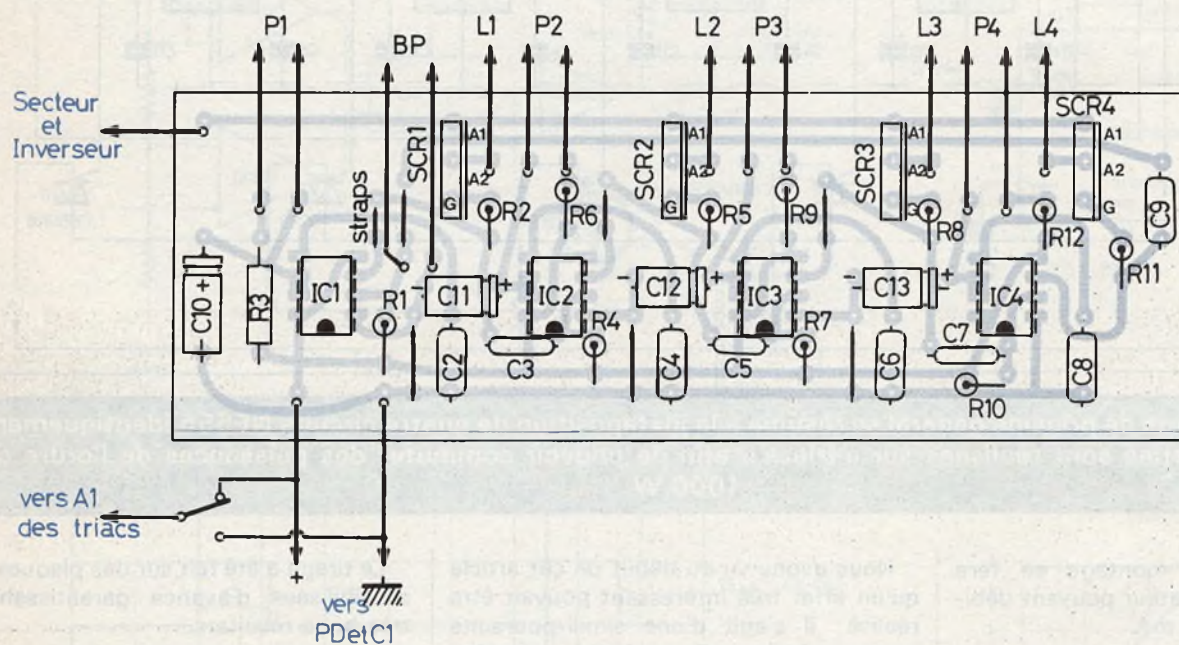
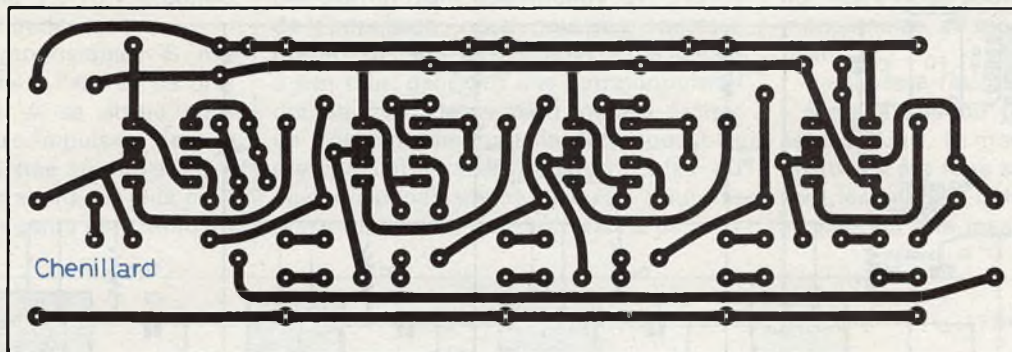
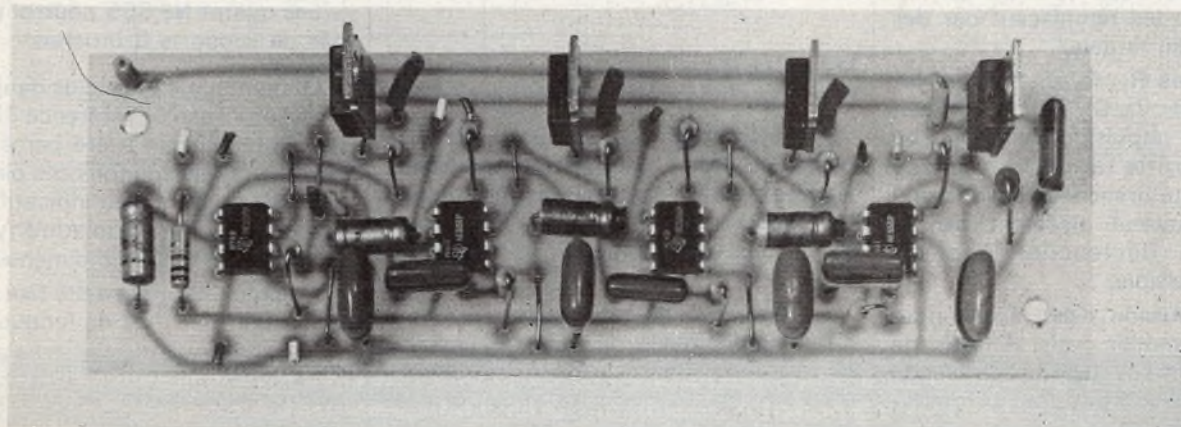


Fig. 6. et 7. - On reproduira la circuit précisé à l'échelle 1. Côté implantation on veillera à la bonne mise en place des divers straps de liaisons.



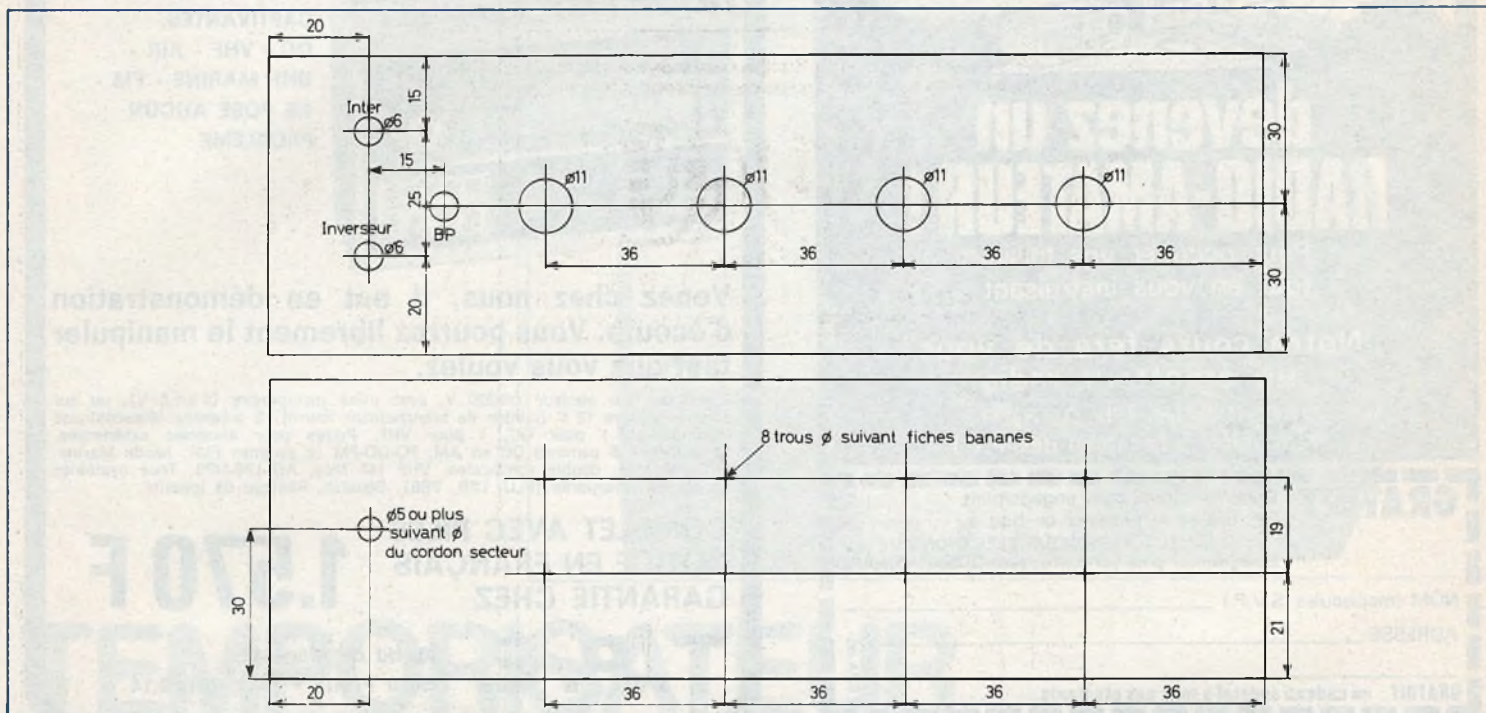


Fig. 8. et 9. - Comme d'usage, le montage a été introduit à l'intérieur d'un coffret Teko de la série 334, dont on précise les divers plans de perçage.

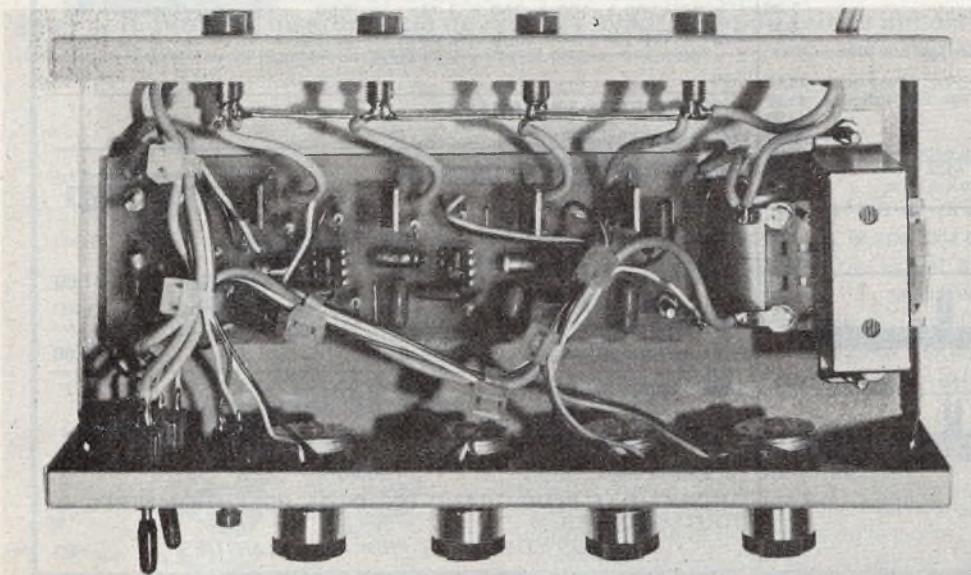
Une fois le montage terminé, la mise en route doit s'effectuer normalement. Tournez les potentiomètres au minimum, appuyez sur le bouton-poussoir de départ. Deux cas sont alors possibles. Toutes les lampes clignotent très rapide-

ment : vous avez inversé le sens des potentiomètres. Une deuxième possibilité se présente : toutes les lampes sont allumées sauf une : changer la position de l'inverseur car vous êtes sur la position négative. Si aucun de ces deux cas là ne

se présentait, revérifiez l'orientation des circuits intégrés, des condensateurs électrochimiques et le sens de triacs. Le brochage de ceux-ci est donné à la figure 1.

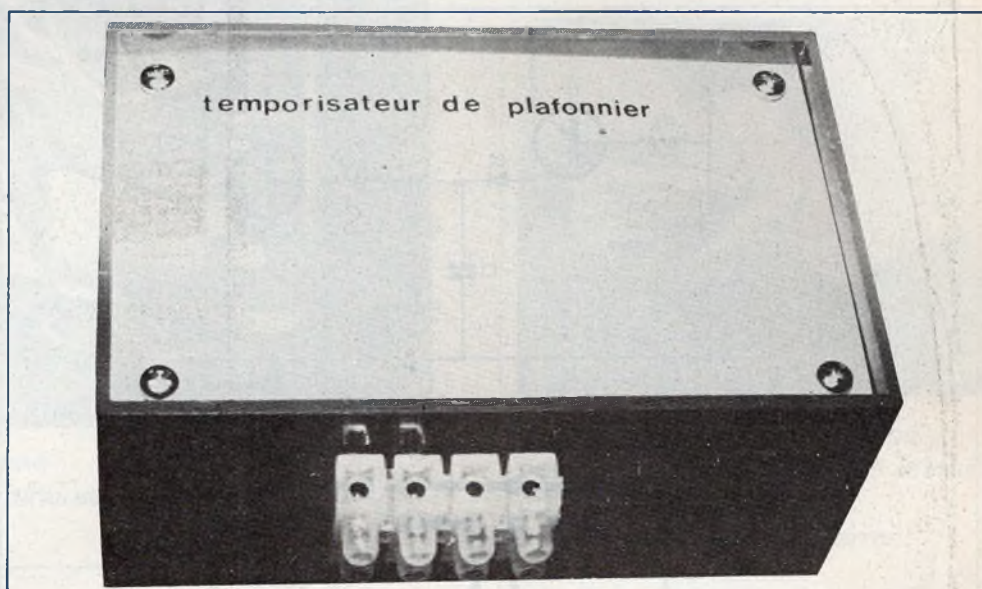
P. RIVET

Photo B. - Le circuit et le transformateur se logeront très facilement à l'intérieur du boîtier.



Liste des composants

- R₁, R₄, R₇, R₁₀ : 33 kΩ
- R₂, R₅, R₈, R₁₁ : 270 Ω
- R₃, R₆, R₉, R₁₂ : 1 kΩ
- C₁ : 1000 μF 25 V
- C₂, C₄, C₆, C₈ : 10 nF
- C₃, C₅, C₇, C₉ : 1 nF
- C₁₀, C₁₁, C₁₂, C₁₃ : 10 μF 25 V
- P₁, P₂, P₃, P₄ : 1 MΩ LIN
- IC₁, IC₂, IC₃, IC₄ : NE 555
- SCR₁, SCR₂, SCR₃, SCR₄ : triacs 6 A 400 V
- Pd : pont de diodes 1 A ou +
- Tr : transfo 220 V 9 V, 150 mA ou +
- 1 cordon secteur
- 8 bananes
- 1 bouton-poussoir
- 1 inter subminiature
- 1 inverseur subminiature
- 4 boutons
- 1 boîtier Teko 334



TEMPORISATEUR de plafonnier

La grande majorité des véhicules modernes sont munis de plafonniers commandés par les portes. Ce système, bien que très pratique, présente un défaut. Dès que la porte se referme, le plafonnier s'éteint : le conducteur, dans l'obscurité, éprouve quelques difficultés à mettre sa clé de contact.

Le montage proposé maintient le plafonnier allumé pour une durée réglable de 1 à 300 grâce à une temporisation électronique.

Ainsi, le conducteur monte dans son véhicule, ferme sa porte et a largement le temps d'insérer la clé de contact avant la fin du temps imparti.

Schéma de principe

La figure 1 donne le schéma de principe. La porte étant ouverte, le contact de feullure est établi, la base de T_1 est alimentée par R_2 et le contact : T_1 se débloque et permet la charge de C_1 par D_1 . Simultanément la base de T_2 est alimentée par R_4 . Donc T_2 se débloque et le relais s'excite.

Un contact travail du relais permet donc d'alimenter le plafonnier.

Dès que le contact de feullure se coupe, lors de la fermeture de la porte, T_1 se bloque car sa base n'est plus alimentée.

Le condensateur C_1 se décharge, dans R_4 et la base de T_2 , et aussi dans R_3 et P_1 . A un moment, le courant devient trop faible, T_2 se bloque alors. Le relais privé de son alimentation n'est plus excité et coupe le plafonnier.

- Le potentiomètre P_1 permet de décharger plus ou moins rapidement le condensateur donc par conséquent, de modifier la durée de la temporisation.

- R_3 , résistance de butée, permet de ne pas mettre T_1 en court-circuit, dans le cas où P_1 serait au minimum.

- D_2 protège T_2 des surtensions inévitables produites à la coupure du relais.



Le circuit imprimé

Le dessin du circuit imprimé est donné figure 2. Étant donné la diversité des modèles de relais dans le commerce, celui-ci ne sera pas soudé sur le CI, mais collé dans le boîtier.

Bien nettoyer le cuivre. On pourra avantageusement utiliser des pastilles $\varnothing 3,96$ et du ruban de 2 mm. Le circuit étant gravé, le laver à grande eau puis le faire briller à l'aide d'un tampon Jex. L'auteur pour sa part a utilisé la solution de l'étaimage à froid (photo) qui permet une plus grande finition et une meilleure protection. Bien veiller au bon sens des composants actifs. Le circuit étant soudé, passer une couche de vernis de protection.

Montage final

Le circuit imprimé sera fixé dans les rainures d'un boîtier Teko P₂. Le raccordement intérieur pourra être réalisé à l'aide de fil genre radio.

Des dominos permettront de relier le boîtier au câblage extérieur. Un perçage de $\varnothing 5$ permettra de sortir les fils. Étant donné les faibles puissances mises en jeu, la consommation au repos est quasiment nulle. Pour le branchement au véhicule, se référer au schéma figure 3. Le réglage unique consistera à ajuster P₁ pour avoir la temporisation voulue.

Liste des composants

- R₁ 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R₂ 18 k Ω (marron, gris, orange)
- R₃ 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)
- R₄ 22 k (rouge, rouge, orange)
- C₁ 470 μ F/25 V électrochimique (sorties verticales)
- P₁ 200 k Ω ajustable
- T₁ 2N 2905 ou équivalent, 2N 2907
- T₂ 2N 2222 ou équivalent 2N 1613, 2N 1711
- D₁ 1N 4004, 1N 4007
- D₂ 1N 4004, 1N 4007
- Picots à souder
- Circuit imprimé
- fil
- Visserie
- Domino, etc.

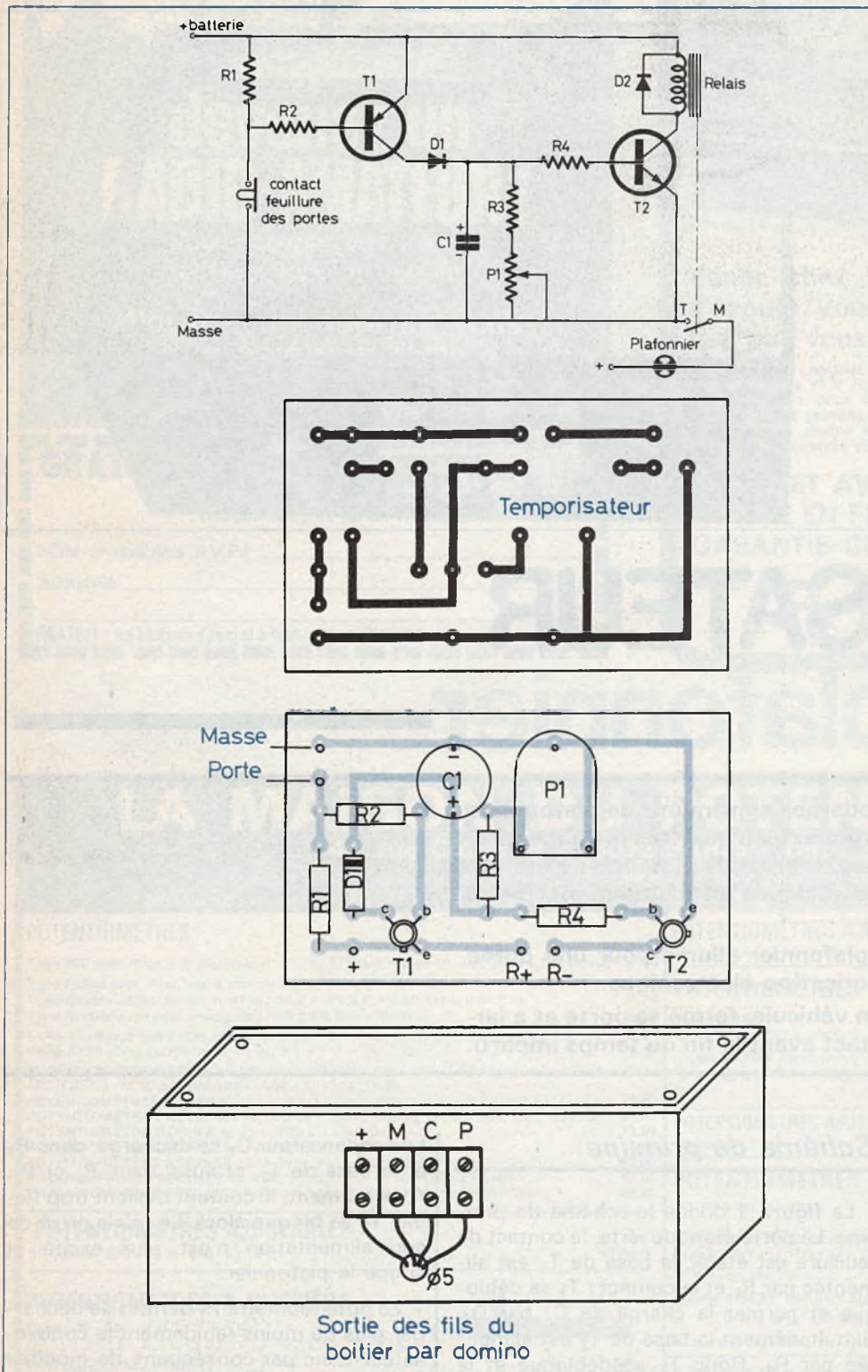


Fig. 1. et 2. - Schéma de principe du montage, à deux transistors. Le tracé du circuit imprimé se reproduira très facilement. Implantation des éléments. Insertion du montage à l'intérieur d'un coffret P/2 Teko.

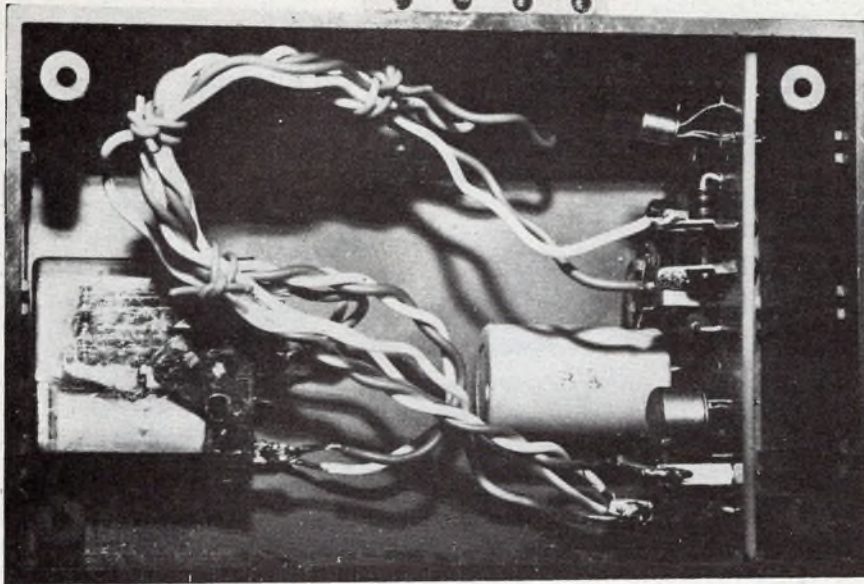


Photo A. – Les cotes du circuit imprimé sont telles qu'il se glissera dans les rainures du coffret prévues à cet effet.

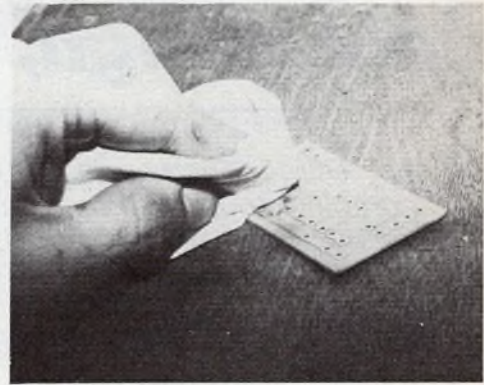


Photo B. – Le circuit imprimé pourra éventuellement être étamé à l'aide d'une solution d'étamage à froid qui permet une meilleure finition et une protection plus grande.

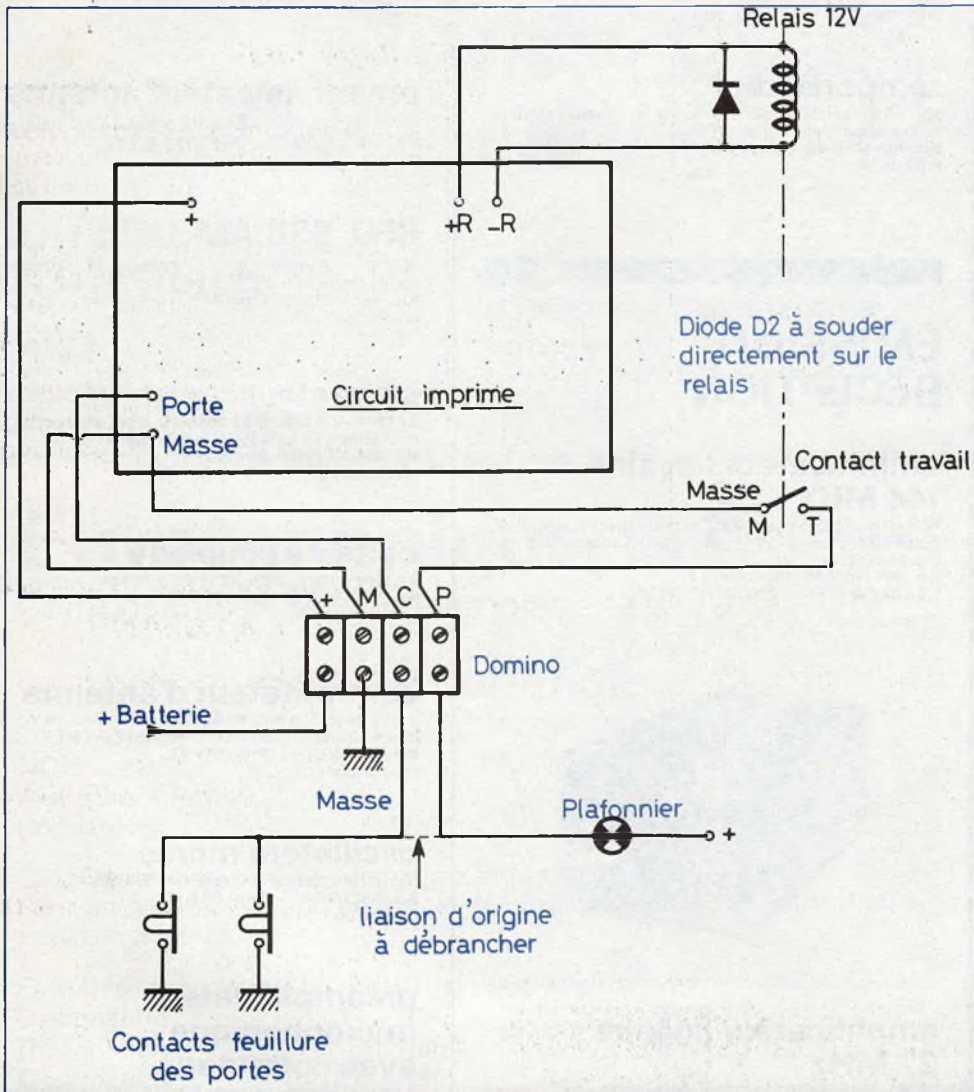


Fig. 3. – Branchement du module à l'aide du domino.

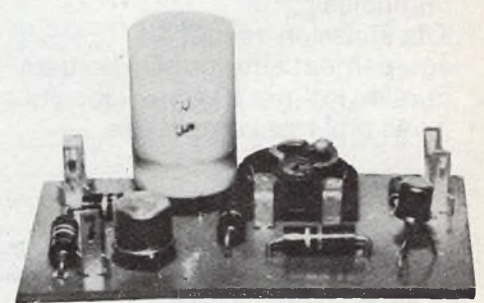


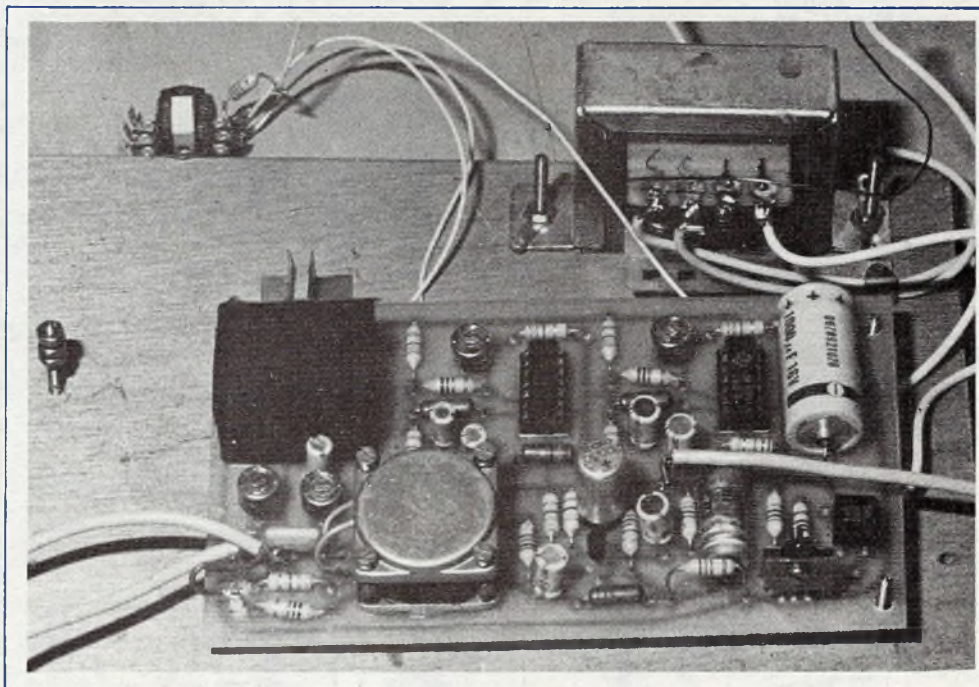
Photo C. – Le condensateur C_1 se présentera mieux en sorties radiales.

D. ROVERCH



2N2905
2N2907
2N2222
2N1613

Fig. 4. – Brochages des deux transistors utilisés.



Effet de H.P tournant (LESLIE)

CE montage de réalisation assez simple permet d'obtenir de façon entièrement électronique un effet spécial pour orgue ou guitare, imitant l'effet produit par un haut-parleur tournant particulièrement, connu sous le nom de cabine Leslie.



Description du montage

Dans de nombreux orchestres de bals vous avez sans doute pu constater que les organistes n'utilisent pas pour amplifier le son de leurs orgues de simples amplificateurs de puissance mais généralement des Leslies.

Les haut-parleurs tournants employés par les musiciens peuvent tourner à deux

vitesse très différentes dans le but d'obtenir deux effets spéciaux distincts :

- A vitesse lente le haut-parleur tournant produit une déformation du son qui tend à faire ressembler votre orgue à un orgue à tuyaux.

- A très grande vitesse, l'effet obtenu est semblable à un vibrato très agréable. Ces cabines Leslie coûtent malheureusement très cher aussi avons nous tenté d'en reconstituer les effets d'une façon simple et surtout plus économique.

Le montage proposé comprend deux oscillateurs sinusoïdaux très basse fréquence pour obtenir les effets spéciaux relatifs aux deux vitesses précédemment mentionnées et deux filtres commandés par ces oscillateurs pour déformer le son de l'orgue. Les deux filtres sont commandés en opposition de phase l'un par rapport à l'autre et le couplage avec les oscillateurs se fait de façon opto-électronique. Le signal TBF devra être parfaitement sinusoïdal pour que l'on ait l'impression que le son de l'orgue tourne.

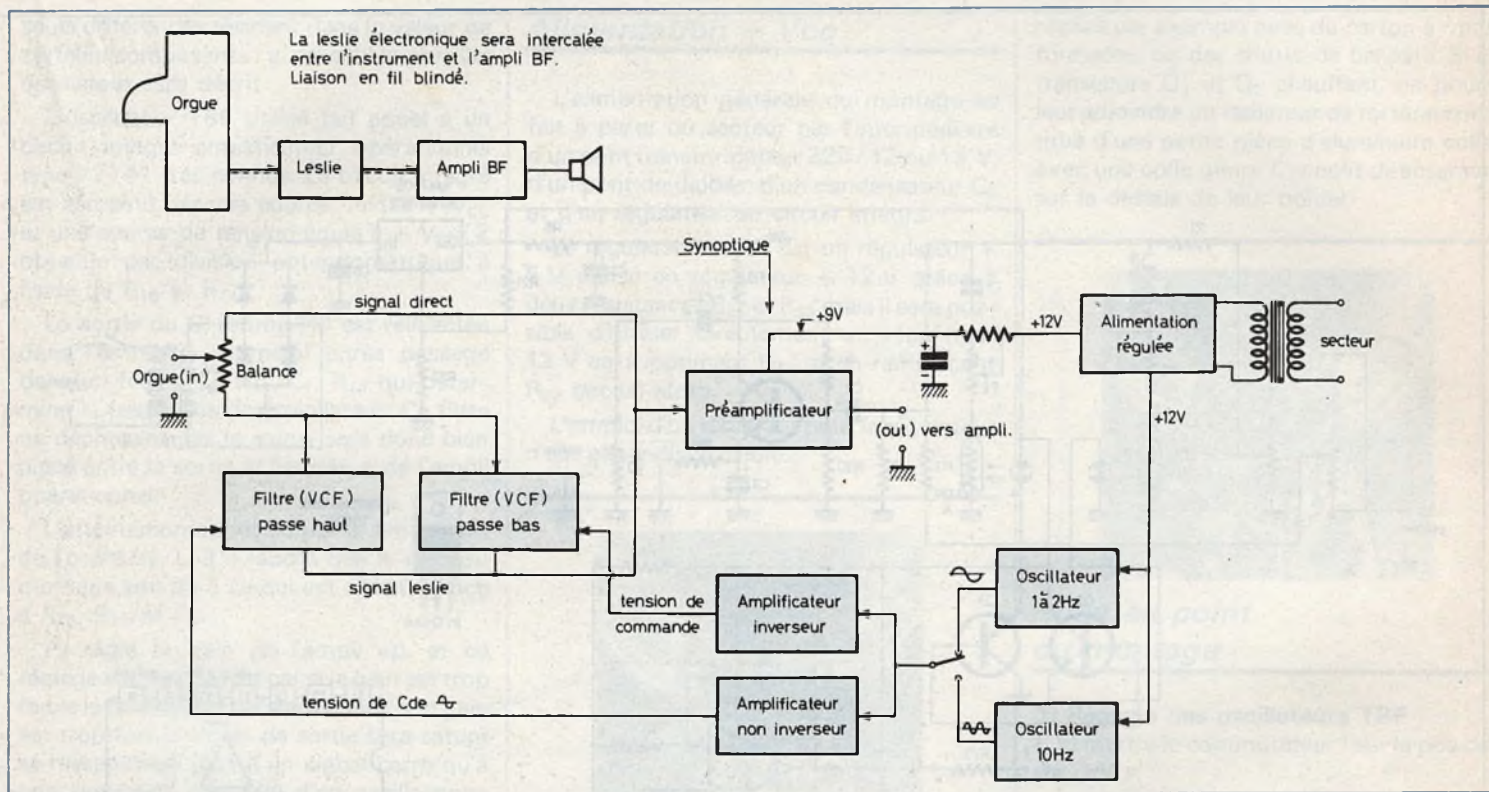


Fig. 1. - Ce schéma synoptique permettra de mieux se rendre compte du principe général de fonctionnement du Leslie.



Fonctionnement détaillé du montage

Filtres

Le signal issu de l'orgue et dont l'amplitude doit être comprise entre 50 mV et 2 V est appliqué aux bornes du potentiomètre double P_1 qui est monté en « Balance ». Ce potentiomètre permet de doser le signal modifié par notre effet Leslie par rapport au signal normal. Quand P_1 sera au minimum le son de l'orgue sera inchangé ; quand P_1 sera au maximum l'effet Leslie sera maximum.

La résistance R_3 a été calculée pour que l'amplitude du signal directe soit égale à l'amplitude du signal Leslie de façon à ce que le volume sonore de l'orgue reste constant quelle que soit la position du curseur de P_1 , c'est-à-dire quel que soit le rapport signal normal/ signal modifié. (Autrement dit la somme de ces deux signaux doit être constante).

Le premier filtre est constitué par R_1 , P_2 , C_1 , et la cellule photo-résistante LDR07 (B). Chaque fois que la cellule photo sera éclairée la résistance de la cellule tendra vers une valeur de quelques centaines d'ohms et le filtre agira au maximum en atténuant les notes et harmoniques les plus élevées de l'orgue. Au contraire quand la cellule ne sera pas éclairée, sa résistance sera maximum et le filtre pourra être considéré comme inexistant. P_2 permet de régler la profondeur de l'effet obtenu.

Le deuxième filtre est constitué par R_1 , P_3 , L , C_{11} et la cellule photo. Quand la cellule sera éclairée ce seront les notes basses de l'orgue qui seront atténuées.

En effet la self L produit un effet inverse de l'effet créé par C_1 et cet effet peut être

dosé par le potentiomètre P_3 lors de la mise au point du montage. Le condensateur C_{11} n'intervient pas sur la sonorité du signal et n'est là que pour supprimer un effet parasite du à la très faible résistance de la self et pour stabiliser la composante continue de cette partie du montage.

Les cellules photo-résistantes A et B sont commandées en opposition de phase ce qui fait que les filtres sont actionnés l'un après l'autre et la transition se fait d'une façon progressive ce qui ne serait pas le cas si les oscillateurs étaient remplacés par des multivibrateurs astables.

En sortie des filtres, le signal Leslie, dosé par R_2 , rejoint le signal direct pour attaquer un préamplificateur dont le but est de redonner au signal résultant une amplitude sensiblement égale à celle du signal d'entrée. En réalité cette amplitude a été choisie volontairement un petit peu supérieure.

Le préamplificateur utilisé est d'un modèle classique à un transistor (Q_1) polarisé par une résistance R_4 entre base et collecteur qui contre-réactionne le transistor et donne au montage le gain désiré. La

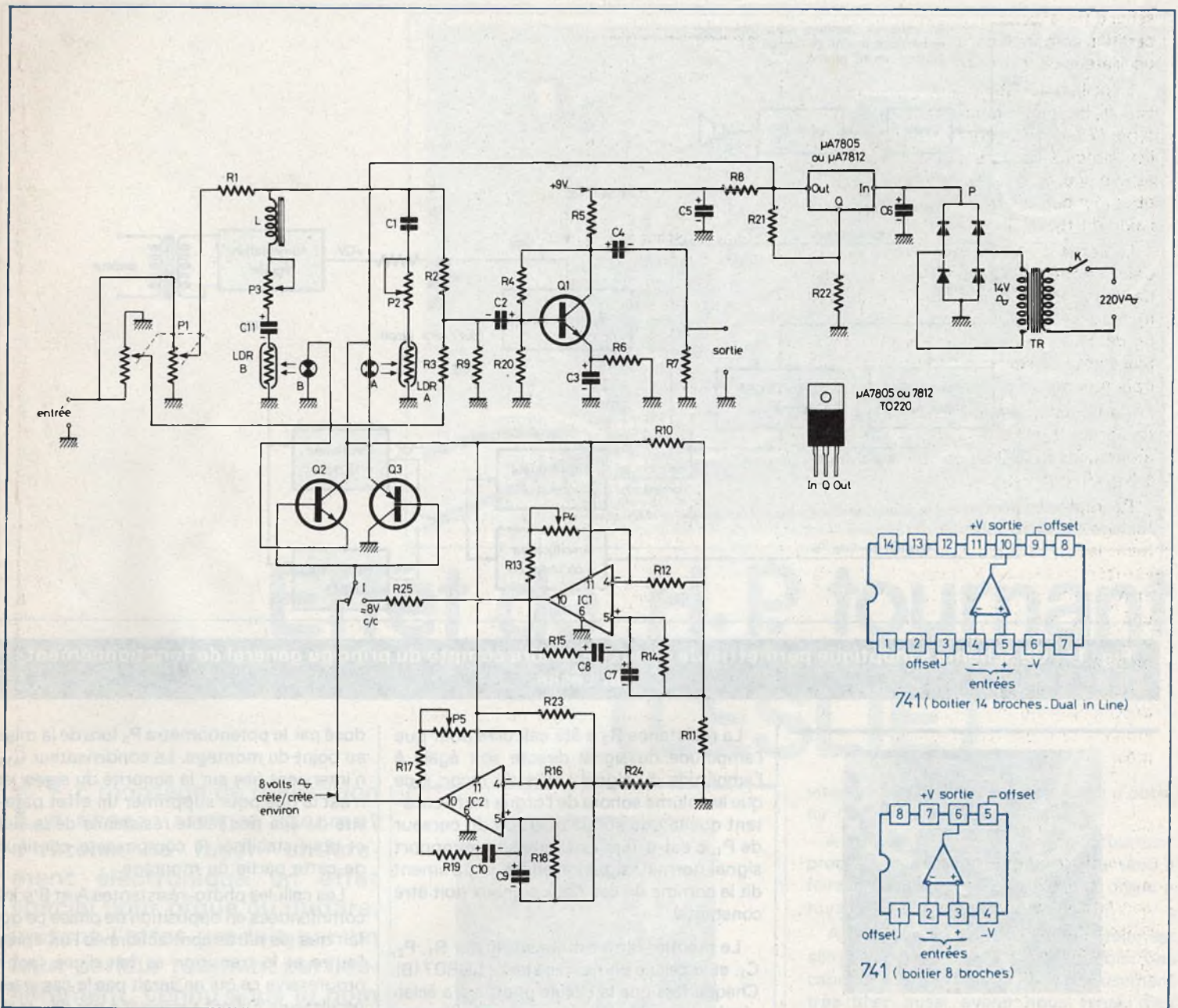


Fig. 2. - Le schéma de principe général ne fait appel qu'à des composants actifs courants et disponibles partout. Les circuits intégrés sont du type 741 à 14 broches. L'alimentation s'effectue sous 12 V de tension.

résistance d'émetteur R_6 est fortement découplée par C_3 pour ne pas atténuer les fréquences basses.

L'alimentation du préamplificateur se fait au moyen d'une cellule de découplage constituée par R_8 et C_5 et reliée à la ligne d'alimentation générale $+V_{CC}$. La forte valeur de R_8 supprime toute résiduelle 50 Hz.

Si on désire la possibilité de doser

l'amplitude du signal de sortie, R_7 sera remplacée par un potentiomètre linéaire de même valeur.

Oscillateurs TBF

Bien que l'on n'utilise qu'un seul oscillateur à la fois la réalisation de deux oscillateurs est indispensable car l'oscillateur fonctionnant à la fréquence la plus basse

met plusieurs secondes pour démarrer ce qui serait particulièrement gênant chaque fois que l'on voudrait changer de vitesse. La solution de deux oscillateurs distincts a donc été retenue, d'autre part cette solution présente l'avantage de ne nécessiter qu'un inverseur simple pour le changement de vitesse ce qui n'était pas le cas si l'on n'utilisait qu'un seul oscillateur.

Les deux oscillateurs sont identiques ; les

seuls différences résident dans la valeur de certains composants ; aussi seul le premier oscillateur sera décrit.

L'oscillateur TBF utilisé fait appel à un circuit intégré amplificateur opérationnel type 72741 très connus. Le circuit intégré est alimenté par une source unique $+V_{CC}$ et une source de tension égale à $+V_{CC}/2$ obtenue par division potentiométrique à l'aide de R_{10} et R_{11} .

La sortie du CI (borne 10) est réinjectée dans l'entrée + (borne 5) après passage dans un filtre : C_8 , R_{15} , C_7 , R_{14} qui détermine la fréquence de l'oscillateur. Ce filtre ne déphasant pas le signal sera donc bien placé entre la sortie et l'entrée + de l'ampli opérationnel.

L'atténuation apportée par le filtre étant de l'ordre de 1/3 il faudra que le gain du montage soit de 3 ce qui est obtenu grâce à R_{12} , R_{13} et P_4 .

P_4 règle le gain de l'ampli op. et ce réglage est très délicat car si le gain est trop faible le montage n'oscillera pas et si le gain est trop fort le signal de sortie sera saturé et ressemblera plus à un signal carré qu'à une sinusoïde. L'emploi d'un oscilloscope pour effectuer ce réglage sera particulièrement appréciable.

Nota : le réglage de l'offset du CI et le découplage de la source $+V_{CC}/2$ étant inutiles ont été volontairement supprimés.

Commande des lampes

Les deux lampes devant être alimentées avec le signal de l'un ou l'autre des deux oscillateurs devront l'être au moyen de deux amplificateurs en courant car le courant de sortie de chaque CI ne peut dépasser quelques mA.

La lampe A constitue la charge d'un transistor NPN monté en collecteur commun et la tension alimentant la lampe est en phase avec la tension de sortie de l'ampli-op. L'impédance d'entrée d'un tel montage est très grande (de l'ordre de Béta X résistance de la lampe) et ne perturbe donc pas le fonctionnement de l'oscillateur.

La lampe B est alimentée elle aussi par un amplificateur de courant constitué d'un transistor monté en collecteur commun, mais ce transistor est de type PNP pour obtenir le déphasage nécessaire et la lampe B sera branchée entre l'émetteur de Q_3 et la ligne $+V_{CC}$ (au lieu de l'émetteur de Q_2 et la masse pour la lampe A).

Alimentation + Vcc

L'alimentation générale du montage se fait à partir du secteur par l'intermédiaire d'un petit transformateur 220/12 ou 15 V, d'un pont de diodes, d'un condensateur C_6 et d'un régulateur en circuit intégré.

Le régulateur utilisé est un régulateur + 5 V utilisé en régulateur + 12 V grâce à deux résistances R_{21} et R_{33} mais il sera possible d'utiliser directement un régulateur 12 V en supprimant R_{21} et en remplaçant R_{22} par un strap.

L'emploi d'un radiateur pour le régulateur n'est pas indispensable.



Réalisation pratique

Le schéma du circuit imprimé est donné comme d'habitude à l'échelle un pour une reproduction rapide.

L'implantation des composants sera strictement respectée, on remarquera l'implantation verticale de nombreux condensateurs.

Réalisation de la self L :

La self est constituée d'un pot ferrite de diamètre externe 25 mm monté dans un boîtier carré de 28 x 28 sur 20 mm de haut. Le mandrin plastique est bobiné au maximum de sa capacité avec du fil de 10/100 mm.

Partie opto-électronique :

Les cellules et les lampes sont montées face à face et isolées entre elles de sorte que la lampe A n'éclaire pas la cellule B et vice versa au moyen d'un matériau opaque. Un isolement vis-à-vis de la lumière du jour est également requis. Cet isolement peut être

réalisé par exemple avec du carton à transformer ou des chutes de bakélite. Si les transistors Q_1 et Q_2 chauffent, on pourra leur adjoindre un radiateur de fortune constitué d'une petite pièce d'aluminium collée avec une colle genre Cyanolit directement sur le dessus de leur boîtier.



Mise au point du montage

1) Réglage des oscillateurs TBF

a) mettre le commutateur I sur la position « rapide ».

b) Tourner au maximum sens inverse des aiguilles de montre P_5 .

c) Mettre le montage sous tension. Les lampes A et B doivent clignoter à une fréquence de quelques Hz.

d) Tourner P_5 sens A de M très lentement jusqu'à décrochage de l'oscillateur. La fréquence croît et le signal se rapproche de la forme sinusoïdale désirée puis le signal s'amortit.

e) Revenir en arrière pour trouver la limite où l'oscillateur démarre ; l'amplitude doit augmenter progressivement et se stabiliser. Si on a trouvé la limite exacte où l'oscillateur commence à décrocher, le signal sera sinusoïdal.

f) Même opération pour l'oscillateur lent ; mettre I sur lent et régler avec P_4 . Le seuil de démarrage sera plus difficile à trouver car l'oscillateur peut mettre alors plus de 15 secondes pour que l'amplitude de la sinusoïde soit perceptible au niveau des lampes.

Si on coupe le courant, la nouvelle mise sous tension l'oscillateur rapide doit démarrer en quelques secondes et le lent en 10 à 30 secondes. Si un des oscillateurs ne redémarre pas, tourner P_4 ou P_5 suivant le cas légèrement en sens inverse des aiguilles de montre.

2) Réglage des filtres

a) Mettre P_1 au maximum (pas de signal direct).

b) Pour régler le filtre A ; empêcher la cellule B de voir la lumière avec un morceau de ruban adhésif noir par exemple.

c) Régler la profondeur de l'effet désiré avec P₂.

d) Mêmes opérations pour l'autre filtre.

Ces réglages s'effectuent en jouant un accord sur l'orgue avec des registres brillants (trompettes et jeux d'anches 8, 4, 2 pieds). On commencera les réglages à vitesse rapide puis on passera en vitesse lente. Les lampes ayant une inertie non négligeable à la vitesse la plus rapide on

constatera sans doute que le réglage idéal à la vitesse rapide est trop profond pour la vitesse lente ; pour remédier à cela, il faudra utiliser une résistance supplémentaire R₂₃ dont la valeur sera liée à la valeur du courant traversant les lampes et au gain de Q₂ ou Q₃.

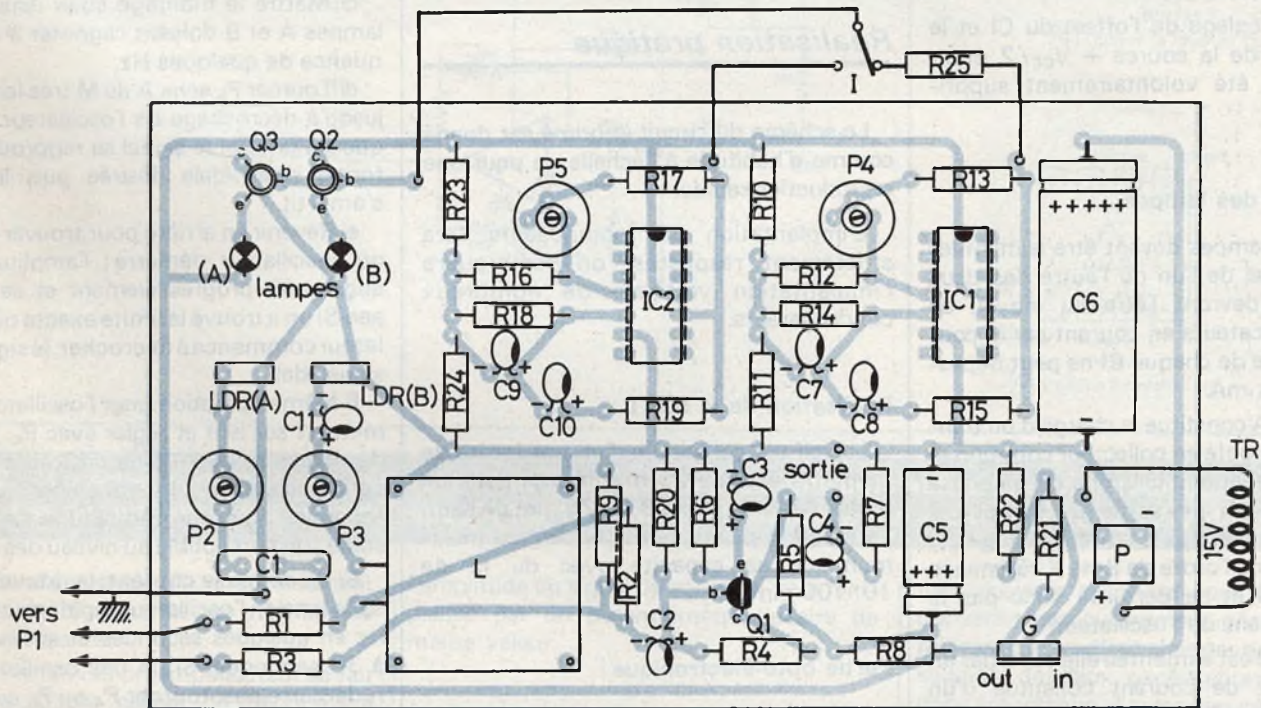
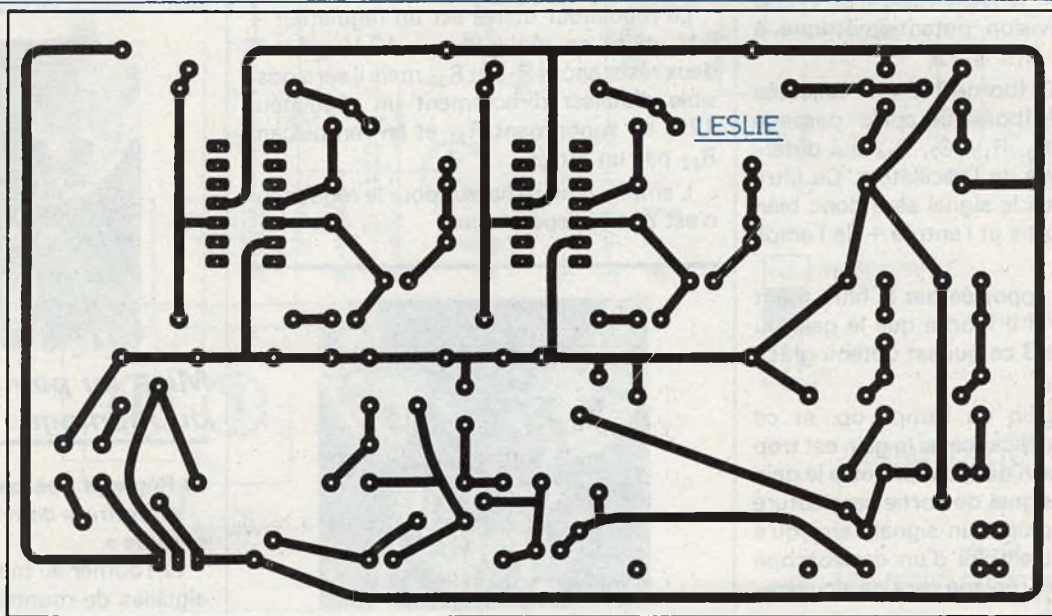


Fig. 3. et 4. - Le tracé du circuit imprimé est précisé à l'échelle 1. On pourra facilement le reproduire. Côté implantation des éléments, les μA 741 à 8 broches pourront également convenir moyennant un bon positionnement. Quelques modifications à prévoir si l'on ne fait pas appel à un pont redresseur.

BIBLIOGRAPHIES

FORMULAIRE par Charles FEVROT

Ce livre n'est pas une simple énumération de nombres, de formules et de tableaux réservés aux initiés.

L'auteur s'est efforcé notamment de résumer les mécanismes essentiels du rôle des composants électroniques.

Les mathématiques, les propriétés des corps, etc., ne sont pas oubliés pour autant. De nombreuses pages sont consacrées aux systèmes d'unités qui sont souvent sources d'ennuis dans les disciplines que le lecteur ne pratique pas couramment.

Pour incomplet qu'il soit (comme tous les formulaires), ce livre est un outil indispensable pour les ingénieurs et les techniciens.

Un ouvrage de 224 pages dont plus de la moitié consacrée à l'électronique, couverture couleur, format 15 x 21.

Prix : 58 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Diffusion exclusive : Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

MONTAGES ELECTRONIQUES AMUSANTS ET INSTRUCTIFS (2^e édition)

par H. SCHREIBER

L'ouvrage de M. Schreiber, auteur avantageusement connu des professionnels et des amateurs, comme son nom l'indique, permet à ses lecteurs non seulement de monter rapidement et avec succès, un nombre relativement important de montages, mais aussi de bien comprendre leur fonctionnement, tout en ne faisant pas appel à des notions techniques difficiles. Tous les circuits décrits sont utiles, comme le démontre le sommaire ci-après.

Pour allumer, peignez-vous les cheveux. Pour allumer, frappez sept fois. Transistormètre à radiorécepteur. Un récepteur dans une boîte d'allumettes. Un récepteur vraiment petit. Orgue de Barbarie. Musique électronique. Boîte à musique. Générateur de formes d'onde. Action à distance par induction.

Un volume broché, 150 pages, format 15 x 21, 118 schémas, couverture couleur.

Prix : 35 F.

Liste des composants

Résistances - toutes 1/2 W - 5 %

- R₁ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
- R₂ : 3,3 k Ω (rouge, orange, rouge)
- R₃ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R₄ : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R₅ : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- R₆ : 390 Ω (orange, blanc, marron)
- R₇ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
- R₈ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- R₉ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R₁₀ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R₁₁ : 470 Ω
- R₁₂ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R₁₃ : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- R₁₄ : 33 k Ω (orange, orange, orange)
- R₁₅ : 82 k Ω (gris, rouge, orange)
- R₁₆ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R₁₇ : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- R₁₈ : 33 k Ω (orange, orange, orange)
- R₁₉ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- R₂₀ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
- R₂₁ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R₂₂ : 820 Ω (gris, rouge, marron)
- R₂₃ : facultative environ 10 k Ω (gris, rouge, marron)
- R₂₄, R₂₅ = 470 Ω (jaune, violet, marron)
- C₁ : 47 nF céramique, sorties radiales
- C₂ : 10 μ F / 6 V *
- C₃ : 220 μ F / 6 V *
- C₄ : 33 μ F / 10 V *
- C₅ : 250 μ F / 12 V
- C₆ : 1000 μ F / 16-25 V
- C₇ : 3 μ F / 10 V *
- C₈ : 3 μ F / 10 V *
- C₉ : 1 μ F / 10 V *
- C₁₀ : 1 μ F / 10 V *
- C₁₁ : 1 μ F / 10 V *

* = condensateurs avec sorties du même côté pour implantation verticale.

P₁ : potentiomètre double 2 fois 2,2 k Ω log. ou 2 x 4,7 k Ω

P₂, P₃, P₄, P₅ : résistances ajustables ou potentiomètres miniatures 50 k Ω lin.

Q₁ : BC 108 ou BC 238, BC 408 B

Q₂ : BC 108

Q₃ : BC 178 (compl. du BC 108) + 1 régulateur μ A 7805 ou 7812

Boîtier TO 220

IC₁ et IC₂ : SN 72741 boîtier DIL.

1 prise jack 6,35 mm femelle (socle) + 1 jack mâle avec cordon blindé d'environ 2 m.

1 inter M/A

1 inverseur simple

1 transformateur 220/15 V 0,5 A

1 pont de diodes 1 A genre 110 B2 ou diodes 1N4007

2 lampes miniature 12 V 30-40 mA (80 mA maximum)

2 cellules photo-résistantes type LDR 07
1 self (voir texte).

J.-P. VERPEAUX

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Diffusion exclusive : Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

LES ENCEINTES ACOUSTIQUES HIFI STÉRÉO par P. HEMARDINQUER et M. LEONARD

Le meilleur haut-parleur ne peut reproduire correctement les sons, sans enceintes acoustiques convenablement choisies et construites avec soin.

La détermination, la réalisation et le montage des enceintes acoustiques, posent ainsi des problèmes complexes à tous les utilisateurs d'appareils sonores HiFi, d'autant plus que les modèles réalisables sont très nombreux et très divers.

De nombreux ouvrages ont déjà été publiés sur les haut-parleurs et les différents types de pavillons et baffles acoustiques, mais il n'existait pas encore d'étude détaillée et très complète sur le fonctionnement, la construction et l'adaptation des enceintes acoustiques les plus intéressantes, les plus pratiques, et aussi les plus diverses.

Cet ouvrage, à la fois spécialisé et simple, constitue une sorte de « précis » pratique à la fois étendu et détaillé de ces dispositifs, souvent de principes anciens, mais toujours de réalisation nouvelle, dont le montage et la mise au point peuvent, la plupart du temps, être entrepris sans difficulté et sans nécessiter aucune connaissance spéciale. Toutes les catégories d'enceintes, les matériaux de construction et d'amortissement acoustiques sont passés successivement en revue.

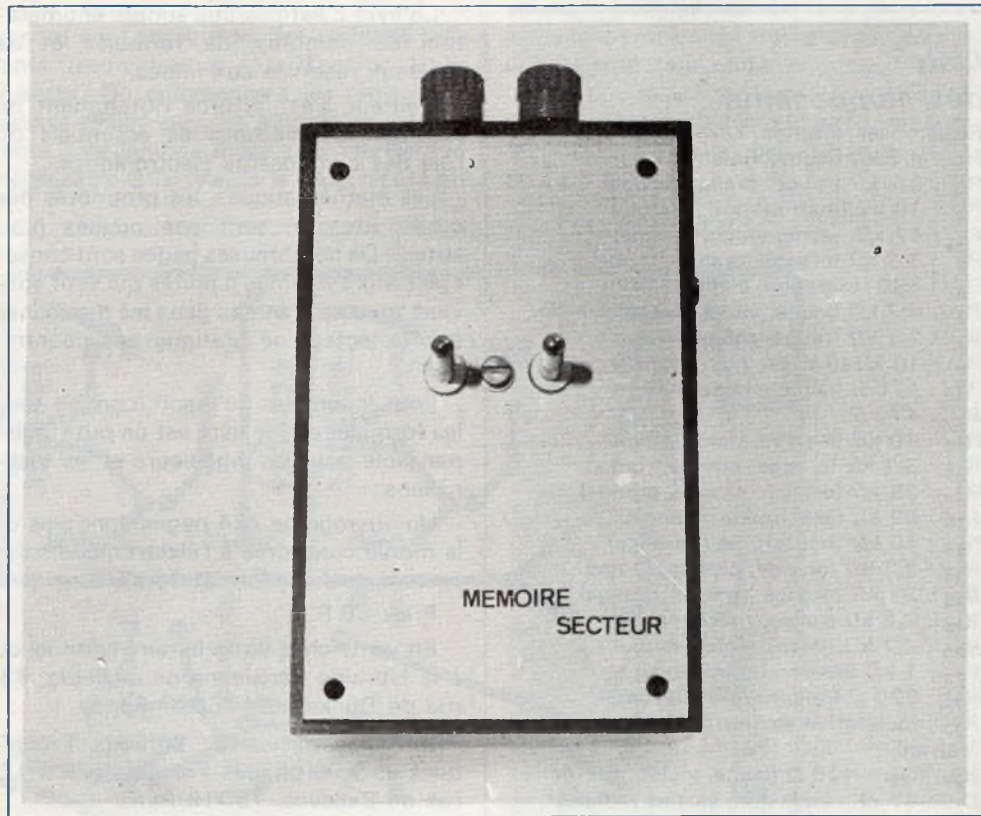
Cette troisième édition a été augmentée de nombreuses descriptions d'enceintes acoustiques économiques, réalisables à l'aide de meubles d'appartement. On y trouvera également des exemples d'enceintes omni-directionnelles.

Un ouvrage de 128 pages, format 11,5 x 16,5, 106 schémas, couverture couleur.

Prix : 19 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Diffusion exclusive : Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.



Dispositif de mémoire secteur

CE petit appareil branché sur une prise du réseau E.D.F. permet de savoir, par l'allumage d'un voyant rouge, si pendant votre absence il y a eu une coupure de secteur. Cette information est très importante si vous possédez un congélateur ou un radio-réveil branché sur le réseau. Il peut servir aussi de testeur de prises.

Schéma de principe

Un transformateur 50 Hz délivre au secondaire une tension alternative de 9 V efficaces qui est redressée mono-alternance par D_1 puis filtrée par C_1 .

La tension entre les diodes D_2 et D_3 est d'environ 12 V, la pile délivrant une tension de 9 V, la diode D_3 est non conductrice.

Le transistor T est saturé par le courant circulant à travers la résistance R_2 , la tension sur la gâchette du thyristor Th est nulle et il n'est pas amorcé. Le voyant est éteint.

Si une coupure de secteur intervient, C_1 se décharge à travers R_1 et le transistor T n'est plus saturé, la diode D_3 est passante, un courant traversant R_3 et R_4 permet d'amorcer le thyristor Th, la diode LED dont le courant est limité par la résistance R_5 s'allume.

Si le secteur réapparaît, le transistor T se sature à nouveau, mais le thyristor reste amorcé, le voyant reste allumé. L'effet voulu est obtenu.

Le bouton poussoir permet de désamorcer le thyristor en lui coupant sa tension d'anode.

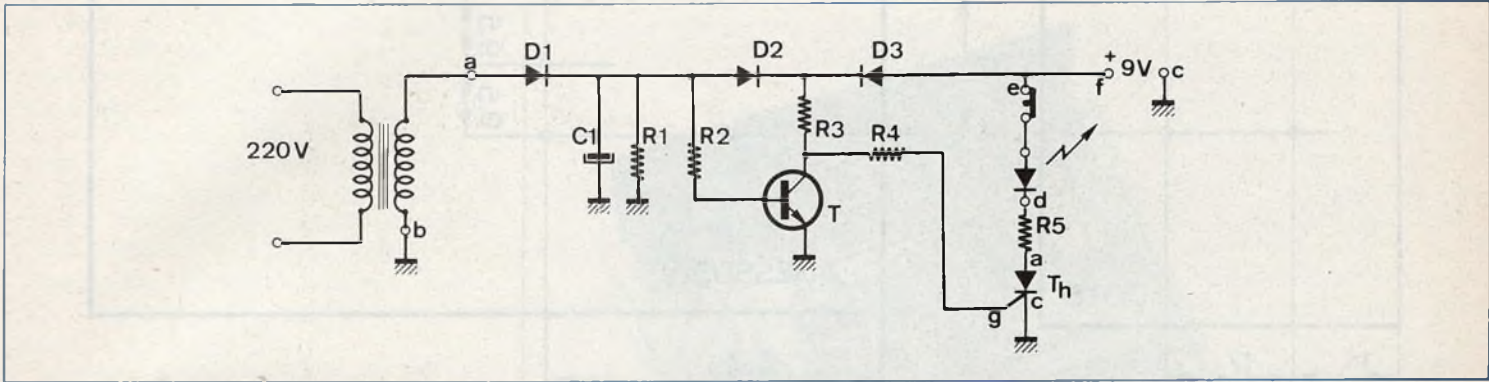


Fig. 1. - Schéma de principe général du dispositif de mémoire secteur.

Réalisation pratique

La figure 3 représente le tracé du circuit imprimé en verre époxy 16/10 qui est facilement reproduit par toutes les méthodes couramment utilisées par les lecteurs (stylo, transfert direct...). Les perçages se font à 0,8 mm.

L'implantation des composants est conforme à la figure 2.

Le transformateur d'alimentation provient d'un adaptateur secteur pour jeux vidéo. Ce type de chargeur, qui est souvent entièrement démontable, est équipé d'un transformateur d'alimentation 9 V, d'une diode de redressement, d'un condensateur de 470 μ F pour le filtrage ainsi qu'une prise mâle secteur de châssis.

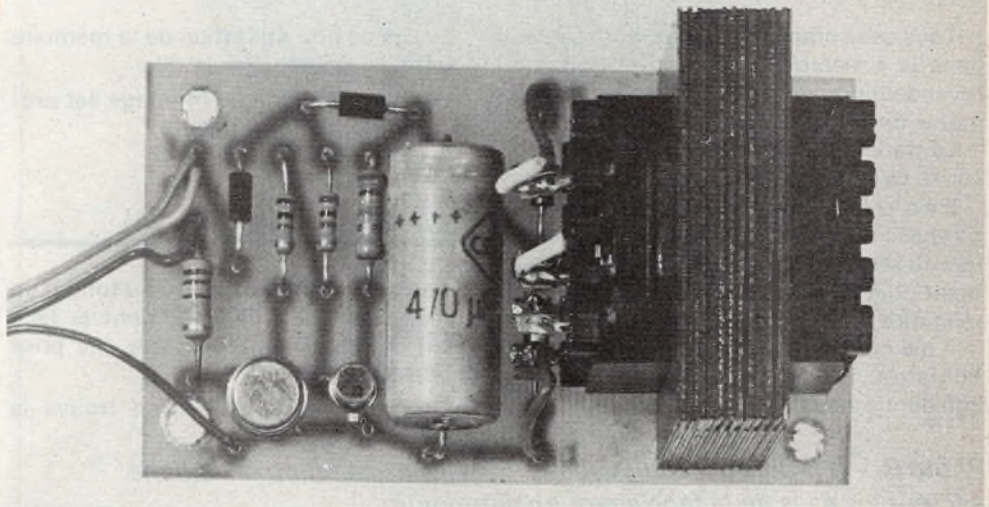


Photo A. - Le transformateur à défaut d'étrier pourra être collé.

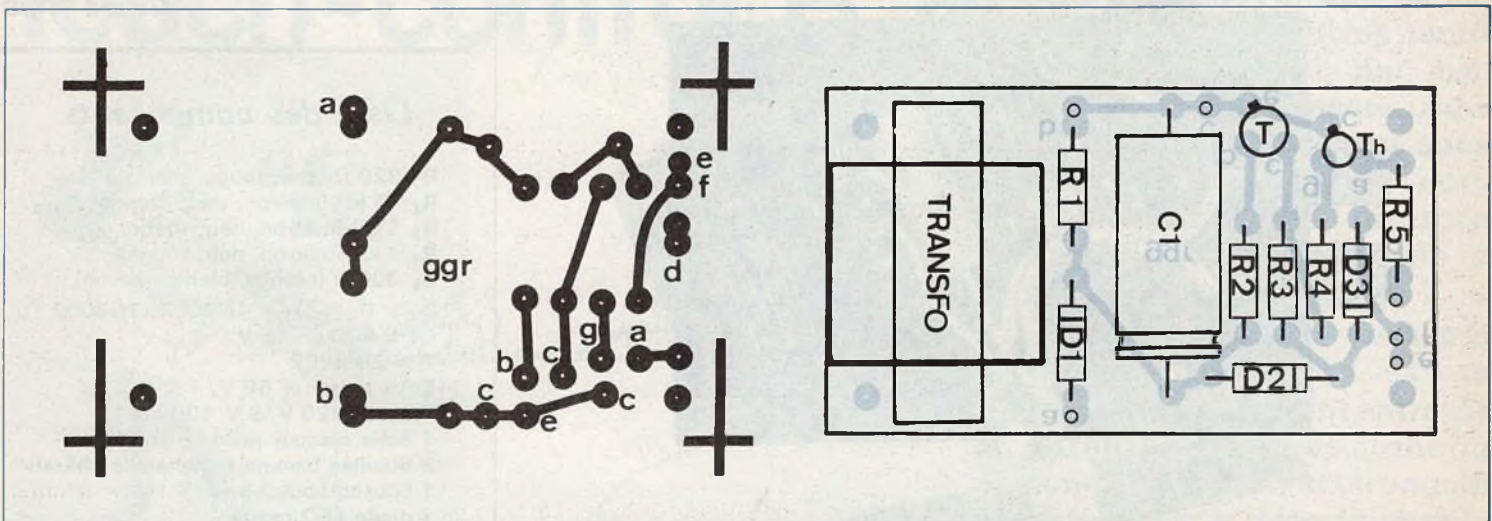


Fig. 2. et 3. - Les amateurs pourront très facilement reproduire le tracé du circuit imprimé précisé grandeur nature. Quelques petits problèmes peuvent se poser au niveau du type de transformateur utilisé.

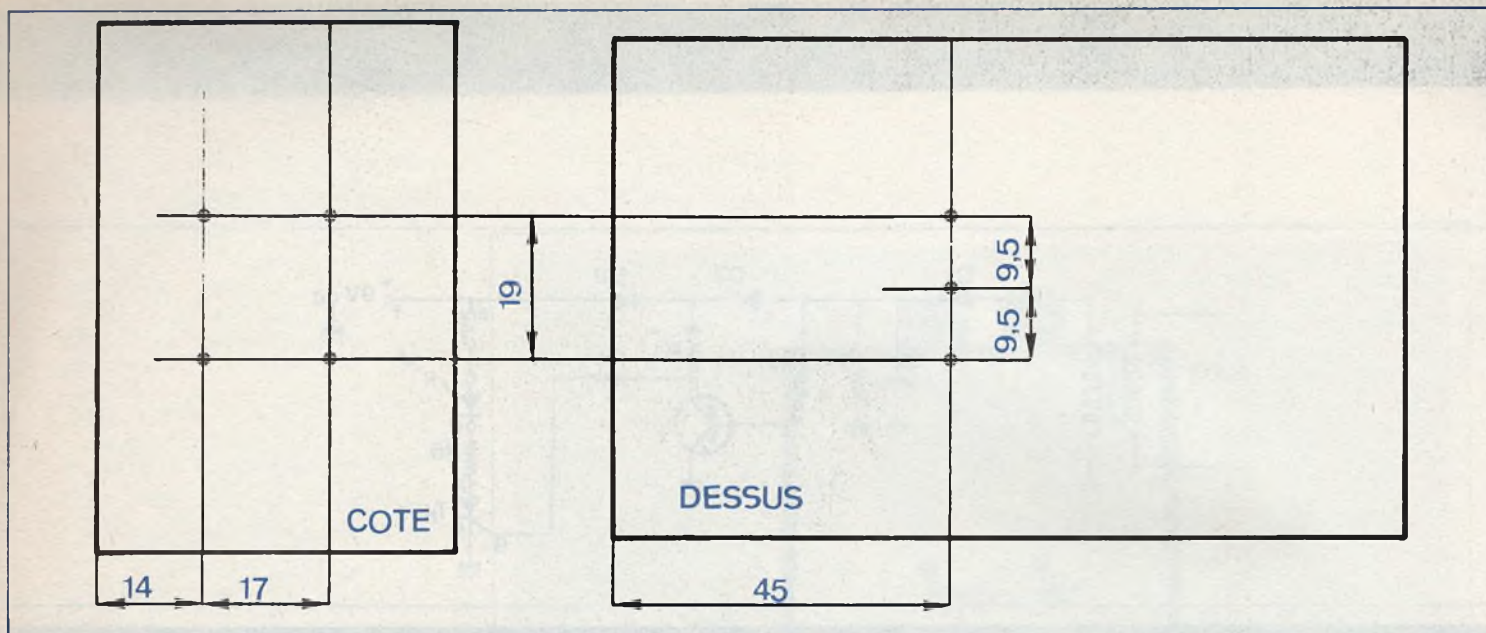


Fig. 4. - Le montage s'introduira à l'intérieur d'un coffret Teko de référence P/2.

Tous ces composants sont réutilisables dans la « mémoire secteur » et certains revendeurs proposent de tels chargeurs à moins de 30 F.

Le transformateur est collé à l'araldide sur le circuit imprimé.

Il est prévu deux fiches banane femelle de châssis qui sont en parallèle avec l'arrivée du secteur pour permettre le branchement d'un appareil en permanence sur la mémoire.

Il n'a pas été prévu d'interrupteur marche-arrêt, le voyant étant normalement toujours éteint.

Photo B. - Il faudra scrupuleusement veiller à l'isolation de la fiche secteur vis à vis de la face avant en aluminium.

En cas de non utilisation de la mémoire il suffit de débrancher la pile.

La consommation du montage est pratiquement nulle en veille.

Mise en boîtier (fig. 4)

Le circuit imprimé est fixé au fond d'un boîtier plastique TEKOP2 dont la face avant en aluminium comporte une prise mâle secteur.

Sur un côté du boîtier on trouve la

diode LED, le bouton poussoir et les deux douilles banane d'utilisation.

Il n'a pas été indiqué les diamètres de perçages, ceux-ci pouvant varier avec les fabricants.

Utilisations

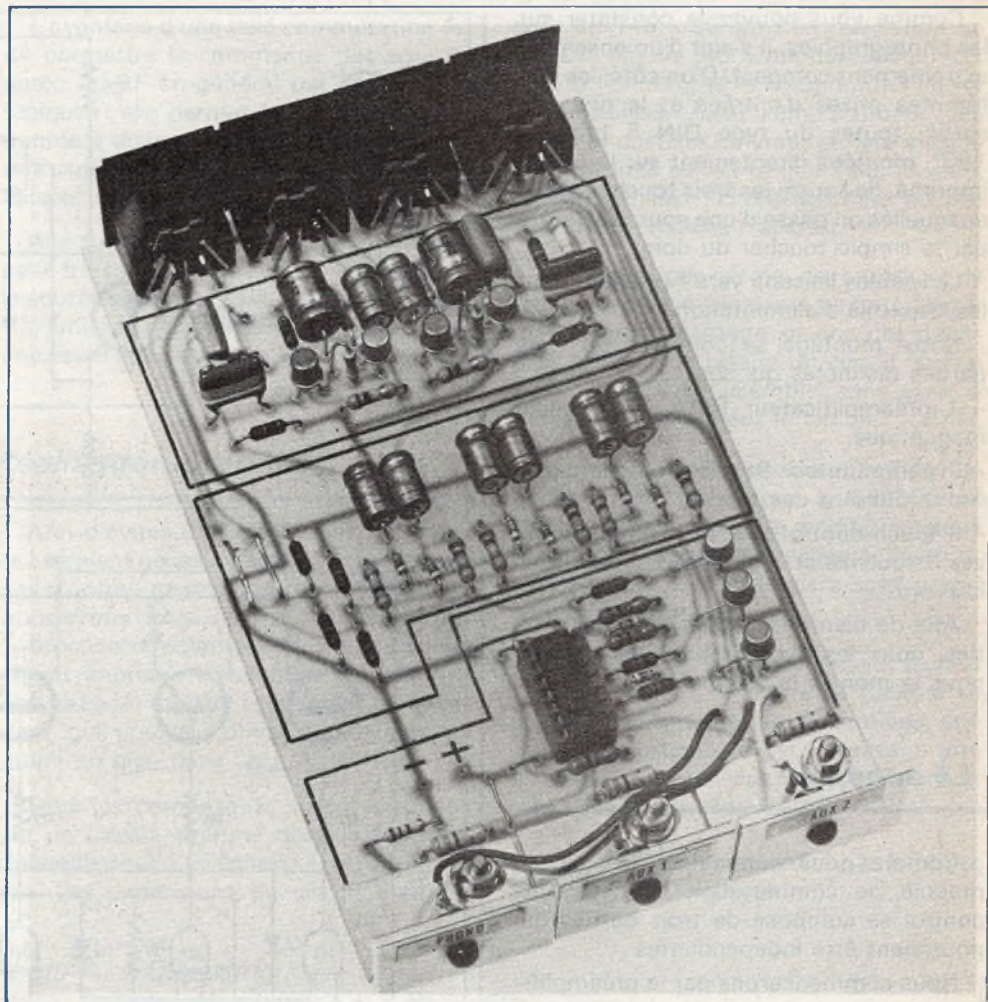
Une autre utilisation de la mémoire secteur est de pouvoir tester les prises de courant.

On branche la mémoire secteur dans une prise à tester, on appuie sur le bouton poussoir. Si le voyant reste allumé en relâchant le bouton poussoir on peut conclure à une absence de secteur.

Gérard GROS

Liste des composants

- R₁ 820 Ω (gris, rouge, marron)
- R₂ 15 kΩ (marron, vert, orange)
- R₃ 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R₄ 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R₅ 390 Ω (orange, blanc, marron)
- D₁ = D₂ = D₃ = 1N4001, 1N4007
- C₁ = 470 μF 15 V
- T = 2N 2222
- Th = thyristor 50 V / 1 A
- Transfo 220 V / 9 V 100 mA
- 1 fiche secteur mâle de châssis
- 2 douilles banane femelles de châssis
- 1 bouton poussoir
- 1 diode LED rouge
- 1 pression pour pile 9 V
- 1 pile 9 V
- 1 boîtier TEKOP2



Un touch-control B. F



CES merveilleuses touches que l'on appelle tantôt touches sensibles tantôt touch-control, et par bien d'autres noms encore, équipent de plus en plus les appareils électroniques de notre vie courante tels qu'ascenseurs, téléviseurs, tuners et amplificateurs.

Le montage que nous proposons de décrire est un module s'intercalant entre différentes sources (phono, tuner, magnéto), et un amplificateur. On a donc la possibilité de choisir entre trois entrées dont une pour cellule magnétique.

Comme vous pouvez le constater sur les photographies, il s'agit d'un ensemble extrêmement compact. D'un côté, les différentes prises d'entrées et la prise de sortie, toutes du type DIN 5 broches 180°, montées directement sur le circuit imprimé, de l'autre les trois touches grâce auxquelles on passe d'une source à l'autre par le simple toucher du doigt.

Les seules liaisons vers l'extérieur sont les deux fils d'alimentation.

Notre montage se compose de trois parties distinctes qui sont :

- 1 préamplificateur RIAA pour cellule magnétique,
- 1 commutateur BF électronique c'est-à-dire utilisant des diodes,
- 1 touch-control avec mise en mémoire, ses 3 touches et 3 diodes LED de visualisation.

Afin de bien différencier ces trois parties, nous les avons délimitées comme nous le montre la photo.

Le schéma

Comme nous venons de le voir, le module de commutation BF à touch-control se compose de trois parties qui pourraient être indépendantes.

Nous commencerons par le préamplificateur RIAA dont le schéma est donné à la **figure 1**. Nous n'avons représenté qu'une des deux voies (l'autre étant identique). Ce préamplificateur est d'un type très courant. Il est constitué de deux transistors BC 109 et du réseau de contre-réaction $R_{22}/R_{21}-C_2/C_1$. Peu de choses sont à dire sur ce montage, de nombreux autres ayant déjà été décrits dans les numéros précédents. Nous aurions pu employer un circuit intégré spécialement conçu pour cet usage, mais nous avons préféré utiliser des transistors afin que les amateurs de province n'aient pas de difficulté pour le réaliser.

La partie la plus intéressante est sans doute l'ensemble touch-control. La **figure 2** nous en donne le schéma détaillé. Pour cette fonction, nous avons fait appel à un circuit intégré du type CMOS. Il s'agit du 74 C00 ou quadruple porte NON-ET dont l'appellation anglaise est porte NAND.

Nous attirons votre attention sur le 74 C00 de chez National Semiconductor.

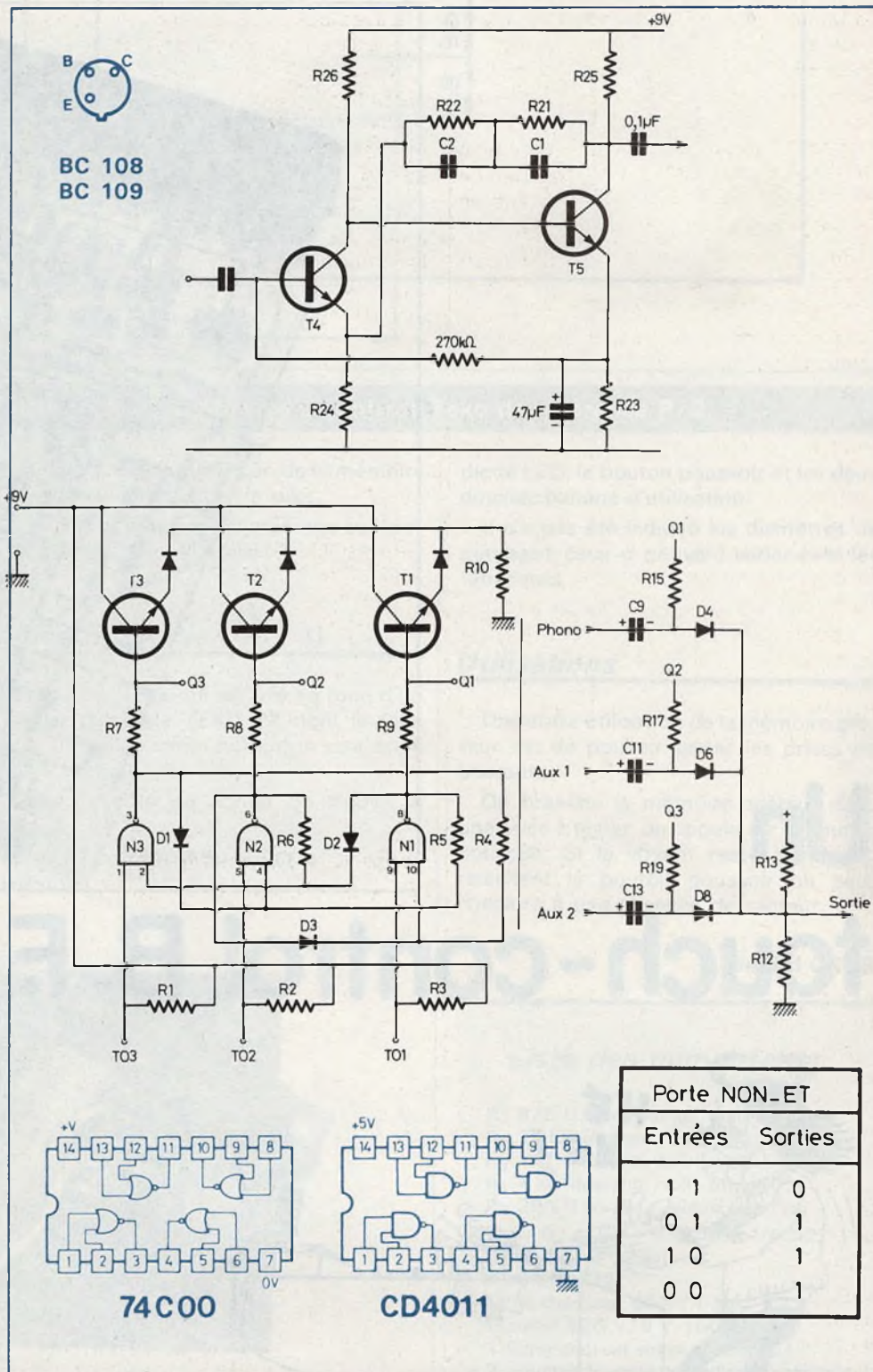


Fig. 1. à 3. - Schéma de principe du préamplificateur RIAA à deux transistors. Schéma détaillé de la section « touch control » équipée d'un circuit 74C00 ou bien CD4011 moyennant une modification du tracé du circuit imprimé.

La famille 74 C de ce fabricant est identique à la famille 74 TTL, et ceci pour la fonction et le brochage. Il n'en est pas de même des circuits des autres fabricants, comme vous pouvez vous en rendre compte à la **figure 3**. Si un circuit du type CD 4011 était employé, il y aurait lieu de modifier le dessin du circuit imprimé en conséquence : travail assez simple.

Pour réaliser la mise en mémoire, quelques diodes et résistances ont été ajoutées à ce circuit intégré.

Etudions de plus près le fonctionnement de ce montage.

A la mise sous tension, les sorties Q_1 , Q_2 , Q_3 sont dans un état logique donné. Supposons Q_1 à 1 et Q_2 , Q_3 à zéro (1 et 0 sont les deux états possibles pour les sorties des portes NAND).

Les entrées respectives 1, 5 et 9 des portes N_3 , N_2 et N_1 sont au potentiel positif par l'intermédiaire des résistances R_1 , R_2 et R_3 .

La borne 8 étant à 1 (porte N_1) force par la diode D_2 et R_5 les entrées 2 et 4 de N_3/N_2 ; ainsi les bornes 3 et 6 sont à zéro, R_4 sert à maintenir cet état en appliquant un 0 logique à la borne 10 de N_1 .

Dès que l'on effleure avec le doigt une des touches TO_3 et TO_2 , par exemple TO_3 , une onde à 50 Hz résultant du champ du secteur, l'entrée 1 correspondante passe de l'état haut à l'état bas (voir **figure 4**) ; la sortie de N_3 passe donc de 0 à 1 ; l'entrée 4 de N_2 est à 1 grâce à D_1 donc 6 toujours à zéro ; par contre la résistance R_4 force l'entrée 10 de N_1 à 1 ; il en résulte que la sortie 8 de N_1 passe de l'état 1 à l'état 0.

Maintenant $Q_3 = 1$, $Q_2 = 0$ et $Q_1 = 0$, ce qui est le but recherché puisque nous avons effleuré la touche TO_3 . Le raisonnement serait le même si l'on touchait TO_2 .

Ce petit montage peut s'appliquer pour la commande de triacs, de relais, d'un sélecteur télé ou FM, etc.

La commutation des différentes sources est statique et est réalisée par des diodes du type 1N4148. Le principe est d'utiliser la résistance dynamique de la diode. En effet, si l'on applique un courant continu positif, les diodes sont polarisées dans le sens direct, leur résistance est très faible, le signal audio peut passer ; dans le cas contraire, elle est très élevée et la diode se comporte comme un interrupteur ouvert, le signal audio ne passe plus.

L'avantage d'une telle commutation est de permettre la commande des sources audio ou BF en général par des niveaux logiques ; elle permet également la commande à distance par une tension continue sans contrainte de blindage des fils de liaison.

Aux sorties Q_1 , Q_2 , Q_3 , nous avons disposé trois transistors de façon à visualiser la source commutée ; la résistance unique R_{10} limite le courant dans les diodes LED, une seule étant allumée à la fois.

Réalisation pratique

Afin d'éviter les liaisons par fil blindé, qui seraient nécessaires pour relier les prises d'entrée et sortie au circuit imprimé, nous avons choisi d'utiliser des prises DIN 5 broches directement soudables sur le circuit imprimé. L'ensemble ainsi réalisé constitue un module totalement indépendant qui pourra trouver place dans un ampli ou bien dans un petit coffret.

Tous les composants seront disposés sur un circuit imprimé dont la **figure 4** donne le dessin à l'échelle 1, vu côté cuivre. Les dimensions du circuit imprimé

sont de 145 x 90 mm. Sa réalisation ne soulève pas de problème particulier, surtout si l'on adopte la solution de l'époxy présensibilisé. Ainsi l'emplacement des pistes et pastilles cuivrées se fera à l'aide d'un carbone sur un calque. Pour la suite, on peut utiliser l'encre de chine ou des bandes et pastilles transfert.

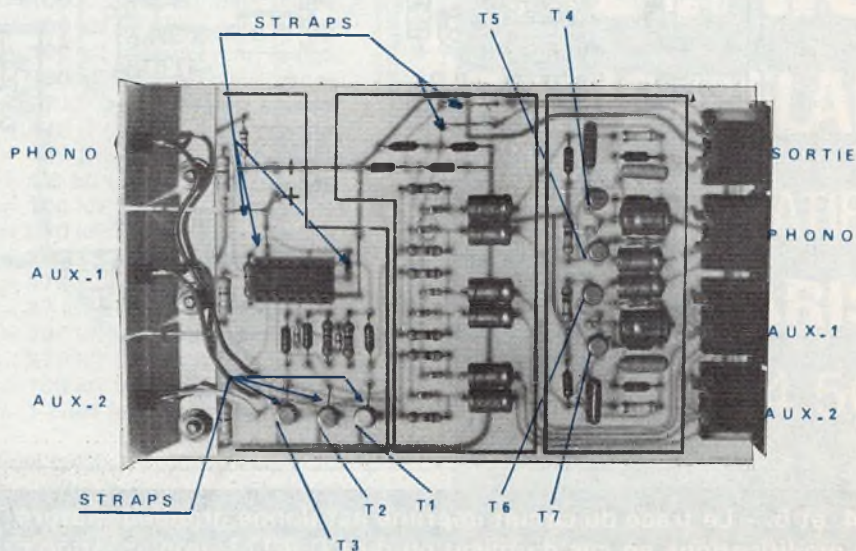
Cette méthode permet de reproduire de façon identique plusieurs circuits imprimés. L'autre avantage, et non des moindres, permet de refaire un circuit (si l'on s'est trompé par exemple) sans avoir à redessiner totalement le circuit.

Pour ceux qui désireraient utiliser un circuit intégré autre que le 74 C 00 de National, il y aura lieu de modifier quelque peu le dessin, afin de respecter les brochages des CI. Ces derniers sont représentés à la **figure 3**.

L'implantation des composants se fera conformément à la **figure 5**. Celle-ci se passe de commentaires. Néanmoins, une attention particulière est nécessaire afin de ne pas inverser les diodes, les transistors et les trois diodes LED.

Tout ce travail est facilité par la **photo** de l'ensemble terminé.

Photo A. - Disposition claire et ordonnée de tous les éléments.



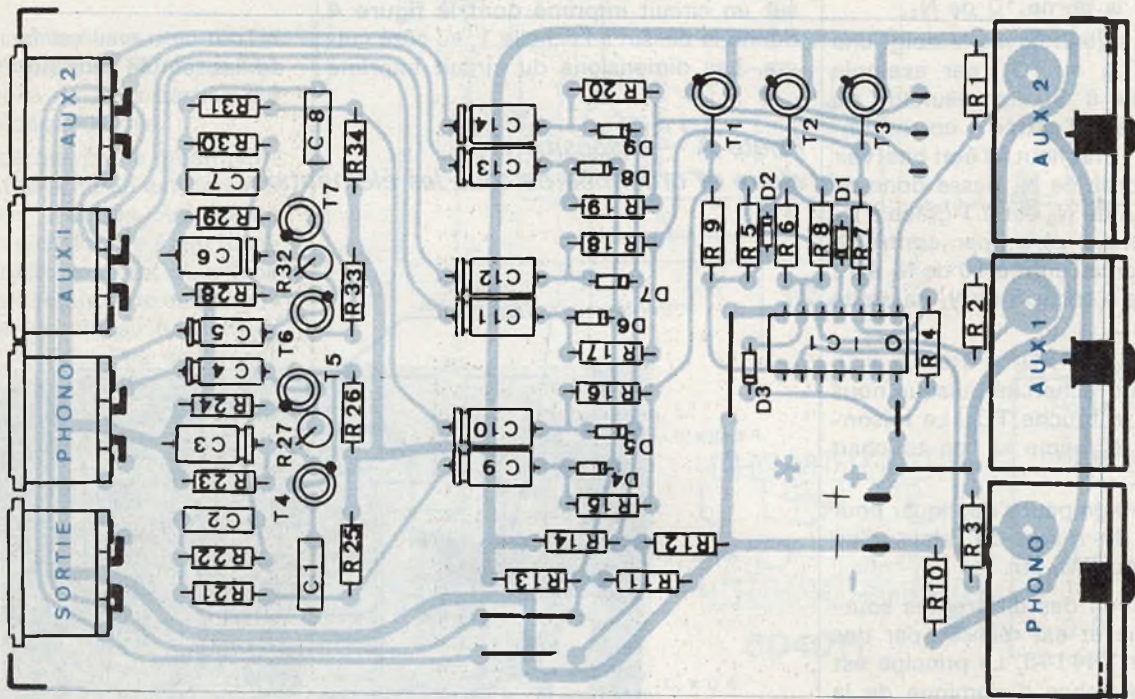
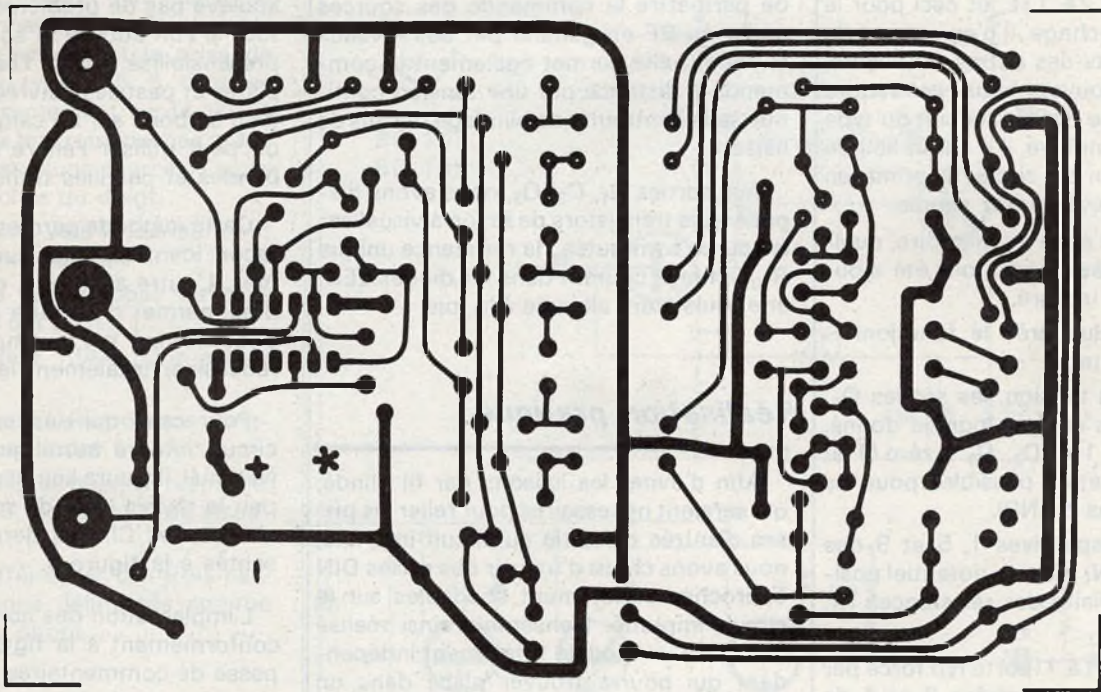


Fig. 4. et 5. - Le tracé du circuit imprimé est donné grandeur nature. Nous rappelons qu'il devra subir quelques modifications en cas d'utilisation du CD 4011. Implantation pratique des divers éléments et notamment emploi de prises DIN pour circuit imprimé.

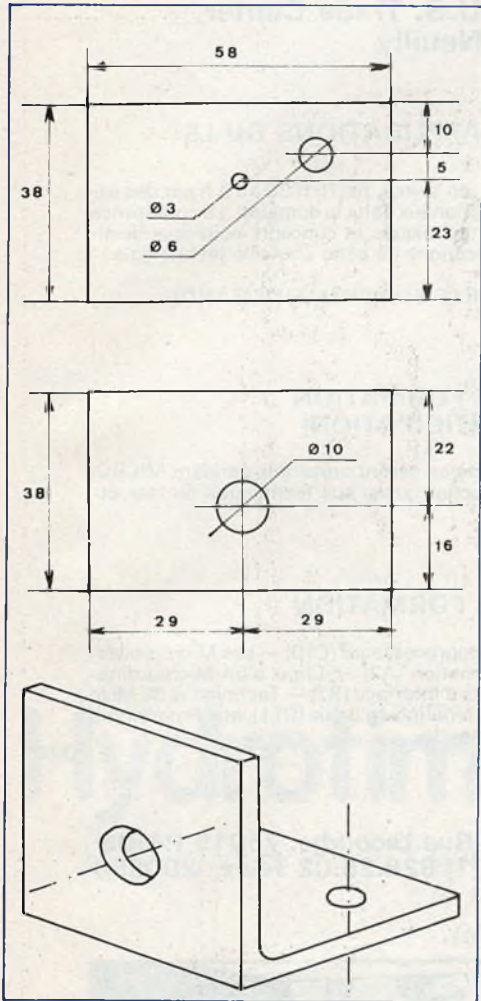


Fig. 6. et 7. - On pourra se livrer à la réalisation d'équerres en aluminium formant « touche ».

Pour la confection des touches, nous avons fait appel à du profilé d'aluminium de 15/10 d'épaisseur découpé comme l'indique les figures 6 et 7.

Un trou de 6 mm de diamètre permet le passage de la diode LED.

En ce qui concerne le circuit intégré, il est souhaitable de ne pas le souder directement, à moins de prendre certaines précautions d'ailleurs valables pour tous les CMOS, la principale étant de relier la panne du fer à souder à la masse ou de débrancher celui-ci le temps des soudures. Nous avons préféré utiliser un petit support 14 broches; ainsi, moyennant une petite dépense supplémentaire, fini les tracasseries.

P.R.

Nomenclature

Circuits intégrés

IC₁ = 74 C 00 (National Semiconductor) voir texte pour CD4011.

Transistors et diodes

T₁, T₂, T₃ = BC 108

T₄, T₅, T₆, T₇ = BC 109

D₁ à D₉ = 1 N 4148

Condensateurs

C₁ = 10 nF

C₂ = 3,3 nF

C₃ = 47 μF/16 V

C₄ = 2,2 μF/63 V

C₅ = 2,2 μF/63 V

C₆ = 47 μF/16 V

C₇ = 3,3 nF

C₈ = 10 nF

C₉, C₁₀, C₁₁, C₁₂, C₁₃, C₁₄ = 2,2 μF/63 V.

Résistances à couche 5% 1/2 W ou 1/4 W

R₁ = 3,3 MΩ (orange, orange, vert)

R₂ = 3,3 MΩ (orange, orange, vert)

R₃ = 3,3 MΩ (orange, orange, vert)

R₄ = 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₅ = 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₆ = 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₇ = 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₈ = 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₉ = 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₁₀ = 560 Ω (vert, bleu, marron)

R₁₁ = 51 kΩ (vert, marron, orange)

R₁₂ = 51 kΩ (vert, marron, orange)

R₁₃ = 51 kΩ (vert, marron, orange)

R₁₄ = 51 kΩ (vert, marron, orange)

R₁₅ = 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₆ = 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₇ = 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₈ = 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₉ = 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₂₀ = 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₂₁ = 390 kΩ (orange, blanc, jaune)

R₂₂ = 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₂₃ = 470 Ω (jaune, violet, marron)

R₂₄ = 330 Ω (orange, orange, marron)

R₂₅ = 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)

R₂₆ = 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₂₇ = 270 kΩ (rouge, violet, jaune)

R₂₈ = 330 Ω (orange, orange, marron)

R₂₉ = 470 Ω (jaune, violet, marron)

R₃₀ = 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₃₁ = 390 kΩ (orange, blanc, jaune)

R₃₂ = 270 kΩ (rouge, violet, jaune)

R₃₃ = 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₃₄ = 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)

Matériel divers

4 prises DIN 5 broches 180° pour circuit imprimé


1 prise 9 V 1 support circuit intégré

3 cornières aluminium 15/10° (voir texte)

CHOISIR LE N° 1
en toute sécurité



une gamme complète touchant tous
les domaines de l'électronique

les Kits  peuvent être livrés
montés (Réf. W)

*

CATALOGUE ET TARIF SUR DEMANDE

(Joindre 8 F. F. ex.)

**

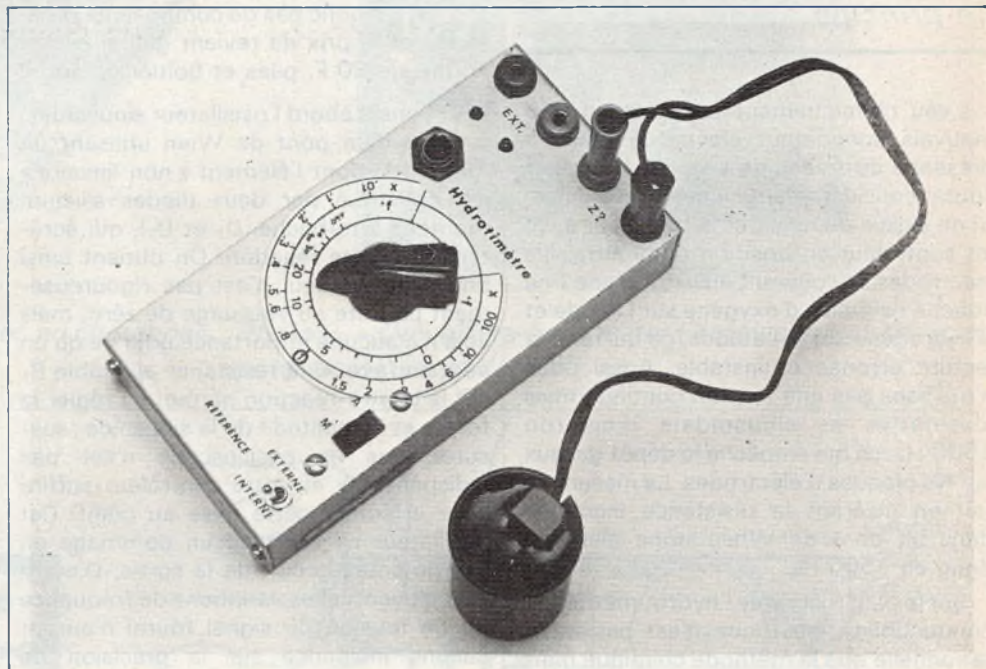
Importé et distribué en France par:

électronique-promotion
IMPORT - EXPORT
 BP 7 • 21 DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
R (93) 45 09 30 • Telex PROSUDE 470089 F

Antenne à Paris - 22, rue de la Vega - 75012 Paris
Tél. : 343.03.38 et 307.07.27 - Téléc. : 211.801

**TOUS LES
RELAIS
RADIO-RELAIS
18, RUE CROZATIER
75012 PARIS
Tél. 344.44.50**

R.E.R. - GARE DE LYON



Hydrotimètre - conductimètre

Cet appareil permet d'évaluer instantanément la teneur en sels minéraux d'une eau potable par mesure de sa conductibilité électrique.

Selon les coins de France

l'eau contient plus ou moins de sels de calcium et de magnésium qui empêchent le savon de mousser et entartrent les chauffe-eau.

Un adoucisseur d'eau domestique simple remplace ses sels par des sels de sodium qui suppriment ces défauts

mais rendent l'eau diététiquement non potable : ce genre d'appareils ne diminuant pas la minéralisation de l'eau la conductibilité reste la même.

En revanche un adoucisseur « double »

absorbe ces sels de sodium et fournit ainsi une eau très pure : dans ce cas notre appareil

permet de contrôler l'usure des résines contenues dans l'adoucisseur

en titrant avec précision l'eau en degrés hydrotimétriques français (°f).

D'autre part un commutateur et deux bornes supplémentaires permettent de transformer ce petit hydrotimètre en conductimètre, pour mesurer la résistance des corps humides :

poudres, tissus, prospection archéologique, c'est-à-dire partout où un ohmmètre classique devient inutilisable.

Le principe

L'eau chimiquement pure est un très mauvais conducteur électrique mais la présence de traces de sels minéraux fait chuter considérablement cette résistance. Si on essaie de mesurer cette valeur avec un contrôleur en position ohmmètre, les électrodes se couvrent aussitôt d'une fine couche de bulles d'oxygène sur l'anode et d'hydrogène sur la cathode, ce qui rend la lecture erronée et instable. Aussi nous n'utilisons pas une tension continue mais alternative et sinusoïdale d'environ 1500 Hz, ce qui empêche le dépôt gazeux sur les plaques d'électrodes. La mesure se fait en insérant la résistance inconnue dans un pont de Wheatstone alimenté donc en 1500 Hz.

Sur le plan théorique l'hydrotimétrie par conductibilité électrique n'est pas aussi rationnelle que la méthode chimique mais le côté pratique prime très largement sur ce défaut. En effet seuls les sels de calcium et de magnésium sont pris en compte pour la détermination de l'hydrotimétrie vraie, or les sels de sodium vont s'« ajouter » à la mesure électrique ; mais heureusement la teneur en sodium des eaux de source ou « de ville » est relativement faible vis-à-vis de la somme calcium plus magnésium.

En conséquence, pour les eaux relativement douces la méthode électrique est plus sensible et précise que la méthode chimique ; par contre pour les eaux très dures (plus de 40° f) il devient illusoire d'établir une correspondance conductibilité/degrés hydrotimétriques car la nature et les concentrations des sels minéraux dissous entrent alors en jeu. C'est pour cela que nous présentons notre appareil comme contrôleur pratique et précis pour les eaux relativement douces (moins de 30 f), et comme simple « détecteur » d'eaux dures.

Le schéma électronique (voir fig. 1)

Notre électronique se divise en deux parties : le pont de Wheatstone muni de son comparateur à LED, et un oscillateur pour alimenter l'ensemble. Tout est réuni sur un circuit imprimé de 67 x 67 mm qui comporte deux CI 741 et aucun transis-

tor. Il n'y a donc pas de composants rares et le prix de revient global est de l'ordre de 80 F, piles et boîtier compris.

Voyons d'abord l'oscillateur sinusoïdal : il s'agit d'un pont de Wien utilisant un 741 (CI 1) dont l'élément « non linéaire » est constitué par deux diodes silicium montées tête-bêche (D_1 et D_2), qui écrêtent la contre réaction. On obtient ainsi une sinusoïde qui n'est pas rigoureusement parfaite au voisinage de zéro, mais cela n'a aucune importance pour ce qu'on veut en faire. Une résistance ajustable P_1 sur la contre-réaction permet de régler la forme et l'amplitude de la sinusoïde : rassurez-vous un oscilloscope n'est pas indispensable et votre contrôleur suffira pour effectuer cette mise au point. Cet oscillateur ne subit aucun dommage en cas de court-circuit de la sortie. D'autre part d'éventuelles variations de fréquence ou de tension du signal fourni n'auront aucune incidence sur la précision de l'appareil.

Le pont de mesure est très classique : Par le curseur du potentiomètre P_2 on établit l'équilibre du pont de Wheatstone, dont les deux autres résistances sont constituées par R à mesurer et par une résistance ajustable P_3 qui ne sert qu'au tarage de l'ensemble, une fois pour toutes

en hydrotimétrie. Toutefois, nous avons préféré pouvoir accéder à ce réglage de l'extérieur pour d'autres applications. Le commutateur K_2 permet de remplacer cette résistance P_3 (« Référence interne ») par une résistance extérieure quelconque branchée entre deux socles bananes (« Référence extérieure »). Si seule l'hydrotimétrie vous intéresse vous pourrez donc supprimer K_2 , les deux socles bananes, et remplacer le potentiomètre P_3 par un petit ajustable du genre de P_1 .

Les deux potentiels médians à comparer sont redressés par les diodes D_3 et D_4 et filtrés par les condensateurs C_3 et C_4 ; ces deux tensions continues sont alors appliquées aux deux entrées d'un autre 741 (CI 2) monté en « boucle ouverte ». Cela signifie que si le potentiel appliqué à l'entrée « non inverseuse » (borne 3) est à peine supérieur à celui de l'« entrée inverseuse » (borne 2), la tension de sortie du 741 est de +8 V. Dans le cas inverse nous aurons -8 V. Une tension de sortie nulle est impossible à obtenir avec ce montage. En conséquence le courant de sortie, limité par R_6 , est « aiguillé » selon sa polarité par les diodes D_5 et D_6 vers l'une ou l'autre des deux LED rouges : L'équilibrage du pont par le potentiomètre P_2 est donc signalé par le basculement des deux LED.

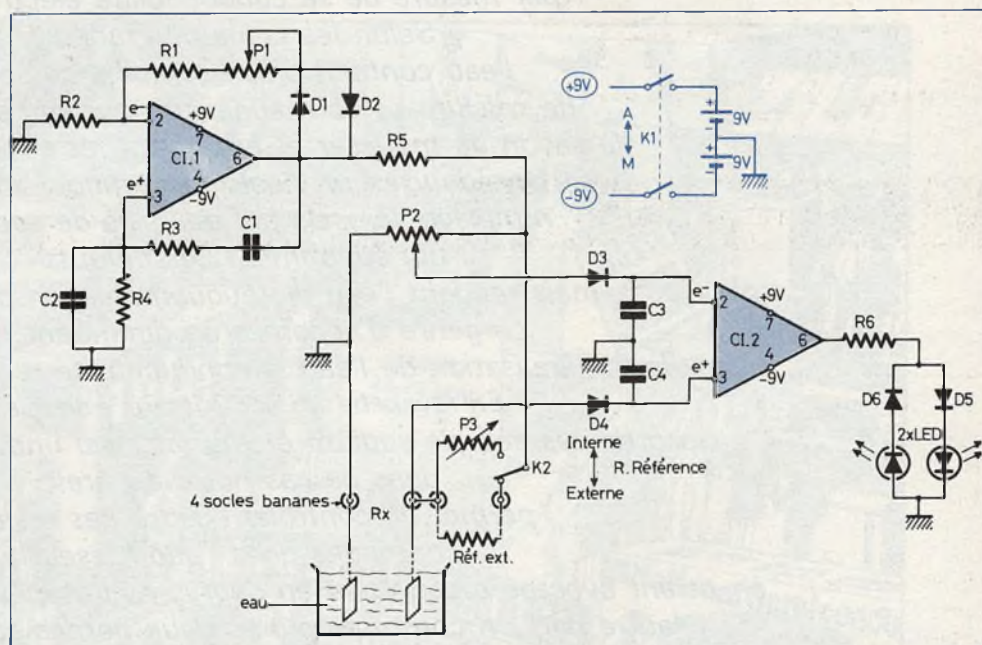


Fig. 1. - Le circuit ne comporte que deux circuits intégrés μA 741, l'un en oscillateur sinusoïdal, l'autre en détecteur d'équilibre d'un pont de Wheatstone.

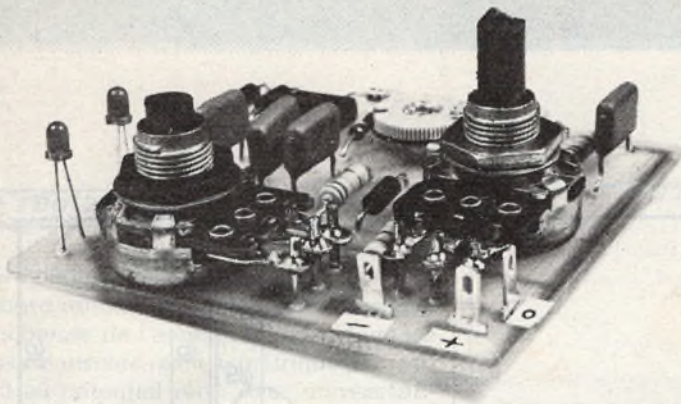


Photo 1. – Les deux potentiomètres sont fixés au circuit par l'intermédiaire de bouts de fil cuivre rigide.

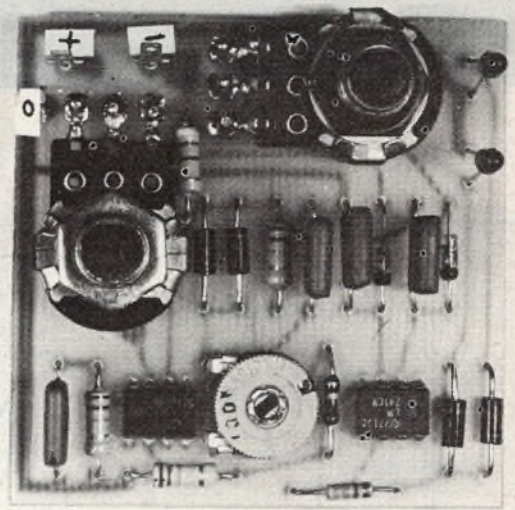


Photo 2. – On veillera à respecter l'emplacement des axes de potentiomètres et des LED.

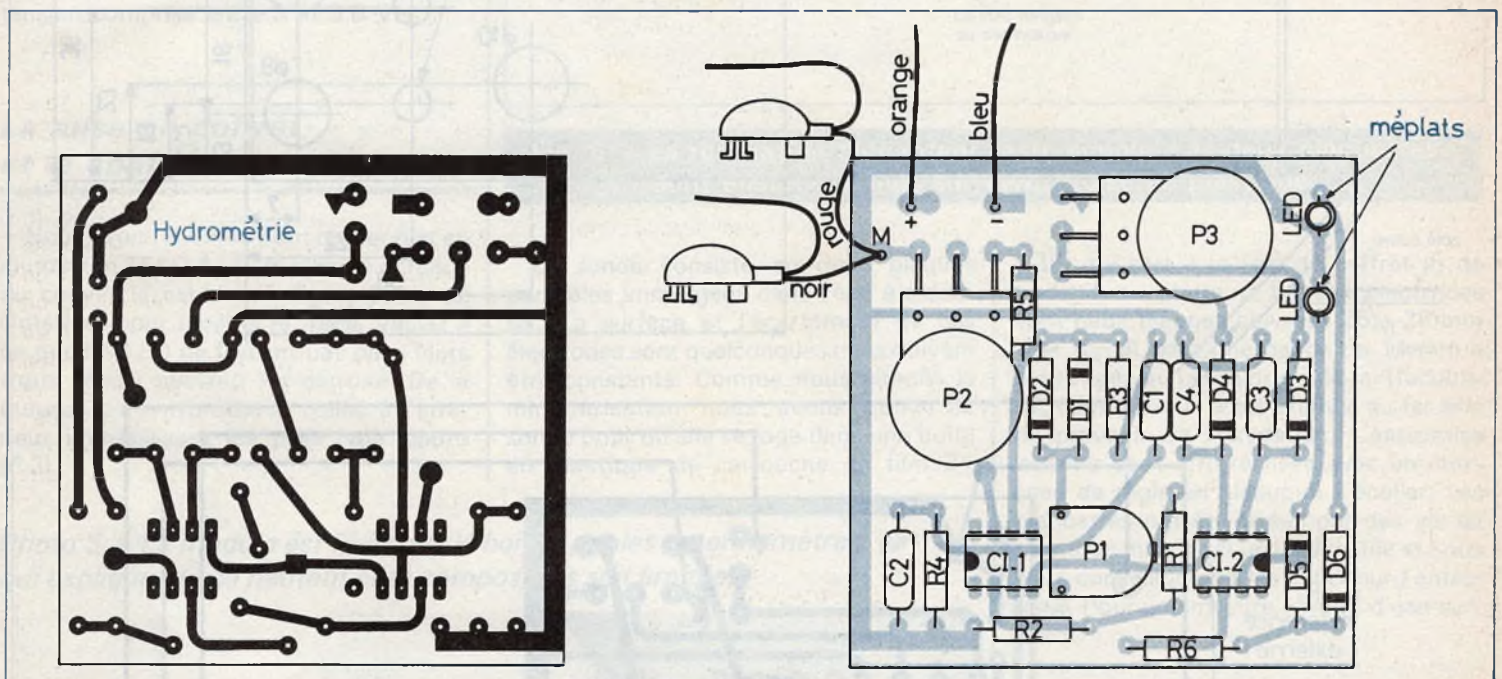


Fig. 2. – Le circuit imprimé est reproduit grandeur nature. Attention à l'orientation des deux CI et aux cotes de perçage de P1. Câbler les fils d'alimentation sur les cosses avant le module au couvercle.

La réalisation du circuit imprimé

Pas de difficultés particulières mais nous vous invitons à respecter les cotes d'implantations. L'ajustable P₁ devra obligatoirement être un petit modèle pour fixation **parallèle** au circuit, dit aussi « pour soudage horizontal ». Ce type de composants étant mal normalisé vous pourrez être amenés à modifier son implantation lors du dessin du circuit. Pensez-y. Les potentiomètres P₂ et P₃ sont fixés au module par l'intermédiaire de bouts de fil cuivre rigide, ce qui laisse une petite souplesse pour le positionnement des axes. Ce type d'assemblage est

justifié aussi par le fait que les potentiomètres « pour circuit imprimés » existent en trois orientations différentes, d'où difficultés d'approvisionnement pour la province, surtout qu'ici encore les cotes sont différentes d'un fabricant à l'autre... En effet, comme le module sera fixé au boîtier métallique par les écrous des potentiomètres le positionnement de leurs axes est donc important ; il en va de même pour les deux LED qui émergeront du boîtier mais cela est beaucoup plus facile. L'axe de P₃ est coupé très court et comporte seulement un trait de scie pour sa commande.

Côté composants la cosse « M » est à relier aux prises agrafes. Équiper les cos-

ses « + » et « - » de deux fils orange et bleu de 15 cm environ.

Les deux CI 741 seront obligatoirement en boîtier DIL à huit broches et montés sans socles, car la hauteur côté composants est limitée.

La masse du circuit imprimé ne doit pas être reliée au boîtier afin de ne pas perturber certaines mesures de conductivités différentielles : nous vous conseillons donc de chanfreiner légèrement les bords du circuit côté cuivre (fig. 4).

Enfin il reste à souder trois straps en fils isolés côté cuivre : alimentation positive entre les trois pastilles rondes marquées « + » et alimentation négative entre les deux pastilles carrées (voir fig. 5).

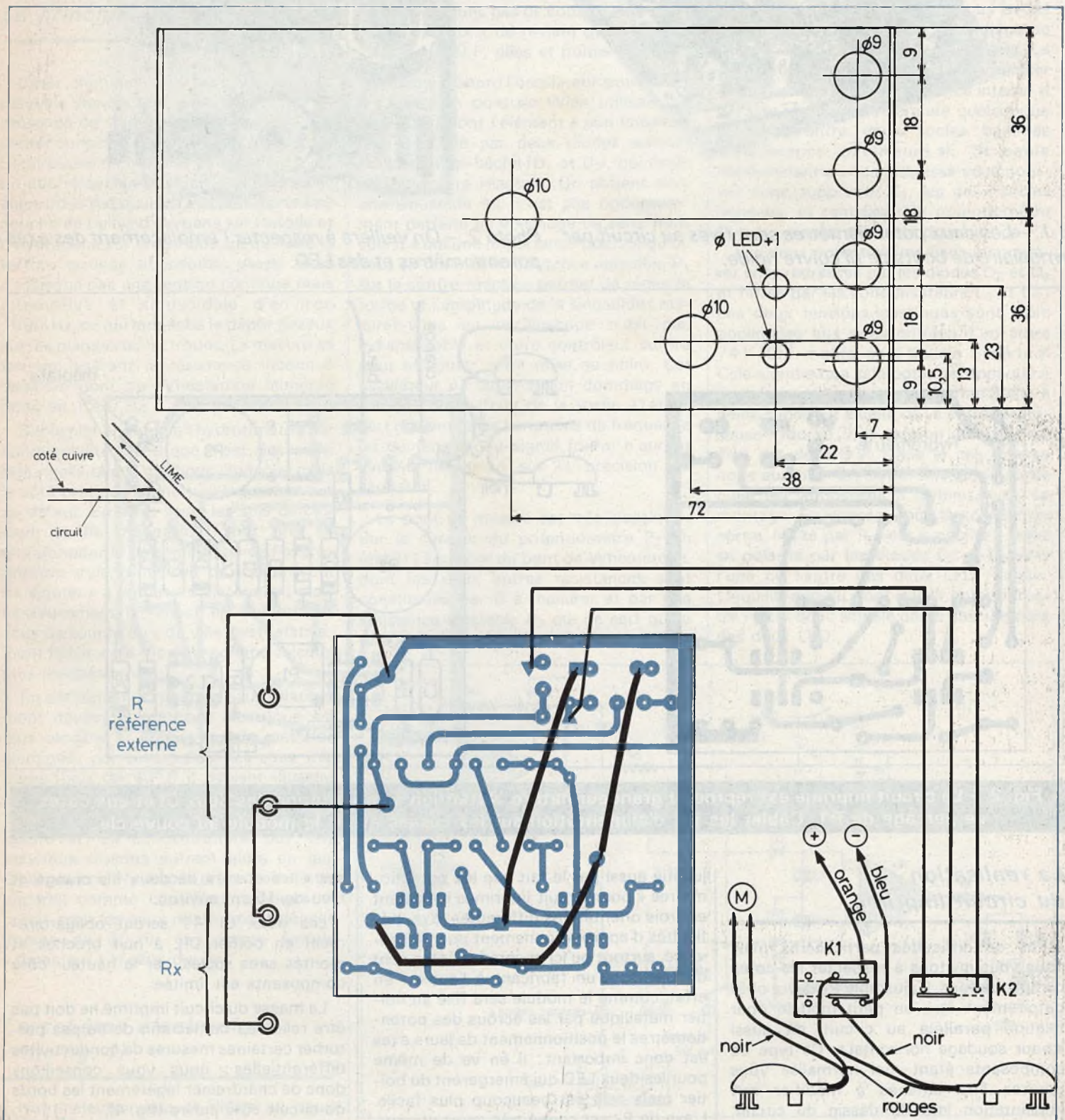


Fig. 3. à 5. - Le plan de perçage du couvercle est précisé côté intérieur. Chanfreiner légèrement le circuit côté cuivre pour éviter d'éventuels courts-circuits avec le boîtier. Le câblage final s'effectue avec le module déjà vissé au couvercle.

Le réglage de l'oscillateur

En diminuant la valeur de P_1 il y a d'abord affinement de la forme du signal puis baisse de l'amplitude. Dans tous les cas la sinusoïde reste symétrique par rapport au potentiel zéro. Avec un oscilloscope bien sûr pas de problème mais vous y arriverez tout aussi sûrement en branchant votre contrôleur en position « Volt alternatif » entre la sortie de Cl_1 (en amont ou en aval de R_5) et la masse du circuit : agir sur P_1 jusqu'à obtenir une tension comprise entre 3 et 3,5 V \approx .

La mise en coffret et la confection de la sonde

Nous avons choisi le petit boîtier plat en aluminium TEKO 4/A ; le plan de perçage du couvercle est donné figure 3, vu de l'intérieur pour faciliter le tracé. Veillez à ce que les LED ne forcent pas dans leurs trous ce qui pourrait les détruire. De la mousse de polyuréthane collée à l'intérieur immobilisera les piles (voir photo n° 3).

Photo 3. – Le module est fixé sous le boîtier par les potentiomètres, ce qui explique que la hauteur côté composants soit limitée.

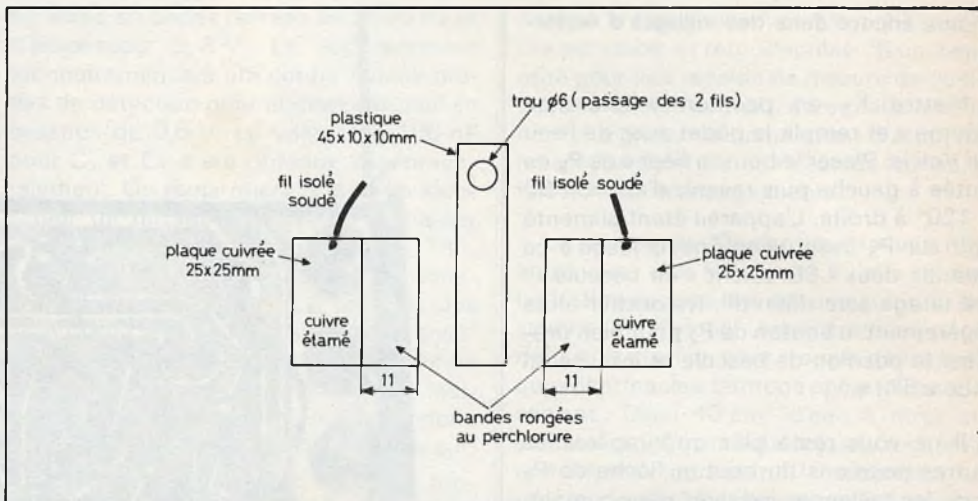


Fig. 6. – La réalisation du capteur reste simple. Les deux plaquettes sont ensuite collées sur l'entretoise en plastique.

La sonde consiste en deux plaques parallèles immergées dans l'eau à mesurer. La surface et l'écartement de ces électrodes sont quelconques mais doivent être constants. Comme nous aimons la miniaturisation nous avons conçu la sonde pour qu'elle se loge dans une boîte

en plastique de cartouche de film 24 x 36, qui sert à la fois de coffret et de godet (voir photo n° 5). Les électrodes sont deux plaques cuivrées 25 x 25 mm (voir fig. 6) dont une bande de 11 mm a été rongée au perchlore de fer (facultatif), l'autre partie a été étamée au fer afin de prévenir de l'oxydation. L'entretoise isolante peut être réalisée avec un morceau de règle en plastique d'écolier. Les plaquettes ont été fixées par des vis en plastique mais c'est un luxe inutile et nous vous conseillons de les coller sur l'entretoise. Pour une mesure 15 cm³ d'eau suffisent.

L'étalonnage en degrés hydrotimétriques (Voir tableau 1)

Nos étalons seront deux eaux minérales du commerce parmi les plus connues : « Volvic source clairvic » (5° f) et « Vittel grande source » (60° f). Les valeurs intermédiaires seront obtenues par des mélanges de ces deux eaux (voir tableau). On pourra compléter l'étalonnage avec de l'eau distillée ou bi-permutée (0° f), un labo d'analyse ne pourra vous en refuser un peu ; et à l'opposé de l'échelle, de la « Contrexville source pavillon » qui atteint 140° f ! L'eau « du robinet » se situe le plus souvent entre 20 et 35° f, pour les Parisiens la célèbre eau du square Lamartine fait 10° f ; on peut trouver

moins encore dans des villages d'Auvergne.

Mettre K_2 en position « Référence interne » et remplir le godet avec de l'eau de Volvic. Placer le bouton flèche de P_2 en butée à gauche puis revenir d'environ 90° à 120° à droite. L'appareil étant alimenté agir sur P_3 avec un tournevis jusqu'à ce que les deux LED soient « en bascule » : (ce tarage sera définitif). Retoucher alors légèrement le bouton de P_2 pour bien préciser la position de bascule et inscrire en face « $5^\circ f$ ».

Il ne vous reste plus qu'à repérer les autres positions du bouton flèche de P_2 avec les mélanges indiqués pour compléter votre cadran. Sur le cadran de notre appareil figure une échelle extérieure destinée à comparer une résistance inconnue à une résistance de référence extérieure ou interne, connue ou non : Les graduations sont des facteurs multiplicatifs, ainsi le « 1 » qui est au milieu de l'échelle signifie que les deux résistances sont égales, le « 2 » que l'échantillon est deux fois plus résistant que la référence, le « 0,5 » deux fois moins résistant etc. Cet étalonnage se fera donc simplement avec des résistances connues ou ajustées, avec par exemple une résistance de $1\text{ k}\Omega$ à 1% en référence.

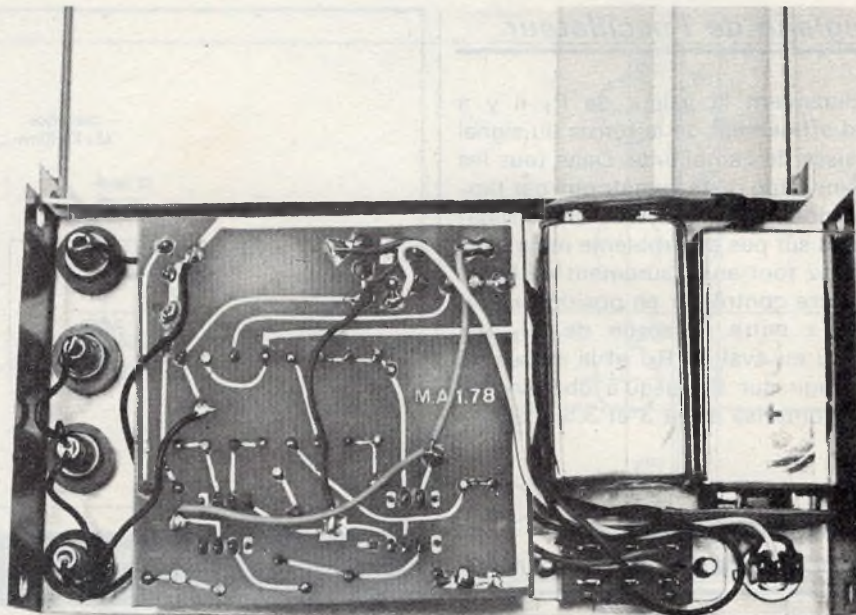


Photo 4. – Le câblage final est facilité par des pastilles cuivrées du circuit imprimé. Remarquer l'orientation tête-bêche des deux piles de 9 V.

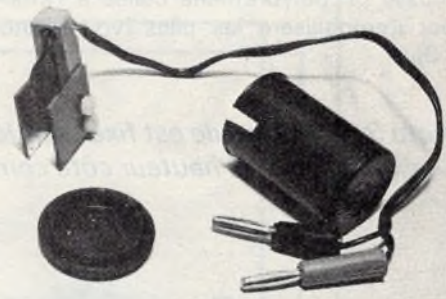


Photo 5. – La sonde de mesure restera à demeure dans cet emballage en plastique de film 24×36 , qui servira de godet. Ne pas oublier la petite échancrure pour la sortie du câble.

Tableau 1

Ces divers mélanges d'eaux vont permettre de graduer le cadran de l'appareil directement en degrés hydrotimétriques.

Degrés hydrotimétriques ° f	Eau distillée ou bipermutée %	Eau de Volvic source Clairvic %	Eau de Vittel grande source %
0	100	0	
1	80	20	
2	60	40	
3	40	60	
4	20	80	
5	0	100	
7		97	3
10		90	10
15		82	18
20		74	26
25		64	36
30		45	55
40		23	77
50		18	82
60		0	100

Utilisation en conductimètre

La mesure de la résistance ohmique d'un milieu humide, c'est-à-dire sujet à l'hydrolyse, est comme nous l'avons dit impossible avec un ohmmètre en courant continu ; par contre un conductimètre permet de suivre par exemple la vitesse de séchage d'un tissu ou d'une poudre, avec des capteurs basés sur le même principe que celui de l'hydrotimètre.

En fait, ce conductimètre a été à l'origine conçu à la demande d'un groupe d'archéologues amateurs, dont la méthode de prospection consiste à enfoncer dans le sol des pieux métalliques à 1 m de distance, puis de comparer les écarts de résistances du sol d'un pieu à l'autre. Comme il s'agit de relevés longs et fastidieux il fallait un appareil petit, léger et à réponse rapide. L'utilisation en hydrotimètre est venue plus tard comme application « grand public ».

Annexe

La lecture de ce paragraphe n'est pas indispensable à la réalisation de l'appareil, car nous y avons regroupé les détails techniques qui auraient alourdis le texte mais qui satisferont les esprits curieux. D'autre part lorsque l'on souhaite modifier ou interpréter un montage il est très utile de savoir comment la valeur de tel composant a été établie. Le pont de Wien a été calculé pour 1500 Hz parce que les conductimètres commercialisés fonctionnent en 1000 ou 2000 Hz. La formule de la fréquence d'un pont de Wien est : $F = 1/2\pi RC$ avec E en ohms ($R = R_3 = R_4$) et C en farad ($C = C_1 = C_2$). Avec $C = 6,8 \text{ nF}$ et $R = 15 \text{ k}\Omega$ le calcul donne 1560 Hz, et nous avons obtenu 1539 Hz. Le taux de contre réaction a été établi expérimentalement (gain $\approx 2,8$). L'amplitude du signal de sortie ne chute qu'à partir d'une résistance de charge inférieure à $1 \text{ k}\Omega$: une résistance $R_5 = 470 \Omega$ est donc bien suffisante. La tension efficace de sortie ne peut dépasser 5 V , donc la puissance dissipée par R_5 en cas de court-circuit est donc $5^2/470 = 5/100 \text{ W}$.

Le pont de Wheatstone a une de ses électrodes de mesure reliée à la masse du circuit, or si celle-ci était reliée au boîtier elle le serait aussi à la main de l'opérateur, et par là un risque de shunter une résistance à mesurer. D'après nos archéologues il fallait pouvoir mettre en référence une résistance comprise entre 30 et 900Ω , d'où un potentiomètre P_3 de 1 KB (logarithmique) : or, il se trouve que cette valeur s'accorde fort bien avec les dimensions de la sonde hydrotimétrique, une chance !

Le comparateur ne peut recevoir des signaux d'entrées alternatifs, car dans tous les cas il fournirait une tension

de sortie en ondes carrées de 1500 Hz et d'amplitude $\pm 8 \text{ V}$. Le redressement monoalternance a été confié à deux diodes de détection pour abaisser le seuil en dessous de $0,6 \text{ V}$. La valeur de 100 nF pour C_3 et C_4 a été obtenue expérimentalement. On remarquera que ce condensateur de filtrage ne peut se décharger que par la résistance d'entrée de 741, environ $1 \text{ M}\Omega$, ce qui donne une constante de temps RC de $0,1 \text{ s}$, 150 fois plus grande que la période du signal. En conséquence le condensateur de filtrage reste chargé à la tension de crête du signal incident ; ne conduisant pas il n'abaisse donc pas l'impédance d'entrée du comparateur.

Le CI étant alimenté en $\pm 9 \text{ V}$ la tension de sortie est de $\pm 8 \text{ V}$, la diode D_5 ou D_6 la ramène à $\pm 7,4 \text{ V}$. Or, l'intensité maxi d'une LED rouge est de 40 mA mais pour qu'elle soit bien visible en extérieur il lui faut au moins 25 mA , donc $R_6 = 7,4/0,025 = 300$, disons 330Ω .

La tension de mesure et à fortiori la tension de crête sont la plupart du temps supérieures aux « potentiels de dépôts » des ions contenus dans l'eau. C'est bien sûr une hérésie mais l'expérience montre qu'à cette fréquence il n'y a aucune pola-

risation d'électrodes : la valeur à l'équilibre est stable et reproductible. Si on avait opté pour une tension de mesure de quelques centaines de mV il aurait fallu amplifier les signaux médians avant d'attaquer les diodes D_3 et D_4 , en raison de leur seuil faible mais non négligeable.

La norme de l'hydrotimètre est très empirique, elle fait appel à la « liqueur hydrotimétrique » qui est une solution de savons et d'alcool arbitrairement bien définie et que l'on peut trouver dans quelques pharmacies. Le mode opératoire est le suivant : Dans 40 cm^3 d'eau à titrer on verse, en agitant, la liqueur jusqu'à obtenir une mousse persistant 10 secondes. Le titre en degrés français est égal au volume de liqueur versée en cm^3 multiplié par 10,4 : c'est curieux et pas très précis. Si vous possédez la fiche d'analyse de l'eau, cas des eaux minérales, il est plus simple de déterminer la dureté par le calcul suivant : Calcium en $\text{mg/l} \times 4$ plus magnésium en $\text{mg/l} \times 2,43 = \text{° f}$. Quoique moins orthodoxe avouez que notre petit appareil est quand même plus pratique...

Michel ARCHAMBAULT

Liste du matériel nécessaire

Toutes 5 % 1/4 ou 1/2 W

$R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)

$R_3 = R_4 = 15 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, orange)

$R_5 = 470 \Omega$ (jaune, violet, marron) 5 % 1/4 ou 1/2 W

$R_6 = 330 \Omega$ (orange, orange, marron)

$P_1 =$ ajustable $100 \text{ k}\Omega$ petit modèle à fixation parallèle

$P_2 =$ potentiomètre $10 \text{ k}\Omega$ (ou entre $2,2 \text{ k}\Omega$ et $47 \text{ k}\Omega$)

$P_3 =$ potentiomètre 1 KB (logarithmique)

$C_1 = C_2 = 6,8 \text{ nF}$ (bleu, gris, rouge)

$C_3 = C_4 = 100 \text{ nF}$ (marron, noir, jaune)

$D_1 = D_2 = D_5 = D_6 =$ diodes de redressement silicium (1N 4001)

$D_3 = D_4 =$ diodes de détection (OA 85, OA 90 etc.)

2 LED rouges

$CI_1 = CI_2 = 741$ en boîtier DIL 8 broches

$K_1 =$ inter bipolaire à levier ou glissière

$K_2 =$ commutateur simple à levier ou glissière

1 circuit imprimé $67 \times 67 \text{ mm}$ à réaliser

4 bornes femelles pour fiches bananes

1 sonde de mesure à réaliser

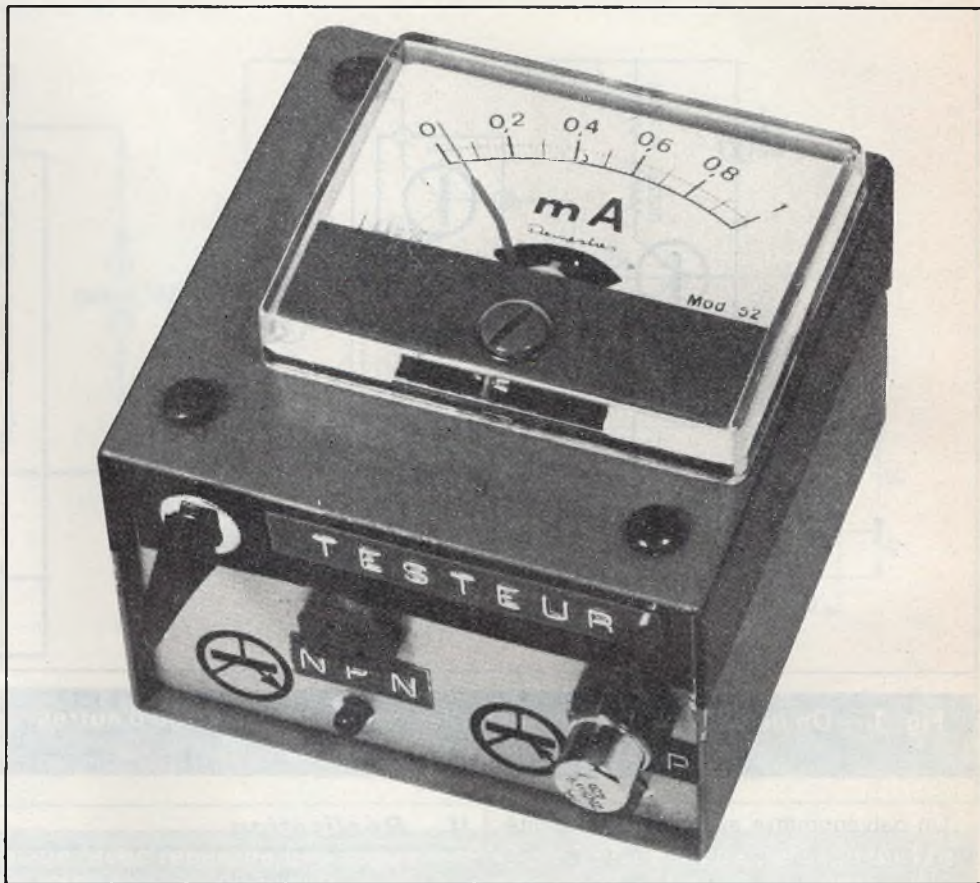
2 piles de 9 volts miniatures

2 prises agrafes pour d^0

1 bouton flèche de potentiomètre

1 boîtier aluminium TEKO modèle 4/A

Si vous avez eu l'occasion de réaliser vous-mêmes quelques maquettes originales sur verre époxy, téléphonez-nous au 200.33.05, rédaction Electronique Pratique.



TESTEUR DE TRANSISTORS (mesure du h_{FE})

UN contrôleur universel en fonction ohmmètre permet de savoir si un transistor NPN ou PNP est en bon état, c'est-à-dire si aucune des jonctions n'est coupée, ce qui n'est déjà pas si mal.

Cependant, il est un paramètre intéressant à vérifier, le gain d'un transistor ou h_{FE} , surtout lorsque l'on met au point une maquette où l'appairage de transistors est souhaité.

Le testeur que nous allons décrire dans cet article est extrêmement simple et permet de mesurer le gain de transistors NPN ou PNP bipolaires.

I - Le schéma électronique

Le schéma de principe de la figure 1 met en évidence la simplicité du montage proposé. Il fait appel à deux sources de courant constant, pour produire d'une part le courant de base négatif pour les transistors PNP et d'autre part le courant de base positif pour les transistors NPN.

La diode LED supérieure crée un courant constant qui traverse la résistance d'émetteur du transistor Q_1 -BC177 et ainsi provoque un courant collecteur constant correspondant. Ce courant collecteur va devenir le courant de base du transistor à tester (transistor NPN). Cependant ce courant de base doit être

fixe et connu. Le potentiomètre ajustable P_1 -100 k Ω permet de l'ajuster à une valeur de 10 μ A.

La diode LED inférieure et le transistor BC107 constituent la source de courant négatif. Ce courant sera également réglé à 10 μ A avec le potentiomètre P_2 -100 k Ω .

Quand un transistor à tester est enfoncé dans le support adéquat correspondant à un PNP ou un NPN, un courant de 10 μ A traverse sa base et un courant de h_{FE} fois traverse le milliampèremètre.

Avec un galvanomètre ayant une sensibilité de 10 mA, donc une déviation totale de l'aiguille pour cette valeur, nous pouvons en déduire un gain en courant (ou h_{FE}) de 10 000/10 = 1 000.

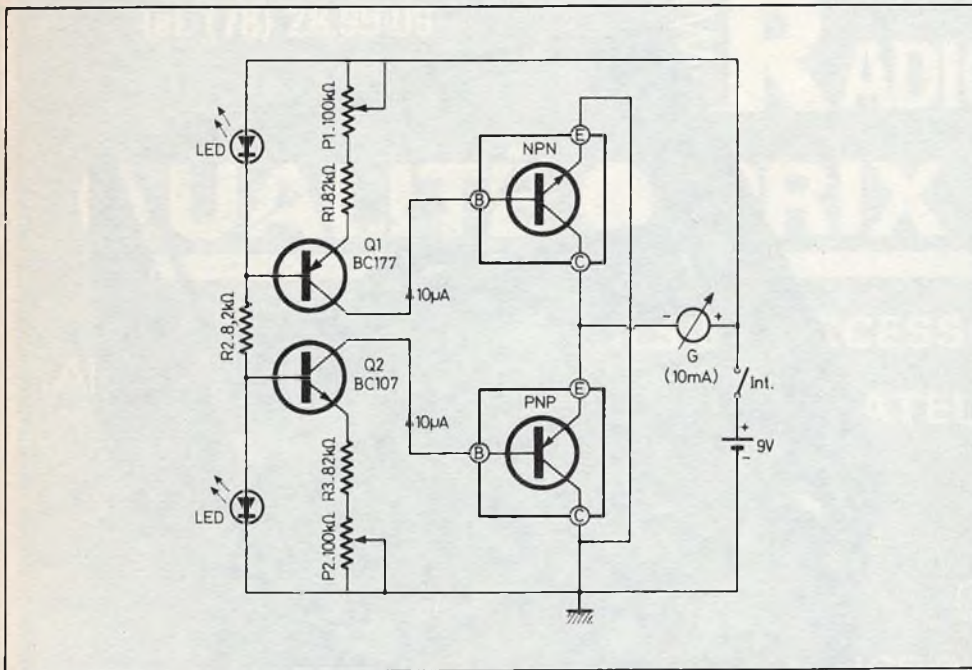


Fig. 1. – On ne peut pas mieux tester les transistors qu'avec d'autres transistors PNP et NPN bien sûr.

Un galvanomètre ayant une sensibilité de 1 mA permet donc de mesurer des gains de 100 pour une déviation maximale de l'aiguille, ce qui est un peu juste. Il est donc préférable de choisir un galvanomètre de 5 ou 10 mA.

II – Réalisation

A) Le circuit imprimé

Proposé à l'échelle 1, celui-ci fait l'objet de la figure 2. Il est très simple à réaliser quelle que soit la méthode employée.

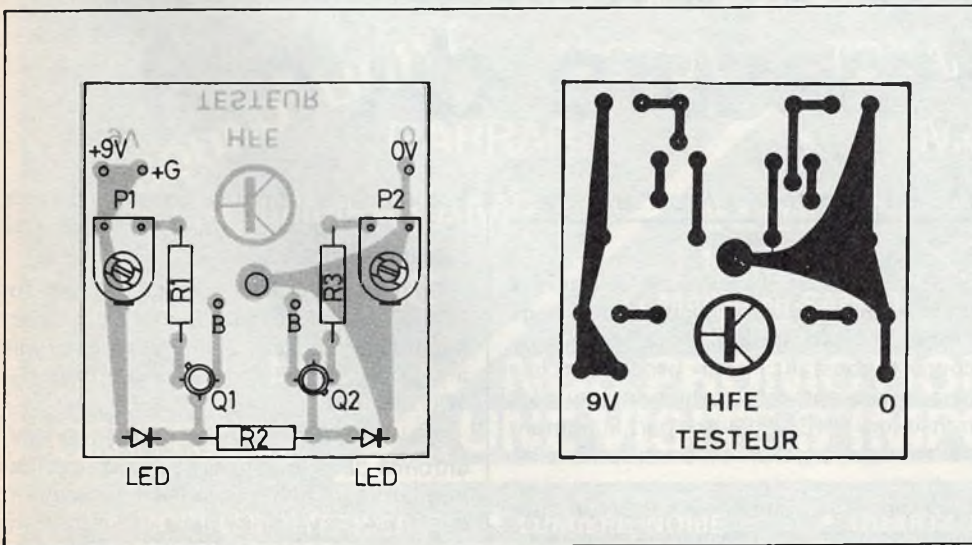


Fig. 2. et 3. – Compte tenu de la simplicité du montage, il n'est pas nécessaire de disposer d'un circuit imprimé. Nous reproduisons cependant un tracé à l'échelle 1. On veillera à la bonne orientation des diodes LED.

Les dimensions réduites du circuit sont de 50 x 46 mm.

Nous avons utilisé des pastilles de \varnothing 2,54 mm et de la bande de 1,27 mm de largeur.

Tous les perçages sont à effectuer avec un forêt de \varnothing 0,8 mm. La grosse pastille est ensuite reforée à un diamètre de \varnothing 3,2 mm.

Avant de commencer le câblage, on n'oublie pas de désoxyder les pistes cuivrées en les frottant avec un tampon JEX. Le cuivre retrouve son éclat métallique.

B) Câblage du module

Le plan de câblage de la figure 3 et la nomenclature des composants permettent de mener à bien cette opération « fer à souder ».

Veiller tout de même à ne pas permuter les transistors Q_1 et Q_2 , les réglages seraient impossibles. Il en est de même pour les diodes LED, les cathodes de ces composants étant repérables grâce aux méplats.

Le module câblé et vérifié, on dissoud la résine des points de soudure avec du trichloréthylène, et on pulvérise une couche de vernis protecteur.

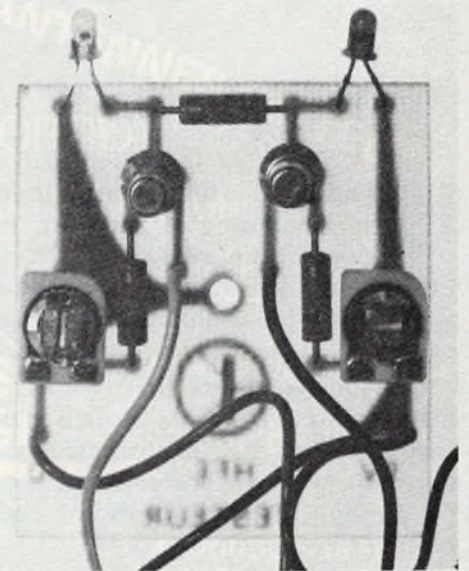


Photo A. – Traduction de l'évidente simplicité du tracé du circuit imprimé.

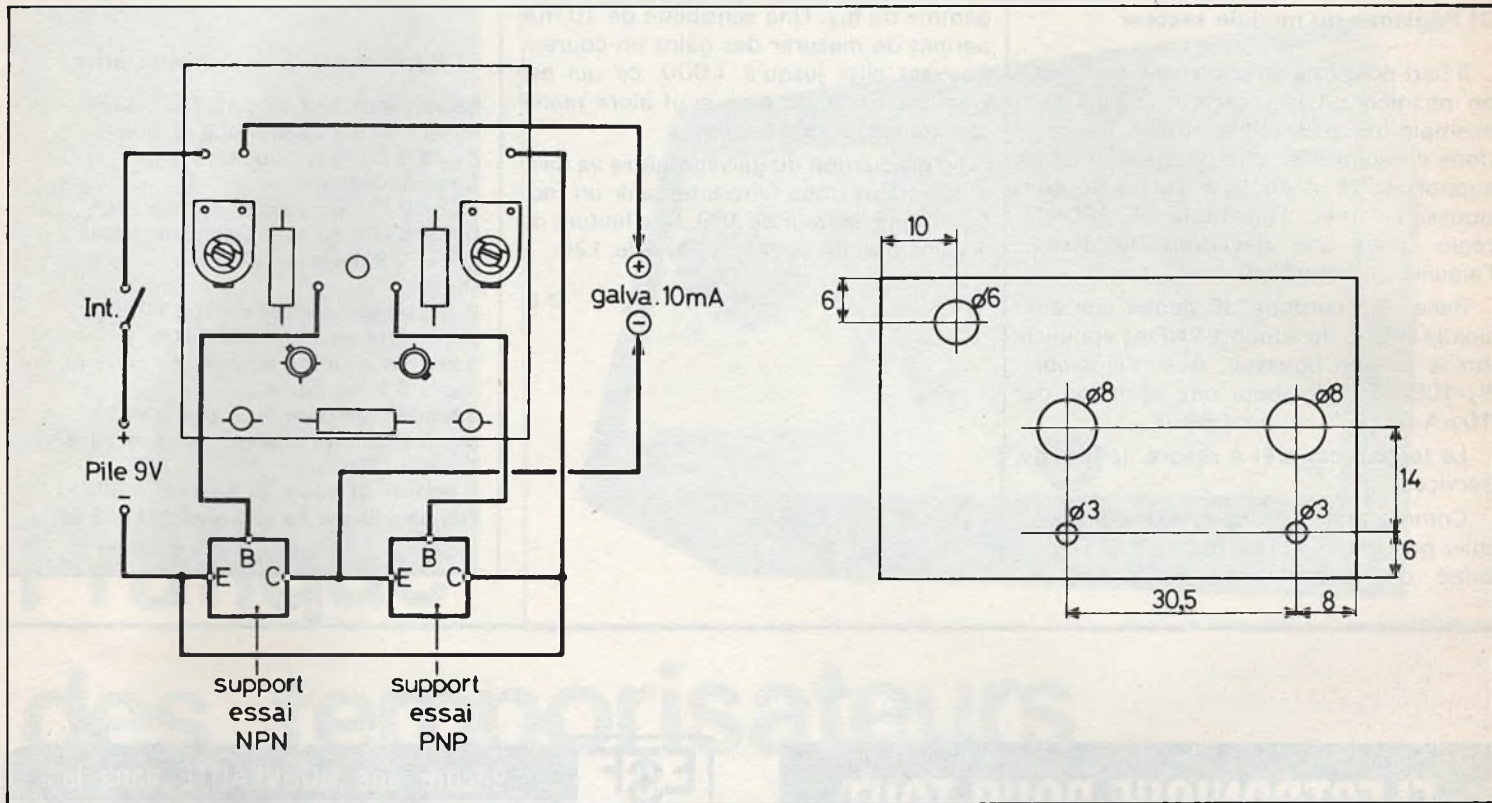


Fig. 4. et 5. - Schéma général de câblage, avec repérage des supports PNP et NPN. Plan de perçage de la face avant du coffret GI de référence 5045/1. Le capot devra également être percé aux dimensions du galvanomètre.

C) Mise en boîte du module

Les faibles dimensions du module permettent de réaliser une maquette tenant dans la main. Nous avons utilisé pour celle-ci un coffret GI, référence 5045/1 aux dimensions de 42 x 65 x 62 mm.

La figure 4 donne le plan de perçage de la face avant. Les deux trous de $\varnothing 8$ mm sont fonction des supports de transistors utilisés.

La découpe dans le couvercle supérieur est fonction du galvanomètre utilisé.

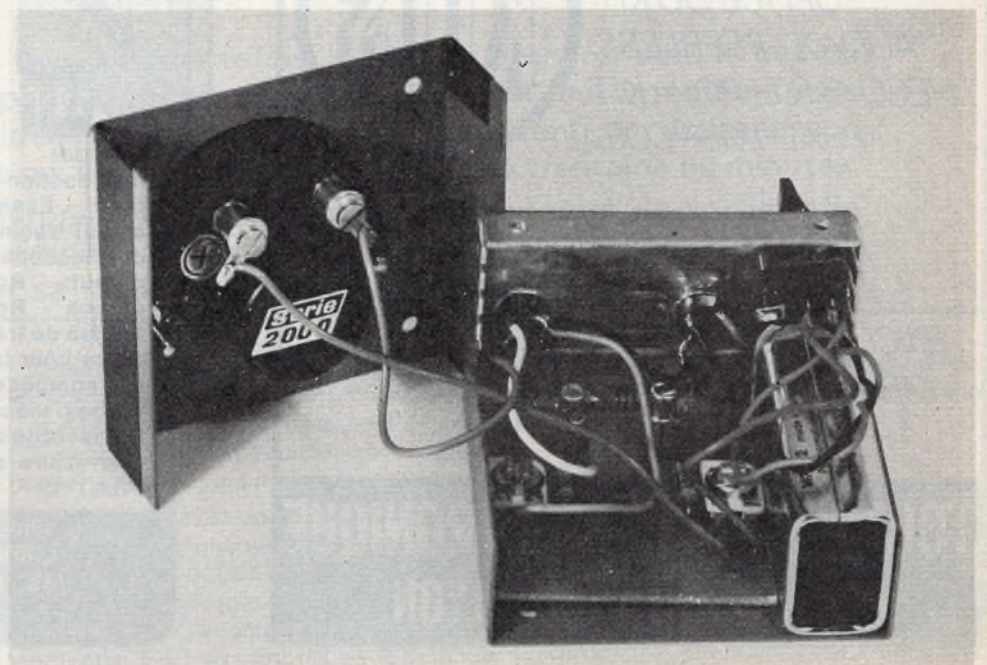
Le schéma d'interconnexions est proposé à la figure 5.

La très faible consommation du testeur autorise une alimentation par pile de 9 V.

L'interrupteur sera un bouton poussoir ou un commutateur unipolaire à contact non tenu, de façon à ce que l'alimentation soit mise hors-service lorsque le testeur n'est pas utilisé. C'est préférable pour la longévité de la pile.

Les supports de transistors seront de bonne qualité pour éviter les faux contacts.

Photo B. - On pourra même loger la pile d'alimentation à l'intérieur du coffret.



D) Réglages du module testeur

Il faut pour cela un contrôleur universel en position μA (=), calibre $160\ \mu\text{A}$ par exemple (ou plus faible). Relier les cordons du contrôleur aux points B et E du support NPN et appuyer sur le bouton poussoir. Avec l'ajustable P_1 -100 k Ω régler pour une déviation de $10\ \mu\text{A}$ l'aiguille du contrôleur.

Relier les cordons du contrôleur aux points B et C du support PNP et appuyer sur le bouton poussoir. Avec l'ajustable P_2 -100 k Ω régler pour une déviation de $10\ \mu\text{A}$ l'aiguille du contrôleur.

Le testeur est prêt à rendre de grands services.

Comme nous l'avons souligné au premier paragraphe de cette étude, la sensibilité du galvanomètre va définir la

gamme du h_{FE} . Une sensibilité de 10 mA permet de mesurer des gains en courant pouvant aller jusqu'à 1 000, ce qui est très intéressant car on peut alors tester des transistors darlington.

La graduation du galvanomètre va de 0 à 10, il faut donc faire intervenir un facteur multiplicateur de 100. Une lecture de 1,2 indique de ce fait un h_{FE} de 120.

D.B.

E) Nomenclature des composants

Résistances 1/2 W $\pm 5\%$ à couche.

R_1 - R_3 : 82 k Ω (gris, rouge, orange).

R_2 : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge).

Semiconducteurs

Q_1 : BC177 ou tout transistor PNP.

Q_2 : BC107 ou tout transistor NPN.

2 x LEDs miniatures $\varnothing 3$ mm.

Divers

2 ajustables VA05H de 100 k Ω .

2 supports de transistors TO5.

1 bouton poussoir à contact non tenu.

1 pile 9 V miniature.

1 bouton pression pour pile 9 V.

1 galvanomètre à cadre mobile de 10 mA (ou 1 mA ou 5 mA).

1 coffret GI micro de luxe réf. : 5045/1

Fils de câblage de couleurs différentes.

ELECTRONIQUE POUR TOUT

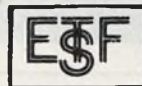
AMTRON-SIARE
JOSTY-KIT-ITT
OFFICE DU KIT
AUDAX-PEERLESS
HECO-B.S.T.-POLY KIT
PRAL-IMD-CORAL



publistyl-conseil

ALARME-JEUX DE LUMIERE
AMPLIFICATEURS-TUNER FM
ENCEINTES HIFI-ELECTRONIQUE AUTO
MESURE-HORLOGE-JEUX-GADGETS

TOUT POUR LA RADIO-ELECTRONIQUE
66 cours Lafayette-LYON



Encore une NOUVEAUTÉ dans la
Collection technique poche



RECHERCHES MÉTHODIQUES DES PANNES DANS LES RÉCEPTEURS DE RADIODIFFUSION

par D' RENARDY et H. LUMMER

Cet ouvrage, traduit de l'allemand par R. Aschen, D' Ingénieur, professeur, permettra à tous les techniciens amateurs ou professionnels, de se familiariser sérieusement avec les principes généraux et les méthodes les plus rapides de la recherche des pannes dans les récepteurs radio.

Sommaire :

Introduction - Analyse des tensions - Analyse des courants - Examen des résistances - Signal injection et signal tracing - Recherche des défauts à l'aide d'un oscilloscope - Marche à suivre dans la recherche des défauts - Recherche des défauts dans les différents étages - Recherche de défauts dans un récepteur équipé de transistors et de circuits intégrés - Appareils utiles pour la recherche des défauts - Examen précis des composants - Quelques remèdes en cas de détériorations mécaniques.

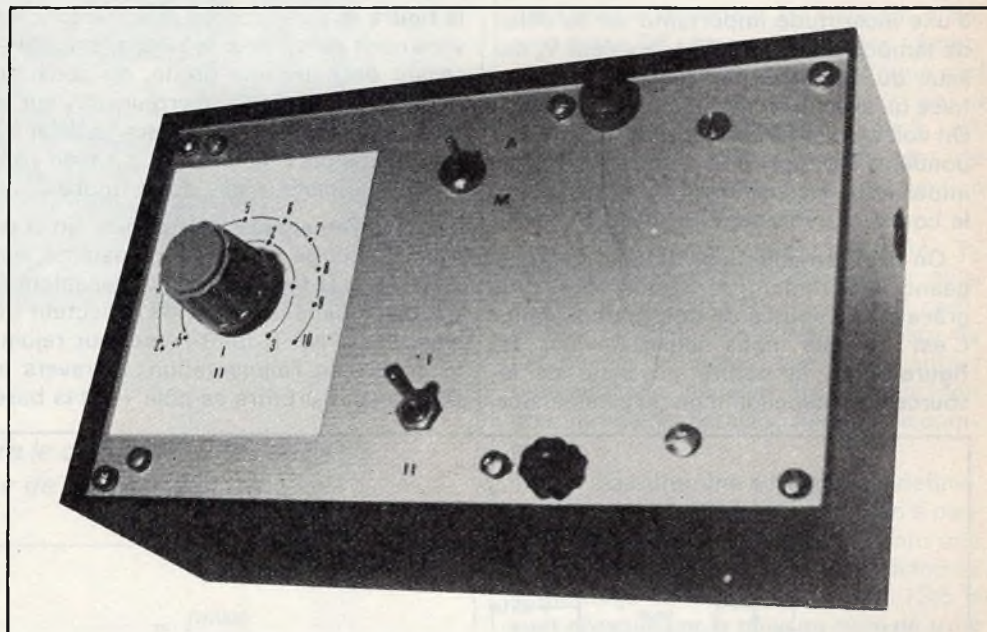
Un ouvrage de 104 pages, format 11,5 x 16,5, 53 figures, couverture couleur.

Prix : 19 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F.)

Pratique des temporisateurs



POUR de nombreuses applications, les temporisateurs apportent une sécurité d'emploi et un automatisme qui les rend très supérieurs à une simple montre... dont on oublie souvent de surveiller la course. Pratiquement, pour les utilisations domestiques, des délais variant entre 30 secondes et une dizaine de minutes, se révèlent les plus utiles : ce sont ceux que nous avons retenus pour notre montage de base, comportant deux gammes de fonctionnement.

Certains lecteurs peuvent, toutefois, souhaiter étendre, vers le bas ou vers le haut, les temporisations dont ils ont besoin. A leur intention, nous proposons donc quelques modifications qui permettent de descendre à moins de 10 secondes ou, au contraire, d'atteindre une trentaine de minutes.

Enfin, nous étudierons plusieurs variantes des circuits de sortie, afin d'universaliser au maximum notre appareil, et de donner à chacun la possibilité de personnaliser sa réalisation.

I - Les problèmes de la temporisation par charge de condensateur

La majorité des dispositifs de temporisation, repose sur le principe de la charge, plus ou moins rapide, d'un condensateur. Le procédé le plus simple, est alors celui qu'illustre la **figure 1** : à partir d'une tension continue d'alimentation E, le conden-

sateur est chargé à travers la résistance R. Il suffit d'utiliser la tension croissante V_c , et de l'appliquer à un détecteur de seuil, qui commande le circuit de sortie quand V_c atteint une valeur pré-déterminée.

On sait qu'avec un tel circuit, la charge s'effectue exponentiellement, et que V_c tend asymptotiquement vers la limite E. Il est facile d'expliquer cette loi : au fur et à mesure que V_c augmente, la différence de potentiel $E - V_c$, aux bornes de R diminue,

ainsi que le courant qui traverse cette résistance, et dont l'intensité est donnée par la relation :

$$i = \frac{E - V_c}{R}$$

Il en résulte, évidemment, une décroissance correspondante de la vitesse de charge.

Comme le montre la **figure 2**, cette courbe exponentielle est responsable

d'une incertitude importante sur le délai de temporisation. En effet, la valeur V_s du seuil du détecteur, ne peut jamais être fixée qu'avec une certaine tolérance ΔV_s . On voit alors qu'à cette tolérance, correspondent des écarts Δt , sur le délai t , importants, à cause de la faible pente de la course au voisinage du point M.

On peut remédier à ce défaut, en chargeant linéairement le condensateur C grâce à une source de courant constant. C'est ce que nous illustrons par la figure 3, où la nature physique de la source n'est cependant pas explicitée. Sur

la figure 4, où la courbe représentant les variations de V_c avec le temps, est maintenant devenue une droite, on constate aisément qu'une même erreur ΔV_s sur la tension de seuil, entraîne sur le délai de temporisation t , une erreur Δt bien plus faible que dans le cas de la figure 2.

Un moyen simple pour obtenir un courant de charge d'intensité constante, est illustré par la figure 5. Le condensateur C est placé dans le circuit de collecteur du transistor PNP T, dont l'émetteur rejoint le pôle + de l'alimentation, à travers la résistance R_3 . Entre ce pôle +, et la base

de T, existe une différence de potentiel v , déterminée par les résistances R_1 et R_2 , et par la position du curseur du potentiomètre P. On sait que, dans un transistor au silicium, la différence de potentiel émetteur-base est presque constante, et voisine de 0,6 V. Aux bornes de R_3 , il reste donc une chute de tension égale à $(v - 0,6)$ volts. La résistance R_3 , donc le condensateur C, sont alors parcourus par l'intensité :

$$i = \frac{v - 0,6}{R_3}$$

Pour faire varier la vitesse de charge, donc le délai de temporisation, il suffit de modifier v , ce que permet le potentiomètre P.

II - Schéma de base du temporisateur

Quelles que soient les variantes adoptées, ou les diverses formes du circuit d'utilisation, le schéma de base reste le même, ainsi d'ailleurs que le circuit imprimé principal. Ce schéma est donné à la figure 6.

On y retrouve le transistor T_1 , qui joue le rôle de source de courant constant. Comme précédemment, la base est polarisée par l'ensemble des résistances R_1 et R_2 , et du potentiomètre P. Nous avons branché, en série avec la résistance d'émetteur R_3 , une résistance ajustable AJ: ainsi, lors de la mise au point, il devient possible de calibrer l'appareil.

Deux gammes de temporisations sont prévues. A cet effet, un inverseur K_1 , à un circuit et deux positions, permet de sélectionner l'un ou l'autre des condensateurs C_1 et C_2 .

Pour que le régime de charge de ces condensateurs ne soit pas perturbé par le détecteur de seuil, il convient de donner, à ce dernier, une très forte impédance d'entrée. C'est la raison pour laquelle nous avons utilisé le transistor à effet de champ T_2 , travaillant en drain commun, et chargé sur sa source par la résistance R_4 .

Finalement, à un décalage constant près, on retrouve, aux bornes de R_4 , la tension V_c croissante prélevée entre les armatures du condensateur C_1 ou C_2 . Elle est appliquée sur la base du NPN T_3 , qui

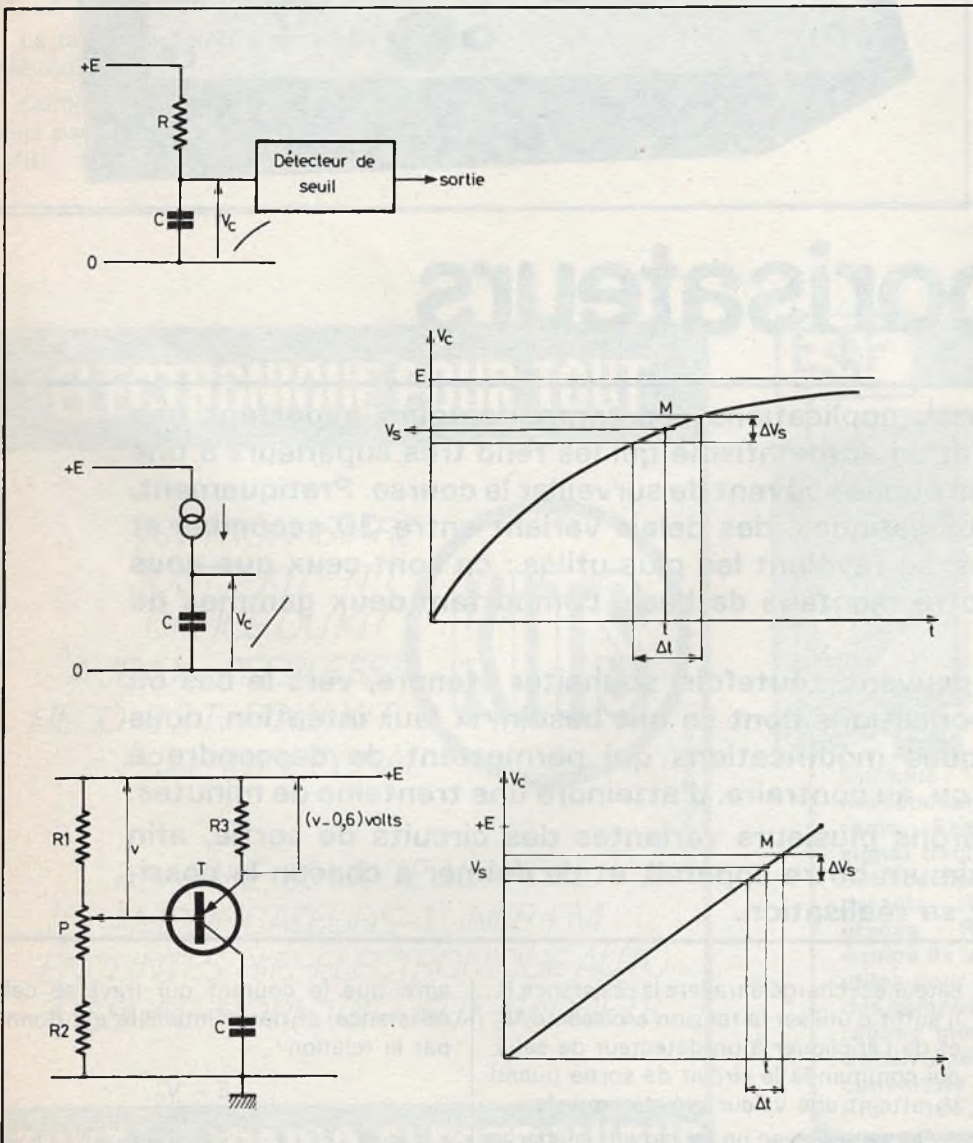


Fig. 1 à 5. — La plupart des temporisateurs reposent sur le principe de la charge plus ou moins rapide d'un condensateur. Moyen simple pour obtenir un courant de charge d'intensité constante.

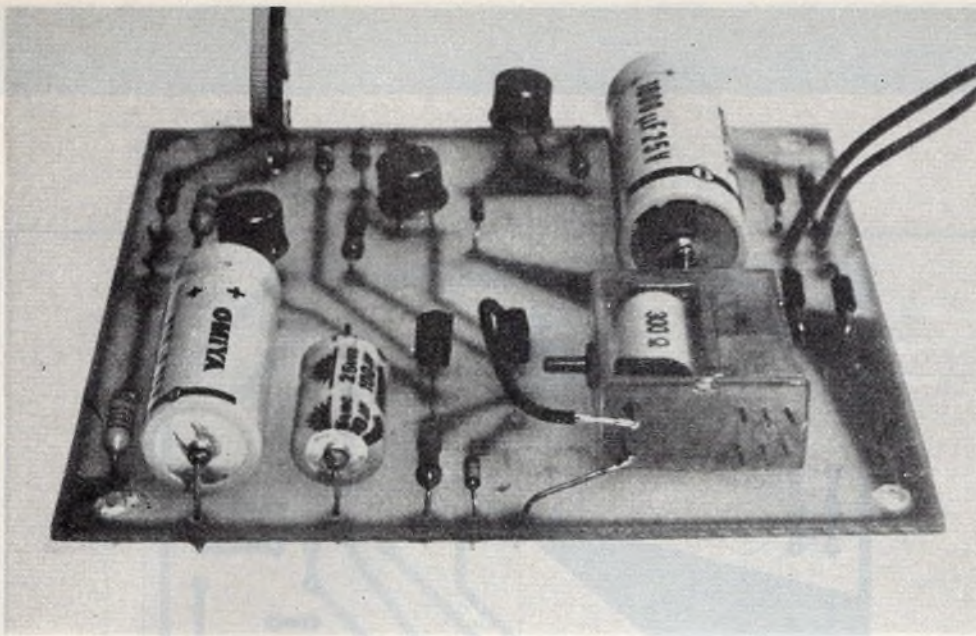


Photo A. - Le relais est maintenu contre le circuit par une goutte de colle, et relié à la masse et au collecteur de T_4 , par deux fils.

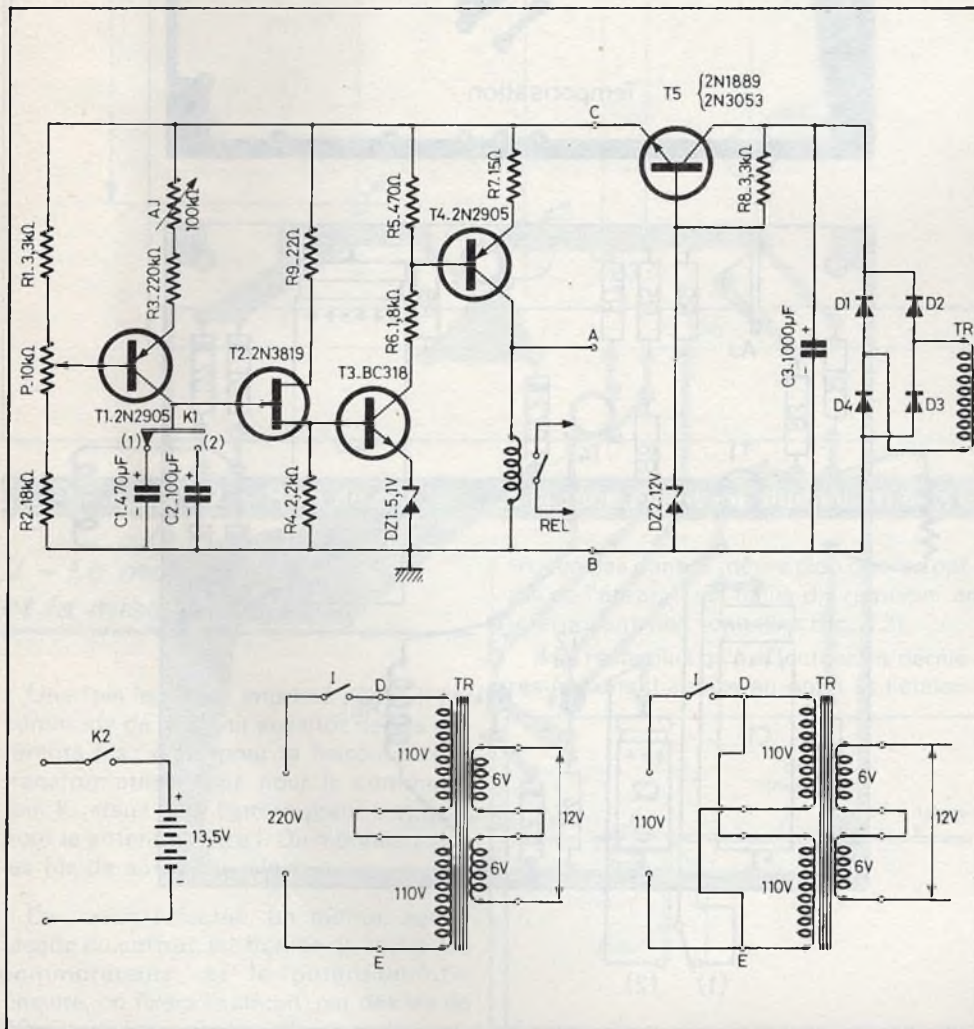


Fig. 6. à 9. - Schéma de principe général du montage n'utilisant que des transistors classiques. Diverses possibilités d'alimentation. Positions 110 ou 220 V.

constitue le détecteur de seuil. En effet, une diode DZ_1 , étant placée dans l'émetteur de ce transistor, T_3 reste bloqué tant que son potentiel de base n'atteint pas la tension zéner de cette diode (soit 5,1 V), augmentée des quelques centaines de millivolts nécessaires à la polarisation base-émetteur.

Une fois cette tension atteinte, T_3 devient très rapidement conducteur, ainsi que le transistor PNP T_4 , ce qui commande le relais. Nous verrons, lors de l'étude des variantes, que divers autres branchements peuvent être prévus, soit pour remplacer le relais, soit pour le compléter.

Afin d'assurer une autonomie indéfinie, nous avons prévu une alimentation à partir du secteur. Ceux qui préféreraient une alimentation sur piles, pourraient adopter le montage de la figure 7, où les 13,5 V sont obtenus par la mise en série de trois piles standard de 4,5 V. L'interrupteur K_2 sert alors à la mise sous-tension, et au démarrage de la séquence de temporisation.

Pour l'alimentation secteur, on utilise un transformateur délivrant, au secondaire, 12 V efficaces. Le primaire, que nous n'avons pas représenté dans la figure 6, sera adapté au réseau 220 V ou 110 V, grâce aux branchements que montrent les figures 8 et 9. On trouve souvent des transformateurs à deux enroulements secondaires : il faut alors choisir deux fois 6 V (ou deux fois 6,3 V), et connecter ces enroulements en série, comme le montrent encore les figures 8 et 9.

Après le secondaire, on trouve un pont de quatre diodes D_1 à D_4 . N'importe quel modèle supportant 200 mA, et une tension inverse de 50 V, peut convenir. Les 1 N 4004, largement surdimensionnées pour nos besoins, mais très courantes, donneront toute satisfaction.

Le condensateur de filtrage C_3 , est suivi de l'ensemble R_8 et DZ_2 , grâce auquel on obtient, sur la base de T_5 , une tension de référence de 12 V. L'émetteur de T_5 délivre alors 11,5 V environ, stabilisés, ce qui garantit la stabilité des durées de temporisation.

Là encore, la mise sous tension de l'appareil, et le départ du cycle de temporisation, sont commandés par la fermeture de l'interrupteur I , placé sur le circuit primaire du transformateur d'alimentation.

III - Réalisation et câblage du circuit imprimé

Le dessin du circuit imprimé, vu à l'échelle 1 par sa face cuivrée, est donné à la figure 10. La figure 11 montre l'implantation des composants, qu'illustreront aussi les photographies accompagnant cet article.

Le circuit étant très aéré, on n'éprouvera aucune difficulté de mise en place. Naturellement, il convient de respecter soigneusement l'orientation de tous les composants polarisés, et notamment de faire attention aux transistors T_2 et T_3 , dont les pattes sont alignées. Rappelons que la cathode des diodes de redressement comme des diodes zéner, est repérée par un anneau.

Dans une réalisation, il est parfois difficile au lecteur, de se procurer exactement le type de relais utilisé sur le prototype : souvent, avec des caractéristiques électriques voisines, le brochage diffère. Nous n'avons donc prévu, sur le circuit, qu'un emplacement pour le relais, les différentes connexions s'effectuant par des fils. Dans ces conditions, n'importe quel modèle de relais peut convenir, pourvu que sa bobine fonctionne sous 12 V, et ne consomme pas plus de 100 à 150 mA (les consommations courantes se situent entre 40 et 100 mA).

Les quatre trous des angles du circuit seront percés à 3 mm de diamètre, pour le passage des vis de fixation.

IV - La mécanique du coffret

Nous avons sélectionné un coffret TEK0 de type P/3, pour lequel le circuit imprimé a été spécialement taillé. La façade porte l'interrupteur de mise en marche, le commutateur de choix des gammes, le potentiomètre de réglage, et les bornes de sortie pour les contacts du relais. Les cotes de perçage sont données à la figure 12. Tous les trous de 3 mm de diamètre, sont destinés à la fixation du transformateur, et du circuit imprimé.

Dans le coffret lui-même (partie en plastique), nous n'avons prévu qu'un trou pour le passage du fil de recordement au secteur : les photographies sont suffisamment explicites pour nous dispenser d'un dessin supplémentaire.

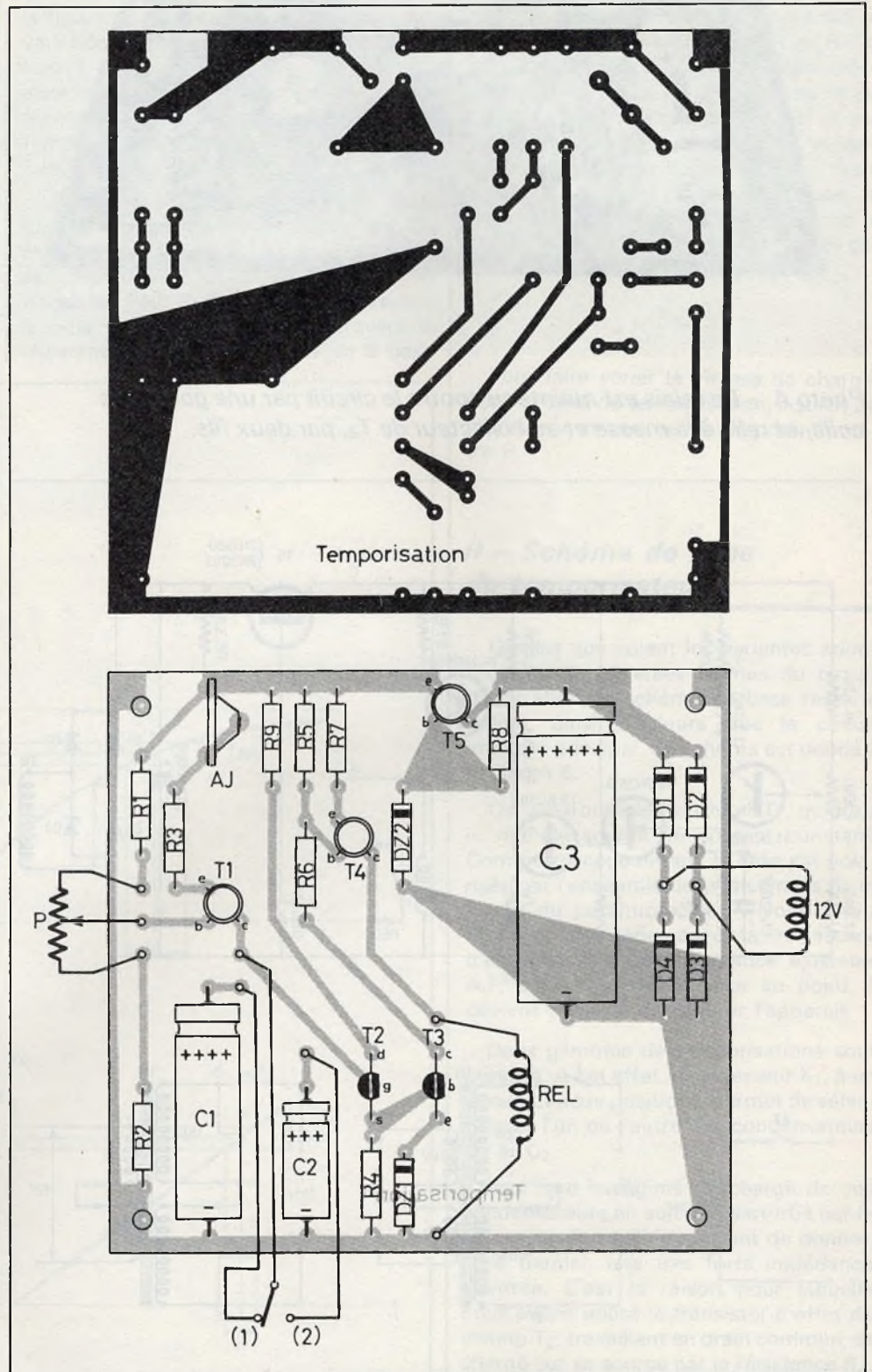


Fig. 10. et 11. - Le tracé du circuit imprimé est donné à l'échelle 1 pour un transfert rapide. Ces dimensions permettront une insertion rapide à l'intérieur d'un coffret P/3. Implantation des éléments.

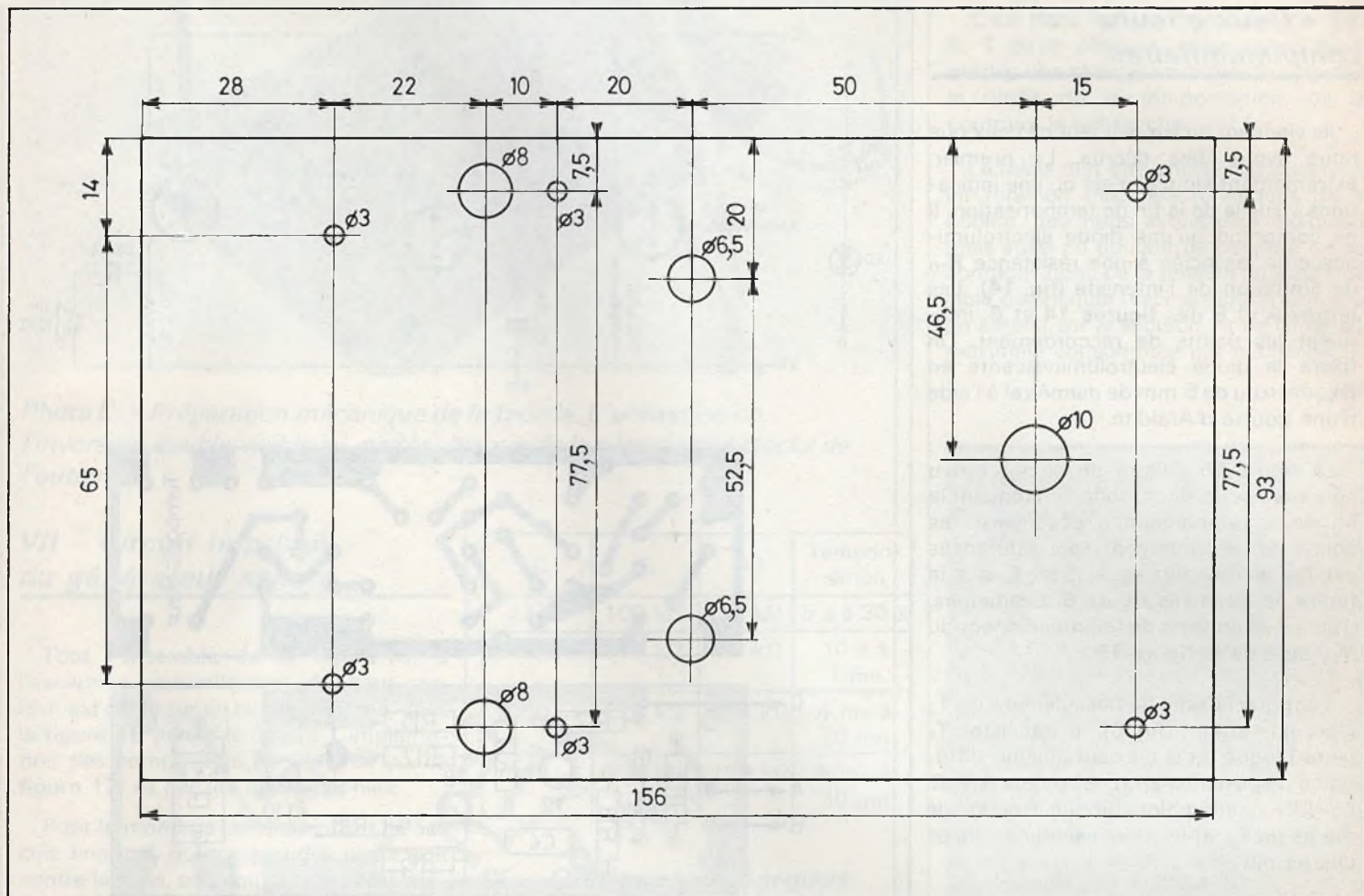


Fig. 12. - Plan de perçage de la face avant en aluminium du coffret Teko de référence P/3.

V - Le montage et la mise au point

Une fois le circuit imprimé câblé, il est commode de le munir aussitôt de ses différents fils : deux pour la liaison vers le transformateur, trois pour le commutateur K_1 , deux pour l'interrupteur I, et trois pour le potentiomètre I. On n'oubliera pas les fils de sortie du relais.

Ce travail effectué, on monte, sur la façade du coffret, les bornes de sortie, les commutateurs, et le potentiomètre. Ensuite, on fixera le circuit, par des vis de 30 mm de long, munies d'écrous de positionnement ou d'entretoises (voir photos).

En fixant le transformateur, on veillera à ne pas déformer la façade. Ceci arrive souvent, car le circuit magnétique ne se

trouve pas dans le même plan que les pattes de l'étrier. Il est facile d'y remédier en interposant des rondelles (fig. 13).

Il ne reste plus qu'à effectuer les dernières liaisons. La mise au point et l'étalon-

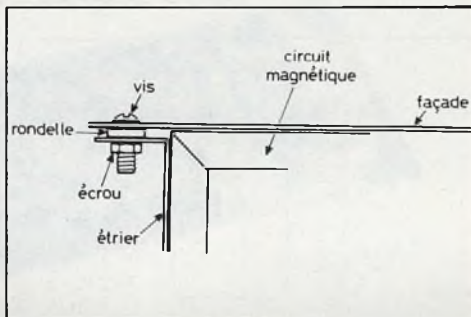


Fig. 13. - Pour une bonne fixation du transformateur on utilisera des rondelles.

nage se feront avant de refermer le coffret.

Pour cela, on passera d'abord sur la gamme des courtes temporisations (position 2 du commutateur K_1). On réglera P pour les poses les plus courtes (curseur vers R_1), et on ajustera la résistance AJ, pour obtenir un délai de 30 secondes.

A partir de là, et par comparaison avec une montre à trotteuse, ou avec un chronomètre, on effectuera l'étalonnage, qui sera reporté sur le cadran de la façade, par exemple avec des lettres à transfert.

Pour la deuxième gamme, c'est-à-dire la plus longue (position 1 du commutateur K_1), il ne faut plus retoucher AJ. On se contentera, toujours par comparaison avec une montre, de mesurer les temps pour différentes positions du potentiomètre I, et de reporter les graduations en façade.

VI - Deux circuits complémentaires

Ils viennent en supplément de ceux que nous avons déjà décrits. Le premier, extrêmement simple, n'est qu'une indication visuelle de la fin de temporisation. Il ne comprend qu'une diode électroluminescente, associée à une résistance R_{10} de limitation de l'intensité (fig. 14). Les lettres A et B des figures 14 et 6, indiquent les points de raccordement. On fixera la diode électroluminescente en façade (trou de 5 mm de diamètre) à l'aide d'une goutte d'Araldite.

La figure 15 illustre un circuit prévu pour donner un signal sonore, indiquant la fin de la temporisation. Là encore, les points de raccordement sont référencés par les mêmes lettres A, B et C, sur la figure 15 et sur la figure 6. Examinons, d'abord, le principe de fonctionnement du montage de la figure 15.

Tant que le seuil de basculement de T_3 n'est pas atteint (fig. 6), le transistor T_4 reste bloqué, et il n'existe aucune différence de potentiel entre les points A et B. Le NPN T_6 étant alors bloqué, il en est de même de T_7 , et le condensateur C_4 ne se charge pas.

Au contraire, dès le basculement, le point A est porté à près de 12 V par rapport à la masse, et T_6 se sature. Compte tenu du choix des résistances R_{13} et R_{12} , il existe alors, aux bornes de cette dernière, une chute de tension d'environ 4 V. Travaillant en source de courant, le PNP T_7 charge C_4 . Mais le transistor unijonction T_8 assurant des décharges périodiques, on recueille finalement, aux bornes de C_4 , des tensions en dents de scie. R_{14} et C_4 sont choisis de telle façon que la fréquence tombe dans le domaine audible (environ 800 Hz à 1 kHz).

Comme les dents de scie ne sont disponibles qu'à très haute impédance, il faut les reprendre par l'intermédiaire des deux transistors T_9 et T_{10} , couplés en Darlington, et travaillant en collecteur commun. La puissance disponible aux bornes de R_{18} , sur l'émetteur de T_{10} , est suffisante pour actionner un petit haut-parleur, dont l'impédance pourra être comprise entre 50 Ω et 100 Ω (la puissance étant plus faible dans ce dernier cas).

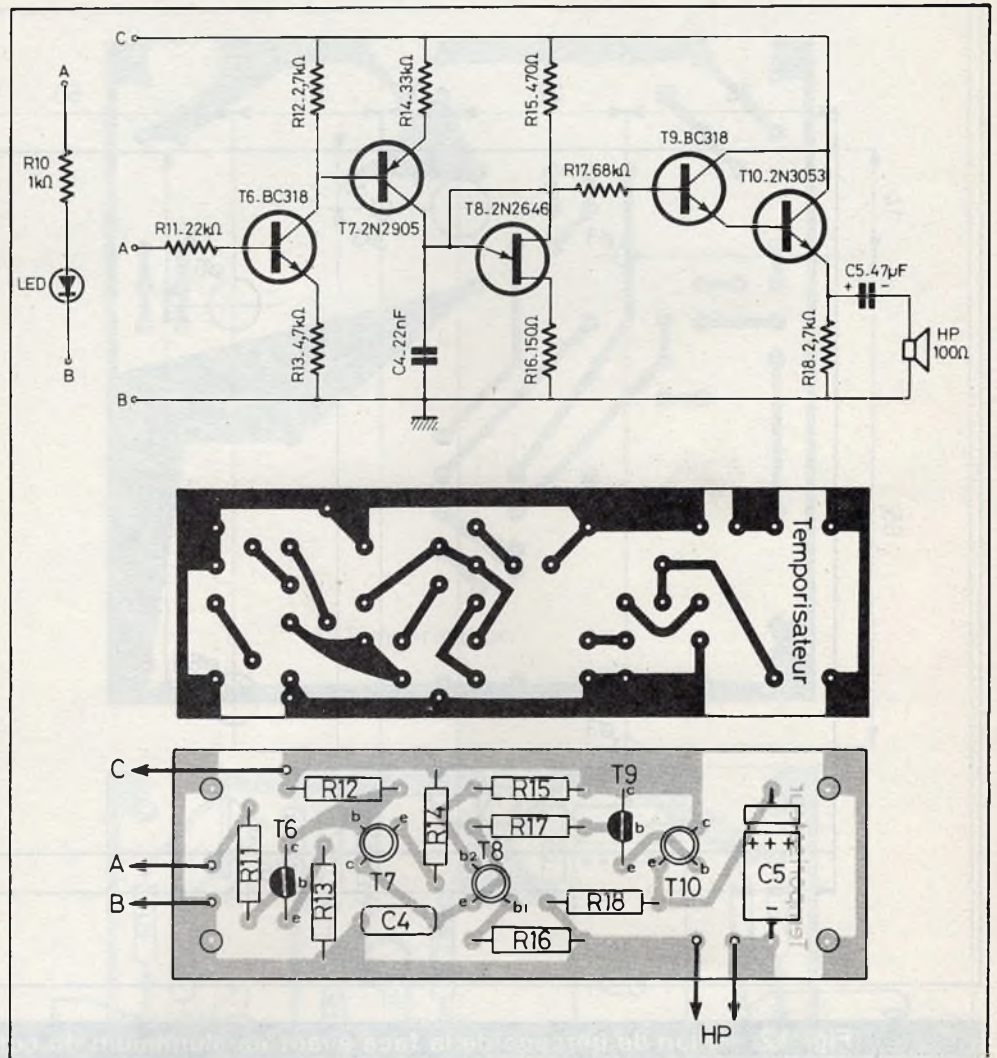


Fig. 14. à 17. - On pourra associer au montage deux témoins, l'un lumineux extrêmement simple, l'autre sonore à l'aide de quelques transistors.

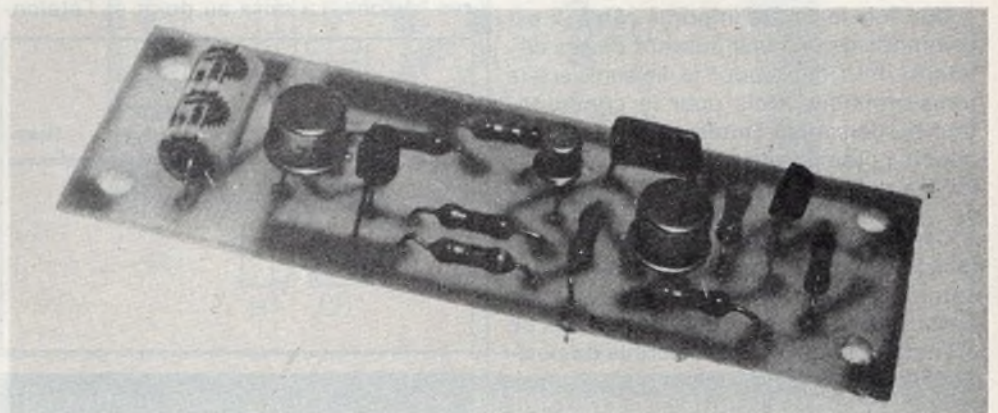


Photo B. - Ce petit circuit annexe, porte les composants du générateur sonore, signalant la fin de la temporisation.

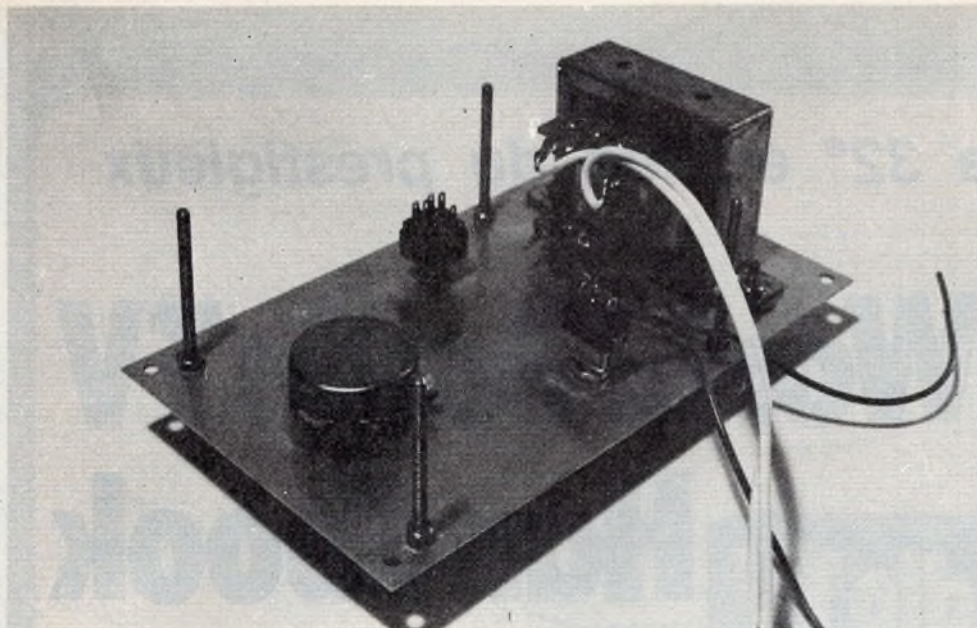


Photo C. - Préparation mécanique de la façade. L'utilisation de l'inverseur double visible ici, ne résulte que de la pénurie des stocks de l'auteur.

VII - Circuit imprimé du générateur sonore

Tout l'ensemble de la figure 15, à l'exception naturellement du haut-parleur, est câblé sur un circuit imprimé, dont la figure 16 donne le dessin. L'implantation des composants est illustrée par la figure 17, et par les photographies.

Pour le montage dans le coffret, le circuit imprimé pourra prendre place soit contre le fond, soit contre une paroi latérale. Enfin, si on choisit un haut-parleur de très petites dimensions (il en existe de 5 cm de diamètre), il ne sera pas difficile de le placer, au goût de chacun, soit contre une paroi latérale, soit même en façade, au-dessous du circuit imprimé principal. Dans tous les cas, ne pas oublier de percer quelques trous pour que le son puisse sortir (5 à 6 trous de 6 mm de diamètre, au moins).

VIII - D'autres gammes de temporisation

Il est très facile, par le simple changement de quelques composants, de modifier les gammes retenues pour le prototype. Nous donnons ci-dessous un tableau, résumant les changements à effectuer et les résultats obtenus. Nous ne donnons à chaque fois qu'une valeur de condensateur : il appartiendra à chacun de réunir deux de ces valeurs, pour obtenir les deux gammes de son choix.

C	R ₃	AJ	Temporisation
47 μ F	100 k Ω	47 k Ω	5 s à 30 s
100 μ F	100 k Ω	47 k Ω	10 s à 1 mn
1000 μ F	220 k Ω	100 k Ω	4 mn à 20 mn
1000 μ F	330 k Ω	220 k Ω	6 mn à 30 mn

IX - Quelques remarques sur l'utilisation des relais

La plupart des relais comportent, sur chacune de leurs sections, un contact repos R (fig. 18) et un contact travail T. Le premier est relié au plot commun C en l'absence de courant dans la bobine, tandis que le deuxième est en service lors du passage du courant.

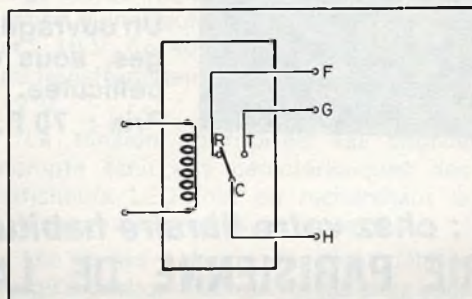


Fig. 18. - Exploitation des contacts repos, travail et commun.

C'est donc l'un ou l'autre des contacts R, T qu'on utilisera, selon qu'on désire mettre une charge sous tension pendant la durée de la temporisation, ou au contraire la débrancher.

Le relais doit être choisi non seulement en fonction des caractéristiques de sa bobine, que nous avons déjà indiquées, mais aussi du pouvoir de coupure de ses contacts, donc de la tension qu'il est possible d'appliquer (ceci est important pour un emploi sur le secteur), et de l'intensité maximale consommée par la charge.

R.R.

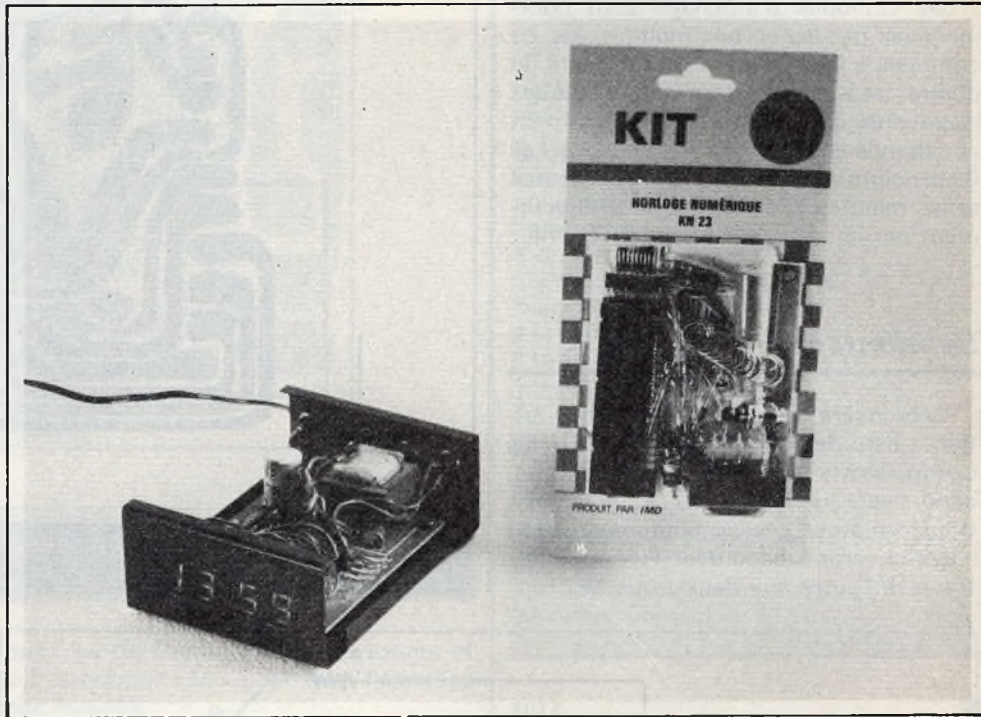
Liste des composants du temporisateur

- R₁ = 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- R₂ = 18 k Ω (marron, gris, orange)
- R₃ = 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
- R₄ = 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- R₅ = 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R₆ = 1,8 k Ω (marron, gris, rouge)
- R₇ = 15 Ω (marron, vert, noir)
- R₈ = 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- C₁ = 470 μ F/25 V
- C₂ = 100 μ F/25 V
- C₃ = 1000 μ F/25 V
- P = potentiomètre 10 k Ω variation linéaire
- D₁ à D₄ = 1 N 4004, 1 N 4007
- DZ₁ = Zener 5,1 V (400 mW)
- DZ₂ = Zener 12 V (400 mW)
- T₁ = T₄ = 2 N 2905, 2 N 2907
- T₂ = 2 N 3819
- T₃ = BC 318, BC 408
- T₅ = 2 N 3053 ou 2 N 1889

Liste des composants du générateur sonore

- R₁₁ = 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
- R₁₂ = 2,7 k Ω (rouge, violet, rouge)
- R₁₃ = 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
- R₁₄ = 33 k Ω (orange, orange, orange)
- R₁₅ = 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R₁₆ = 150 Ω (marron, vert, marron)
- R₁₇ = 68 k Ω (bleu, gris, orange)
- R₁₈ = 2,7 k Ω (rouge, violet, rouge)
- C₄ = 22 nF plaquette
- C₅ = 47 μ F/25 V
- T₆ = BC 318, BC 408
- T₇ = 2 N 2905
- T₈ = 2 N 2646
- T₉ = BC 318, BC 408
- T₁₀ = 2 N 3053

KN 23 IMD,



Horloge à affichage numérique

NOUS avons déjà eu l'occasion de décrire de nombreuses horloges à affichage numérique, mais pas encore celle de la firme IMD, commercialisée sous la référence KN 23. La solution du kit est très avantageuse au niveau de la réalisation des horloges car les afficheurs restent en vente au détail à un prix relativement élevé. Le kit en question comprend tous les éléments nécessaires, seul le coffret est en option.

Schéma de principe

Le schéma de principe général du montage est donné figure 1. Il permet l'utilisation d'une seule alimentation entre - 8 et - 18 V. Consommation au secondaire du transformateur : environ 150 mA pour 12 V.

La tension appropriée est choisie compte tenu des caractéristiques des afficheurs LED tout en recherchant la consommation minimum du système.

Les sorties « alarme » peuvent débiter jusqu'à environ 100 mA lorsqu'elles sont conductrices et si la broche est shuntée à VSS. Cette consommation est dangereuse à cause de la dissipation élevée, et elle ne peut être supportée que pour une très courte période (moins d'une seconde

en général). Ainsi, il faut charger les sorties « alarme » de sorte que le courant débité soit inférieur à 30 mA. Il est possible d'utiliser un triac dans le circuit d' « alarme », mais ce montage est dangereux (mise à la masse d'un fil du secteur). L'utilisation de circuit basse tension est recommandé (relais REED, oscillateur BF, isolateur OPTO-ELECTRONIQUE).

Les boutons poussoirs « alarme » et « stop » ne sont pas fournis dans le kit, ainsi que le circuit de déclenchement de l' « alarme ».

Pour un montage dans un coffret prévoir une aération pour le transformateur.

Le TMS 3874 est un circuit d'horloge à usages multiples, destiné à commander des afficheurs LED à 7 segments (cathode commune).

Les cathodes d'affichage sont commandées par les sorties multiplexées de commande D₁ à D₄ par l'intermédiaire de quatre transistors externes. Les anodes (segments) d'affichage sont directement commandées par les sorties SA à SG. Les deux points de séparation entre les heures et les minutes sont commandés directement par la sortie seconde sur l'anode.

Le montage

La première opération consistera à vérifier la liste des composants. Séparer les composants passifs ; résistances, condensateurs, support du circuit intégré, transformateur, cosses, boutons poussoir (ceux-ci seront raccordés : l'un aux deux trous H, l'autre aux deux trous M).

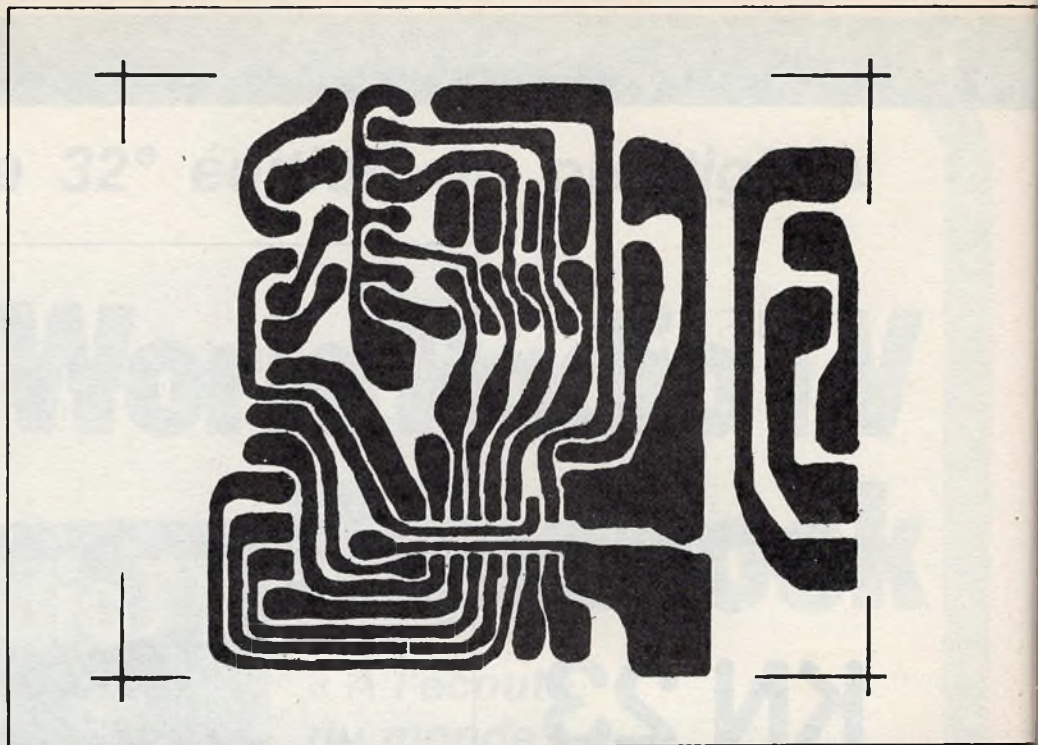


Fig. 3. et 4. - Nous reproduisons à titre indicatif le tracé du circuit graphié sur verre époxy.

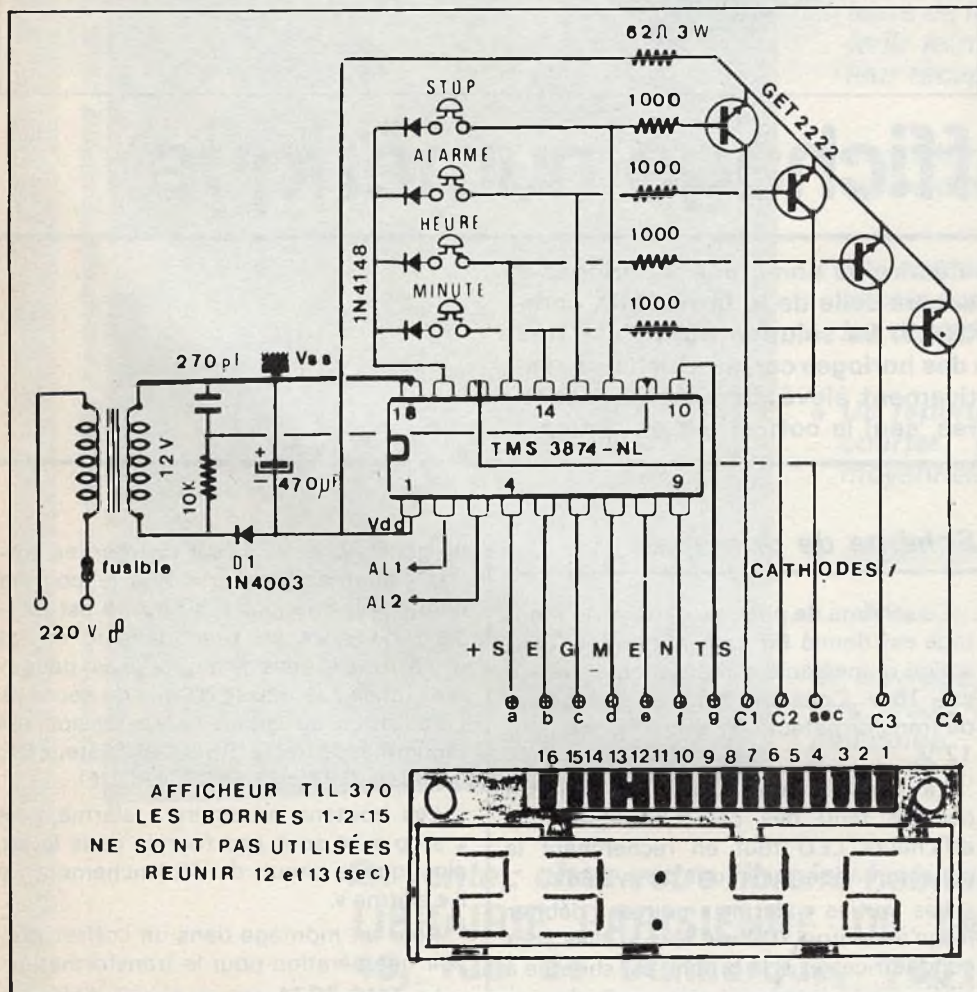


Fig. 1. - Schéma de principe complet de l'horloge en question.

Puis les composants actifs : afficheur, diodes, transistors, circuit intégré.

Commencer par souder les éléments passifs en veillant bien à la distribution des couleurs des résistances, et à la polarité du condensateur (voir implantation sur le circuit imprimé).

Une fois les composants passifs soudés, on passera au montage des diodes en prenant soin de respecter l'emplacement de l'anode et de la cathode repérée par une bague.

Les transistors GET 2222 ou équivalent seront soudés directement sur le circuit, laisser 1 cm pour les broches.

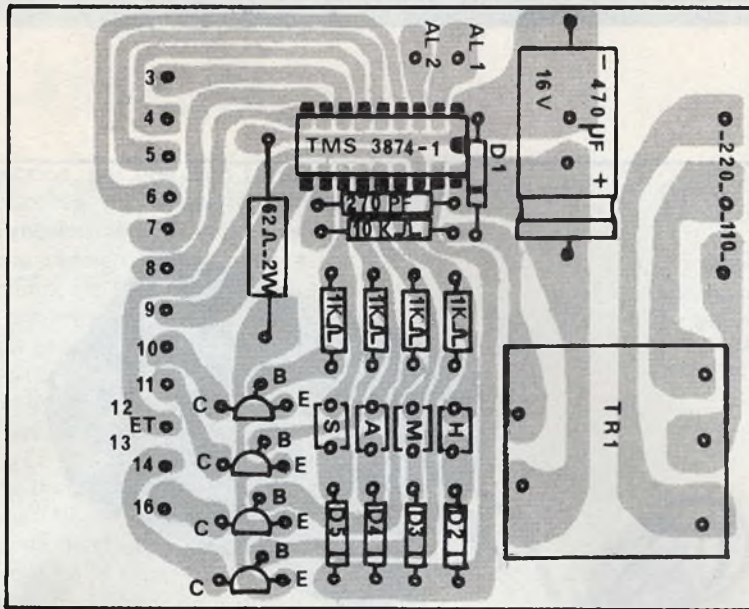
Le circuit intégré TMS 3874 sera introduit dans son support, voir le repérage des broches (fig. 1). Attention au sens de positionnement.

L'afficheur 4 « digit » sera relié au circuit à l'aide de douze conducteurs.

Les bornes 1, 2, 15, ne sont pas utilisées (fig. 3).

Le câblage se fera facilement en reliant la borne 3 de l'afficheur au trou n° 3 du circuit, la borne 4 au trou n° 4, etc., jusqu'à 16 (les bornes 12 et 13 seront reliées ensemble).

Sur le circuit intégré il pourra y avoir deux repères. Dans ce cas l'on tiendra compte seulement du plus grand que l'on mettra en regard de la diode D₁. Dans le cas d'un seul repère on mettra ce repère de la même manière que précédemment (face à D₁).



Liste des composants

- Circuit imprimé.
- Soudure 30 cm.
- 10 cm fil 12 conducteurs.
- 20 cm fil 2 conducteurs.
- 1 circuit intégré TMS 3874.
- 1 afficheur 4 « digit » TIL 370.
- 1 support circuit intégré.
- 4 résistances 1 kΩ 1/4 (marron, noir, rouge)
- 1 résistance 47 à 68 Ω 2 à 3 W.
- 1 résistance 10 kΩ à 57 kΩ 1/4 W.
- 1 transformateur 12 V/220 V.
- 4 x 1 N 4148 ou équivalent.
- 1 condensateur 470 µF à 1000 µF / 16 V ou plus.
- 1 condensateur 270 pF à 390 pF.
- 4 GET 2222 ou 2N2222 ou BC 147 ou équivalent.
- 1N4003 ou équivalent.
- 2 boutons poussoir.

imprimé retenu par le constructeur. Ce circuit est livré percé et séri-
implantation des éléments.

L'utilisation de cette horloge a été réduite à sa plus simple expression. Il vous suffira d'appuyer sur le bouton « H » pour mettre l'horloge à l'heure exacte et sur le bouton « M » pour faire l'ajustage des minutes.

L.B.Composants

B.P. 33 - 76210 BOLBEC - Tél. : (35) 31.24.55

TTL série 74

00/03.....	2,00	70	3,50
04/05.....	2,20	72/74	3,00
06/07.....	2,80	75	4,50
08/09.....	2,00	76	3,00
10	2,20	83	6,00
11	2,50	85	7,50
13	3,60	86	3,00
14	7,00	90	5,00
16	2,80	92/93	4,50
17	3,00	95	5,00
20/23.....	2,20	96	5,70
25/27.....	2,50		
30	3,20		
32/38.....	3,00		
40	2,00		
41	11,00		
42	5,00		
45	11,50		
46	8,00		
47	9,00		
48	8,00		
50/60.....	2,50		

C. MOS

4001	2,50
4011	2,50
4016	6,50
4017	12,00
4069	3,50

REGULATEURS

LM304H	30,00
LM309K	25,00

zener 0,5 & 1 W 3,3 à 33 V 1,30/10 1,20
1 N 4001 0,80/1 N 4004 1,00/1 N 914/4148 0,60

aff. 7 seg. 12,7 mm A ou C comm. 15,00

SUPPORT C.I.
2 x 4 Br. 2,00
2 x 7 Br. 2,00
2 x 8 Br. 2,50

CONDITIONS DE VENTE
Port et emb. 6,00 si comm.
Inf. à 200 F. contre remb.
joindre 30% d'arrhes.

CEUX QU'ON RECHERCHE POUR LA TECHNIQUE DE DEMAIN...

suivent les cours de
L'INSTITUT ELECTRORADIO
car sa formation c'est quand même autre chose !

7 FORMATIONS:

- ELECTRONIQUE GENERALE
- MICRO ELECTRONIQUE
- SONORISATION-HI-FI-STEREOPHONIE
- TELEVISION N et B
- TELEVISION COULEUR
- INFORMATIQUE
- ELECTROTECHNIQUE



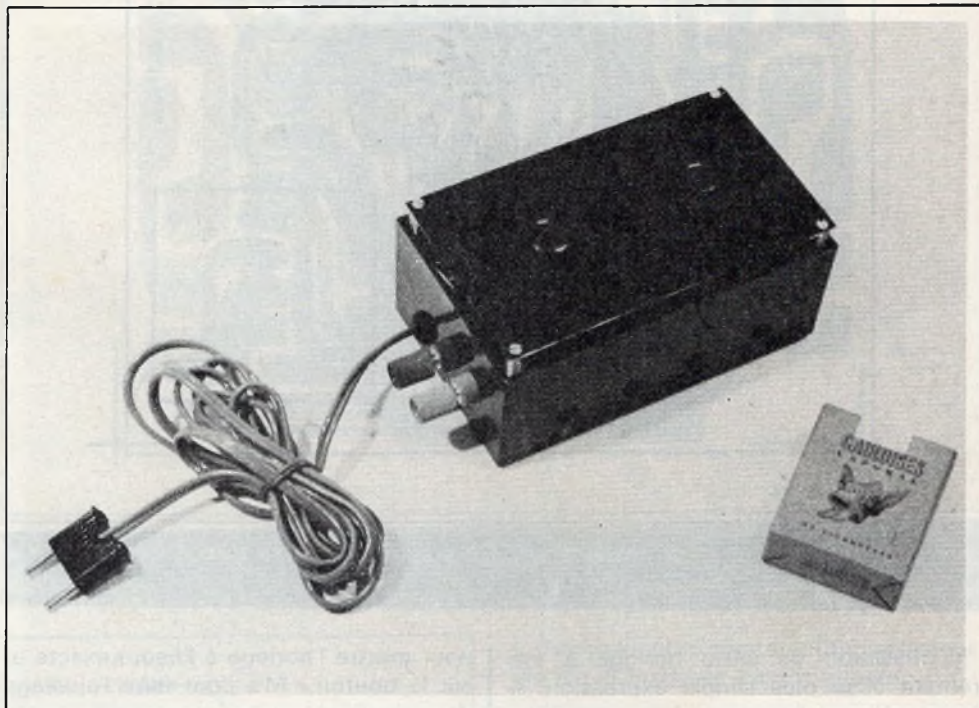
INSTITUT ELECTRORADIO
26, RUE BOILEAU - 75016 PARIS
(Enseignement privé par correspondance)

Veuillez m'envoyer GRATUITEMENT
et SANS ENGAGEMENT DE MA PART
votre MANUEL ILLUSTRÉ sur les
CARRIERES DE L'ELECTRONIQUE

NOM _____

ADRESSE _____

RP



CETTE alimentation utilise une astuce, ou un principe, si vous les aimez : deux ou plusieurs alimentations stabilisées, possédant chacune une disjonction en courant, peuvent débiter ensemble, sans autre précaution que n'apparaisse une éventuelle oscillation H.F., sur une charge commune. Finis les transistors balast dont on ne savait jamais régler le courant incipient à sa juste valeur ! Mettez autant de régulateurs en parallèle qu'il vous plaira, il ne se passera rien de grave. Le courant stabilisé de sortie se trouvera multiplié par autant. La dissipation de chaque régulateur sera minime et l'ensemble de boîtiers TO3, mieux réparti sur une plaquette commune de refroidissement, chauffera moins. D'ailleurs, un 2N3055, seul sur un radiateur énorme, n'a jamais pu se mesurer avec deux 2N3055 sur un radiateur deux fois plus petit, justement par le meilleur refroidissement de ces deux derniers.

Notre alimentation fournit 5 V/2,5 à 3 A et fonctionne depuis plus d'un an sans le moindre problème, sur un système de mise au point de microprocesseur.

Alimentation stabilisée fixe 5V - 1,2 à 152 A.

Principe de fonctionnement

Un régulateur à trois broches, fournissant une tension stabilisée fixe, réglée en usine, fonctionne à peu près sur le principe de la figure 1. Mise à part le détail de l'amplificateur-comparateur de la tension de référence v_{ref} et de la tension donnée par le diviseur de mesure R_1, R_2 de la tension de sortie, il faut remarquer, sur ce schéma, trois facteurs de disjonction qui agissent dans le nœud M en même temps que l'amplificateur de mesure : il y a presque toujours un transistor de disjonction thermique T_1 , situé le plus près possible de la source de chaleur du montage, qu'est le transistor ballast T_3 . Il se trouve également, et, ce, depuis le « pionierat » des régulateurs intégrés, un deuxième transistor, T_2 , sensible aux surcharges en intensité et en tension aux bornes du ballast. Il y a, en tout, trois disjonctions pos-

sibles : une double disjonction courant-tension aux bornes du ballast et une disjonction globale en fonction d'une montée dangereuse en température de la puce de silicium.

La disjonction thermique mérite qu'on s'y attarde, car elle pourrait être utilisée par les bricoleurs Hi-Fi sur leurs amplificateurs.

La base du transistor T_1 est maintenue à environ 0,4 V. Aux températures normales de fonctionnement, pour un transistor en Silicium, une pareille tension base-émetteur est une tension de blocage. Placé sur le même radiateur que les transistors de puissance, ce transistor subira la baisse de la tension U_{BE} avec la montée de la température, comme tous les transistors, de sorte que, à partir d'une certaine température, la tension de 0,4 V débloque le transistor. En conduction, il diminue à zéro la tension de sortie, en mettant la base de T_3 à la masse.

La disjonction, par une trop forte tension aux bornes du transistor ballast, démarre progressivement dès que l'on dépasse une tension fixée d'avance par une diode zéner Dz. Ce qui nous intéresse le plus est le comportement de la disjonction en courant. Celle-ci est obtenue à l'aide d'une résistance de shunt qui produit une chute de tension significative quand elle est parcourue par le courant de disjonction. La résistance R_4 sert à éliminer le risque de court-circuit, par la résistance de shunt du faible courant qui arrive par R_3 , en cas de disjonction en tension. Pour ceux qui ne le savent pas, une tension « significative » pour un transistor en silicium est de l'ordre de 0,5 - 0,6 V, alors que pour un transistor en germanium elle est d'environ 0,3 V. En dessous de ces tensions sur la jonction base-émetteur de T_2 , celui-ci reste bloqué et il s'ouvre très énergiquement en cas de dépassement de cette tension de seuil. En s'ouvrant, T_2 court-circuite la base-émetteur de T_3 et le bloque, ce qui fait baisser le courant qui produit une moindre chute de tension sur la résistance R_{shunt} , et, si cette chute devient inférieure à 0,5 V, T_2 ne joue plus aucun rôle. Si, au contraire, la cause de surcharge se maintient et le courant maximum, que pourra débiter l'alimentation sera de l'ordre de $I \approx 0,5 \text{ V } R_{shunt}$.

Ce rôle régulateur est très important lors de la mise en parallèle de deux alimentations.

On sait que rien n'est plus nocif à une pile que de la faire débiter sur une autre pile. Les deux piles assemblées bêtement en parallèle pour avoir plus de courant n'en fournissent point, c'est bien connu, car chacune débite un courant de court-circuit dans l'autre. De même, quand on veut obtenir plus de puissance sur une même charge, deux amplificateurs débitant en parallèle se détruisent réciproquement, d'où la nécessité des montages en pont ou autres (fig. 2).

Tout change quand les « piles » ou les « amplificateurs » possèdent une régulation de courant. Si l'une des piles ou des alimentations avait tendance à débiter trop en charge, sa disjonction entrerait en fonction. Parmi deux ou plusieurs alimentations de même tension de sortie, il y en a toujours une qui est plus grande, de quelques fractions de volt, ou de millivolt, que les autres. C'est celle-ci qui débitera la première. Les transistors

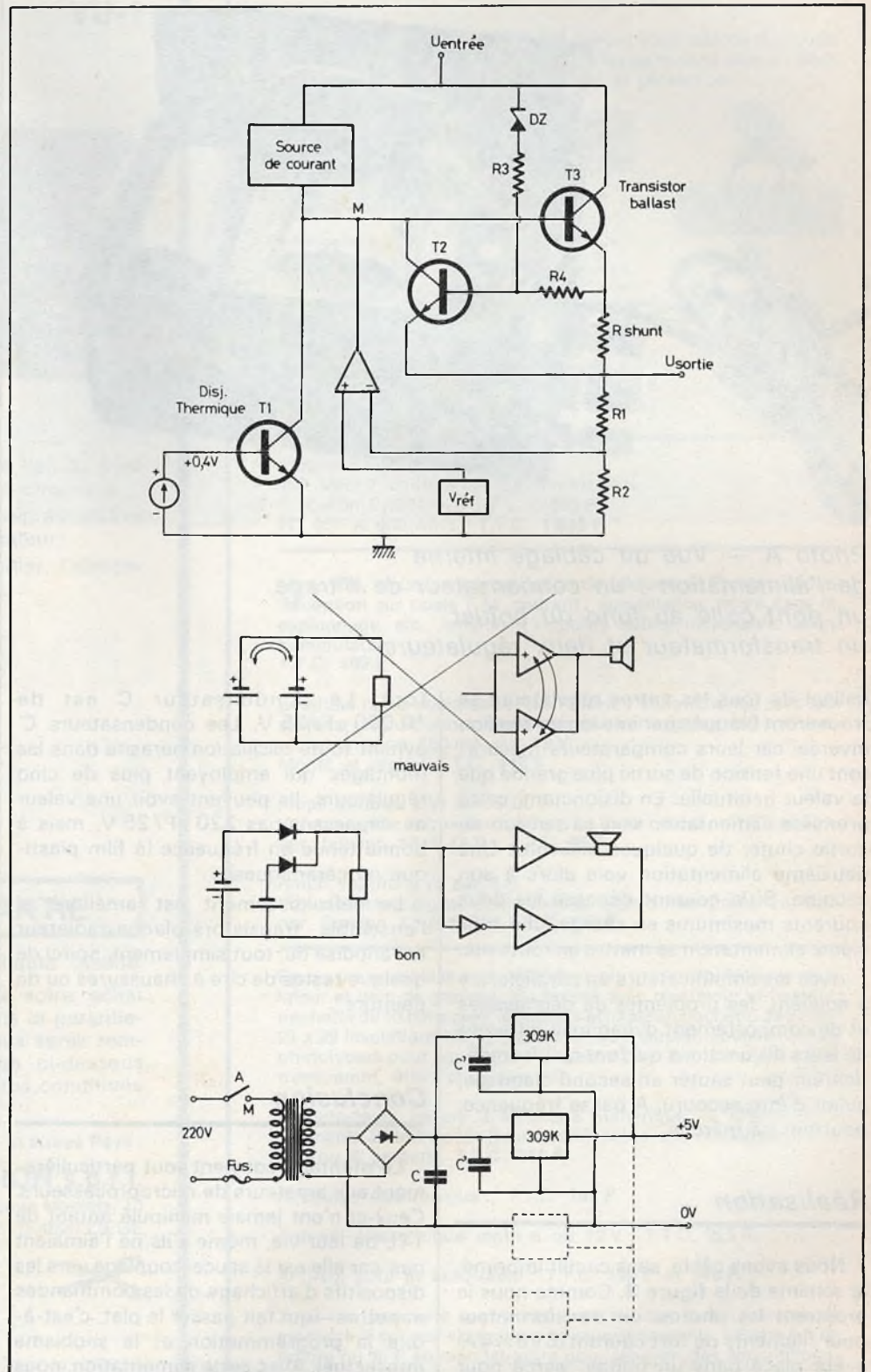


Fig. 1. à 3. - Les trois disjonctions que possède tout régulateur de tension intégré. Montages parallèles de piles et amplificateurs. Schéma global de fonctionnement de l'alimentation stabilisée cascadable.

INITIATION À LA MICROINFORMATIQUE : LE MICROPROCESSEUR (2^e édition)

par P. MELUSSON

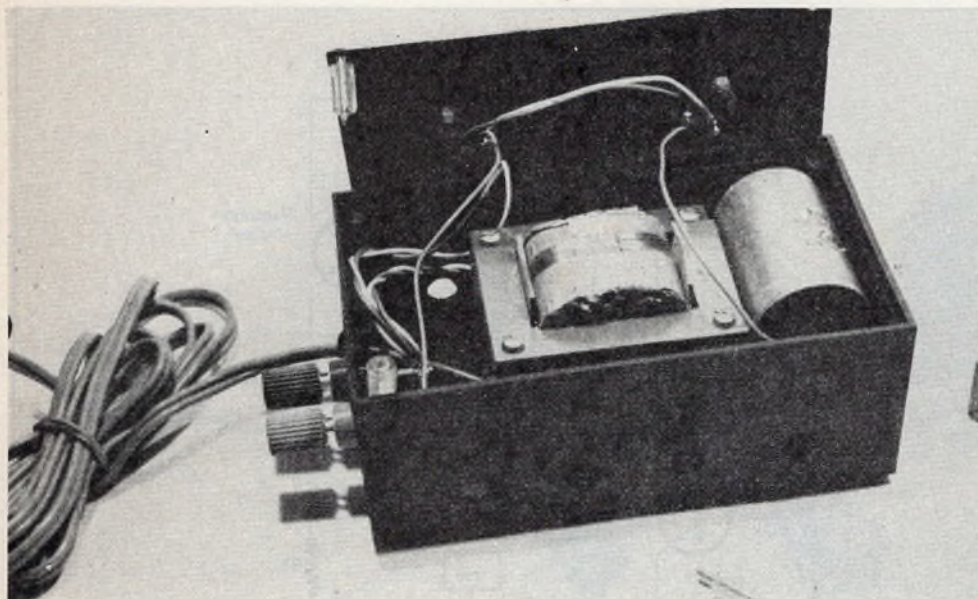


Photo A. — Vue du câblage interne de l'alimentation : un condensateur de filtrage, un pont collé au fond du boîtier, un transformateur et deux régulateurs.

ballast de tous les autres régulateurs se trouveront bloqués par une légère tension inverse, car leurs comparateurs mesureront une tension de sortie plus grande que la valeur habituelle. En disjonctant, cette première alimentation voit sa tension de sortie chuter de quelques millivolts. Une deuxième alimentation vole alors à son secours. Si le courant dépasse les deux courants maximums en charge, une troisième alimentation se mettra en route etc.

Avec les amplificateurs en parallèle, il y a souvent des problèmes de déphasages et de comportement dynamique différent de leurs disjonctions qui font qu'un amplificateur peut sauter en second claquage, avant d'être secouru. A basse fréquence, pourtant ça marche.

Réalisation

Nous avons câblé, sans circuit imprimé, le schéma de la figure 3. Comme nous le montrent les photos, un transformateur pour filaments de fort courant (6V3 - 4A) a été placé dans un boîtier, percé pour recevoir deux boîtiers TO-3 (genre 2N3055), a été surélevé à l'aide de colonnettes, pour permettre une meilleure circulation d'air, tant pour le transformateur que pour le refroidissement des transis-

tors. Le condensateur C est de 10 000 μ F/25 V. Les condensateurs C' évitent toute oscillation parasite dans les montages qui emploient plus de cinq régulateurs. Ils peuvent avoir une valeur ne dépassant pas 220 nF/25 V, mais à bonne tenue en fréquence (à film plastique ou céramiques).

Le refroidissement est amélioré si l'ensemble transistors-plaque-radiateur est anodisé ou, tout simplement, noirci de quelque restes de cire à chaussures ou de peinture...

Conclusion

Le montage convient tout particulièrement aux amateurs de microprocesseurs. Ceux-ci n'ont jamais manipulé autant de TTL de leur vie, même s'ils ne l'aimaient pas, car elle est la sauce-coupiage vers les dispositifs d'affichage ou les commandes et autres - qui fait passer le plat, c'est-à-dire la programmation et le snobisme intellectuel. Avec cette alimentation, nous avons oublié depuis un an qu'elle existe, alors que nos programmes restent en mémoire vive, tous les jours, du matin au soir.

A. DORIS

Grâce au développement des technologies « LSI » des circuits intégrés, il apparaît maintenant possible de bénéficier dans le domaine « grand public » de réalisations jusque là réservées aux ordinateurs coûteux et volumineux.

- Le microprocesseur a pu ainsi faire son apparition. Il devient la pièce maîtresse d'un microordinateur de conception économique, son système comportant, en outre, des circuits intégrés de fonctions complexes (mémoires et circuits d'interface) sous un faible volume et dont le nombre et la qualité peuvent être calculés avec précision en vue d'un besoin spécifique déterminé.

- Ce principe même de réalisation conduit à des possibilités d'applications rentables dans tous les domaines autres que ceux jusqu'à présent réservés à l'informatique. Citons à titre d'exemple « Les télécommunications, le radar, les transmissions HF, les automatismes industriels, l'optoélectronique et la signalisation électrique, l'électroménager, l'automobile, la télévision, la radio médicale, la radiophonie, etc.

- Le microprocesseur sera bientôt l'instrument de « la qualité de la vie ».

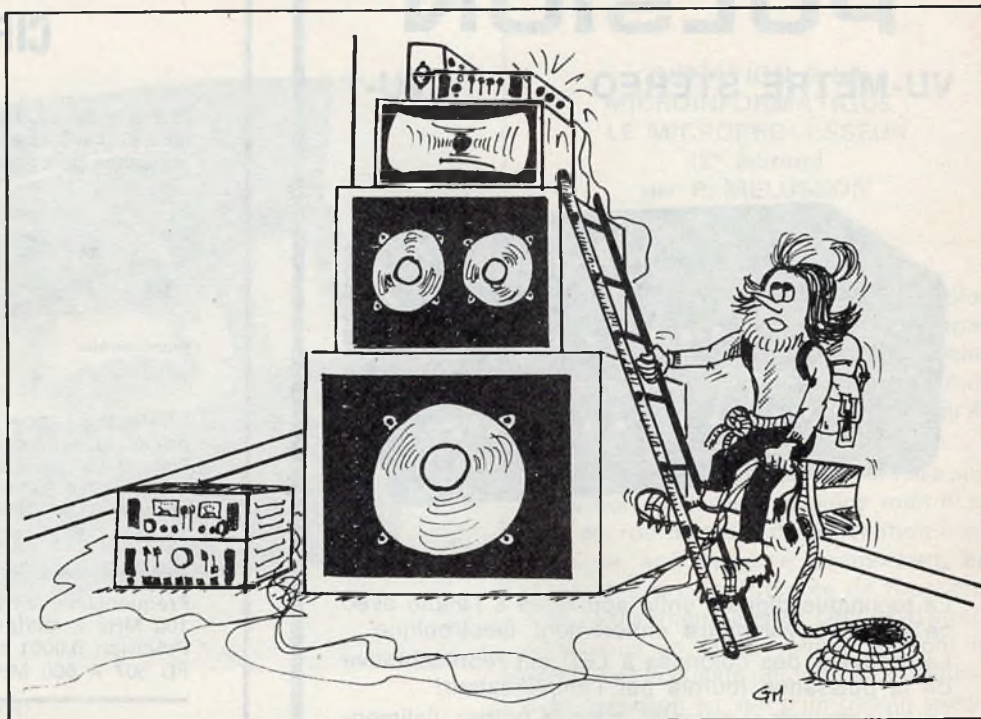
- Il devenait alors indispensable que soit édité cet ouvrage d'Initiation à la microinformatique et au microprocesseur, afin que les techniciens, les ingénieurs et même plus simplement les curieux scientifiques puissent être à même de suivre et d'acquérir les bases de cette nouvelle technique si prometteuse, appelée dans notre monde moderne à de très nombreux développements pratiques.

Un volume de 136 pages, format 11,7 x 16,5, sous couverture pelliculée, 80 figures.

Prix : 27 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Diffusion exclusive : Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.



Réalisation d'une ENCEINTE ACOUSTIQUE DE SONORISATION

COMME nous l'avons constaté dans les deux premières parties de cet article, le caractère dominant des haut-parleurs de sonorisation est leur efficacité : ils doivent « sortir » le niveau acoustique le plus fort possible pour une puissance admissible donnée. D'autre part la haute fidélité n'est pas indispensable dans ce domaine. Ces deux considérations détermineront par conséquent les techniques utilisées.

Nous avons déjà parlé de rendement acoustique dans la première partie : rappelons qu'un haut-parleur (une enceinte) haute fidélité a une efficacité comprise entre 80 et 95 dB à un mètre pour 1 W appliqué à l'entrée. Notons cependant que les modèles de plus de 90 dB/W sont rares et, de plus, ne représentent pas la catégorie de matériels la plus fidèle, mais se rapprochent par certains côtés des meilleurs matériels de sonorisation. Rappelons également que les enceintes présentant le plus fort rendement disponibles à l'heure actuelle atteignent environ 105 dB/W.

Le débattement des haut-parleurs

Regardons la structure d'un haut-parleur de base (fig. 1). Le déplacement maximal d'avant en arrière de la membrane est limité par deux éléments : l'élongation possible du spider et celle de la suspension périphérique de la membrane.

Ceci en admettant que la bobine mobile reste constamment dans l'entrefer, ce qui impose de la construire plus longue que cet entrefer : elle doit être d'une longueur égale à la somme de la longueur de l'entrefer et du débattement maximal.

Ceci montre (fig. 2) qu'il y a moyen d'augmenter le débattement d'un HP : il faut assouplir le spider (longitudinalement) et le construire d'un plus grand diamètre, rendre la suspension périphérique plus souple et capable d'une plus grande déformation (d'où l'adoption des suspensions « single roll » en HiFi), et allonger la bobine mobile en proportion de l'accroissement du débattement, pour éviter qu'elle ne sorte de l'entrefer. Remarquons en effet que si la bobine sort en partie de l'entrefer, une longueur moindre de celle-ci sera soumise au flux magnétique, donc la force exercée sur elle (voir plus loin) sera plus faible que quand la bobine est au centre pour une même tension appliquée au HP : il y a création d'importantes distorsions.

La figure 3 montre un HP réalisé suivant ces critères. On remarquera son allure « râblée » !

Mais cette façon de faire a un corollaire : c'est la diminution catastrophique du rendement. En effet, le spider et la suspension sont là pour guider la bobine mobile dans l'entrefer (éviter qu'elle ne frotte sur les pièces polaires). Si on les rend plus mous, le guidage sera moins efficace ; on sera obligé d'élargir l'entrefer, ce qui réduira l'induction dans ce dernier, et également la force F appliquée à la bobine, donc le rendement. Et ceci d'autant plus que l'on doit prévoir également une bobine plus longue (comme vu plus haut), pour éviter les distorsions.

Remarquons que si nous avons une bobine dont la moitié seulement est plongée dans le champ d'induction magnétique des pièces polaires, comme la tension appliquée au HP l'est à toute la bobine, la moitié de cette tension seulement est uti-

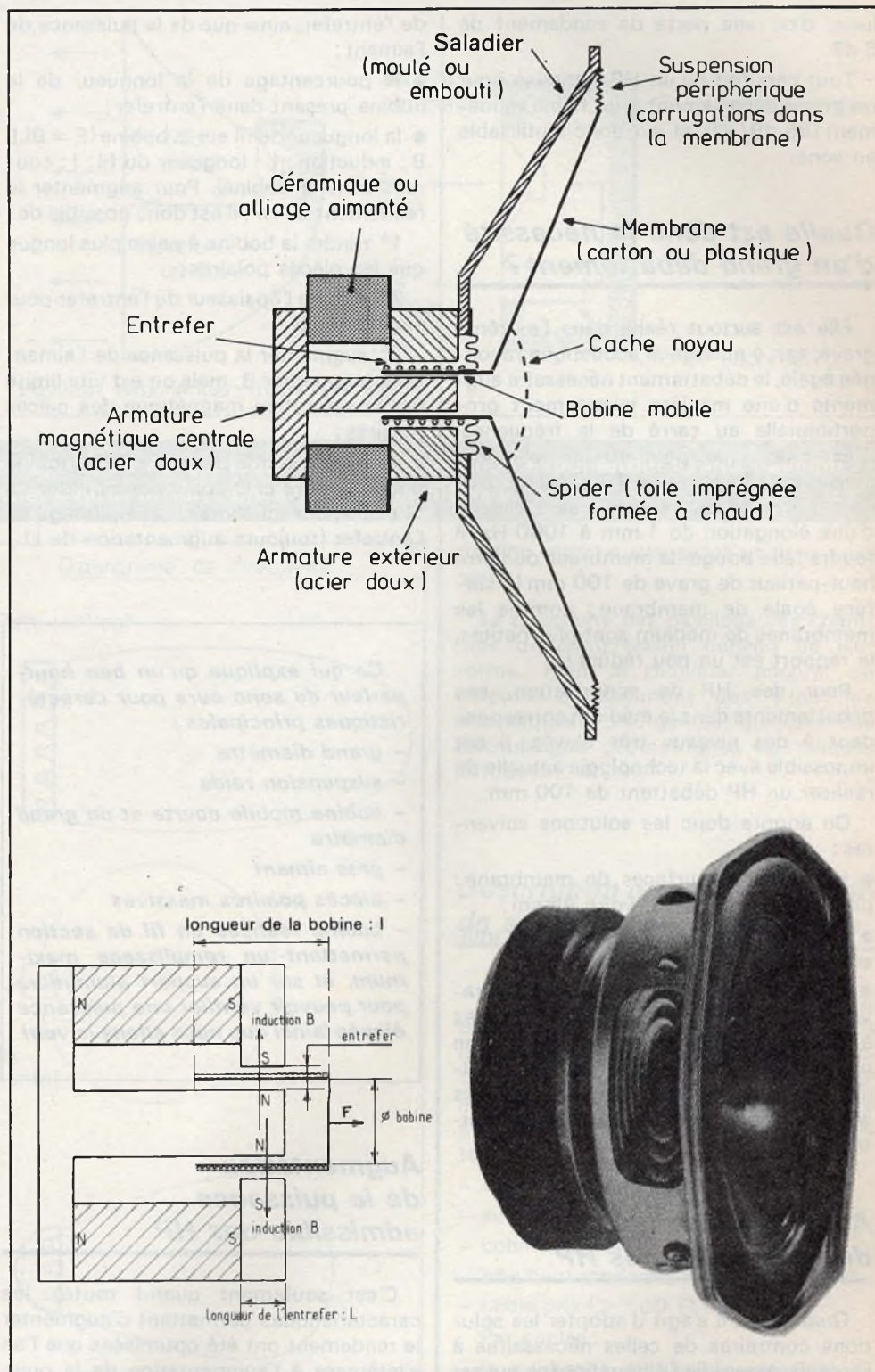


Fig. 1. à 3. - Structure générale d'un haut-parleur électrodynamique. Un haut-parleur à très grand débattement pour sa taille (B110 KEF \varnothing 12 cm) débattement 15 mm. On remarquera le spider et l'énorme ferrite.

lisée, d'où une perte de rendement de 6 dB.

Tout ceci fait qu'un HP optimisé pour un grand débattement a un faible rendement (85 dB/W), et est donc inutilisable en sono.

Quelle est donc la nécessité d'un grand débattement ?

Elle est surtout réelle dans l'extrême grave, car, à puissance acoustique rayonnée égale, le débattement nécessaire augmente d'une manière inversement proportionnelle au carré de la fréquence. C'est-à-dire que, pour obtenir le même niveau de 100 Hz et de 1000 Hz (courbe de réponse plate), si vous avez besoin d'une elongation de 1 mm à 1000 Hz, il faudra faire bouger la membrane de votre haut-parleur de grave de 100 mm (à surface égale de membrane; comme les membranes de médium sont plus petites, le rapport est un peu réduit) !

Pour des HP de sonorisation, ces débattements dans le médium correspondent à des niveaux très élevés. Il est impossible avec la technologie actuelle de réaliser un HP débattant de 100 mm.

On adopte donc les solutions suivantes :

- très grandes surfaces de membrane : plusieurs HP de \varnothing 38, voire 46 cm ;
- « adaptation d'impédances » par utilisation de pavillons exponentiels ;
- coupure volontaire des extrêmes-graves à faible niveau, et même des graves à haut niveau (elle se réalise d'elle-même par le talonnement des HP, qui sont étudiés mécaniquement - pour les modèles sérieux - pour pouvoir supporter ce traitement).

Augmentation du rendement des HP

Quasiment, il s'agit d'adopter les solutions contraires de celles nécessaires à l'accroissement de l'elongation (ce qui est évidemment contradictoire). En se reportant à la figure 2, l'on voit que la force F agissant sur la bobine et la membrane est proportionnelle à :

- l'induction B dans l'entrefer, qui dépend elle-même de la surface et de l'épaisseur

de l'entrefer, ainsi que de la puissance de l'aimant ;

- le pourcentage de la longueur de la bobine présent dans l'entrefer ;
- la longueur de fil sur la bobine ($F = BLI$. B : induction ; L : longueur du fil ; I : courant dans la bobine). Pour augmenter le rendement du HP, il est donc possible de :
 - 1° rendre la bobine à peine plus longue que les pièces polaires ;
 - 2° réduire l'épaisseur de l'entrefer pour augmenter B ;
 - 3° augmenter la puissance de l'aimant pour augmenter B, mais on est vite limité par la saturation magnétique des pièces polaires ;
 - 4° augmenter le diamètre de la bobine pour accroître L. On peut aussi utiliser du fil carré pour améliorer le remplissage de l'entrefer (toujours augmentation de L).

Ce qui explique qu'un bon haut-parleur de sono aura pour caractéristiques principales :

- grand diamètre
- suspension raide
- bobine mobile courte et de grand diamètre
- gros aimant
- pièces polaires massives
- bobine réalisée en fil de section permettant un remplissage maximum, et sur un support aluminium pour pouvoir ventiler une puissance élevée (ainsi que nous allons le voir).

Augmentation de la puissance admissible des HP

C'est seulement quand toutes les caractéristiques permettant d'augmenter le rendement ont été optimisées que l'on s'intéresse à l'augmentation de la puissance admissible. En effet, pour obtenir un niveau sonore donné, mieux vaut ne pas avoir à employer un ampli très puissant (voir 1^{re} partie).

La puissance susceptible d'être dissipée par un HP sans détérioration dépend

essentiellement de la constitution de sa bobine mobile et de la façon dont l'air circule autour d'elle.

Notons à ce propos que, même pour les HP dotés des meilleures efficacités, la puissance réellement utilisée ne dépasse pas 15 % et donc que 85 % de l'énergie envoyée par l'ampli ne sert qu'à chauffer la bobine.

Les technologies actuelles sont simples :

- support aluminium anodisé pour la bobine : il évacue la chaleur par conduction thermique et échange avec l'air, beaucoup mieux que le fil de la bobine, qui est recouvert de matière isolante ;
- imprégnation de cette bobine à l'aide de résines résistant aux hautes températures (époxy ou mieux silicoes) ;
- étude sérieuse de l'écoulement de l'air autour de la bobine et disposition des pièces polaires en conséquence.

Artifices de montage des HP destinés à augmenter le rendement

1° Dans le grave

Pavillons exponentiels avant, avant/arrière et enceintes bass-reflex (fig. 4).

- Les pavillons augmentent le rendement d'un HP par adaptation d'impédance acoustique, et également par l'effet d'une certaine directivité.
- Le système bass-reflex récupère l'onde émise par la face arrière de la membrane du HP et la renvoie à l'avant (en régime sinusoïdal).
- La multiplication des HP.

En effet, le fait de multiplier les H.P. augmente non seulement la puissance admissible mais également le rendement de l'ensemble.

2° Dans le médium-aigu

On n'emploie pratiquement que des pavillons, montés sur des HP à dôme inversé que l'on nomme « chambres de compression ».

Ceci à l'exception des montages de HP multiples « en colonnes », ou « en étoile » (Elipson), (fig. 5) pour réaliser des enceintes très directives, à haut rendement et à bon marché, destinées surtout à la sono-

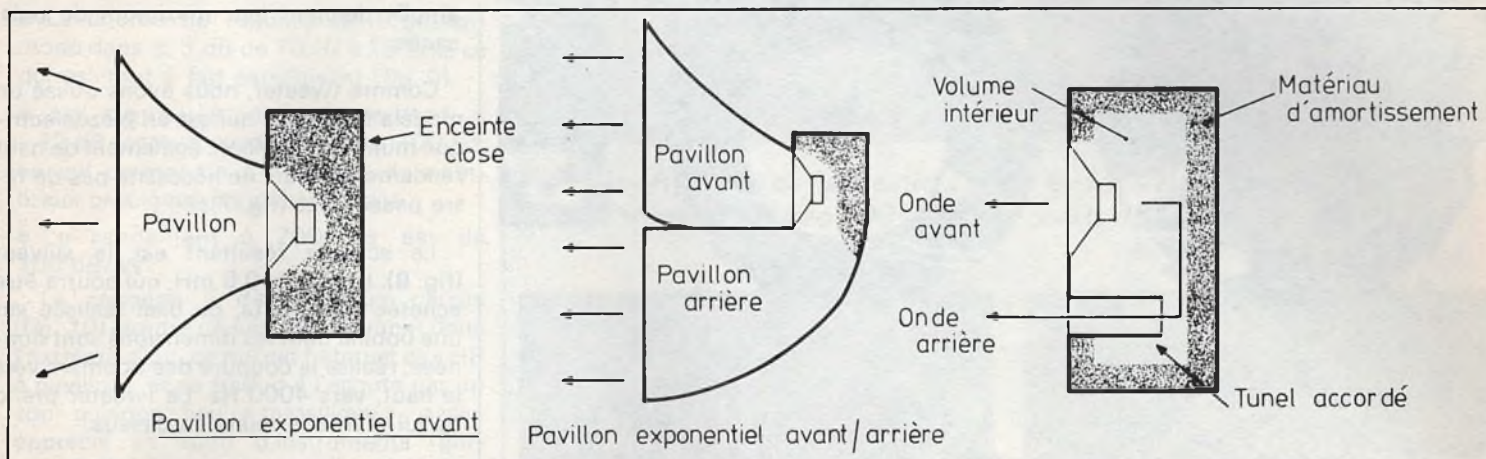


Fig. 4. - Différents principes de montage des haut-parleurs de graves, pavillon exponentiel avant, pavillon exponentiel avant/arrière, enceinte « bass-reflex ».

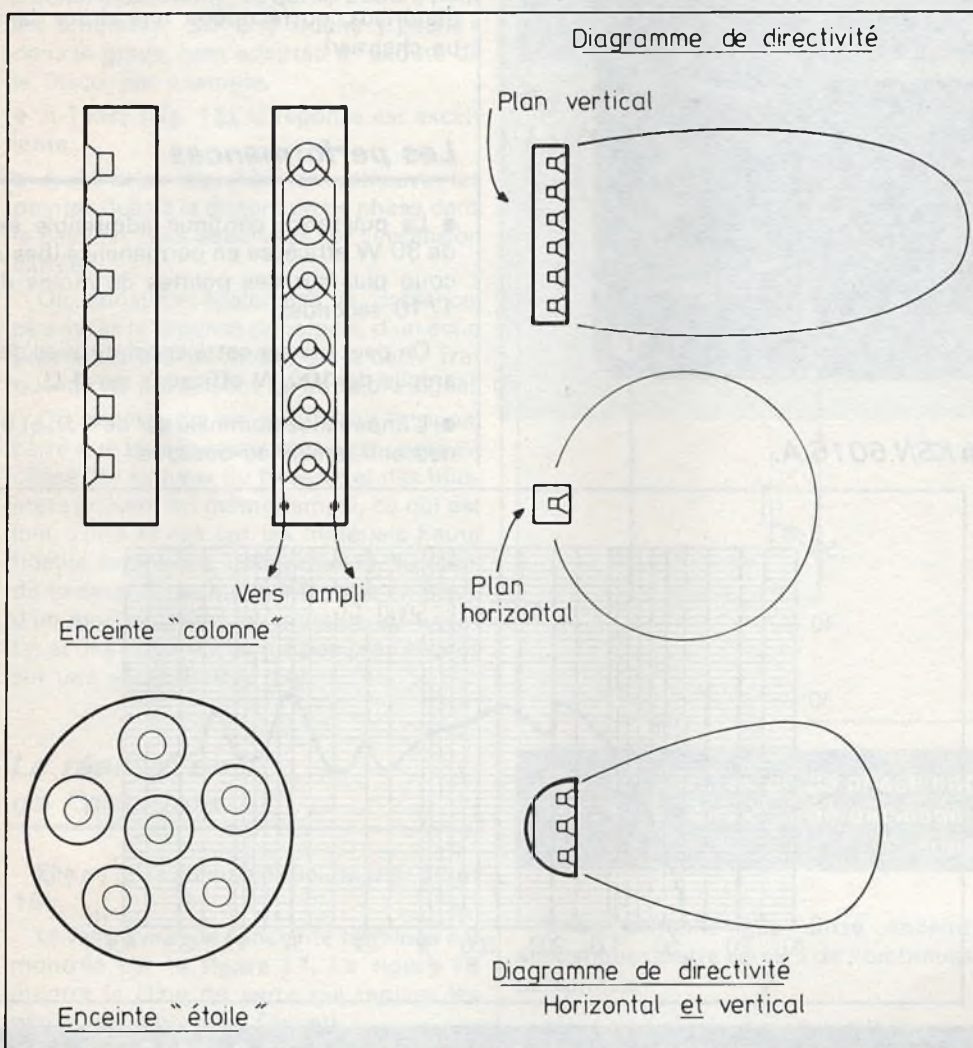


Fig. 5. - Association de haut-parleurs multiples.

risation répartie des salles et lieux couverts.

La directivité des pavillons des chambres de compression dépend de leur forme. Pour la diminuer encore, on emploie couramment des « lentilles acoustiques » divergentes, qui sont des assemblages géométriques de plaques diffractant le son.

Description de notre enceinte de sonorisation économique

Il n'était pas question pour un matériel économique d'acheter des HP de haut de gamme. Nous avons finalement sélectionné comme boomers/médium un HP Audax, le HIF 21 H (fig. 6), qui est facile à trouver. Il a les caractéristiques suivantes :

- suspension relativement raide
- aimant puissant
- bobine courte
- très haut rendement (≈ 100 dB/W)
- faible prix (> 100 F).

Par contre :

- la puissance admissible est relativement faible (15 W) en raison de la bobine en carton imprégné.

Nous avons décidé d'en utiliser deux en parallèle, d'une impédance de 8Ω chacun, ce qui nous donne une enceinte de 4Ω , impédance sur laquelle la plupart des

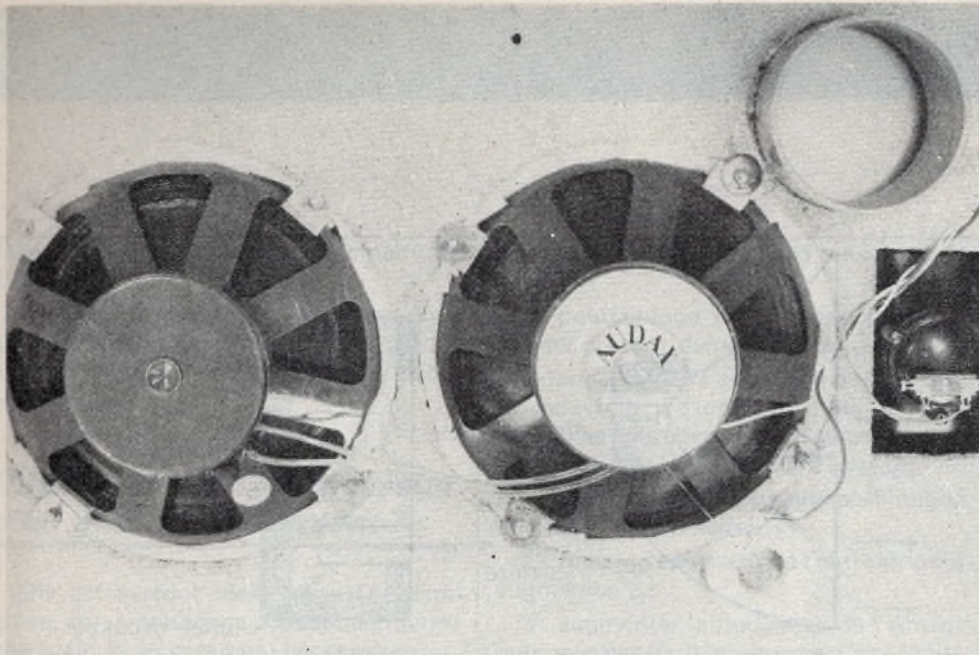


Fig. 6. - Câblage des haut-parleurs. On voit bien les HIF 21 H, équipés chacun d'une ferrite de \varnothing 97 mm, ainsi que le tunnel d'accord.

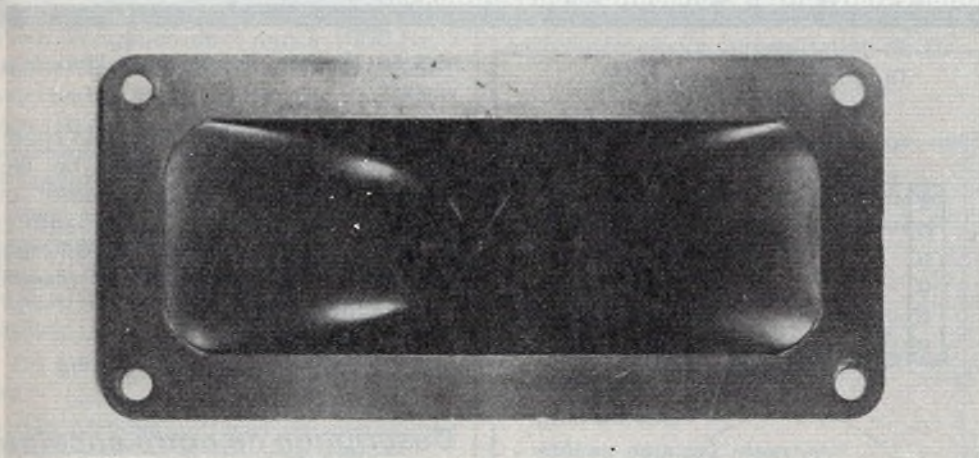


Fig. 7. - Le tweeter à pavillon Motorola KSN 6016 A.

amplis donnent leur maximum de puissance.

Comme tweeter, nous avons utilisé un modèle Motorola, qui est un piézoélectrique muni d'un pavillon, également de haut rendement, et qui ne nécessite pas de filtre passe-haut (fig. 7).

Le schéma résultant est le suivant (fig. 8). La self de 0,5 mH, qui pourra être achetée toute faite, ou bien réalisée sur une bobine dont les dimensions sont données, réalise la coupure des boomers vers le haut, vers 4000 Hz. Le tweeter prend de lui-même le relais au-dessus.

Les boomers ont été montés selon le système bass-reflex, lequel est accordé par un évent formé d'un tronçon de 90 mm de long de tube de PVC de \varnothing 90 mm extérieur (voir marchands de matériaux, ou récupérer une chute dans un chantier).

Les performances

- La puissance continue admissible est de 30 W efficaces en permanence (beaucoup plus sur des pointes de moins de 1/10 seconde).

On peut utiliser cette enceinte avec des amplis de 100 W efficaces sur 4 Ω .

- L'impédance nominale est de 4 Ω , et ne descend jamais au-dessous.

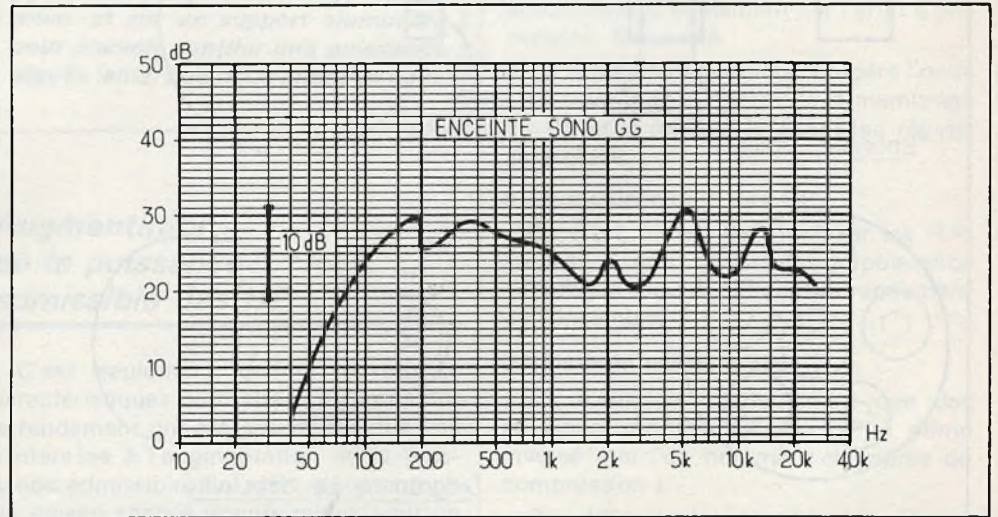
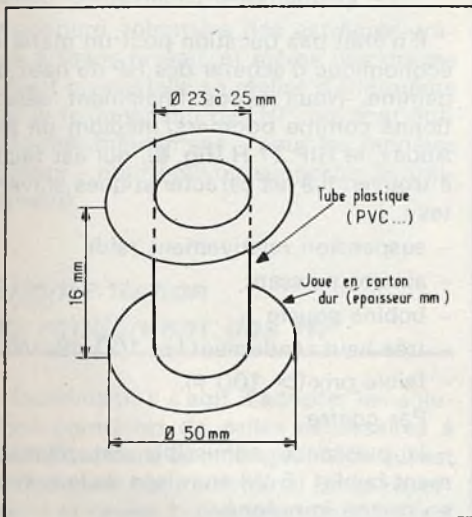


Fig. 8. et 9. - Le support bobine étant prêt, enrouler 150 tours de fil de cuivre émaillé 8/10. Courbe de réponse de l'enceinte de sonorisation.

- La courbe de réponse tient grosso-modo dans ± 5 dB de 70 Hz à 25 kHz, ce qui est tout à fait satisfaisant (fig. 9).

- La coupure du grave est à -12 dB/octave en-dessous de 100 Hz, ce qui permet de s'affranchir de nombreux problèmes de débatement.

- Le rendement à 2000 Hz est de 100 dB/W.

La réponse à des signaux carrés (fig. 10) montre un net dépassement dans l'extrême-aigu, ce qui est habituel aux HP à pavillons, et se traduit à l'écoute par un son quelque peu « métallique », assez apprécié en sono d'instruments (guitare...). Nous avons également mesuré les réponses en bursts (salves de sinusoïdes), test révélateur de traînage :

- A 100 Hz (fig. 11), la réponse impulsionnelle est bonne, ce qui se traduit, pour les amateurs, par une bonne « pêche » dans le grave, bien adaptée à l'écoute de la Disco, par exemple.

- A 1 kHz (fig. 12), la réponse est excellente.

- A 10 kHz (fig. 13), on retrouve les pointes dues à la distorsion de phase dans le pavillon, déjà observées sur l'impulsion carrée.

On constate également la présence, peu après la réponse principale, d'un écho provenant des boomers, qui à cette fréquence ne produisent qu'un faible signal.

On remarquera par contre sur le signal carré que les réponses sont à peu près en phase (les signaux du tweeter et des boomers arrivent en même temps), ce qui est loin d'être le cas sur les matériels haute fidélité ordinaires. Ceci provient du recul du tweeter provoqué par la mise en place d'un pavillon. Ainsi les moteurs du tweeter et des boomers sont à peu près alignés sur une verticale (fig. 14).

La réalisation de l'enceinte

Elle ne pose aucune difficulté (fig. 15 et 16).

La face avant de l'enceinte terminée est montrée par la figure 17. La figure 18 montre la laine de verre qui tapisse les parois (sans boucher l'évent).

La figure 19 montre la plaque de plexiglas équipée de deux bornes banane qui a été utilisée pour le branchement.

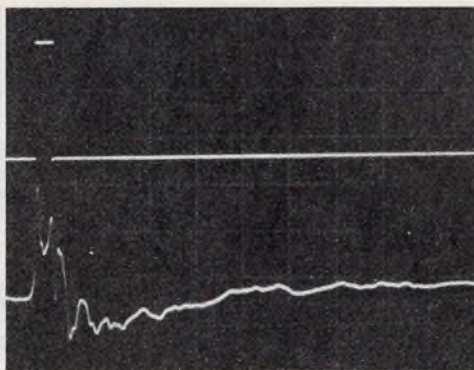


Fig. 10. – Réponse de l'enceinte à un signal carré de durée 200 μ s.

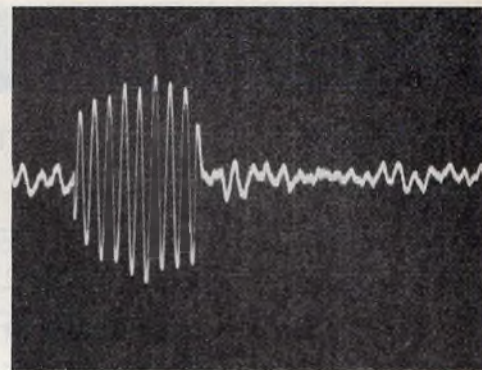


Fig. 11. – Réponse de l'enceinte aux bursts de 100 Hz.

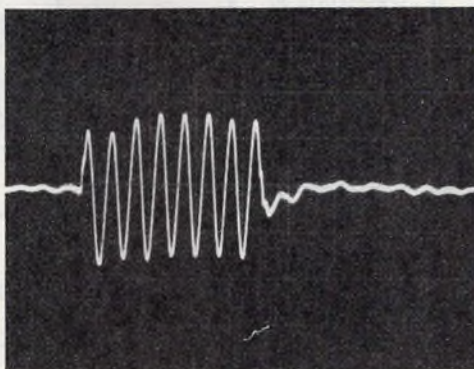


Fig. 12. – Réponse aux bursts de 1 kHz.

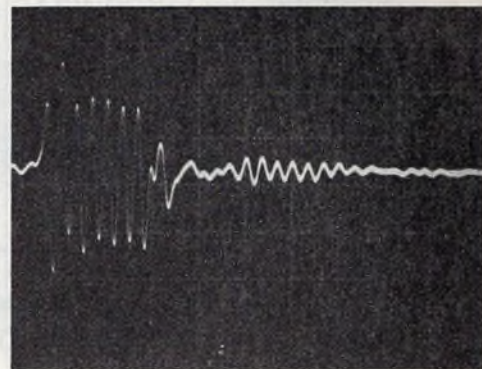


Fig. 13. – Réponse aux bursts de 10 kHz.

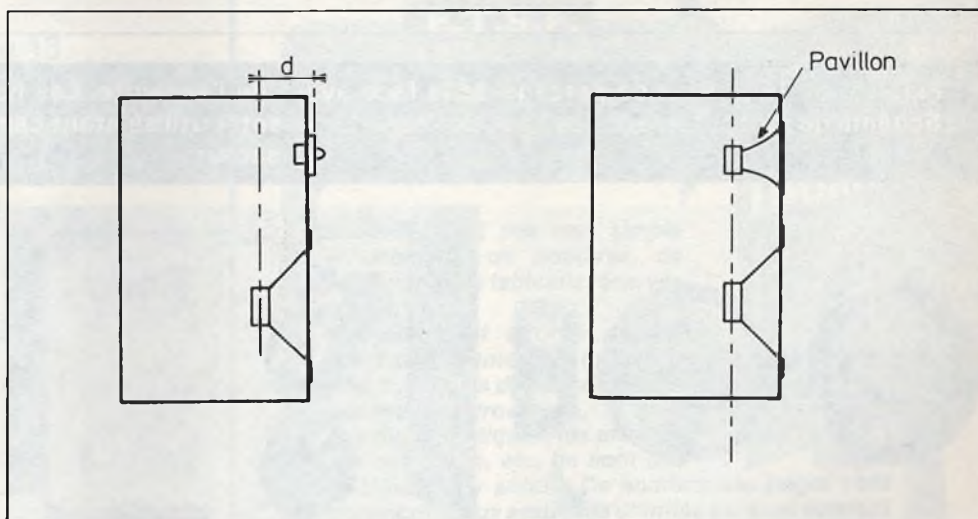


Fig. 14. – Décalage de phase entre les haut-parleurs sur une enceinte HiFi type. Absence de décalage à cause du pavillon sur l'enceinte de sonorisation.

Nous pensons que cette enceinte acoustique pourra servir à de nombreuses personnes.

Par exemple :

- pour l'écoute Disco, à laquelle elle est particulièrement adaptée ;

- pour la sonorisation d'une guitare électrique (répétitions, ou jeu en salle) ;

- pour la sonorisation répartie d'une très grande salle ;

- retours de scène ;

- et même en usage domestique pour les amateurs de « son Altec » !

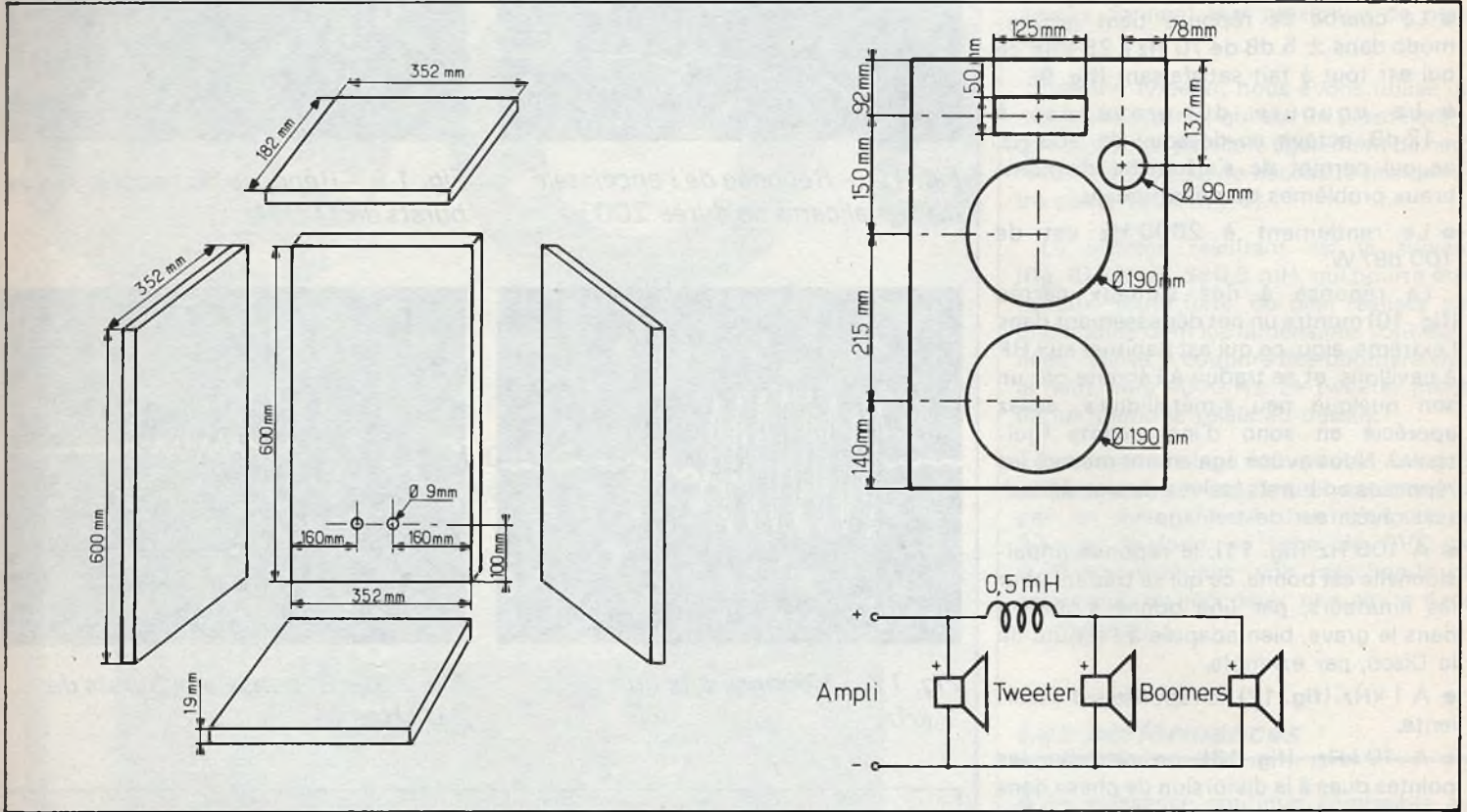


Fig. 15. et 16. - Plan de perçage de la face avant de l'enceinte. Les haut-parleurs seront fixés en dernier. Schéma de raccordement des haut-parleurs. Le tweeter utilisé étant capacitif, explique l'absence de condensateur.

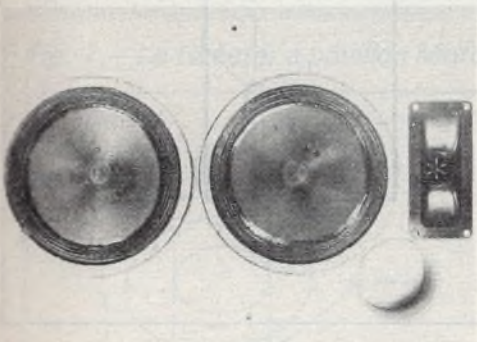


Fig. 17. - L'avant de l'enceinte de sonorisation.

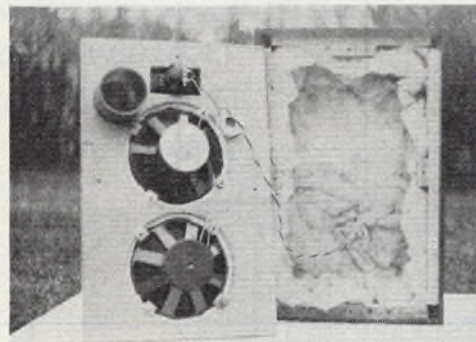


Fig. 18. - L'aménagement intérieur de l'enceinte (on remarquera la laine de verre molle qui tapisse les parois du coffret).

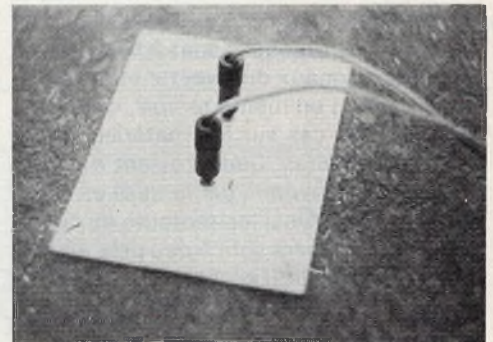


Fig. 19. - Le bornier de branchement (les fiches bananes sont des connecteurs fiables).

Liste des composants

2 boomers HIF21 H (8 Ω) (Audex)
 1 tweeter KSN6016A (Motorola)
 1 self de 0,5 mH
 1 morceau de tube PVC Ø 90 mm longueur : 90 mm

Aggloméré 19 mm :
 2 × (182 × 352 mm)
 2 × (600 × 182 mm)
 2 × (600 × 390 mm)

Ne pas oublier la colle à bois, les clous et vis pour fixer les HP et de quoi réaliser la bobine
 2 fiches bananes Ø 4 mm
 environ 20 m de fil de cuivre émaillé 8 / 10°

**QUINZAINE
DU LIVRE
TECHNIQUE**

Si vous êtes proche de ces centres commerciaux ne manquez pas de visiter

du 15 au 30 avril 1978

**L'EXPOSITION DES
EDITIONS TECHNIQUES ET
SCIENTIFIQUES FRANÇAISES**

aux magasins PRESSE LIBRAIRIE

de :

CERGY

Centre commercial Les 3 Fontaines
95000 Cergy-Pontoise

CRETEIL

Centre commercial Créteil-Soleil
Niveau 1 94000 Créteil

MASSENA

Centre commercial Masséna 13
avenue de Choisy 75013 Paris

PARLY

Librairie du Drug-Ouest
Centre commercial Parly II
78150 Le Chesnay

ROSNY

Centre commercial de Rosny II
Niveau 1 93110 Rosny

SARCELLES

Librairie-papeterie-presse
Centre commercial
« Les Flanades »
95200 Sarcelles

VELIZY

Niveau I
Centre commercial Vélizy II
78140 Vélizy-Villacoublay

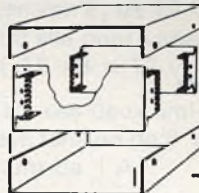
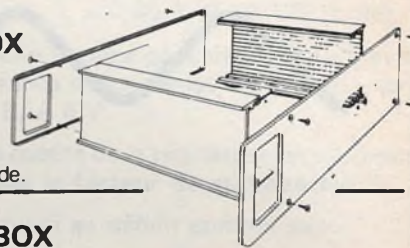
COFFRETS MÉTALLIQUES

TELEXBOX

POUR « HABILLER » VOS MONTAGES

Nouveau OCTOBOX

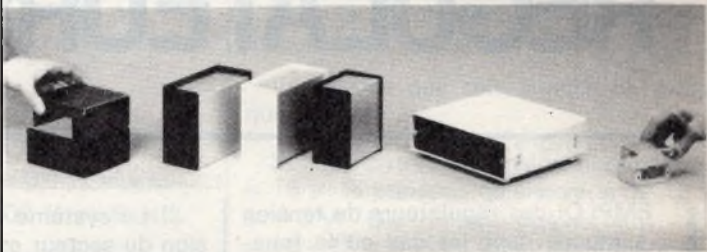
avec ou sans poignée,
supports chassis,
socles avec profil caoutchouc,
couverture à aération sur demande.



ECOBX

alu anodisé.
2 faces sans vis apparentes.
Possibilité d'aménagement intérieur avec équerres et supports dentés avant et arrière, modifiables.

MINIBOX : alu. plié. **CABINBOX** : avec vis. **WISEBOX** : sans vis



APPAREILS DE MESURE : Alimentations, Voltmètre, etc...
POTENTIOMETRES BOBINES : de 1 à 250 Watts.

tera-lec

Documentation - Liste des Revendeurs :
51, rue de Gergovie - 75014 PARIS - Tél. : 542.09.00

E.T.S.F.

FORMULAIRE
par Charles FEVROT

Ce livre n'est pas une simple énumération de nombres, de formules et de tableaux réservés aux initiés.

L'auteur s'est efforcé notamment de résumer les mécanismes essentiels du rôle des composants électroniques.

Les mathématiques, les propriétés des corps, etc. ne sont pas oubliées pour autant. De nombreuses pages sont consacrées aux systèmes d'unités qui sont souvent sources d'ennuis dans les disciplines que le lecteur ne pratique pas couramment.

Pour incomplet qu'il soit (comme tous les formulaires), ce livre est un outil indispensable pour les ingénieurs et les techniciens.

Un ouvrage de 224 pages dont plus de la moitié consacrées à l'électronique. Format 15 x 21, couverture couleur.

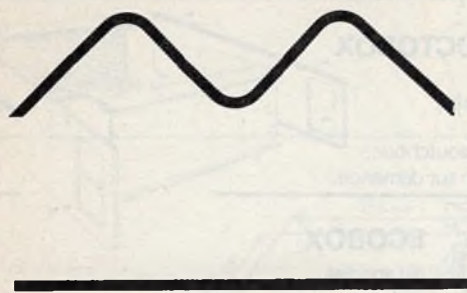
Prix : 58 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F.)



Vous y trouverez tous les ouvrages indispensables au technicien professionnel et à l'amateur d'électronique, de radio, télévision, hifi, musique, etc.



REGULATEURS DE TENSION

L'EMPLOI des régulateurs de tension s'impose dans les cas où le fonctionnement de l'appareil à alimenter peut être profondément modifié, par la variation de la tension d'alimentation due généralement à deux causes :

- 1) variation de la tension du secteur ;
- 2) variation de la tension de la batterie, celle-ci étant à piles ou à accumulateurs.

Dans d'autres cas, la tension d'alimentation d'un appareil peut varier d'une manière sensible lorsque sa consommation de courant est modifiée. Par exemple, soit un radio récepteur muni du réglage de CAG (commande automatique de gain). Si l'émission reçue est puissante la CAG agit énergiquement et la consommation de l'appareil sera diminuée, d'où élévation de la tension d'alimentation. Si l'émission reçue est faible, la CAG agit de manière à augmenter la consommation de courant. La tension d'alimentation peut alors diminuer. Cet inconvénient est réduit si la source d'alimentation est de faible résistance interne.

A la figure 1 on donne le schéma général d'un montage d'alimentation à partir du secteur. On y trouve sept sections importantes :

1) La source d'énergie qui est le réseau d'électricité ou dans certains cas une génératrice locale.

2) Le système d'adaptation de la tension du secteur et le système de protection. Le premier permet grâce à des prises effectuées sur le primaire du transformateur ou à la présence de plusieurs enroulements primaires d'obtenir une adaptation suffisante de la tension appliquée au primaire. Le fusible assure la protection en cas de surtension. Il doit être étudié avec soin car le plus souvent c'est grâce à ce petit composant « modeste » qu'un appareil de prix élevé est sauvé en cas d'augmentation excessive de la tension du secteur.

3) Le transformateur : il donne au secondaire la tension alternative qui convient à l'obtention de la tension continue nécessaire à la sortie de l'alimentation lorsque l'appareil d'utilisation est connecté et en état de marche.

4) Le redresseur : il existe de nombreux types de redresseurs utilisant une, deux ou quatre diodes, de puissance appropriée à celle imposée pour l'utilisation. On peut adopter des diodes redresseuses plus puissantes que nécessaire. La tension continue apparaît à la sortie du redresseur.

5) Le filtrage est effectué par des réseaux composés de condensateurs ou condensateurs et résistances, ou condensateurs, bobines et résistances.

6) La tension filtrée peut alors être appliquée directement à l'utilisation (connexion x y) ou par l'intermédiaire du régulateur de tension.

7) « L'utilisation » est l'appareil à alimenter. Cet appareil nécessite une puissance caractérisée par la tension E_s et le courant I_s prévus par son constructeur pour un fonctionnement correct. Dans les calculs et lors de l'étude de l'alimentation, il est commode de remplacer l'appareil par une résistance R_L nommée charge. Sa valeur est évidemment :

$$R_L = \frac{E_s}{I_s} \text{ ohms}$$

avec E_s en volts et I_s en ampères, par exemple, si $E_s = 9 \text{ V}$ et $I_s = 50 \text{ mA} = 0,05 \text{ A}$, on trouve :

$$R_L = 9/0,05 = 180 \Omega$$

A noter toutefois que R_L peut varier comme indiqué plus haut si la consommation de l'appareil est modifiée. Lorsqu'on remplace l'appareil par une résistance R_L il est nécessaire de connaître la puissance qui sera dissipée par celle-ci afin que ce composant ne soit pas détruit ou altéré. La puissance dissipée par R_L est :

$P_s = E_s \cdot I_s$ watts avec E_s en volts, et I_s en ampères.

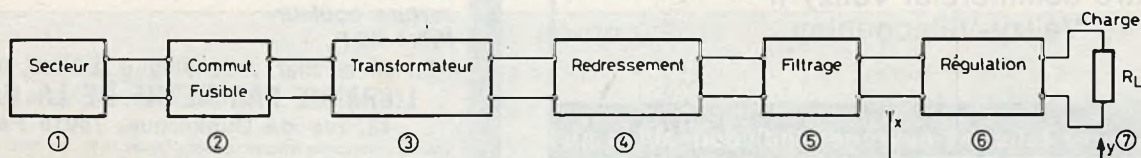


Fig. 1

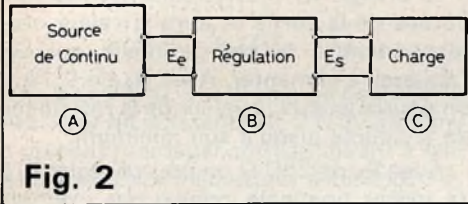


Fig. 2

Dans le cas de l'exemple donné plus haut, on trouve :

$$P_s = 9 \cdot 0,05 = 0,45 \text{ W.}$$

Pratiquement on adoptera une résistance de puissance plus grande que P_s par exemple 1 ou 2 W. Le montage général du régulateur de tension est donné à la figure 2. Il se compose de trois parties :

A) la source de signal continu qui peut être celle composée des éléments (1) à (5) de la figure précédente ou être réellement une source de continu : pile ou accumulateur. Ces deux sortes de sources sont sujettes à des variations de tension. Ensuite on trouve :

B) le régulateur de tension ;

C) l'utilisation symbolisée par R_L .

A noter deux tensions continues qui interviennent dans l'étude, la mise au point et l'emploi des régulateurs :

E_e = tension continue d'entrée du signal à appliquer au régulateur ;

E_s = tension continue de sortie à appliquer (ou à fournir) à l'utilisation réelle ou à R_L qui la représente.

Il faut aussi connaître une de ces trois grandeurs électriques : R_L ou I_s ou P_s définies plus haut.

En général, on donne E_s et I_s .

Si l'on donne R_L ou P_s on a :

$$I_s = E_s / R_L = P_s / E_s$$

Dans l'exemple de régulateurs qui seront donnés ci-après, on indiquera : E_e , E_s et I_s .

A noter que dans de nombreux textes documentaires d'entrée par V_{inp} et celle de sortie par V_o ou V_{out} .

Le régulateur dont le schéma est donné à la figure 3 est un régulateur de série utilisant deux transistors et une diode zener. Il admet à l'entrée une tension E_e de 15 V $\pm 20\%$ ce qui signifie qu'elle peut varier entre $15 + 3 = 18 \text{ V}$ et $15 - 3 = 12 \text{ V}$.

Si E_e se maintient entre ces deux limites, on aura à la sortie une tension de 6 V sous un courant maximum de 1 A.

On a mesuré la résistance de sortie R_s de W régulateur. On a constaté qu'elle varie avec le courant I_s débité par l'alimentation sur l'utilisation réelle ou remplacée par R_1 .

Si :

$I_s = 0$ à 50 mA, $R_s = 2 \Omega$ environ.

$I_s = 50$ à 500 mA, $R_s = 0,1 \Omega$ environ.

$I_s = 0,5$ à 1 A, $R_s = 0,02 \Omega$ environ.

Le montage est réalisé de la manière suivante :

A l'entrée, la tension E_e comprise entre 12 et 18 V est appliquée à R_1 en série avec la diode zener ZDP 6,8.

Cette diode se caractérise par la tension à ses bornes stabilisée à 6,8 V. De ce fait, la base de Q_2 est également à cette tension.

Comme l'alimentation est « négative » la ligne de référence est la ligne positive. La tension de la base de Q_2 et celle de l'anode de D_1 est donc de -6,8 V par rapport à la ligne de référence. Le transistor Q_1 se nomme souvent « ballast ». C'est un transistor de puissance et il doit être **obligatoirement** monté avec un radiateur de résistance thermique $R_{th} = 15 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ou mieux c'est-à-dire R_{th} plus faible que la valeur indiquée. On a assuré le filtrage avec C_2 de 10 μF , 10 V service. La valeur

de R_L dépend de I_s si E_s est de 6 V, on a les valeurs suivantes : $I_s = 1 \text{ A}$, $R_L = 6 \Omega$; $I_s = 0,5 \text{ A}$, $R_L = 12 \Omega$; $I_s = 0,1 \text{ A}$, $R_L = 60 \Omega$; $I_s = 0,05 \text{ A}$, $R_L = 120 \Omega$, etc.

D'une manière générale $R_L = E_s / I_s$ et sa puissance sera supérieure à $P_1 = 6 \cdot I_s$ tant que $E_e = 6 \text{ V}$.

La qualité de la régulation est représentée par le **facteur de stabilisation S**.

Celui-ci se définit comme suit :

$$S = \frac{dE_e / E_e}{dE_s / E_s}$$

où dE est la variation de la tension E . Plus S est de valeur élevée, plus la régulation est bonne.

Dans le cas du montage proposé, les mesures ont donné $S = 50$.

Voyons ce que cela signifie en pratique :

Soit à l'entrée la tension nominale $E_e = 15 \text{ V}$. Supposons qu'elle varie de 15 V à 18 V. On a par conséquent $dE_e = 18 - 15 = 3 \text{ V}$. La valeur du numérateur de S est alors $3 / 15 = 0,2$.

La tension nominale de sortie est $E_s = 6 \text{ V}$. Il s'agit de savoir de combien E_s a varié lorsque E_e a varié de 3 V. On a $S = 50$ donc :

$$\frac{0,2}{dE_s / 6} = 50$$

ce qui donne :

$$dE_s = \frac{0,2 \cdot 6}{50} = 0,024 \text{ V}$$

On peut dire que dans le cas le plus défavorable lorsque la tension d'entrée varie de $\pm 20\%$ environ, celle de sortie ne variera que de $\pm 0,4\%$. On a bien $20 / 0,4 = 50 = S$. Dans de nombreux cas, on ne précise pas la valeur de S ce qui oblige l'utilisateur à mesurer ce facteur lui-même.

Mesure du facteur de stabilisation S

On réalisera le montage de la figure 4 qui se compose des parties suivantes : le régulateur considéré, un voltmètre M_1 permettant de mesurer la tension d'entrée E_e , un voltmètre M_2 permettant de mesurer la tension de sortie E_s , une source de tension continue variable S . CONT. dont la tension est réglable à l'aide de la commande B, la résistance de charge équivalente R_L calculée est choisie comme indi-

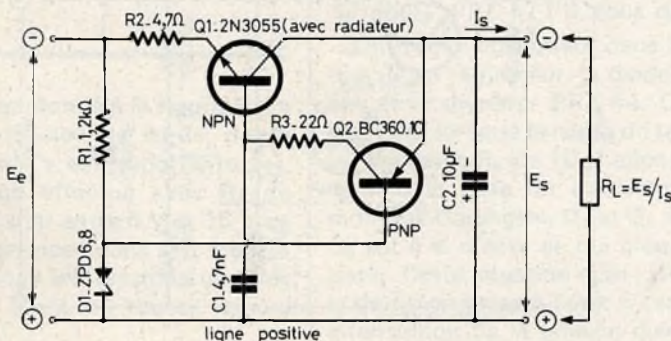


Fig. 3

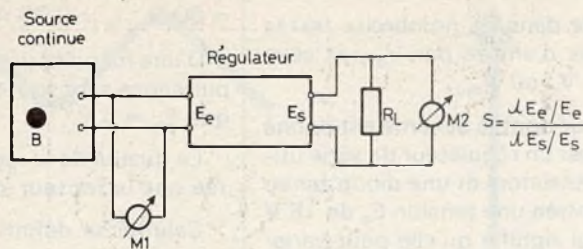


Fig. 4

qué précédemment. On procèdera de la manière suivante :

1) Régler B de manière à ce que la tension à l'entrée ait la valeur nominale indiquée par le concepteur du montage régulateur, par exemple $E_e = 15$ V. On lira 15 V sur M_1 et sur M_2 on lira E_s , par exemple 6,05 V car en raison des tolérances admissibles sur les composants utilisés, on ne pourra pas obtenir exactement la valeur nominale annoncée qui est de 6 V dans le cas de notre exemple.

2) Faire varier E_e du pourcentage permis par exemple de 15 V à 18 V ce qui donne $dE_e = 3$ V.

3) Lire la nouvelle tension indiquée par M_2 par exemple de 6,075 V donc $dE_s = 6,075 - 6,05 = 0,025$ V.

Calculer les deux rapports :

$$dE_e = \frac{3}{15} = 0,2$$

$$\frac{dE_s}{E_s} = \frac{0,025}{6,05} = 0,00413...$$

4) La valeur de S est :

$$S = \frac{0,2}{0,00413} = 48,426 \text{ donc environ } 50$$

Régulateur 12 V 2 A

Son schéma est représenté à la figure 5. Ce régulateur plus compliqué que le précédent nécessite trois transistors, une diode zéner et possède trois réglages à ajuster au cours de la mise au point. On peut obtenir à la sortie une tension de 12 V sous un courant maximum de 2 A. Avec ce débit la charge est $R_L = 12/2 = 6 \Omega$ la puissance de sortie est de 24 W et la résistance de charge sera de puissance supérieure à 30 W ou plus pour la mise au point.

Bien entendu, si le courant fourni I_s doit être plus faible que 2 A, la charge sera de valeur supérieure. La tension stabilisée de la diode zéner ZPD 6,2 est appliquée à

l'émetteur de Q_2 . Le transistor « ballast » Q_3 du type 2N 3055 doit être monté avec radiateur de $R_{th} = 5 \text{ }^\circ\text{C/W}$ donc plus important que celui du montage précédent.

Ce transistor sert de résistance variable de régulation. Lorsque la tension de sortie tend à augmenter par exemple la résistance de l'espace émetteur collecteur augmente ce qui tend à diminuer la tension de sortie.

A l'aide de R_2 de 10 k Ω ajustable, on recherchera la meilleure valeur du facteur de stabilisation S. A cet effet, on fera varier la tension d'entrée E_e entre 17 et 22 V en prenant comme tension nominale par exemple la moyenne 19,5 V. Le bon

réglage sera celui qui donnera le minimum de variation de la tension de sortie.

La charge R_L prévue sera montée aux bornes de la sortie et aura la valeur correspondant à la charge réelle qui est l'appareil à alimenter. Avec R_B de 0,15 Ω on pourra ajuster la valeur de la résistance de la source jusqu'à son minimum.

Avec R_6 de 250 Ω on pourra régler E_s à sa valeur nominale prévue par exemple 12 V ou 11,5 V ou 125 V, etc.

Le transistor Q_1 BC 140-6 devra être muni d'un radiateur en forme d'étoile. On veillera à ce que la température ambiante ne dépasse pas 45 $^\circ\text{C}$ à pleine charge ($R_L = 6 \Omega$, $I_s = 2$ A, $E_s = 12$ V). L'alimentation décrite est positive.

Régulateur pour 24 V, 1 A environ

Le schéma de ce régulateur est donné à la figure 6, ce régulateur est un type négatif, la ligne de référence (éventuellement à la masse) étant la ligne positive. Ce montage est protégé contre le court-circuit pouvant se produire sur la sortie. Il donne une tension réglée de sortie de 24 V. Le courant fourni peut atteindre 1 A environ. On pourra calculer le courant

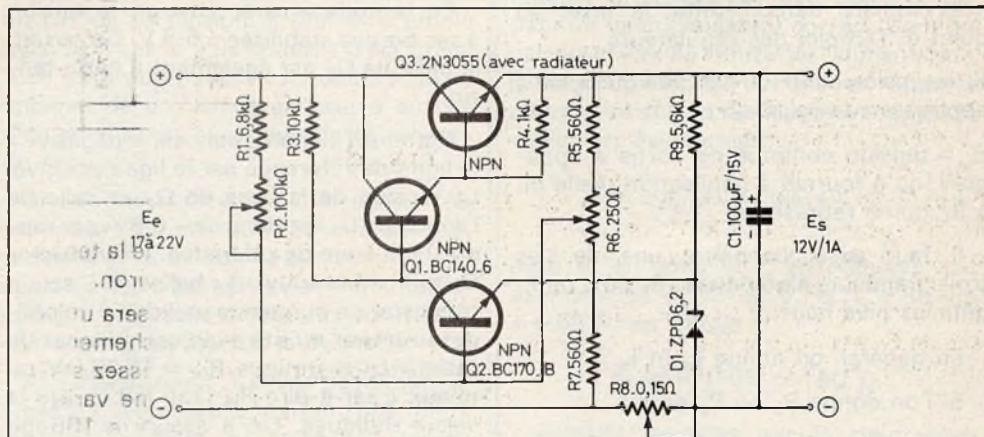


Fig. 5

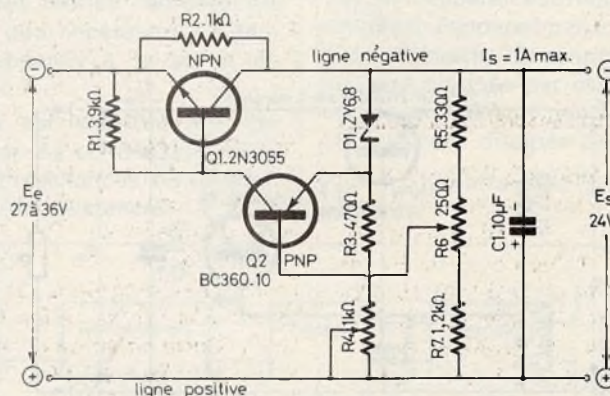


Fig. 6

maximum au-delà duquel la tension de sortie diminue rapidement à l'aide de la relation :

$$I_s \text{ max} = h_{fe} (V_s - V_z)$$

dans laquelle h_{fe} est le gain de courant du transistor de puissance (le 2 N 3055 dans le présent montage) correspondant à une résistance base à émetteur de 3,9 k Ω ; V_z est la tension de la diode zener, soit 6,8 V, V_s la tension de sortie, 24 V.

Pour faire varier la tension de sortie, on utilisera le potentiomètre R_6 de 250 Ω tandis que le potentiomètre R_4 de 1 Ω réduira le courant de blocage, qui est de l'ordre de 1 A.

Régulateur pour 9 V, 50 mA

Ce montage pour alimentation positive donne une tension régulée de 9 V sous 50 mA maximum pour une tension d'entrée variable entre 10 et 14 V. Son schéma est à la figure 7. Dans ce régulateur on trouve un transistor ballast Q_1 du type BC 360-10 dont la résistance varie avec la tension d'entrée. Ce transistor est un PNP. Deux autres transistors NPN, Q_2 et Q_3 du type BC 172-C sont montés en amplificateur différentiel. L'avantage principal de ce régulateur réside dans la faible différence entre les tensions d'entrée et de sortie. En effet E_s est de 9 V maximum environ.

On obtiendra un courant, fourni à la charge R_1 de 50 mA. Le réglage de la tension de sortie peut être effectué avec R_4 de 2,5 k Ω . On utilisera la diode zener du type ZPD 5,6 qui stabilise la polarisation de la base de Q_3 tandis que celle de la base de Q_2 est déterminée par la position du curseur du potentiomètre R_4 .

Régulateur pour 6 à 15 V sous 0,6 A à la sortie

Son schéma est donné à la figure 8. La variation de la tension de sortie, de ce régulateur « positif » est importante car, grâce au réglage effectué avec R_4 de 10 k Ω , E_s peut varier entre 6 V et 15 V ce qui rendra des services dans des montages alimentés sous les tensions usuelles de 6, 9, 12 et 15 V, ou toutes valeurs intermédiaires.

La tension d'entrée ne devra varier toutefois qu'entre 20 et 22 V. En prenant E_s

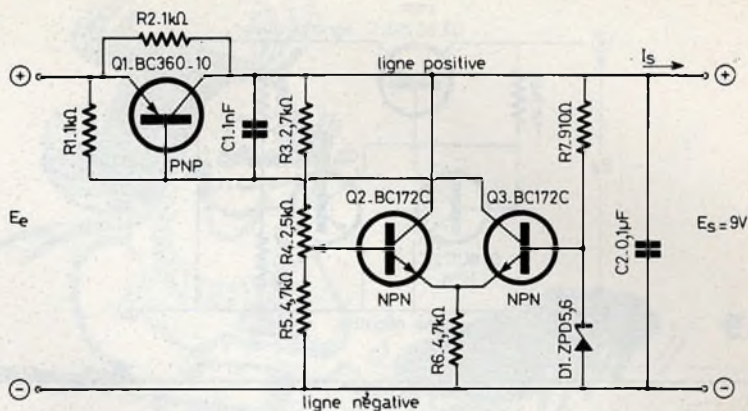


Fig. 7

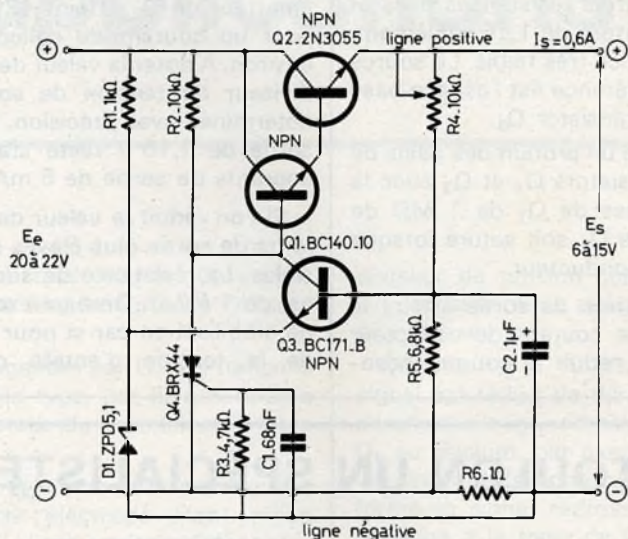


Fig. 8

nominal de 21 V, la variation de la tension d'entrée est de $\pm 4,75\%$ environ.

De ce fait, ce régulateur ne sera utilisable que dans le cas du branchement de l'alimentation sur un secteur assez stable par exemple dont la tension ne varierait qu'entre 210 et 230 V ou entre 105 et 115 V.

Ce cas est toutefois courant dans les grandes villes. On notera l'emploi de trois transistors $Q_1 = 2 N 3055$, $Q_2 = BC 140-10$ et $Q_3 = BC 171 B$, tous des NPN.

On trouve également dans la constitution de ce régulateur, la diode zener ZPD 5,1 et le thyristor BRX 44. Ce thyristor s'amorce lorsque la chute de tension dans la résistance R_6 de 10 Ω dépasse 1 V. De ce fait, la base du transistor série, du montage Darlington Q_1 et Q_2 le transistor Q_3 est à la masse ce qui bloque ce transistor. Cette situation dure jusqu'à ce que le thyristor passe à l'état d'extinction par interruption de la tension d'entrée E_s .

Grâce à la résistance R_6 de 1 Ω montée dans le conducteur négatif du système de

régulateur, la résistance de source est très faible. Le réglage de la tension de sortie, entre 6 et 15 V s'effectuera avec R_4 de 10 k Ω .

Régulateur pour 1,15 V sous 5 mA

La tension de 1,15 V est nécessaire dans divers appareils électroniques en particulier aux horloges électroniques. Celles-ci peuvent utiliser comme source d'alimentation un élément de batterie dont la tension peut varier, selon son état entre 1,8 V et 1,2 V. En disposant le régulateur « positif » de la figure 9 on obtiendra à la sortie 1,15 V sous 5 mA, la tension d'entrée variant entre 1,8 et 1,2 V.

On utilise dans ce montage des transistors de faible puissance ; Q_1 et Q_2 sont des NPN du type BC 172-C montés en amplificateur différentiel, Q_3 est un PNP du type BC 252-C servant de ballast,

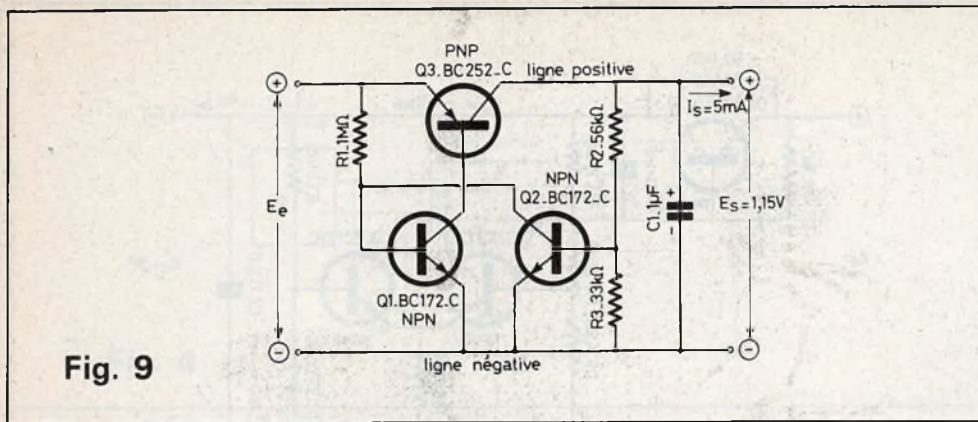


Fig. 9

c'est-à-dire de résistance variable, en série dans la ligne positive d'alimentation.

Peu de composants passifs sont utilisés dans ce montage qui pourra être de volume réduit : trois résistances fixes et un seul condensateur de 1 μF seulement, à tension de service très faible. La source de tension de référence est l'espace base à émetteur du transistor Q₃.

On a déterminé un produit des gains de courant des transistors Q₁ et Q₃ avec la résistance de base de Q₁ de 1 MΩ de manière à ce que Q₃ soit saturé lorsque Q₂ ne sera pas conducteur.

Lorsque la tension de sortie atteint la valeur requise, le courant de collecteur passe par Q₂ et réduit le courant base-

émetteur de ce transistor ce qui a pour effet de rendre constante à 1,15 V la tension de sortie.

La tension de référence, entre base et émetteur de Q₂ atteint 420 mV environ pour un courant de collecteur de 1 μA environ. A noter la valeur des éléments du diviseur de tension de sortie R₂ - R₃ déterminée avec précision. La tension de sortie de 1,15 V reste stable pour des courants de sortie de 5 mA environ.

Si l'on réduit la valeur de R₁, des courants de sortie plus élevés seront admissibles. La résistance de source de sortie est de 1 à 2 Ω. On a un excellent facteur de stabilisation car si pour une variation de la tension d'entrée de 1,8 - 1,2

= 0,6 V la tension de sortie ne varie que de 70 mV.

Dans le montage du régulateur décrit plus haut, tous les composants sont de valeur fixe et aucune diode zener n'est utilisée.

On pourrait toutefois remplacer R₁ de 1 MΩ pour une résistance ajustable de même valeur maximum, si l'on désire établir un montage expérimental permettant d'obtenir des courants égaux ou supérieurs à 5 mA.

Calculons le facteur de stabilisation S, on a :

$$S = \frac{dE_o/E_o}{dE_s/E_s}$$

soit E_o = 1,5 V, E_s = 1,15 V, dE_o = 0,6 V, dE_s = 0,07 V. On obtient :

$$S = \frac{0,6/1,5}{0,07/1,15} = \frac{0,4}{0,06}$$

Ce qui donne : S = 6,66, valeur qui est suffisante dans de nombreuses applications dont celle des horloges électroniques mentionnée plus haut (références : Doc. I.T.T.-Intermetal).

F. J. ■

A TOULON UN SPÉCIALISTE DE L'ÉLECTRONIQUE

R. ARLAUD

B.S.T.

- TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES ÉLECTRONIQUES
- APPAREILS DE MESURES
- TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION
- CONNECTEURS - CIRCUITS IMPRIMÉS
- AUTORADIO - OPTALIX
- CHAINES HIFI - TÉLÉVISIONS - RADIOS
- ANTENNES UHF - VHF



PLAY KITS - JOSTY - OFFICE DU KIT

DISTRIBUTEUR :

AUDAX - CONTINENTAL EDISON - DUAL - GARRARD - HIRSCHMANN - I.T.T. - JEAN RENAUD
J.V.C. - KF - PIONEER - POLY PLANAR - RADIO - TECHNIQUE - RADIO CONTROLE
S.I.A.R.E - TOUTELECTRIQUE - SEM - T.O.A. - Etc.

Envois dans toute la France contre remboursement

R. ARLAUD

8-10, rue de la Fraternité, 83100 TOULON
Tél. : (94) 41-33-65

Ouvert du lundi au samedi de 8 h 30 à 12 h et de 14 h 30 à 19 h

NOS CONSEILLERS TECHNIQUES AU SERVICE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

PRIX COMPÉTITIFS...



Toutes les applications du — NE 555 —

Simulateur de cloche à deux transistors et un 555

DANS le précédent article paru en avril 1978, on a décrit un ensemble de générateurs de bruits ferroviaires pour trains modèles réduits.

On a analysé les schémas du « chuff-chuff » et du mélangeur.

Le deuxième bruit intéressant est celui qui imite un son de cloche, utilisable également dans d'autres applications. A la figure 1 on donne le schéma du générateur de son de cloche.

On reconnaît aisément le montage en oscillateur en double T du transistor Q_1 , NPN, du type 2N2712. Les deux T sont montés entre la base et le collecteur de Q_1 , le condensateur C_5 de $0,1 \mu F$ isolant le collecteur du réseau $R_5 - R_6$, relié à la base. Celle-ci est polarisée par R_3 de $1 M\Omega$ reliée au collecteur, ce dernier étant porté à une tension positive, par R_4 , connectée à la ligne positive d'alimentation qui est de 15 V. Le T comportant les deux condensateurs C_3 et C_4 de $15 nF$ chacun, et la résistance R_7 ajustable permet le réglage de la fréquence et de la stabilité de l'oscillation. En effet, R_7 peut être réglée de manière à ce que le dispositif soit juste au-dessous du régime d'oscillation, un bon réglage permet d'obtenir un son dans lequel la durée de l'implantation sonore (bang) et celle de l'extinction sont bien équilibrées. Cela

correspond à une courte durée du « bang » et une longue durée de l'extinction.

Le signal engendré par Q_1 est transmis à Q_2 , du même type, par liaison directe entre le collecteur du premier et la base du second.

A noter que Q_2 est monté en collecteur commun, cette électrode étant reliée directement à la ligne positive d'alimentation. La sortie du signal est donc sur l'émetteur. On obtient le signal aux bornes de la charge d'émetteur, R_8 de $5 k\Omega$. Ce signal est transmis par C_6 de $47 nF$ vers l'utilisation. Pratiquement, le point de sortie sera relié à une des entrées du mélangeur décrit précédemment, par exemple au jack J_3 par un fil blindé, la tresse étant mise à la masse au départ et à l'arrivée.

Si seul le générateur de cloche est désiré, on pourra relier la sortie du montage proposé à l'entrée d'un amplificateur BF quelconque. Grâce à C_6 l'isolation en continu est assurée. Considérons maintenant le circuit intégré CI-1 un 555 dont le brochage est indiqué également sur le schéma, le boîtier étant vu de dessus.

Le temporisateur 555 est monté en générateur d'impulsions à la fréquence de 1 Hz environ, valeur nullement critique. Cette fréquence dépend des valeurs de R_{15} et C_9 . Plus une de ces grandeurs est grande plus la fréquence sera basse. Pour diminuer la fréquence on augmentera R_{15} . Le signal de sortie de ce générateur à impulsion TBF est obtenu au point 3 du CI. Ce signal est transmis à un

diviseur de tension composé de R_{13} et R_{12} , cette dernière résistance étant reliée à la masse.

Comme $R_{13} = 10 k\Omega$ et $R_{12} = 1 k\Omega$, le signal est réduit de dix fois environ. Les impulsions sont redressées par la diode D_1 au silicium, par exemple une 1N914. Un circuit différentiateur $C_8 - R_{10}$ met en forme le signal redressé et celui-ci est appliqué à la base de Q_1 par l'intermédiaire de R_1 de $1 M\Omega$ et C_1 de $50 nF$.

Finalement le signal de sortie 555, après traitement, est à pointes très brèves qui, appliquées au générateur double T, Q_1 , amorcent l'oscillation. Celle-ci s'amortit juste avant que la pointe suivante apparaisse. L'arrêt du son de cloche s'obtient en fermant l'interrupteur S_1 .

Le lecteur étant maintenant familiarisé avec l'emploi du 555 sait qu'il existe aussi un CI de ce type présenté dans un boîtier cylindrique, comme celui d'un transistor, le brochage étant le même que celui du boîtier rectangulaire à même nombre de points de branchement. Le bruit de cloche peut être modifié de plusieurs manières. En remplaçant R_{13} par une résistance variable de $1 M\Omega$ en série avec une résistance fixe de $470 k\Omega$ (voir fig. 2) on pourra faire varier la fréquence des impulsions engendrées par le CI. Le son peut être interrompu en agissant manuellement sur l'interrupteur S_1 .

D'autre part, on pourra faire varier la puissance en agissant sur le potentiomètre de dosage du mélangeur. Si le générateur de cloche est suivi d'un amplificateur individuel pour d'autres applications,

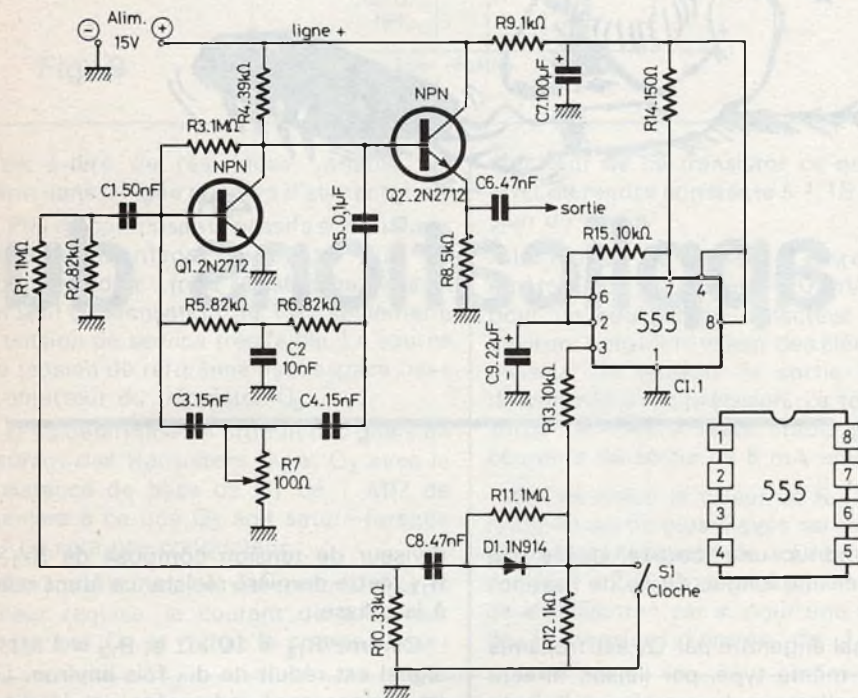


Fig. 1

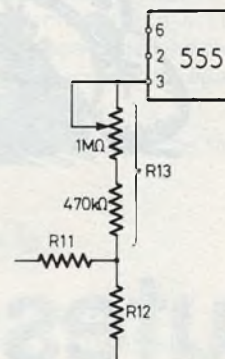


Fig. 2

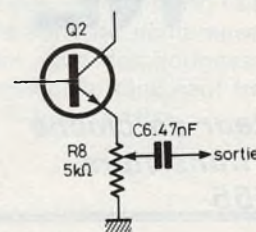


Fig. 3

on pourra se servir du réglage de gain de l'amplificateur. Si ce dernier n'en possède pas, on effectuera le montage de la **figure 3**.

La résistance fixe R_8 de $5\text{ k}\Omega$ a été remplacée par un potentiomètre de même valeur et le condensateur C_6 a été relié au curseur du potentiomètre.

On diminuera la puissance lorsque le curseur se rapprochera du point de masse **référence 1**.

Générateur de sifflements

Pour compléter l'ensemble de sonorisation et de bruitage pour trains modèles réduits, nous donnons ci-après l'analyse du générateur de sifflements. Il n'y a pas de 555 dans ce montage mais cela n'est pas une raison pour l'exclure de cette série « ferroviaire ». A la **figure 4** on donne le schéma du « whistle » (sifflet), ce son évoquera celui des locomotives à vapeur, actuellement remplacées par des locomotives électriques.

Le « sifflet » (ou whistle) comprend deux oscillateurs en double T, analogues à ceux du générateur « cloche ». Celui réalisé avec le transistor NPN, Q_1 du type 2N2712 est à fréquence fixe, tous les éléments des T étant fixes. Par contre, l'autre T réalisé avec Q_2 du même type que Q_1 comporte une résistance variable R_{11} de $5\text{ k}\Omega$ en série avec une résistance fixe R_{10} de $3,9\text{ k}\Omega$. Ces deux oscillateurs sont alimentés sous une tension inférieure à 15 V , à partir de R_{13} de $1\text{ k}\Omega$ avec découplage par C_{12} de $47\text{ }\mu\text{F}$.

Les signaux produits par ces oscillateurs sont transmis aux deux extrémités du potentiomètre mélangeur R_{12} de $5\text{ M}\Omega$. Le signal mélangé et dosé est disponible sur le curseur de ce potentiomètre.

C_1 et C_6 de 7 nF effectuent les liaisons entre les oscillateurs et le potentiomètre R_{12} . Avec les valeurs des éléments R et C du double T à caractéristiques fixes réalisé avec Q_1 la fréquence d'oscillation est donnée approximativement par la formule :

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Avec $R = 0,1\text{ M}\Omega$ et $C = 0,005\text{ }\mu\text{F}$, on obtient $f = 318\text{ Hz}$. La fréquence 318 Hz est relativement basse. Pour un réglage de R_{11} de l'autre oscillateur, réalisé avec Q_2 on obtiendra un signal de 318 Hz ou inférieur ou supérieur à celui-ci.

Divers signaux pourront être obtenus en agissant sur R_{11} . Tout d'abord R_{11} sera réglé de manière à ce que la fréquence soit très proche de 318 Hz ce qui donnera avec le signal de Q_1 un battement à TBF.

Dans le potentiomètre de mélangeur R_{12} on disposera de trois signaux, celui de battement, celui de Q_1 et celui de Q_2 ces deux derniers étant à notes légèrement différentes.

On pourra ainsi imiter des signaux de locomotive diesel et ceux de locomotive à vapeur. Passons à une autre partie du montage qui débute avec Q_3 . Ce transistor est utilisé comme un générateur de bruit blanc. A cet effet, le collecteur n'est pas connecté, seuls la base et l'émetteur sont utilisés.

L'émetteur est connecté à la ligne positive et la base à R_{14} et C_{13} . Ce montage est du type avalanche. Le bruit blanc est un souffle dont l'énergie est égale sur des

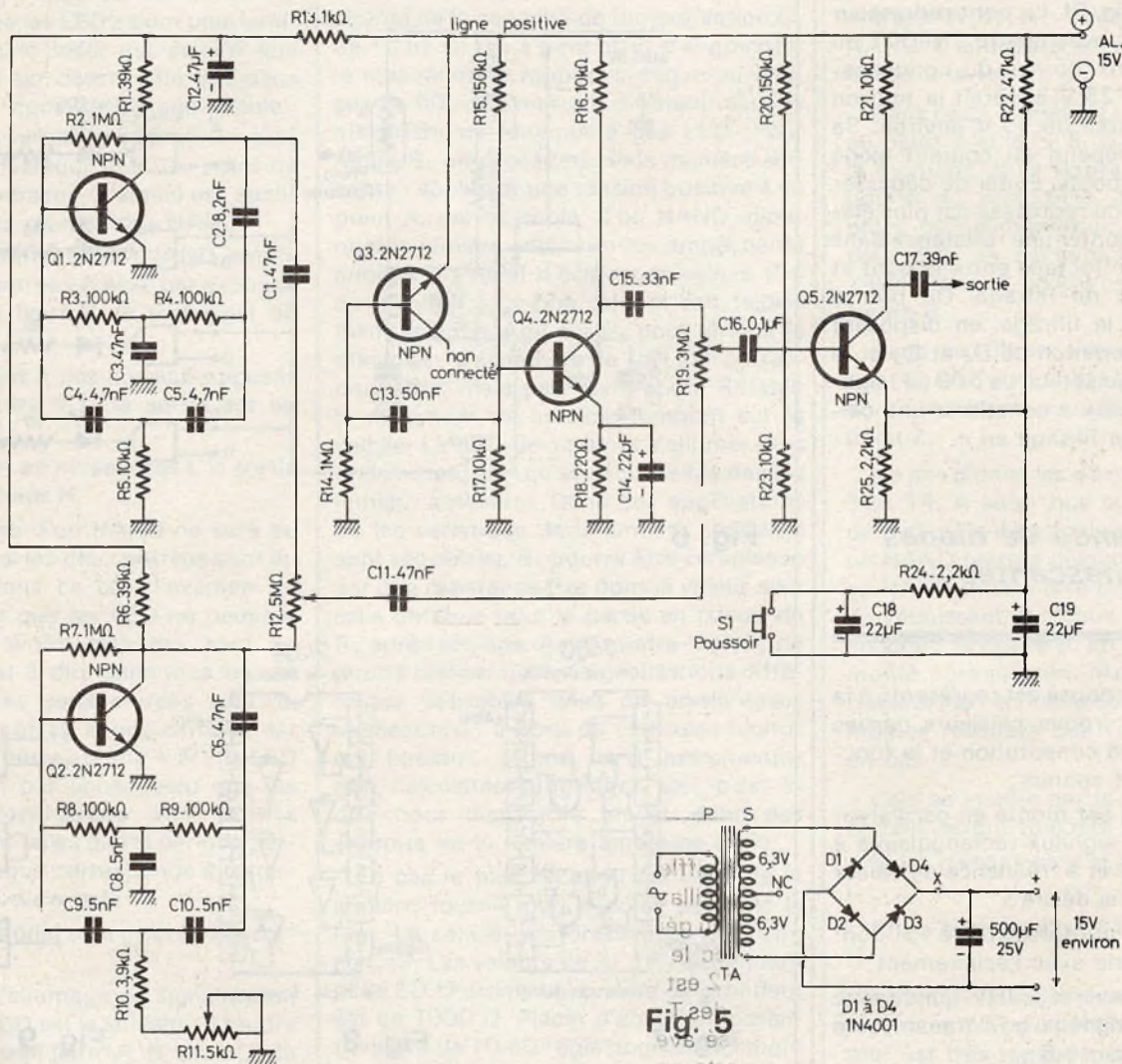


Fig. 4

Fig. 5

bandes égales, par exemple lorsque la différence de fréquence de limites $f_2 - f_1 = B$ reste constante pour toutes les valeurs de f_1 et f_2 .

Ce signal apparaît aux bornes de R_{14} de $1\text{ M}\Omega$ et C_{13} le transmet à la base de Q_4 monté en amplificateur à émetteur commun. Le signal amplifié apparaît sur R_{16} charge de collecteur et C_{15} le transmet au transistor Q_5 par l'intermédiaire du potentiomètre mélangeur R_{19} de $3\text{ M}\Omega$. C_{14} et R_{18} assurent la polarisation de Q_4 . On remarquera que R_{19} reçoit à une extrémité le signal de souffle provenant du collecteur de Q_4 et à l'autre extrémité, le signal prélevé sur le curseur de R_{12} par l'intermédiaire de C_{11} .

Le mélange des deux signaux dosé par R_{19} est transmis par C_{16} depuis le curseur de ce potentiomètre.

A noter aussi la polarisation de la base de Q_4 par R_{15} et R_{17} et celle de la base de Q_5 par R_{20} et R_{23} . Remarquons toutefois que dans le cas du transistor Q_5 , la polarisation peut être modifiée par le circuit d'émetteur. En effet, celui-ci avec découplage par C_{19} comprend R_{25} de $2,2\text{ k}\Omega$ et R_{24} de même valeur. Lorsque S_1 est au repos, R_{24} et C_{18} sont en série et la résistance totale de polarisation d'émetteur de Q_5 est égale à $2,2\text{ k}\Omega$. Dans ces conditions l'émetteur de Q_5 est positif par rapport à la base de ce même transistor qui est par conséquent bloqué. Par contre, lorsqu'on actionne S_1 ce poussoir court-circuite C_{18} et met à la masse une extrémité de R_{24} . Il en résulte la mise en parallèle de R_{25} et R_{24} ce qui donne une résultante de $2,2/2 = 1,1\text{ k}\Omega$. Au moment de l'action sur S_1 , C_{19} se

décharge dans R_{24} . Le début de chaque sifflet est simulé par l'action sur S (référence I).

Alimentation 15 V pour générateurs de bruits ferroviaires

Les quatre montages analysés « chuff-chuff, cloche, sifflet et mélangeur », fonctionnent dans de bonnes conditions avec une alimentation unique de $+15\text{ V}$ pouvant être non régulée.

Le transformateur d'alimentation a un primaire D adapté à la tension du secteur et un secondaire de 12 à 13 V , par exemple deux enroulements de $6,3\text{ V}$ montés

en série. Leur point commun n'est pas connecté (voir fig. 5). Le pont redresseur peut être réalisé avec quatre 1N4001 ou équivalentes. Aux bornes du condensateur de 500 μ F 25 V apparaît la tension redressée et filtrée de 15 V environ. Sa valeur exacte dépend du courant exigé par le circuit alimenté. Eviter de dépasser 15 V. Si la tension redressée est plus élevée que 15 V, monter une résistance dans une coupure X effectuée entre le pont et le condensateur de filtrage. On pourra aussi améliorer le filtrage, en disposant entre le point commun de D₄ et D₃ et la masse, un condensateur de 500 μ F, également, de manière à constituer une cellule complète de filtrage en π .

Une commande de diodes électroluminescentes par un 555

Le montage proposé est représenté à la figure 6. On y trouve plusieurs parties distinctes dont la constitution et le fonctionnement sont connus :

1) un 555 qui est monté en oscillateur fournissant des signaux rectangulaires à rapport cyclique et à fréquence de valeur fixe ou réglable si désiré ;

2) une cellule photorésistante PH dont la résistance varie avec l'éclairement ;

3) un circuit inverseur INV qui change la polarité des signaux qu'il transmet de l'entrée E à la sortie S ;

4) un ensemble de quatre opérateurs logiques du type NAND (NON ET) chacun à deux entrées ;

5) quatre diodes électroluminescentes (LED). L'appareil nécessite une alimentation de 5 V qui peut être non régulée. Cette tension doit être toutefois assez stable pour se maintenir entre 4,5 et 5,1 V. Si cette stabilité ne peut être atteinte, on aura recours à une alimentation régulée comme celle décrite dans notre précédent article.

On peut voir aisément que le 555 est monté d'une manière classique en multivibrateur astable et le signal qu'il fournit est destiné à allumer les LED disposées à la sortie lorsque certaines conditions sont remplies, comme il sera expliqué plus loin.

Le fonctionnement du 555 en multivibrateur astable dépend de la résistance globale montée entre les points de termi-

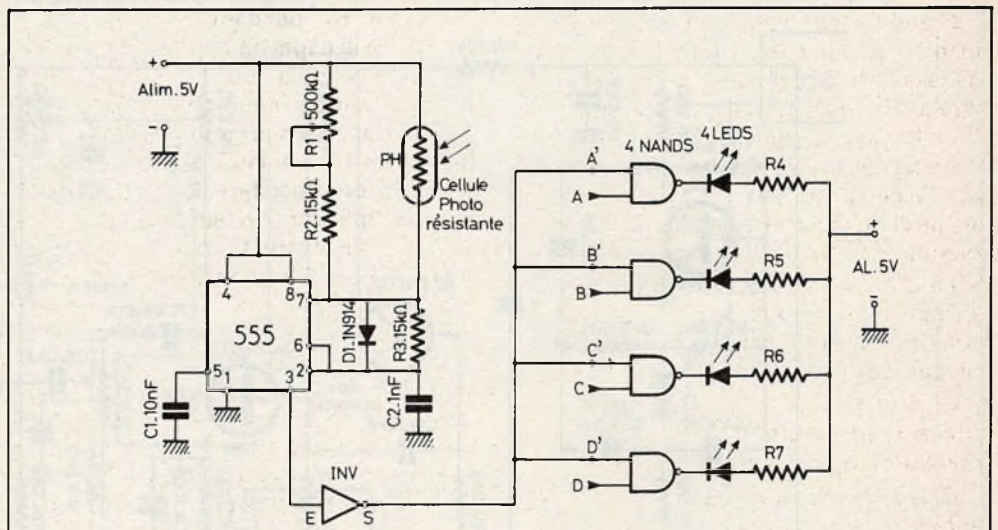


Fig. 6

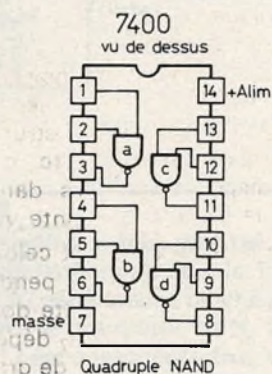


Fig. 7

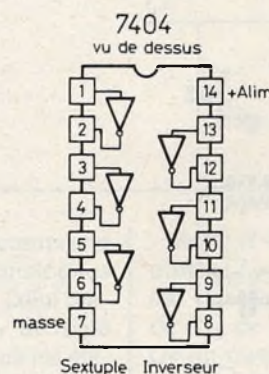


Fig. 8

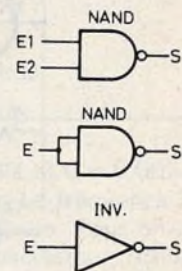


Fig. 9

nation 7 et 4 (réuni en 8) du CI reliés au + alimentation. Cette résistance se compose de celle constituée par R₂ de 15 k Ω fixe en série avec R₁ de 500 k Ω réglable et par la résistance de la cellule photorésistante PH que nous désignerons par R_c soit : R_g la résistance globale. Elle est égale à :

$$R = \frac{R_c (R_1 + R_2)}{R_c + R_1 + R_2}$$

toutes les résistances étant mesurées avec la même unité. Il est clair que R peut être réglée en agissant sur la résistance variable R₁ ou en éclairant d'une manière plus ou moins intense, la cellule photorésistante.

De ce fait, un mode de réglage du fonctionnement de l'appareil consiste à donner à R₁ une valeur convenable et à laisser

agir la variation de la lumière ambiante pour modifier la résistance de la cellule.

Pratiquement R et R_c varient dans le même sens. On sait que si l'éclairement de la cellule augmente sa résistance diminue. Inversement si la cellule est peu éclairée ou dans l'obscurité sa résistance augmente considérablement.

Donc, en pleine lumière R est de valeur proche de celle de R_c lorsqu'elle est minimum. Dans l'obscurité R_c étant très grande R est proche de R₁ et R₂.

D'autre part, on sait que le rapport cyclique dépend de la valeur de R. Ce rapport peut varier entre 5 % et 90 %. Lorsque l'alternance du signal qui permet l'allumage des LED est la plus longue, les LED seront allumées pendant des périodes plus longues.

Pratiquement l'appareil est conçu de manière à ce que les LED soient plus lumineuses lorsque le local est éclairé que lorsque le local est obscur afin que dans tous les cas la signalisation soit visible.

Le signal fourni par le 555 est inversé par l'élément inverseur INV. Du point de sortie S de l'inverseur, le signal est appliqué aux entrées réunies des NAND.

Le fonctionnement des NAND est le suivant : si les entrées A et A' par exemple sont au niveau haut H, la sortie est au niveau bas L.

Si A et A' sont à des niveaux opposés l'un à H et l'autre à L, la sortie est au niveau haut H.

Si A et A' sont au niveau bas L la sortie est au niveau haut H.

Donc, la sortie d'un NAND ne sera au niveau bas que si les deux entrées sont au niveau haut. Dans ce cas, l'examen du schéma montre que les LED ne peuvent s'allumer que si les cathodes sont au niveau bas, c'est-à-dire dans tous les cas sauf celui où les deux entrées sont au niveau haut. En effet, si une cathode est au niveau bas, l'autre étant à + 5 V la LED s'allume. Il faut par conséquent que les impulsions appliquées aux points A' B' C' D' soient telles que la période partielle la plus longue corresponde à l'alternance négative du signal.

De ce fait, le signal sera inversé à la sortie 3 du 555.

Le procédé d'allumage de signalisation par une diode LED est le suivant : il faudra appliquer à l'entrée libre (A, B, C ou D) du NAND correspondant un signal positif de l'ordre de 5 V les NAND étant des TTL de 5 V.

La diode D₁ du type 1N914 shunte la résistance R₃ de 15 kΩ montée entre le point 7 et les points 2 et 6 réunis. Elle

découple R₃ pendant la durée de la charge de la capacité de temporisation C₁ de 10 nF ce qui a pour effet d'augmenter le maximum de rapport cyclique au-dessus de 50% permettant d'obtenir ainsi le maximum de luminosité des LED. Pour régler R₁ on procédera de la manière suivante : appliquer une tension positive à un point A, par exemple, d'un NAND, diminuer la lumière ambiante (ou empêcher la lumière du soleil d'éclairer la cellule PH) de manière à ce que celle-ci soit faiblement éclairée. Agir sur R₁ pour obtenir le minimum d'allumage de la LED correspondante, mais pas l'extinction. Rétablir le maximum de lumière tombant sur la cellule. La LED devra alors s'allumer plus brillamment afin qu'elle soit visible dans la lumière ambiante. Dans des applications où les variations de la lumière ambiante sont régulières, R₁ pourra être remplacée par une résistance fixe dont la valeur sera celle obtenue pour la partie en circuit de R₁ après réglage. Avec quatre NAND, on pourra réaliser quatre signalisations différentes utilisables dans de nombreuses applications : à bord de véhicules (voitures, bateaux, avions, cars) instrumentation, calculateurs, horloges, etc., c'est-à-dire pour dispositifs placés dans des endroits où la lumière ambiante varie.

Le cas le plus répandu est celui de la lumière fournie par le soleil pendant le jour. La cellule photorésistante doit être au CaS. Les valeurs de R₄ à R₇ dépendent des LED choisies. Leur ordre de grandeur est de 1000 Ω. Placer d'abord un potentiomètre de 10 kΩ réglé pour le maximum de résistance. Réduire la résistance en service jusqu'à fonctionnement correct de la LED.

En ce qui concerne les circuits logiques, on adoptera par exemple le circuit intégré 7400 quadruple NAND à deux entrées

par élément (a) pour le circuit NAND à entrées A et A', l'élément (b) pour le NAND à entrées B et B', etc. (voir brochage à la fig. 7).

Dans ce CI, la masse (- alimentation) est au point 7 et le (+ 5 V) au point 14. Sur le montage de la figure 6 on reliera ces points du quadruple NAND aux deux pôles de l'alimentation. L'inverseur INV peut être un élément d'un CI du type 7404 dont le brochage est donné à la figure 8.

Dans ce CI on trouve six inverseurs dont un seul sera utilisé, par exemple celui dont l'entrée est au point 1 et la sortie au point 2.

Ne pas oublier les points d'alimentation, 7 et 14. A noter que si l'on se contente de 3 circuits de signalisation au lieu de 4, un NAND restera disponible. Dans ce cas ce NAND pourra être monté en inverseur en réunissant les deux entrées, comme indiqué à la figure 9. En haut le NAND est monté normalement. Au milieu le NAND transformé en inverseur, donnant les mêmes résultats que l'inverseur indiqué en bas.

Cela se justifie par le fait que les deux entrées seront toujours au même niveau.

Si les niveaux sont H H, la sortie donne L.

Si les niveaux sont L L, la sortie donne H

donc le NAND est inverseur dans ce montage. L'emploi d'un NAND comme inverseur est très répandu, car dans de nombreux dispositifs à circuits logiques, il reste parfois un NAND disponible. Dans ce cas présent, si au lieu de quatre signalisations, on aurait besoin de 5 à 7 on utiliserait deux 7400 et, un NAND au moins, serait disponible (référence II).

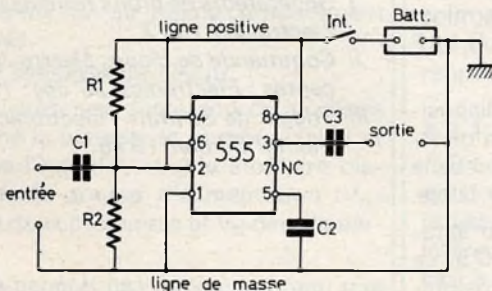


Fig. 10

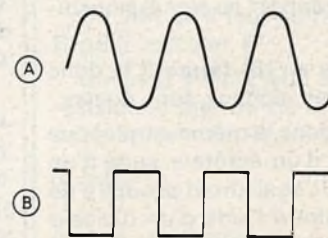


Fig. 11

Un trigger réalisable avec un 555

Il s'agit du montage représenté à la figure 10 qui ne nécessite qu'un 555, deux condensateurs et deux résistances. On remarquera que dans ce montage les points 2 et 6 sont reliés ensemble. Ces points sont les entrées du comparateur inclus dans ce circuit intégré. Leur polarisation est d'environ la moitié de la valeur de la tension d'alimentation avec $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$.

Voici les valeurs des éléments du dispositif proposé : $C_1 = 10 \text{ nF}$, C_3 (facultatif) = $0,1 \mu\text{F}$ ou autre valeur à déterminer expérimentalement, suffisante pour ne pas déformer le signal rectangulaire par différentiation : $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$.

L'interrupteur doit être disposé si l'appareil est alimenté sur batterie et s'il est autonome.

Si l'alimentation est effectuée à partir du secteur, INT sera reporté sur le primaire du transformateur d'alimentation.

Il est possible d'associer à ce trigger de Schmitt, un générateur de signaux sinu-

gulaire est due au fonctionnement suivant. C_1 est chargé à travers R_1 et R_2 et sa décharge s'effectue à travers R_2 . Si R_1 est petite devant R_2 les deux constantes de temps sont réduites et leur valeur ne dépend essentiellement que de C_1 et R_2 .

En effet $C_1 (R_1 + R_2)$ et $C_1 R_2$ sont sensiblement égales comme c'est le cas présent. Avec les valeurs données plus haut on a la fréquence :

$$f = \frac{0,7}{R_2 C_1} \text{ Hz}$$

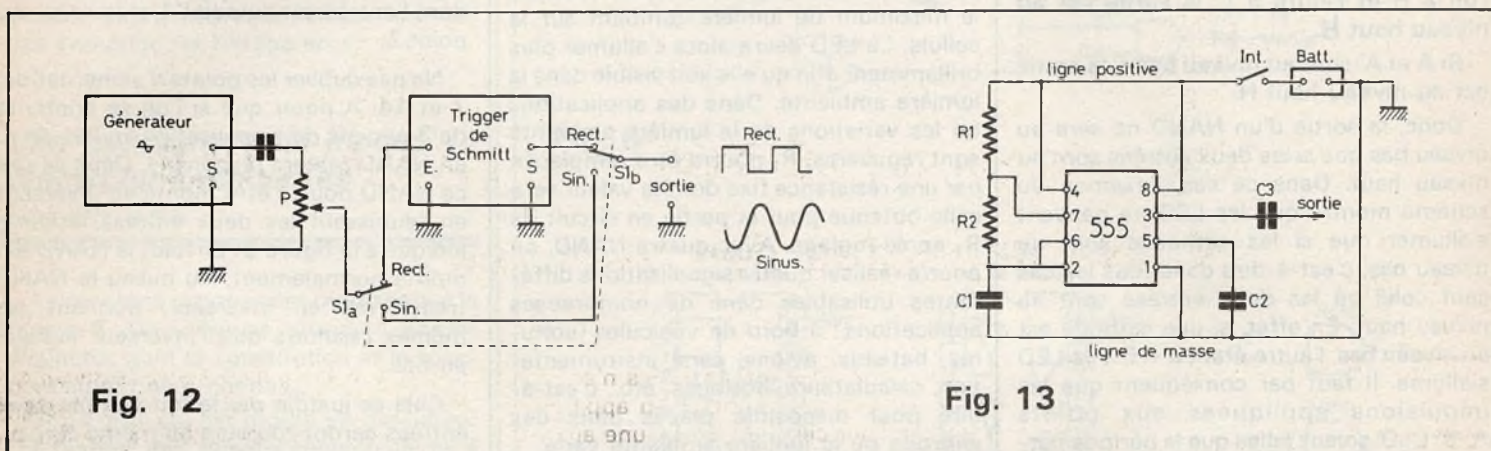


Fig. 12

Fig. 13

On pourra alimenter ce trigger de Schmitt sur une tension comprise entre 5 et 15 V en utilisant une pile ou un des dispositifs décrits dans le précédent et le présent article. On obtient un signal à la sortie lorsqu'on applique un signal à l'entrée. L'entrée est accessible entre C_1 et la masse, C_1 étant relié à R_1 , R_2 et aux points terminaux 2 et 6.

On applique à l'entrée un signal sinusoïdal comme celui représenté en (A) figure 11. Pour de bons résultats, il faut que l'amplitude du signal sinusoïdal soit suffisante. A la sortie point 3 du CI, le signal est rectangulaire mais variant en sens inverse par rapport au signal sinusoïdal d'entrée.

Cela est visible en (B) figure 11, donc les fréquences des signaux sont égales.

Ce montage a donc le même emploi que celui bien connu d'un écrêteur suivi d'un inverseur. On peut également produire un signal rectangulaire à l'aide d'un diviseur de fréquence mais si celui-ci admet à l'entrée toutes sortes de formes de signaux, il donne aux sorties des signaux de fréquence inférieures à celle du signal d'entrée.

soïdaux qui fournira la tension sinusoïdale d'entrée, à diverses fréquences. On aura réalisé ainsi un générateur fournissant à la même fréquence choisie, des signaux sinusoïdaux et des signaux rectangulaires.

Le schéma de cette combinaison est donné à la figure 12. La sortie du générateur sinusoïdal aboutit sur un potentiomètre P réglant l'amplitude du signal.

Grâce à S_{1a} à $-S_{1b}$ on obtient à la sortie le signal ayant la forme désirée.

Voici une modification du montage précédent, à la figure 13. Les valeurs des éléments sont : $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 6,8 \text{ nF}$, $C_2 = 10 \text{ nF}$, C_3 à déterminer expérimentalement, par exemple $0,1 \mu\text{F}$ ou plus. Alimentation 5 à 15 V.

La modification par rapport au dispositif précédent est la forte réduction de R_1 qui est de $1 \text{ k}\Omega$ au lieu de $100 \text{ k}\Omega$ et celle de C_1 , à $6,8 \text{ nF}$ ou une valeur plus faible.

On réalise ainsi un multivibrateur astable à rapport cyclique proche de 0,5, ce qui est un avantage par rapport aux multivibrateurs astables de ce type qui donnent des périodes partielles très différentes de $T/2$. La symétrie du signal rectan-

avec R_2 en mégohms, donc $R_2 = 0,1 \text{ M}\Omega$ et C_1 en microfarads, donc $C_1 = 0,068 \mu\text{F}$.

On trouve $f = 102 \text{ Hz}$ environ.

La période est $T = 1/102 = 0,0098 \text{ s} = 9,8 \text{ ms}$ environ référence III.

F. JUSTER

Références

- I Générateurs de bruits ferroviaires. Pop. Electronics 1977.
- II Commande de diodes électro-luminescentes : Electronics 26 déc. 1974.
- III Trigger de Schmitt : Electronic Experimenter Edition 1976.



- Nouvelle série : LE TEST DE LA BASCULE

4. Les variantes des bascules

4.0.

Si nous en avons terminé avec la présentation de la famille des bascules (bistable, monostable, astable), nous n'en avons pas fini pour cela avec les variantes que d'astucieux schémas peuvent apporter à chacun de ses membres.

4.1. L'OBJET DES VARIANTES

Il n'est pas difficile d'imaginer que les variantes peuvent porter sur deux des traits principaux que nous avons jusqu'ici, jalousement ou, au moins, prudemment conservés.

1) La symétrie du circuit.

2) La présence d'une source auxiliaire (V_{N2} dans la bistable et la monostable et V'_N dans l'astable), source auxiliaire distincte de la source d'alimentation (V_{N1} dans les deux premières et V_N dans la dernière).

On ne conçoit pas moins aisément que ce peut être précisément en cherchant à éliminer la source auxiliaire que l'on est amené à rompre la symétrie du circuit.

Les deux objectifs possibles n'en font alors plus qu'un, du moins en apparence et c'est pour cela que, seule, une analyse détaillée permet de découvrir l'intention ou les intentions de l'auteur du circuit.

4.2. CAS PARTICULIERS DE LA BASCULE ASTABLE

Pour la bascule astable et pour celle-ci seulement, le remplacement de la source auxiliaire V'_N est si facile à imaginer qu'on l'a spontanément évoqué en conclusion du précédent chapitre (§ 3.19).

La facilité vient du fait que pour la bascule astable et pour celle-ci seulement, la source auxiliaire (V'_N) est de même polarité que la source d'alimentation V_N par rapport à la masse.

4.2.1. Avec deux diviseurs de tension...

On peut d'abord et tout simplement, après avoir déterminé - comme on l'a vu - la valeur de V'_N , et si celle-ci se révèle inférieure à V_N (ce qui est généralement le cas), « fabriquer » V'_N au moyen d'un diviseur de la tension V_N .

La figure 36 présente cet aménagement avec deux diviseurs (un par transis-

tor) et si R et R' sont les résistances qui forment ces deux diviseurs pour l'instant identiques (voir, plus loin, § 4.2.3.), on calcule une fois pour toutes :

$$V'_N = V_N \times \frac{R}{R + R'}$$

ou, plus exactement, puisque ce sont les résistances R et R' que l'on cherche, puisque V'_N est déjà déterminé en participant au calcul de la période de la bascule et puisque l'on connaît V_N :

$$R + R' = \frac{V_N}{V'_N} \times R$$

c'est-à-dire, encore sous une autre forme :

$$R' = R \times \left(\frac{V_N}{V'_N} - 1 \right) \quad (1)$$

On voit qu'il faut se fixer une valeur de R pour calculer R' .

On peut y être aidé si l'on sait que la résistance interne de la source V'_N ainsi « fabriquée » est égale à :

$$\frac{R \times R'}{R + R'}$$

(revoir, au besoin I - 4.12.).

Or, on sait aussi que l'intensité i_B du courant de base du transistor passant que nous avons choisi est 1,75 mA (0,00175 A) (revoir, au besoin I - 4.4.).

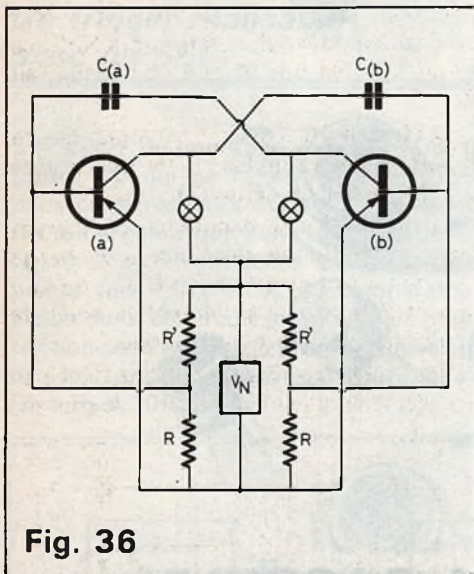


Fig. 36

On sait enfin que ce même transistor passant stabilise sa tension base-émetteur à $v_{BE} = -0,5 \text{ V}$ et que $V'_N = -1,5 \text{ V}$ (voir § 3.14).

C'est ainsi que l'on peut dire que la tension (différence de potentiel) $V'_N - v_{BE}$ ne peut se développer sous une intensité i_B qu'aux bornes d'une résistance

$$\frac{R' \times R}{R' + R}$$

(= R et R' en parallèle) et que l'on a, nécessairement :

$$\frac{R \times R'}{R + R'} = \frac{V'_N - v_{BE}}{i_B} \quad (2)$$

Si l'on porte dans cette dernière expression (2), la valeur déjà trouvée pour R' (1), on obtient :

$$\frac{R \times R \times \left(\frac{V'_N}{V'_N} - 1\right)}{R \times \left(\frac{V'_N}{V'_N} - 1\right) + R} = \frac{V'_N - v_{BE}}{i_B}$$

en divisant le numérateur et le dénominateur du premier membre par R, il vient :

$$\frac{R \times \left(\frac{V'_N}{V'_N} - 1\right)}{\frac{V'_N}{V'_N} - 1 + 1} = \frac{V'_N - v_{BE}}{i_B}$$

ou encore, puisque $-1 + 1 = 0$:

$$R \times \left(\frac{V'_N}{V'_N} - 1\right) \times \frac{V'_N}{V'_N} = \frac{V'_N - v_{BE}}{i_B}$$

c'est-à-dire :

$$R \times \left(1 - \frac{V'_N}{V'_N}\right) = \frac{V'_N - v_{BE}}{i_B}$$

et, enfin :

$$R = \frac{V'_N - v_{BE}}{i_B \times \left(1 - \frac{V'_N}{V'_N}\right)}$$

expression qui, avec les valeurs numériques que nous connaissons, donne :

$$R = \frac{-1,5 - (-0,5)}{-0,00175 \times \left(1 - \frac{-1,5}{-4,3}\right)} = 878 \Omega \text{ env.}$$

d'où, d'après l'expression (1), on tire :

$$R' = 878 \times \left(\frac{-4,3}{-1,5} - 1\right) = 1\,640 \Omega \text{ env.}$$

4.2.2. Un premier inconvénient : le débit permanent de la source

Il va sans dire que la figure 36 montre que les deux diviseurs de tension (un par transistor) sont branchés, en permanence aux bornes de la source V_N .

Or, ces deux diviseurs représentent chacun (R et R' en série) :

$$878 + 1\,640 = 2\,518 \Omega$$

et l'ensemble des deux diviseurs (en parallèle) :

$$\frac{2\,518}{2} = 1\,259 \Omega$$

c'est-à-dire un débit permanent de :

$$\frac{4,3}{1\,259} = 0,00342 \text{ ampères (= 3,42 mA)}$$

Débit faible mais non négligeable.

4.2.3. Un second inconvénient : l'influence du diviseur de tension sur la constante de temps

Diviseurs, pour l'instant identiques, venons nous de dire (§ 4.2.1.). Diviseurs qui, dans la figure 36, tiennent lieu, aussi, de résistance de base R_B . Résistance de base qui, bien entendu, est égale aux deux résistances R et R' considérées comme si elles étaient en parallèle puisque c'est ainsi qu'apparaît la résistance interne de la source constituée par V_N munie de son diviseur

$$R_B = \frac{R' \times R}{R' + R}$$

(revoir 4.2.1. et, au besoin, I - 4.12.).

C'est ainsi que, pour le cas où l'on désirerait donner aux deux parts de la période de la bascule, des durées différentes (c'est ce que nous avons fait au § 3.1.8.), il faudrait calculer deux diviseurs différents en valeur des résistances R et R' mais égaux en valeur de division

$$\frac{R}{R + R'}$$

Exemple : $R = 878 \Omega$ et $R' = 1\,640 \Omega$ donnent, on le sait, 1,5 V à partir de 4,3 V et représentent une résistance R_B de

$$\frac{878 \times 1\,640}{878 + 1\,640} = 572 \Omega \text{ (env.)}$$

alors que $R = 1\,756 \Omega$ et $R' = 3\,280 \Omega$ (le double pour les deux) donnent tout aussi bien 1,5 V à partir de 4,3 V mais représentent une résistance R_B double : 1 144 Ω (environ).

4.2.4. Avec un seul diviseur de tension...

On sait que jamais les deux transistors d'une bascule ne peuvent débiter en même temps. En conséquence, un diviseur unique aurait à fournir alternativement le courant de base $i_{B(a)}$ et le courant de base $i_{B(b)}$. Jamais la somme des deux.

Un diviseur de tension unique se calcule donc exactement comme chacun des deux diviseurs séparés.

Le circuit prend la forme de la figure 37 et l'intensité du débit de la source V_N n'est plus que la moitié de celle que nous venons de calculer :

$$\frac{4,3}{2\,518} = 0,00171 \text{ ampère (= 1,71 mA)}$$

Le premier inconvénient du diviseur unique semble être d'entraîner l'obligation de considérer une résistance R_B égale pour les deux transistors donc, à capacités $C_{(a)}$ et $C_{(b)}$ égales, deux parts de périodes, elles-mêmes, égales.

Il est aisé d'éviter cet inconvénient en ne comptant la résistance interne du diviseur (R et R' en parallèle) que pour partie, au besoin négligeable, des résistances $R_{B(a)}$ et $R_{B(c)}$. Il suffit pour cela d'insérer dans la connexion qui relie le diviseur à chacune des bases, une résistance adéquate R'_B que l'on n'oubliera pas d'ajouter, pour les calculs, à la résistance interne

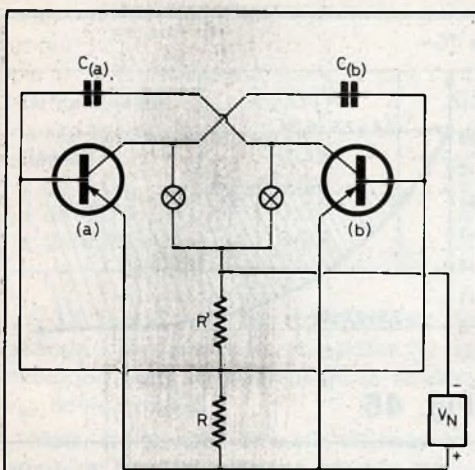


Fig. 37

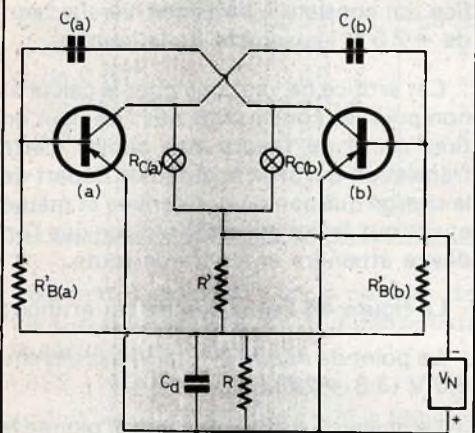


Fig. 38

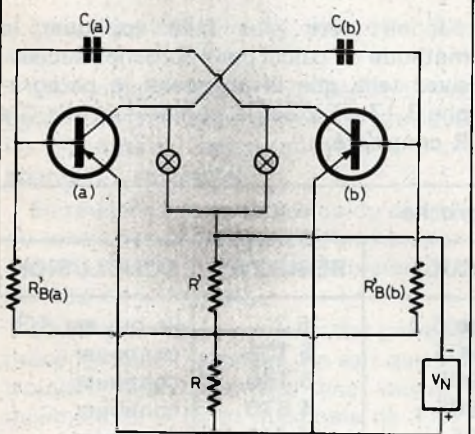


Fig. 39

de la source constituée par le diviseur si l'on ne parvient pas à la rendre négligeable pour diverses raisons dont la plus fréquente est le désir de ne pas contraindre la source à un courant permanent trop fort (fig. 38).

Le second inconvénient est l'action perturbatrice réciproque des deux courants de base parfois inégaux en forme et en amplitude, au moment du basculement.

On remédie sans peine à ce couplage intempêtif en **découplant** le point de sortie du diviseur. On remarquera que, pour une fois, le terme « découplage », si souvent employé à tort et à travers, est ici parfaitement propre à l'effet qu'on en attend : priver (privatif latin « dis ») de couplage.

Une forte capacité reliant à la masse le point commun à R et R' (point de sortie du diviseur convient, le plus souvent parfaitement (fig. 39).

La valeur nominale de la capacité du condensateur de découplage, C_d , est facile à calculer.

Il suffit, en effet, que la constante de temps de l'ensemble C_d et résistance interne de la source constituée par le diviseur, soit très supérieure – disons au moins dix fois supérieure – à la plus grande durée de basculement que l'on puisse imaginer ou, mieux que l'on ait pu observer.

Ainsi, quand cette durée maximale est de 100 ms (0,1 seconde) par exemple, on prévoit :

$$C_d \times \frac{R \times R'}{R + R'} > 1 \text{ seconde} \quad (= 10 \text{ fois } 100 \text{ ms})$$

C'est-à-dire (§ 4.2.3.) :

$$C_d \times 572 > 1$$

d'où :

$$C_d > \frac{1}{572}$$

qui signifie :

$$C_d > 0,001749 \text{ farad (1 749 } \mu\text{F)}$$

Un condensateur de capacité égale à $2\,000 \mu\text{F}$ conviendrait donc parfaitement.

4.2.5. Sans diviseur de tension...

Certains n'hésitent pas à renvoyer la résistance de base R_B au pôle négatif de la source d'alimentation elle-même (V_N).

Ceci dans le seul cas de transistors PNP bien sûr car, avec des transistors NPN, ce serait au pôle positif que l'on renverrait R_B .

La **figure 40** est un exemple de ce schéma dont le moins qu'on puisse dire est qu'il est très dépouillé.

Ce montage ne présente pas d'inconvénient majeur, si ce n'est que la décharge du condensateur de liaison C ($C_{(a)}$ ou $C_{(b)}$) atteint bien plus rapidement le seuil de déblocage du transistor bloqué.

Pour s'assurer de l'influence de cette modification du circuit, il suffit de repren-

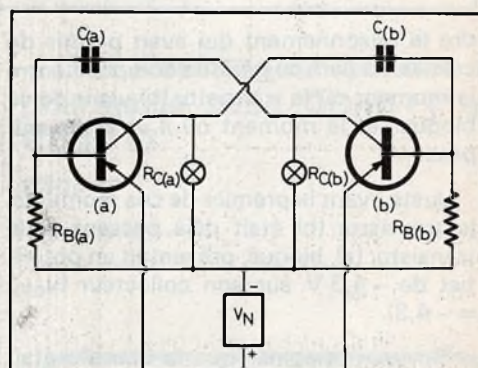


Fig. 40

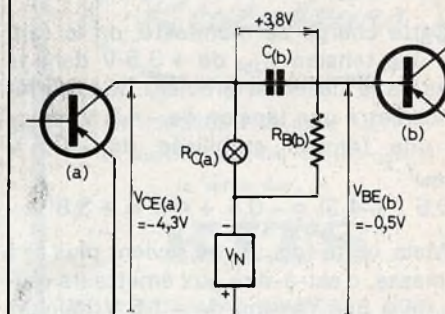


Fig. 41

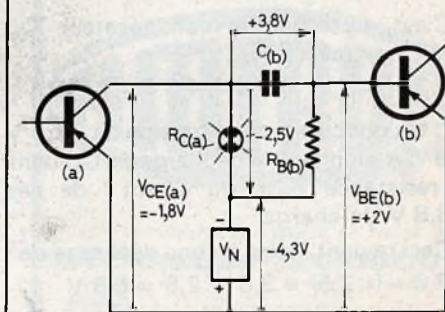


Fig. 42

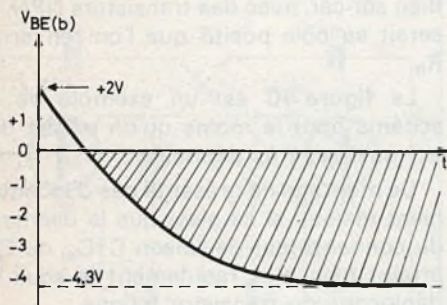


Fig. 43

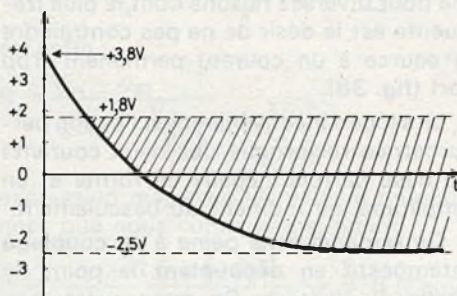


Fig. 44

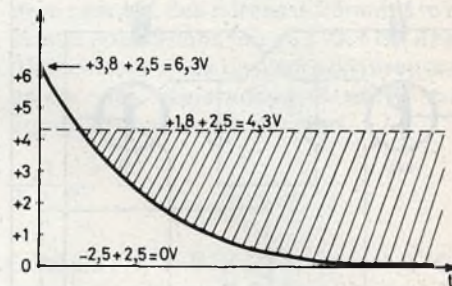


Fig. 45

dre le raisonnement qui avait permis de calculer la part de période comprise entre le moment où le transistor (b) vient de se bloquer et le moment où il va redevenir passant.

Juste avant le premier de ces moments, le transistor (b) était déjà passant et le transistor (a), bloqué, présentait un potentiel de $-4,3\text{ V}$ sur son collecteur ($v_{CE(a)} = -4,3$).

On peut imaginer que la bascule était dans cet état depuis assez longtemps pour que le condensateur de liaison $C_{(b)}$ ait pu se charger complètement (fig. 41).

Cette charge se manifeste, on le sait, par une tension $v_{C(b)}$ de $+3,8\text{ V}$ dans le sens de la flèche et provient de la différence entre une tension de $-4,3\text{ V}$ ($v_{CE(a)}$) et une tension stabilisée de $-0,5\text{ V}$ ($v_{BE(b)}$):

$$-0,5 - (-4,3) = -0,5 + 4,3 = +3,8\text{ V.}$$

Mais, cette fois, R_b ne revient plus ni à la masse, c'est-à-dire aux émetteurs réunis, ni à une tension de $-1,5\text{ V}$ délivrée par une source ou par un diviseur de tension. La figure 42 décrit cette situation, juste après le blocage de (b).

C'est ainsi que le condensateur $C_{(b)}$ « voit » à travers $R_{B(b)}$:

$$-4,3 - (-1,8) = 1,8 - 4,3 = -2,5\text{ V.}$$

C'est donc vers cette tension de $-2,5\text{ V}$ que va « plonger » la décharge de $C_{(b)}$ dans la résistance $R_{B(b)}$, du « haut » de ses $+3,8\text{ V}$ de charge.

Ceci revient à dire qu'une décharge de : $+3,8 - (-2,5) = 3,8 + 2,5 = 6,3\text{ V}$

va s'amorcer avec, pour but, le moment où $v_{BE(b)}$ deviendra nul, ou, par précaution (on l'a déjà fait avec la source V'_N de $-1,5\text{ V}$ au § 3.17.), le moment où $v_{BE(b)}$

deviendra suffisamment négatif pour être sûr de son déblocage.

La figure 43, qui est à comparer avec la figure 34 c2, montre bien la différence de situation :

Partie de $+2\text{ V}$ ($= +3,8 + (-1,8) = 3,8 - 1,8$), la tension $v_{BE(b)}$ décroît mais devrait aboutir, cette fois, à $-4,3\text{ V}$ et non plus à $-1,5\text{ V}$ (tension de la source V'_N précédente et supprimée).

Or, si, comme on l'a déjà fait pour la figure 35, on reporte sur la forme de la décharge de $C_{(b)}$ le point où le transistor (b) peut se déblocquer ($v_{C(b)} = +1,8\text{ V}$ qui compensent exactement les $-1,8\text{ V}$ de $v_{CE(a)}$), on trouve la figure 44 qui est à comparer avec la figure 35.

On s'aperçoit ainsi que la tension vers laquelle tend $v_{C(b)}$ n'est plus $+0,3\text{ V}$ venant de $-1,5 - (-1,8) = 1,8 - 1,5 = +0,3$; mais $-2,5$ que l'on vient de calculer plus haut.

Cela signifie que la courbe de décharge de $C_{(b)}$ n'est plus entièrement dans la zone des $v_{C(b)}$ positifs.

C'est gênant pour le calcul de la décharge, donc pour le calcul de la part de période.

On peut, heureusement user d'un artifice qui consiste à translater vers le haut de $+2,5\text{ V}$ l'ensemble de la courbe.

Cet artifice ne vaut que pour le calcul et non pour les conclusions que l'on peut en tirer car il ne faudra pas oublier cette translation qui affecte autant le départ de la charge que son point d'arrivée et même et surtout, le but qui est la tension que l'on désire atteindre en cours de route.

La figure 45 fait usage de cet artifice :

– Le point de départ ($+3,8\text{ V}$) est devenu $6,3\text{ V}$ ($3,8 + 2,5$).

– Le niveau ($-2,5\text{ V}$) vers lequel plonge la décharge est devenu 0 V ($-2,5 + 2,5$).

– Enfin, le but ($+1,8\text{ V}$) est devenu $4,3\text{ V}$ ($1,8 + 2,5$).

Il ne reste plus qu'à appliquer la méthode de calcul par approches successives telle que la proposait le paragraphe 3.17 où x est le nombre de fois $C \times R$ considéré.

1 ^{re} approche				
OPÉRATION	x TOTAL	CALCUL	RÉSULTAT	CONCLUSION
départ	0	on pose 6,3	6,3	(le but est 4,3)
x de 0,1	0,1	x 0,905	5,702	continuer
x de 0,1	0,2	x 0,905	5,160	continuer
x de 0,1	0,3	x 0,905	4,670	continuer
x de 0,05	0,35	x 0,951	4,441	continuer
x de 0,05	0,40	x 0,951	4,223	but dépassé (x compris entre 0,35 et 0,40)

Nous aurons l'occasion de publier :

- Une minuterie programmable de quelques microsecondes à plusieurs jours équipée d'un XR2240 et d'un NE555.

- Un super générateur BF doté d'un XR2206 et de SN7490, SN7413, SN74121.

- Une alarme pour armoire à pharmacie avec CD4011 et CD4013.
etc.

2 ^e approche				
OPÉRATION	x TOTAL	CALCUL	RÉSULTAT	CONCLUSION
départ	0,35	on pose 4,441	4,441	(le but est 4,3)
x de 0,01	0,36	x 0,990	4,397	continuer
x de 0,01	0,37	x 0,990	4,353	continuer
x de 0,01	0,38	x 0,990	4,309	but atteint

0,38 fois C x R est donc la part de période minimale (si le transistor (b) se débloque juste au moment où sa tension V_{BE} devient nulle).

Mais, si l'on veut être sûr du basculement, on peut trouver une période maxi-

male en disant que le transistor (b) ne se débloque qu'avec une tension V_{BE} de -0,5 V, c'est-à-dire avec un but de 4,3 - 0,5 = 3,8 V.

En repartant de la fin du calcul précédent, on écrit :

OPÉRATION	x TOTAL	CALCUL	RÉSULTAT	CONCLUSION
départ	0,38	on pose 4,309	4,309	(le but est 3,8)
x de 0,1	0,48	x 0,905	3,900	continuer
x de 0,01	0,49	x 0,990	3,861	continuer
x de 0,01	0,50	x 0,990	3,822	continuer
x de 0,01	0,51	x 0,990	3,784	but dépassé (x compris entre 0,50 et 0,51)

On peut considérer que le nombre de fois C x R correspondant à un maximum de sécurité est de 0,5 car :

$$3,822 - 4,300 = -0,478 \text{ V}$$

qui doit bien suffire à débloquer le transistor (b).

4.2.7. Conclusion

La source auxiliaire V'_N peut effectivement être supprimée.

Un unique diviseur de tension, peu gourmand en énergie permet de retrouver les résultats du calcul fait à partir d'une source V'_N distincte.

En revanche, la suppression du diviseur de tension tout en assurant un fonctionnement normal, réduit sensiblement la période de la bascule.

En effet, si l'on se souvient des périodes précédemment calculées, on sait que l'on trouvait, respectivement, une valeur x minimale de 0,75 et maximale de 1,07.

Et puisque l'on avait choisi des constantes de temps différentes pour les deux liaisons entre les transistors (1,5 et 5 secondes), on sait aussi que l'on obtenait :

- une période minimale de : $0,75 \times (1,5 + 5) = 4,9$ secondes (env.)

- une période maximale de : $1,07 \times (1,5 + 5) = 7$ secondes (env.).

On voit maintenant que, V'_N supprimée et sans diviseur pour remplacer cette source auxiliaire, on trouve, respectivement, x compris entre 0,38 et 0,50, c'est-à-dire :

- une période minimale de : $0,38 \times (1,5 + 5) = 2,5$ secondes (env.).

- une période maximale de : $0,50 \times (1,5 + 5) = 3,3$ secondes (env.).

La période de la bascule est donc bien nettement réduite.

J.-C. STERN

(à suivre)



NE LAISSEZ PAS AUX AUTRES
ce marché potentiel que représente
la vente des

KITS

NE VENDEZ PAS N'IMPORTE QUOI...

CHOISIR LE N° 1
en toute sécurité



Importé et distribué en France par :

électronique-promotion
IMPORT - EXPORT

 8 P 7 - ZI DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
☎ (93) 45 09 30 • Telex PROSUDE 470009 F

Antenne à Paris - 22, rue de la Vega - 75012 Paris
Tél. : 343.03.38 et 307.07.27 - Télex : 211.801

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.

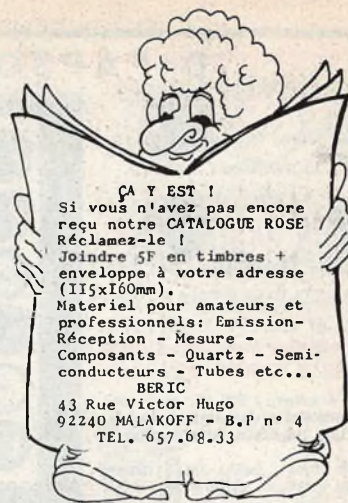
PETITES ANNONCES

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), 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris. C.C.P. Paris 3793-60. Prière de joindre le montant en chèque C.P. ou mandat poste.



ÇA Y EST !
Si vous n'avez pas encore reçu notre CATALOGUE ROSE Réclamez-le !
Joindre 5F en timbres + enveloppe à votre adresse (115x160mm).
Matériel pour amateurs et professionnels: Emission-Réception - Mesure - Composants - Quartz - Semi-conducteurs - Tubes etc...
BERIC
43 Rue Victor Hugo
92240 MALAKOFF - B.P n° 4
TEL. 657.68.33

RECTIFICATIFS

INDICATEUR BATTEMENTS CŒUR N° 4 Nouvelle Série Page 76

Certains lecteurs n'ont pas pu d'eux-mêmes interpréter la liste des composants au niveau de la lecture des condensateurs car il manquait la tension de service des électrochimiques $C_1 = 1 \mu F / 12 V$; $C_2 = 1 nF$ céramique;

$C_3 = 4,7 \mu F / 12 V$;
 $C_4 = 0,1 \mu F$ plaquette;
 $C_5 = 4,7 nF$ plaquette ou céramique.

Pour le deuxième montage proposé C_1, C_2, C_3 et C_5 tension de service 16 V.

JEU VIDÉO SANS SELF N° 4 Nouvelle Série Page 96

La valeur du condensateur $C_7 = 0,1 \mu F$ plaquette a été oubliée dans la liste des composants du jeu T.V. et son alimentation.

Recherchons sur Paris ou région parisienne un dessinateur ayant connaissance en électronique pour travail à domicile. Ecrire (ou téléphoner) à Electronique Pratique, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

ANTIVOL AUTO N° 3 Nouvelle Série Page 98

Les diodes D_{11} et D_{12} disposées en parallèle sur les bobines des relais ont été oubliées dans la liste des composants. Elles sont en fait facultatives et

destinées à éviter l'apparition d'une haute tension. Il s'agit de modèle BY 127 ou 1N4007 (1000 V tension inverse).

UNE IDEE ORIGINALE LE CENTRES D'IDEES CINTEM

Pour participer à la Création d'une Schémathèque d'Idées et de Réalisations Originales en :
ELECTRONIQUE-MECANIQUE-ENERGIE-SECURITE-ECOLOGIE-PHOTOGRAPHIE écrivez à l'Association CINTEM BP 11; 14 rue Curé Carreau 94130 NOGENT/MARNE. Joindre 3 timbres.

Kit minisynthy II très performant pour guitare module synthétiseur. Doc. contre 2 F.
HVU SELEC - MONTREUIL
85200 FONTENAY-LE-COMTE.

Stage de mécanique automobile. 1 semaine en août septembre 350 F-
J.L. MORTIER Mamoz 39110 SALINS

Achète d'achète d'occasion lecteur de code CR 101 Altronics - Faire offre à Authelain Saint Simon HEILIGENSTEIN 67140 BARR

SACHEZ DANSER APPRENEZ TTES DANSES MODERNES seul, chez vous. Méthode extra. Notice discrète ctre 2 tr.

STUDIO HPVRANY
9 ter, route Croissy, 78110 LE VESINET



Composition
Photocomposition : ALGAPRINT, 75020 PARIS
Impression - couverture : S.P.I. 75019 PARIS
Intérieur : ROTOFFSET Meaux
Distribution : S.A.E.M. TRANSPORTS PRESSE

Le Directeur de la publication :
A LAMER

Dépôt légal N° 421 - 2^e trimestre 1978
Copyright 1975
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. etc.

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

Institut Supérieur de Radio Electricité

Etablissement Privé d'Enseignement par Correspondance et de Formation continue.

prenez une assurance contre le chômage!

Comme les milliers d'élèves du monde entier qui nous ont fait confiance depuis 1938, assurez-vous un BRILLANT AVENIR, en préparant un métier très bien rémunéré offrant des DEBOUCHES de plus en plus nombreux. Si vous disposez de quelques heures par semaine, si vous désirez vraiment REUSSIR dans les domaines de

**L'ELECTRONIQUE
LA RADIO LA TELEVISION**



Faites confiance à Institut Supérieur de Radio Electricité

qui vous offre :

- des cours par correspondance adaptés à vos besoins
- du matériel de qualité pour effectuer des manipulations CHEZ VOUS
- des Stages Pratiques GRATUITS dans nos laboratoires
- des professeurs et techniciens pour vous conseiller et vous orienter
- un STAGE GRATUIT d'une semaine à la fin de votre préparation
- un CERTIFICAT de fin d'études très apprécié
- ET VOTRE PREMIERE LEÇON GRATUITE à étudier, sans aucun engagement de votre part.

Pour recevoir notre documentation et savoir comment suivre GRATUITEMENT nos cours au titre de la Formation Permanente, écrivez à :

Institut Supérieur de Radio Electricité

27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS
Téléphone : 233.18.67 - Métro : Sentier

Veillez me faire parvenir gratuitement votre documentation E P

Nom : _____

Adresse : _____