

6 f

édité par le Haut-Parleur

électronique pratique

N 14 NOUVELLE SERIE MARS 1979

Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Expérimentations

sommaire détaillé p.77



Avertisseur

100

110

90

de

120

dépassement

80

de vitesse

130

électronique pratique

REVUE
MENSUELLE

N° 14
NOUVELLE
SÉRIE

sommaire

Réalisez vous-mêmes

- 78 Un gradateur automatique
- 93 Un préampli d'antenne pour autoradio
- 94 Un indicateur sonore de direction
- 95 Un compte-tours à diodes LED
- 100 Un avertisseur de dépassement de vitesse
- 111 Un fondu enchaîné pour projecteur de diapositives
- 122 Un « klaxon » pour autorail
- 128 Un voltmètre électronique
- 134 Une balise clignotante à faible consommation

Pratique et initiation

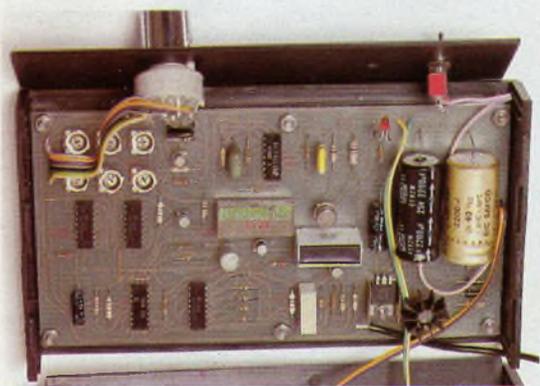
- 137 Les condensateurs électrolytiques
- 144 Commande d'un triac par tout ou rien
- 149 Brochages des circuits intégrés
- 154 Choix d'un oscilloscope
- 161 Applications du μA 741
- 167 Applications du NE555

En kit

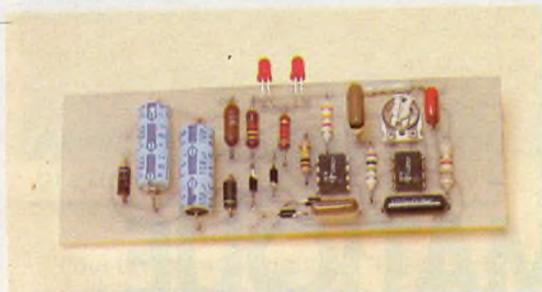
- 141 Table de mixage AMTRON UK 716

Divers

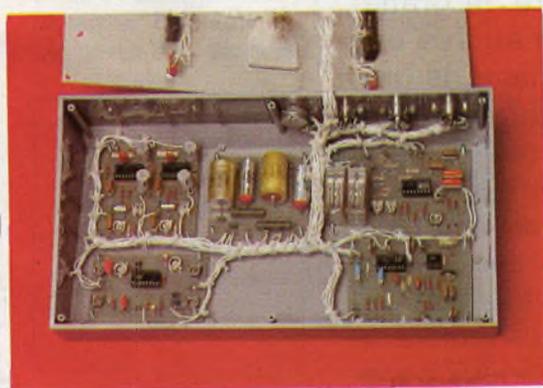
- 195 Nos lecteurs / Répertoire des annonceurs
- 131 et 132 Encart EURELEC
- 177 Page Abonnement



Un avertisseur de dépassement.



Un voltmètre électronique.



Un fondu enchaîné.

ADMINISTRATION-REDACTION : Société des Publications Radio-Électriques et Scientifiques

Société anonyme au capital de 120 000 F. - 2 à 12, rue Bellevue, 75940 Paris Cedex 19. - Tél. : 200.33.05. - Télex PVG 230 472 F

Directeur de la publication : A. LAMER - Directeur technique : Henri FIGHIERA - Rédacteur en chef : Bernard FIGHIERA.

La Rédaction d'Électronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions 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, rue de Dunkerque, 75010 Paris - Tél. : 285-04-46 (lignes groupées). C.C.P. Paris 3793-60
Publicité pour la Belgique : EURO - PUBLI - BELGIUM Av. Marcel-Gourdin 1, 5001 BELGRADE NAMUR - Tél. : 081.22.03.13

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 :

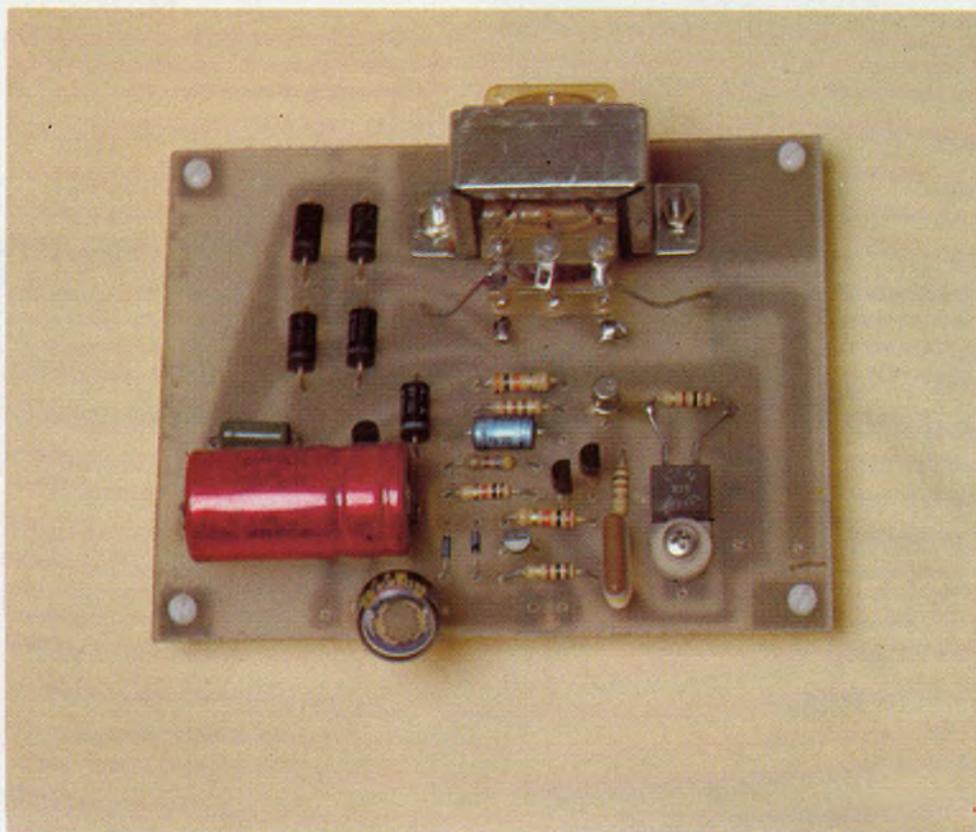
LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 110 F - Etranger à 180 F.

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, 75940 PARIS CEDEX 19.

Important : Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal. -- Prix d'un numéro 6 F

Les règlements en espèces, par courrier, sont strictement interdits. ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez 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.



GRADATEUR AUTOMATIQUE

EN marge des traditionnels modulateurs de lumière, le gradateur ou orgue lumineux connaît un succès certain auprès des jeunes amateurs. Parfois qualifié d'adoucisseur de lumière, le gradateur améliore considérablement votre confort. Le gradateur simple permet en effet de doser l'intensité lumineuse. En revanche, le gradateur automatique que nous vous proposons outre la fonction précitée, peut maintenir l'ambiance lumineuse d'une pièce quelle que soit la lumière extérieure. Qu'il se mette à pleuvoir les lampes s'illumineront violemment, qu'il fasse soleil, elles s'éteindront. A condition de disposer la cellule photo électrique à l'extérieur de la pièce le montage permettra de conserver un niveau lumineux constant et cela au prix de l'assemblage de quelques composants classiques.

Le schéma de principe

La figure 1 propose le schéma de principe de ce gradateur automatique. A l'examen du schéma, on s'aperçoit qu'il a fallu employer quelques transistors et bien entendu un triac, véritable interrupteur commandé.

Le montage est construit autour d'un oscillateur à relaxation du type unijonction 2N2646 (T₅).

L'alimentation est réalisée par un transformateur délivrant 12 V au secondaire. Le redressement en pont permet d'obtenir une tension continue d'alimentation et de prélever d'autre part un signal de référence à 100 Hz.

La cellule LDR commande un transistor (T_4) monté en collecteur commun. La tension continue alors disponible au niveau de son émetteur commande la différence de potentiel entre les base 1 et base 2 de l'unijonction. Le courant qui alimente le générateur de dents de scie est appliqué par l'intermédiaire d'un générateur à courant constant afin de conserver une pente linéaire.

Ainsi donc, le potentiomètre P_2 permettra d'obtenir le seuil de fonctionnement ou d'action de cellule photo électrique et P_1 permettra lui de doser l'intensité lumineuse.

En tournant le potentiomètre P_2 à fond à gauche, on annulera l'effet de la cellule, et l'ensemble fonctionnera en gradateur simple.

Réalisation pratique

Pour la réalisation pratique l'auteur a eu recours à l'utilisation d'un circuit imprimé qui supporte la quasi-totalité des composants à l'exception des potentiomètres de réglage et bien entendu de la cellule LDR qui devra être déportée.

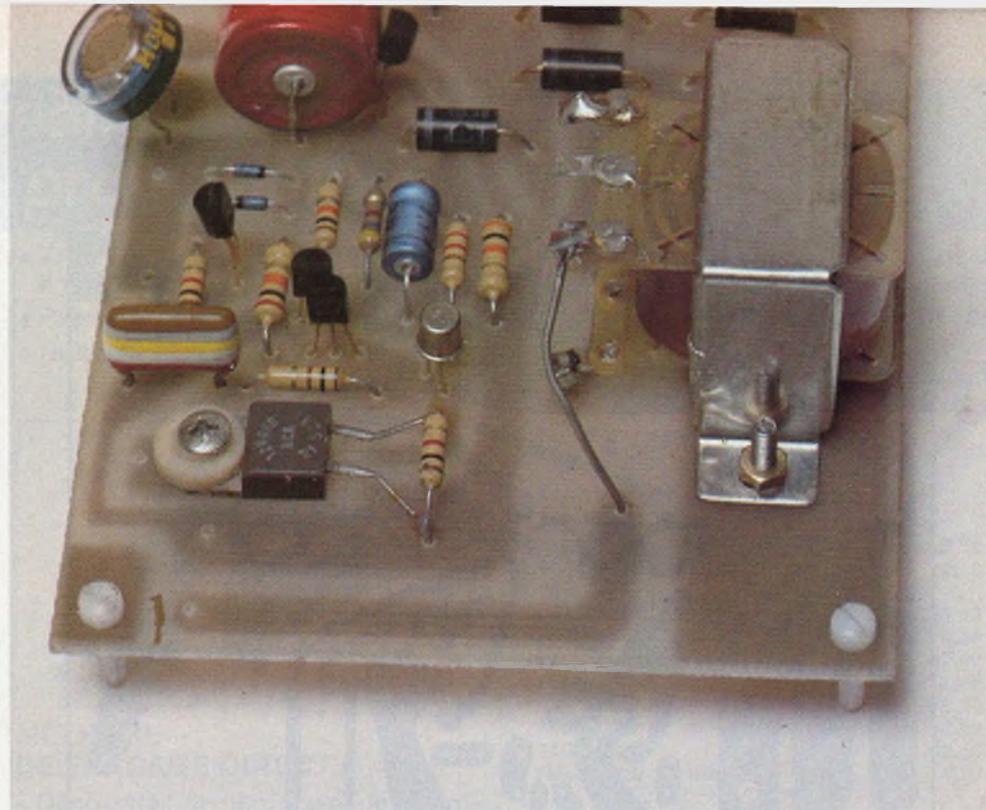


Photo 1. - On aperçoit nettement les soudures des électrodes du triac (A_1 et gâchette) placées sur les connexions de sortie de la résistance R_8 .

La figure 2 précise le tracé du circuit imprimé grandeur nature pour une meilleure reproduction à l'aide de produits de transfert direct genre Mecanorma. L'utilisation de transistors rend encore plus facile l'opération de réalisation du support de montage.

Afin de faciliter le tracé, nous avons adopté la mise en place d'un petit transformateur du type à étrier plutôt qu'un modèle pour circuit imprimé, moins souple d'emploi.

La figure 3 précise l'implantation générale des composants.

Comme règle d'or et d'usage on veillera à la bonne orientation des transistors et l'on repèrera bien le transistor T_3 du type PNP des autres NPN car une inversion serait fatale.

On branchera le triac en dernier lieu sans oublier de souder directement sur les connexions de la résistance R_8 les électrodes A_1 et la gâchette.

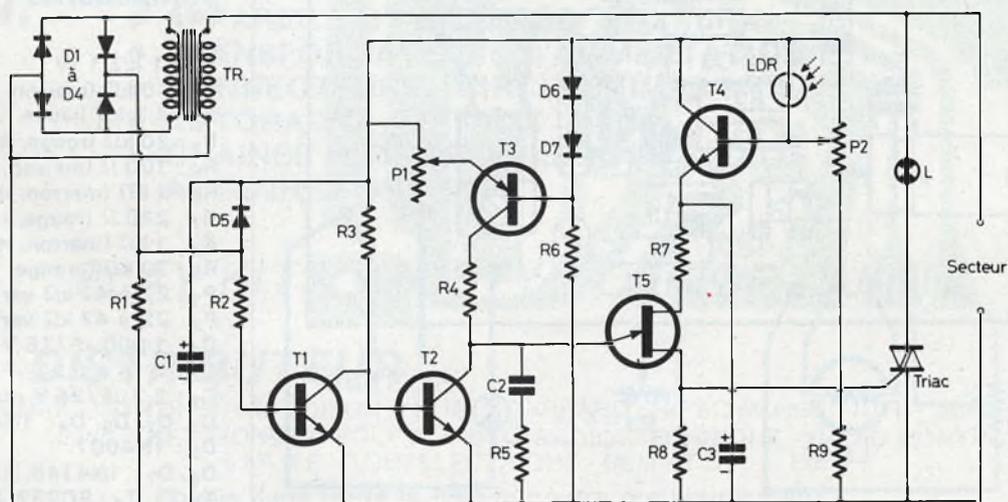


Fig. 1. - Le schéma de principe général du montage est construit autour de quatre transistors dont un unijonction. En sortie, on dispose d'un triac qui permettra de commander une importante puissance.

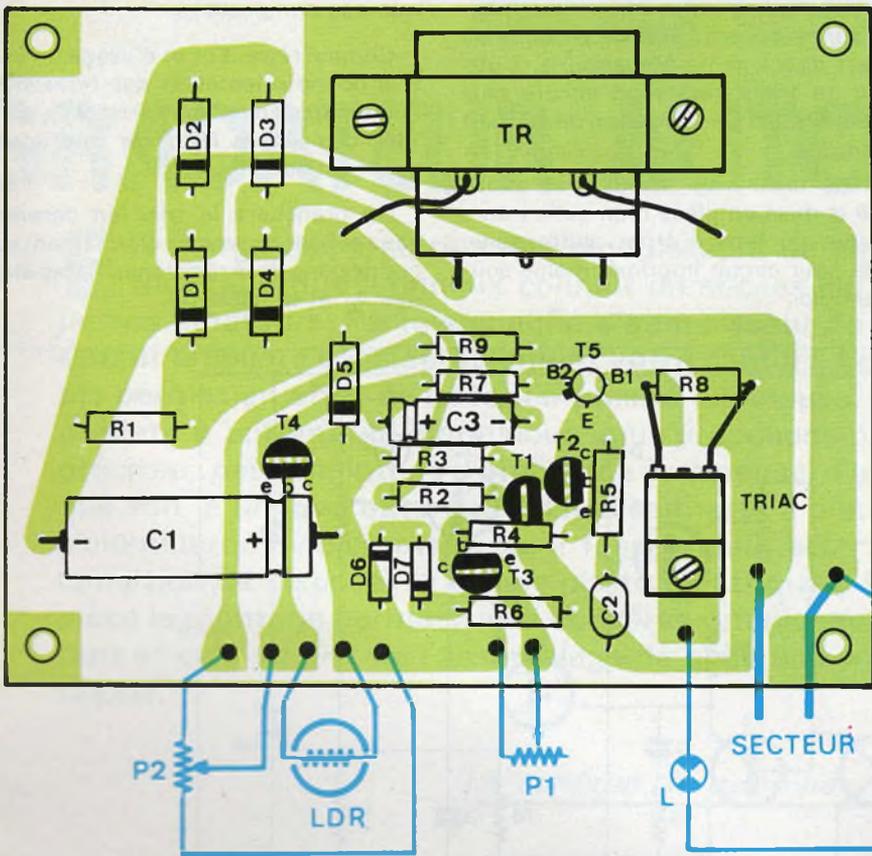


Fig. 2. et 3. - Le tracé du circuit imprimé est publié à l'échelle 1 pour une meilleure reproduction. Côté implantation, on veillera à l'orientation des divers transistors en repérant bien le PNP.



Photo 2. - Un aperçu très coloré du condensateur C_1 de filtrage et de la cellule LDR 05.

Avant toute mise sous tension, on contrôlera le montage et on se rappellera que la charge doit être placée en série avec l'anode A_2 du triac. De même, on pourra placer, en série, un fusible afin d'éviter la destruction du triac.

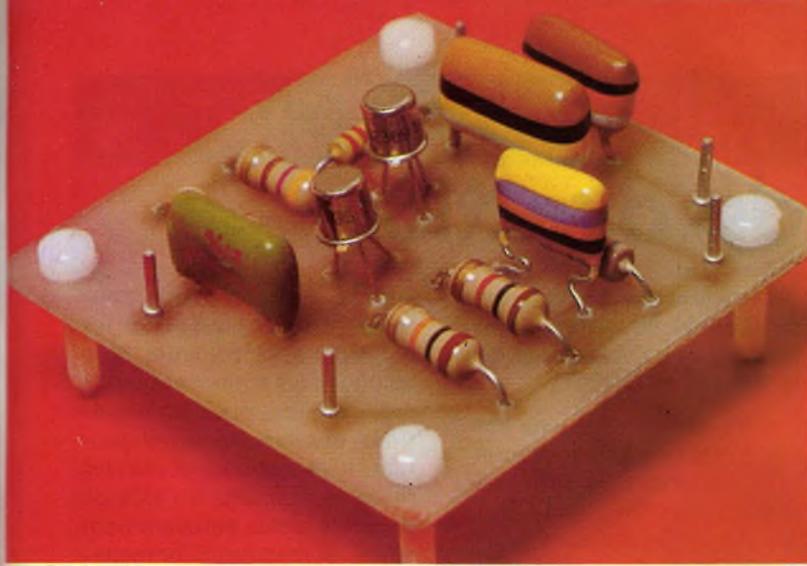
La mise au point se réduira à la manœuvre des potentiomètres (P_1 réglage intensité lumineuse, P_2 seuil de déclenchement en fonction de la lumière ambiante).

On pourra sectionner l'anode centrale A_2 du triac, compte tenu du fait que celle-ci est électriquement reliée à la languette de refroidissement, elle-même boulonnée à la face cuivrée du circuit.

Liste des composants

- R_1 : 1 k Ω 1 W
- R_2 : 10 k Ω (marron, noir, orange).
- R_3 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge).
- R_4 : 20 k Ω (rouge, noir, orange).
- R_5 : 100 Ω (marron, noir, marron).
- R_6 : 1 k Ω (marron, noir, rouge).
- R_7 : 220 Ω (rouge, rouge, marron).
- R_8 : 1 k Ω (marron, noir, rouge).
- R_9 : 30 k Ω (orange, noir, orange).
- P_1 : 22 à 47 k Ω variation linéaire.
- P_2 : 22 à 47 k Ω variation linéaire.
- C_1 : 1 000 μ F / 25 V ou plus.
- C_2 : 0,18 à 0,22 μ F plaquette.
- C_3 : 2,2 μ F / 25 V ou plus.
- D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N4001 à 1N4007.
- D_5 : 1N4007.
- D_6, D_7 : 1N4148, 1N914.
- T_1, T_2, T_4 : BC237, BC238, BC408, BC108 etc. (NPN).
- T_3 : BC250, BC321, 2N2907
- T_5 : 2N2646.
- Triac 6A / 400 V.
- Cellule LDR03, LDR05 ou équivalente.

Préampli d'antenne pour autoradio



LES automobiles sont dotées parfois d'antenne de pavillon très courtes ou bien d'antennes mal placées, ce qui ne permet pas de tirer de son récepteur auto-radio les meilleures conditions de réception.

L'adjonction, ou du moins l'essai préliminaire d'un préamplificateur d'antenne suffit à conférer au récepteur une meilleure sensibilité. Le montage préconisé ne fait appel à aucun bobinage ; il reste par conséquent très simple et à la portée de l'amateur. L'emploi d'un transistor comme étage HF devant un récepteur rend d'excellents services au point de vue du gain lorsque l'appareil ainsi complété est placé dans un endroit où la propagation n'est pas aussi bonne qu'on pourrait le désirer.

Le schéma

La figure 1 propose le schéma de principe complet du préamplificateur d'antenne.

L'étage HF se révèle être du type aperiodique, c'est-à-dire non accordé d'où la facilité de réalisation et l'absence d'accrochages (entrée en oscillation). Le montage s'équipe de transistor 2N2369 ou 2N930 dont les caractéristiques et notamment la fréquence de coupure sont plus que suffisantes pour ce genre d'application.

Comme sur tout montage du type émetteur commun l'entrée s'effectue au niveau

de la base polarisée par les résistances de 27 k Ω et de 10 k Ω . Les tensions HF captées par l'antenne sont transmises par l'intermédiaire du condensateur 100 pF à la base.

On dispose entre la masse et l'émetteur de T₁ d'une cellule de stabilisation 1 k Ω /47 nF tandis que la résistance de charge collecteur de 470 Ω va permettre de prélever les tensions HF préamplifiées.

Le deuxième transistor est monté en collecteur commun et joue le rôle d'adaptateur d'impédance. Pour ce faire la résistance de charge se retrouve dans le circuit d'émetteur.

Le condensateur de 10 nF dirige les tensions HF vers le récepteur.

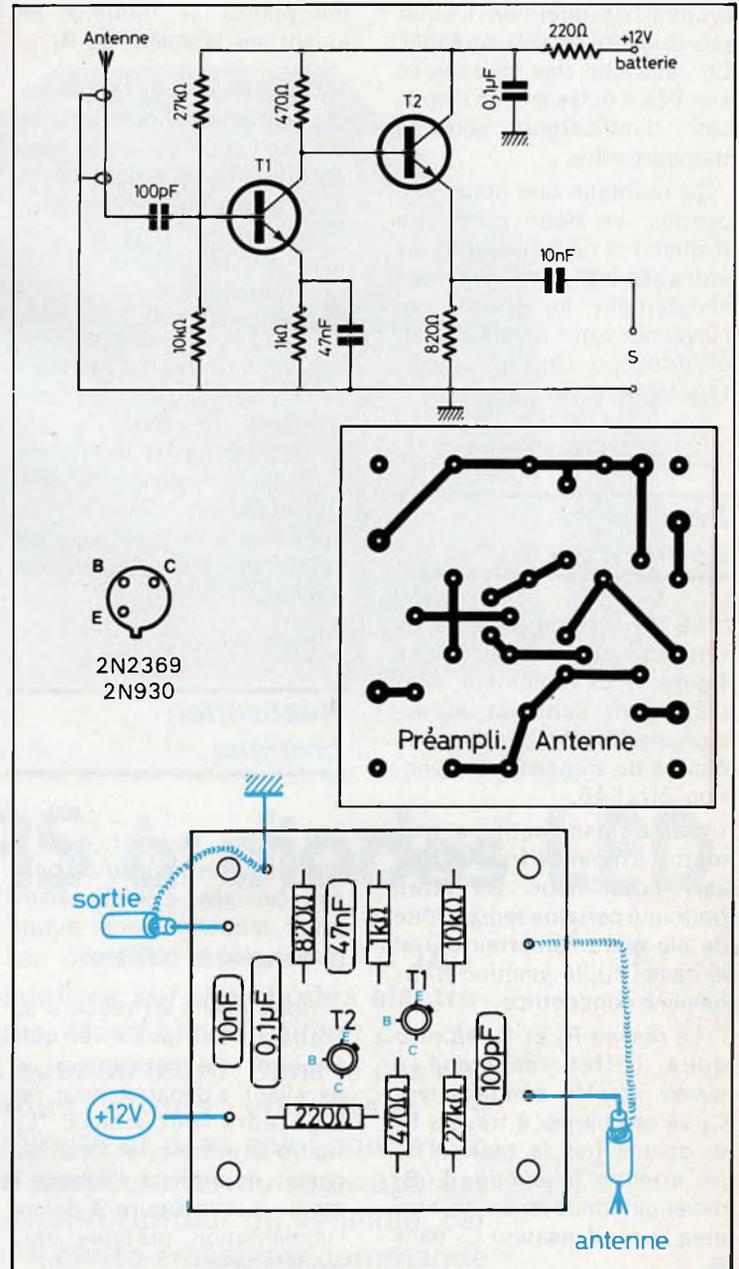
Pour l'alimentation nous utiliserons la batterie du véhicule ou bien une petite pile de 9 V miniature en faisant abstraction de la cellule 220 Ω /0,1 μ F.

Réalisation

La figure 2 précise grandeur nature le tracé du circuit imprimé. Il se reproduira très facilement sur verre époxy à l'aide d'éléments de transfert (rubans et pastilles).

Côté implantation (fig. 3) on veillera à la mise en place des éléments en vérifiant scrupuleusement leur valeur. On ne pourra pas se tromper pour les transistors, compte tenu de leur distribution. E, B, C en triangle.

Le problème le plus délicat se situera au niveau du rac-



cordement à l'antenne d'une part et à l'autoradio d'autre part.

Il faudra, en effet absolument disposer à l'entrée d'une prise antenne femelle, et en

sortie d'un morceau de fil blindé antenne doté d'une fiche antenne mâle qui viendra se brancher à la prise antenne initialement prévue de l'autoradio.

Liste des composants

R₁ = 10 k Ω (marron, noir, orange).
 R₂ = 27 k Ω (rouge, violet, orange).
 R₃ = 1 k Ω (marron, noir, rouge).
 R₄ = 470 Ω (jaune, violet, marron).
 R₅ = 820 Ω (gris, rouge, marron).

R₆ = 220 Ω (rouge, rouge, marron).
 C₁ = 100 pF céramique.
 C₂ = 47 nF plaquette.
 C₃ = 0,1 μ F/plaquette.
 C₄ = 10 nF plaquette.
 T₁, T₂ = 2N2369, 2N930, 2N708.
 Prises antenne « auto », fil blindé, époxy etc.

Indicateur sonore de direction

QU'IL s'agisse d'une moto ou bien d'une auto, le répéteur ou bruiteur de direction n'émet pas toujours un son agréable. En revanche, les puissantes « motos » et les avions disposent d'indicateurs sonores très agréables.

Le montage que nous proposons, va donc permettre d'améliorer votre confort et votre sécurité. Il se branchera simplement au niveau de l'inverseur ou commutateur de direction. Un autre avantage, il ne revient pas cher.

Le schéma de principe

Le schéma de principe de l'indicateur est proposé figure 1. Extrêmement simple, il est construit autour d'un oscillateur à relaxation équipé du transistor unijonction 2N2646.

Cet élément actif va permettre à moindre frais de réaliser l'oscillateur. En effet, pour une certaine tension dite de pic entre l'émetteur (E) et la base (B₁), la jonction E/B₁ devient conductrice.

Le réseau R₁ et C₁ va produire l'effet recherché à savoir, que le condensateur C₁ va se charger à travers R₁ et qu'une fois la tension de pic atteinte, la jonction E/B₁ devenue conductrice déchargera le condensateur C₁ dans R₂.

Les éléments donnés R₁ et C₁ procurent aux bornes de R₂ un signal audible agréable qui pourra se modifier en jouant sur la valeur de R₁.

Compte-tenu de la très faible puissance exigée l'ensemble oscillateur est suivi d'une section amplificatrice réduite à sa plus simple expression. La bobine mobile du petit haut-parleur fait office de résistance de charge pour le transistor NPN T₂.

L'alimentation du montage se fait alors à partir du commutateur de direction par l'intermédiaire de la batterie 12 V de la moto ou du véhicule et par les diodes D₁ et D₂ destinées à ne pas perturber l'effet du commutateur de direction.

Réalisation pratique

Il arrive souvent que la place sous le tableau de bord soit calculée, c'est la raison pour laquelle nous avons miniaturisé le montage.

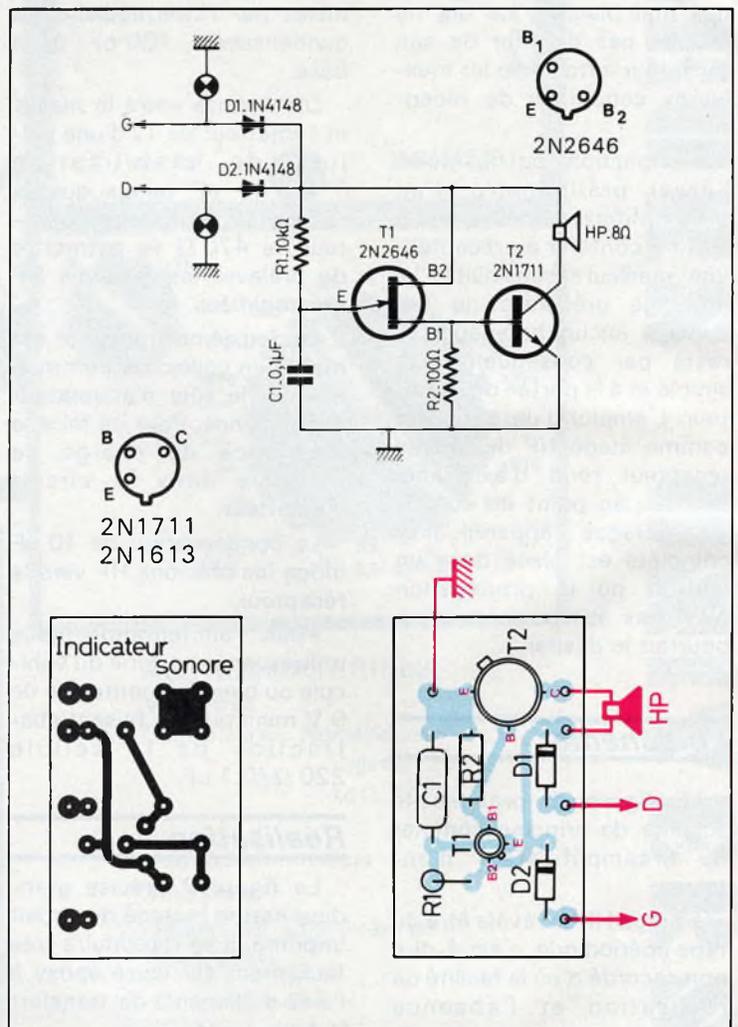
Nous avons eu recours au tracé d'un petit circuit imprimé qui constituera un excellent « départ » pour les amateurs débutants. La figure 2 précise le tracé du circuit imprimé à l'échelle 1 tandis que la figure 3 donne l'implantation pratique correspondante.

On veillera à la bonne disposition du transistor T₁ unijonction et à l'orientation des diodes D₁ et D₂.

Il n'a pas été prévu de coffret, mais l'ensemble se montera aisément à l'intérieur d'un coffret Teko de la série aluminium modèle 2/A.

Pour le raccordement au véhicule, on prendra soin de soigneusement repérer les fils d'alimentations partant aux

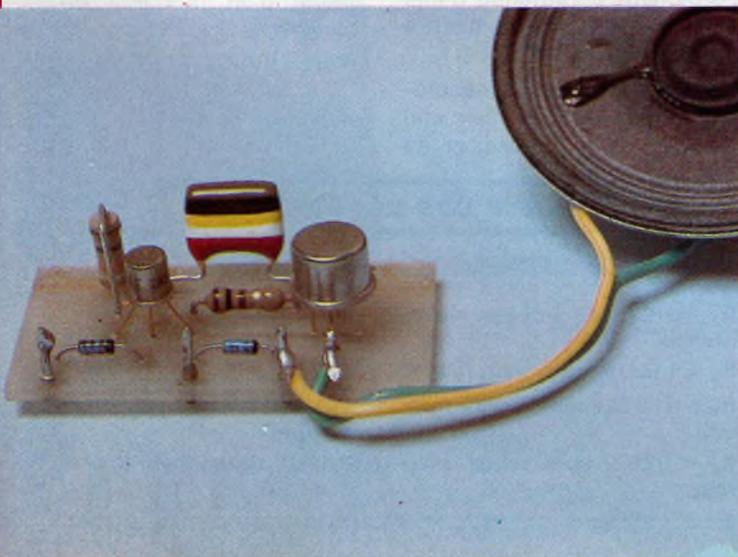
lampes des clignotants gauche et droit. Afin d'éviter les mauvais branchements, une solution plus sûre consistera à prélever les deux informations des lampes de clignotant elles-mêmes et de les relier au montage à l'aide de deux fils isolés suffisamment large. Avant tout branchement on testera le montage en portant les anodes des diodes au plus de l'alimentation.

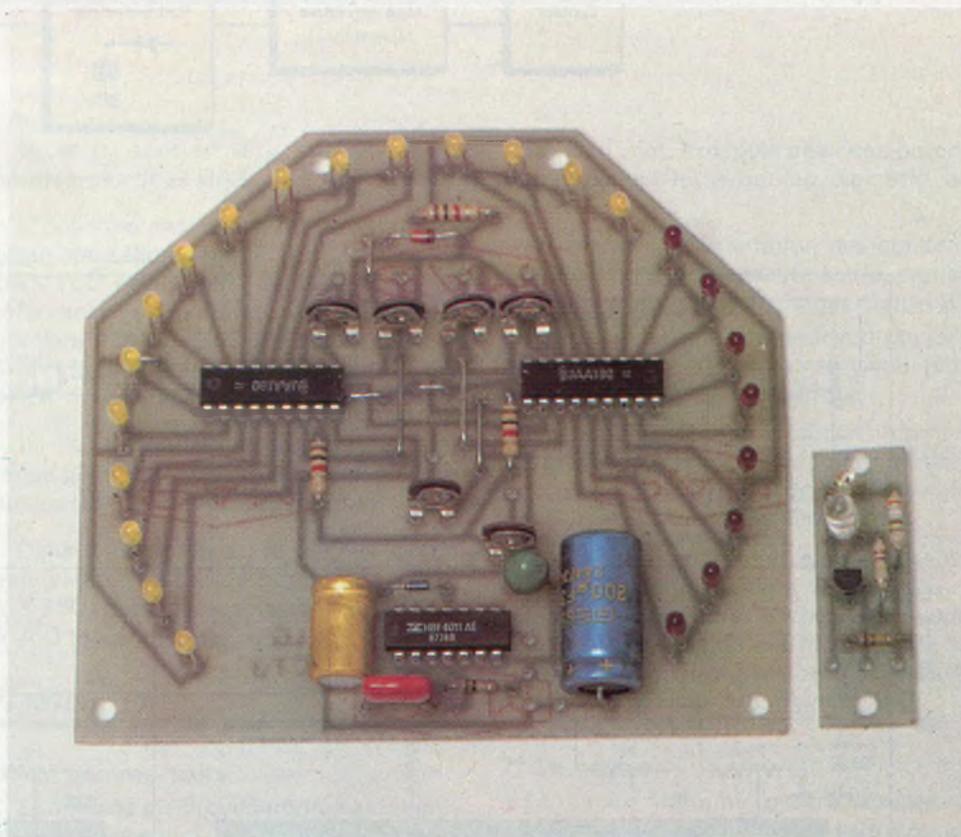


Liste des composants

R₁ = 10 kΩ (marron, noir, orange).
R₂ = 100 Ω (marron, noir, marron).
C₁ = 0,1 μF plaquette.
D₁, D₂ = 1N4148, 1N914.

T₁ = 2N2646, 2N2647 (unijonction).
T₂ = 2N1711, 2N1613 (NPN).
HP = haut parleur bobine mobile 8 Ω ∅ 50 mm.





COMPTE-TOURS à diodes LED

NOS lecteurs connaissent bien les circuits intégrés UAA 180 ; ces derniers permettent de visualiser sur des diodes électroluminescentes des tensions continues. Nous allons utiliser ces circuits pour réaliser un compte-tours auto ou moto. Dans le cas des compte-tours automobiles, nous allons visualiser de 1000 tours/minute à 6750 tours/minute et dans celui pour moto de 2000 tours à 13 500 tours. Une particularité du montage est que la mesure est indépendante du circuit rupteur du véhicule, car nous nous servons d'un petit capteur à photo-transistor commandé par une pièce solidaire de l'embellage du moteur (poulie d'entraînement du ventilateur, etc.).

Schéma synoptique (fig. 1)

Ce schéma nous permet de remarquer la simplicité du montage proposé. Les impulsions reçues par le capteur sont mises en forme par le monostable, redressées et présentées à l'entrée du voltmètre. La tension délivrée à la sortie du redresseur étant proportionnelle à la fréquence des impulsions, nous allons donc bien avoir un affichage en fonction du nombre de tours/minute du moteur.

Schéma de principe (fig. 2)

a) Le capteur

C'est la pièce qui sera près du moteur. La tension d'alimentation est appliquée aux bornes de la diode infra-rouge par une résistance de limitation de courant R_1 ; la lumière infra-rouge émise par la diode va se réfléchir sur un scotch blanc collé sur une pièce du moteur animée par le vilebrequin.

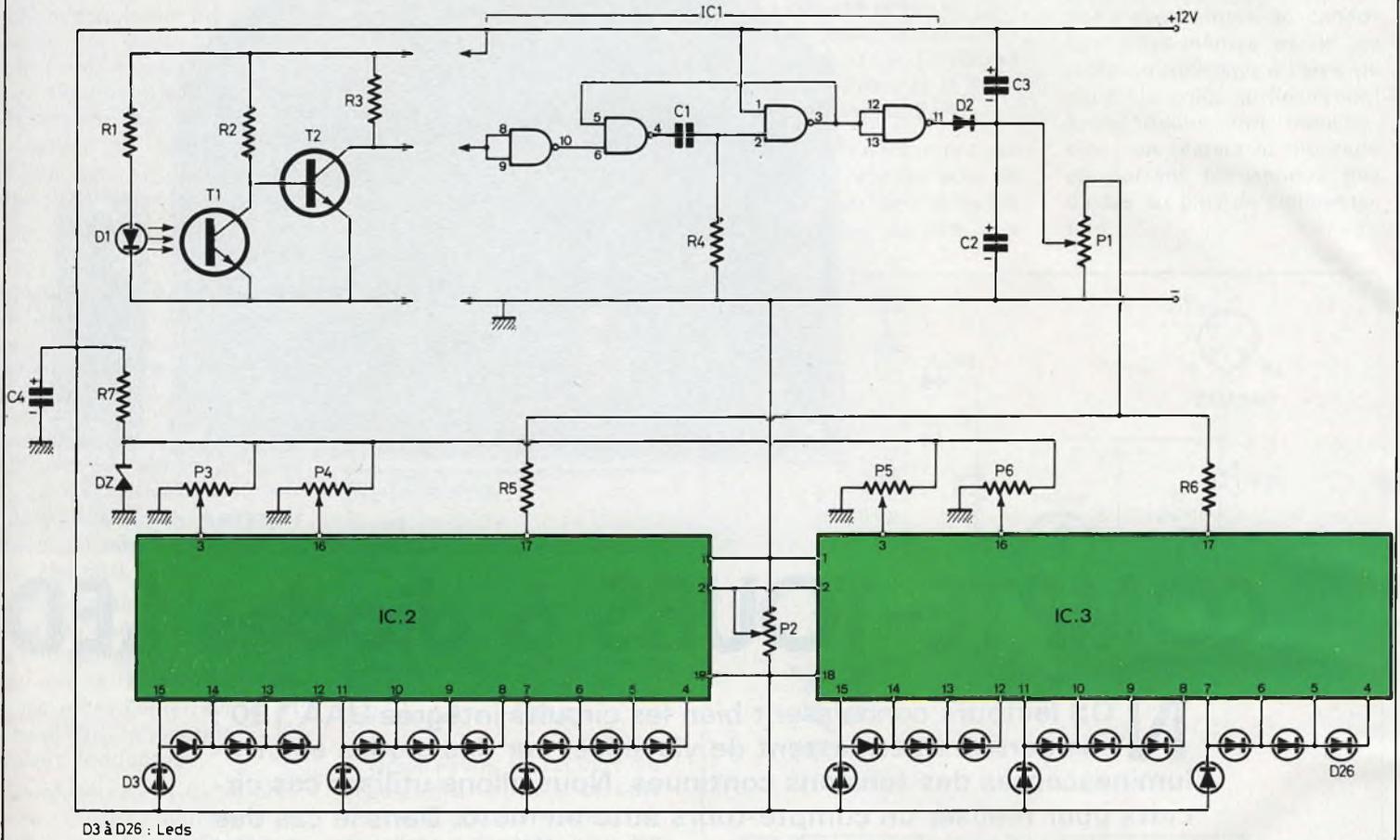
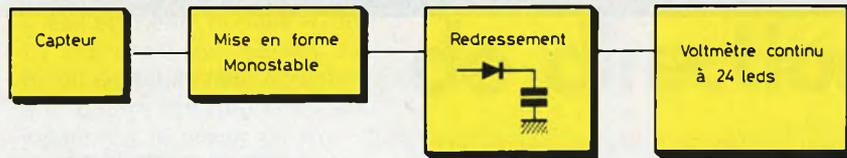
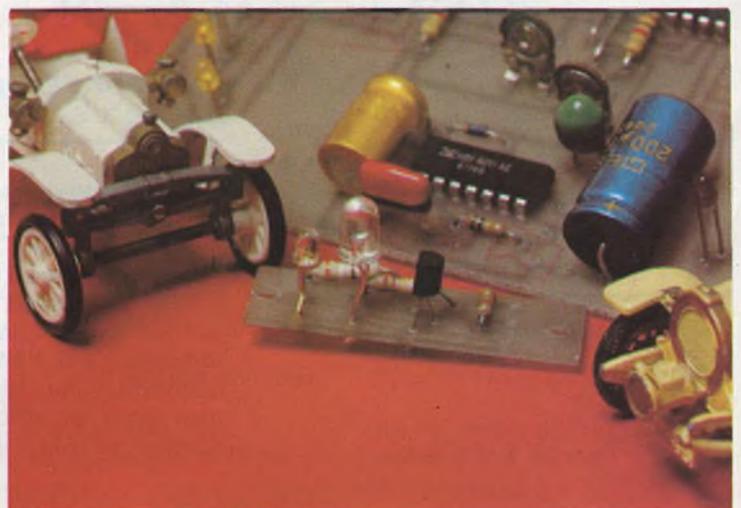
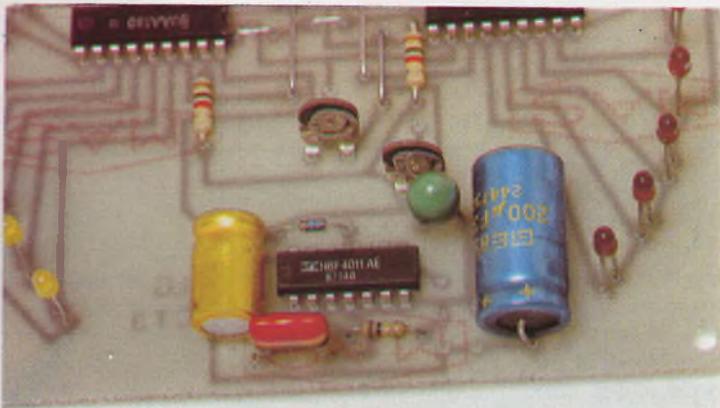


Fig. 1. et 2. - Afin de disposer d'une rampe lumineuse, le montage en question fera appel à deux UAA 180.

Photo 1. - Toute la section « mise en forme » équipée d'un CD 4011.

Photo 2. - Le capteur optique tel qu'il se présente avec son encapsulage transparent.



A chaque tour, la lumière réfléchie va commander le détecteur du capteur. Le photo-transistor T_1 et la résistance R_2 forment un diviseur de tension attaquant la base de T_2 monté en émetteur commun; une résistance R_3 est branchée en série avec le collecteur de T_2 et reliée au 12 V. Au repos, T_1 est bloqué, donc la base de T_2 est polarisée positivement; T_2 conduit alors et la sortie du capteur est au niveau bas.

Lors d'un « Top » T_1 va porter le potentiel de la base de T_2 à 0, donc la sortie sera au niveau haut.

b) Le circuit compte-tours

Le signal venant du capteur est appliqué à la première porte NAND, montée en inverseur, de manière qu'à chaque Top l'entrée du monostable formé par la deuxième et la troisième porte passe de l'état haut à l'état bas.

La sortie du monostable passe alors de 1 à 0 pendant un temps déterminé par C_1 et R_4 , le signal est alors inversé par la 4^e porte NAND. A chaque top on envoie par D_2 , qui redresse le signal, aux condensateurs C_2 et C_3 , une fraction de tension qui s'additionne plus ou moins en fonction de la fréquence d'entrée.

Cette tension est alors appliquée à P_1 qui décharge C_2 et envoie une partie de cette tension au voltmètre.

R_5 et R_6 sont en série avec P_1 et les entrées des deux UAA 180.

N'oublions pas le condensateur de filtrage de l'alimentation C_4 . Les circuits UAA 180 nécessitent deux tensions de références: une référence basse correspondant à la diode de plus faible poids et une référence haute correspondant à la diode de plus fort poids.

R_7 et D_2 donnent la tension de référence générale. P_2 permet le réglage de la luminosité des diodes LED.

Dans le cas présent, le premier circuit indique une vitesse de rotation de 1 000 à 3 750 tours et le second de 4 000 à 6 750 tours/minute.

Réalisation

1) Le compte-tours

Le schéma du circuit imprimé est représenté à l'échelle 1, figures 3 et 4.

Réalisé sur verre époxy cuivré, 1 face; à titre indicatif, on pourra utiliser une plaque épaisseur 16/10 mm avec 35 microns de cuivre.

Pour la réalisation du mylar on préférera au stylo feutre, l'utilisation de bandes et pastilles tranferts.

Tous les trous seront percés avec un

foret de 1 mm, exceptés ceux des potentiomètres qui le seront au diamètre de 1,3 mm.

On veillera à l'orientation des condensateurs et des composants actifs, diodes et circuits intégrés (brochages figure 8).

Le circuit terminé, on pourra dissoudre la résine à l'aide de trichloréthylène, puis vaporiser du vernis électrofuge.

On remarquera que le circuit imprimé est prévu pour le positionnement vertical ou horizontal des potentiomètres selon le modèle dont vous disposerez.

Vous jugerez vous-même de la mise en boîtier selon la place dont vous disposez au tableau de bord. Cependant, vous pourrez vous inspirer du montage de la roulette électronique paru dans le numéro 10 du mois de novembre.

2) Le capteur

Le circuit imprimé est représenté à l'échelle 1 (fig. 5 et 6), il sera réalisé selon le même principe que précédemment.

Nous vous donnons, figure 7, le schéma de fixation du circuit dans le moteur.

Veillez à l'orientation de la diode émettrice (référence CQY 89, boîtier plastique) du phototransistor (référence TIL 78, boîtier plastique) ainsi que du transistor T_2 .

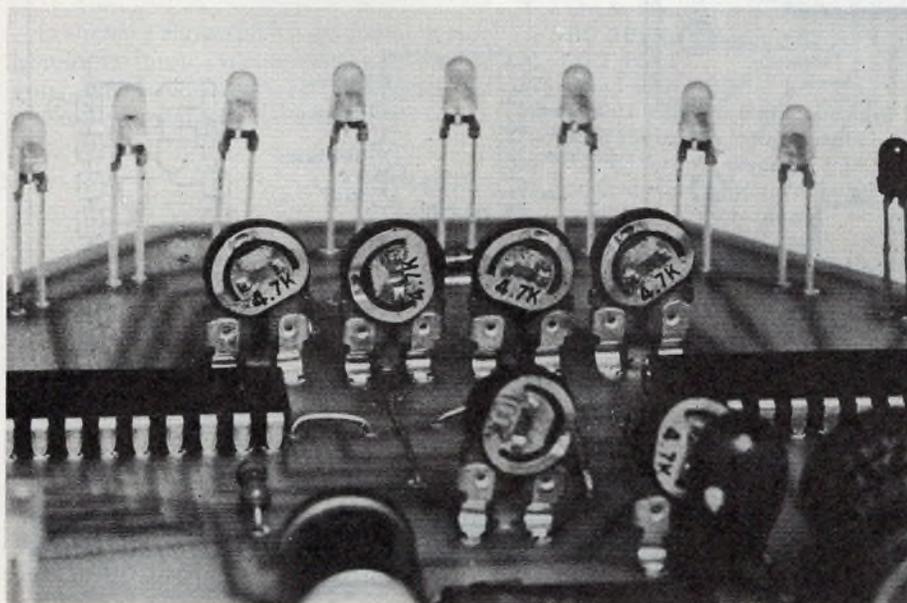
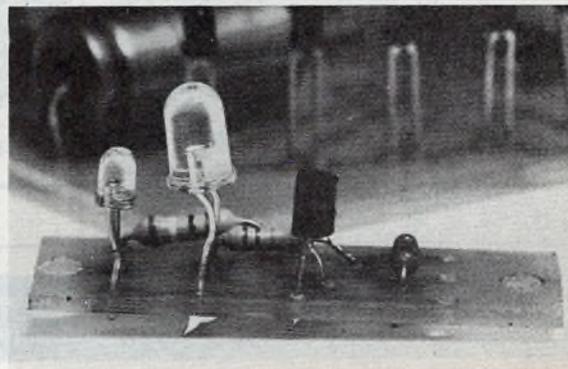


Photo 3. – Le montage comporte quelques résistances ajustables destinées à étalonner l'appareil.

Photo . – Encore un autre aspect du capteur précisant la mise en place des éléments.



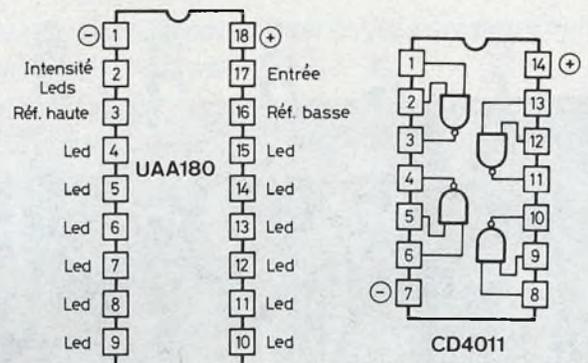
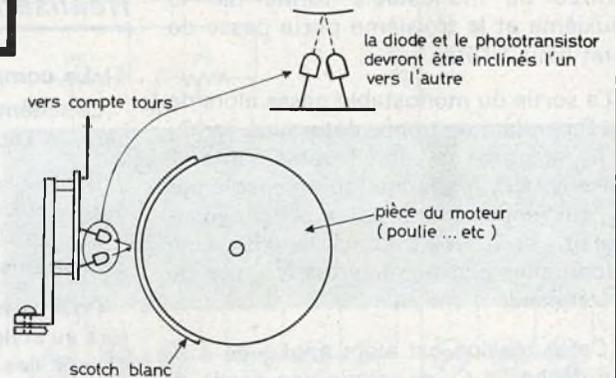
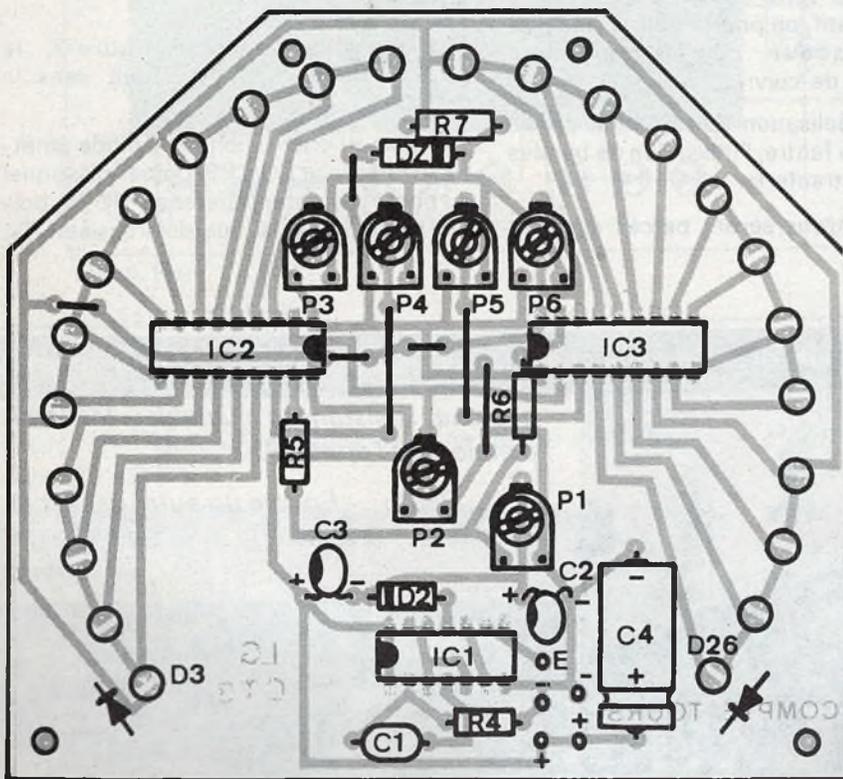
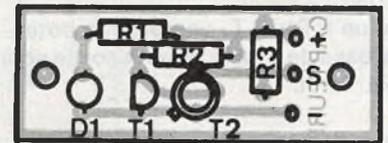
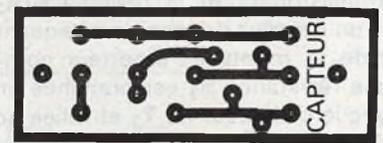
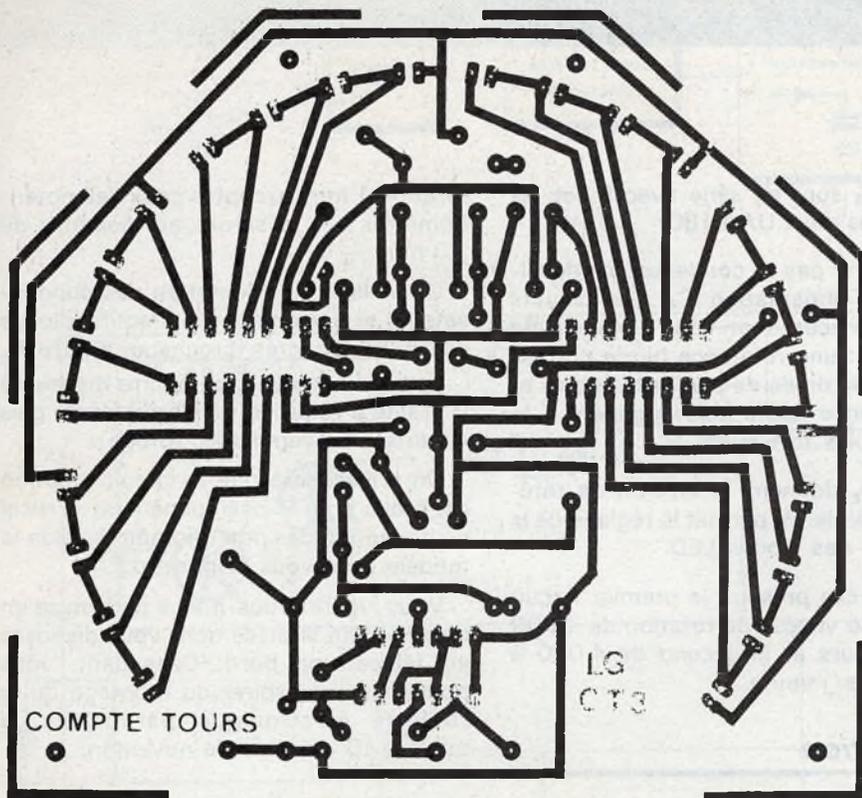


Fig. 3. à 8. - Le tracé du circuit imprimé est publié grandeur nature. Au niveau implantation on n'oublie pas les divers straps de liaisons. Brochage des éléments. Méthode pratique d'utilisation du compte-tours.

Mise en route et réglage

Positions de départ des ajustables	
P ₁ à	3 heures
P ₂ à	3 heures
P ₃ à	12 heures
P ₄ à	12 heures
P ₅ à	12 heures
P ₆ à	12 heures

Brancher l'alimentation sur le circuit compte-tours et le générateur BF entre 0 V et l'entrée du circuit; envoyer une fréquence de 113 Hz à l'entrée et régler P₁ pour avoir une tension de 3 V aux entrées des UAA 180. Manipuler P₅ jusqu'à ce que la dernière LED s'allume. Baisser la fréquence à 67 Hz et régler P₆ pour qu'aucune LED au-dessus de la 13^e ne soit allumée. Baisser la fréquence à 63 Hz, la 13^e LED doit s'éteindre. Manipuler P₃ jusqu'à l'allumage de la 12^e LED. Baisser la fréquence à 17 Hz et régler P₄ pour n'avoir que la première LED allumée.

Les réglages terminés, il ne reste plus qu'à fixer les capteurs près d'une poulie, (ou toute autre pièce tournant à la même vitesse que le vilebrequin), munie d'un bout de scotch blanc qui doit réfléchir la lumière de la diode à chaque fois qu'il passera devant le capteur.

Brancher le capteur par trois fils au compte-tours.

Brancher l'alimentation du véhicule sur le compte-tours. Un coup de démarreur et vous devez voir les LEDS indiquer la vitesse de rotation du moteur.

L. GISCLONG

Compte-tours auto Correspondance	
Tours/mn	Fréquence en Hz
1 000	17
1 250	21
1 500	25
1 750	29
2 000	33
2 250	37,5
2 500	41,5
2 750	46
3 000	50
3 250	54
3 500	58
3 750	62,5
4 000	67
4 250	71
4 500	75
4 750	79
5 000	83
5 250	87,5
5 500	92
5 750	96
6 000	100
6 250	104
6 500	108
6 750	112,5

Liste des composants

DZ : Zener 4,7 V / 400 mW
D₁ : Led infra-rouge CQY 89
D₂ : 1N 4148, 1N 914
D₃ à D₁₈ : Led verte ou jaune
D₁₉ à D₂₆ : Led rouge
T₁ : photo-transistor TIL 78
T₂ : BC 108, 2N 2222, etc.
IC₁ : CD 4011
IC₂ : IC₃ : UAA 180
R₁ : 390 Ω (orange, blanc, marron)
R₂ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R₃ : 12 kΩ (brun, rouge, orange)
R₄ : 100 kΩ (brun, noir, rouge)
R₅ : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
R₆ : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
R₇ : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
C₁ : 22 nF - 100 V
C₂ : 22 μF - 16 V
C₃ : 100 μF - 16 V
C₄ : 220 μF - 35 V
P₁ : 4,7 kΩ
P₂ : 100 kΩ ajustable
P₃ : 4,7 kΩ ajustable
P₄ : 4,7 kΩ ajustable
P₅ : 4,7 kΩ ajustable
P₆ : 4,7 kΩ ajustable

BIBLIOGRAPHIE

L'ELECTROLUMINESCENCE APPLIQUEE

Traduit du russe
par Mme Olga HAQUET

Cet important ouvrage fait pénétrer le lecteur dans un monde scientifique peu connu : la fabrication de lumière à partir de l'énergie électrique sans passer par les phénomènes calorifiques ou les rayonnements quantiques.

Des applications pratiques sont déjà connues du grand public, mais les L.E.D. pour précieuses qu'elles soient ne constituent qu'un aspect du vaste champ offert aux chercheurs. Les auteurs, cette encyclopédie de la question est une œuvre collective, ont le mérite d'expliquer clairement non seulement les phénomènes prometteurs mais également les raisons des échecs.

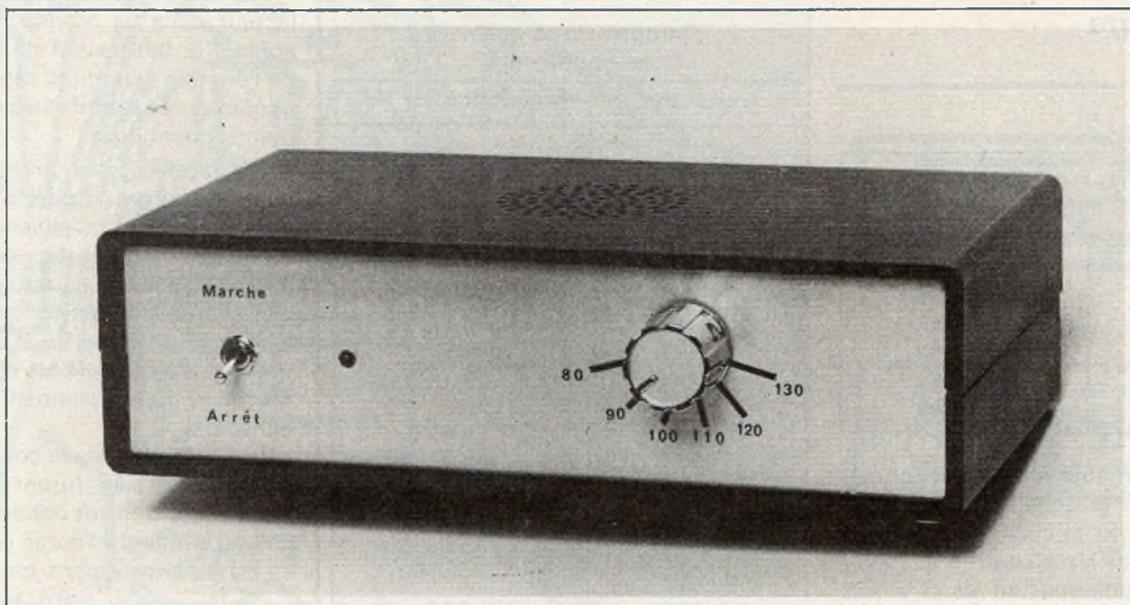
Ces techniques peu connues en France, où pourtant elles furent étudiées depuis longtemps, doivent conduire un jour (proche ou lointain) à l'écran de télévision plat et travaillant à basse tension.

Un ouvrage de 360 pages, format 15 x 21, 164 schémas, couverture couleur. Prix : 100 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.

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

R.E.R. GARE DE LYON



Notre couverture: AVERTISSEUR de dépassement de vitesse

CET appareil monté à bord d'une voiture automobile rendra de précieux services au conducteur quelque peu distrait qui aurait tendance à avoir le pied un peu... lourd. En effet, en cas de dépassement de vitesse autorisée, le dispositif proposé, toujours vigilant, le rappellera à l'ordre par l'émission d'un discret « BIP-BIP » lui permettant ainsi, et ceci sans avoir les yeux fixés en permanence sur son compteur, d'éviter de sérieux déboires avec la maréchaussée...



La figure 1 reprend le synoptique du principe de fonctionnement. Un compteur décimal, fonctionnant de 0 à 9 reçoit des impulsions dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse du véhicule. Ce même compteur est remis périodiquement à zéro par une base de temps tarée à une valeur déterminée, indépendante de la vitesse du véhicule. La vitesse limite est atteinte lorsque le compteur à l'occasion d'occuper la position 9 sans avoir été mis à zéro avant d'atteindre cette position extrême. A ce moment, un dispositif avertisseur se met en action et persistera

aussi longtemps que le véhicule avance à une vitesse supérieure à celle qui a été sélectionnée.

Enfin, un système de synchronisation se trouve inséré entre le compteur et la base de temps de manière à obtenir un « top-départ » bien défini du cycle de mesure correspondant à 2 remises à zéro successives du compteur.

L'information vitesse est fournie par le moteur sous forme d'impulsions prélevées au niveau du rupteur (Delco). L'appareil est taré pour détecter le dépassement

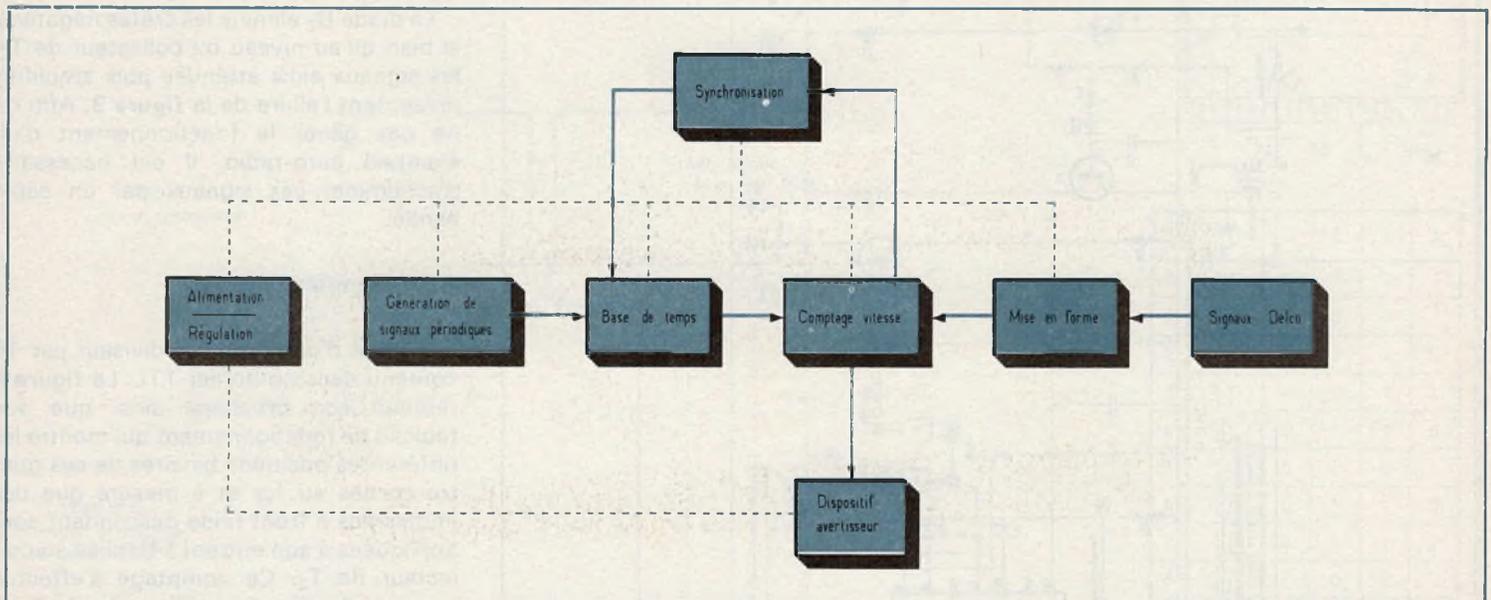


Fig. 1. - Synoptique complet du principe de fonctionnement du montage.

de 6 vitesses : 80, 90, 100, 110, 120 et 130 km/h. Bien entendu, ce tarage est valable dans la mesure où le véhicule aura sa 4^e vitesse enclenchée : celle qui correspond habituellement aux vitesses énumérées ci-dessus.

Le fonctionnement repose donc sur un principe entièrement digital et la précision qui en résulte est tout à fait remarquable.



Schéma général en figure 2.

a) L'alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement de l'ensemble est prélevée sur la batterie du véhicule. Suivant l'état de charge de cette dernière, on relève à ses bornes des tensions pouvant aller de 12 à 16 V. Etant donné l'obligation de dispo-

ser d'une tension de 5 V pour l'alimentation des différents circuits intégrés TTL, il est exclu d'abaisser la tension d'entrée de 16 à 5 V de façon directe, sans risquer la détérioration du régulateur 5 V. Pour cette raison, l'abaissement de la tension d'entrée est effectué en deux étapes.

Un premier étage, constitué par le transistor NPN T_1 , R_1 et la Zener Z fournit une tension de 9 V à sa sortie. Cette tension est d'ailleurs utilisée ultérieurement pour l'alimentation du relais et du dispositif bruiteur. Un deuxième étage comportant le régulateur 5 V fournit l'énergie nécessaire au fonctionnement des autres composants actifs.

Les capacités C_1 , C_2 et C_3 sont absolument nécessaires si l'on veut obtenir un filtrage correct des tensions. En effet, la tension relevée aux bornes d'une batterie, le moteur tournant, est loin d'être constante. Les « pointes » relevées avec un oscilloscope révèlent le fonctionnement de l'alternateur avec toutes ses imperfections. N'oublions pas que de façon générale, la voiture est un mauvais milieu pour l'électronique digitale.

La diode D_1 évite une éventuelle erreur de branchement au niveau des polarités et de ce fait assure la sauvegarde des composants placés en aval. Une LED de $\varnothing 3$ fait office de lampe témoin ; son allumage signale le fonctionnement correct de l'alimentation.

b) Captage et mise en forme de l'information vitesse

Les impulsions sont recueillies sur la sortie D (Delco) de la bobine. Exprimons la fréquence des ouvertures du rupteur en fonction de la vitesse N en t/min du moteur :

Un moteur monocylindre à 4 temps (admission, compression, détente et échappement) a besoin d'une étincelle au niveau de la bougie tous les deux tours de vilebrequin. Etant donné que nous avons affaire à des moteurs 4 cylindres, 4 temps et que les allumages sont répartis, il se produira donc 4 étincelles pour 2 tours de vilebrequin, soit 2 étincelles par tour de vilebrequin.

En 1 minute se produisent donc 2N étincelles, soit en 1 seconde : $2N/60$.

En conséquence :

$$f_{Hz} = \frac{N}{30}$$

Ainsi à 3 000 t/mn la fréquence obtenue sur la sortie D de la bobine est de 100 Hz. Ces impulsions sont envoyées sur un pont diviseur constitué par les résistances R_2 et R_3 , puis par la résistance R_4 , alimentant la base du transistor T_2 . Malheureusement le fonctionnement du rupteur est générateur de nombreuses fréquences parasites qui sont filtrées par les capacités C_4 et C_5 .

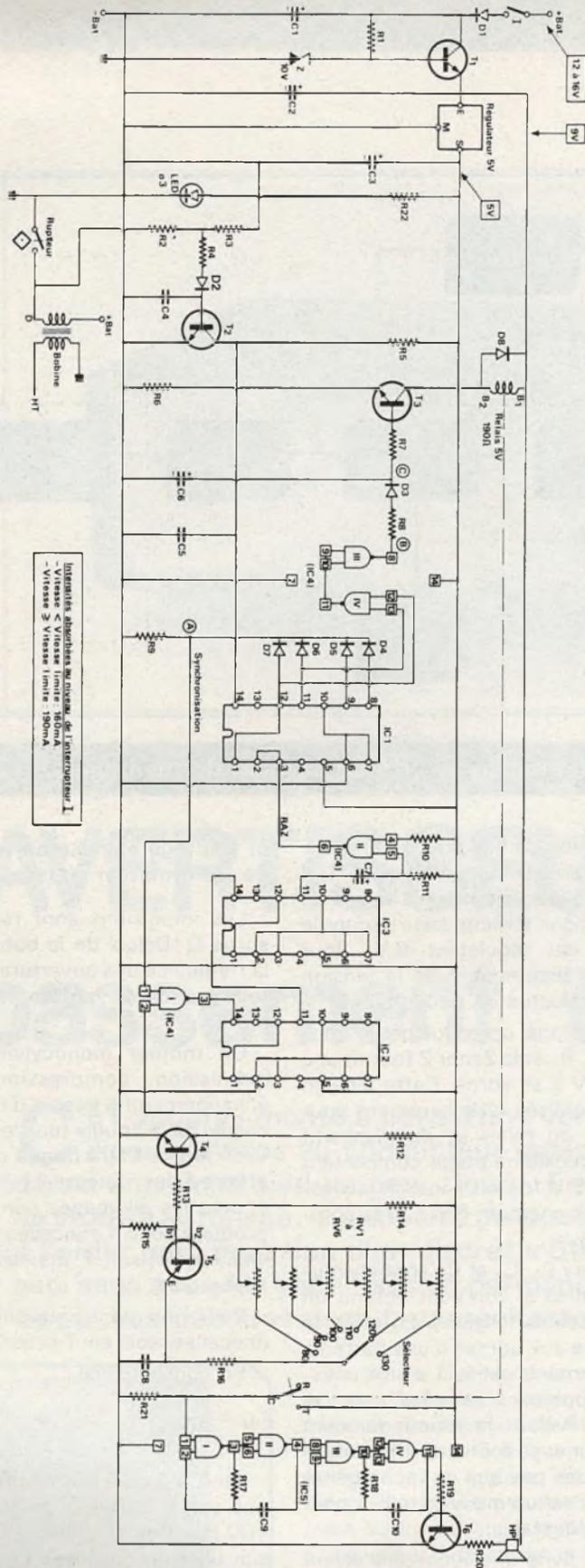


Fig. 2. à 5. – Schéma de principe général. Fonctionnement du compteur de vitesse IC₁. Dispositif avertisseur (production du son intermittent). Brochage et fonctionnement du compteur (SN 7490).

La diode D₂ élimine les crêtes négatives si bien qu'au niveau du collecteur de T₂, les signaux ainsi atténués puis amplifiés présentent l'allure de la figure 3. Afin de ne pas gêner le fonctionnement d'un éventuel auto-radio, il est nécessaire d'acheminer ces signaux par un câble blindé.

c) Le compteur vitesse

Il s'agit d'un compteur diviseur par 10 contenu dans un boîtier TTL. La figure 4 reprend son brochage ainsi que son tableau de fonctionnement qui montre les différentes positions binaires de ses quatre sorties au fur et à mesure que des impulsions à front raide descendant sont appliquées à son entrée [14] reliée au collecteur de T₂. Ce comptage s'effectue tant que les broches [2] et [3] (RAZ) se trouvent au niveau logique 0. Les sorties A B C D sont reliées sur un point commun (A) par les diodes D₄ à D₇. La figure 3 présente le niveau logique en (A) suivant les positions des sorties. Ce niveau est à 0 uniquement pour la position 0000 du IC₁. Il se trouve à 1 dans tous les autres cas. Cette propriété sera utilisée ultérieurement au paragraphe « Synchronisation ».

Les deux portes NAND III et IV de IC₄ décodent la position particulière 1 0 0 1 du compteur (qui correspond à la position 9). En effet, à cette position les deux entrées de la porte NAND IV se trouvent simultanément à 1 ; il en résulte l'apparition du niveau logique 0 à la sortie de la porte et, par inversion, le niveau 1 à la sortie [8] de la porte NAND III.

La figure 4 représente également à titre de rappel le brochage désormais connu ainsi que le fonctionnement du boîtier TTL SN 7400. En définitive, au point (B) du schéma général on obtient :

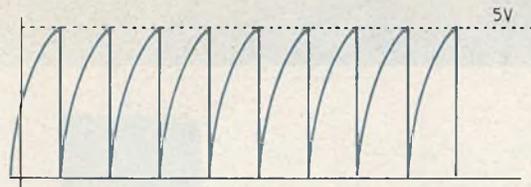
- le niveau logique 0 pour les positions de 0 à 8 de IC₁ ;
- le niveau logique 1 pour la position 9 de IC₁.

En conséquence lorsque IC₁ n'a pas été remis à zéro suffisamment tôt, il y a apparition périodique du niveau 1 en (B) comme le montre la figure 3.

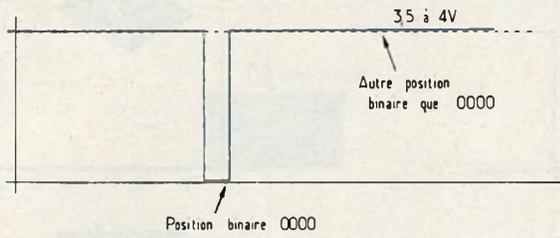
d) Dispositif avertisseur

L'apparition périodique du niveau 1 en (B) a pour effet la charge progressive de la capacité C₆ par R₈ et D₃. La tension qui en résulte produit un courant base-émet-

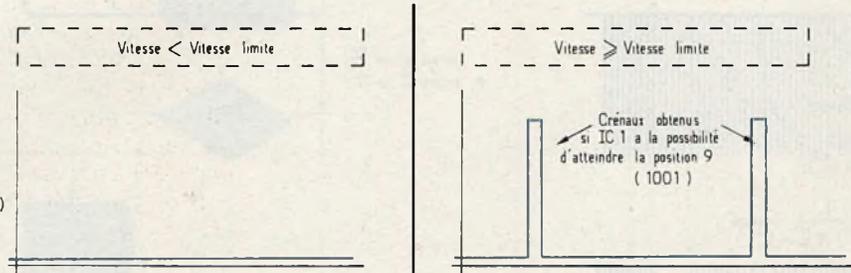
Signaux à l'entrée 14



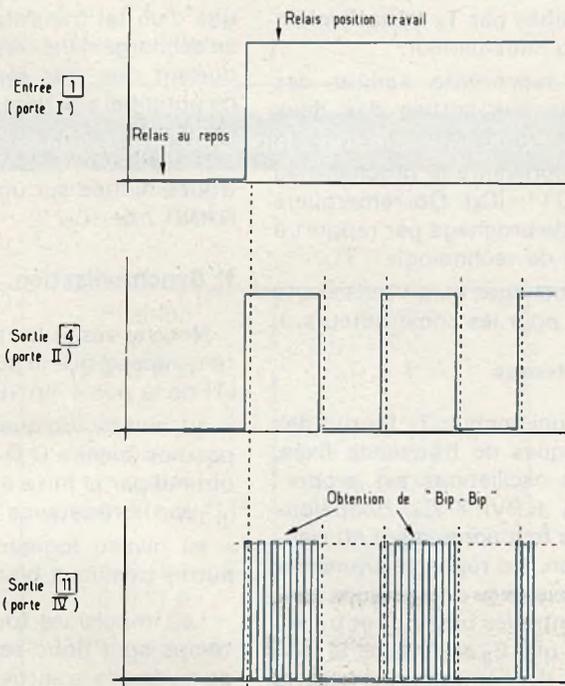
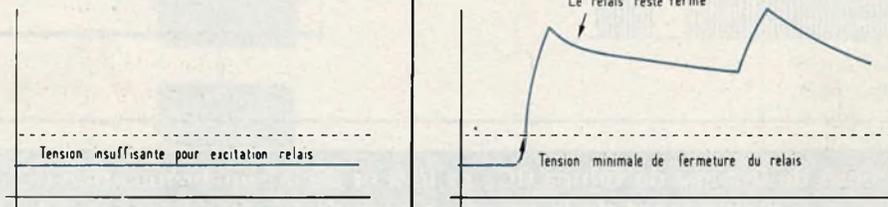
Signaux en A (sortie synchronisation)



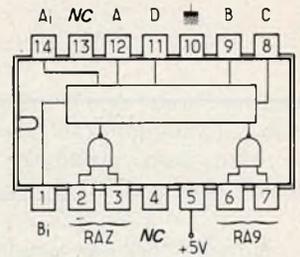
Signaux en B (sortie du groupement des portes NAND III et IV)



Signaux en C (base de T3)

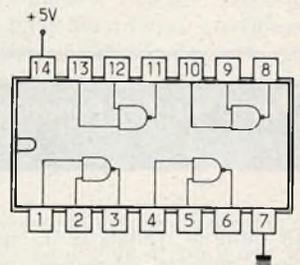


Brochage et fonctionnement du compteur IC 1 (SN 7490)

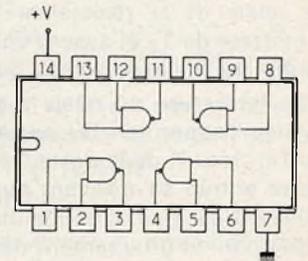


Entrée 14	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Brochage et fonctionnement de IC 4 (4 portes NAND à 2 entrées) SN 7400



Brochage de IC 5 MOS 4011 (4 portes NAND à 2 entrées)



E1	E2	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

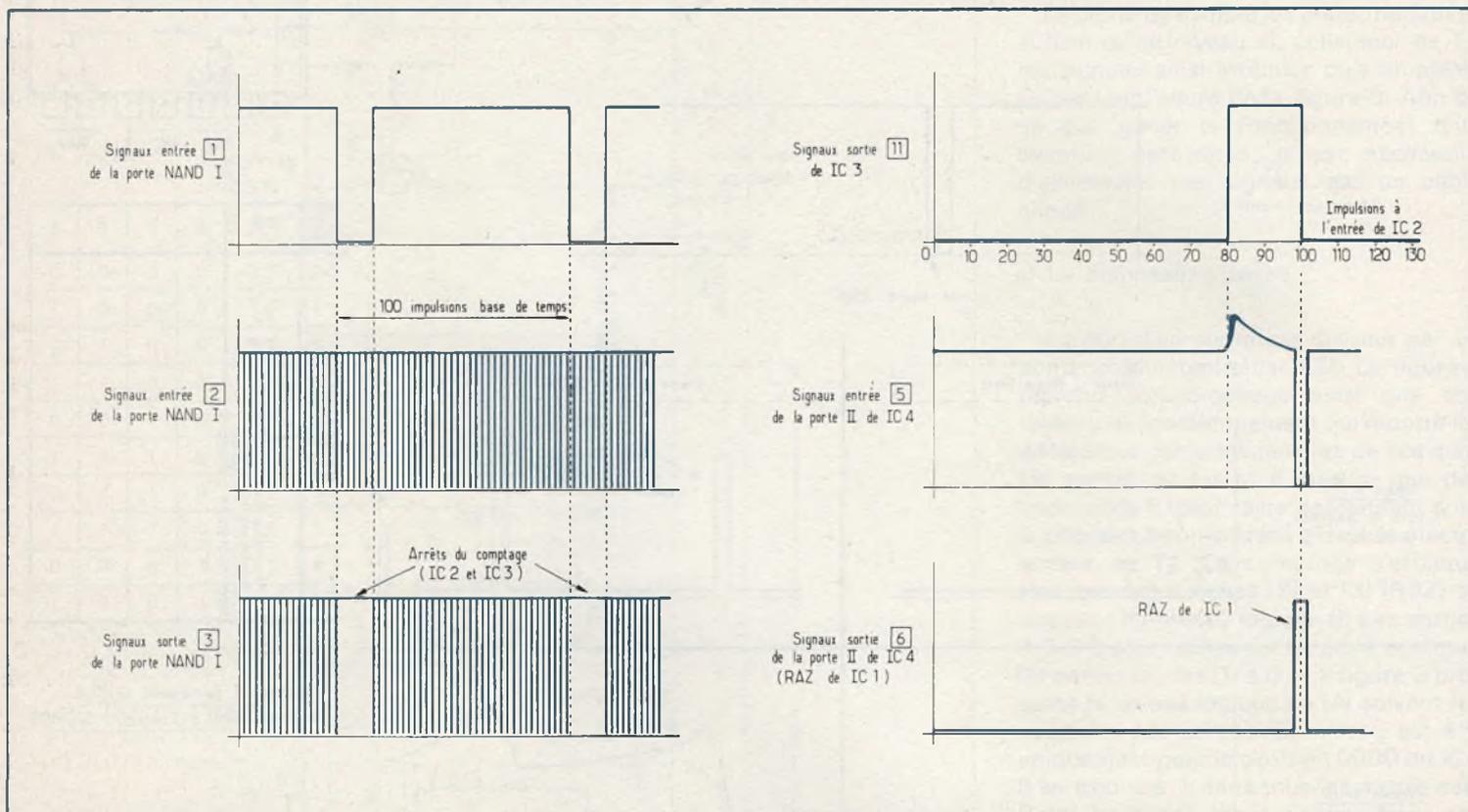


Fig. 6. et 7. – Fonctionnement de la base de temps (IC₂ et IC₃) et de la synchronisation (IC₄ porte I). Fonctionnement de la remise à zéro de IC₁.

teur dans le transistor T₃ qui conduit et assure ainsi la fermeture du relais (voir figure 3 : signaux sur base de T₃). Ce relais reste fermé aussi longtemps que le compteur IC₁ fournit des impulsions périodiques en position 9. La diode D₈ protège T₃ des effets de self du bobinage du relais et la résistance R₆ stabilise l'émetteur de T₃ et assure une tension de l'ordre de 5 V aux bornes du relais.

La fermeture du relais a pour conséquence l'apparition du niveau logique 1 sur l'entrée [1] de la porte NAND I de IC₅ (cette entrée se trouvant auparavant au niveau 0 par R₂₁). Il en résulte l'entrée en oscillation du groupement des portes I et II de IC₅. La période de ces oscillations est proportionnelle à R₁₇ x C₉ (donc de fréquence très basse). A chaque fois que la sortie de ce premier groupement de portes se trouve donc au niveau 1, le deuxième étage groupant les portes NAND III et IV rentre à son tour en oscillation de période R₁₈ x C₁₀ qui constitue une fréquence « musicale ». Ces « BIP-

BIP » sont amplifiés par T₆ et actionnent la membrane du haut-parleur.

La figure 5 représente l'allure des signaux obtenus aux sorties des deux groupements de portes NAND.

La figure 4 représente le brochage du boîtier MOS 4011 (IC₅). On remarquera les différences de brochage par rapport à son homologue de technologie TTL.

(Unifier les brochages aurait sans doute été trop simple pour les constructeurs...).

e) La base de temps

Le transistor unijonction T₅ fournit des signaux périodiques de fréquence fixée. La période des oscillations est proportionnelle à (R₁₆ + RV) x C₈. Rappelons tout de même le fonctionnement du transistor unijonction. Au repos ce transistor présente une résistance de quelques centaines d'ohms entre les bases b₂ et b₁. Au fur et à mesure que C₈ se charge, la tension au niveau de l'émetteur atteint la valeur de « pic » qui est une caractéristi-

que d'un tel transistor. A ce moment C₈ se décharge dans l'émetteur de T₅ en produisant une très sensible augmentation de potentiel aux bornes de R₁₅. Cette augmentation de potentiel est inversée et amplifiée par le transistor NPN T₄ et se trouve dirigée sur une entrée de la porte NAND I de IC₄.

f) Synchronisation

Nous avons vu au paragraphe c (Compteur vitesse) que le point (A) relié à l'entrée [1] de la porte NAND I de IC₄ se trouve :

- au niveau logique 0 si IC₁ occupe la position binaire 0 0 0 0 (le niveau 0 est obtenu par la mise à la masse de l'entrée [1] par la résistance de faible valeur R₉);
- au niveau logique 1 pour toutes les autres positions binaires de IC₁.

Les impulsions fournies par la base de temps sont donc seulement répercutées au niveau de la sortie [3] de la porte NAND I, si IC₁ n'occupe pas la position 0 0 0 0.

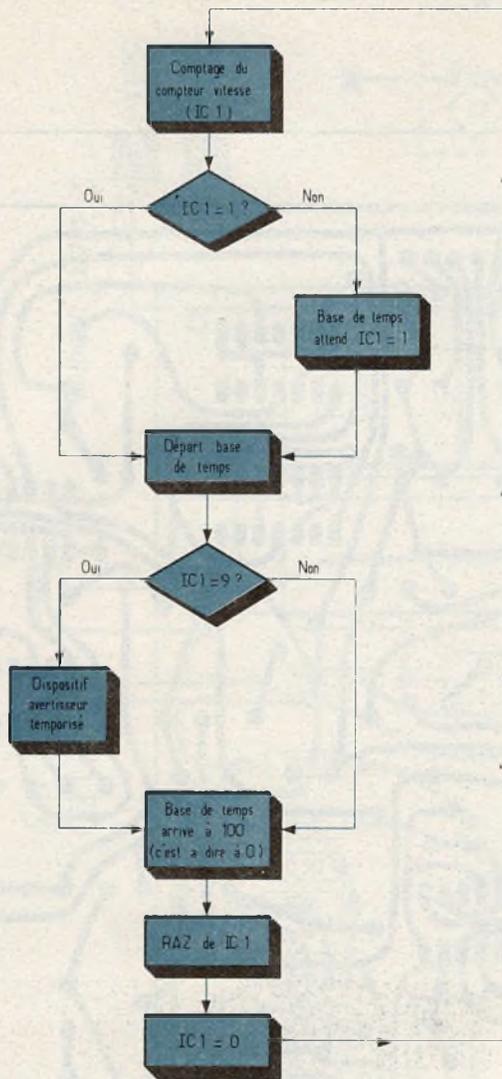


Fig. 8. - Algorithme de fonctionnement pour un cycle.

Il s'agit bien d'une synchronisation étant donné que les compteurs IC₂ et IC₃ ne peuvent démarrer qu'à partir du moment précis où IC₁ occupe la position 1 (0 0 0 1).

La figure 6 illustre le fonctionnement de cette porte NAND de synchronisation.

g) Remise à zéro périodique de IC₁

Les compteurs IC₂ et IC₃ sont également des compteurs décimaux branchés en série. En définitive, à la sortie [11] de IC₃, on trouve la fréquence d'entrée [14] de IC₂ divisée par 100.

Le niveau logique de la sortie D [11] de IC₃ évolue donc de la façon suivante :

Il y a passage du niveau 1 au niveau 0 au moment où se produit la 100^e impulsion. Ce passage à 0 entraîne la charge de C₇ d'où une rapide apparition du niveau 0 à l'entrée [5] de la porte NAND II de IC₄. Il en résulte une apparition périodique très courte du niveau 1 à la sortie [6] de cette même porte NAND. Le compteur IC₁ est donc remis à zéro toutes les 100 impulsions de la base de temps. La figure 7 illustre le fonctionnement de cette porte II de remise à zéro.

La figure 8 représente l'algorithme complet du fonctionnement de l'ensemble.

A titre d'exemple calculons les diverses valeurs des fréquences et périodes lorsque la base de temps est calée sur une position telle qu'elle est sensée détecter une vitesse limite correspondante à une rotation de 3 000 t/mn du moteur.

$$f \text{ comptage} = N/30 \text{ Hz} \iff$$

$$f_c = 100 \text{ Hz}$$

$$\text{et } T_c = 10 \text{ ms.}$$

La fréquence d'avertissement de IC₁ (passage de 1 à 9) est donc 8 fois inférieure à la fréquence du comptage, d'où :

$$f_{av} = 100/8 = 12,5 \text{ Hz}$$

$$\text{et } T_{av} = 80 \text{ ms.}$$

La base de temps au niveau du transistor unijonction doit donc présenter une fréquence 100 fois supérieure à cette fréquence critique, d'où :

$$f_t = 1 \text{ 250 Hz}$$

$$\text{et } T_t = 0,8 \text{ ms.}$$

Le groupement R₁₆ + R_V et C₈ doit donc correspondre à une constante de temps de 0,8 ms.

N° d'ordre décimal (impuls. d'entrée)	Position IC ₂ D C B A	Binaire IC ₃ D C B A	Niveau de [11] de IC ₃
0	0 0 0 0	0 0 0 0	0
1	0 0 0 1	0 0 0 0	0
2	0 0 1 0	0 0 0 0	0
...
79	1 0 0 1	0 1 1 1	0
80	0 0 0 0	1 0 0 0	1
...
99	1 0 0 1	1 0 0 1	1
0	0 0 0 0	0 0 0 0	0



a) Circuit imprimé et implantation des composants

Il est réalisé sur verre époxy. Son tracé figure à l'échelle 1 en **figure 9**. Il est vivement conseillé d'avoir recours aux différents produits de transfert disponibles sur le marché (bandelettes adhésives, décalcomanies, etc.). Tous les trous sont percés à l'aide d'un foret de 1 mm.

La **figure 10** indique le plan d'implantation des différents composants. Attention à l'orientation du repère des différents circuits intégrés; de même, il convient de veiller soigneusement au respect de la polarité des capacités électrolytiques, des diodes et des transistors.

Le transistor T_1 est coiffé d'ailettes de refroidissement. Le régulateur 5 V est également refroidi par un petit radiateur confectionné en tôle d'aluminium ou de laiton comme indiqué en **figure 9**.

Le raccordement avec le sélecteur 6 positions est à réaliser de préférence avec du câble du type « multiconducteurs » dont les différentes couleurs évitent d'éventuelles erreurs de branchement. Ne pas oublier de débrancher le fer à souder lors de la soudure des broches de IC₅ (MOS).

b) La mise en boîte

Le coffret de la photographie est un coffret plastique du commerce de dimensions extérieures 200 x 115 x 55. Mais le circuit imprimé peut également se loger par modification très légère des dimensions extérieures dans un coffret de la gamme Teko « 363 » de 215 x 130 x 75 (pupitre).

Les fiches banane (embases) d'alimentation, la prise femelle de raccordement au Delco, l'interrupteur et le sélecteur peuvent être fixés sur le couvercle du boî-

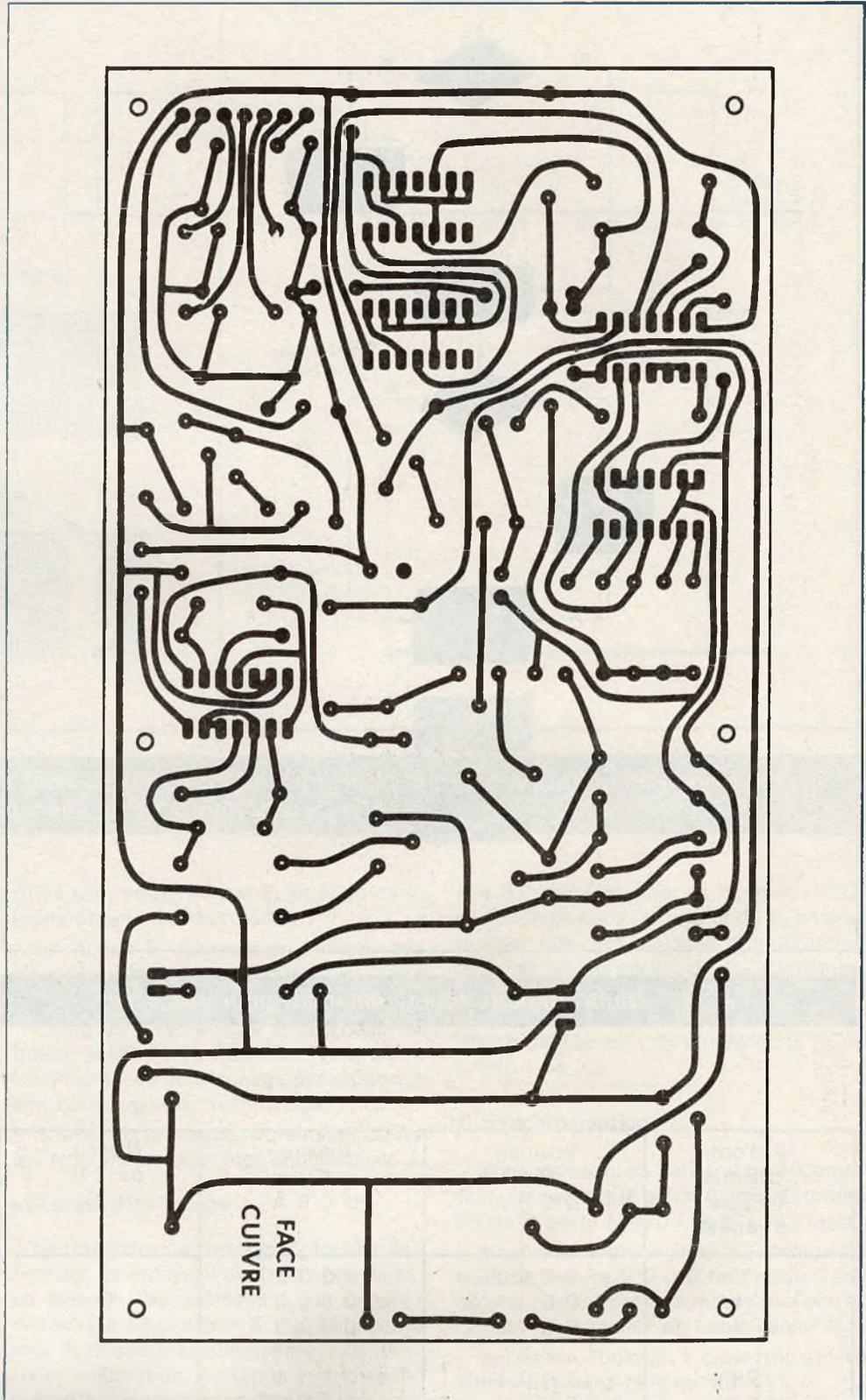
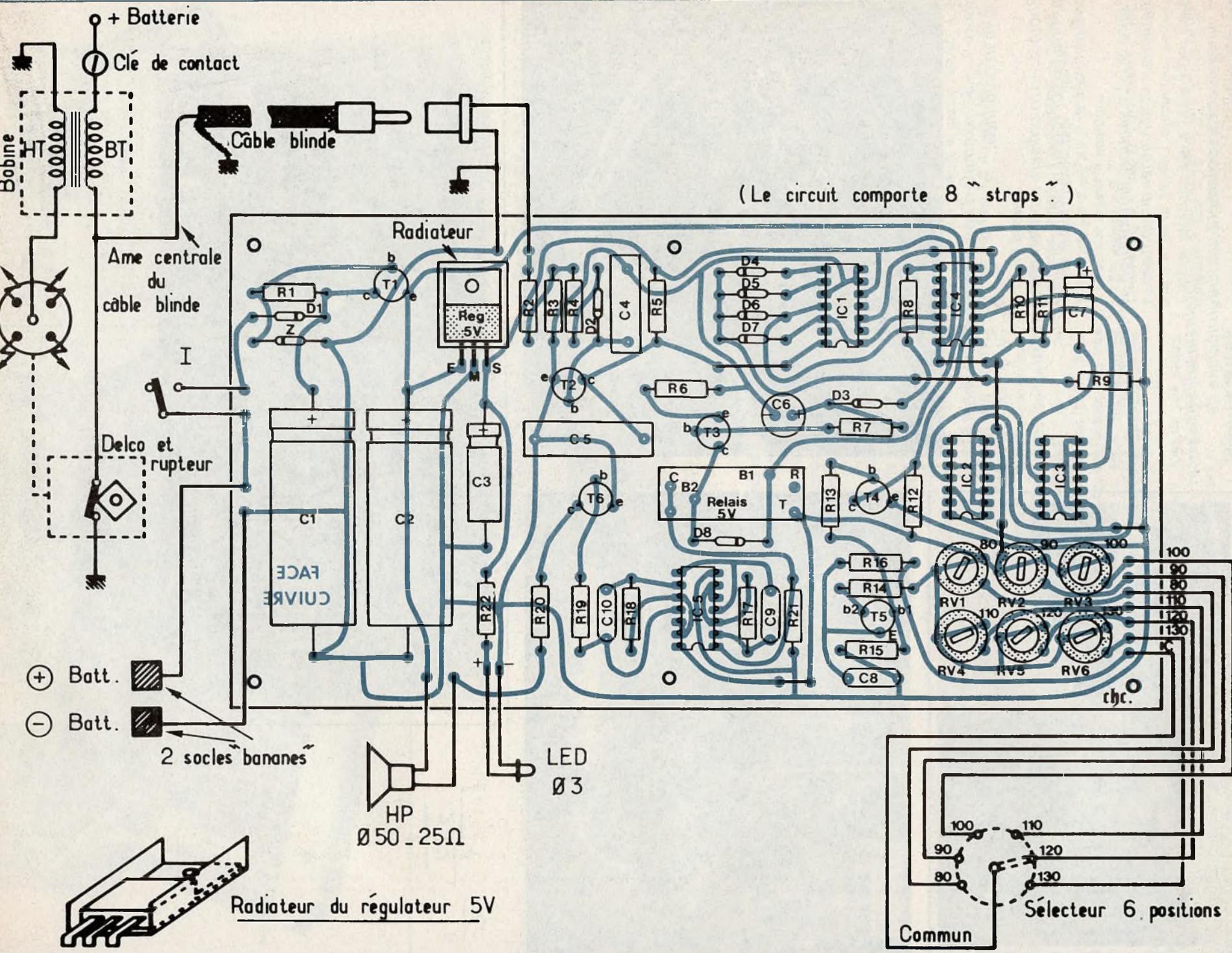


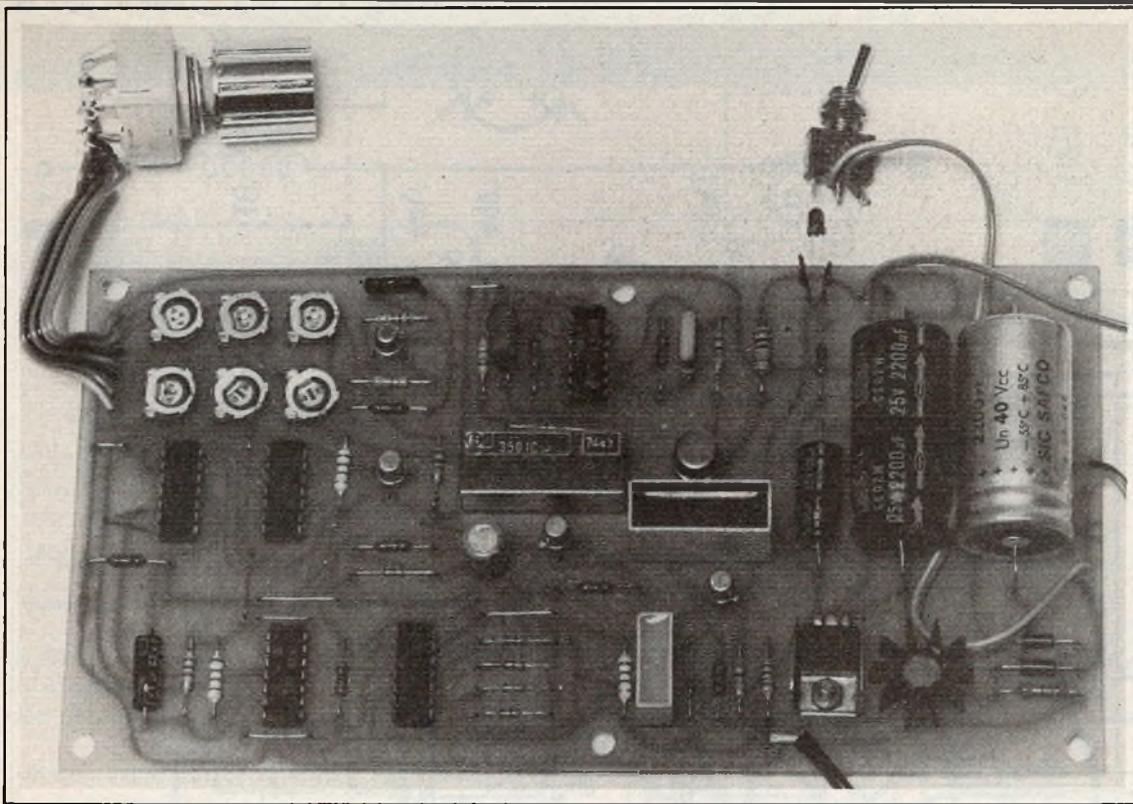
Fig. 9. et 10. – Tracé du circuit imprimé publié grandeur nature. Implantation générale des composants sur le circuit.

(Le circuit comporte 8 "straps")



Radiateur du régulateur 5V

Sélecteur 6 positions



$$\begin{array}{r} 1 \\ 2 \mid 3 \\ \hline 4 \end{array}$$

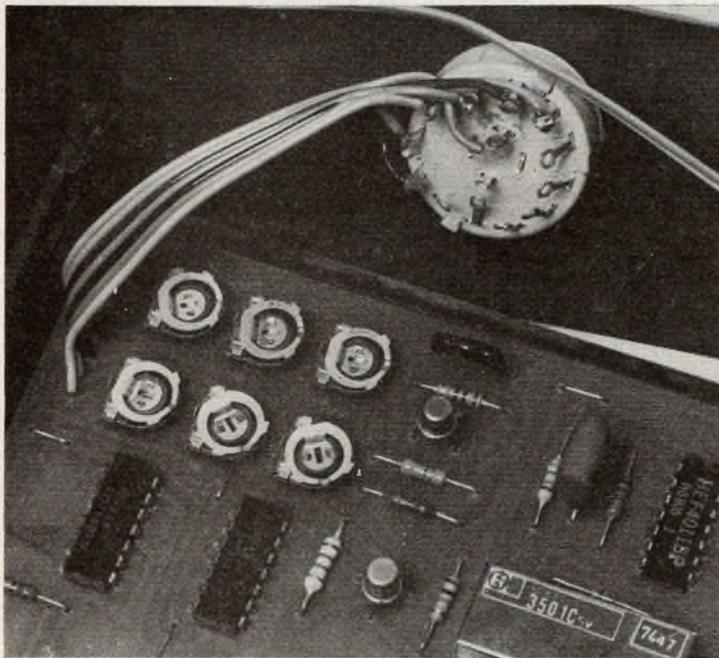
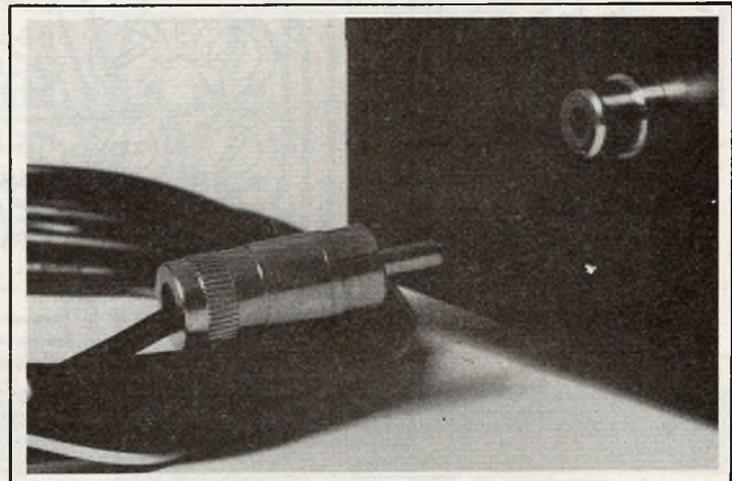
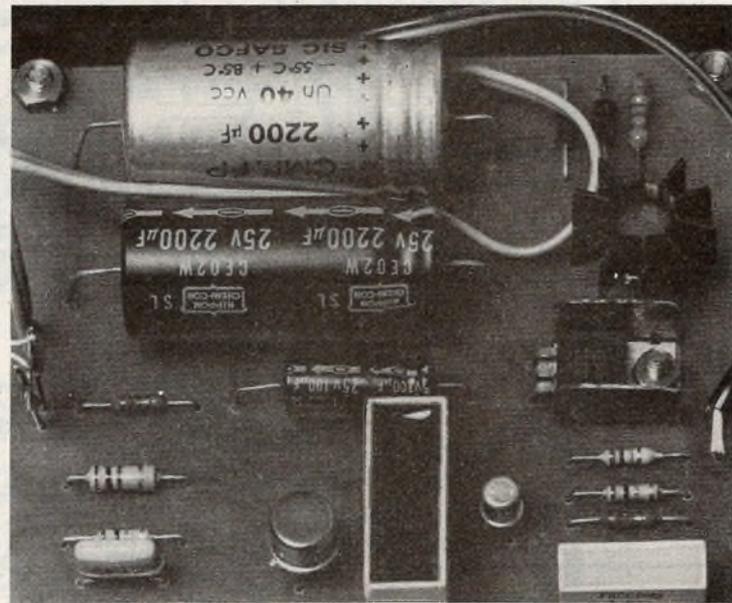


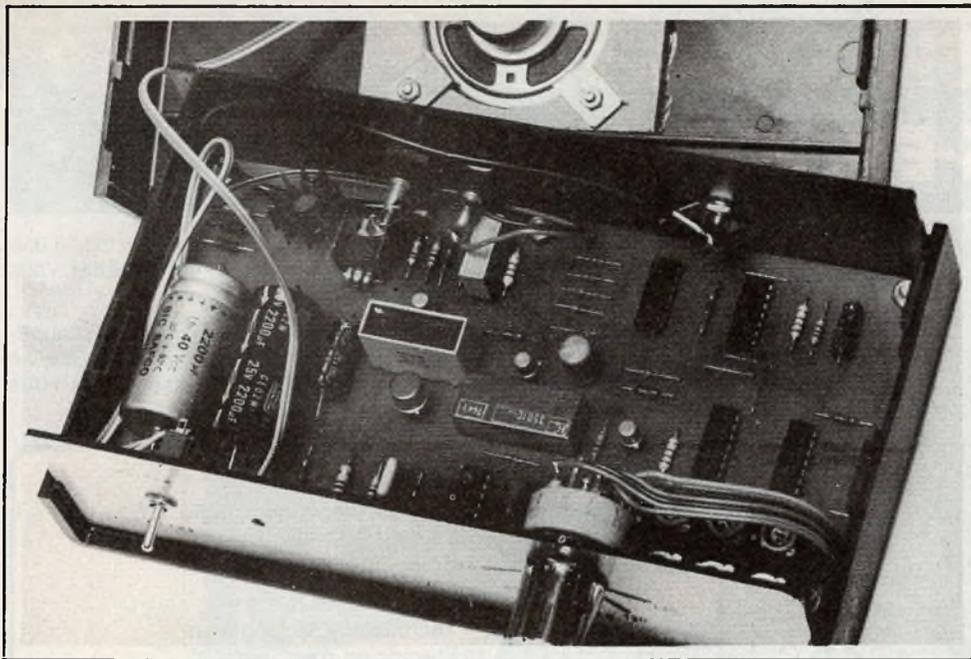
Photo 1. – Bel exemple d'implantation des éléments, claire et ordonnée.

Photo 2. – On utilisera du fil en nappe et un commutateur rotatif prenant la place d'un potentiomètre.

Photo 3. – La section alimentation avec le circuit régulateur et son étrier dissipateur.

Photo 4. – Pour la liaison vers le rupteur on utilisera du fil blindé avec raccordement par l'intermédiaire de prises Cinch.





Liste des composants

- R₁** : 150 Ω 1/2 W (marron, vert, marron)
R₂ : 51 kΩ (vert, marron, orange)
R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₄ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R₅ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R₆ : 22 Ω (rouge, rouge, noir)
R₇ : 15 kΩ (marron, vert, orange)
R₈ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R₉ : 330 Ω (orange, orange, marron)
R₁₀ : 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)
R₁₁ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R₁₂ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R₁₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₁₄ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R₁₅ : 100 Ω (marron, noir, marron)
R₁₆ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R₁₇ : 1,5 MΩ (marron, vert, vert)
R₁₈ : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)
R₁₉ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₂₀ : 100 Ω - 1/2 W (marron, noir, marron)
R₂₁ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₂₂ : 330 Ω (orange, orange, marron)

RV₁ à RV₆ : 6 résistances ajustables de 47 kΩ

Z : Diode Zener 10 V - 1,3 W (BZX C10)

D₁ : 1N4002 à 1N4007

D₂ à D₈ : 7 diodes 1N914, 1N4148

C₁ : 2 200 μF / 40 V électrolytique

C₂ : 2 200 μF / 16 V électrolytique

C₃ : 100 μF / 16 V électrolytique

C₄ : 0,47 μF plastique, 160 V

C₅ : 1 μF plastique, 250 V

C₆ : 47 μF (sorties radiales) électrol., 16 V

C₇ : 1 μF électrolytique, 16 V

C₈ : 15 nF (15 000 pF) céramique

C₉ : 0,1 μF céramique

C₁₀ : 47 nF (47 000 pF) céramique

T₁ : 2N 1711 (+ refroidisseur à ailettes)

T₂ : BC 107 A, BC 408 B

T₃ : BC 107 A (ou équivalent), BC 408 B

T₄ : BC 107 A, BC 109, BC 408 B

T₅ : 2N2646

T₆ : 2N1711, 2N1613, 2N2219

IC₁ : SN 7490 compteur décimal BCD

IC₂ : SN 7490 compteur décimal BCD

IC₃ : SN 7490 compteur décimal BCD

IC₄ : SN 7400 4 portes NAND à 2 entrées

IC₅ : CD 4011 MOS 4 portes NAND à 2 entrées

Régulateur 1 ou 1,5 A type LM 340 ou équivalent

2 socles banane

1 interrupteur

1 embase femelle (1 conducteur + masse)

1 prise mâle (1 conducteur + masse)

1 haut-parleur 5 cm 25 Ω

1 sélecteur rotatif 6 positions

1 LED diamètre 3

1 relais CI₅ 5 V 190 Ω 1 RT (3501 C réf. 7447)

2 à 3 m de fil blindé 1 conducteur central

1 coffret plastique 200 x 115 x 55 ou Teko

« pupitre » 363 (215 x 130 x 75) ou Teko

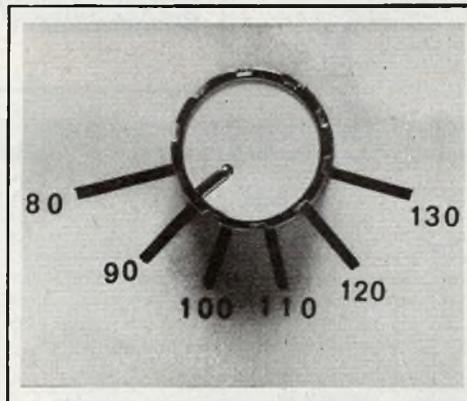
« métallique » 334 (202 x 100 x 60).

5

16

Photo 5. – Le circuit imprimé épouse les formes du coffret. On aperçoit le relais « Reed ». Détails de fixation du haut-parleur.

Photo 6. – On gravera sur la face avant les diverses vitesses à respecter.



tier ou sur sa face avant suivant le goût du lecteur. La LED doit être rehaussée sur pattes étant donné que ses électrodes ne sont pas suffisamment longues dans le cas le plus général. Le haut-parleur de diamètre 50 peut être fixé à l'intérieur du couvercle au moyen d'attaches vissées sur du contre-plaqué collé auparavant contre ce couvercle.

c) Le tarage de l'appareil

Brancher d'abord l'appareil sur la batterie du véhicule. L'allumage de la LED signale la bonne polarité du branchement ainsi que le fonctionnement correct de l'alimentation.

Raccorder l'âme centrale du câble blindé à la borne D de la bobine ainsi que la tresse métallique qui sera reliée à la masse du véhicule.

Ne pas inverser ces deux opérations sous risque de provoquer un court-circuit dans la batterie du véhicule.

Si la voiture est munie d'un compteur, il suffit dans un premier temps de noter à quelles vitesses de rotation cor-

respondent les vitesses de 80, 90, 100, 110, 120 et 130 km/h.

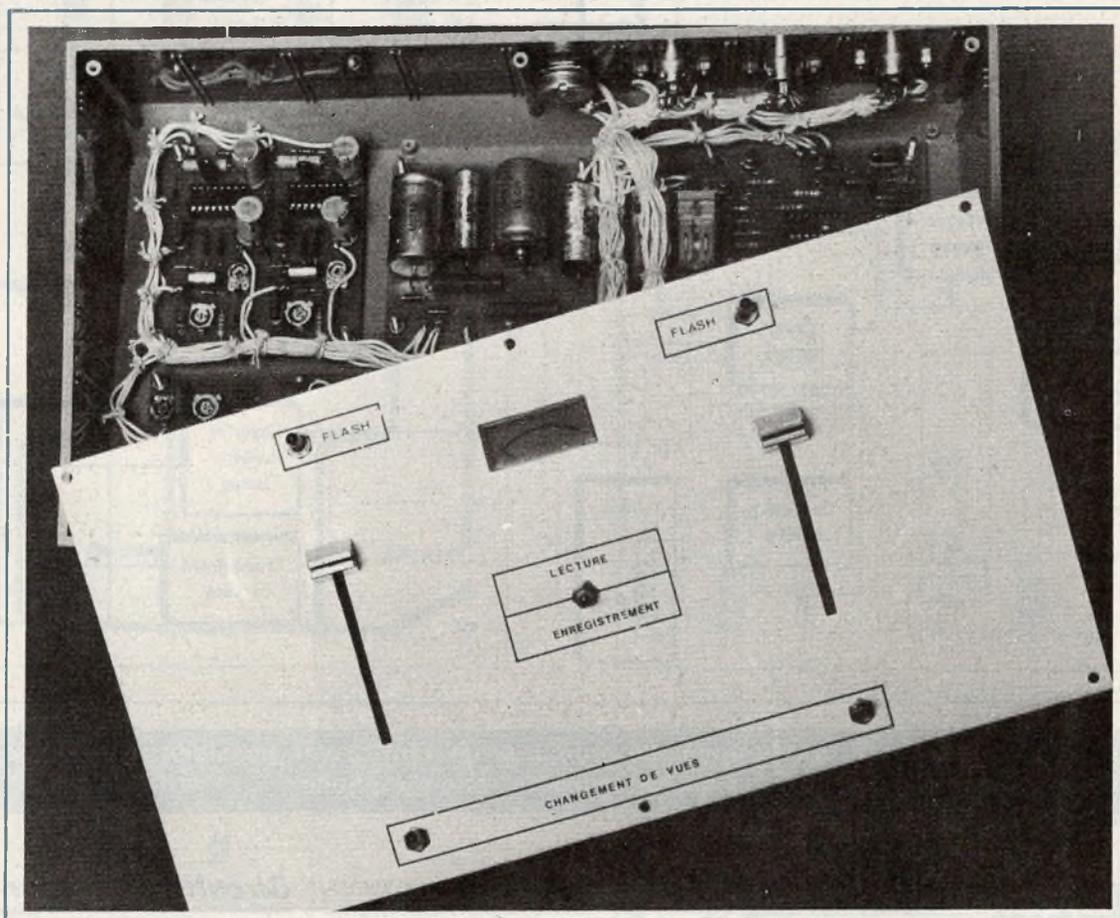
Dans ce cas on pourra déjà effectuer un premier tarage approximatif voiture à l'arrêt en se servant uniquement du compte-tours.

Pour le tarage, il est préférable, pour des raisons de sécurité, d'avoir recours à une personne chargée de la conduite du véhicule, qui amènera très progressivement la voiture à la vitesse voulue. Cette vitesse étant atteinte, agir sur la résistance variable dans le sens des aiguilles d'une montre. Les RV auront été préalablement placées dans la position inverse (résistance minimale donc fréquence de la base de temps maximale).

La résistance variable est calée à sa valeur correcte lorsque en la tournant très doucement dans le sens des aiguilles d'une montre, apparaît le « BIP-BIP » émis par le haut-parleur.

Un dernier conseil : lors de vos essais, rendez-vous sur des routes où les vitesses à obtenir sont tolérées...

Robert KNOERR



FONDU ENCHAÎNE pour PROJECTEUR DE DIAPOS

PLUSIEURS montages de synchronisation pour projecteur de diapositives ont déjà été décrits. Aujourd'hui, nous proposons, pour les lecteurs qui en désirent plus, un système de fondu enchaîné à deux projecteurs, avec possibilité d'enregistrement du montage audio-visuel sur magnétophone. Rappelons pour les néophytes que le fondu enchaîné permet, associé à deux projecteurs, de passer d'une vue à une autre progressivement, en contrôlant électroniquement les deux lampes de projection. L'effet obtenu est très attrayant. Fidèles à l'optique de la revue, nous nous sommes astreints à n'utiliser que des composants disponibles partout. Enfin, pour faciliter à tous la réalisation, nous avons opté pour une construction modulaire. La réalisation et la mise au point en étant largement facilitées.

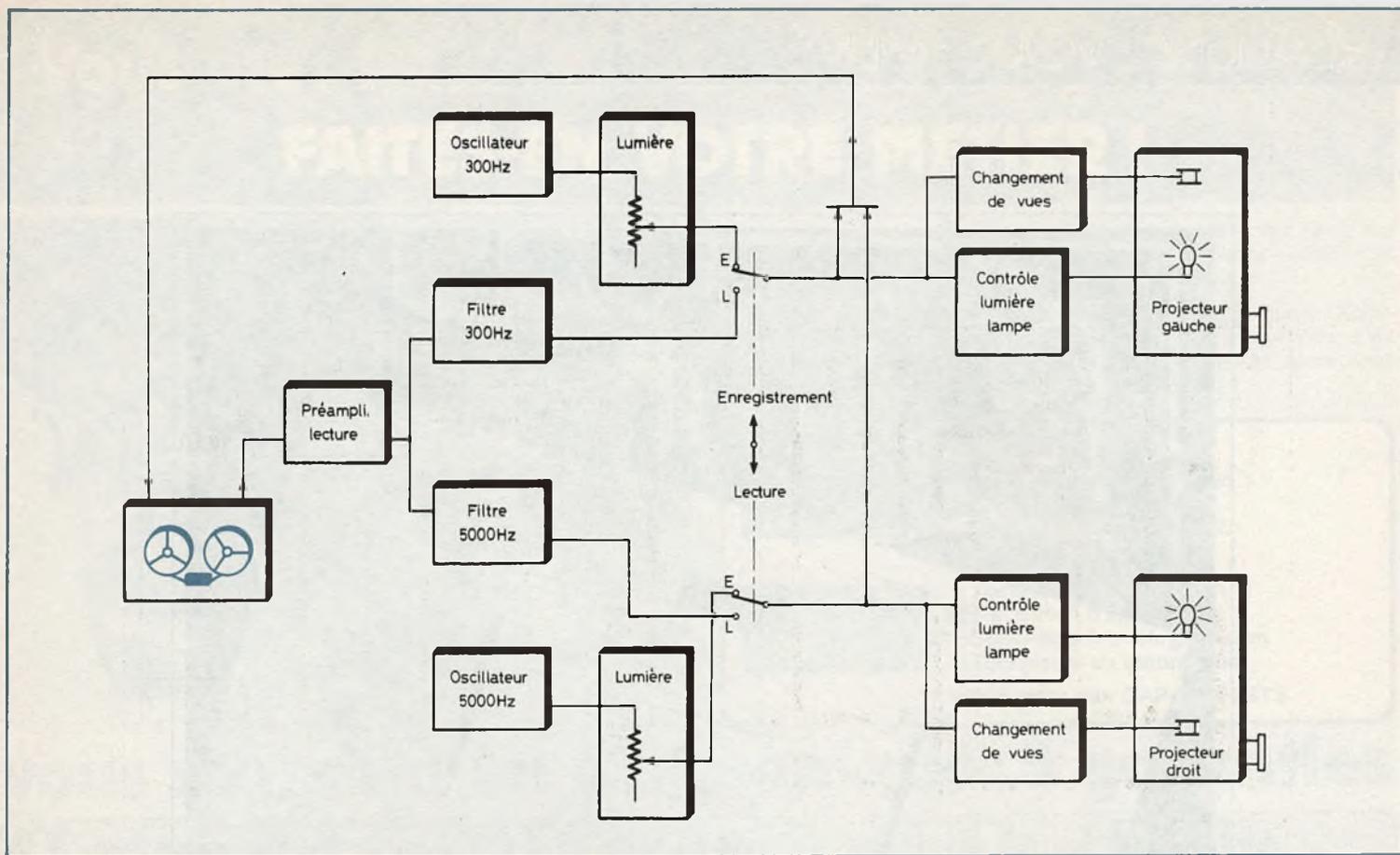


Fig. 1. - Synoptique complet du fondu enchaîné à deux projecteurs, avec possibilité d'enregistrement du montage audio-visuel sur magnétophone.

Principe de fonctionnement

Nous utilisons une fréquence de 300 Hz pour le projecteur gauche et 5 000 Hz pour le droit via les potentiomètres de réglage de luminosité.

Les signaux ainsi dosés sont dirigés vers le circuit de contrôle de lumière. La tension maximum assure l'extinction de la lampe tandis qu'une tension inférieure à 0,8 V garantit le plein allumage. On maintient ainsi une porteuse de 0,8 V qui ne perturbe pas les lampes. La coupure de cette porteuse assure le changement de vue. Mais, étant donné que le projecteur sans porteuse est allumé, le changement de vue s'effectue sur l'autre projecteur, celui qui est éteint. D'autre part, le système de changement de vue ne doit pas fonctionner à l'arrêt du magnéto, les 2 porteuses étant simultanément absentes.

A la reproduction, le circuit de lecture restitue fidèlement les signaux préalablement enregistrés sur le magnétophone et remplace de ce fait l'opérateur. Voyons, plus en détail, le fonctionnement et la réalisation de chaque circuit.

Circuit d'alimentation

Pour économiser l'achat d'un transfo, nous prenons le 24 V sur le projecteur gauche. Nous utiliserons, pour des raisons de masse, un redressement mono alternance (fig. 2). Les circuits amplificateurs opérationnels réclament une alimentation symétrique. D₁ redresse la tension négative et D₂ la tension positive.

Une borne + 24 V est prévue pour alimenter les relais de changement de vue. Deux diodes zener assurent la stabilité des tensions + 15 V et - 15 V. Le filtrage est désormais classique.

Le circuit imprimé (fig. 3) est très facilement réalisable. Comme pour les autres modules, inscrire, à l'aide de lettres transfert, les repérages des sorties du circuit. Ne pas oublier les 4 trous de fixation au diamètre 3. Les composants seront soudés grâce à la figure 4.

Comme toujours, bien respecter les polarités des divers éléments. Une inversion de branchement de condensateur électro-chimique ne pardonne pas.

Circuit oscillateur

Les signaux étant destinés à être enregistrés, nous utilisons un μA 741 monté en oscillateur sinusoïdal. On obtient ainsi facilement des fréquences approximatives de 300 Hz et 5 000 Hz. L'écart entre ces fréquences est tel qu'on n'aura aucun problème au niveau des filtres à la lecture. P₅ et P₆ règlent la forme du signal, P₁ et P₃ l'amplitude maximale, tandis que P₂ et P₄ ajustent le niveau bas à 0,8 V lorsque les potentiomètres du pupitre sont au maximum.

Le circuit imprimé (fig. 6) permet de remarquer l'utilisation de 2 μA 741 montés sur support 16 pattes. Les potentiomètres seront de préférence des modèles à montage horizontal. D'autre part, l'utilisation de verre époxy est très recommandée.

L'implantation des éléments (fig. 7) ne donne aucun souci particulier. Les diodes seront soudées tête-bêche. Les cosses picots faciliteront les connexions extérieures. Le circuit terminé, et après vérification, caler provisoirement les ajustables à mi-course.

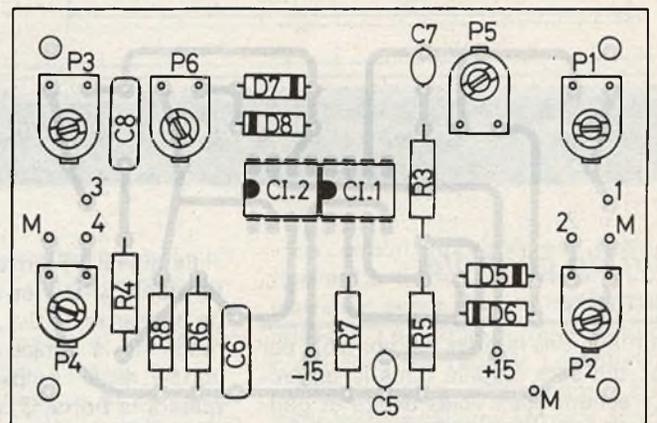
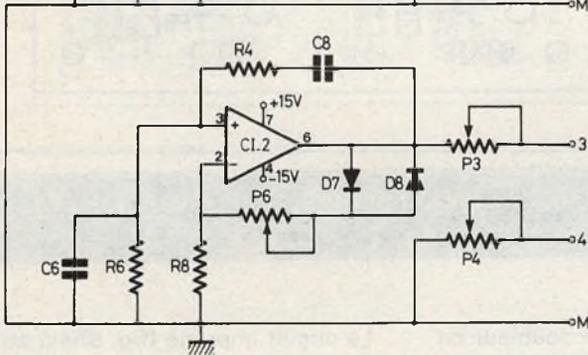
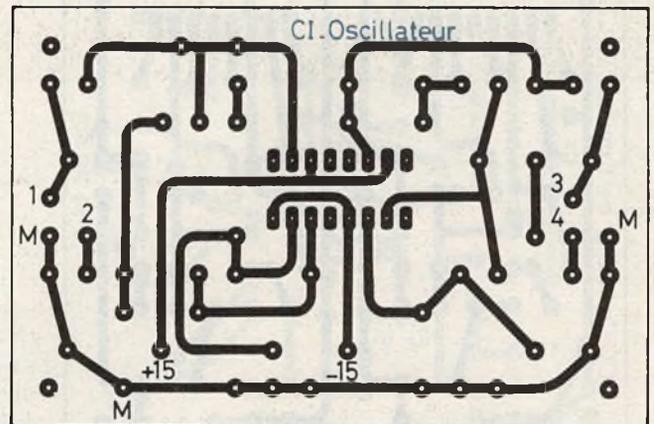
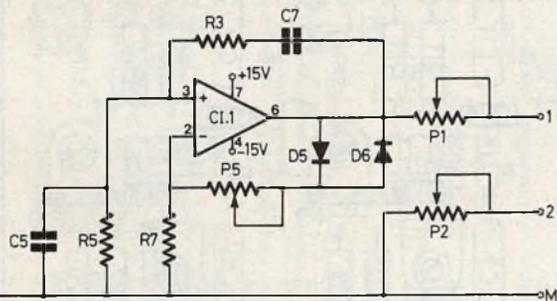
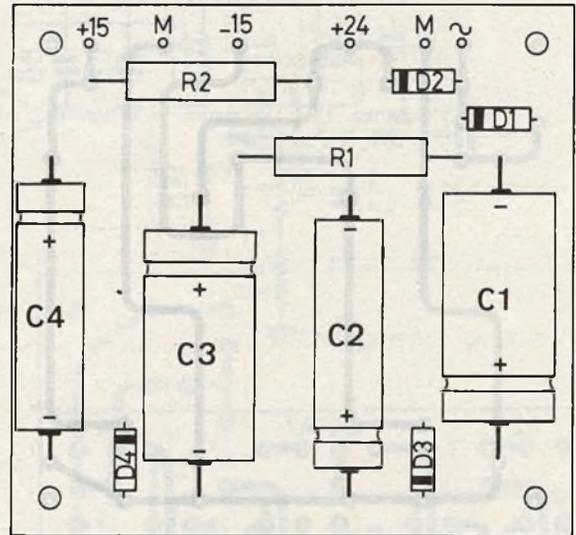
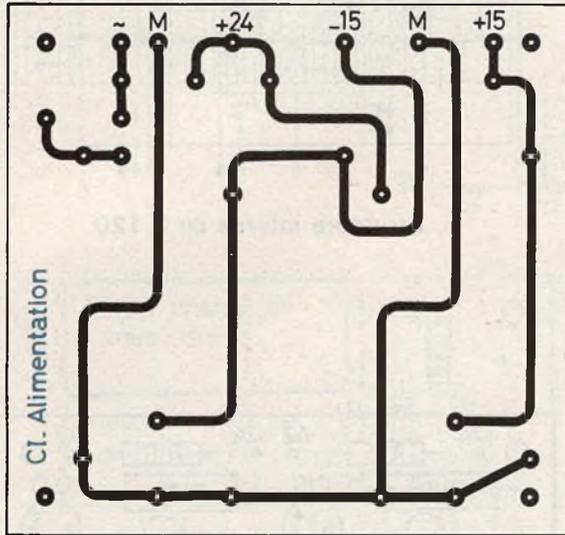
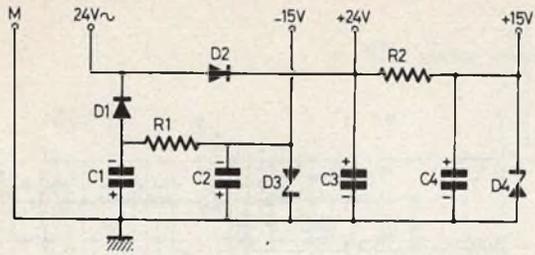
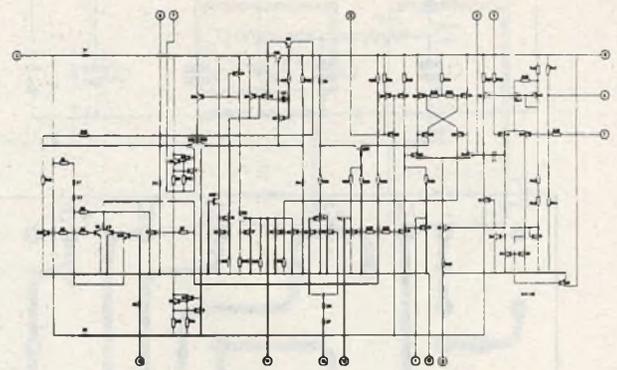
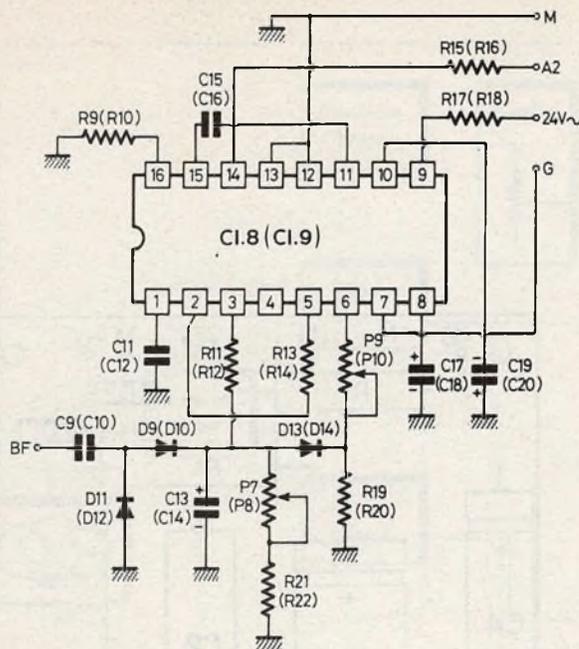


Fig. 2. à 7. - Pour plus de facilité le montage a été scindé en plusieurs modules, notamment le circuit d'alimentation et le circuit oscillateur. Les tracés des circuits imprimés sont précisés à l'échelle 1.



Structure interne du L 120.

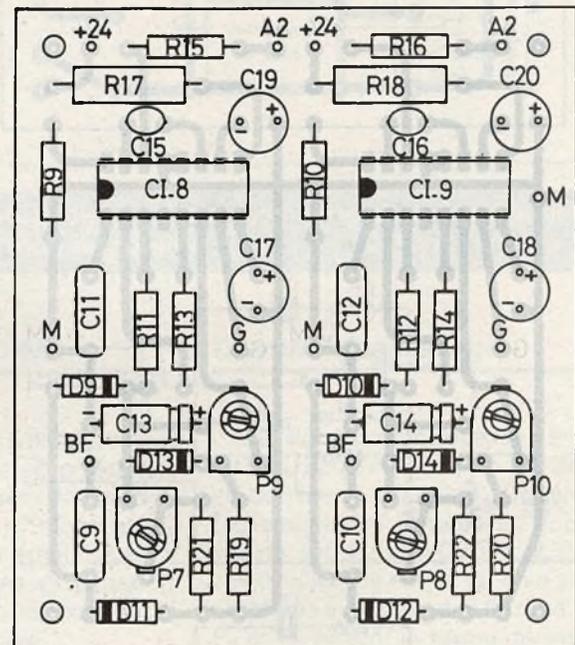
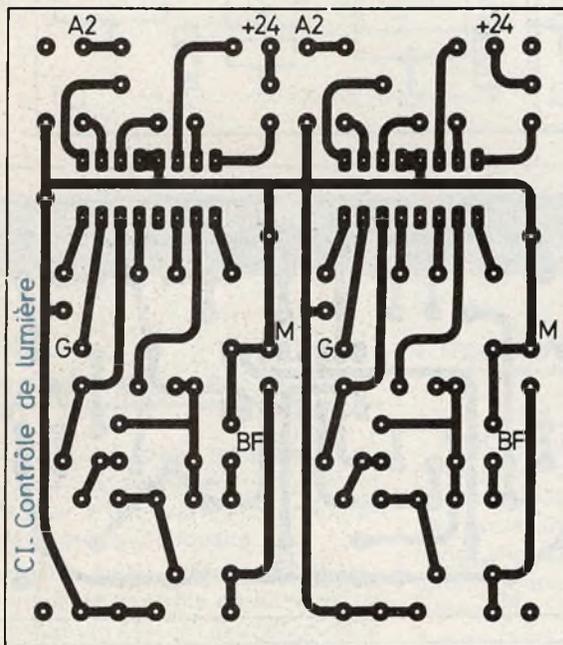


Fig. 8. à 10. - Schéma de principe du module contrôle de lumière. Le circuit sera reproduit deux fois, comme le précise l'implantation des éléments.

Circuit de contrôle de lumière

L'allumage des lampes est contrôlé par un triac qui sera installé dans le projecteur. Le schéma des voies droite et gauche est absolument identique. Nous utilisons, pour commander le triac, un circuit intégré spécialement conçu pour cela : le L 120. Il prélève son alimentation sur le projecteur directement.

Le signal BF arrive sur un doubleur de tension (C₉, D₁₁ et D₉). P₇ règle le temps de décharge de C₁₃, donc le temps d'allumage de la lampe lors de flash. P₉, par contre, règle l'amplitude maximum appliquée à la borne 3, donc par conséquent, ne permet pas l'extinction complète de la lampe.

Cette disposition permet de maintenir la lampe à une certaine température : la longévité s'en trouve accrue.

Le circuit imprimé (fig. 9) est parfaitement symétrique. Sa réalisation est désormais classique. Les condensateurs C₁₇ à C₂₀ sont à montage vertical. Une fois le circuit gravé, percé et repéré, souder les composants selon la figure 10. Veiller particulièrement aux condensateurs et aux diodes. Un nettoyage au trichlo permet de dissoudre les traces de résine de soudure. Régler provisoirement les ajustables à mi-course.

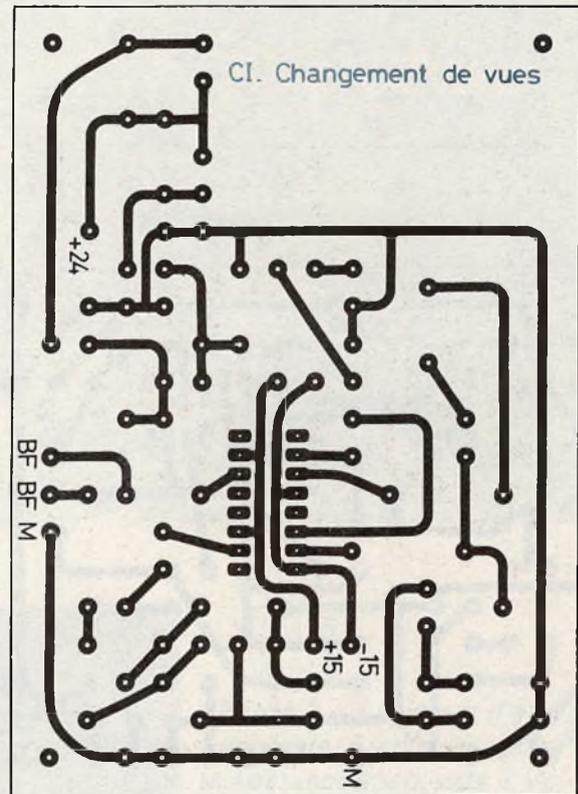
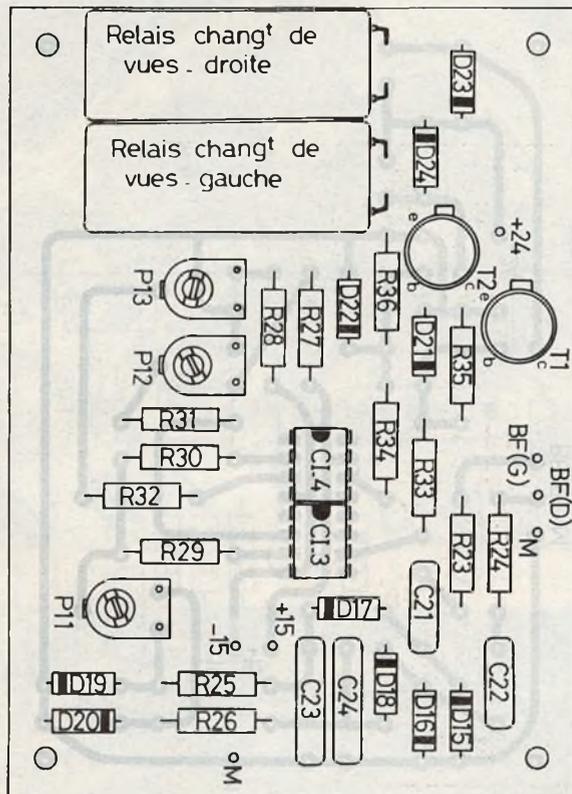
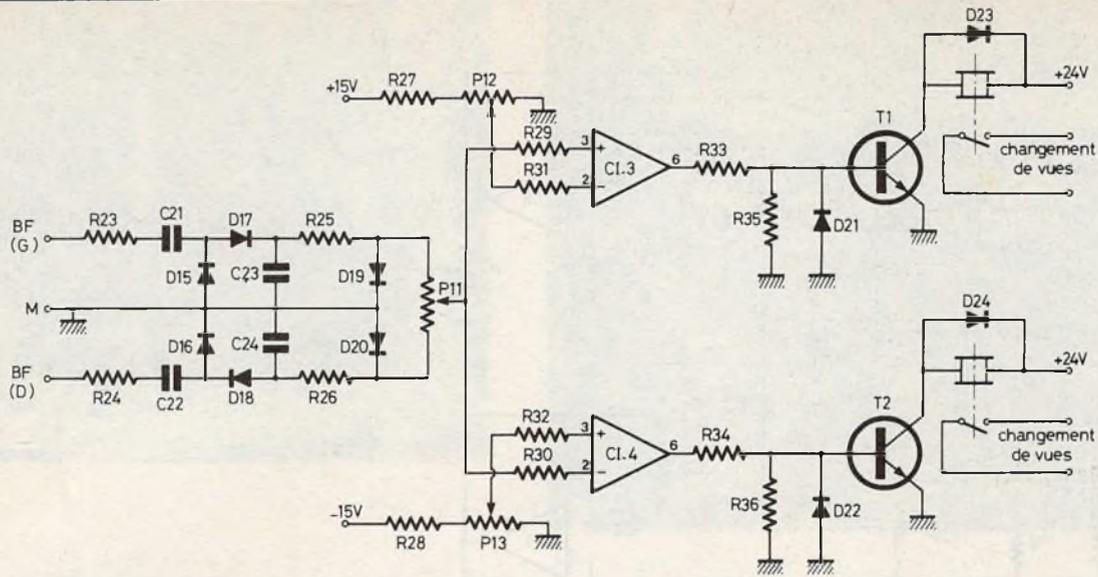


Fig. 11. à 13. - Schéma de principe du circuit changement de vue équipé de deux relais. Implantation pratique des éléments. On remarquera la mise en place de deux $\mu A 741$ à 8 broches sur un support 16 broches.

Circuit de changement de vues

Nous avons précisé qu'en coupant la porteuse de 0,8 V nous changeons de vue. Lorsque les porteuses 300 Hz et 5 000 Hz sont présentes aux entrées BF des doubleurs, nous obtenons, sur le curseur de P₁₁ : 0 V. Les tensions positives et négatives des doubleurs s'équilibrent. De ce fait les 2 comparateurs Cl₃ et Cl₄ res-

tent dans leur position de repos. Leurs sorties sont à - 15 V. T₁ et T₂ restent bloqués.

Par contre, si par exemple, le 300 Hz vient à disparaître, le curseur de P₁₁ devient négatif. Cl₄ bascule et sa sortie passe à + 15 V. T₂ se débloque, le relais s'excite. Le changement de vue s'opère alors. A l'arrêt du magnétophone, les deux porteuses étant absentes, le curseur de P₁₁ est à 0 V. Cl₃ et Cl₄ restent au repos.

Le circuit imprimé est donné à la figure 12. Il est conseillé de se procurer les relais avant de commencer le circuit imprimé. Le boîtier de relais sera directement collé sur l'époxy. Le bobinage sera relié au circuit à l'aide de petits fils isolés. Par contre le câblage arrivera directement aux contacts du relais. Les composants seront soudés selon la figure 13. P₁₁ sera réglé à mi-course. Par contre, les curseurs de P₁₂ et P₁₃ seront mis face à face.

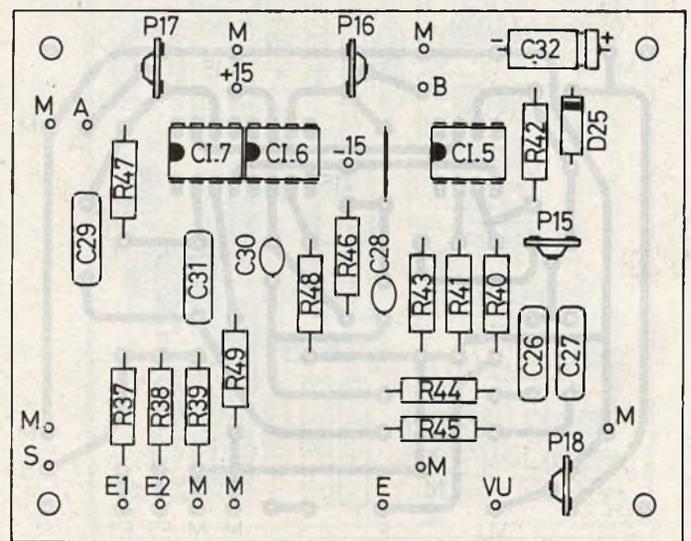
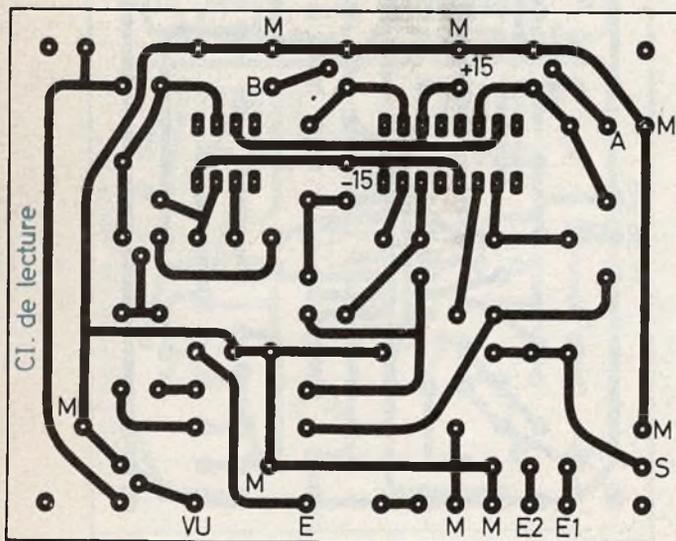
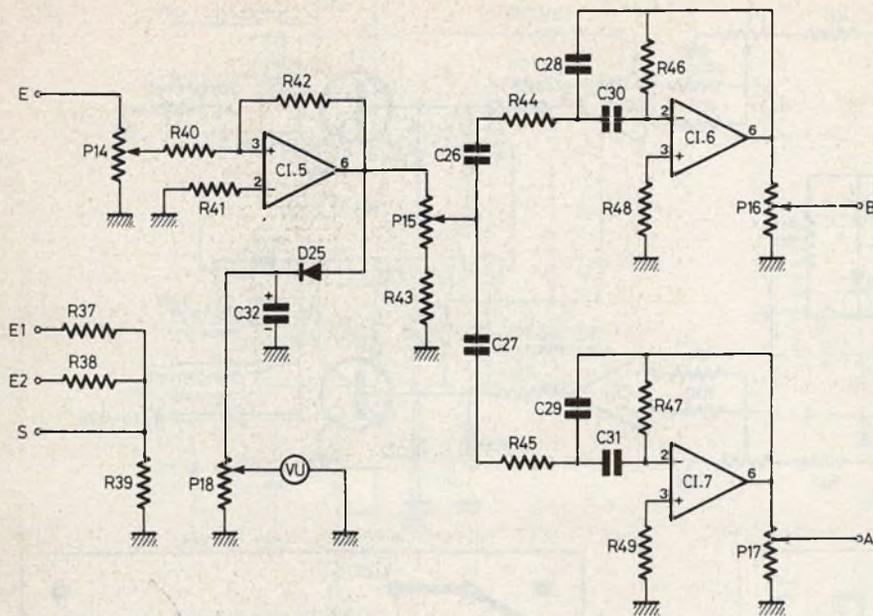


Fig. 14. à 16. – Fidèles à nos μ A 741, schéma de principe de la section « lecture ». Tracé du circuit imprimé et implantation des éléments grandeur nature.

Circuit de lecture

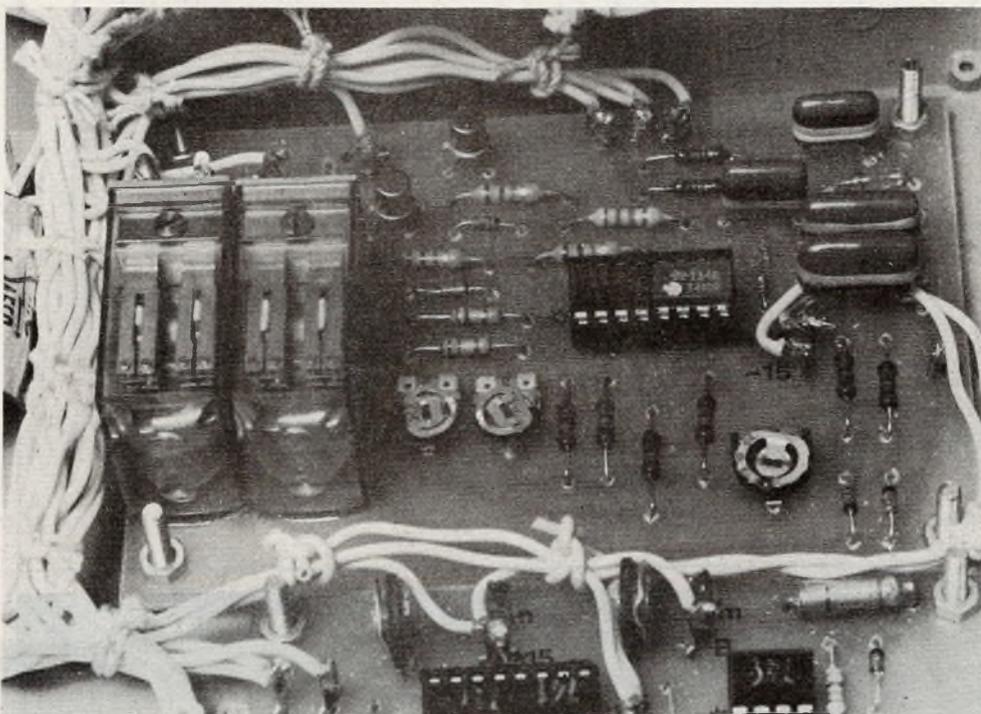
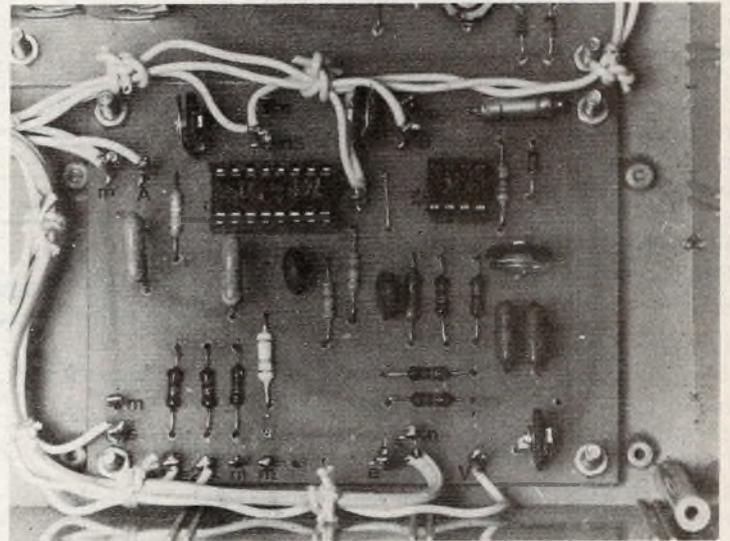
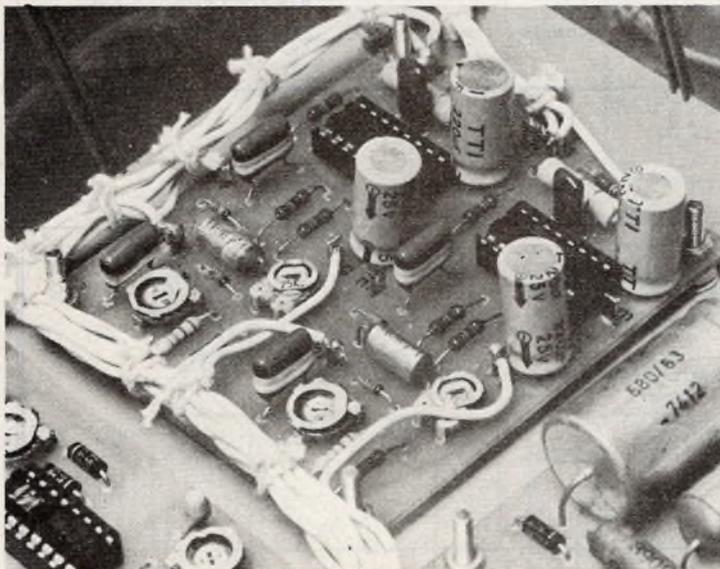
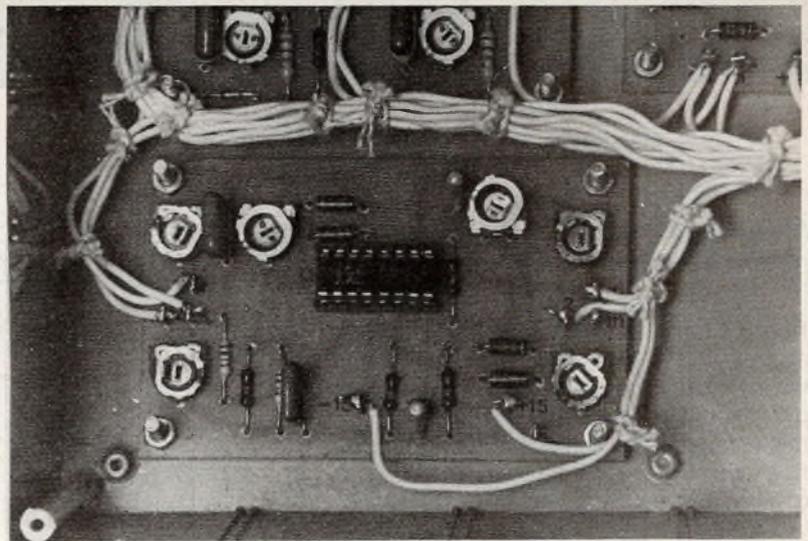
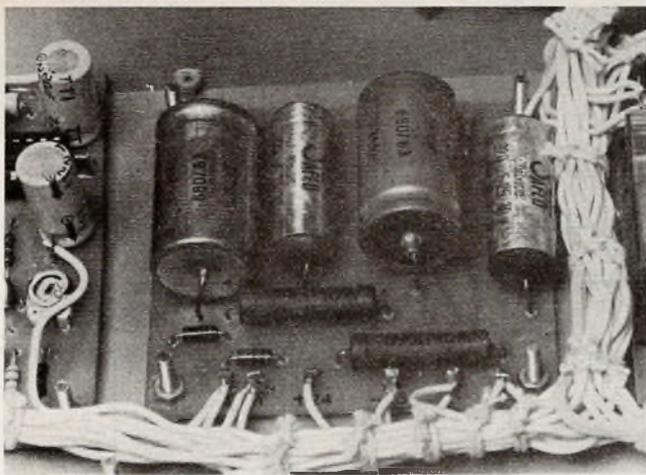
Nous utiliserons le canal droit du magnétophone pour les signaux de synchronisation des projecteurs. P₁₄ permet de régler, de l'extérieur, le niveau d'entrée (fig. 14) selon le magnétophone utilisé. CI₅ apporte une légère amplification, tan-

dis que grâce à C₃₂ et D₂₅ nous alimentons un vumètre destiné à faciliter le réglage ultérieur. La sortie de CI₅ distribue le signal aux filtres passe-bas (300 Hz) et passe-haut (5 000 Hz). P₁₆ et P₁₇ permettent d'ajuster une fois pour toutes le niveau de sortie de ces filtres.

Indépendamment R₃₇, R₃₈, R₃₉ assu-

rent le mélange des signaux 300 Hz et 5 000 Hz vers l'entrée enregistrement du magnétophone.

La figure 15 donne le dessin du circuit imprimé. Les potentiomètres sont à montage vertical. Les divers éléments seront soudés grâce à la figure 16. On n'oubliera pas le strap de liaison.



1	2
3	5
4	

Photo 1. – Le circuit d'alimentation générale. Au premier plan, résistances bobinées 4 W.

Photo 2. – Comme déjà précisé, mise en place de deux μA 741, sur un support 16 broches.

Photo 3. – Un circuit pour chaque canal, donc deux fois la même implantation.

Photo 4. – Nous avons préféré coller les relais plutôt que les implanter afin de faciliter le tracé du circuit imprimé.

Photo 5. – On prendra soin de bien repérer les diverses cosses de sortie au moyen de lettres de transfert.

Montage final

Après perçage de la façade suivant la **figure 17**, on pourra coller les potentiomètres rectilignes, le vumètre et installer les interrupteurs. L'arrière du boîtier sera percé selon la **figure 18** pour permettre la mise en place des prises DIN et du potentiomètre. Il ne reste plus qu'à réaliser le câblage entre circuits selon la **figure 19**. Les fils arrivant et repartant du potentiomètre rotatif seront blindés. Brancher les triacs dans les projecteurs avec un léger radiateur selon la **figure 20**. Brancher alors les cordons sur les prises DIN.

Allumer les projecteurs. Mettre en position enregistrement, les curseurs au minimum. Régler P_5 jusqu'à l'extinction du projecteur. Mettre le curseur au maximum et ajuster P_2 pour obtenir le plein allumage. Retoucher le réglage initial si nécessaire. Régler de la même façon le projecteur gauche.

Agir sur le changement de vue gauche. Ajuster P_{13} pour avoir l'excitation du relais. Opérer de la même façon pour le côté droit. Le réglage est terminé pour l'enregistrement. Enregistrer une séquence d'une minute sur bande magnétique, les 2 projecteurs éteints. Commuter sur lecture. Faire défiler le magnéto en lecture.

Mettre P_{14} en position médiane. Tourner P_{18} pour obtenir une déviation correcte du vumètre. Mettre P_{16} et P_{17} au maximum. Régler P_{15} pour obtenir l'extinction des 2 projecteurs. Eventuellement, équilibrer les 2 voies à l'aide de P_{16} ou P_{17} .

Le montage est donc réglé. Il ne reste plus qu'à enregistrer une séquence complète. A la lecture, les projecteurs doivent obéir aux signaux du magnétohone.

Vous obtenez ainsi un montage d'environ 400 F qui n'a rien à envier aux systèmes vendus dans le commerce environ 2 000 F, avec en plus, la satisfaction de l'avoir réalisé de A à Z de vos propres mains.

D. ROVERCH

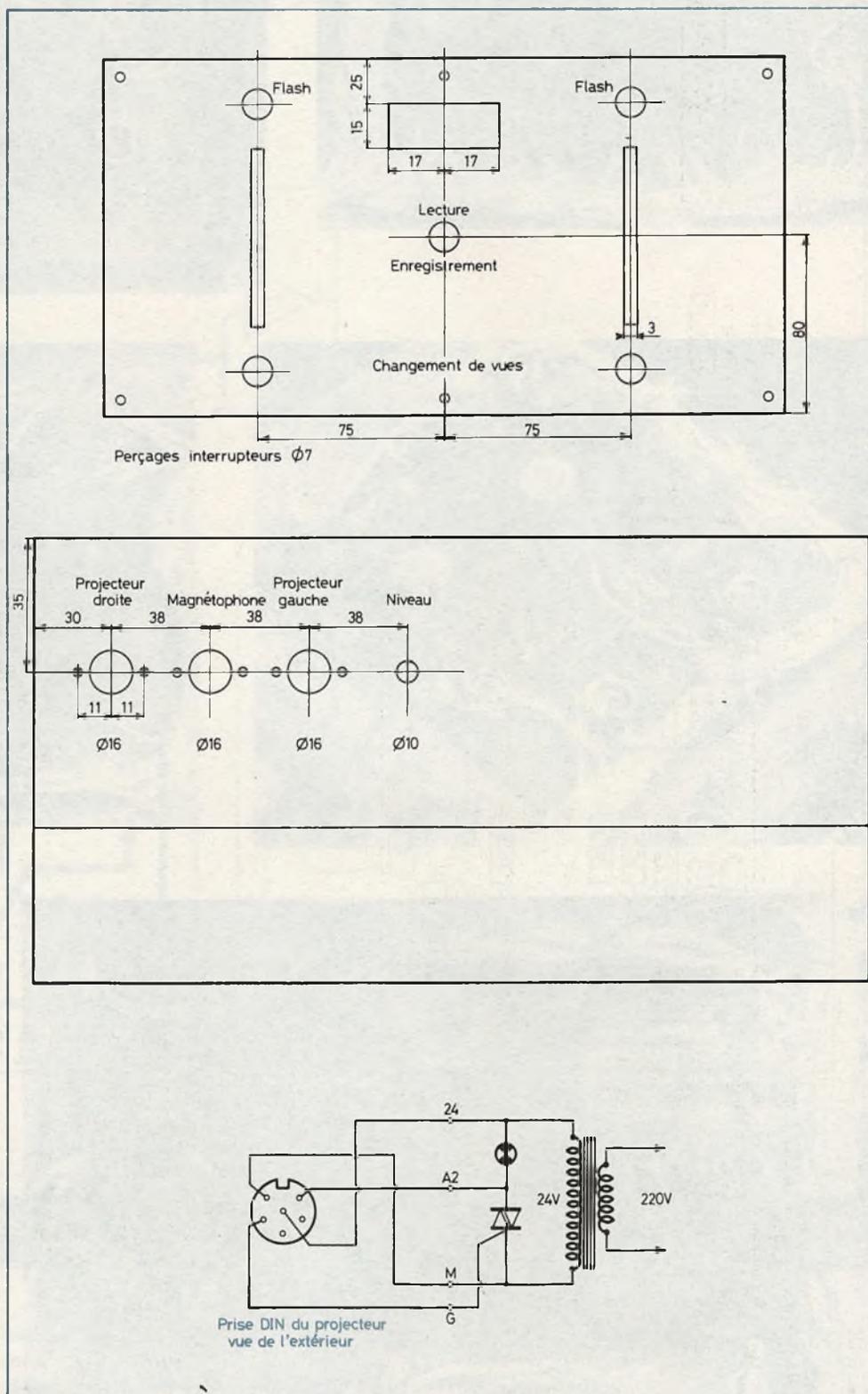


Fig. 17. à 20. - Plan de perçage de la face avant du pupitre Teko. Perçage à l'arrière du coffret. Mise en place du triac à l'intérieur de chaque projecteur de diapositives.

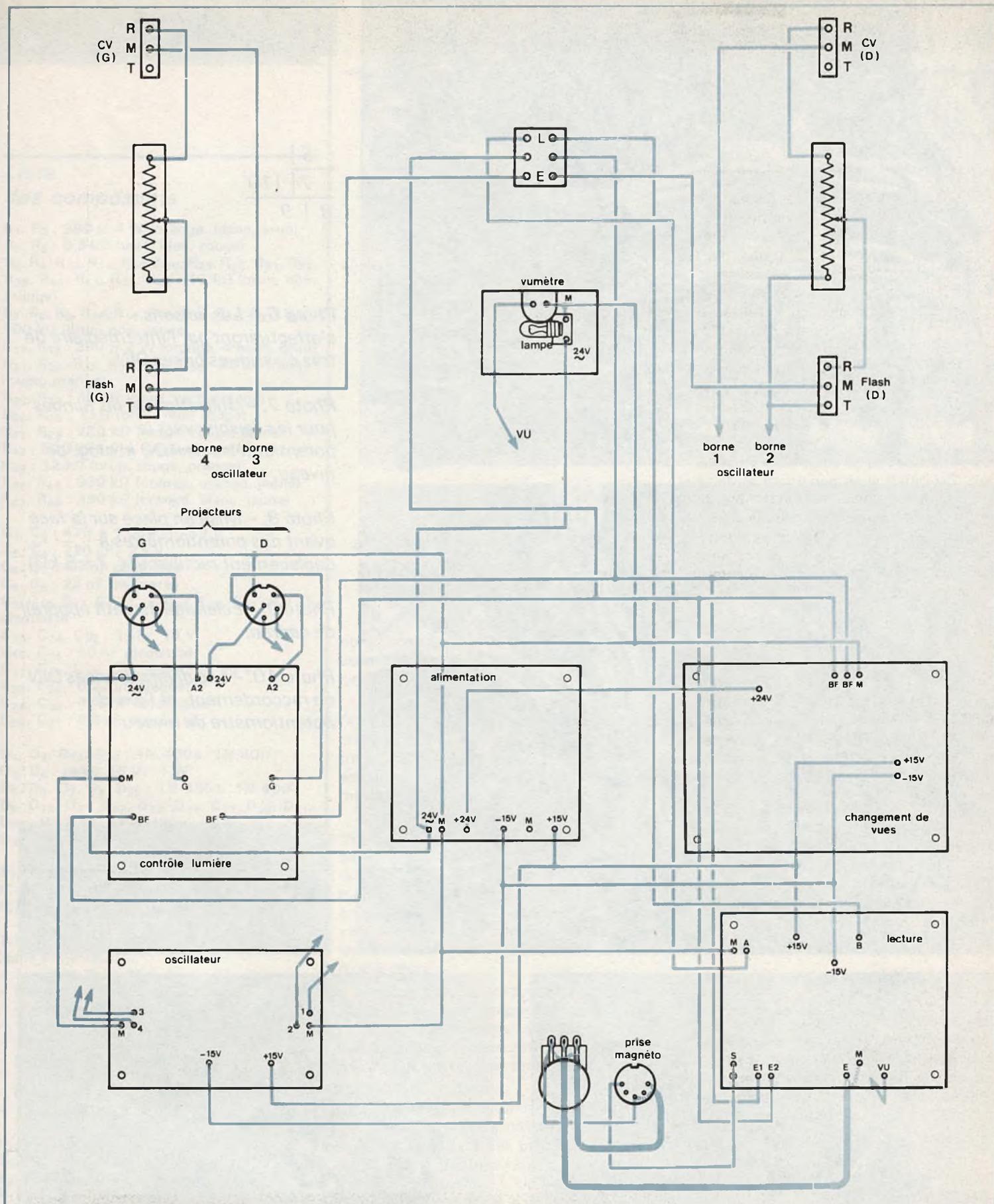
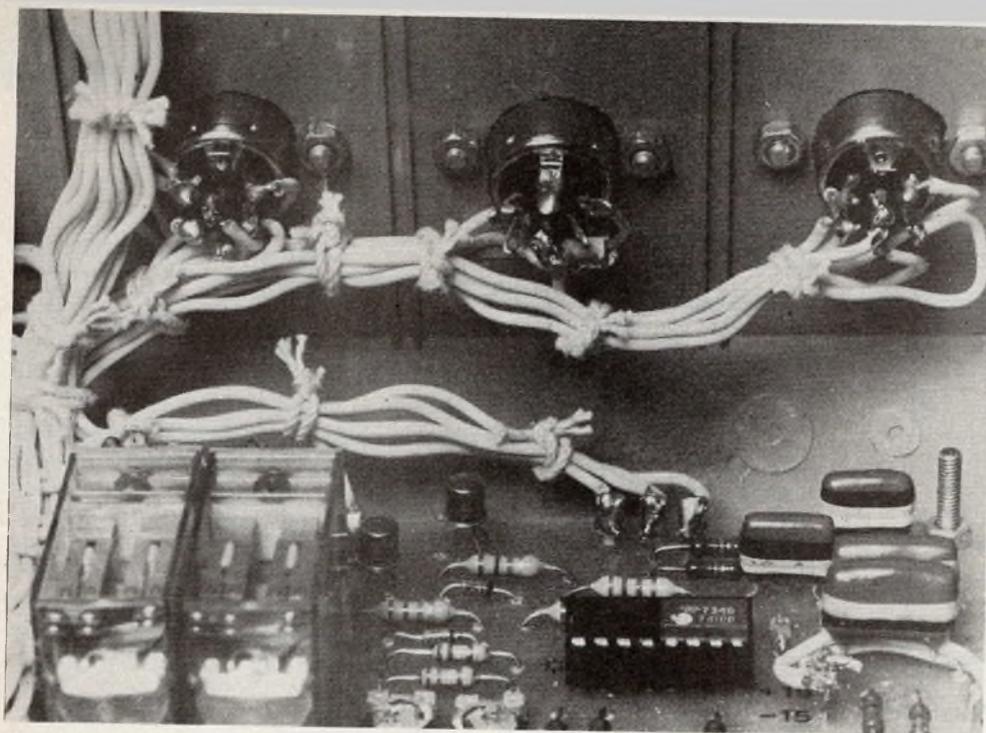


Fig. 19. - Plan de câblage général des divers modules placés sur le fond du coffret. On emploiera de préférence du fil de câblage de couleur.



6	
7	10
8	9

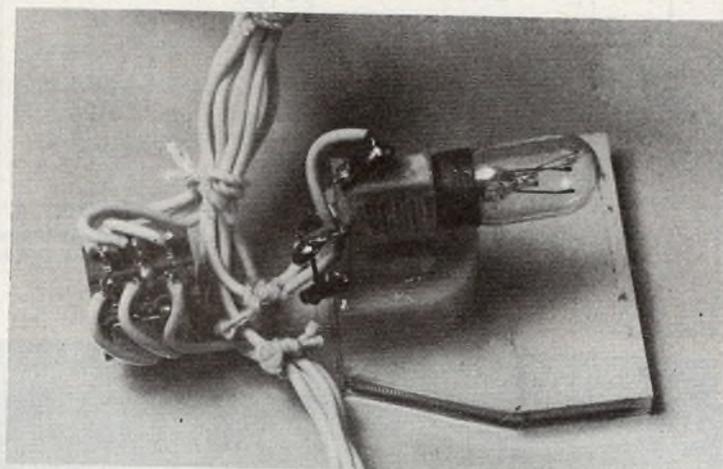
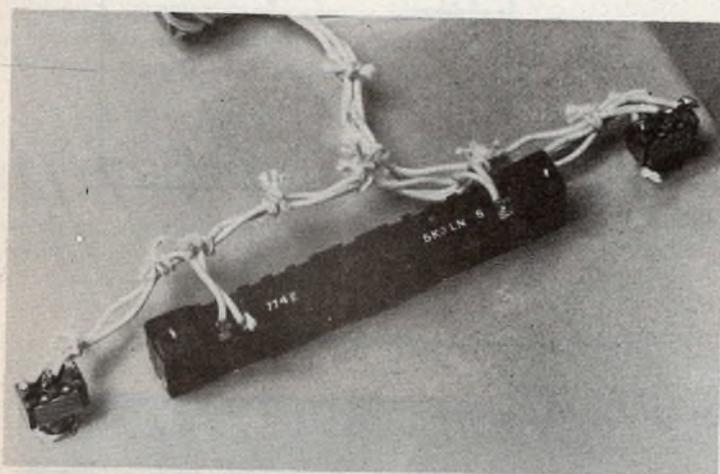
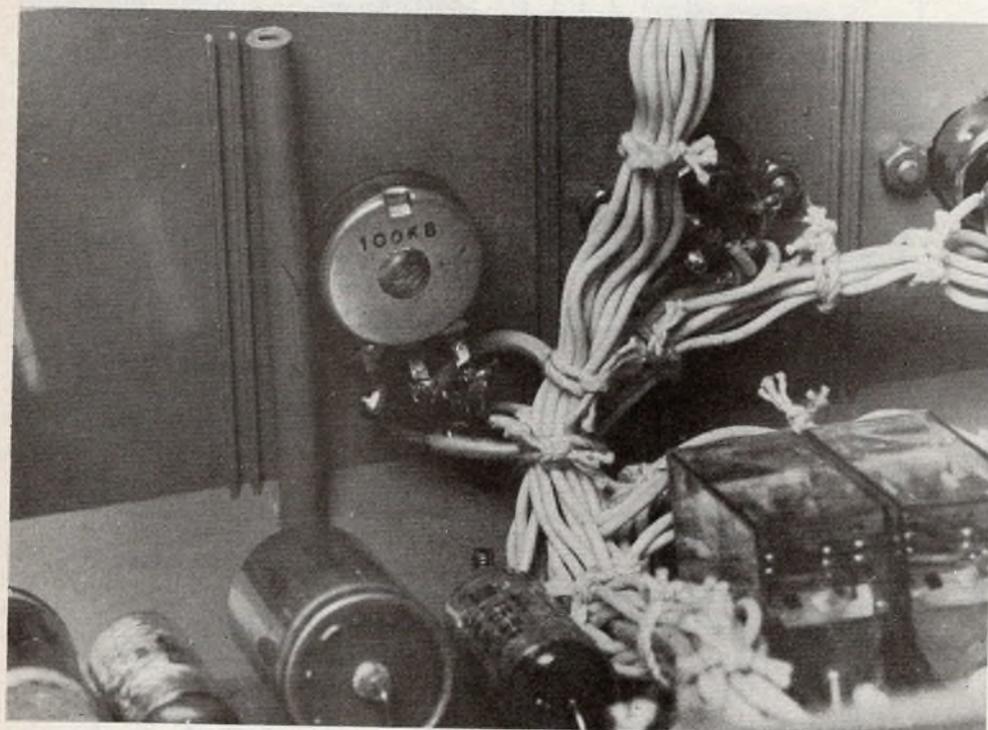
Photo 6. – Les liaisons s'effectueront par l'intermédiaire de très classiques prises DIN.

Photo 7. – Utilisation de fils blindés pour les liaisons vers le potentiomètre de 100 k Ω log. de niveau.

Photo 8. – Mise en place sur la face avant des potentiomètres à déplacement rectiligne (4,7 à 5 k Ω)

Photo 9. – Eclairage du petit appareil de cadran.

Photo 10. – Les diverses prises DIN de raccordement, et l'axe du potentiomètre de niveau.



BIBLIOGRAPHIE

Liste des composants

R₁, R₂ : 390 Ω 4 W (orange, blanc, brun)
R₃, R₅ : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)
R₄, R₆, R₁₃, R₁₄, R₁₉, R₂₀, R₂₉, R₃₀, R₃₁, R₃₂,
R₃₉, R₄₀, R₄₁, R₄₄, R₄₅ : 10 kΩ (brun, noir,
orange)
R₇, R₈, R₉, R₁₀, R₁₁, R₁₂, R₁₅, R₁₆, R₃₇, R₃₈ :
100 kΩ (brun, noir, jaune)
R₁₇, R₁₈ : 330 Ω 2 W (orange, orange, brun)
R₂₁, R₂₂, R₃₃, R₃₄, R₃₅, R₃₆ : 22 kΩ (rouge,
rouge, orange)
R₂₃, R₂₄ : 15 kΩ (brun, vert, orange)
R₂₅, R₂₆ : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
R₂₇, R₂₈ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R₄₂ : 820 kΩ (gris, rouge, jaune)
R₄₃ : 12 kΩ (brun, rouge, orange)
R₄₆, R₄₈ : 330 kΩ (orange, orange, jaune)
R₄₇, R₄₉ : 390 kΩ (orange, blanc, jaune)

C₁, C₃ : 470 à 1 000 μF / 63 V
C₂, C₄ : 220 μF / 25 V
C₅, C₇ : 4,7 nF plaquette
C₆, C₈ : 22 nF plaquette
C₉, C₁₀, C₁₁, C₁₂, C₂₁, C₂₂, C₂₆, C₂₇ : 0,1 μF
plaquette
C₁₃, C₁₄, C₃₂ : 1 μF / 16 V
C₁₅, C₁₆ : 10 nF plaquette
C₁₇, C₁₈, C₁₉, C₂₀ : 220 μF / 25 V
C₂₃, C₂₄ : 0,22 μF plaquette
C₂₈, C₃₀ : 470 pF céramique
C₂₉, C₃₁ : 6,8 nF plaquette

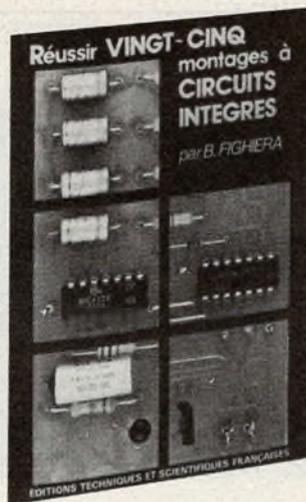
D₁, D₂, D₂₃, D₂₄ : 1N 4004, 1N 4007
D₃, D₄ : zener 15 V / 1 W
D₅, D₆, D₇, D₈, D₂₅ : 1N 4001, 1N 4007
D₉, D₁₀, D₁₁, D₁₂, D₁₃, D₁₄, D₁₉, D₂₀, D₂₁,
D₂₂ : BAX 13, 1N4148
D₁₆, D₁₇, D₁₈, D₁₅ : OA90, 1N60

T₁, T₂ : 2N 2222
IC₁, IC₂, IC₃, IC₄, IC₅, IC₆, IC₇ : μA 741
IC₈, IC₉ : L120 SGS ATES

Triacs : 10 A / 400 V
(dans projecteur)

- 1 coffret Teko 364
- 2 relais télécommande 24 V
- 4 inverseurs fugitifs 2 positions
- 1 inverseur bipolaire 3 positions stables
- 1 vumètre
- 2 prises DIN châssis 6 broches femelle
- 1 prise DIN châssis 3 broches femelle
- 5 supports DIL 16
- 1 support DIL 8

P₁, P₂, P₃, P₄ : 4,7 kΩ ajustable
P₅, P₆, P₇, P₈ : 220 kΩ ajustable
P₉, P₁₀, P₁₂, P₁₃ : 25 kΩ ajustable
P₁₁ : 100 kΩ ajustable
P₁₄ : 100 kΩ log rotatif
P₁₅, P₁₆, P₁₇ : 10 kΩ ajustable
P₁₈ : 50 kΩ ajustable
P₁₉, P₂₀ : 4,7 kΩ linéaire rectiligne.



REUSSIR VINGT CINQ MONTAGES A CIRCUITS INTEGRÉS B.Fighiera

Au terme d'un dixième ouvrage, il était normal que l'auteur se tournât résolument vers la pratique de montages équipés de circuits intégrés.

L'expérience acquise dans le domaine de l'initiation a développé, chez lui, un souci de compréhension pratique qu'il a cherché à traduire par le biais de 25 réalisations diverses de tous les domaines, loisirs, confort, mesures, BF et Hi-Fi.

Les circuits intégrés rendent, en effet, les montages de plus en plus simples, mais parallèlement à cette évolution, l'amateur ne peut plus saisir facilement le fonctionnement. Aussi cet ouvrage se dirige-t-il essentiellement, dans un esprit de clarté, vers des montages pratiques qui utilisent les circuits intégrés les plus répandus et les moins chers.

Photos, dessins, circuits imprimés et implantations des composants sont autant d'éléments destinés non seulement à faciliter la tâche de l'amateur mais à le conduire pas à pas à une réussite totale tel que le titre l'exprime.

Qu'est-ce qu'un circuit intégré ● Les portes logiques ● Présentation des circuits intégrés logiques ● Les précautions indispensables ● La réalisation des circuits imprimés ● Loisirs : 1. Un jeu de pile ou face ● 2. Un jeu de dé ● 3. Une roulette à effet de suspense ● 4. Un tir à ultra-sons ● 5. Les initiales clignotantes ● Confort : 6. Un carillon de porte ● 2. Un commutateur digital ● 8. Un déclencheur photo sen-

sible secteur ● 9. Une sonnette gazouillis ● 10. Un anti-moustique ● 11. Une serrure électronique codée ● Mesures : 12. Un générateur BF 0,1 Hz à 200 kHz ● 13. Un compte tours simple ● 14. Une jauge à essence ● 15. Une alimentation réglable 3 à 12 V sous 1 A ● 16. Un vumètre à diodes électroluminescentes ● 17. Un testeur de circuits logiques ● BF et HiFi : 18. Un mini-mélangeur ● 19. Un petit amplificateur ● 20. Un préamplificateur pour microphone ● 21. Un préampli RIAA ● 22. Un préampli pour PU cristal ● 23. Un correcteur de tonalité ● 24. Un amplificateur stéréophonique 2 x 13 W ● 25. Un amplificateur 30 W spécial auto.

Un volume broché, 132 pages, format 15 x 21, couverture couleur. Prix : 35 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

Diffusion exclusive : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

LES CELLULES SOLAIRES de F. JUSTER

Ce 42^e ouvrage de notre excellent confrère, F. Juster, expose d'une manière complète mais rapide, tout ce qu'il faut savoir sur la constitution, le montage et l'emploi pratique des cellules et des panneaux solaires.

Publié dans la collection « Technique Poche », l'ouvrage « Les cellules solaires » est accessible à tous et traite des problèmes les plus récents concernant les cellules, ainsi que de tous les dispositifs actuels et à venir, destinés à augmenter leur rendement comme les suivants : concentration à l'aide de lentilles, poursuite conforme au déplacement relatif du soleil, dispositif automatique de concentration et poursuite.

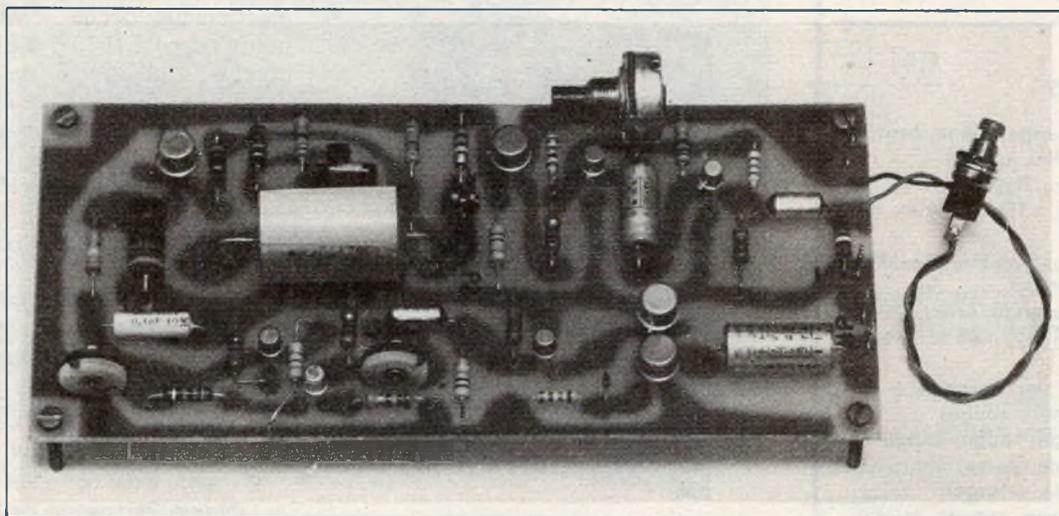
Extrait de la table des matières :

Etudes générales ● Modules solaires RTC ● Modules solaires Motorola ● Régulation et surveillance de la charge des accumulateurs ● Accumulateurs ● Unités de grandeur en rapport avec l'énergie solaire ● Amélioration du rendement des cellules solaires ● Petits montages d'essais.

Un ouvrage de 126 pages. Collection « Poche ».

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

En vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75019 Paris, et chez tous les libraires techniques.



KLAXON D'AUTORAIL à 3 tons

VOICI un montage qui plaira aux fervents des trains miniatures. Un klaxon trois tons imitant celui d'un autorail. La réalisation est, sur le plan technique, intéressante car elle met en œuvre quatre montages fondamentaux en électronique et n'utilise que des transistors, de plus elle permettra l'adjonction sur votre réseau ferroviaire d'un complément peu commun que procure ce klaxon d'autorail. Avec un peu de patience vos réglages forgeront l'harmonie des sons et toutes les voies vous seront ouvertes !

Généralités

On considérera que le klaxon doit émettre trois tons dans un temps donné. En réalité deux fréquences d'émission suffisent si le temps de chaque ton est bien calculé. Il faut donc produire deux fréquences – du 600 Hz et du 500 Hz – et répartir dans une période de 5 s environ ces deux fréquences.

Bien sûr les fréquences comme les temps indiqués peuvent légèrement varier. Du reste nous verrons ce problème au niveau des réglages. L'amateur ne sera pas brimé puisque l'oreille sera le principal appareil de mesure ! Un contrôleur sera aussi le bienvenu.

Les problèmes techniques

Le module comprend quatre parties

- 1) Un monostable – il délimitera le temps de 5 s.
- 2) Un calibre – il déterminera les séquences de 600 ou 500 Hz en modifiant la résistance d'émetteur de l'oscillateur.
- 3) L'oscillateur – il fournira les deux fréquences.
- 4) L'amplificateur – il permettra d'obtenir un klaxon d'une puissance d'environ 1 W avec un H.P. de grand diamètre (12/14 cm).

L'ensemble sera alimenté par une alimentation stabilisée (non décrite) de 9 à 15 V et pouvant débiter 200 mA. Comme à l'accoutumée, pas de mise en coffret, chacun agissant à sa guise ou ajoutant ce nouveau module dans le pupitre général de commande du réseau.

Le module étant très compact, seuls le bouton poussoir de mise en marche et le potentiomètre de volume peuvent être câblés vers l'extérieur.

Principe général de fonctionnement

Dès l'instant où le « conducteur de l'autorail » appuie sur le bouton poussoir du klaxon le monostable fournit le positif général pendant 5 s.

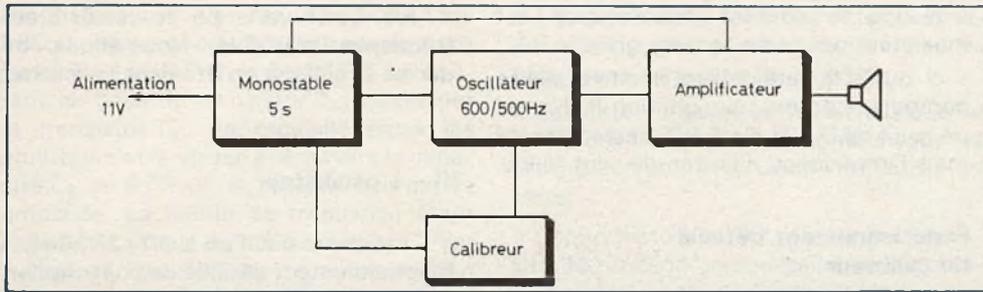


Fig. 1. - Synoptique complet du simulateur d'avertisseur pour auto-rail.

Ce positif alimente : l'ampli, le calibreur et l'oscillateur qui fournit immédiatement le 600 Hz.

Suivant le réglage, après 2 s d'émission de 600 Hz, le calibreur bloque le transistor T_6 , ce qui modifie la charge du transistor T_7 et ainsi le 500 Hz est fourni pour 15 s environ. Ce temps écoulé, le 600 Hz est de nouveau émis car le transistor T_6 est passant. Cette émission ne dure qu'environ 15 s car l'addition des temps (2 s + 15 s + 15 s = 5 s), montre que le monostable cesse d'émettre le positif général et le klaxon ne fonctionne plus.

Fonctionnement détaillé

L'alimentation stabilisée sera réglée à 11 V environ.

I - Le monostable

Dès la fermeture du poussoir I_1 , l'impulsion positive retransmise par le condensateur C_1 de $4,7 \mu\text{F}$ au pont de base du transistor T_1 formé par la résistance R_2 de $27 \text{ k}\Omega$ et la résistance R_3 de $6,8 \text{ k}\Omega$ a pour effet de rendre ce transistor passant.

Le transistor T_1 passant, décharge la capacité C_2 .

Ce transfert de charge rend la base du transistor T_2 négative. T_2 se bloque à cet instant par le positif de la résistance R_5 de $1 \text{ k}\Omega$ et de la résistance R_6 de 100Ω , le transistor T_3 est rendu passant. On recueille sur la charge de la résistance R_7 de l'émetteur du transistor T_3 monté en collecteur commun le positif 11 V général. Cette tension sera présente pendant toute la durée de recharge du condensateur C_2 . Le condensateur C_2 se recharge à travers le potentiomètre P_1 de $1 \text{ M}\Omega$. Le potentiomètre P_1 servira donc de réglage de temps. Le monostable est réglable de 3 à 8 s environ.

Lorsque le condensateur C_2 sera rechargé, le transistor T_2 sera passant car sa base sera positive ; sur son collecteur un négatif apparaîtra et par la résistance R_6 bloquera le transistor T_3 .

Ce monostable est classique et simple. Il faut éviter de régler le potentiomètre P_1 à « zéro » car il n'y a pas de résistance talon de protection (simplification du schéma) ; tous les composants sont courants.

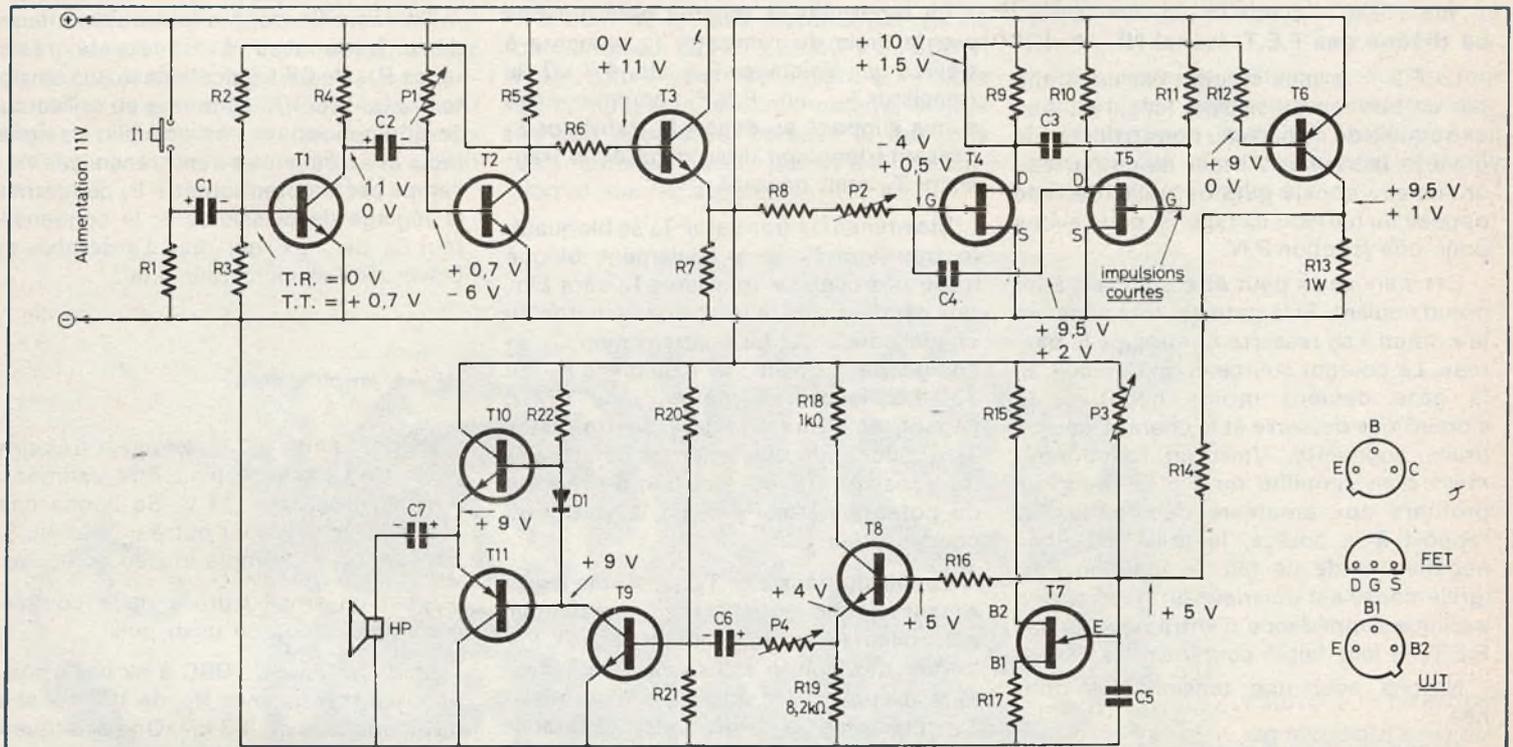


Fig. 2. - Nous avons préféré construire le montage autour de classiques transistors plutôt que d'avoir recours à des circuits intégrés. La réalisation pratique n'en sera que facilitée.

Nous noterons la présence d'une résistance R_1 de $39\text{ k}\Omega$ entre le positif du condensateur C_1 et la masse. Cette résistance permet la décharge du condensateur C_1 , après la manœuvre du bouton poussoir.

Ainsi, à l'impulsion de commande suivante, l'arrivée d'un positif permettra à coup sûr le transfert de charge. L'absence de cette résistance bloquerait le démarrage du klaxon dans le cas d'usage intensif.

II - Le calibre

C'est un multivibrateur à fréquence lente et à périodes dissymétriques. De ce fait, on recueille sur le drain du transistor T_4 des impulsions toutes les 2 à 3 s suivant le réglage du potentiomètre P_2 . Ces impulsions vont moduler les séquences 500 et 600 Hz.

Ce multivibrateur est construit avec des F.E.T., ce qui permet d'obtenir une basse fréquence sans utiliser de condensateurs chimiques. Ceux-ci amenant toujours des fuites, donc une fréquence moins stable.

D'autre part l'utilisation de F.E.T., permettra de revoir un peu la théorie de ces semi-conducteurs.

La théorie des F.E.T. (canal N)

Le F.E.T. le plus courant est constitué par un barreau de silicium (canal N). Aux extrémités de ce barreau nous trouvons le drain et la source. Autour de ce barreau un anneau appelé gate ou grille (de type opposé au barreau ici type P), nous avons donc une jonction P.N.

Cet « anneau » peut être comparé à un nœud coulant. Si la gate est très négative le « nœud » se resserre et étrangle le barreau. Le courant source drain diminue. Si la gate devient moins négative, le « nœud » se desserre et le courant, source drain, augmente. Voici un fonctionnement bien simplifié du F.E.T., mais qui profitera aux amateurs débutants. Par rapport à la source, la grille est donc négative et de ce fait, la jonction P.N. (grille-canal) est polarisée en inverse, ceci explique l'impédance d'entrée élevée des F.E.T. et leur faible courant grille.

Notons pour une tension V_{DS} donnée :

a) que si la grille est très négative, aucun courant ne circule entre drain et source (courant de fuite très faible quelques nano-ampères) ;

b) que le courant drain-source est maximum pour une tension grille = 0 V ;

c) que si la gate devient positive, elle se comporte comme une jonction P.N. avec un seuil de 0,7 V. Le F.E.T. reste passant mais l'impédance d'entrée devient faible.

Fonctionnement détaillé du calibre

Examinons le schéma. Nous supposons le transistor T_4 passant ; son drain est donc au potentiel presque négatif, ce négatif par le transfert de charge du condensateur C_3 va rendre la grille du transistor T_5 négative et bloquer le transistor T_5 . Le drain du transistor T_5 sera positif. Par la résistance R_{11} de $22\text{ M}\Omega$, le condensateur C_3 de $0,22\text{ }\mu\text{F}$ va se recharger.

Quand le condensateur C_3 sera rechargé, la grille du transistor T_5 sera moins négative et le transistor T_5 sera passant. De ce fait, son drain deviendra négatif et par le transfert de charge à travers le condensateur C_4 , bloquera le transistor T_4 . Le drain du transistor T_4 deviendra positif.

En regardant le schéma nous voyons que le drain du transistor T_4 alimente à travers la résistance R_{12} de $4,7\text{ k}\Omega$ le transistor T_6 , un P.N.P. comme nous avons supposé au départ le transistor T_4 passant (donc son drain négatif), le transistor T_6 était passant.

Maintenant le transistor T_4 se bloquant, le transistor T_6 sera également bloqué (base positive). Le transistor T_6 sera bloqué pendant tout le temps de recharge du condensateur C_4 . Le condensateur C_4 se charge par : positif, la résistance R_8 de $330\text{ k}\Omega$, le potentiomètre P_2 de $1\text{ M}\Omega$, négatif, et le drain négatif du transistor T_5 . On constate que le temps de blocage du transistor T_6 , est fonction du réglage du potentiomètre P_2 et de la valeur du condensateur C_4 .

Le rôle du transistor T_6 est visible maintenant lorsque le transistor T_6 est bloqué, son collecteur est légèrement négatif. Par contre dès que le transistor T_6 est passant un positif est appliqué sur la résistance R_{14} de $270\text{ k}\Omega$. Cette résistance étant raccordée à l'émetteur de l'U.J.T. T_7 , la fréquence délivrée est modifiée. En effet, cette résistance R_{14} se trouve ainsi en parallèle sur le potentiomètre P_3 de

$47\text{ k}\Omega$. Cette variation de valeur crée la fréquence de 600 Hz. Nous allons aborder ce problème en étudiant l'oscillateur.

III - L'oscillateur

Il est composé d'un U.J.T. 2N2646. Le fonctionnement détaillé de l'unijonction a été donné dans le numéro 7 de la revue, page 88. Rappelons simplement pour mémoire, que la fréquence des oscillations dépend des valeurs du condensateur C_5 et du potentiomètre P_3 . Si l'on considère le schéma présent, il suffit de faire varier l'un ou l'autre des composants pour modifier la fréquence. Dans ce montage, c'est la résistance que l'on fait varier. Plus la résistance est élevée, plus la fréquence est basse.

Le 600 Hz est produit lorsque le potentiomètre P_3 de $47\text{ k}\Omega$ est en parallèle avec la résistance R_{14} de $270\text{ k}\Omega$, ce qui donne une résistance équivalente d'environ $40\text{ k}\Omega$. Le 500 Hz par contre est produit avec la résistance de $47\text{ k}\Omega$ du potentiomètre P_3 uniquement.

On recueille donc alternativement ces deux fréquences à travers la résistance R_{16} de $68\text{ k}\Omega$ sur la base du transistor T_8 (un BC 108 C) monté en collecteur commun pour ne pas affaiblir le signal reçu. Les fréquences sont transmises vers l'ampli par le potentiomètre P_4 qui permet le réglage de puissance et le condensateur C_6 de $1\text{ }\mu\text{F}$ qui relie l'ensemble au Driver de l'amplificateur final.

IV - L'amplificateur

Ce petit ampli est classique et très simplifié, sa puissance peut être estimée à 1 W environ sous 11 V. Sa bande passante est bonne pour notre utilisation. Sa conception est simple et peu coûteuse.

C'est un ampli « driver-paire complémentaire », donc un push-pull.

Le driver un BC 108C a sa base polarisée par la résistance R_{20} de $100\text{ k}\Omega$ et la résistance R_{21} de $3,3\text{ k}\Omega$. On remarquera l'absence de la résistance d'émetteur. La diode D_1 assure la polarisation repos des transistors complémentaires (environ 0,8 V). Une seule résistance dans cet

amplificateur. La résistance R_{22} de 560Ω , assure le courant de base du transistor T_{10} (un N.P.N. le 2N1613). Le courant de base du transistor T_{11} passe par le transistor T_9 . On recueille entre les émetteurs et la masse et à travers la capacité C_7 de $470 \mu F$, la tension alternative amplifiée. La bande de fréquence étant réduite, la valeur du condensateur C_7 est suffisante. La constante de temps avec un H.P. de 4Ω permettra le maintien aux bornes du condensateur C_7 d'une tension constante.

Diverses valeurs de H.P. peuvent convenir (2Ω - 4Ω - 8Ω), mais un H.P. de 4Ω , de bon « niveau » et d'assez grand diamètre ($12/14$ cm) est vivement recommandé (il est facile de se procurer ce genre de H.P. sur les vieilles télé).

Voici les problèmes théoriques résolus, il faut maintenant s'attaquer aux problèmes techniques de la réalisation.

Réalisation pratique

L'ensemble est monté sous une forme modulaire. Le circuit imprimé est en époxy (180×85). Il supporte tous les éléments. Il faut cependant « sortir » : le bouton poussoir, le H.P., l'alimentation avec l'aide de fils de câblage souple. Le potentiomètre de puissance P_4 peut également être sorti, il suffit de souder deux fils aux emplacements qu'il occupait sur le circuit imprimé.

L'ensemble des schémas et les brochages des transistors étant fournis, peu de problèmes surgiront de ce côté.

Le circuit imprimé est très classique (le numéro 9 de la revue a examiné tous les procédés, vous avez donc l'embaras du choix).

Cependant pour des raisons de simplicité, le procédé calque-peinture-perchlorure, a été employé. Certes le tracé avec cette méthode est moins raffiné, mais on obtient des tracés solides, permettant le cas échéant plusieurs démontages d'éléments en cas d'erreur. Après tout, nous sommes des amateurs et l'erreur est humaine ! Il permet également d'aérer les montages et d'utiliser certains éléments que l'on a « sous la main ». Le circuit imprimé étant terminé, il faut donc souder les composants. Attention à l'orientation des chimiques, de la diode et des transistors (il y en a onze) ; tous les composants sont courants.

L'emploi des transistors indiqués sur le schéma, permet d'utiliser des semi-conducteurs bon marché. Le plus onéreux reste l'unijonction, mais ce transistor a la vie dure...

L'élément le plus encombrant est le condensateur C_4 ($4,7 \mu F$ 160 V ou 250 V) mais, dans l'ensemble malgré le nombre de composants, aucun problème majeur ne doit apparaître. Lorsque le montage sera terminé, il faudra passer à la vérification et aux réglages.

La mise sous tension et les réglages

- 1) Brancher le H.P. de 4Ω aux bornes de sortie.
- 2) Mettre tous les potentiomètres à mi-course, celui de puissance sera un peu plus « forcé ».

Rappelons leur rôle :

- P_1 : réglage de temps monostable 5 s,
 - P_2 : réglage de temps calibre 1,5/2 s,
 - P_3 : réglage de fréquence 500 Hz,
 - P_4 : réglage de puissance de l'ampli.
- 3) Brancher une alimentation stabilisée aux bornes de la maquette et régler la tension à 11 V (cette maquette pourrait fonctionner entre 9 et 14 V).
 - 4) Sur le schéma, un bon nombre de point de tension sont indiqués (ils ont été mesurés avec un voltmètre de $20\ 000 \Omega$ par volt).

Ces points comportent deux tensions. Ces tensions indiquent les tensions travail (T) et les tensions repos (R) en ce qui concerne le monostable.

Lisez attentivement les polarités indiquées. Notez également que le klaxon doit fonctionner pour pouvoir mesurer les tensions sur le calibre, l'oscillateur et l'ampli.

La mesure de certaines tensions peut amener des démarrages intempestifs. Normalement, avant de recourir aux mesures des tensions, on peut régler la maquette à « l'oreille ».

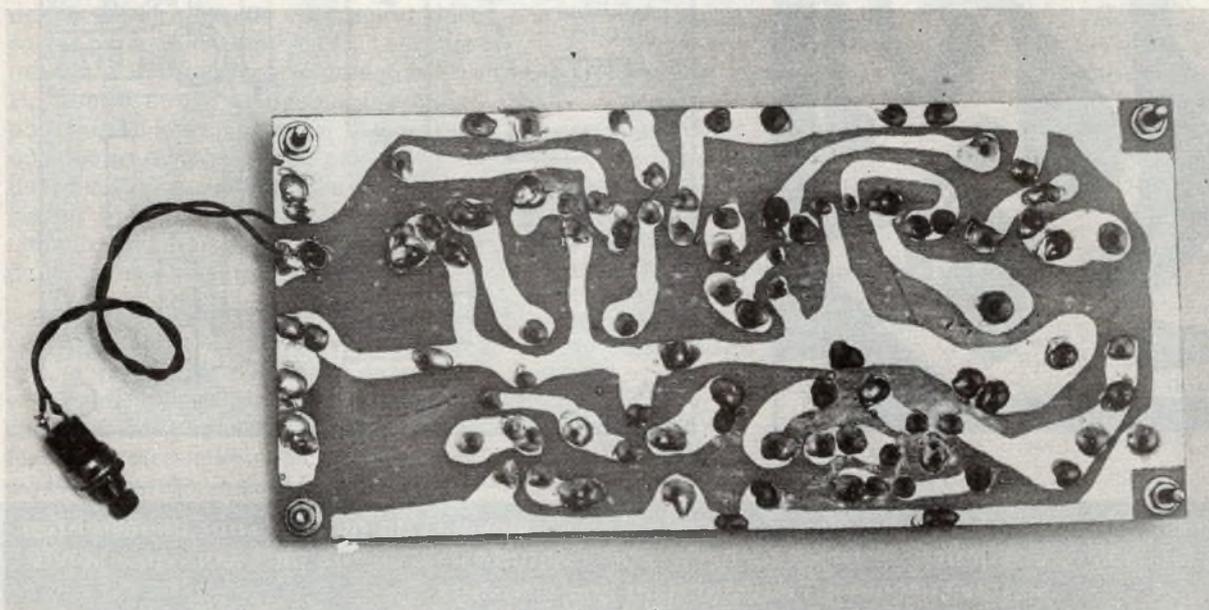


Photo 1. - Exemple de reproduction du circuit imprimé, au stylo marqueur spécial.

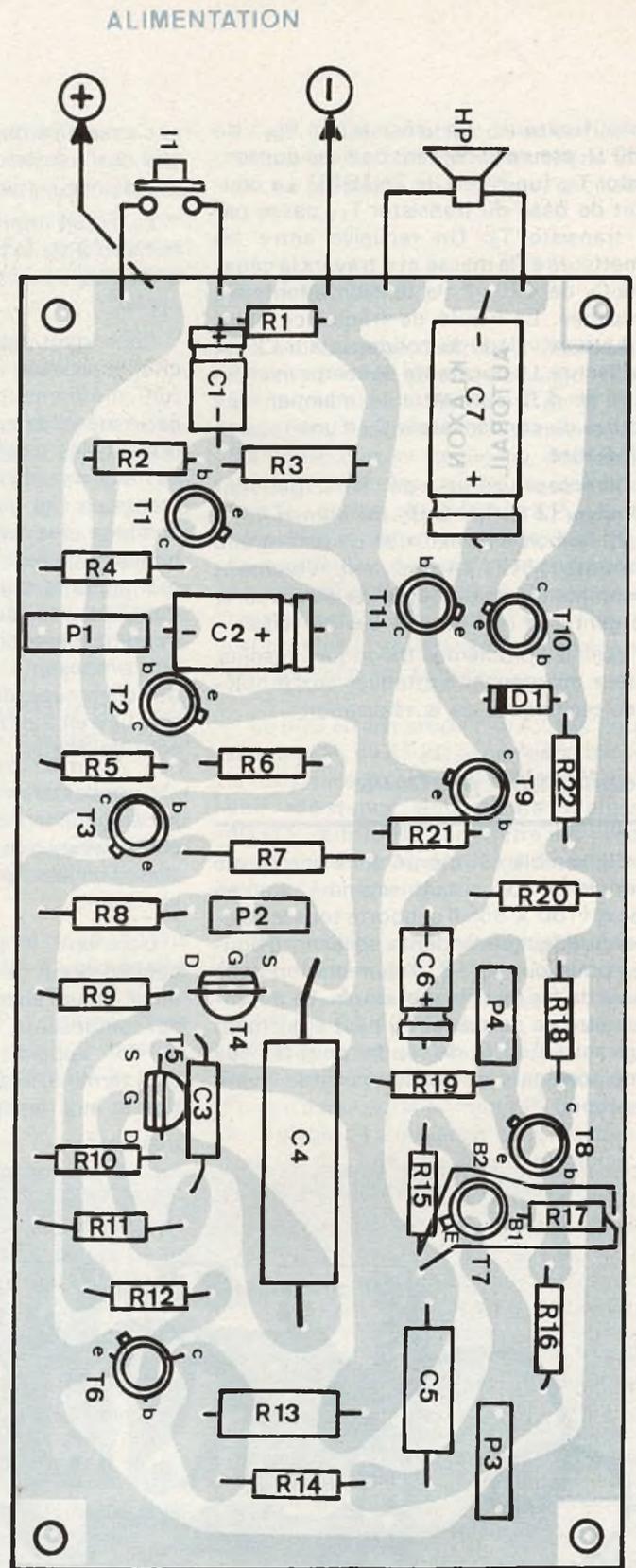
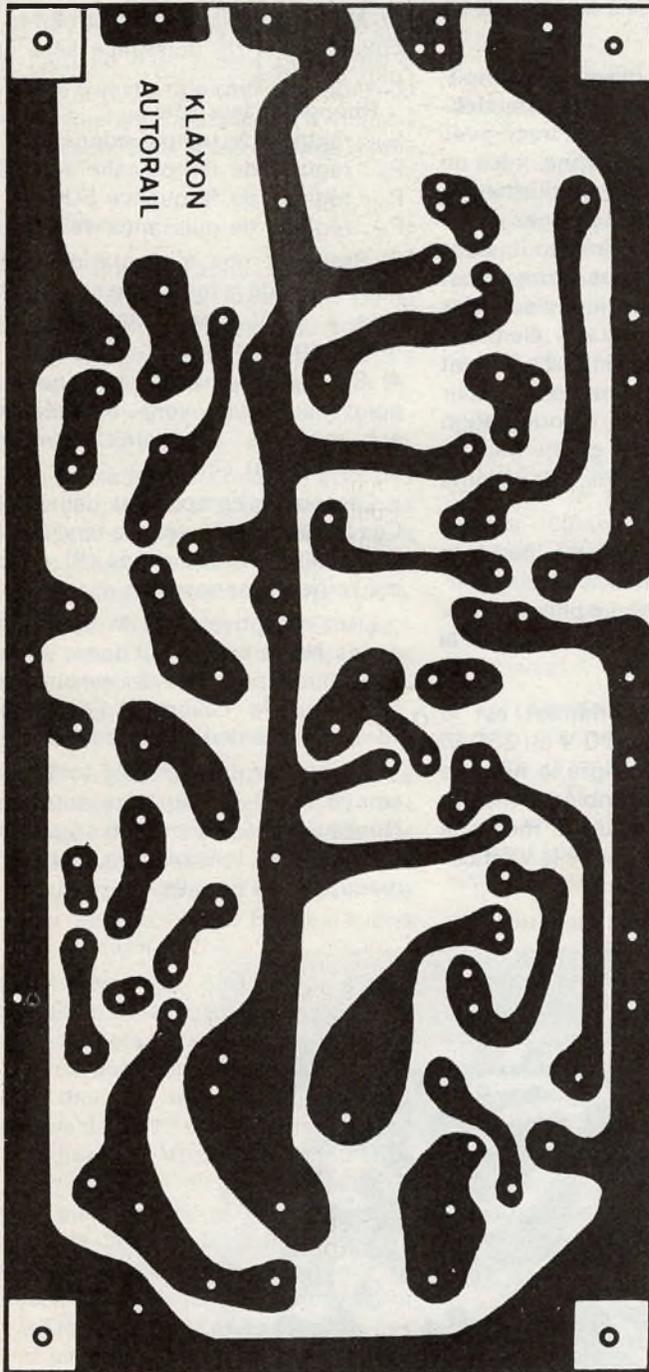


Fig. 2. et 4. - Le montage a été réalisé sur circuit imprimé. Les dimensions du module sont importantes afin de rendre plus facile la reproduction du tracé donné grandeur nature. Il ne suffira plus alors qu'à suivre scrupuleusement l'implantation des éléments.

Mise en service

1) Appuyer sur le poussoir, un son ou deux, doivent être perceptibles pendant un certain temps...

Compter le nombre de secondes et régler ce temps en manœuvrant le potentiomètre P_1 (attention ce potentiomètre n'a pas de résistance talon, ne pas le mettre à zéro sous peine de griller le transistor T_2).

Vérifier son sens d'augmentation de résistance avant les essais.

Régler le potentiomètre P_1 pour obtenir 5 à 6 s d'émission totale. Un faible déplacement du potentiomètre P_1 modifie rapidement le temps, il faut donc agir avec précaution.

2) Appuyer de nouveau sur le poussoir et régler le potentiomètre P_2 afin d'obtenir l'audition des deux fréquences

3) Régler le potentiomètre P_3 pour approcher des fréquences de référence 600 et 500 Hz. A ce niveau vous pourrez augmenter un peu la puissance de l'ampli (manœuvre du potentiomètre P_4) et retoucher le potentiomètre P_3 pour affiner les tons du klaxon.

Bien sûr, si le réglage des temps est mauvais, vous agirez de nouveau sur le potentiomètre P_2 . En réalité, seul le potentiomètre P_1 sera réglé définitivement. Lorsque vous obtiendrez environ 5 à 6 s d'émission, ne retouchez plus au potentiomètre P_1 ; suivant vos options auditives et le réalisme que vous voulez donner à votre klaxon, vous agirez donc sur les potentiomètres P_2 et P_3 . Les réglages étant terminés, seul le potentiomètre P_4 , pourra être à la rigueur manœuvré pour augmenter ou diminuer la puissance quoique ce réglage ne soit pas sans incidence sur les autres réglages (blocage du klaxon si la puissance est trop forte et variation des fréquences émises à cause de la bande passante réduite).

Avec un montage correct, le klaxon doit donner satisfaction. Si un problème arrivait, la vérification des points de mesure vous sera utile et facilitera vos recherches. Il ne faut cependant pas prendre ces tensions trop à la lettre (si vous lisez 8 V ou 10 V pour 9 V indiqués, tout sera normal).

Notons que la consommation moyenne en marche varie de 40 à 50 mA sous 11 V.

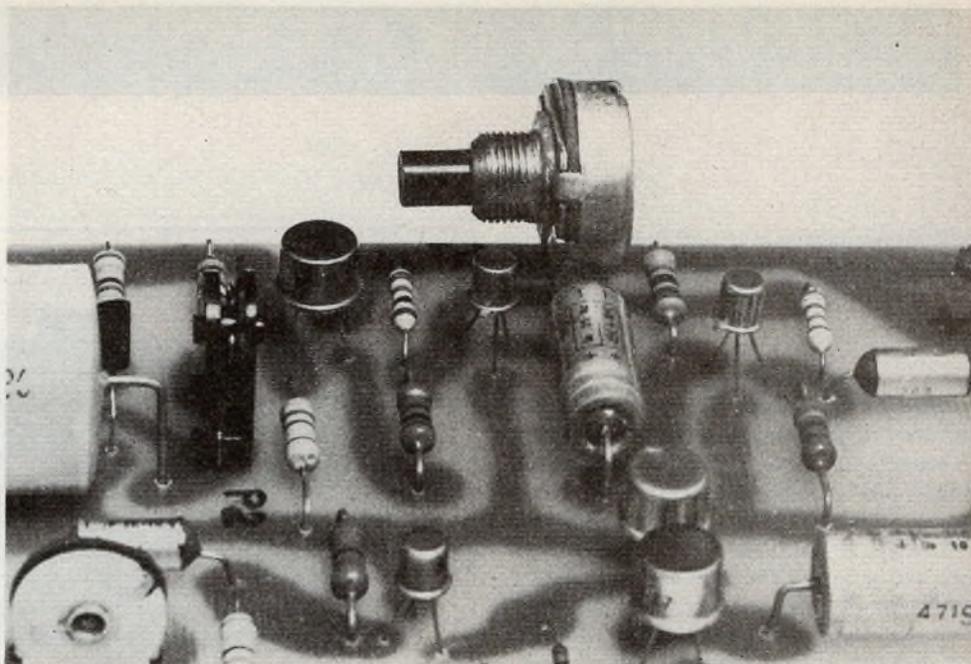


Photo 2. - Fixation éventuelle du potentiomètre par l'intermédiaire de ses cosses de sortie.

Il faut également noter un petit défaut, des démarrages intempestifs sur parasites secteur (allumage d'un tube fluorescent par exemple), ce petit « accrochage » n'a rien de bien gênant.

Vous pouvez vous mettre à votre poste de commandes, attention au départ... mais aussi aux oreilles ! Les enfants trou-

veront rapidement le chemin du bouton poussoir, et vous, après vos recherches techniques, vous rechercherez vite les boules de coton qui soulageront vos tympans.

La salle de gare sera transformée en salle des « F.E.T. ».

J.D.

Liste des composants

Transistors :

T_1, T_8, T_9 : BC108C, BC408B
 T_2 : 2N2222A
 T_6, T_{11} : 2N2905A, 2N2904A
 T_3 : 2N1711, 2N1613
 T_{10} : 2N1613, 2N1711
 T_4, T_5 F.E.T. : 2N3819
 T_7 : U.J.T. : 2N2646, 2N2647

Diode : 1N4148, 1N914

Les potentiomètres : (ajustables)

P_1 : 1 M Ω linéaire pour C.I.
 P_2 : 1 M Ω linéaire pour C.I.
 P_3 : 47 k Ω linéaire pour C.I.
 P_4 : 47 k Ω linéaire pour C.I.

Si vous désirez régler la puissance à l'extérieur de la maquette, P_4 sera fixé normalement par le canon suivant vos désirs ou les possibilités de votre coffret.

Condensateurs :

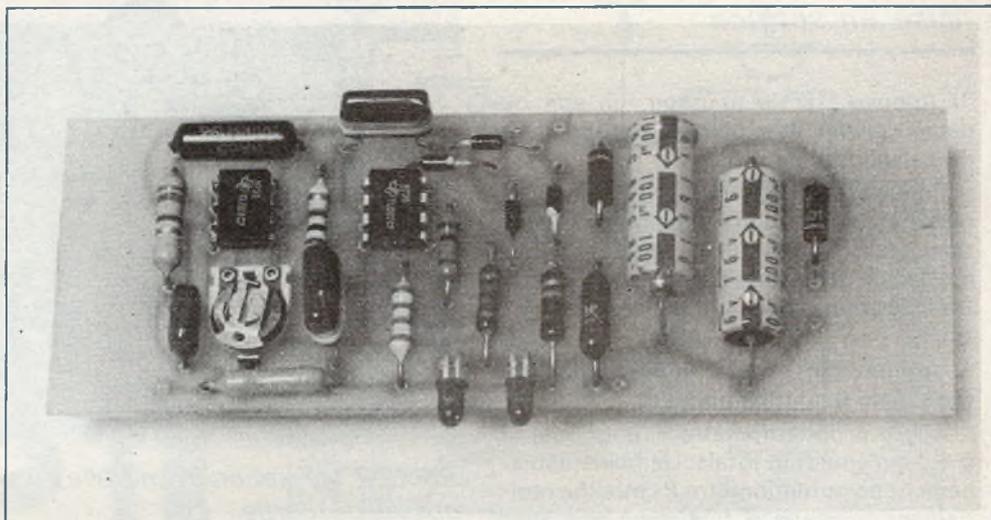
C_1 : 4,7 μ F / 16 V
 C_2 : 100 μ F / 16 V
 C_3 : 0,22 μ F 250 V ou moins
 C_4 : mylar-placo 4,7 μ F 160 V ou moins
 C_5 : mylar-placo 0,1 μ F 160 V ou moins
 C_6 : chimique 1 μ F / 16 V
 C_7 : chimique 470 μ F / 12 V

Résistances : 1/4 ou 1/2 watt 5 % sauf R_{13} qui fera 1 watt

R_1 : 39 K Ω (orange, blanc, orange)
 R_2 : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
 R_3 : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)
 R_4 : 1,5 k Ω (brun, vert, rouge)
 R_5 : 1 k Ω (brun, noir, rouge)
 R_6 : 100 Ω (brun, noir, brun)
 R_7 : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge)
 R_8 : 330 k Ω (orange, orange, jaune)
 R_9 : 1,8 k Ω (brun, gris, rouge)
 R_{10} : 1,8 k Ω (brun, gris, rouge)
 R_{11} : 22 M Ω (rouge, rouge, bleu)
 R_{12} : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_{13} : 470 Ω 1 W (jaune, violet, brun)
 R_{14} : 270 k Ω (rouge, violet, jaune)
 R_{15} : 470 Ω (jaune, violet, brun)
 R_{16} : 68 k Ω (bleu, gris, orange)
 R_{17} : 100 Ω (brun, noir, brun)
 R_{18} : 1 k Ω (brun, noir, rouge)
 R_{19} : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge)
 R_{20} : 100 k Ω (brun, noir, jaune)
 R_{21} : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
 R_{22} : 560 Ω (vert, bleu, brun)

Divers :

Un haut-parleur 4 à 8 Ω Ø 12 à 14 cm
Un bouton poussoir (contact travail)



Voltmètres électroniques

BIFET

UNE technologie récente, le procédé BIFET, permet de fabriquer des amplificateurs opérationnels, avec entrée par transistors à effet de champ, pour un prix qui est du même ordre que celui d'un μA 741. Ces nouveaux composants se distinguent de leurs prédécesseurs, par un bruit plus faible, par une bande passante triple et surtout par un courant de polarisation d'entrée plus de 1000 fois plus faible. Cette dernière performance permet la réalisation de voltmètres électroniques, pour tensions continues et à très haute impédance ($20 M\Omega$) pour un prix de revient dérisoire. Ces voltmètres peuvent notamment être conçus comme adaptateurs pour un contrôleur universel. On peut les réaliser avec commutation et indication automatiques de la polarité.

Voltmètre simple à un circuit intégré

Dans la figure 1, on utilise un circuit intégré TL071 CP, version à faible bruit et à faible courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel BIFET. Il attaque un contrôleur universel qu'on utilise exclusivement sur deux gammes consécutives, 1 et 3 V (ou 1,5 et 5 V, voire 3 et 10 V, si l'alimentation fournit au moins 2×12 V). La résistance caractéristique du contrôleur peut être quelconque.

En série avec la connexion d'entrée, on trouve une résistance R_1 , jouant tout d'abord un rôle de protection. Elle permet

de surcharger, sans danger pour l'appareil, l'entrée de ce dernier avec plus de 300 V. En effet, 300 V dans $10 M\Omega$, cela ne détermine qu'une intensité de $30 \mu A$, absolument inoffensive pour le circuit intégré. Accessoirement, R_1 forme un diviseur de tension avec $R_2 + R_3 + R_4 + R_5$. Si le commutateur S_1 se trouve sur la position « 0,1/0,3 V », l'entrée 3 de l'amplificateur opérationnel reçoit la moitié de la tension appliquée à l'entrée de l'appareil. On désire alors que le contrôleur universel accuse une déviation totale pour une tension appliquée de 0,1 V, s'il est commuté sur la gamme « 1 V », ou encore qu'il dévie, sur la gamme « 3 V », en fin d'échelle avec une tension appliquée de 0,3 V.

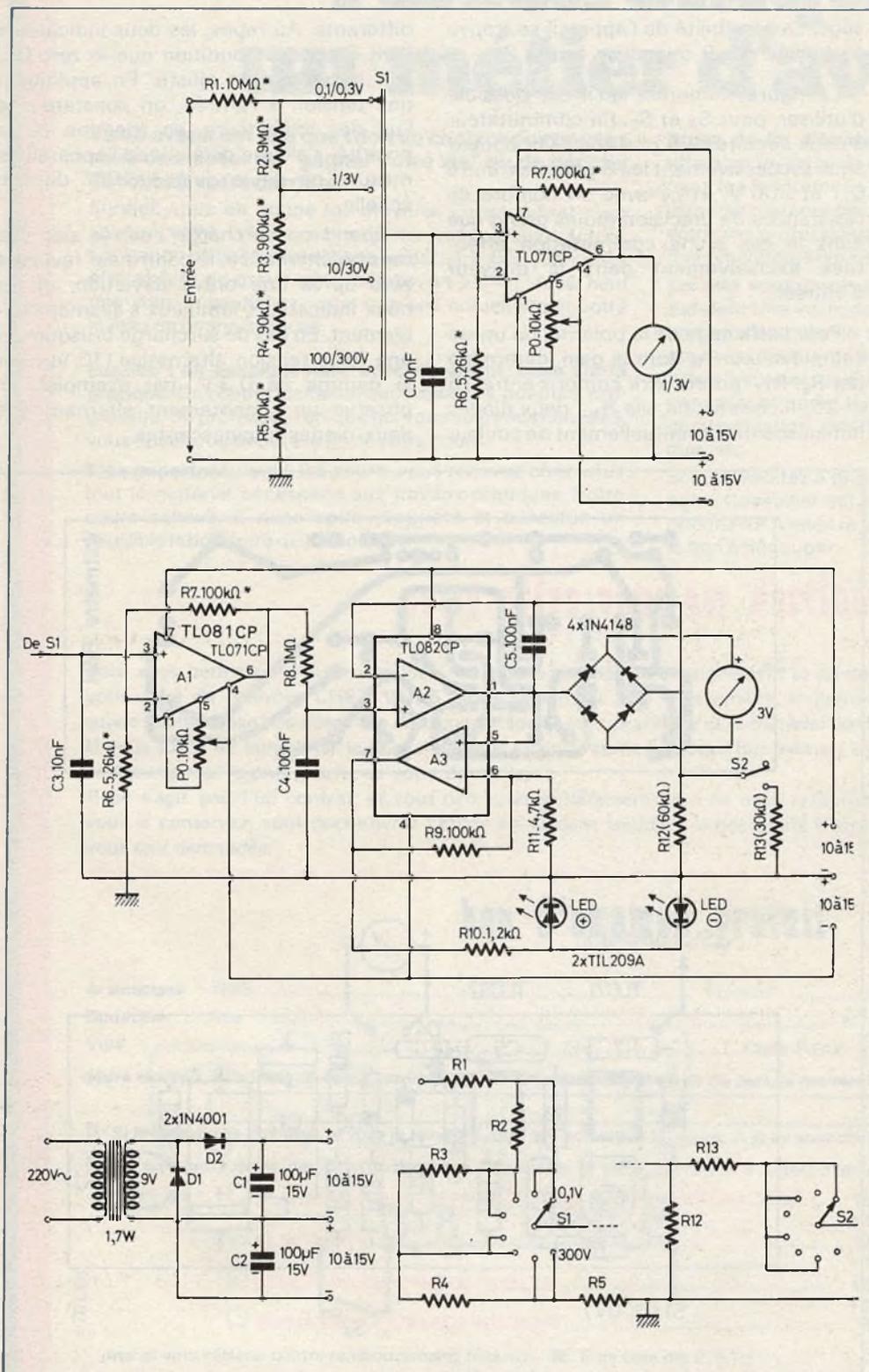


Fig. 1. à 4. - Une technologie récente, le procédé BIFET, permet de fabriquer des amplificateurs opérationnels, avec entrée par transistors à effet de champ.

Pour cela, il faut que le gain en tension de l'amplificateur opérationnel soit égal à 20. Ce gain étant donné par

$$G = \frac{R_6 + R_7}{R_6}$$

il est évident qu'on peut aussi l'obtenir avec des valeurs légèrement différentes de celles indiquées dans la **figure 1**, pourvu que le rapport R_7/R_6 soit égal à 19 (exemples : $R_6 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 57 \text{ k}\Omega$ ou $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 190 \text{ k}\Omega$). Il n'est pas interdit de réaliser ces valeurs par une mise en série de plusieurs résistances, mais il est indispensable d'utiliser des composants à haute stabilité (résistances à couche de carbone ou, mieux, à couche métal ou oxyde).

Il en est de même pour R_1 à R_5 , où l'utilisation de valeurs quelque peu différentes est également possible, si on respecte les rapports de division désirés. Exemple : $R_1 = 11,1 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ M}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 11,1 \text{ k}\Omega$. On obtiendra une précision suffisante, si on respecte les valeurs indiquées à 1 % près.

L'ajustage de la position « zéro » du voltmètre se fait par P_0 . Comme on n'a pratiquement jamais besoin de retoucher ce potentiomètre, il peut être du type « ajustable », si on prévoit, dans une paroi du boîtier de l'appareil, un orifice d'accès pour le tournevis.

Pour éviter toute fausse indication due à une tension alternative éventuellement superposée à la grandeur continue qu'on mesure, on a prévu un condensateur de 10 nF sur l'entrée de l'amplificateur opérationnel.

Une alimentation sur piles est possible, car le montage ne consomme que quelques milliampères. Cependant, la **figure 2** montre qu'un fonctionnement sur le réseau alternatif peut être obtenu avec des moyens très simples, car l'amplificateur utilisé ne demande pas d'alimentation stabilisée.

Voltmètre à commutation et indication automatiques de polarité

Le voltmètre de la **figure 1** n'est facile à utiliser que si on a toujours des tensions de même polarité à mesurer. Cela est bien le cas quand on travaille, par exemple, sur un récepteur de radio ou sur un circuit logique.

Par contre, une utilisation sur un montage à amplificateurs opérationnels nécessiterait de fréquentes inversions de polarité du contrôleur universel qu'on connecte à la sortie, une inversion à l'entrée n'étant pas possible, si on doit respecter la notion de la masse commune entre mesureur et montage analysé.

Pour obtenir une commutation automatique de la polarité, avec indication (par diodes lumineuses) tout aussi automatique de cette polarité, il suffit d'ajouter un double amplificateur opérationnel, TL082 CP, au montage précédent. La figure 3 montre que le premier élément de ce circuit intégré, A₂, est utilisé pour linéariser le fonctionnement d'un pont de redressement, D₃ à D₆, qui précède le contrôleur universel. En fait, dans l'application envisagée, ce pont ne sert pas à un « redressement », mais il fait simplement que le courant circule toujours dans un même sens dans l'appareil indicateur, quelle que soit la polarité de la tension de sortie de A₂ (plot 1) par rapport à la masse. Pour éviter qu'il y ait redressement parasite, on élimine toute composante alternative, éventuellement contenue dans la grandeur mesurée, par deux filtrages : R₈ avec C₄ et C₅ avec l'impédance du pont redresseur. Cependant, les fils de connexion menant vers le contrôleur universel peuvent présenter un effet d'antenne et capter des perturbations qui, redressées par le pont de diodes, donneront lieu à une faible déviation de l'indicateur. On devra donc travailler avec des connexions assez courtes.

Comme A₂ fonctionne en source de courant, on ne peut plus obtenir les gammes intermédiaires par simple commutation du contrôleur universel sur 1 V ou 3 V. Ce dernier fonctionne donc toujours sur sa gamme de 3 V, et on effectue la commutation par S₂. Pour cela, il convient d'utiliser, pour R₁₂, une résistance (de précision) égale à celle que le contrôleur possède sur la gamme de 3 V, soit une résistance de 60 kΩ dans le cas d'un contrôleur de 20 kΩ/V (ou 30 kΩ pour un de 10 kΩ/V). A R₁₃, on donnera une valeur telle que la mise en parallèle de R₁₂ avec R₁₃ soit équivalente à la résistance que le contrôleur présenterait sur sa gamme de 1 V. On doit donc prendre :

$$R_{13} = \frac{R_{12}}{(n-1)}$$

si n est le rapport entre les deux gammes consécutives, soit n = 3 dans le cas envi-

sagé. La sensibilité de l'appareil se trouve multipliée par 3 quand on ferme S₂.

La figure 4 montre qu'il est possible d'utiliser, pour S₁ et S₂, un commutateur à deux circuits de 8 positions. On obtient ainsi successivement les 8 gammes, entre 0,1 et 300 V, et ce avec un nombre de résistances de précision moins grand que dans le cas d'une commutation effectuée exclusivement dans le diviseur d'entrée.

Pour l'affichage de la polarité, on utilise l'amplificateur A₃ dont le gain, déterminé par R₉, R₁₁, pourra être compris entre 15 et 25. Il commande, via R₁₀, deux diodes lumineuses, éventuellement de couleur

différente. Au repos, les deux indicateurs sont éteints, à condition que le zéro (P₀) soit correctement ajusté. En appliquant une tension à l'entrée, on constate que l'un des indicateurs, en fonction de la polarité, s'allume déjà quand l'appareil de mesure ne dévie qu'à 1/100^e de son échelle.

Quand on surcharge l'entrée par une tension alternative, le contrôleur revient à zéro après une brève déviation, et les deux indicateurs lumineux s'allument faiblement. En cas de surcharge brusque par une forte tension alternative (10 V_{eff} sur la gamme de 0,3 V, par exemple), on observe un clignotement alternant des deux diodes lumineuses.

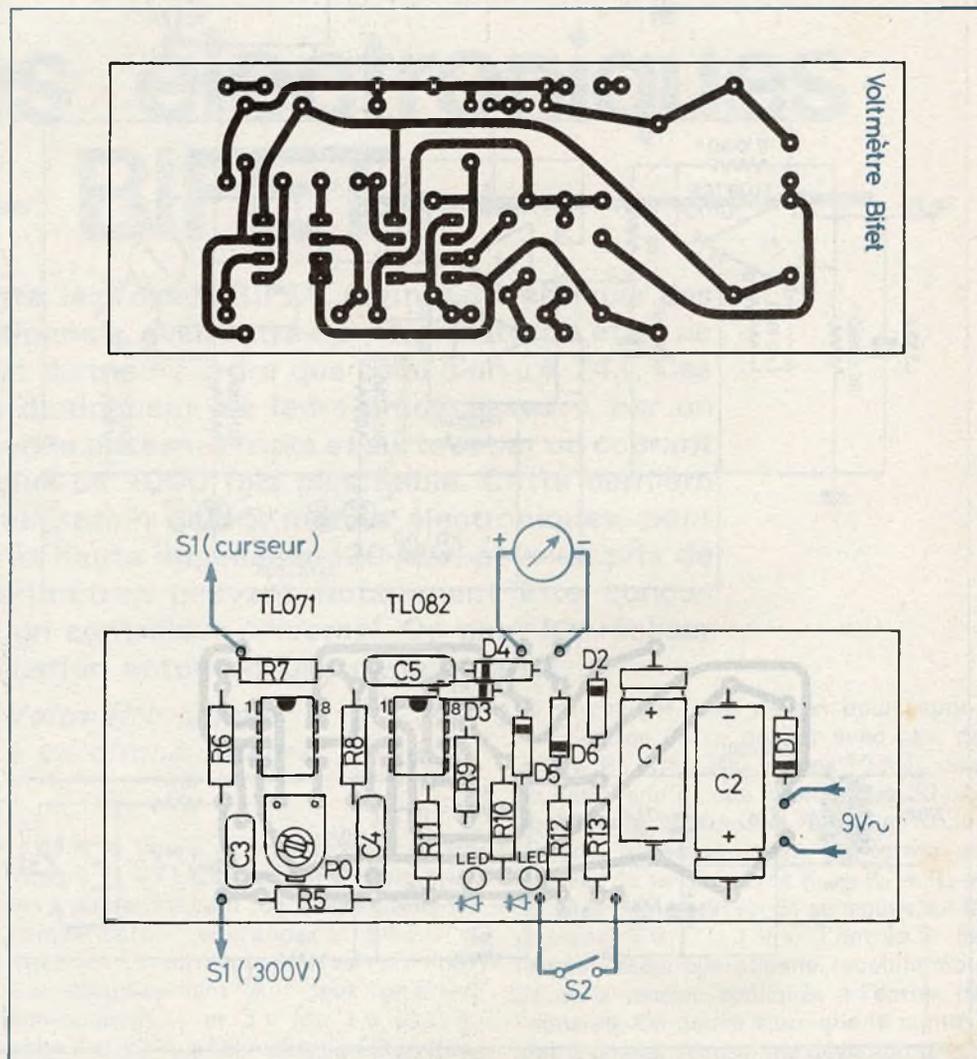


Fig. 5. - L'auteur a réalisé un petit circuit imprimé que nous publions grandeur nature. Côté implantation, on veillera à l'orientation des diodes.

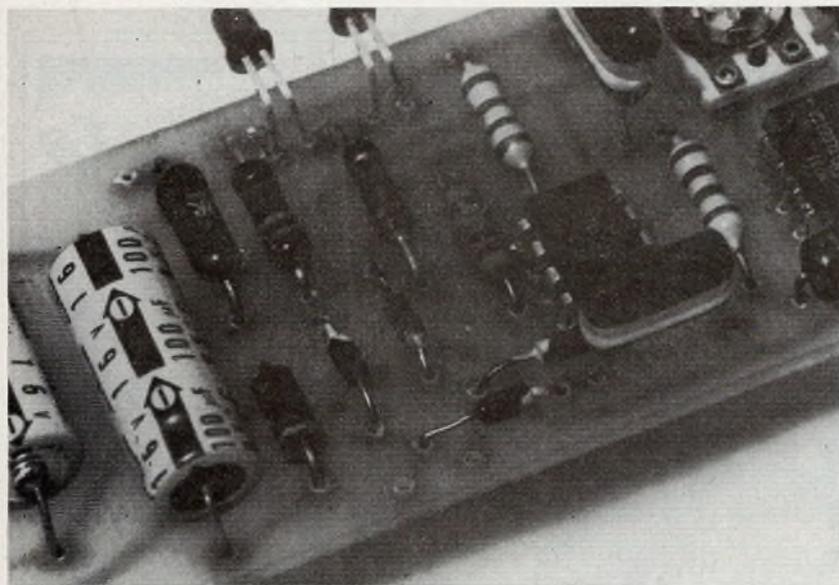


Photo 1. – Les diodes devront être bien orientées.

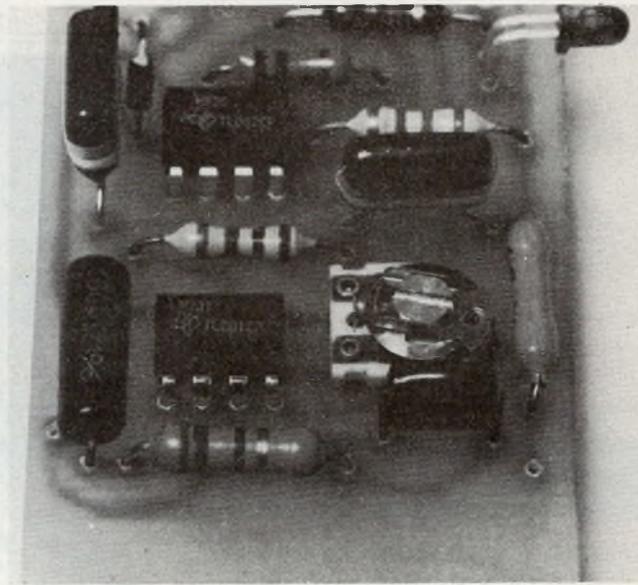


Photo 2. – Gros plan sur le circuit TL 081 CP.

Réalisation

La figure 5 montre la platine imprimée de l'appareil (figure 3 plus circuit d'alimentation), prévue pour être placée dans un boîtier Teko P/2. Les deux « LED » seront soudées dans le circuit en laissant des fils de connexion assez longs, de façon qu'on puisse les replier à angle droit, en laissant légèrement dépasser les têtes des diodes sur le bord de la platine. Ils apparaîtront alors dans deux trous qu'on percera dans la face avant du boîtier.

Le reste du matériel, contacteur, transformateur, interrupteur, fusible, douilles

d'entrée et de sortie, ne tiendra dans ce type de boîtier que si on utilise des composants assez petits. A défaut, on devra utiliser un boîtier Teko P₂, où le circuit de la figure 5 se loge également, dans le sens de la plus petite largeur, si on coupe les plages latérales non utilisées pour le câblage. On pourra alors élargir le circuit quelque peu en hauteur, ce qui sera avantageux si on est contraint d'utiliser, pour certaines des résistances de précision, soit des composants de taille assez grande, soit une mise en série de plusieurs éléments.

Bien entendu, on peut également incorporer un galvanomètre dans l'appareil. Tout type de 50 μ A à 1 mA, à déviation

totale, convient, la résistance interne est sans importance, il suffit de calculer R₁₂ de façon que cette résistance produise une chute de 3 V à l'intensité nominale du galvanomètre (soit 30 k Ω pour 100 μ A, 15 k Ω pour 200 μ A, etc.). Quant à R₁₃, on en détermine la valeur par la relation indiquée ci-dessus.

L'ajustage du zéro ne serait à retoucher que si l'un des indicateurs de polarité restait allumé au repos. Cela peut arriver après une très forte surcharge, mais il suffit alors d'attendre quelques secondes pour que l'appareil retrouve son équilibre.

H. SCHREIBER

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 :

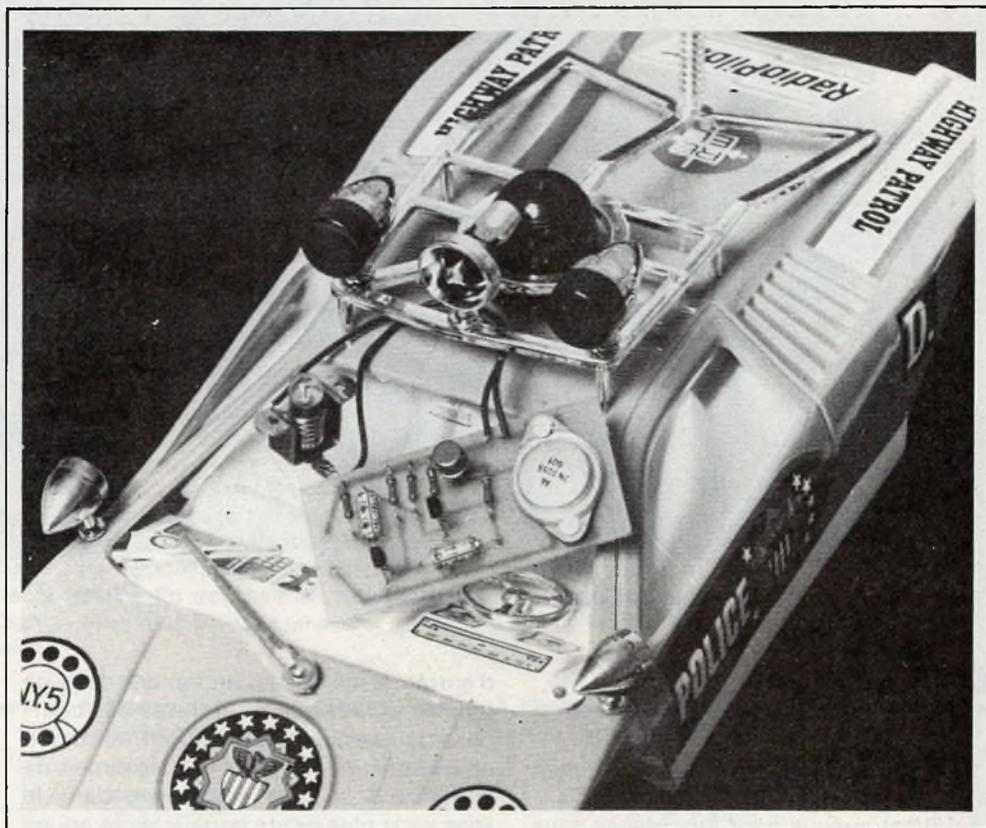
Institut Supérieur de Radio Electricité

27 bis, rue du Louvre, 75002 PARIS
Téléphone : 233.18.67 - Métro : Sentier

Veuillez me faire parvenir gratuitement votre documentation E P

Nom : _____

Adresse : _____



BALISE

à consommation réduite

Il peut s'avérer utile de disposer d'une balise clignotante à placer derrière sa voiture en cas de panne. Cependant, il arrive fréquemment que la distance balise-voiture soit trop grande pour prévoir un cordon d'alimentation jusqu'à la voiture, ou que la batterie soit hors service. D'autre part, une alimentation par piles risque, soit de donner un signal trop faible, soit de s'épuiser très rapidement. Avec le montage suivant, on obtiendra des éclairs puissants, donc visibles de loin, et brefs, donc consommant peu d'énergie.

I - Le multivibrateur astable. Principe

Considérons le schéma figure 1.

Supposons T_1 bloqué et T_2 saturé. Supposons des transistors parfaits, c'est-à-dire

$$V_{\text{collecteur}} - V_{\text{émetteur}} = 0 \text{ en saturation,}$$

et $V_{\text{base}} - V_{\text{émetteur}}$ infiniment petit, suffisant à déclencher un transistor.

$V_A - V_B = 0$, le condensateur C_2 se charge à travers R_2 , donc $V_F - V_A$ monte.

$V_F - V_A = V_F - V_A + (V_A - V_B) + (V_B - V_D) = V_F - V_D$. Le transistor T_1 commence à conduire, $V_C - V_D$ diminue, ce qui fait diminuer $V_E - V_B$, ce qui fait augmenter $V_A - V_B$ qui se répercute sur $V_F - V_D$. Le système bascule, et c'est au tour de T_2 d'être bloqué et T_1 d'être saturé.

Un raisonnement identique au précédent nous amène à voir qu'après un certain temps, il y a un nouveau bascule-

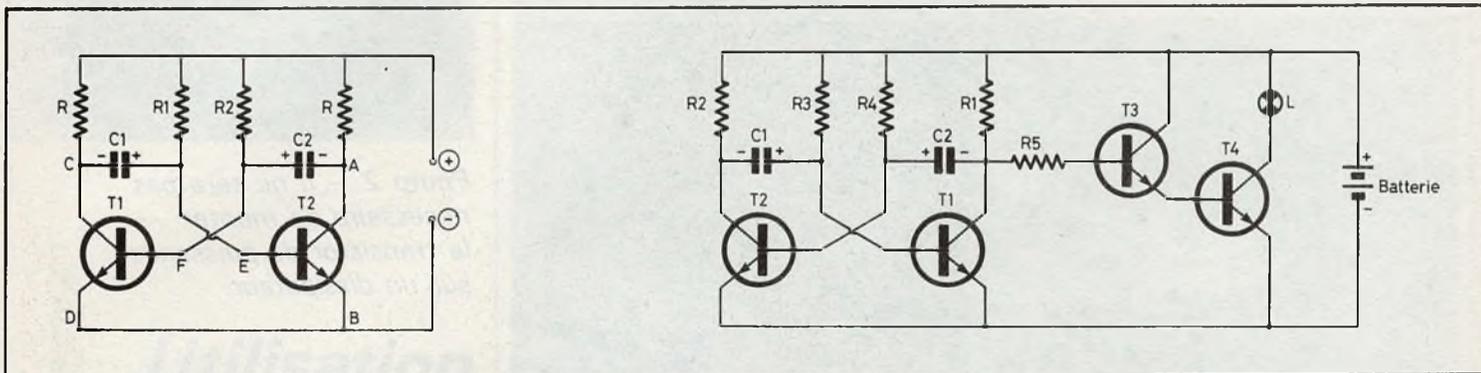


Fig. 1. et 2. - Rappels sur le principe de fonctionnement d'un multivibrateur astable. Schéma de principe général retenu.

ment, ce qui nous ramène aux conditions du départ. En considérant des transistors idéaux, on voit que le basculement a lieu lorsque

$$V_F - V_D = \frac{V_{al.}}{2}$$

De là, on démontre (voir démonstration ci-dessous, celle-ci étant un peu complexe) que les temps de blocage de chaque transistor sont :

$$T_1 = \ln 2 R_2 C_2 \approx 0,69 R_2 C_2$$

$$T_2 = \ln 2 R_1 C_1 \approx 0,69 R_1 C_1$$

en unités S.l.

Toutefois, étant donné toutes les différences entre un transistor idéal et un transistor réel, cette formule n'est plus tout à fait valable, surtout à cause de V_{CE} en saturation qui est constante, ce qui amène une légère diminution des temps avec l'augmentation de la tension d'alimentation.

Démonstration (I)

$$V_{cond.} = \frac{V_{alim.}}{2} \Leftrightarrow V_{alim.} \left(1 - \frac{1}{e^{t/RC}}\right) = \frac{V_{alim.}}{2}$$

$$\Leftrightarrow 2 \left(1 - \frac{1}{e^{t/RC}}\right) = 1$$

$$\Leftrightarrow 2 - \frac{2}{e^{t/RC}} = 1$$

$$\Leftrightarrow 1 = \frac{2}{e^{t/RC}} \Leftrightarrow \ln 1 = \ln 2 - \frac{t}{RC} \ln e$$

$$\Leftrightarrow \ln 2 - \frac{t}{RC} = 0$$

$$\Leftrightarrow \ln 2 = \frac{t}{RC} \Leftrightarrow t = \ln 2 R C$$

II - Schéma de l'appareil

Il se compose essentiellement d'un multivibrateur astable, qui commande un amplificateur de puissance à courant continu. Nous verrons le rôle des différents composants au paragraphe suivant, ajoutons simplement que l'entrée du transistor T_3 se faisant sur le collecteur de T_1 , les temps de blocage de T_1 correspondent aux temps d'allumage de L.

III - Calcul des composants

1) $R_3 R_4 C_1 C_2$

On veut un clignotement asymétrique, de temps d'extinction d'environ 1 s, temps d'allumage 0,2 s (on peut broder sur ces valeurs). On a :

$$T_{allum.} \approx 0,7 R_3 C_1 \quad R_3 \approx \frac{T_a}{0,7 C_1}$$

$$T_{extinc.} \approx 0,7 R_4 C_2 \quad R_4 \approx \frac{T_e}{0,7 C_2}$$

En choisissant (arbitrairement) $C_1 = C_2 = 10 \mu F$, on aura :

$$R_3 \approx \frac{0,2}{0,7 \times 10^{-5}} \approx 28,5 \text{ k}\Omega$$

On prendra $R_3 = 27 \text{ k}\Omega$.

$$R_4 \approx \frac{1}{0,7 \times 10^{-5}} \approx 142,8 \text{ k}\Omega$$

On prendra $R_4 = 150 \text{ k}\Omega$.

2) $R_2 R_1$

Ces résistances servent à limiter le courant passant par les transistors. On a donc

intérêt à les prendre grandes, pour limiter la consommation. Mais il faut d'autre part qu'elles soient petites devant R_3 et R_4 , pour ne pas avoir à entrer dans le calcul de la période.

On a choisi $R_2 = R_1 = 3,3 \text{ k}\Omega$.

3) $R_5 T_3 T_4$

R_5 doit être grande devant R_1 pour ne pas perturber le fonctionnement du multivibrateur. Elle doit être cependant assez petite pour que

$$I = I_{R5} \times \beta_{T3} \times \beta_{T4}$$

soit égal à au moins 1 A (une bonne lampe de 12 V consomme 12 W). On aura $R_5 = 47 \text{ k}\Omega$ (valeur nullement impérative).

Dans ces conditions,

$$I_{R5} \approx \frac{V_{al.}}{R_5} (R_5 \gg R_1) \approx \frac{12}{47\,000} = 0,25 \text{ mA}$$

$\beta_{T3} \times \beta_{T4}$ doit donc remplir la condition

$$\beta_{T3} \beta_{T4} = \frac{1}{0,25} 10^3 = 4\,000 = \frac{1}{I_{R5}}$$

Cette condition ne peut être remplie par un seul transistor ; nous avons adopté un montage Darlington.

$\beta_{T3} \approx 200$, $\beta_{T4} \approx 60$, $\beta_{T3} \times \beta_{T4} = 12\,000$, c'est-à-dire largement ce qu'il faut même en tenant compte de l'imprécision (pour le 2N1711, on donne $\beta = 100 - 300$!). La puissance dissipée par T_3 n'a rien d'énorme, toutefois on a préféré un transistor de moyenne puissance à un transistor d'usage général.

Enfin le 2N3055 sera monté sans radiateur, car il devra supporter une puissance de 12 W pendant 1/5 de seconde, et rien pendant 1 seconde, ce qui représente une puissance moyenne de 2 W, et le 2N3055 peut le supporter sans dissipateur supplémentaire.

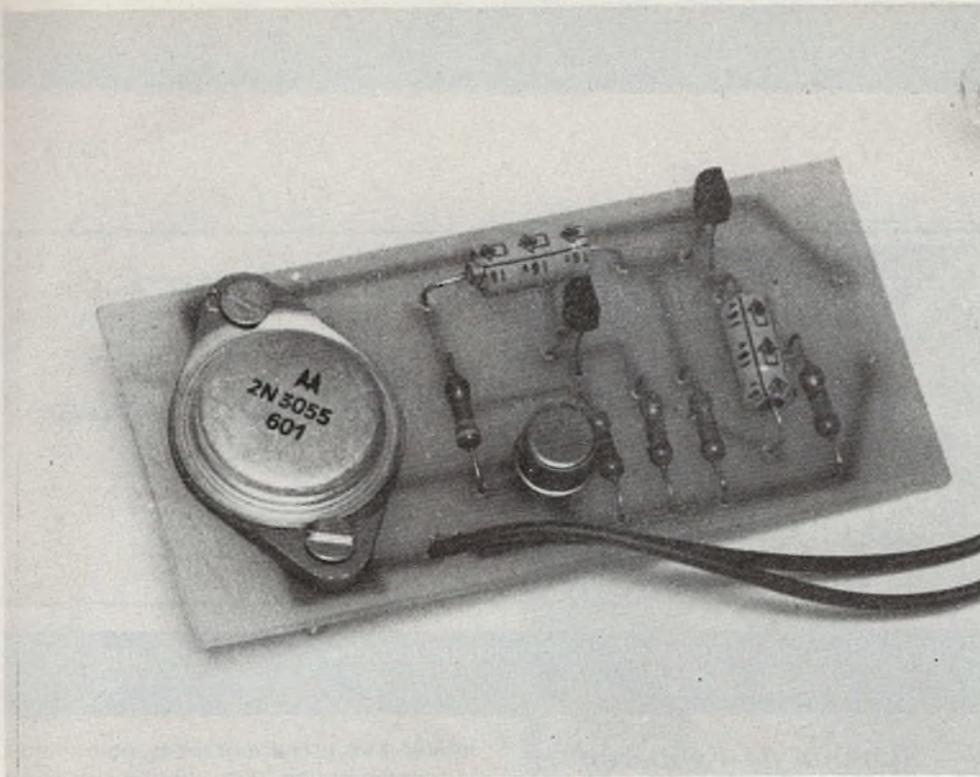


Photo 1. – Pour le multivibrateur, on utilisera des transistors NPN à « enrobage plastique ».



Photo 2. – Il ne sera pas nécessaire de monter le transistor de puissance sur un dissipateur.

IV – Réalisation pratique

Elle se fera sur plaquette époxy, le schéma du circuit étant donné figures 3 et 4. Les traits dessinés en gros doivent avoir une épaisseur d'au moins 1 mm et devront être étamés, car ce sont eux qui seront parcourus par un courant de 1 A. L'alimentation du montage se fera soit par trois piles de 4,5 V, soit par huit piles rondes moyennes de 1,5 V. La lampe sera du type feux de position, en 12 V et d'un maximum de 12 W. Quant au coffret, on pourra s'amuser à en bricoler un ou utiliser un coffret Teko série P (il faut qu'il puisse contenir les piles)... et n'oubliez pas de changer les piles après une utilisation prolongée !

Y. STRANSKY

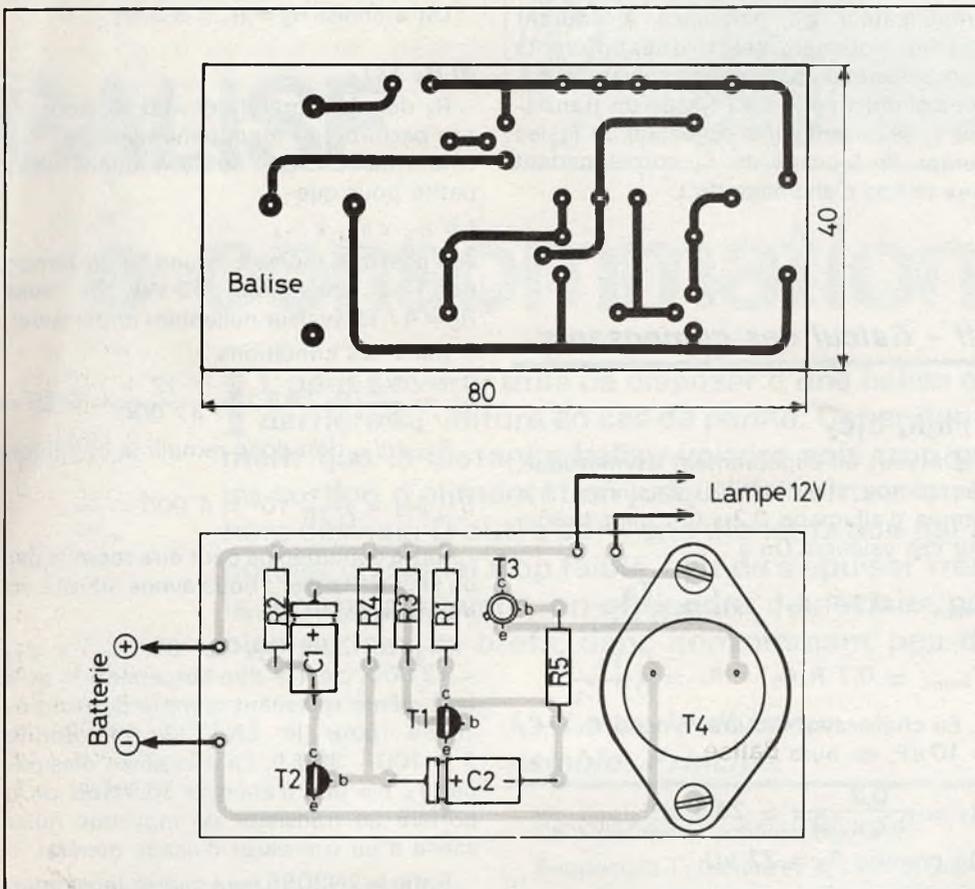


Fig. 3: et 4. – L'auteur s'est livré à l'exécution du tracé d'un circuit imprimé que nous publions grande nature. Côté implantation, on remarquera que la liaison collecteur du transistor T₄ s'effectue par l'intermédiaire des vis et écrous.

V – Liste des composants

Résistances 1/4 W

R₁ = R₂ = 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)

R₃ = 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₄ = 150 kΩ (marron, vert, jaune)

R₅ = 47 kΩ (jaune, violet, orange)

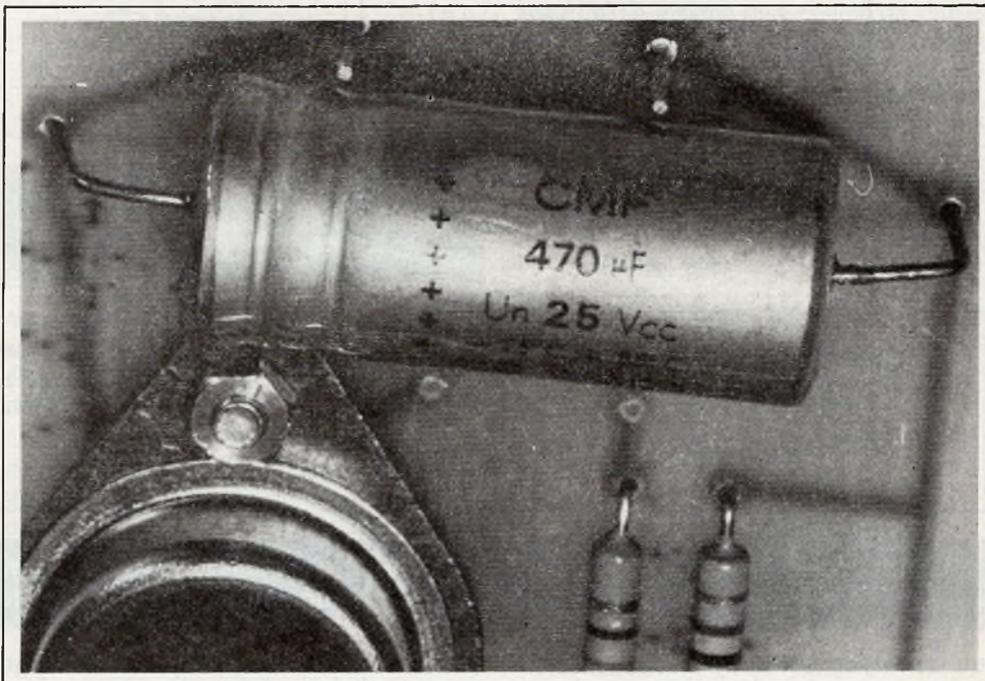
C₁ = C₂ = 10 μF / 16 V

T₁ = T₂ = BC 238, BC 235, BC 408

T₃ = 2N1711, 2N1613

T₄ = 2N3055

**Utilisation
rationnelle
des
composants
électroniques :**



LES CONDENSATEURS ELECTROLYTIQUES

VOUS voyez, dans un schéma, un condensateur de filtrage marqué « 25 µF, 15 V ». Il est probable que l'auteur du schéma a déjà appliqué une marge de sécurité sur la tension nominale. Ou qu'il a pris ce qu'il avait sous la main, alors qu'il savait que 10 V seraient suffisants.

Mais vous voyez 15 V. Et vous en avez bien un qui est marqué « 16 V », mais comme vous ignorez si c'est la tension de service ou la tension de pointe que le fabricant a indiquée, vous allez en acheter un de 25 V, par ailleurs trop gros pour l'emplacement prévu sur votre platine. Mais, en fait, le fabricant a déjà appliqué, sur son produit, une marge de sécurité qui est bien plus grande que ce que vous osez espérer.

Tension de service et courant de fuite

Quand une seule tension est indiquée sur un condensateur électrolytique, il s'agit toujours de la tension de service. La tension de pointe, jusqu'à laquelle le fabricant garantit le condensateur, peut alors être calculée en multipliant celle de service par 1,15. Un condensateur marqué 16 V tient ainsi, en fait, au moins 18,4 V à la température maximale de fonctionnement pour laquelle il est garanti - température dont vous resterez probablement très loin dans l'application que vous prévoyez.

La tension de service d'un condensateur électrolytique est fonction de son « courant de fuite ». Il s'agit là d'un courant électrique qui s'établit quand on met le condensateur sous tension. La figure 1 montre que ce courant est une fonction exponentielle de la tension appliquée. Si on travaille sous une tension trop élevée, le courant de fuite provoque une décom-

position chimique trop rapide, d'où vieillissement (perte de capacité) prématuré du condensateur, du moins quand il fonctionne sous température élevée. En effet, la figure 2 montre que le courant de fuite augmente très rapidement avec la température.

Il existe des normes pour ce courant de fuite. Pour calculer la valeur maximale qu'on peut admettre, dans le cas d'un condensateur électrolytique « aluminium », matériel « grand public », on détermine d'abord le produit $C_n \times V_s$, capacité nominale, en µF, par tension de service, en V. Si ce produit est inférieur ou égal à 1000, on calcule le courant de fuite maximal, en µA, par :

$$0,1 \times C_n \times V_s + 10,$$

soit, pour un condensateur de 25 µF, 10 V, un courant de fuite admissible de

$$0,1 \times 25 \times 12 + 10 = 40 \mu A,$$

à 20 °C. Si le produit $C_n \times V_s$ est supérieur à 1000, on utilise l'expression

$$0,06 \times C_n \times V_s + 50,$$

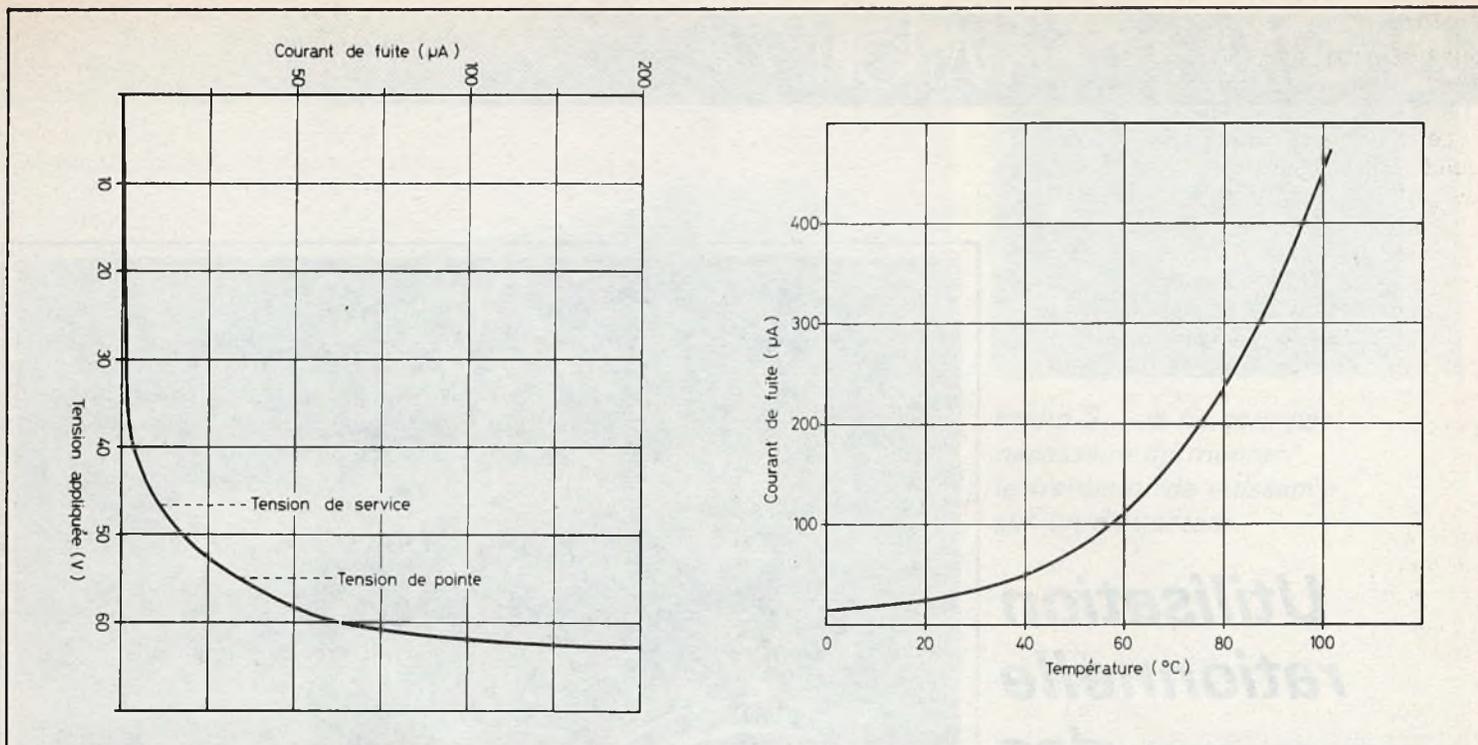


Fig. 1. et 2. - Les tensions de service et pointe d'un condensateur électrolytique sont essentiellement déterminées par le courant de fuite dont l'intensité dépend de la tension appliquée.

qui donne, dans le cas d'un condensateur de $100 \mu\text{F}$, 25 V , une intensité de $200 \mu\text{A}$, au maximum. Finalement, pour un condensateur au tantale, le courant de fuite à 20°C est donné par

$$0,02 \times C_n \times V_s + 2.$$

Comme on obtient toujours le résultat en μA quand on exprime C_n en μF et V_s en V , l'exemple d'un condensateur de $20 \mu\text{F}$, 20 V conduit à un courant de fuite maximal de $10 \mu\text{A}$.

Les normes d'il y a vingt ans admettaient des courants de fuite jusqu'à dix fois plus forts. Ce qui explique que les condensateurs électrolytiques d'alors vieillissaient bien plus rapidement que ceux d'aujourd'hui.

résistance R , limitant l'intensité de charge du condensateur, un micro-ampèremètre protégé par les diodes D , et une source de tension continue variable. Lorsqu'on augmente progressivement la tension de cette source, on observe une forte intensité due à la charge du condensateur à l'essai. Puis, l'intensité diminue pour se stabiliser, au bout d'une minute environ, à une valeur qui est celle de l'intensité de fuite.

Les condensateurs essayés sont garantis, d'après la formule donnée plus haut, pour une intensité de fuite inférieure à $40 \mu\text{A}$. Lors de la première expérience, on a cherché à déterminer pour quelle tension on obtient effectivement la moitié du courant limite de fuite, soit $20 \mu\text{A}$. Le

tableau ci-dessous montre que cette tension est toujours largement plus grande que la tension de service indiquée, dans un cas presque trois fois plus grande. Ensuite, lors d'un second essai, on a déterminé l'intensité du courant de fuite que le condensateur présente effectivement sous la tension de pointe indiquée, soit 15 V . On voit que cette intensité est généralement inférieure à $2 \mu\text{A}$, et parfois la valeur réelle est de plus de cinquante fois meilleure que la valeur garantie ! Cependant, un échantillon fait exception (n° 3) du fait d'un courant de fuite de $12 \mu\text{A}$. Ainsi, en effectuant une vérification sur 1000 échantillons au lieu de 10, on en aurait peut-être trouvé un qui tient tout juste la norme.

Un relevé révélateur

Il est toujours intéressant de savoir, jusqu'à quel point un fabricant tient les normes qu'il garantit. Pour cela, un essai a été entrepris sur dix condensateurs marqués $25 \mu\text{F}$, $12/15 \text{ V}$, provenant tous d'un même fabricant (français), mais achetés en partie à des époques différentes, échelonnées sur plusieurs années.

Pour former ces condensateurs, on leur a d'abord appliqué la tension de pointe (15 V) pendant plusieurs dizaines de minutes. Puis, on les a mesurés dans le montage de la figure 3 qui comporte une

Caractéristiques de dix condensateurs $25 \mu\text{F}$, $12/15 \text{ V}$

Numéro échantillon	Tension (V) provoquant une intensité de fuite de $20 \mu\text{A}$	Intensité de fuite (μA) mesurée sous une tension de 15 V	Capacité (μF) mesurée sous une polarisation continue de 20 V
1	20	1,8	25
2	21	1,5	27
3	21	1,2	27
4	23	1	26
5	27	0,5	23
6	27	0,8	26
7	28	0,7	24
8	28	0,9	26
9	30	0,6	28
10	35	0,15	31

Fiabilité et rationalisation

Le fabricant essaie bien tous les condensateurs qui sortent de ses chaînes de production. Mais il ne peut pas, sur chacun, effectuer des tests d'échauffement répétés, qui lui permettraient de voir ce que le condensateur devient au bout de quelques années de service. Il est donc obligé de prendre une marge de sécurité qui, comme le montre le tableau ci-dessus, est assez grande même pour un composant du type « grand public ».

D'autre part, le fabricant a le souci d'offrir une gamme de produits aussi large que possible, tout en simplifiant au maximum la production. Ainsi, certaines firmes annoncent, pour les faibles valeurs de capacité (1 à 5 μF) des condensateurs de 12, 15, 20, 30, 40 V, par exemple qui ont tous la même taille pour une capacité donnée, et qui se distinguent par des différences de prix souvent dérisoires. Cela parce que la firme ne fabrique, en fait, que des types « 40 V ». Lors des mesures de vérification, on trie éventuellement ce qui ne tiendrait qu'une tension plus faible.

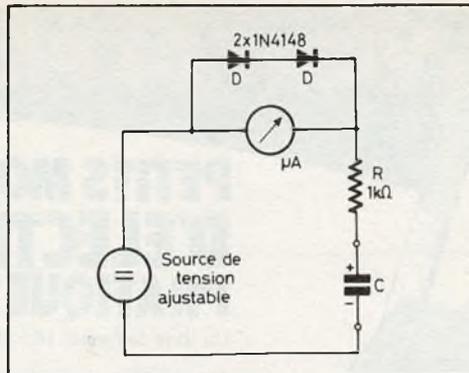


Fig. 3. – Montage pour la mesure du courant de fuite d'un condensateur électrolytique.

Mais si la chaîne de production fonctionne bien, elle ne produit que des 40 V, et on les vend « 12 V » s'il y a de la demande pour cela.

Ainsi, il est donc bien inutile de prendre des marges de sécurité, quant à la tension de service, dans le cas d'un condensateur de filtrage ou de liaison. Cependant, il n'en sera pas de même dans le cas d'un condensateur déterminant la constante de temps d'un temporisateur, bien que,

dans ce cas aussi, la mesure du courant de fuite est toujours plus révélatrice que la lecture de ce qui est imprimé sur le condensateur.

Il arrive souvent qu'on n'a pas exactement ce qu'il faut sous la main. Par exemple, on a un condensateur 10 μF , 12 V, alors qu'on pense qu'il vaudrait mieux utiliser un 15 V dans telle cellule de filtrage pour l'étage d'entrée d'un appareil alimenté sous 15 V. En pareil cas, deux solutions : où aller chez son fournisseur, en acheter un autre, ou effectuer le montage de vérification de la figure 3. En général, c'est la seconde méthode qui est la plus rationnelle.

H. SCHREIBER

Plus vous serez nombreux à vous abonner, plus les montages seront nombreux (voir p. 177).

UN GESTE
ET
VOUS AVEZ TOUT
SOUS LA MAIN

Parat 2000

**NOUVELLE SÉRIE POUR TOUTES PROFESSIONS • DESSUS CUIR • INTÉRIEUR EN A.B.S.
2 FERMETURES SUR LE DESSUS**

• SANS COUTURES • PAROIS ET FOND, SOUDÉS ET RIVETÉS SOLIDEMENT.

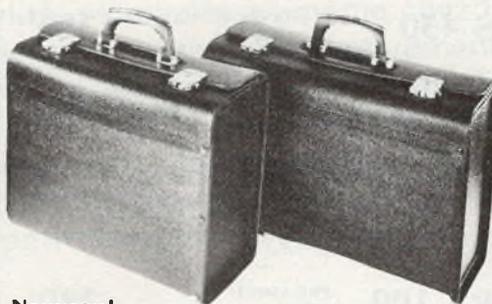
Modèle 2110.4001 (cuir et A.B.S.) vide

Bloc intérieur de 5 tiroirs plus espace de 45 mm (sur toute la surface derrière le bloc tiroir).

Possibilité d'ajouter des bacs avec séparations (en plus) et collerette supérieure.

Dimensions :

430 × 190 × 330 mm



Nouveau! Valise "Catalogue Case" Modèle 2270.4001 (cuir et A.B.S.)

Poches intérieures.

Maintien vertical des classeurs - circuits, etc.

Grande utilité - 430 × 190 × 330 mm

Modèle 2272.4001 plus grande 500 × 190 × 330 mm

Valise d'outillage (vide) 2460.4001

S'ouvre à l'avant et à l'arrière.

Cloison intérieure réglable et amovible.

Courroie et poche porte-outils.

Dimensions :

430 × 190 × 330 mm



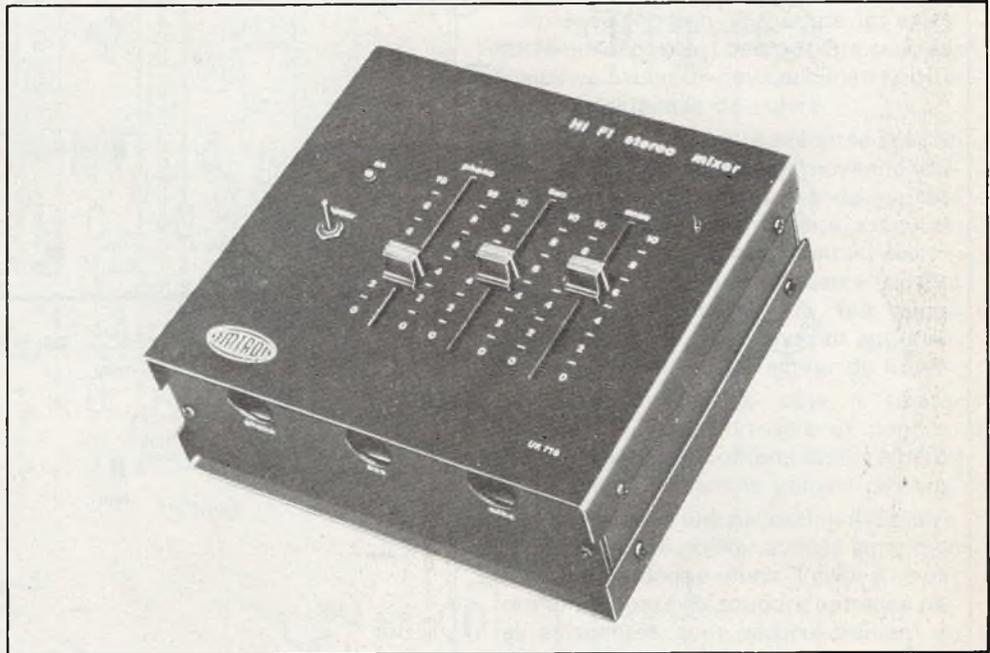
D'autres modèles existent • Demandez le catalogue!
Nos modèles sont vendus vides

En vente chez votre grossiste habituel

PRO-INDUSTRIA

(R. Duvauchel) 3, rue Casterès 92110 Clichy. Tél. 737.34.30/31

Renseignements documentation



UK 716

Mélangeur stéréo AMTRON

CET efficace mélangeur, de faible encombrement, possède des performances de haute qualité. Il peut mélanger, à des niveaux différents, trois sources de signal séparées et les acheminer sur deux canaux stéréo, pour commander des ensembles de sonorisation de puissance, des enregistreurs, des modulateurs d'émetteurs de radio, etc. Sa fidélité est optimale et le bruit est faible. La nécessité d'un petit mélangeur, qui soit d'excellente qualité, se manifeste même chez les usagers les plus exigeants. Chaque fois que l'on recherche un appareil effectivement portable, facile à insérer dans un circuit, avec la possibilité d'adaptation à différentes lignes d'amplification, l'UK 716 est tout indiqué. Il a été conçu principalement pour ceux qui se passionnent dans l'utilisation des enregistreurs, tuners, tourne-disques, etc., pour ceux qui élaborent des combinaisons selon leurs affinités personnelles. En outre, il peut être utilisé pour satisfaire les exigences des petites stations radiophoniques.

Il ne s'agit pas d'un des habituels mélangeurs aux performances limitées, mais d'un véritable préamplificateur et correcteur ayant des caractéristiques de distorsion et de réponse en fréquence qui le rendent compatible avec les exigences des amateurs de haute fidélité les plus raffinés.

Trois potentiomètres à curseur procurent la faculté de mélanger, suivant des rapports variables à volonté, les signaux provenant d'un tourne-disques, d'un

microphone stéréophonique, ou bien d'un ou deux microphones monophoniques et d'une troisième source auxiliaire, qui peut être constituée, par exemple, par un tuner ou un enregistreur. La sortie s'effectue à deux niveaux distincts et fournit deux tensions normalisées exigées par la plupart des systèmes d'amplification du commerce.

La sortie à haut niveau peut être utilisée pour moduler un émetteur de radio, un étage final basse fréquence ou bien pour

l'insertion d'un casque (type à haute impédance) comme élément de monitoring.

La sortie à bas niveau est conseillée pour les enregistreurs à ruban ou à cassette.

L'utilisation du mélangeur est extrêmement simple, et donc à la portée de toutes les personnes, même celles qui ne sont pas expertes dans le maniement d'une régie de sonorisation.

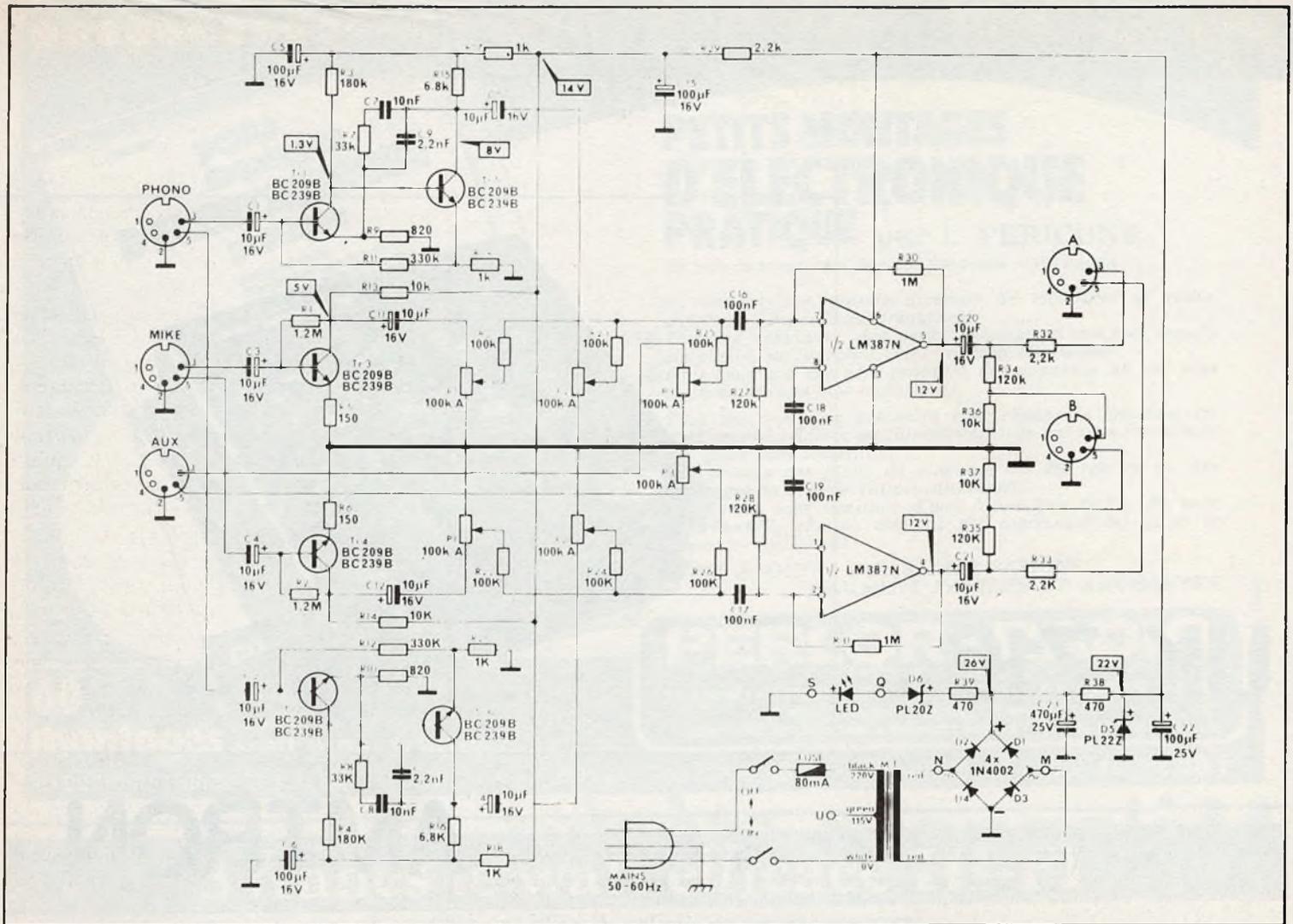


Fig. 1. - Le schéma de principe général de la table de mixage fait appel à une technologie classique, mais désormais éprouvée.

L'entrée Phono à haute sensibilité est destinée à être couplée à des têtes phonographiques de type magnétique. Le montage est simple et ne nécessite aucune mise au point pour fonctionner de façon parfaite.

L'alimentation s'effectue à partir du secteur; elle est efficacement stabilisée au moyen d'une diode zener.

Description du schéma (fig. 1)

Le signal d'entrée est traité de façon différente suivant sa provenance.

Comme les canaux stéréo sont absolument identiques, nous nous contenterons d'en décrire un seul.

Le tourne-disque à cartouche magnétique délivre un signal de faible niveau, qui nécessite tout particulièrement un rapport signal/bruit élevé. De la prise phono,

le signal est appliqué à travers le condensateur d'entrée C_1 , à la base de Tr_1 .

Le second transistor Tr_2 effectue une seconde préamplification. Une partie du signal, prélevée aux bornes de R_{19} , est à nouveau envoyée à l'entrée, à travers R_{11} , et sert de contre-réaction, en diminuant l'amplification totale au bénéfice de la largeur de la bande passante.

Le filtre R_7 - C_7 - C_9 qui relie le collecteur de Tr_2 à l'émetteur de Tr_1 , procède à la correction du signal d'entrée selon les normes R.I.A.A. Ainsi préamplifié, à travers le condensateur de couplage C_{13} , le signal est appliqué aux bornes du potentiomètre à curseur P_2 , et une partie dosable à volonté, traverse la chaîne d'amplification qui suit, commune aux trois canaux.

L'entrée Mike ne prévoit aucune correction, et dispose donc d'un seul élément actif de préamplification, Tr_3 . Dans ce cas, les considérations concernant le rapport S/N restent essentielles. La fonction de

contre-réaction est développée par R_1 , qui fournit en même temps la polarisation positive à la base. Le signal prélevé à travers C_{11} est appliqué aux bornes de P_1 , et ensuite poursuit son chemin vers la chaîne d'amplification commune. Le signal AUX est appliqué directement à l'amplificateur commun, par le seul intermédiaire du potentiomètre P_3 .

L'ensemble des résistances R_{21} , R_{23} , R_{25} effectue le mélange des signaux. Le produit de ce mélange est introduit dans l'amplificateur intégré linéaire LM387N, qui ne nécessite pas de composants externes pour la compensation et la fréquence: à l'exception de C_{18} avec lequel est mise à la masse, pour le signal, l'entrée inverseuse. La résistance R_{30} avec R_{27} forme la ligne de contre-réaction. La tension de sortie, à travers le condensateur C_{20} , est appliquée au diviseur R_{34} - R_{36} , sur lequel sont prélevées les deux tensions différentes de sortie de 1 V et de 70 mV RMS, destinées respectivement aux

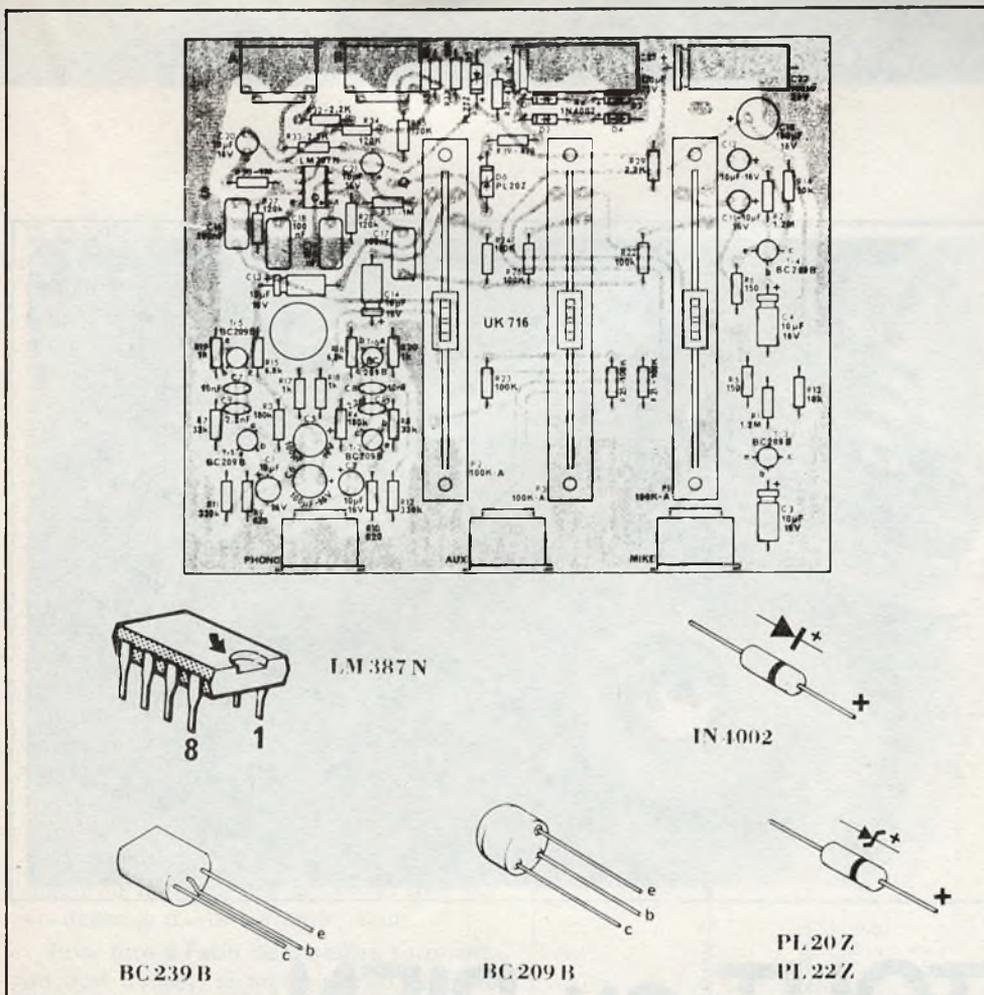


Fig. 2. et 3. – Le constructeur a regroupé l'ensemble des composants sur un circuit imprimé de faibles dimensions.

amplificateurs de puissance avec ou sans préamplificateur, et pour les enregistrements sur magnétophones à ruban ou à cassette.

L'alimentation, prélevée sur le secteur à 220 ou 115 V, selon le branchement du primaire, est appliquée au transformateur M.T., à travers l'interrupteur général et le fusible de protection FUSE. La basse tension secondaire est redressée par le pont D_1, D_2, D_3, D_4 , stabilisée par la diode zener D_5 et filtrée par le groupe $C_{23}-R_{38}-C_{22}$. Les autres filtres de découplage C_5-R_{17} et $C_{15}-R_{29}$ servent aux étages à signal de faible niveau.

L'indicateur de secteur LED est alimenté à travers la résistance limitative R_{39} et la diode zener D_6 qui le protège contre les surtensions.

Constitution mécanique

Le mélangeur est intégralement monté à l'intérieur d'un élégant et robuste coffret métallique facilement transportable.

Sur le panneau supérieur sont disposés les trois potentiomètres à curseurs pour le mélange, l'interrupteur de secteur et le témoin de mise sous tension.

Le panneau postérieur supporte les prises de sortie, le fusible de protection et le cordon d'alimentation. Sur le panneau frontal se trouvent les trois prises d'entrée.

Montage

Puisque le circuit électrique est entièrement monté sur un circuit imprimé, il est nécessaire de rappeler quelques conseils pratiques à l'intention de ceux qui ne seraient pas encore très familiarisés avec ce type de montage.

La figure 2 montre la disposition des composants et la vue par transparence, des pistes conductrices de cuivre. Les composants sont montés avec le corps adhérent à la surface du circuit imprimé, sauf dans le cas de montage vertical.

Après l'opération de soudure, les extrémités qui dépassent devront être coupées à la pince à environ deux millimètres de la surface des pistes de cuivre.

La soudure devra être exécutée avec un fer à souder de puissance moyenne (30-40 W) et avec la plus grande rapidité compatible avec une parfaite exécution qui garantisse un efficace contact électrique. Cette précaution concerne surtout les semi-conducteurs, du fait qu'un échauffement excessif pourrait aggraver, de façon définitive, le facteur de bruit.

Ne pas utiliser de pâte à souder parce qu'elle est corrosive et conductrice. Le décapant contenu dans l'âme du fil d'étain suffit dans la plupart des cas.

En présence d'une oxydation excessive, il conviendra de gratter avec la lame d'un canif, les surfaces à réunir. Veiller à ne pas former de ponts de soudure entre les pistes adjacentes, tout particulièrement en correspondance des broches du circuit intégré qui sont très rapprochées. Monter suivant la correcte orientation les composants polarisés, selon les instructions du cycle de montage. Vérifier attentivement l'exactitude des connexions à la fin de chacune des phases.

Caractéristiques techniques

Entrée phono :

Sensibilité : 4 mV
Distorsion : < 0,2
Diaphonie : > 50 dB

Entrée aux. :

Sensibilité : 110 mV
Distorsion : < 0,2
Impédance : 56 k Ω
Diaphonie : > 50 dB

Entrée Mike :

Sensibilité : 2,5 mV
Distorsion : < 0,2
Impédance : 22 k Ω
Diaphonie : > 45 dB

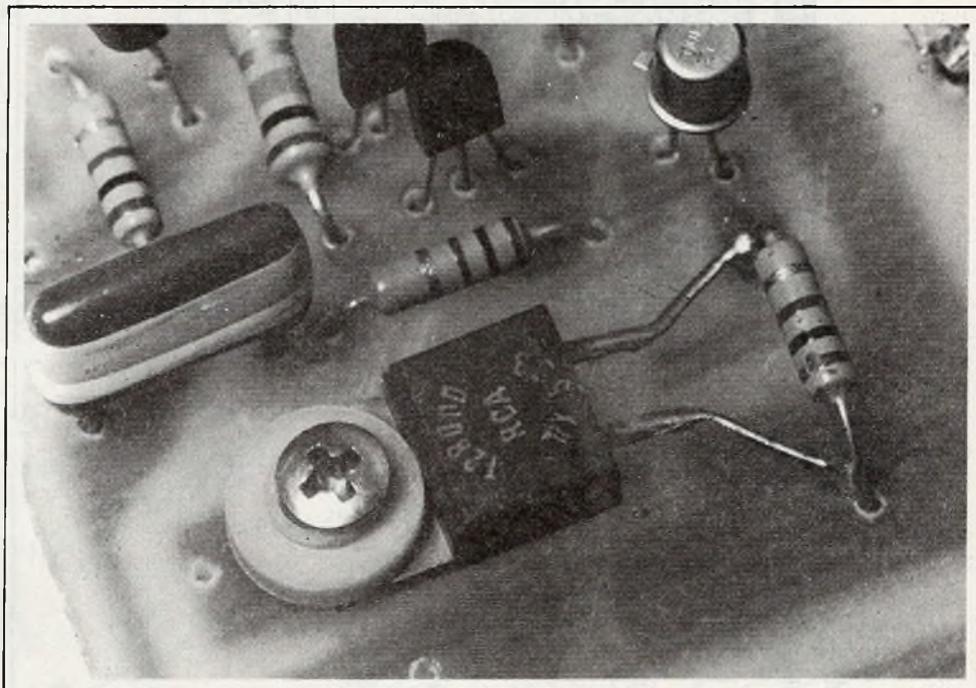
Alimentation : par le secteur 115-220 Vca

Réponse en fréquence à - 3 dB :

AUX et MIKE : 40-100 000 Hz
PHONO (suivant R.I.A.A.) : ± 2 dB
Sortie haut niveau/imp. : 1 V/2,5 k Ω
Sortie bas niveau/imp. : 70 mV/10 k Ω
Consommation : 1 VKA
Dimensions : 165 x 145 x 73 mm
Poids : 600 g.

Commande d'un TRIAC

par TOUT ou RIEN



A une époque où le triac était encore un composant nouveau et cher, on le recommandait surtout pour des applications au « dosage » d'une intensité alternative, telles que régulation d'éclairage (dimmer) ou commande de la vitesse de moteurs.

Actuellement, le prix d'un triac est tel qu'une utilisation par tout ou rien, c'est-à-dire en interrupteur, devient rationnelle. A condition, bien entendu, que le circuit de commande soit également conçu de façon rationnelle, en fonction de l'application envisagée. Parmi ces applications, il y en a aussi dans le domaine de l'électronique domestique, par exemple l'allumage automatique d'un éclairage en fin de journée.

Le schéma qu'on voit (malheureusement) le plus souvent

Beaucoup de techniciens pensent que, pour commander un triac, il convient de lui « envoyer un courant » dans l'électrode

de gate. Et ils utilisent donc le montage de la **figure 1**, où un transistor PNP attaque le gate (ou gâchette) par l'intermédiaire d'une résistance de limitation, R_2 . La plupart des triacs courants (sous enrobage plastique) demandent, pour ce mode de fonctionnement, une intensité de gate de 50 mA. Si l'alimentation est fournie par un petit transformateur, suivi d'un redresseur et d'un condensateur de filtrage, sans stabilisation, on devra admettre qu'elle est susceptible de varier de près de $\pm 20\%$, soit entre 10 et 14 V dans le cas de l'exemple de la figure 1.

Pour calculer la valeur de R_2 , il convient de considérer le cas le plus défavorable (alimentation 10 V) et de tenir compte d'une chute de 1 V environ entre G et MT1 du triac. Dans ces conditions, il reste donc 9 V aux bornes de R_2 , et sa valeur se calcule par $9 \text{ V} / 50 \text{ mA} = 180 \Omega$. Quant à la puissance dissipée dans R_2 , le cas le plus défavorable est celui de la tension maximale d'alimentation (13 V aux bornes de R_2), d'où une dissipation de $V^2/R = 13^2 / 180 = 0,94 \text{ W}$, ce qui signifie qu'il faut utiliser une résistance de 1 W.

On dissipe donc là près d'un watt pour pas grand'chose. Mais le plus grave, c'est que tous les triacs ne fonctionnent pas dans ce montage. Il arrive même qu'on constate, avec 10 échantillons d'un même type, que 7 ou 8 fonctionnent, alors que les deux ou trois autres produisent ce clignotement très rapide qui montre qu'ils ne conduisent qu'une alternance sur deux.

Les caractéristiques de commande d'un triac

Ce fonctionnement aléatoire s'explique quand on étudie de plus près les conditions de commande d'un triac. Ces conditions sont au nombre de 4, car, au moment du déclenchement, l'anode MT2 (main terminal 2) peut être soit positive, soit négative, le gate G peut être également soit positif, soit négatif, ce qui fait bien les quatre combinaisons MT2 + G +, MT2 + G -, MT2 - G -, MT2 - G +. Or,

la sensibilité de gate, c'est-à-dire l'intensité nécessaire au déclenchement, n'est pas la même pour ces 4 conditions (ou pour les 4 « quadrants de fonctionnement »), ainsi que le montre le tableau ci-dessous.

Le premier triac du tableau, SC 141 D, est un type dont le fabricant ne garantit le fonctionnement que dans 3 des conditions d'utilisation possibles. Or, la quatrième condition, celle qui n'est pas garantie, est précisément celle qui se présente dans le circuit de la figure 1, où on commande toujours en rendant le gate positif. Ces mêmes conditions sont valables pour le TYAL 224 B. Mais fonctionnement « non garanti » ne veut pas dire « fonctionnement impossible », si bien que bon nombre d'échantillons des deux types cités, risquent de fonctionner effectivement dans le montage de la figure 1. Mais peut-être pas sans surprise, car certains risqueront de ne plus répondre quand la température ambiante diminue en-dessous d'une certaine valeur.

Pour être à l'abri de pareilles surprises, on doit utiliser, si on veut s'en tenir au montage de la figure 1, des triacs « sélectionnés », tels que SC 240D13, TDAL 223B, TYAL 224C, 2N6343, T 2800D. Evidemment, ils sont plus chers que les autres. Et certains, comme le TDAL 223B, se contentent d'une intensité de gate de 25 mA seulement, si on arrive à éviter la condition de fonctionnement MT2 - G +.

Commande par extraction de courant

Pour ne jamais être conduit à la plus délicate des quatre conditions de fonctionnement, il suffit, tout simplement, de commander en rendant le gate négatif par rapport à MT1. Le schéma de la figure 2 montre qu'on fait, du même coup, une autre économie : à la place du PNP de la figure 1 on utilise maintenant un NPN. Et dans le cas particulier du TDAL 223 B, on peut, de plus, se contenter d'une dissipation moindre dans R₂, car pour les deux conditions envisagées, MT2 + G - et MT2 - G -, le fabricant garantit le fonctionnement déjà avec une intensité de gate de 25 mA.

Cependant, le tableau de caractéristiques montre aussi qu'il existe des types (2N 6073, T 2802 D) dont le fonctionnement n'est pas garanti pour deux conditions et qui risquent donc de ne pas fonc-

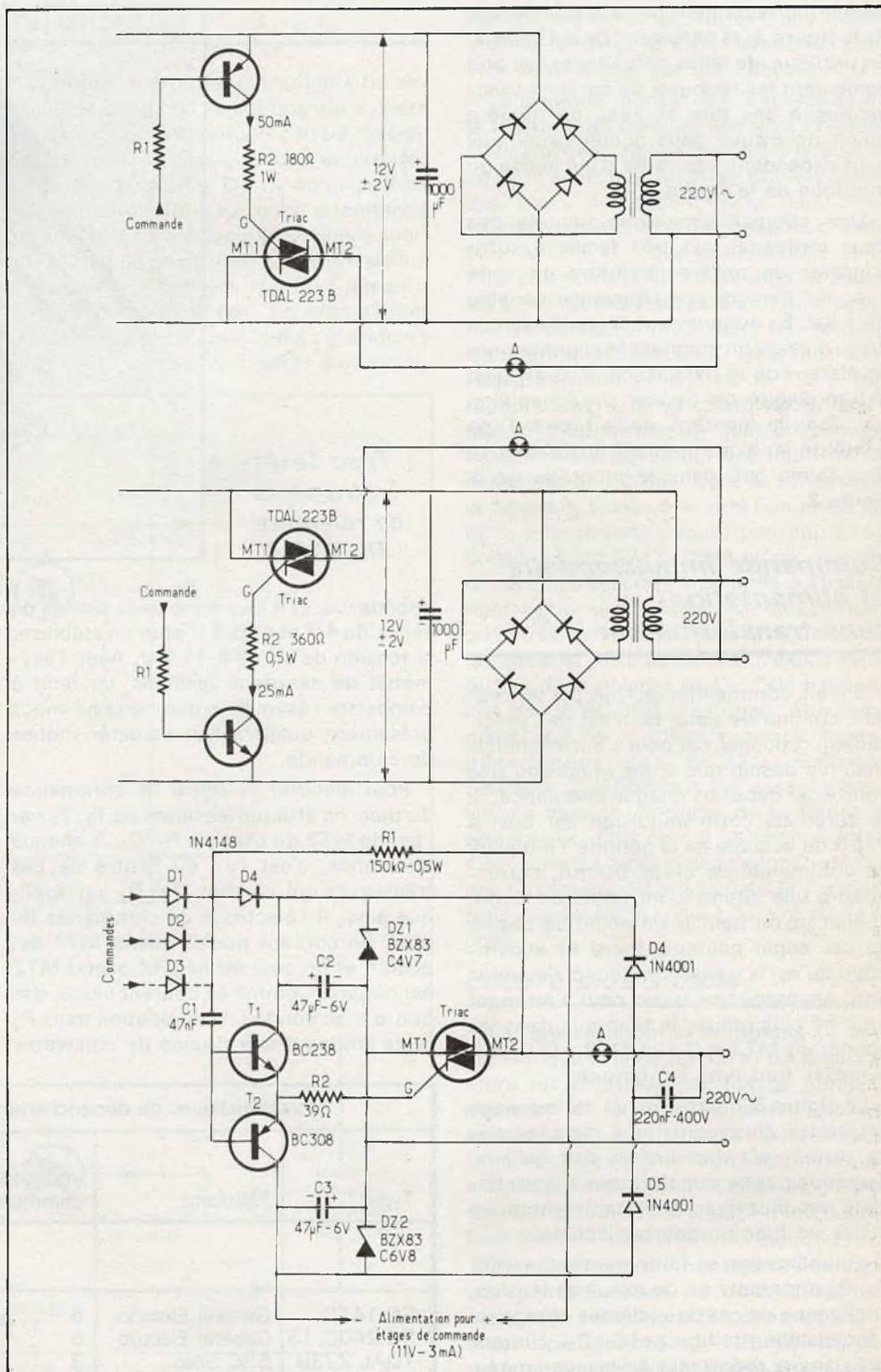


Fig. 1. à 3. - Ce mode de commande d'un triac, par injection de courant dans le gate, demande une intensité de commande particulièrement grande et se révèle, néanmoins, comme utilisable pour certains triacs (fig. 1).

tionner correctement ni dans le montage de la figure 1, ni dans celui de la figure 2. En pratique, de telles défaillances (on doit également les redouter de certains triacs vendus à bas prix et avec un numéro qu'on ne trouve dans aucun catalogue) sont cependant très rares dans le cas du montage de la figure 2.

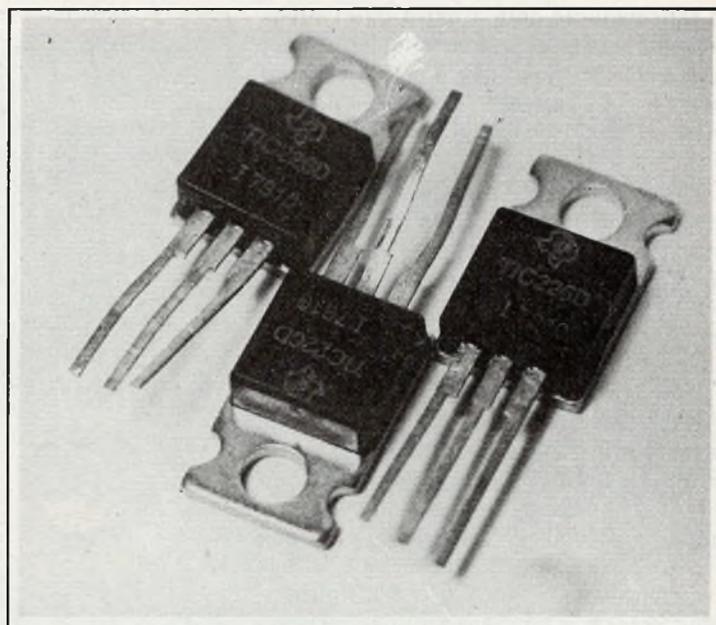
Une comparaison expérimentale des deux montages est très facile. Il suffit d'insérer un milliampèremètre en série avec R_2 , ainsi qu'une résistance variable de 1 k Ω . En augmentant cette résistance jusqu'à ce qu'on constate le clignotement révélateur de la défaillance, il serait bien extraordinaire de trouver un échantillon qui, dans le montage de la figure 1, se contenterait d'une intensité limite de gate plus faible que dans le montage de la figure 2.

Commande impulsionnelle et alimentation sans transformateur

En fait, commander un triac par un courant continu de gate, ce n'est pas précisément rationnel, car pour s'enclencher, le triac n'a besoin que d'une impulsion très courte, au début de chaque alternance. Si la durée de cette impulsion est égal à 1/25 de la durée de la période, l'intensité de commande de crête, 50 mA, correspond à une intensité moyenne de 2 mA, si bien qu'on peut maintenant se passer de cet engin coûteux, lourd et encombrant qu'est le transformateur d'alimentation. Accessoirement, on peut s'arranger pour ne plus utiliser le triac que dans les conditions MT2 + G + et MT2 - G -, pour lesquelles tout type est garanti.

La figure 3 montre qu'un tel montage est, certes, plus sophistiqué, mais son prix de revient est moindre du fait qu'il ne demande pas de transformateur, et sa fiabilité est plus grande, notamment si on utilise un triac un peu quelconque.

L'alimentation se fait par un redresseur D_4, D_5 apparenté au doubleur de tension, et chacune de ces deux diodes charge un condensateur de filtrage (C_2, C_3). L'intensité dans le redresseur se trouve limitée, à 6 mA environ, par le condensateur C_4 qui crée une chute de tension sans dissipation de puissance, c'est-à-dire plus élégamment que lors de l'utilisation d'une résistance. Cependant, le redresseur ainsi constitué est une source à très forte



Triac Texas Instruments de référence TIL 226 D.

impédance, et il faut donc deux diodes de zener, de 4,7 et de 6,8 V pour en stabiliser la tension de sortie à 11,5 V. Avec l'asymétrie de ces deux tensions, on tend à combattre l'asymétrie que certains triacs présentent quant à leur caractéristiques de commande.

Pour élaborer le signal de commande du triac, on attaque les bases de T_1, T_2 par l'anode MT2 du triac via R_1, C_1 . A chaque alternance, c'est l'un ou l'autre de ces transistors qui conduit. Par R_2 , on applique ainsi, à l'électrode de commande du triac, un courant positif quand MT2 est positif, et un courant négatif quand MT2 est négatif. Comme ce courant cesse, dès que le triac conduit, la dissipation dans R_2 reste limitée à une dizaine de milliwatts.

Pour provoquer l'extinction de l'ampoule A, il suffit de relier (directement, par un transistor PNP saturé, par un circuit logique) l'une des diodes D_1, D_2, D_3 au positif de l'alimentation des étages de commande. Pour cette alimentation, on dispose d'une intensité de 3 mA, ce qui est largement suffisant pour faire fonctionner, par exemple, un trigger CMOS commandé par une photorésistance. Le fait de relier l'extrémité libre de D_1 au positif de l'alimentation revient à connecter D_1 et D_4 « tête-bêche » sur la connexion véhiculant le signal de commande. Ce signal se trouve alors réduit à une amplitude si faible que le déclenchement du triac n'est plus possible. L'intensité de commande, c'est-à-dire celle qui

Caractéristiques de déclenchement de quelques triacs pour 220 V

Type	Fabricant	Intensité max. commutée (A)	Intensité (max) nécess. au déclenchement (mA), pour :			
			MT2 + G +	MT2 + G -	MT2 - G -	MT2 - G +
SC 141D	General Electric	6	50	50	50	-
SC 240D 13	General Electric	6	25	25	25	25
TDAL 223B	SSC Silec	3	25	25	25	50
TYAL 224B	SSC Silec	4	50	50	50	-
TYAL 224C	SSC Silec	4	25	60	25	60
2N 6073	Motorola	4	30	-	30	-
2N 6343	Motorola	8	50	75	50	75
T 2800 D	RCA	8	25	60	25	60
T 2802 D	RCA	8	50	-	50	-

circule alors dans la connexion (ou dans l'élément de commutation) entre D₁ et le positif de l'alimentation auxiliaire, est inférieure à 2 mA, en crête.

Si on a besoin d'une intensité plus forte pour l'alimentation des étages de commande, il suffit d'augmenter C₄, sachant qu'on obtient une intensité de 30 mA par microfarad de C₄, et que le circuit de déclenchement du trigger consomme environ 3 mA. L'isolement de C₄ doit être obligatoirement de 400 V continus. Un condensateur donné pour 250 V alternatifs est également utilisable.

Variante

La figure 4 montre une variante du circuit précédent, où la commande s'opère par extraction de courant, c'est-à-dire en reliant l'une ou plusieurs des extrémités libres des diodes D₁, D₂, D₃ au négatif de l'alimentation. On peut donc commander par un NPN saturé, ou par le niveau logique « 0 » d'un circuit CMOS. La possibilité d'installer plusieurs diodes permet, comme précédemment, de commander l'extinction à partir de plusieurs grandeurs électriques (obtenues à partir d'un éclair-

rement, d'une température, d'une durée, etc.). En d'autres termes, l'extinction peut être commandée par une fonction OU.

La pratique montre que le montage de la figure 4 est quelque peu plus exigeant que celui de la figure 3 quant à la qualité de T₂. Il se trouve, en effet, que la plupart des triacs demandent, pour leur commande, une intensité de gate plus grande pour MT2 - G - que pour MT2 + G +. Pour cette raison, on a déjà introduit, dans les schémas des figures 3 et 4, une asymétrie compensatrice dans les tensions d'alimentation (par DZ1, DZ2) qui sont respectivement de 4,7 et de 6,8 V, par rapport à MT1. Mais cela n'est suffisant que si T₂ présente un gain en courant assez élevé encore pour une intensité de collecteur de 50 mA. Dans le schéma de la figure 3, le point de jonction entre D₄ et C₁ peut devenir négatif par rapport au collecteur de T₂, si bien qu'on dispose d'une amplitude de commande suffisante même pour un transistor de caractéristiques très moyennes. Dans le montage de la figure 4, cette possibilité n'existe plus, du fait de la polarité de D₄. Cela n'empêche que le BC 308 prévu peut être remplacé par de nombreux autres types; notamment des BC320, BC321, 2N2905, 2N4058 ont été essayés avec succès dans le montage de la figure 4. Néanmoins, tout ce qui se vend comme « équivalent » à ces types ne fonctionnera pas forcément, du moins dans le cas d'un triac qui serait un peu « dur » à déclencher.

Encore plus simple

La figure 5 montre un montage à tension unique d'alimentation et où la liaison entre les émetteurs de l'étage complémentaire et le triac s'effectue par un condensateur. On y perd, évidemment, l'avantage de l'alimentation asymétrique, mais l'expérience prouve, néanmoins, que ce montage fonctionne parfaitement avec tout triac de qualité courante.

L'inconvénient du montage réside dans une consommation de courant légèrement plus élevée. En effet, dans les montages des figures 3 et 4, R₁ aboutissait sur la connexion entre triac et ampoule, si bien que la commande du triac se trouvait coupée, dès que ce dernier avait amorcé. Une telle modalité de fonctionnement n'est plus possible dans le cas de la figure 5, car C₁ pourrait, dans ce cas, accumuler une charge telle que le triac

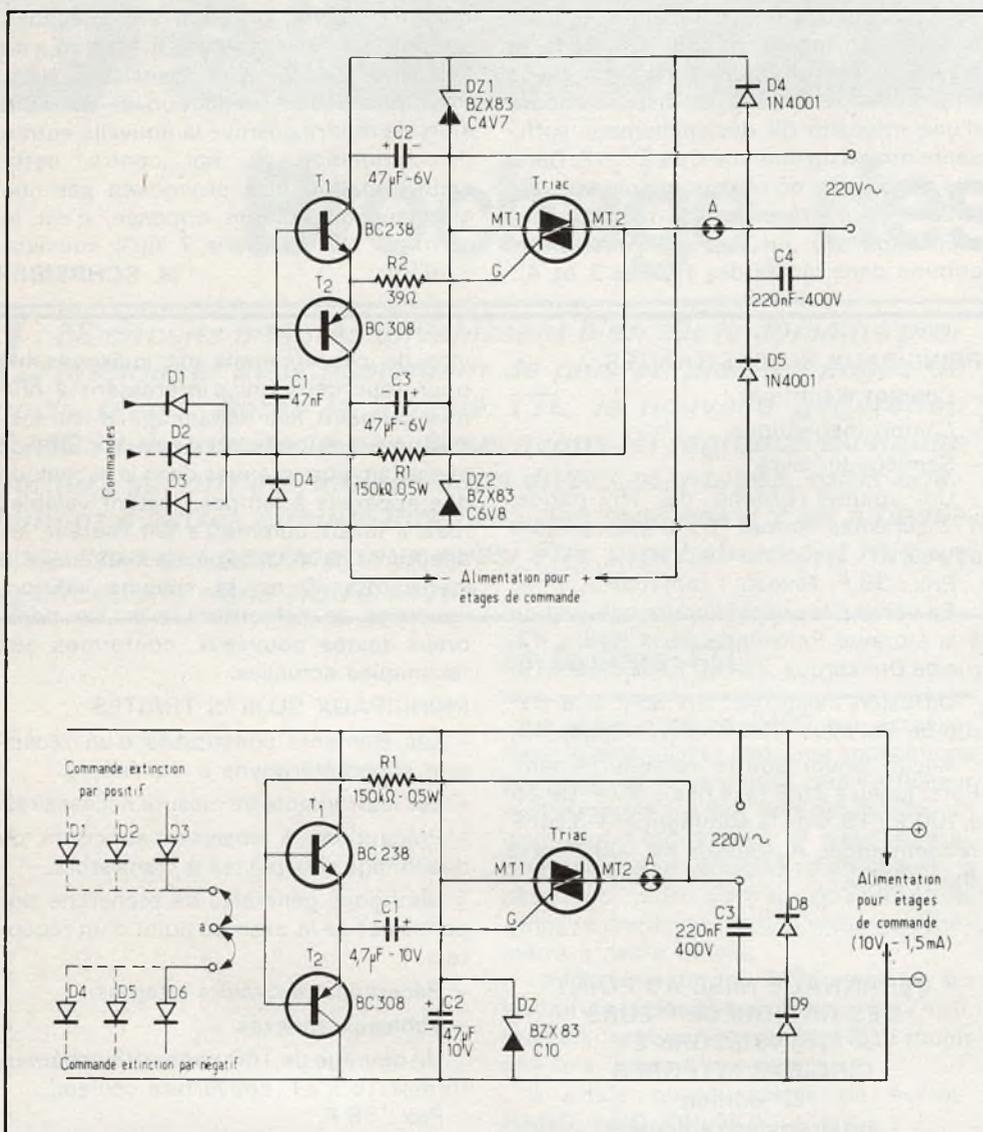


Fig. 4. et 5. - Variante du circuit de la figure 3 pour commande par extraction de courant. Ce montage procure d'excellents résultats avec tout triac de qualité courante.

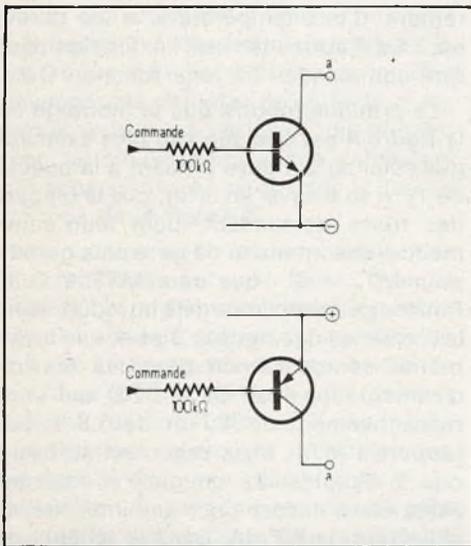


Fig. 6. et 7. – Etage d'entrée pour le circuit de la figure 5, se contentant d'une intensité de commande de moins de 0,1 ms.

reste définitivement bloqué sur l'une ou sur l'autre alternance. Pour éviter ce phénomène, qu'on observe avec certains types de triacs, on connecte R_1 directement sur l'arrivée de courant. On doit alors choisir C_1 de façon à obtenir une durée d'impulsion de déclenchement largement suffisante, c'est-à-dire en général plus longue que celle dont le triac a effectivement besoin. Il en résulte une consommation de courant qui fait qu'on ne dispose plus que de 1,5 mA pour l'alimentation d'un circuit de commande. On peut augmenter cette intensité en utilisant une valeur plus grande pour C_3 , et ce de 3 mA chaque fois qu'on ajoute 100 nF à la valeur indiquée, pour C_3 , dans la figure 5. Toutefois, avec certains triacs (ITT, RCA notamment), on dispose encore d'une intensité de déclenchement suffisante quand on diminue C_1 à 2,2 μ F. Dans ces conditions, on obtient, même avec $C_3 = 220$ nF, une réserve de 3 mA pour l'alimentation du circuit de commande, comme dans le cas des figures 3 et 4.

Pour commander l'extinction, dans le circuit de la figure 5, on peut commuter une diode (D_3) du positif de l'alimentation vers l'entrée a, ou comme précédemment, plusieurs diodes, pour obtenir une fonction OU. Si, par contre, l'extinction doit se faire au moment où, par exemple, la sortie d'un circuit CMOS passe à « 0 », on doit utiliser la disposition indiquée pour D_4, D_5, D_6 . Un tel mode de commande n'est possible que si les niveaux « 1 » et « 0 » du circuit logique qui précède sont pratiquement égaux au positif et au négatif de la tension d'alimentation. Si on doit travailler avec une excursion de commande moindre, on peut faire précéder, comme le montra la figure 6, le point a du montage (fig. 5) d'un transistor NPN. Pour provoquer l'extinction, il convient alors de rendre positive la nouvelle entrée de commande. Si, par contre, cette extinction doit être provoquée par une grandeur de polarité opposée, c'est le montage de la figure 7 qu'il convient d'utiliser.

H. SCHREIBER

BIBLIOGRAPHIE

**INITIATION À
L'ÉLECTRICITÉ ET
À L'ÉLECTRONIQUE**
(7^e édition)
par F. HURÉ

Cet ouvrage a été écrit en vue de faire connaître aux lecteurs les principes de base de l'électricité et de l'électronique par des manipulations simples, afin d'amener les jeunes lecteurs à l'étude et à la réalisation des circuits électroniques compliqués.

Ce livre s'adresse à tous ceux qui désirent apprendre d'une manière agréable les lois élémentaires de l'électricité et de l'électronique, que les ouvrages classiques présentent souvent d'une manière abstraite.

Les amateurs purs, ainsi que ceux qui désirent s'orienter vers les professions techniques trouveront dans cet ouvrage une excellente préparation pour aborder des études de niveau plus élevé.

PRINCIPAUX SUJETS TRAITÉS :

- Courant électrique.
- Champ magnétique.
- Semiconducteurs.

Un volume broché de 152 pages, 175 schémas, format 15 x 21, couverture couleur.

Prix : 38 F. Niveau 1 (amateurs).

En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

Diffusion exclusive : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

Aucun envoi contre remboursement. Port : jusqu'à 25 F taxe fixe 3,50 F. De 25 à 100 F : 15 % de la commande (+ 3,50 F recommandé). Au-dessus de 100 F, taxe fixe : 18,50 F.

DÉPANNAGE MISE AU POINT DES RADIORÉCEPTEURS À TRANSISTORS ET CIRCUITS INTÉGRÉS

(6^e édition

entièrement remaniée)

par F. HURÉ

Actuellement les radio-récepteurs sont presque tous à transistors aussi, un ouvrage spécialement consacré au ser-

vice de ces appareils est indispensable pour tous ceux qui s'intéressent à leur mise au point, leur dépannage et leur installation. Les bons principes du Service ayant fait leurs preuves dans la technique des appareils à lampes, restent valables mais il fallait, comme l'a fait l'auteur, les adapter à la technique des appareils à transistors. Dans la sixième édition, l'ouvrage se présentera avec de nombreux textes nouveaux, conformes aux techniques actuelles.

PRINCIPAUX SUJETS TRAITÉS :

- Les éléments constitutifs d'un récepteur superhétérodyne à transistors.
- Les instruments de mesure nécessaires.
- Précautions à observer au cours du dépannage des postes à transistors.
- Méthodes générales de recherche des pannes et de la mise au point d'un récepteur.

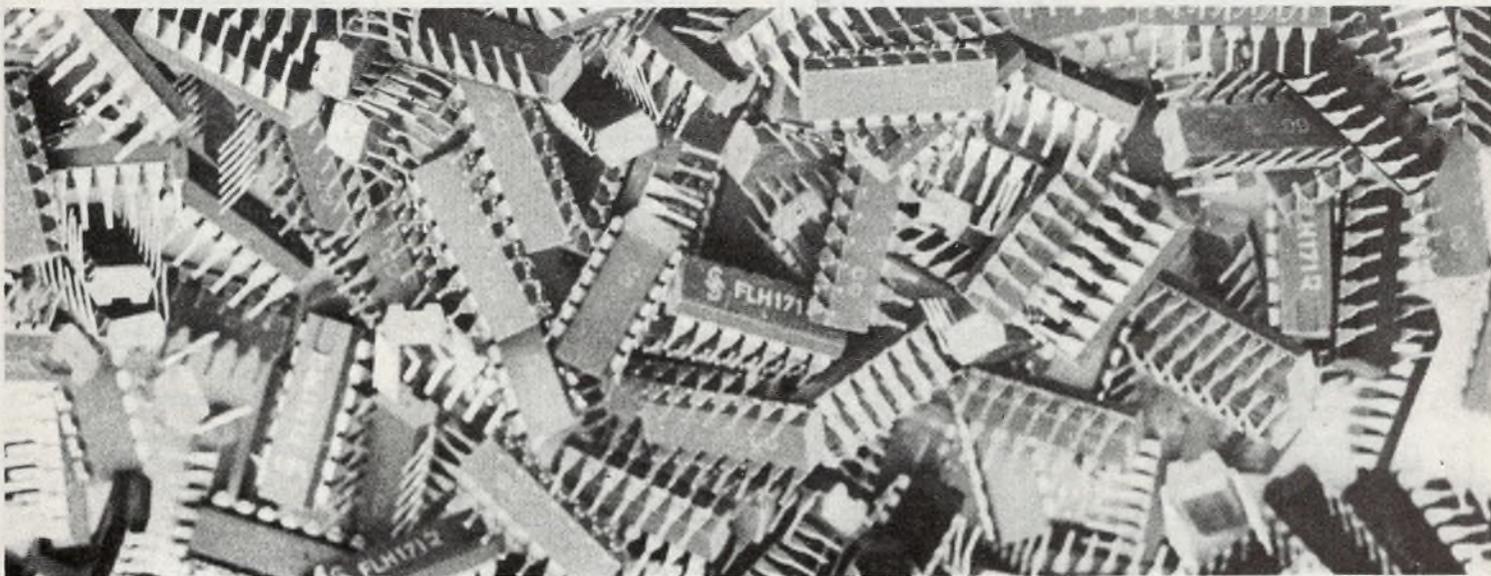
- Récepteurs à circuits intégrés.
- Tableaux annexes.

Un ouvrage de 160 pages, 98 schémas, format 15 x 21, couverture couleur.

Prix : 38 F.

En vente : chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75460 Paris Cedex 10.

Diffusion aux libraires : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.



Brochage des C I.

LES circuits intégrés envahissent bien sûr le domaine professionnel mais également de plus en plus les pages de notre revue. Après la logique TTL, la nouvelle génération C.MOS lui emboîte le pas. Nous avons ici regroupé quelques boîtiers qui ont été utilisés dans divers montages, mais également d'autres circuits intégrés, pas tous car il y en a beaucoup trop qui pourront eux aussi être prochainement mis en applications dans notre revue.

La logique TTL

La série standard 7400 est actuellement la plus utilisée dans nos applications pratiques, surtout depuis que l'afficheur sept segments à fait son apparition, on veut tout « digitaliser » et c'est normal. Une maquette équipée d'afficheurs a beaucoup plus d'attrait qu'une étude similaire employant le bon vieux galvanomètre à cadre mobile.

La longue liste des 7400 démarre sur les portes logiques avec le familier 7400, tous les lecteurs l'ont employé au moins une fois dans un montage.

Il existe quatre sortes de portes : NAND, AND, OR, NOR.

La série 7400 doit être alimentée en + 5 V et fonctionne dans une gamme de températures de 0° à 70 °C.

Schématiquement, une porte NAND se différencie d'une porte AND par un petit

rond à la sortie de cette porte ; en témoignent les boîtiers 7400 et 7408.

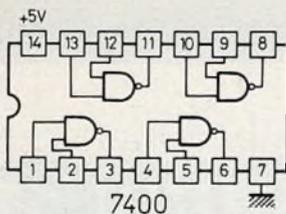
Il en est de même des portes NOR et OR (voir le 7402 et le 7432 par exemple).

On retrouve bien sûr parmi ces boîtiers le 7490, le 7475 et le 7447 souvent utilisés, il ne reste plus que l'afficheur sept segments !

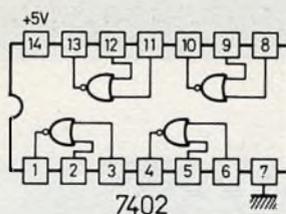
Mais on n'arrête pas l'intégration ni l'envie de nos rédacteurs de se mettre au goût du jour, l'un d'eux ayant utilisé sur une maquette le 74 143 qui comme l'indique le dessin renferme dans sa puce à vingt quatre pattes et le 7490, le 7475, le 7447 et les résistances de limitations se connectant à l'afficheur.

La logique C.MOS

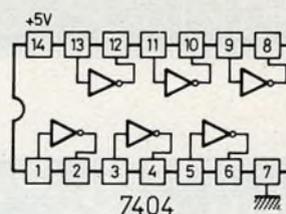
La logique C.MOS, plus récente, fait appel pour sa structure interne aux transistors à effet de champ, le transistor classique même au silicium est dépassé.



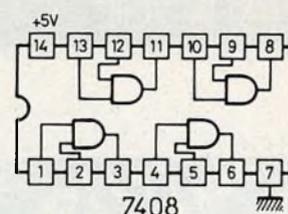
7400
4 Portes NAND à 2 entrées
Délai propagation - 10n.s.
Puissance dissipation - 40mW



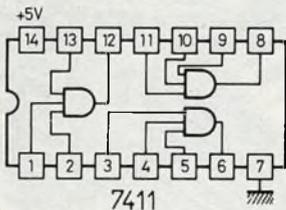
7402
4 Portes NOR à 2 entrées
Délai propagation - 10n.s.
Puissance dissipation - 48mW



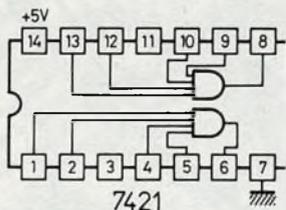
7404
6 Inverseurs
Délai propagation - 10n.s.
Puissance dissipation - 60mW



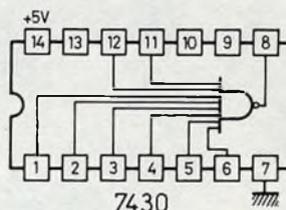
7408
4 Portes AND à 2 entrées
Délai propagation - 15n.s.
Puissance dissipation - 78mW



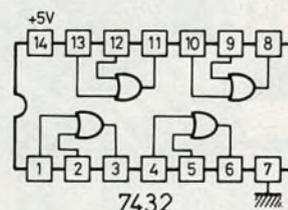
7411
3 Portes AND à 3 entrées
Délai propagation - 13n.s.
Puissance dissipation - 59mW



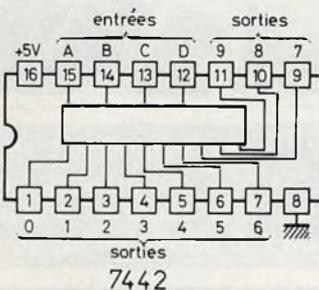
7421
2 Portes à 4 entrées AND
Délai propagation - 13n.s.
Puissance dissipation - 40mW



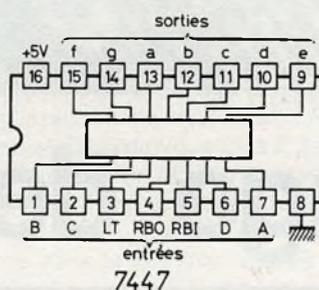
7430
1 Porte NAND à 8 entrées
Délai propagation - 10n.s.
Puissance dissipation - 10mW



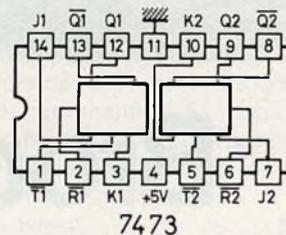
7432
4 Portes OR à 2 entrées



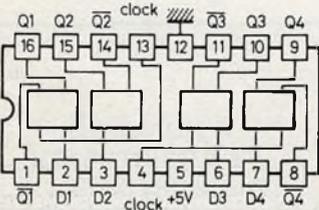
7442
Décodeur BCD → décimal
Délai propagation - 22n.s.
Puissance dissipation - 140mW



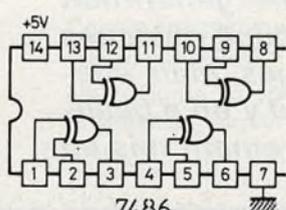
7447
Décodeur-driver BCD → 7 segments
Tension max. sur chaque sortie - 15V
Puissance dissipation - 265mW



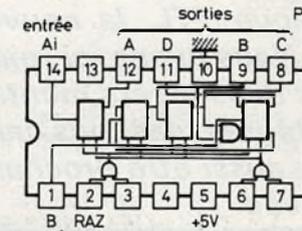
7473
Double flip-flop JK maître esclave
Fréquence max. entrée horloge - 15MHz
Impulsion mini. horloge - 20n.s.
Délai propagation - 30n.s.
Puissance dissipation - 80mW



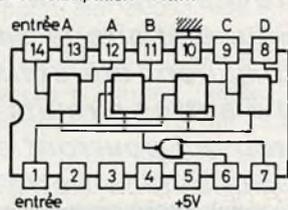
7475
Quadruple bistable
Délai propagation - 30n.s.
Puissance dissipation - 160mW



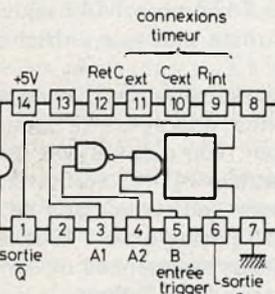
7486
4 Portes OR-exclusive à 2 entrées
Puissance dissipation - 150mW
Délai propagation - 12n.s.



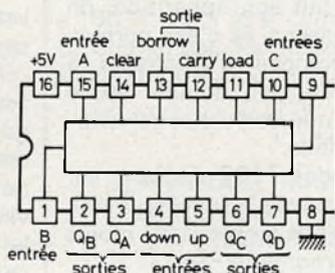
7490
Compteur de décade
Fréquence de comptage max - 18MHz
Impulsion mini. d'horloge - 50n.s.
Puissance dissipation - 160mW



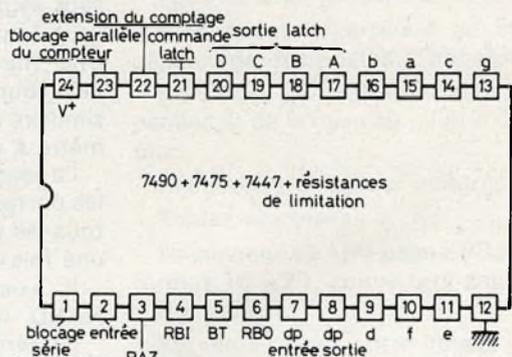
7492
Compteur diviseur par 12
Fréquence de comptage max - 18MHz
Impulsion mini. d'horloge - 50n.s.
Puissance dissipation - 155mW



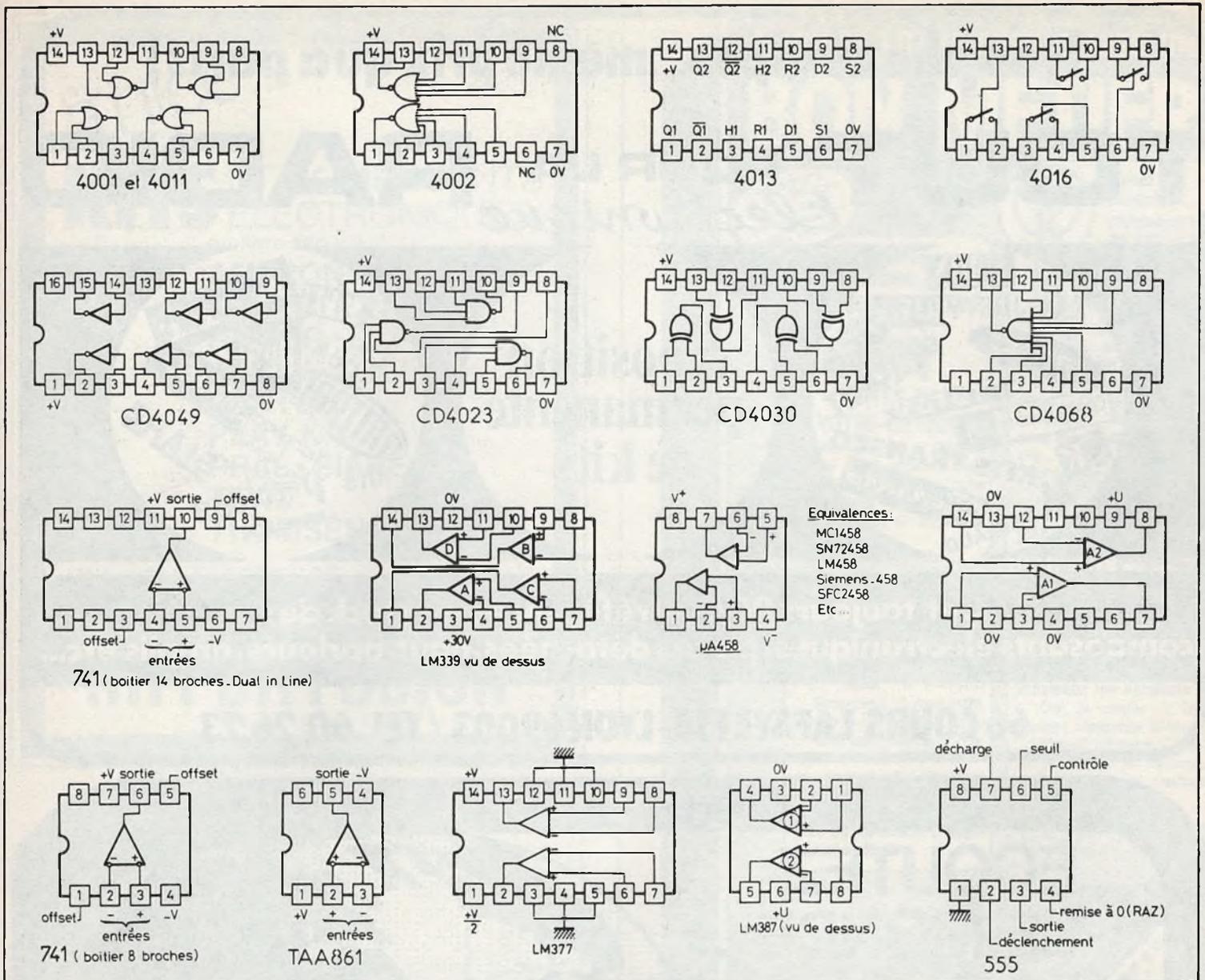
74121
Multivibrateur monostable
Impulsion de sortie - 20n.s. à 40s
Impulsion mini. entrée trigger - 30n.s.



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



74143



Nous nous sommes bornés à simplement présenter le brochage des différents circuits intégrés rencontrés au cours des nombreuses descriptions que nous publions chaque mois.

De la numérotation 7400, on passe au 4000 et on recommence.

Les boîtiers le plus souvent utilisés jusqu'à présent dans nos montages sont les 4001 et 4011. La tension d'alimentation peut, dans cette technique C.MOS, se trouver dans une fourchette de 3 à 15 V.

On retrouve un air de famille entre la série 7400 et la série 4000 ; ainsi le boîtier 7400 peut être remplacé par le 4011, à l'exception du brochage qui n'est bien sûr pas identique ! Deux portes sont inversées.

Le 4023 remplit la même fonction que le circuit TTL 7410. Là encore le brochage n'est toutefois pas identique.

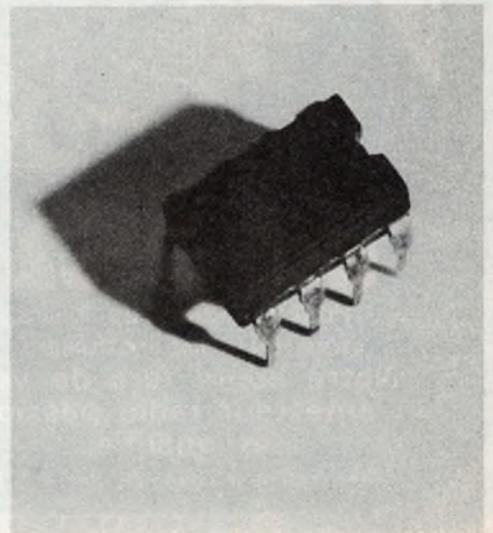
Mêmes remarques pour le C.MOS 4068 et le TTL 7430.

Les circuits intégrés «OP»

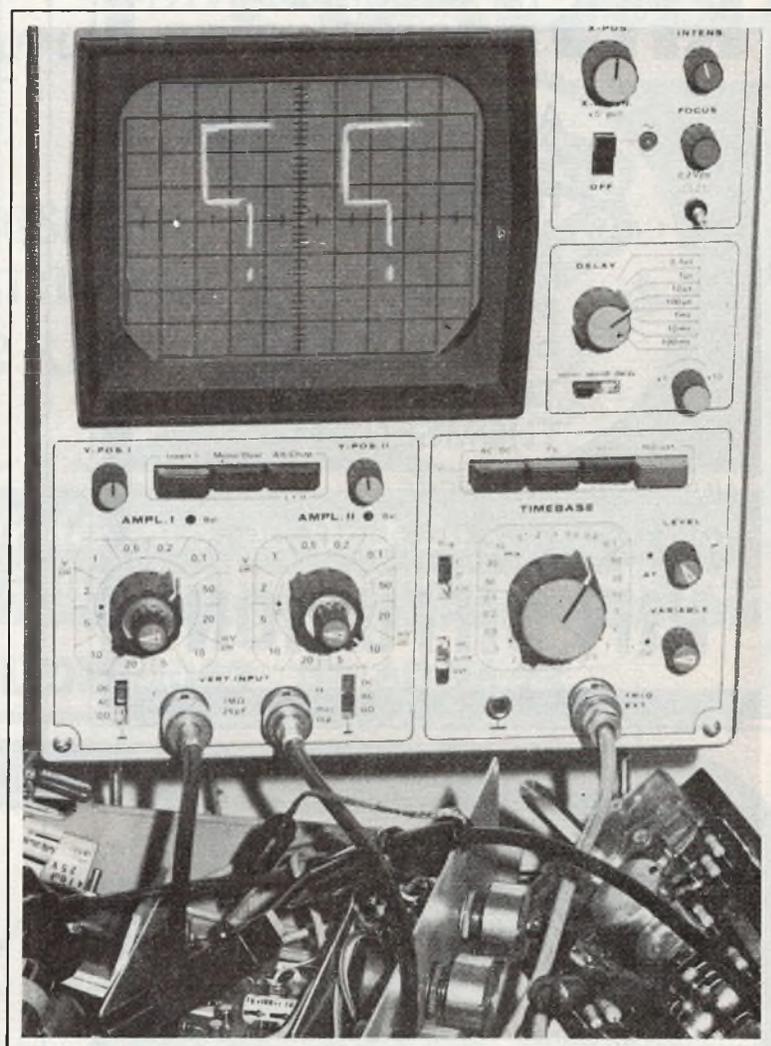
Ils sont très nombreux, très diversifiés, mais nous utilisons bien souvent les mêmes, en témoigne le 741 qui est devenu le passe-partout opérationnel comme le sont le BC 107 et le 2 N 3055 pour les transistors.

Un circuit intégré qui a également fait beaucoup parler de lui, c'est le 555.

D.B.



Choix et utilisation d'un petit oscilloscope



Il y a une dizaine d'années l'amateur ne disposait que de transistors comme composants actifs et les montages simples correspondants, temporisateurs d'essuie-glace, etc., ne nécessitaient qu'un vulgaire contrôleur pour leur mise au point. A présent, le bas prix des CI usuels conduit à dépense égale à des réalisations bien plus spectaculaires, mais toute médaille a son revers : en cas de mauvais fonctionnement le contrôleur est souvent impuissant et seul un oscilloscope peut montrer instantanément la cause de cette panne et son remède. Un tel appareil est onéreux mais heureusement son prix est maintenant plus accessible qu'il y a dix ans. Que faut-il prendre ? Serai-je capable de m'en servir ? Que peut-on y voir ? Autant de questions qui méritent de démystifier cet outil valant peut-être moins cher que votre platine tourne-disque.

Le principe général (fig. 1)

Sur l'écran du tube cathodique un point lumineux (spot) se déplace horizontalement à des vitesses réglables, et donnant l'image d'une droite grâce à la « rémanence lumineuse » de l'enduit intérieur de l'écran. On parle alors de « vitesse de balayage horizontal ou encore de vitesse sur l'axe X » ; elle s'exprime en ms/cm ou $\mu\text{s/cm}$. Ainsi sur le calibre « 1 ms/cm », si l'écran a 10 cm de large, le spot le balaye de gauche à droite en 10 ms, soit une « fréquence de balayage » de 100 Hz ($F = 1/0,010 = 100$).

Cette fréquence est fournie par un oscillateur interne, et en l'absence de signal d'entrée extérieur nous n'obtenons qu'une droite horizontale appelée « ligne zéro », que l'on peut positionner en hauteur, par exemple au milieu.

Or, la hauteur du spot peut être commandée par le potentiel du signal d'entrée : positif il monte, négatif il descend sous la ligne zéro. Derrière la fiche d'entrée se trouve donc un amplificateur réglable appelé « ampli axe Y » dont les calibres sont exprimés en V/cm et mV/cm. Ainsi sur le calibre 1 V/cm la ligne de spot va monter de 1,5 cm au-dessus de la ligne zéro si on branche à l'entrée une pile de 1,5 V.

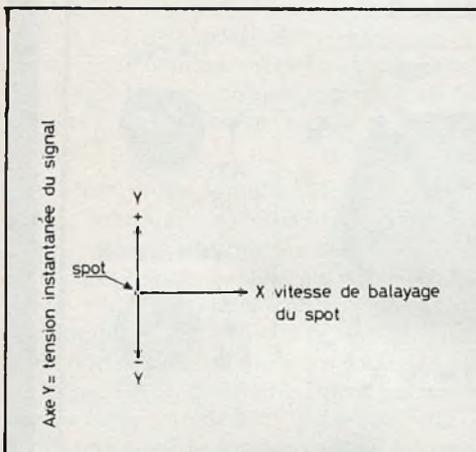


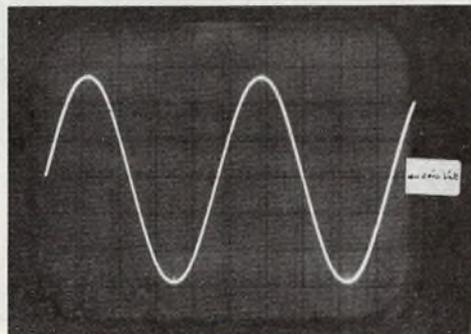
Fig. 1. – Principe général de l'oscilloscope.

A présent branchons le secondaire d'un transfo 220/6 V : nous observons un signal sinusoïdal (photo n° 1) avec des crêtes bien symétriques par rapport à l'ancienne ligne zéro. Réglons la vitesse de balayage X sur 5 ms/cm et l'ampli vertical Y sur 5 V/cm. En comptant les carreaux (cm) du « graticule » (quadrillage de l'écran) séparant deux crêtes nous mesurons la « période » du signal d'entrée : ex. $4 \text{ cm} \times 5 \text{ ms/cm} = 20 \text{ ms}$, d'où sa fréquence $F = 1/0,020 = 50 \text{ Hz}$. Les sommets des crêtes sont à 2 cm de l'emplacement de la ligne zéro d'où une « tension de crête » de $2 \text{ cm} \times 5 \text{ V/cm} = 10 \text{ V}$, soit une « tension alternative efficace » de : $\frac{10}{\sqrt{2}} = \frac{10}{\sqrt{1,414}} = 7,1 \text{ volts}$

Nous savons alors tout sur le signal d'entrée : sa forme pure, sa fréquence, sa tension de crête, sa tension efficace, bien symétrique par rapport à zéro. Il en irait de même avec un signal de forme complexe, de fréquence plus élevée, avec des parasites, et dont la tension médiane ne serait pas nulle.

Attention ! ne pas confondre vitesse de balayage et vitesse linéaire du spot. Si celui-ci doit décrire la largeur de l'écran en 10 ms (calibre 1 ms/cm) il le fera quelle que soit la forme de la courbe, donc à une vitesse linéaire bien supérieure à celle qu'il avait pour une droite horizontale, peut importe c'est son affaire ! cela peut toutefois se traduire par un « tracé » moins lumineux mais la luminosité est également réglable.

Photo 1. – Un oscilloscope permet de montrer la forme et toutes les valeurs d'un signal quelconque : fréquence, tension de crête, etc.



En conclusion, un oscilloscope (« scope » ou « oscillo » en jargon) sert à visualiser un signal en le présentant comme sur un graphique : la tension en axe vertical Y et le temps en axe horizontal X.

Voyons maintenant tous ces boutons du tableau de commande, d'abord pour un modèle mono-courbe (ou simple trace ou mono-canal).

Les commandes de l'écran (photo 2)

– « FOCUS », un petit potentiomètre pour régler la netteté de la trace. On n'a pratiquement jamais à le retoucher.

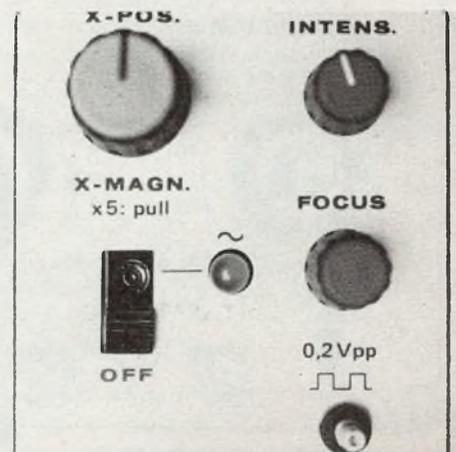
– « LUM », un petit potentiomètre pour régler la luminosité du spot. A réduire pour les basses fréquences et inversement. Attention de ne pas « brûler » l'enduit « électrophore » de l'écran.

– « POS-Y ». Positionnement en hauteur de la ligne zéro, donc du tracé du signal.

– « POS-X ». Positionnement de droite à gauche du tracé. Très utile pour amener des crêtes sur des verticales du graticule afin de mesurer la période du signal.

– « GRAT ». Éclairage du graticule. Super utile pour photographier des « oscillogrammes ». Malheureusement ce gadget ne figure le plus souvent que sur les modèles de haut de gamme.

Photo 2. – Les commandes de luminosité et netteté de la trace sur l'écran sont toujours groupées.



Les commandes de l'entrée

L'impédance d'entrée d'un oscillo est généralement de 1 M Ω avec 30 pF en parallèle. S'en souvenir pour certaines mesures en hautes fréquences ou hautes impédances...

– **Prise d'entrée** : un socle « BNC » femelle qui comprend + et masse.

– **Commutateur d'entrée à trois positions** :

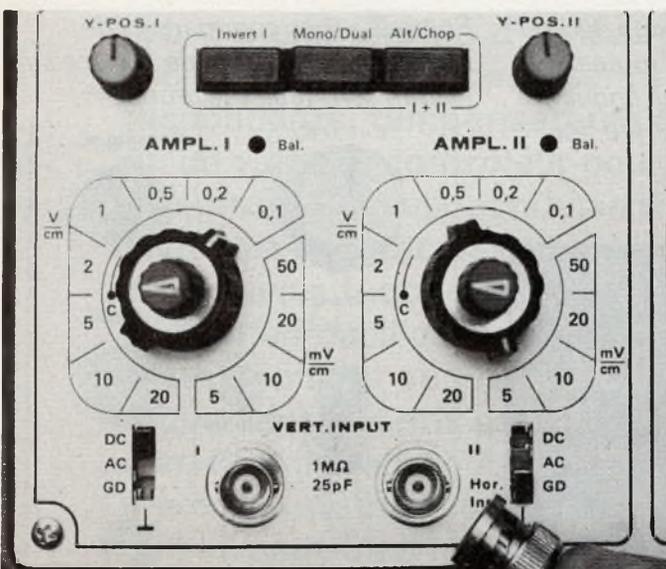
1) « zéro ». L'entrée de l'oscillo est reliée à la masse, le signal d'entrée à mesurer se retrouve « en l'air ». Indispensable pour positionner la « ligne zéro ».

2) « DC » (Direct Current) entrée directe pour signaux continus et alternatifs ou alternatifs avec « porteuse » continue.

3) « AC » (Alternative Current) un condensateur interne est disposé en série, ce qui élimine la porteuse continue. Permet de visualiser le bruit de fond de quelques mV d'une alimentation continue de plusieurs dizaines de volts. Attention ce condensateur déforme les signaux carrés de basses fréquences.

– **Rotacteur d'ampli vertical Y** (ou « Atténuateur d'entrée ») généralement de 20 V/cm à 10 mV/cm ou moins

Photo 3. – Le panneau d'entrée comprend le socle BNC, le commutateur d'entrée, l'atténuateur avec ses calibres en V/cm ou mV/cm et le réglage en hauteur de la trace. Ici tout est en double car il s'agit d'un modèle bi-courbe.



encore. Les progressions sont de 1 - 2 - 5 - 10 ou 1 - 3 - 10 (photo n° 3).

On trouve parfois un potentiomètre permettant de régler le gain de l'ampli entre deux valeurs de calibre. Exemple de 1 à 2 V/cm. Peu utile.

Commandes de balayage (photo 4)

Appelées aussi « bases de temps », elles regroupent deux fonctions différentes : le rotacteur de vitesses de balayage du spot et les différents modes de déclenchement, ou départ du spot.

– **Les vitesses de balayage**. Selon les modèles depuis 5 s/cm jusqu'à 100 nanosecondes par cm avec des progressions souvent identiques à celles de l'ampli de tensions Y (1 - 2 - 5 - 10 ou 1 - 3 - 10). La précision de ces calibres est de ± 1 à ± 5 %.

Ici aussi on trouve parfois un petit potentiomètre qui permet d'ajuster la fréquence de balayage entre le calibre affiché et le supérieur. Ce gadget est quelquefois utile pour stabiliser la trace sur

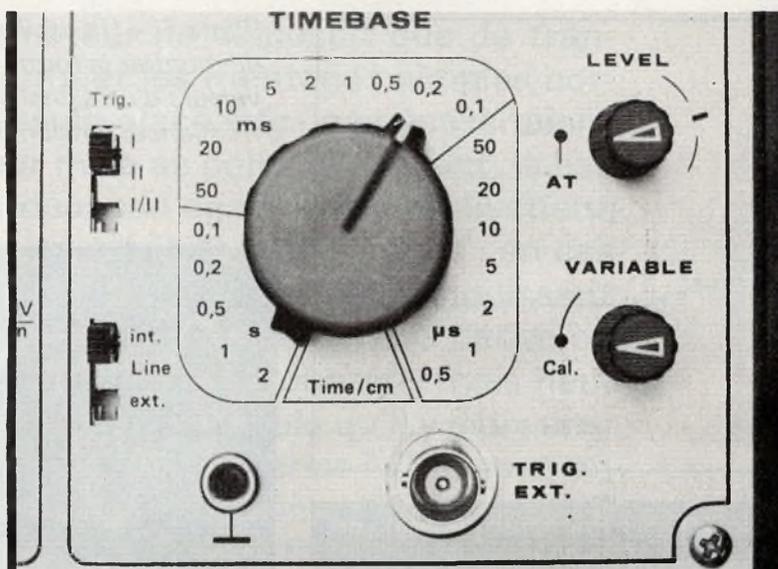
l'écran dans des cas difficiles en mettant le balayage en phase avec le signal.

– **Inverseur « + / - »**. En règle générale le spot « attend » une montée en amplitude du signal pour commencer sa trace. On remarquera ainsi qu'un signal sinusoïdal commence toujours à gauche, par le début d'une demi-alternance positive. En mettant cet inverseur sur « - » la trace part de zéro mais avec une descente du signal, soit un décalage d'une demi-période dans la trace sur l'écran.

Sans être indispensable ce dispositif est souvent utile pour grossir un détail par la vitesse de balayage, ou encore pour stabiliser une trace qui « dérive » en déclenchement positif (« + »).

– **Trigger variable**. Très important et indispensable : en usage normal un oscillo est en « trigger automatique » c'est-à-dire que le spot commence sa trace à un instant arbitraire mais à une fréquence imposée, c'est le cas de la ligne zéro avec un signal « facile » il va se synchroniser avec celui-ci en démarrant avec une montée (ou une descente) et la trace reste stable sur l'écran. Mais il y a des cas où le déclenchement automatique « court » après un signal complexe, il va déclencher en différents endroits de la période.

Photo 4. – Le panneau base de temps avec le rotacteur des vitesses de balayage horizontal du spot en ms/cm ou μ s/cm, le trigger interne : automatique ou à niveau réglable et une prise d'entrée pour déclenchement de l'extérieur.



Il en résulte une image confuse, dédoublée (ou plus !), se déplaçant horizontalement : une horreur !

Passons en manuel et agissons sur le potentiomètre « LEVEL ». Rien sur l'écran puis brusquement le signal apparaît, pur et stable. Tournons encore le bouton : le signal disparaît. Nous avons fait varier le potentiel de signal à partir duquel la base de temps se déclenche. Nous avons dit plus haut qu'on pouvait « purifier » une trace en agissant parfois sur le commutateur « +/- » et très souvent sur la variation continue de vitesse de balayage entre deux calibres, mais qui rend impossible la lecture de la fréquence du signal. L'action sur le « trigger variable » est plus efficace que ces deux méthodes, mais dans les cas très difficiles il n'est pas rare d'être contraint à combiner les trois pour arriver à nos fins.

Attention ! dès que vous n'êtes plus en « trigger automatique » vous n'avez plus de ligne zéro en plaçant le commutateur d'entrée sur zéro, et l'écran reste noir.

– **Synchro extérieure.** Une fiche d'entrée et une touche pour déclencher le spot avec un signal externe. Utile avec un commutateur multi-canaux.

Commandes diverses

– Une fiche banane « masse » qui ne doit pas, si le constructeur est sérieux, être reliée à la fiche « terre » du cordon secteur, mais uniquement à la masse du circuit électronique de l'oscillo. Si ce n'était pas le cas, effectuer des mesures sur un circuit quelconque mettrait la masse de celui-ci à la terre ce qui pourrait « arranger les choses » ou... provoquer un court-circuit !

– Une fiche femelle et une touche rouge marquées « Horizontal extérieur ». Cette touche enfoncée déconnecte la base de temps et l'écran ne présente qu'un point lumineux (réduire la luminosité pour ne pas brûler l'écran). L'amplitude horizontale est alors commandée par la tension d'un deuxième signal connecté sur la fiche « HOR-EXT ». Le spot décrit alors une ligne fermée, parfois très artistique, que l'on appelle « figure de LISSAJOUS » et dont nous parlerons plus loin des interprétations.

– Une touche marquée « TV ». A l'usage des dépanneurs télévision. Elle intercale dans le circuit d'entrée un filtre passe-bas qui atténue l'impulsion de ligne afin que le déclenchement du spot n'ait lieu qu'avec l'impulsion de trame. (Voir les causeries Télé de M. F. Juster).

Voyons maintenant ce que l'on trouve en plus avec un oscilloscope bi-courbe (ou double trace) qui permet de visualiser simultanément deux signaux différents.

Les commandes d'un double-trace

– Commutateur « MONO/DUAL », c'est-à-dire fonctionnement en mono-courbe ou en bi-courbes.

– Commutateur « ALTERNÉ/CHOPPER ».

En « Alterné » le spot décrit le canal 1, puis le canal 2, le 1, le 2, etc.

En « Chopper » le spot décrit un fragment du canal 1, un fragment du canal 2, etc., cette « fréquence de découpage » est de l'ordre de 1 MHz. En conséquence on se met « alterné » pour les hautes fréquences et en « chopper » pour les basses fréquences.

Qu'allons-nous trouver en double exemplaire ?

– Deux socles d'entrées BNC.

– Deux commutateurs d'entrées (zéro DC – AC).

– Deux rotacteurs d'ampli verticaux.

– Deux réglages « POS-Y ». Par exemple, canal 1 en haut, canal 2, en bas de l'écran.

Tout le circuit base de temps reste unique, par contre la fonction « Horizontal extérieur » se trouve perfectionnée par rapport à un mono-trace du fait que l'ampli canal 2 devient ampli canal X. Ainsi Y et X peuvent alors être réglés sur des sensibilités V/cm différentes pour obtenir des amplitudes égales.

Nous avons fait le tour de toutes les commandes d'un oscillo moyen. Entraînez-vous à les repérer sur un appareil que vous voyez pour la première fois. Dites-vous bien que les tableaux de bord d'oscillos sont comme ceux des voitures. C'est toujours la même chose, il n'y a que l'emplacement et la forme des boutons qui changent.

Les caractéristiques techniques

Comme pour le matériel Hi-Fi, il faut savoir lire les petits caractères...

La bande passante : 0 à 10 MHz, à – 3 ou – 6 dB ? La fréquence maxi est celle où la trace ne donne plus que 70 % de l'amplitude réelle du signal (– 3 dB) ou 50 % (– 6 dB).

Le temps de montée. C'est le temps que met le spot pour aller du potentiel zéro à un potentiel de palier, c'est le cas d'un signal carré. Il est exprimé en nanosecondes, ce qui paraît infiniment petit et qui en réalité est énorme. Prenons un exemple concret : cet oscillo à une bande passante de 0 à 15 MHz à – 3 dB, et un temps de montée de 25 ns ; on pourrait donc croire qu'il est apte à reproduire un signal d'entrée rectangulaire de 10 MHz : grossière erreur !! Examinons la **figure 2**. Un tel signal de 10 MHz a une période de 100 ns (0,1 μ s), c'est-à-dire que chaque créneau positif dure 50 ns ainsi que chaque palier à zéro, soit à peine le double du temps de montée du spot, qui ne peut que défigurer ce signal pourtant si pur et en deçà de la bande passante !

Pour un signal sinusoïdal de 10 MHz une montée de 0 à une crête dure exactement 25 ns et l'on ne s'aperçoit de rien sur l'écran. A 15 MHz cette montée en crête s'effectue en 17 ns et le spot n'a pas le temps d'arriver au sommet qu'il doit déjà redescendre, d'où une amplitude amoindrie d'environ 70 % ce qui correspond à nos – 3dB à cette fréquence (**fig. 3**). Cette perte sera de 50 % à 20 MHz et pire encore à 30 MHz. Si l'amplitude est inférieure à 3 mm elle risque de ne pas être suffisante pour déclencher la base de temps et seule une droite horizontale apparaîtra sur l'écran.

Si vous vous dites « je ne me vois pas bricoler dans les 10 MHz », pensez au temps de montée de 25 ns qui n'est pas aussi petit que ça... (la montée d'une porte TTL est de l'ordre de 15 ns).

– **Sensibilités mini.** Pour l'ampli vertical, de 1 à 10 mV/cm. Pour le déclenchement de la base de temps une amplitude minimum de 2 à 5 mm.

– **Ampli horizontal X.** Dans le cas où on utilise la touche et l'entrée « Horizontal

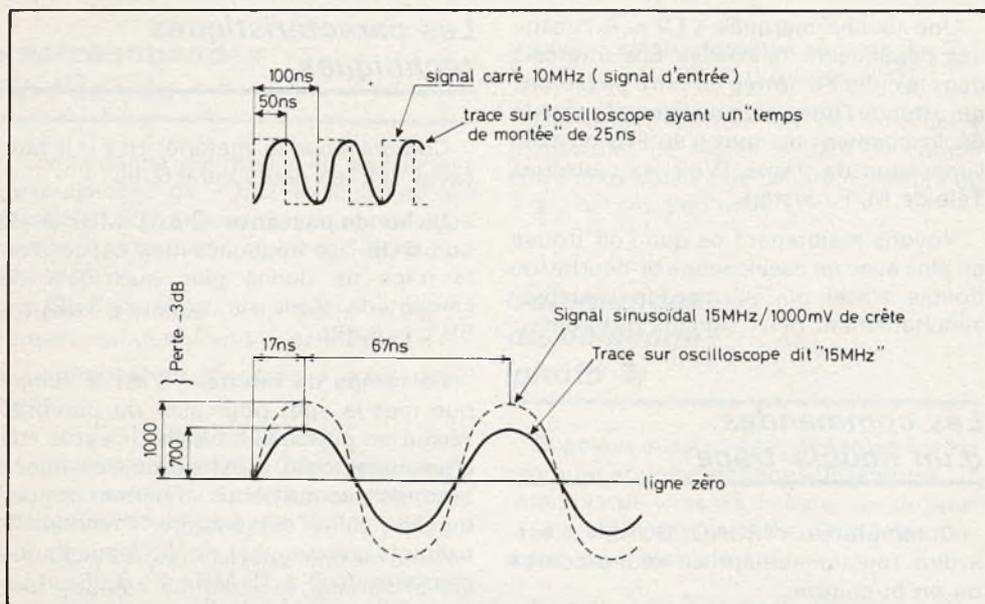


Fig. 2. et 3. – Exemple du « temps de montée » sur un signal de 10 MHz à une période de 100 ns (0,1 μ s), c'est-à-dire que chaque créneau positif dure 50 ns, ainsi que chaque palier à zéro.

extérieur», (figures de Lissajous sans base de temps). La bande passante est environ dix fois plus faible que celle de l'ampli vertical Y.

Bon et maintenant que vous savez déchiffrer une fiche technique...

Que choisir ?

Voici tout d'abord quelques critères :

- 1) Un possesseur d'oscillo bi-courbe travaille en mono dans 80 % des cas. Donc à prix égal mieux vaut un mono performant qu'un bi-courbe asthmatique.
- 2) Un scope est pratiquement inusable et ces pannes sont rarissimes, en conséquence et toujours à prix égal mieux vaut une occasion de grande marque qu'un appareil neuf de marque douteuse. Cette remarque n'est pas valable pour les ancêtres à lampes qui sont à rejeter, à moins d'être un fin dépanneur.
- 3) Si vous avez vraiment besoin d'un double trace n'envisagez pas l'achat d'un « commutateur double trace » à brancher à l'entrée d'un mono-canal : ce genre d'appareil est du genre « tracassin » quant à son utilisation pratique ; et son prix est égal à la différence entre un mono et un bi-courbe...

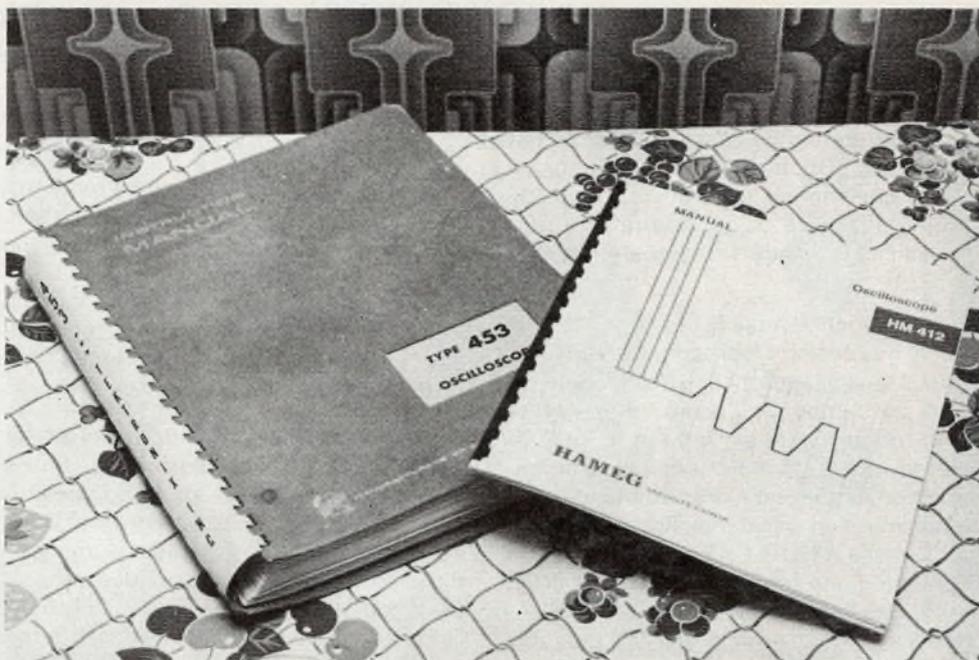
5) Quant aux performances minimum disons une bande passante au moins égale à 10 MHz à - 3 dB soit une vitesse de montée non supérieure à 40 ns. On trouve des appareils corrects répondant à ces caractéristiques pour un prix (neuf) voisin de 1 000 F.

Voici une liste de marques « sûres » que nous donnons par ordre alphabétique. Elle n'est pas limitative : GOULD-ADVANCE, HAMEG, LEADER, METRIX, PHILIPS, TEKTRONIX, et TELEQUIPMENT.

L'auteur pense que la plus haute technicité revient à la marque TEKTRONIX (USA), mais le prix est en rapport, tandis que le meilleur rapport qualité-prix serait pour HAMEG (R.F.A.). Parlons un peu des manuels qui les accompagnent : certains sont très clairs et très complets, d'autres le sont aussi, mais en anglais... ou en allemand ! Enfin, d'autres sont d'une minceur ridicule avec un texte genre « descriptif pour initiés » : c'est le cas de HAMEG avec en exemple la brochure du modèle HM412-3 (3 300 F) qui ne comporte que dix pages de texte, moins que pour un moulin à légumes à deux cents francs... Quel gâchis pour un appareil ayant tant de possibilités ! (photo n° 5).

4) L'examen d'un signal sur un petit écran circulaire est souvent pénible voire agaçant, mieux vaut un écran plus grand et rectangulaire quitte à se priver de quelques gadgets dont on se sert rarement.

Photo 5. – L'épaisseur des notices varie beaucoup d'une marque à une autre...



Première utilisation

Ce paragraphe est surtout destiné à ceux qui ont acquis un oscilloscope d'occasion dépourvu de notice : après allumage, pas de trace visible sur l'écran. Plusieurs causes possibles :

- L'entrée est « en l'air ». Mettre le commutateur d'entrée sur zéro, souvent marqué « GND » (GROUND).
- Le potentiomètre « LEVEL » n'est pas sur la position trigger automatique.
- Deux causes plus rares : le bouton « POS-Y » est en butée. Le réglage de luminosité est au mini.

Pour le branchement sur le circuit à étudier il faut un « cordon » blindé équipé d'une prise mâle BNC et de deux fiches bananes mâles, que l'on pourra équiper de pinces crocodiles ou de grip-fils.

Commencer par le calibre d'ampli Y le moins sensible, 20 V/cm par exemple. Rassurez-vous : l'étage d'entrée est généralement mieux protégé que celui d'un contrôleur à aiguille.

Manœuvrer le rotacteur de base de temps jusqu'à un étalement de signal qui vous convienne. Puis figner par action sur « POS-Y » et « POS-X », luminosité, « +/- ». Si nécessaire stabiliser la trace par le trigger variable.

Dans le cas d'impulsions très brèves même à fréquence fixe, comme par exemple des impulsions de 4 V pendant 500 μ s toutes les 20 ms, il est impératif d'opérer avec le trigger variable.

Si vous voulez faire des mesures précises, donc en faisant confiance aux étalonnages internes, il faut attendre un temps minimum de 15 mn après l'allumage si l'oscillo est à transistors, et largement plus d'une heure s'il est à lampes. D'autre part, il est néfaste pour le circuit haute tension d'éteindre et de rallumer fréquemment l'appareil : tout comme un fer à souder. Vous pouvez par contre le laisser en veille en réduisant fortement la luminosité du spot afin que la ligne zéro ne grille pas l'écran à la longue. Une autre précaution : remettre toujours le commutateur d'entrée sur zéro en dehors des moments de mesures.

En somme rien de bien sorcier...

Quelques applications simples

D'abord en BF, vous « voyez » le ronflement de l'alimentation et il vous est alors plus facile d'y remédier. Si vous avez un générateur BF à amplitude constante (voir « Électronique Pratique » n° 6 nouvelle série page 97) vous pourrez suivre le signal étage par étage de l'entrée du préampli à la sortie HP, en détectant l'endroit précis où il se détériore.

Pour vérifier que la correction RIAA est parfaite régler le générateur à 1000 Hz pour avoir 100 mV d'amplitude sur l'oscillo branché à la sortie : à 40 Hz vous devez obtenir 800 mV (+ 18 dB) et 12 mV à 17 kHz (- 18 dB).

Vérifier ensuite l'efficacité du correcteur de tonalité. Mesurer le gain en tension du préampli et de l'ampli à 1000 Hz, évaluer la bande passante de chacun (baisse brutale de l'amplitude de sortie à 70 %). Vous pourrez ainsi ne plus vous en laisser conter...

En électronique logique vous vérifierez que cet oscillateur fournit un signal pur, que cette commutation ne s'effectue pas avec des oscillations parasites, que ce 7490 ne fait pas du « brouillard », etc.

Qu'apporte un oscilloscope ? Bien sûr un gain de temps considérable tant dans la conception d'un prototype que dans le dépannage, mais aussi le figinage quand tout paraît fonctionner : l'oscillo est plus sévère que votre œil ou parfois que votre oreille. « Quelle horrible forme d'onde ! Et

pourtant ça marche... », du moins pour le moment : il suffira de modifier la valeur de ce condensateur ou de cette résistance pour obtenir la forme idéale, souvent gage d'une longue fiabilité.

Il vous est certainement arrivé d'effectuer une mise au point où un dépannage par tâtonnements (au pluriel...) et d'avoir l'impression de tourner en rond : l'oscilloscope mettra fin à ce travail en aveugle, à condition bien sûr de comprendre ce qu'il vous montre.

Applications spéciales : les figures de Lissajous

Rarement utilisées elles ont toutefois un côté spectaculaire. Comme nous l'avons dit plus haut c'est la combinaison de deux signaux : le déplacement horizontal du spot n'est plus commandé par le balayage de la base de temps, mais uniquement par l'amplitude du deuxième signal (voir fig. 4). La figure géométrique apparaissant sur l'écran illustre le déphasage (retard de l'un sur l'autre) entre deux signaux de même fréquence, c'est le cas le plus simple que nous avons représenté dans les figures 5, droite, ellipse, cercle. Les « battements », légères variations de fréquence, deviennent alors très visibles. Deux signaux dont les fréquences sont exactement des multiples l'une de l'autre conduisent à des figures plus compliquées, mais dont l'analyse l'est davantage sauf pour les forts en maths...

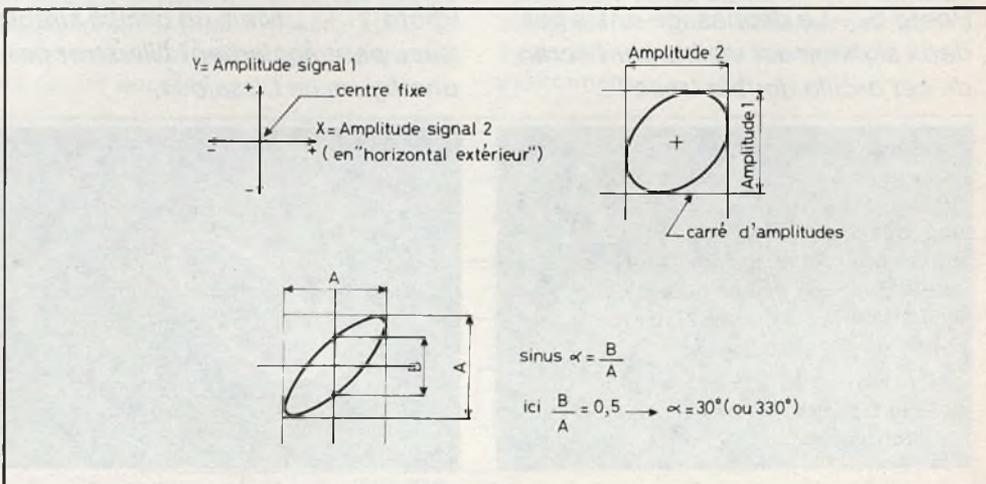


Fig. 4. et 6. – Rarement utilisées, elles ont pourtant un côté très spectaculaire les figures de Lissajous.

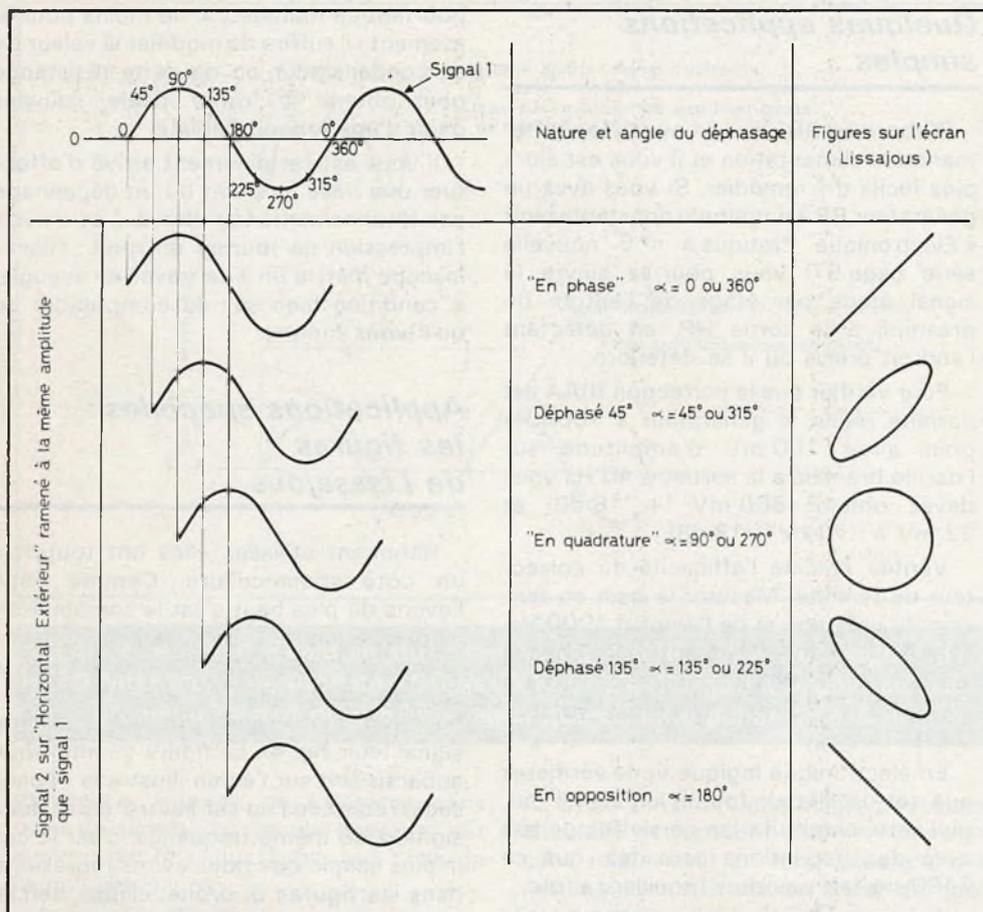


Fig. 5. – Tableau résumant les diverses figures obtenues sur l'écran.

Photo 6. – Le déphasage entre ces deux signaux est visible sur l'écran de cet oscillo double trace...

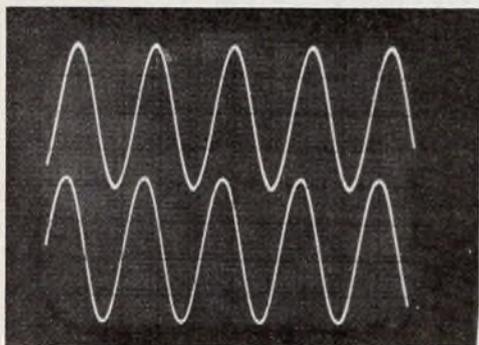
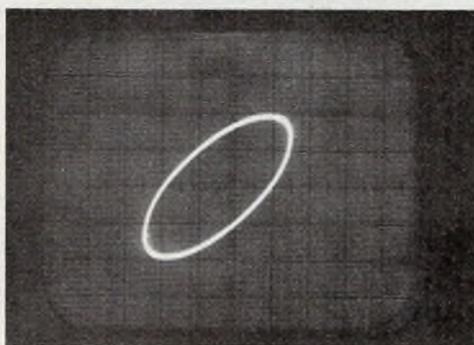


Photo 7. – ... Mais un oscillo simple trace peut également l'illustrer par une figure de Lissajous.



Aussi nous ne nous bornerons qu'à la concrétisation du déphasage entre deux signaux de même fréquence, avec un exemple pratique facile à reproduire :

Le sujet est un préampli pour PU avec correction RIAA fonctionnant avec deux transistors, à l'entrée duquel nous envoyons un signal sinusoïdal de 1 kHz environ. Nous recueillons en sortie un signal très amplifié mais légèrement déphasé par rapport à celui d'entrée. Représentés séparément sur l'écran de l'oscillo, il faudra qu'ils aient la **même amplitude**. Avec un bi-courbe, c'est facile : il suffit de se mettre sur des calibres différents (photo n° 6), avec un mono canal il faudra réduire le signal de sortie avec un potentiomètre jusqu'à prélever un signal égal à celui d'entrée (gain 1).

Cet ajustage étant réalisé, le signal de sortie est branché sur la prise « Horizontal extérieur », tandis que le signal d'entrée est connecté à l'entrée normale de l'oscillo. Actionnons le commutateur « Hor-Ext », une ellipse apparaît sur l'écran (photo n° 7). Avec un appareil bi-courbe il est indispensable de repasser en position « mono » sinon l'image sera faussée. Vous remarquerez alors que les commandes de base de temps (vitesses et trigger) n'ont aucune action sur l'image.

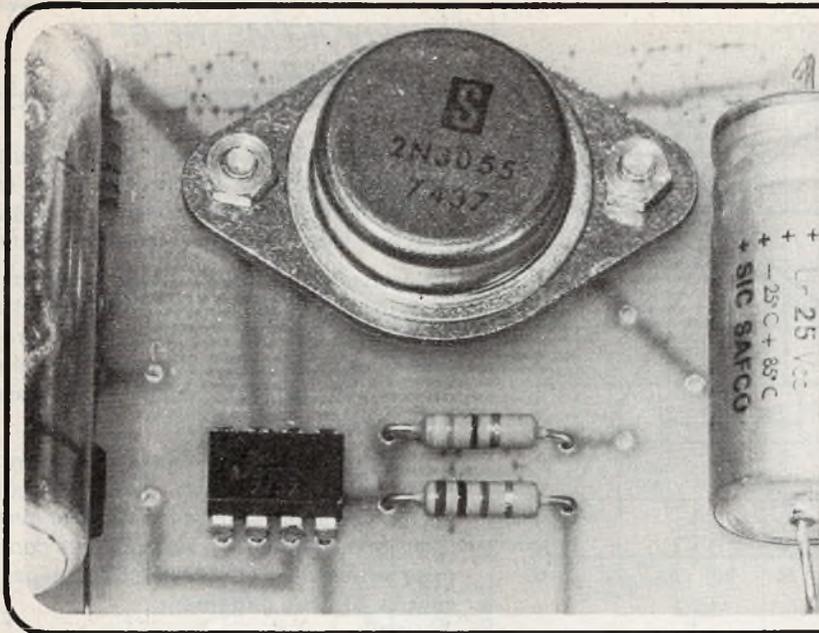
Une analyse graphique très précise (fig. 6) permet de mesurer le déphasage, mais on devine que ces figures de Lissajous présentent surtout de l'intérêt pour les appareils monocourbes.

Conclusion

Nous n'avons pas tout dit sur les oscilloscopes, un gros livre n'y suffirait pas ! Notre but était d'établir suffisamment d'éléments pour que vous puissiez faire la part des choses au cas où vous voudriez acquérir ce « troisième œil ».

Michel ARCHAMBAULT

Toutes les applications du μA 741



OSCILLATEUR EN PONT DE WIEN A TENSION DE SORTIE STABILISEE

Avantages du montage

On sait que d'une manière générale, les oscillateurs RC à pont de Wien fournissent une tension de sortie qui varie avec la fréquence du signal engendré. Divers dispositifs de compensation ont été proposés dont le plus connu est une petite lampe d'éclairage qu'il est toujours difficile de trouver dans le commerce.

En montant à la suite de l'oscillateur, un filtre actif, à courbe de réponse complémentaire de celle de l'oscillateur, le problème de la compensation a été résolu d'une manière satisfaisante en adoptant le montage de la figure 1 proposé par Maxwell G. Strange dans Electronics du 4 janvier 1979.

La compensation a été effectuée pour une gamme étroite dans le domaine des fréquences basses en vue d'une application spéciale, la commande de la vitesse à 60 Hz d'un moteur synchronisé. Il s'agit de la gamme 48 à 74 Hz de variation de la fréquence de la tension alternative d'alimentation, la fréquence nominale étant 60 Hz.

Ce montage ne nécessite que deux 741 CI-1 l'oscillateur en pont de Wien et CI-2 l'amplificateur filtre actif destiné à la compensation.

D'après son auteur, l'avantage du circuit préconisé réside en plus de la compensation dans le fait de fournir à la sortie un signal sinusoïdal non déformé.

En examinant le schéma de l'appareil, on reconnaît dans ses grandes lignes, le montage de Wien. Le réseau RC série se compose de C_2 et $R_6 + R_5$ et le réseau RC parallèle de C_1 et $R_3 + R_4$. Les valeurs des éléments des deux réseaux étant les mêmes on a approximativement dans le cas de cet appareil,

$$f = \frac{1,9}{2 \pi RC} \quad (1)$$

ou avec R en $M\Omega$, C en μF et,
 $R = 0,18 + 0,1 M\Omega$
 $C = 0,022 \mu F$

Lorsque R est au maximum, sa valeur est $0,28 M\Omega$.

Lorsque R est au minimum, sa valeur est $0,18 M\Omega$.

De ce fait, en utilisant la formule (1) on trouve que :

$$f \text{ max.} = 76,4 \text{ Hz.}$$

$$f \text{ min.} = 49 \text{ Hz.}$$

En réalité la formule donnée est peu précise et on peut faire varier f entre 48 Hz et 80 Hz environ, en agissant sur $R_4 - R_5$.

Pour un bon fonctionnement de l'oscillateur il faut que R_3 et R_6 soient à tolérance de 1% ou mieux et que les deux condensateurs de 22 nF soient de capacité égale mais pas obligatoirement de 22 nF exactement.

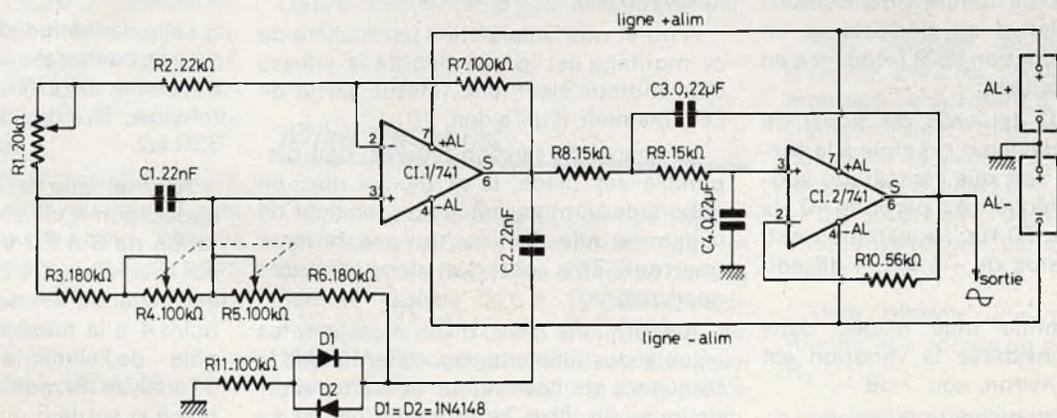


Fig. 1

Le réglage d'amplitude du signal de l'oscillateur est effectué avec R_1 de 20 k Ω . Tous les potentiomètres sont linéaires.

Le gain

Compte tenu du gain de l'étage à filtre actif à CI-2, la tension de sortie sera de 10 V crête à crête entre 48 et 74 Hz en signal sinusoïdal, ce qui correspond à $10/2,88 = 3,47$ V efficaces.

Remarquons que le circuit de réaction est monté entre la sortie et l'entrée non inverseuse. Pour faire varier l'amplitude on a inséré R_7 entre la sortie et l'entrée inverseuse associés à R_1 variable ou ajustable.

Une bonne forme du signal sera obtenue en réglant R_1 de manière à ce que la tension sinusoïdale de sortie soit de 10 V crête à crête maximum.

Le filtre actif à CI-2 est établi de manière à obtenir la compensation requise entre 48 et 74 Hz, en particulier. On y trouve dans la boucle de réaction C_3 et C_4 et dans celle de contre-réaction, R_{10} de 56 k Ω .

Remarquons dans la partie oscillatrice CI-1, deux diodes $D_1 = D_2 = 1N4148$, montées en tête-bêche, en série avec R_{11} de 100 k Ω reliée à la masse. Ce réseau sert à limiter la tension de sortie. Le filtre actif est, comme on a pu le reconnaître aisément, un filtre passe-bas. Dans ces conditions, il supprime ou atténue, les signaux harmoniques ce qui permet d'approcher l'obtention de signaux sinusoïdaux à la sortie dans la gamme utile. Une retouche de la valeur commune de $R_8 = R_9 = 15$ k Ω peut améliorer la forme du signal.

Courbe de réponse

A la figure 2 on donne trois courbes d'amplitude relative en décibels et en ordonnées, en fonction de la fréquence en hertz et en abscisses.

La courbe (A) est celle du signal de l'oscillateur, prélevé par exemple à la sortie de CI-1. On voit que l'amplitude augmente avec la fréquence à partir de 40 Hz jusqu'à plus de 70 Hz. La variation est, dans cette gamme de -4 à +4 dB soit 8 dB.

Dans la gamme utile exigée dans l'application considérée la variation est -3 à +4 dB environ, soit 7 dB -

La courbe (B) représente la réponse du filtre passe-bas réalisé avec CI-2.

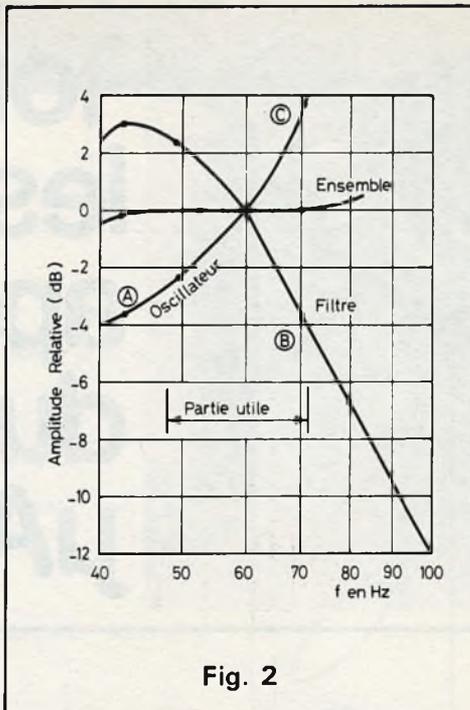


Fig. 2

Cette courbe est descendante. Dans la gamme utile, le gain relatif varie entre +2,4 dB et -4,2 dB ce qui donne 6,6 dB approximativement.

La courbe (C) donne le résultat de la compensation, qui est évidemment, la tension relative de sortie de CI-2. Dans la gamme utile, le niveau zéro décibel est à peu près, maintenu (variation $\pm 0,2$ dB). On conseille l'emploi de condensateurs à polycarbonate à 50 V tension de service.

Alimentation

L'alimentation est de ± 15 V et il y a tout intérêt à ce qu'elle soit stable ou stabilisée, dans les deux cas où la source est le secteur ou des accumulateurs. On devra utiliser des résistances, à $\pm 5\%$ de tolérance, de 0,25 W.

La distorsion harmonique du signal sinusoïdal est de 1 % environ à la sortie de l'oscillateur. Grâce au filtre, qui supprime les harmoniques, la distorsion à la sortie de l'ensemble de l'appareil, est réduite jusqu'à 0,1 %.

A noter que l'application particulière de ce montage est le maintien de la vitesse d'un moteur électrique faisant partie de l'équipement d'un avion.

La source de tension régulée était disponible sur place. Il va de soi que, en dehors des limites indiquées plus haut de la gamme utile, des résultats satisfaisants pourront être obtenus dans d'autres applications.

Remarquons aussi, qu'en modifiant les valeurs des éléments qui déterminent la fréquence de l'oscillateur et les caractéristiques du filtre, ce montage pourra se montrer utile dans d'autres gammes.

MILLIVOLTMETRE BF A UN SEUL 741

Les appareils de mesure sont toujours appréciés par les amateurs mais il est, en général, difficile de les réaliser de manière à ce que leur précision soit satisfaisante.

Certains appareils de mesure peuvent toutefois, en raison de leur simplicité, être accessibles aux possibilités d'un non professionnel surtout s'il s'agit de les faire fonctionner dans le domaine de la basse fréquence.

Il en est ainsi du millivoltmètre BF proposé par D. Nuhrman dans *Elo* vol. 7 191. Cet appareil peut fonctionner avec des signaux dont la fréquence est comprise entre 20 Hz et 100 kHz donc dépassant la BF très largement.

Toutefois, on notera que dans les appareils BF, on est amené à effectuer des mesures jusqu'à 100 kHz, surtout lorsqu'il s'agit de préamplificateur.

Cet appareil pourra mesurer des tensions de 0 à 100 mV. Le principe de ce voltmètre électronique est d'associer un voltmètre pour continu à un redresseur qui sera précédé d'un excellent amplificateur recevant à son entrée de faibles tensions BF.

On a donc proposé un montage composé des éléments indiqués à la figure 3 sur lequel le 741 est monté en amplificateur de la faible tension BF à mesurer. Cette tension est redressée par un pont qui donne une tension continue variable mesurable à l'aide d'un microampèremètre M de 0-100 μ A.

Le détail du montage est donné à la figure 4.

Partons de l'entrée à laquelle on applique la tension BF à mesurer. Elle est transmise par C_1 de 4,7 μ F à l'entrée non inverseuse, point 3 du 741. Le CI est représenté avec son brochage réel vu de dessus dans le boîtier 8 broches rectangulaire mais avec le boîtier 8 fils et cylindrique, le brochage est le même.

La polarisation de l'électrode du 741 qui est connectée à l'entrée, une base de transistor, est effectuée par le diviseur de tension R_1-R_2 , deux résistances de 330 k Ω .

A noter que le 741 dans la présente application n'utilise qu'une seule alimentation de 8 à 20 V, représentée à droite sur le schéma. De ce fait, le point 7 du CI est relié au + de l'alimentation et le point 4 à la masse à laquelle est relié le pôle - de l'alimentation unique. Revenons à l'analyse du montage. Le signal amplifié pris à la sortie 6 du CI est appliqué à une entrée en alternatif du pont.

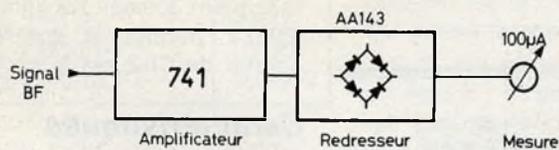


Fig. 3

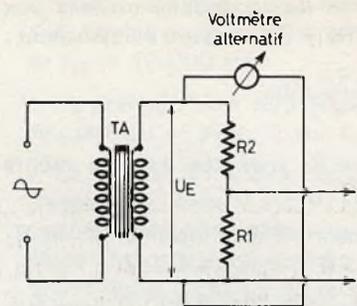


Fig. 5

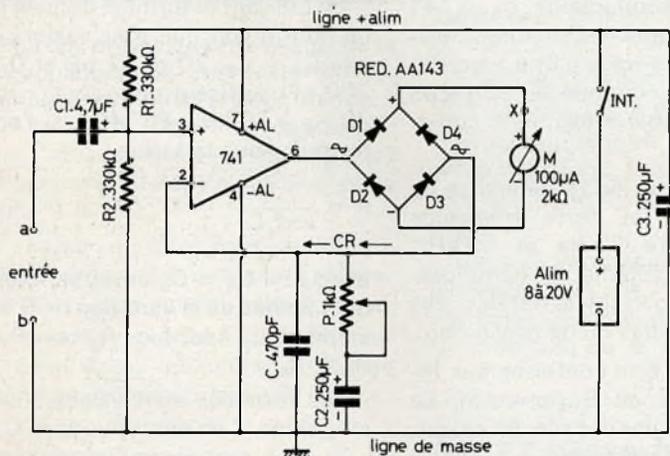


Fig. 4

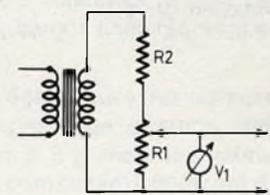


Fig. 6

D'autre part, l'entrée inverseuse point 2 du CI, reçoit la tension prélevée sur la borne « alternatif » restante du pont redresseur, ce qui constitue un dispositif de contre-réaction.

Cette même borne du pont est reliée à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur C de 470 pF et de P - C₂ où P est une résistance variable de 1 kΩ et C₂ cm électrolytique de 250 µF. Le dosage de la contre-réaction CR est effectué par le réglage de P.

Passons au redressement réalisé avec le pont AA 143 : le + de la tension redressée est obtenu au point de réunion des cathodes de D₁ et D₄ et ce point est relié au + de M, un microampère-mètre de 0-100 µA de résistance de 2 kΩ par exemple ou tout autre valeur voisine.

Un interrupteur peut être disposé entre la ligne positive d'alimentation et le + de la source de 8 à 20 V. Le condensateur C₃ de 250 µF peut être doublé par un condensateur au tantale de 1 µF monté entre le point 7 du CI et la masse la plus proche, c'est-à-dire le point 4 du même circuit intégré.

Si la résistance de M est inférieure à 2 000 Ω, monter en série, au point X, une résistance additionnelle pour obtenir 2 000 Ω entre les points + et - du pont.

La tension continue aux bornes de sortie du pont est alors,

$$E = RI = 2\,000 \cdot 100/10^6$$

ce qui donne :

$E = 0,2 \text{ V} = 200 \text{ mV}$ lorsque l'aiguille de M indique 100 µA.

Si l'on avait disposé d'un microampère-mètre de 0 à 200 µA les résultats auraient été les mêmes, 0,2 V à 100 µA et bien entendu 0,4 V à 200 µA avec une résistance totale de 2 000 Ω également de l'instrument.

Le gain de l'amplificateur réalisable avec le 741 peut atteindre 1 000 fois en tension mais pour une bonne stabilité on le règle à une valeur moindre, 200 et même 20 fois.

Pour régler le gain, on dispose du potentiomètre P qui modifie le taux de contre-réaction. Plus la résistance en service de P est faible, plus le gain est augmenté. En effet, si la résistance de P = 0 l'entrée inverseuse et le point - du pont seront découplés vers la masse par C₂ de forte valeur, donc il n'y aura pas de contre-réaction et le gain sera maximum.

Mise au point

On effectue la mise au point de l'appareil en appliquant à l'entrée une tension alternative de fréquence comprise dans la gamme requise (20 à 10 000 Hz) par exemple à 50 Hz, et une tension de 100 mV. On commencera par régler P au maximum de contre-réaction c'est-à-dire avec le curseur vers C₂, donc au minimum de gain.

Régler ensuite D pour une déviation de 100 µA de M et ne plus y toucher. Vérifier la linéarité des indications du microampère-mètre en appliquant à l'entrée de l'appareil des tensions moindres que 100 mV, par exemple 10, 20, 30..., 70, 80, 90 mV. En principe la déviation de l'aiguille de M sera linéaire surtout aux fréquences basses. La valeur de la capacité C peut être ajustée pour obtenir une meilleure linéarité.

Des mesures ont permis de constater que la vitesse de transmission est de 0,5 V/µs environ lorsque le CI est un 741.

La « vitesse » est fonction de la tension. Soit v la vitesse, on a :

$$v = \frac{V}{t} \text{ volt/microseconde.}$$

où V est la tension en volts et t le temps de transmission en microsecondes.

Pour disposer de plusieurs tensions d'entrée, à 50 Hz, on pourra employer le montage de la figure 5 qui comprend un transformateur dont le primaire sera connecté au secteur, donc adapté à la tension appliquée (110, 220, 240 V etc.) et le secondaire donnant une tension alternative réduite, par exemple 10 V efficaces.

Pour obtenir une tension moindre, monter aux bornes un diviseur de tension R₂ - R₁.

La tension désirée sera disponible aux bornes de R₁.

Soit E_1 cette tension et soit, en général, E_2 la tension du secondaire et celle aux bornes de $R_1 + R_2$. On aura évidemment :

$$E_1 = \frac{R_1 \cdot E_2}{R_1 + R_2} \text{ volts}$$

avec R_1 et R_2 mesurés avec la même unité.

Soit par exemple à déterminer R_1 et R_2 pour $E_2 = 10 \text{ V}$ et $E_1 = 0,1 \text{ V}$.

Si l'on prend $R_2 = 100\,000 \, \Omega$, il est évident que R_1 sera 100 fois plus petite que $R_1 + R_2$

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{10}{0,1} = 100$$

De cette relation on tire :

$$99 R_1 = R_2$$

$$R_1 = \frac{100}{99} \, \Omega$$

soit pratiquement :

$$R_1 = 1 \, \Omega$$

Un autre moyen d'obtenir des tensions égales ou inférieures à $0,1 \text{ V}$ est de remplacer R_1 par un potentiomètre de $1 \, \Omega$ selon le montage de la figure 6.

Le voltmètre pour alternatif, V_1 indiquera exactement (s'il est exact) la tension aux points : a b, à relier à l'entrée a b, de l'appareil à étalonner.

Si l'étalonnage qui doit être effectué, a des fréquences élevées, au-dessus de 20 kHz , on remplacera le montage à 50 Hz des figures 5 et 6 par un générateur donnant des signaux jusqu'à 100 kHz de tension réglable, muni d'un atténuateur et d'un indicateur de la tension de sortie. A noter que la plupart des 741 conviendront jusqu'à $f = 80 \text{ kHz}$.

FILTRE ACTIF A REPONSE COMMUTABLE

Le montage de la figure 7 a été étudié par Philbrook Cushing qui l'a décrit dans **Electronics** vol. 46 n° 1. Ce filtre actif utilise comme semi-conducteurs, deux 741 constituant un ensemble à réaction positive. Il présente l'avantage d'être accordable d'une manière continue à l'aide d'un potentiomètre double à éléments conjugués.

L'accord s'effectue sur la fréquence de coupure du filtre et cette fréquence pourra varier entre 20 Hz et 20 kHz . D'autre part, un système de commutateurs conjugués permet d'obtenir des réponses de passe-bas ou de passe-haut.

La réponse peut être conforme aux filtres de Bessel ou de Butterworth. La chute est de 40 dB par décade. En examinant le schéma on peut voir que le filtre proposé comprend un amplificateur opérationnel CI-1, deux résistances variables désignées par P_1 et P_2 égales, et deux capacités $C_A = C_B$ dont la valeur dépend de la fréquence de coupure f_c choisie.

Le commutateur S_1 est un tétrapolaire à deux positions PB = filtre passe-bas, PH = filtre passe-haut.

On pourra calculer la fréquence de coupure à l'aide de l'équation :

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

D'autre part, on dispose du commutateur S_2 à deux positions permettant de passer du montage Bessel au montage Butterworth, positions RC et F respectivement.

Le deuxième amplificateur opérationnel CI-2, un 741 également est à faible gain et le point 3 reçoit ce signal tandis que le point 2 permet la contre-réaction. Le point 6 de CI-2 est la sortie du filtre.

Caractéristiques de fréquence

En utilisant la formule donnée plus haut on pourra voir que trois valeurs de capacité $C_A = C_B$, 20 nF , 2 nF et $0,2 \text{ nF}$ (ou 200 pF) suffisent pour couvrir la gamme 20 Hz à 20 kHz . En effet, si l'on écrit la formule sous la forme :

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C}$$

avec $C = C_A = C_B$ on obtient les valeurs de R limites de la variation de $R = 500 \text{ k}\Omega$ variable + $27 \text{ k}\Omega$ fixe, R étant $P_1 + R_5$ ou $P_2 + R_6$.

Les formules sont valables avec R en mégohms, C en microfarads et f_c en hertz, soit : $C = 0,02 \, \mu\text{F}$, $f_c = 20 \text{ Hz}$, on a

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 0,02} \text{ M}\Omega$$

ce qui donne : $R = 0,39 \text{ M}\Omega = 390\,000 \, \Omega$. Or, la valeur maximum de R est $0,500027 \text{ M}\Omega$ lorsque P_1 ou P_2 sont au maximum de capacité donc, on pourra compter sur un large recouvrement vers les basses.

De la même manière, on verra que si $R = 0,39 \text{ M}\Omega$ et $C = 0,2 \, \mu\text{F}$ on trouvera $R = 39 \text{ k}\Omega$ donc une valeur supérieure à $27 \text{ k}\Omega$, valeur minimum de R lorsque le potentiomètre est à zéro ohm.

Finalement en diminuant C de 10 fois et ensuite de 100 fois, on obtiendra avec de larges recouvrements les données du tableau I ci-après :

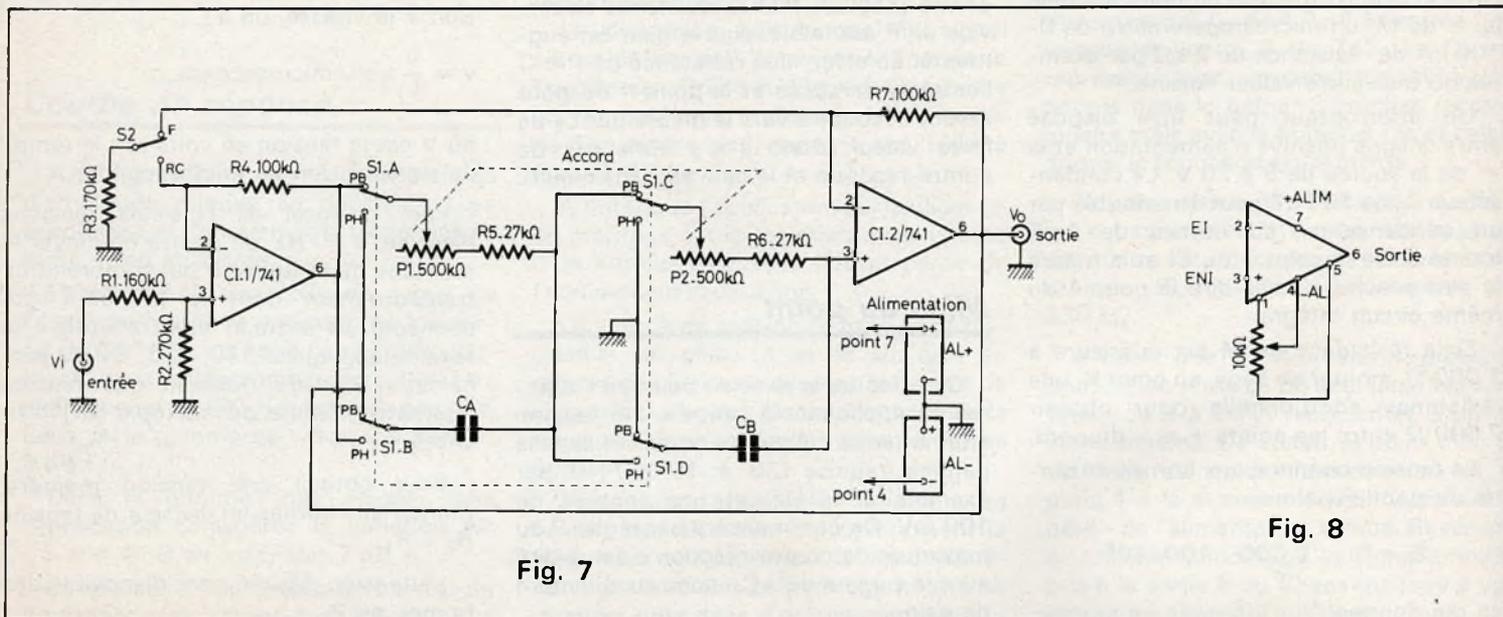


Fig. 7

Fig. 8

f_c (Hz)	C (μF)
20 à 200 Hz	0,02
200 à 2 000 Hz	0,002
2 000 à 20 000 Hz	0,0002

Analyse du montage

Partons de l'entrée du filtre à laquelle la tension appliquée est V_{in} . Cette tension correspond à un signal à large bande à laquelle on désire limiter la réponse du côté des fréquences élevées ou du côté des fréquences basses, mais une seule possibilité à la fois.

Pour réaliser un filtre passe bande ou éliminateur de bande, il faudrait monter en série deux filtres comme celui proposé.

La tension V_{in} est réduite par le diviseur $R_1 - R_2$ à une valeur moindre et appliquée à l'entrée non inverseuse point 3 (+) de CI - 1

La contre-réaction propre à ce CI est effectuée par R_4 de 100 k Ω .

Grâce au commutateur S_2 on obtiendra la caractéristique désirée et avec S_1 on permutera R et C ce qui créera le filtre passe-bas ou passe-haut.

CI-2 est monté comme CI-1, avec

contre-réaction par 100 k Ω entre sortie et entrée inverseuse. Lorsque S_2 est en position RC le gain de CI-1 est 1,59, ce qui donne la position de Butterworth.

Si S_2 est en position F (linéaire) le gain est égal à 1 et on a la configuration Bessel. Les gains correspondants de CI-2 sont 1,59 et 1 respectivement

D'autre part, le diviseur $R_1 - R_2$ réduit le gain global à 1 ce qui est une bonne valeur pour un filtre. La tension de sortie V_o varie avec la fréquence du signal.

Il faut alors utiliser les points 1 et 5 de CI-1 comme on le montre à la figure 8.

Un potentiomètre de 10 k Ω est monté entre les points 1 et 5, le curseur étant relié au point 4, le - de l'alimentation négative.

Dans ce montage, les deux 741 sont alimentés par une source de $\pm 15 V$ maximum comme indiqué à la figure 7. Un minimum de $\pm 12 V$ est admis.

Filtres passe-bande et éliminateurs de bande

En montant deux filtres en série, on pourra créer des filtres passe-bande en réglant chaque filtre sur des valeurs différentes de f_c et en plaçant S_1 sur des

positions convenables. Soit par exemple, à établir un filtre passe-bande dont les fréquences de coupure soient $f_{c1} = 40 Hz$ et $f_{c2} = 10 000 Hz$.

Le premier filtre sera réglé avec S_1 en passe-haut et avec R, sur $f_{c1} = 40 Hz$.

Le second filtre sera réglé avec S_1 en passe-bas et avec R, sur 10 kHz. En ce qui concerne un filtre éliminateur de bande, éliminant les signaux de fréquences comprises entre f_{c1} et f_{c2} on montera le premier filtre en basse-bas avec fréquence de coupure f_{c1} et le second en passe-haut avec fréquence de coupure f_{c2} , par exemple $f_{c1} = 1000 Hz$ et $f_{c2} = 2000 Hz$.

Il est recommandé d'utiliser pour C = $C_A = C_B$ des condensateurs au polystyrène à tolérance $\pm 5\%$. Les potentiomètres seront linéaires et d'excellente qualité.

L'écart entre les valeurs de P_1 et P_2 dans chaque position devra être inférieur à 5% mais les valeurs maxima de ces composants pourront être à tolérance de $\pm 10\%$ par rapport à 500 k Ω .

On pourra obtenir un signal crête à crête de sortie de 3 V environ.

F. JUSTER

LE POINT DE VENTE **BST** DANS LE SUD DE LA FRANCE

BB6 C 350. Chambre Echo, système à cassette. Px 814F*

BB2 PRO M 50. Micro Shoot gun, type canon, suspension. Prix 303 F*

SH 85 Casque performant, support fonctionnel, Régie de volume. Prix 343F*

MM 40. Mélangeur type rack avec monitoring. Alimentation 220 V. 470 F*

LG 6. Gradateur-variateur pour lumière d'ambiance 67 F*

LF 6. Clignotant électronique, vitesse variable Flasher 67 F*

LS 6. Psychédélique, modulateur de lumière 1 voie 67 F*

* Prix indicatif au 01-02-79.

TELE-RADIO ARLAUD

8, rue de la Fraternité, 83000 Toulon

« LA GAMME BST COMPLETE EN STOCK »

Casques - Microphones - Mélangeurs - Truqueurs - Interphones - Emetteurs-récepteurs 27 MHz - Haut-parleurs - Kits d'enceintes - Booster et haut-parleurs auto - Amplis-Tuners - Platines - Enceintes, etc...

et un choix important de pièces détachées.



EXPEDITIONS
DANS TOUTE LA FRANCE
Tél. 16-75-83-60-32

Ouvert de 8 h à 12 h et de 16 h à 19 h. Sauf le lundi.



Toutes les applications du — NE 555 —

MODULATEUR DE LUMIÈRE AVEC LED

Le modulateur de lumière de la Led (diode électroluminescente) se fait en impulsions obtenues à la sortie, point 3, du temporisateur 555 monté en multivibrateur astable, à rapport cyclique élevé. Le schéma de l'appareil est donné à la figure 1.

On reconnaît aisément le montage astable par la réunion des points 2 et 6, 4 et 8, le 1 à la masse, les résistances R_1 de $1,5\text{ M}\Omega$ associées au condensateur de temporisation C_1 de 10 nF .

Le signal à impulsion est appliqué à la Led, reliant le point 3 au + alimentation par l'intermédiaire de R_3 de $56\ \Omega$ cette résistance limitant le courant de la diode. Ce montage est à impulsion en raison du rapport élevé des résistances R_1 et R_2 . La fréquence de l'oscillation complète est, avec les valeurs données, de 100 Hz environ et la durée des impulsions est de $10\ \mu\text{s}$. En effet, le rapport des résistances est $1\ 000$ et la période du signal est $1/100 = 0,01\text{ s} = 10\text{ ms}$, donc le rapport entre la période et la durée de l'impulsion est $10\ 000/10 = 1\ 000$. Le rapport cyclique est $1/1\ 000$ ou $0,001$.

Il est évidemment possible d'obtenir des temps différents en rendant variables R_1 et R_2 . La variation de R_1 modifiera la période T (et la fréquence $f = 1/T$) tandis que la variation de R_2 modifiera le rapport

cyclique mais aussi, un peu, la fréquence.

Remarquons que le rapport cyclique est également dépendant de la variation de R_1 .

Le signal à impulsions obtenu au point 3 peut être modulé par un autre signal à basse fréquence, appliqué au point 5 du circuit intégré 555.

Avec la résistance R_3 en série avec la diode électroluminescente, le courant passant par le point 3 et par le circuit Led- R_3 est limité à des pointes (pendant les impulsions de $10\ \mu\text{s}$) de 200 mA ce qui ne doit pas détruire la Led en raison de la durée très faible de l'impulsion. On pourra utiliser une Led pour infrarouge comme le MLE60 de Motorola.

Il est possible, avec ce montage proposé dans **Electronic Experimenter Hand Book 79** de réaliser un émetteur d'infra-rouges.

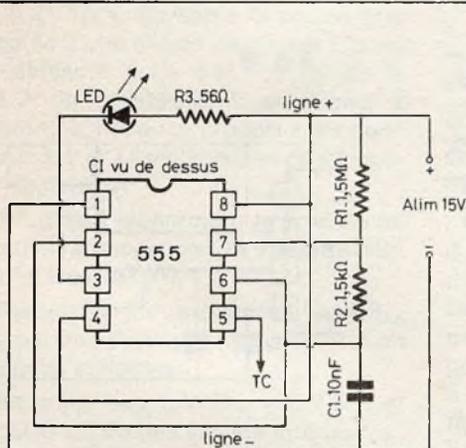


Fig. 1

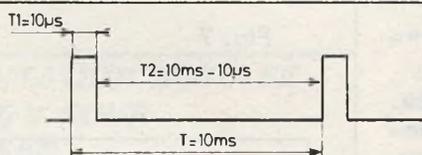


Fig. 2

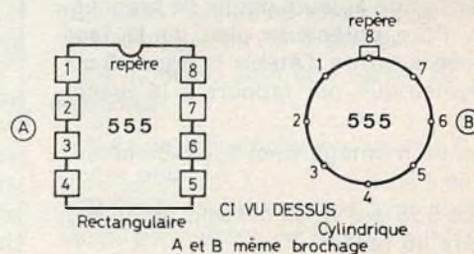


Fig. 3

Tout récepteur de IR (IR = infrarouge) peut convenir. Le composant récepteur sera évidemment un phototransistor ou une photodiode, suivi d'un détecteur réalisé avec une diode au silicium.

En l'absence de modulation, le point 5 du 555 est en général connecté à la masse par l'intermédiaire d'un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ ou plus.

L'alimentation de ce modulateur lumineux ou infrarouge à impulsions, est de 15 V. Cette tension est la plus élevée recommandée pour le 555 fonctionnant dans des conditions normales.

A la **figure 2** on donne la forme du signal au point 3 et à la **figure 3** le brochage du 555 vu de dessus.

GENERATEUR SIMPLE A UN SEUL 555 ET UNE DIODE BAY61

Ce montage est proposé par Siemens et utilise un TDB0555 qui est équivalent au 555 des autres marques.

Le schéma du générateur est donné à la **figure 4** sur laquelle, comme dans le montage précédent, on a représenté le 555 avec son brochage réel, le C1 étant vu de dessus. Remarquons que sur ce schéma, n'apparaît qu'un seul croisement de connexion, celle reliant le point 2 au point 6 du C1, conformément au montage du 555 en multivibrateur astable. Si l'on désire établir un plan de câblage, il suffira de faire passer la connexion 2-6 entre les points de contact du condensateur C2.

Cela donne le plan « explosé » (les cotes ne sont pas respectées) de la **figure 5**. Ce plan représente la face supérieure d'une platine imprimée sur laquelle apparaissent les composants : résistances R1A et R1B, condensateurs C1 et C2 et la diode D1, et évidemment le 555.

Les connexions sont vues par transparence.

Pour obtenir le plan de la face opposée, il suffira d'établir la **figure 6** qui est symétrique par rapport à la précédente. Les composants ne sont indiqués que par leur nomenclature et leurs points de branchement. Pour obtenir le plan de la face opposée, il suffira d'établir la **figure 6** qui est symétrique par rapport à la précédente.

Lors du montage voici des recommandations à suivre :

- 1) Le 555 est vu de dessous, donc le 1 à droite du repère.
- 2) La diode doit être montée avec l'anode au point 7 et la cathode vers C1 et les points 2 - 6 réunis.

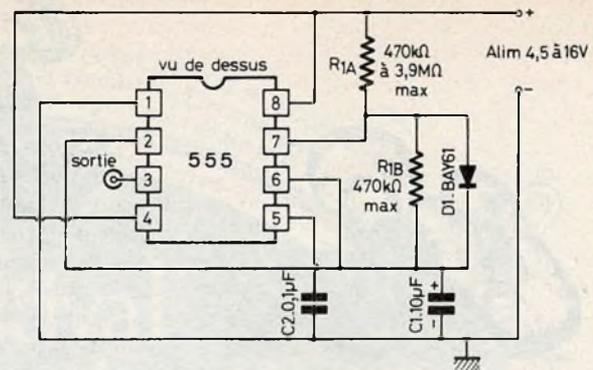


Fig. 4

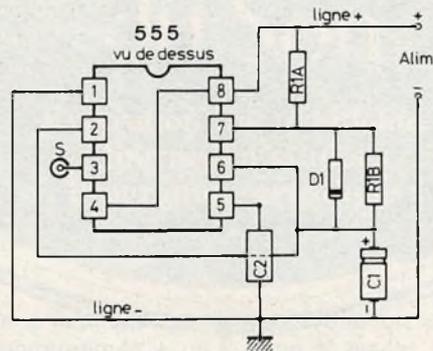


Fig. 5

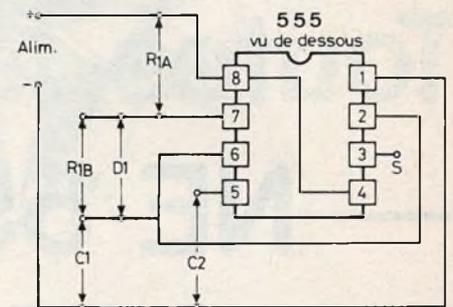


Fig. 6

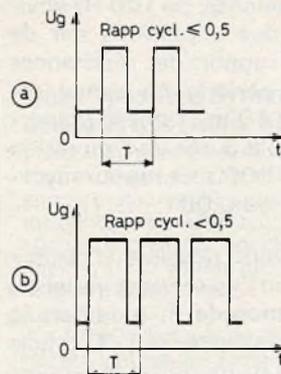


Fig. 7

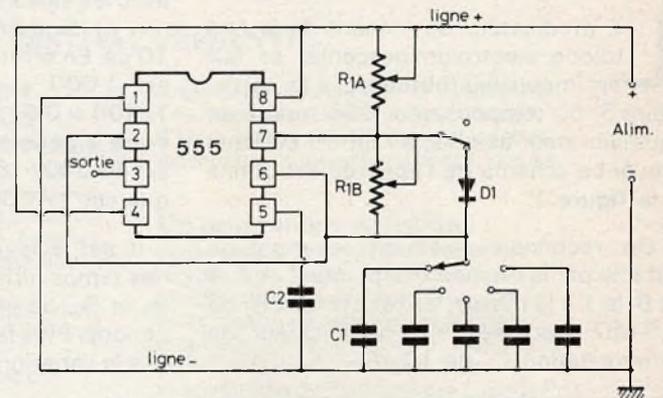


Fig. 8

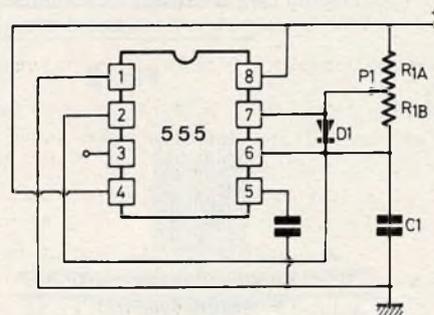


Fig. 9

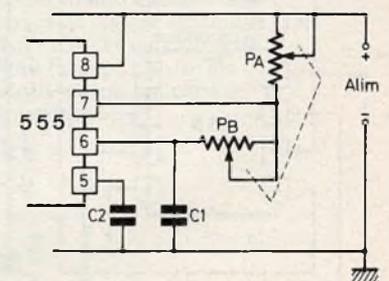


Fig. 10

3) Si le 555 est à boîtier cylindrique, les phases des figures précédentes restent valables. Il suffira de souder les fils aux points correspondants aux broches, le brochage étant le même (voir aussi la figure 3).

Revenons maintenant au schéma théorique de la figure 4 : la période d'oscillation de ce multivibrateur astable peut être déterminée à l'aide de la relation :

$T = 1/f = 0,7 (R_{1A} + R_{1B}) C_1$ (1) en prenant comme unités, par exemple : T en seconde, R en mégohms et C_1 en microfarads. A noter que la relation (1) est correcte avec la diode D_1 connectée aux bornes de R_{1B} .

La fréquence f se déduit en calculant $1/T$, ou f est en hertz et T en secondes. Exemple de calcul : soit : $R_{1A} = 0,47 M\Omega$, $R_{1B} = 0,47 M\Omega$, $C_1 = 10 \mu F$, le calcul donne :

$T = 0,7 (0,47 + 0,47) 10$ secondes.
ou $T = 6,58$ s d'où l'on tire la fréquence :
 $f = 1/6,58 = 0,151$ Hz.

Passons à la figure 7 qui représente la forme du signal rectangulaire pouvant être prélevé au point 3 de sortie. Désignons par r le rapport cyclique, défini par :

$$r = T_1/T \quad (2)$$

où T_1 est la période partielle la plus courte. Si l'on définit ainsi r, celui-ci sera toujours inférieur à 1. La valeur de ce rapport dépend aussi des valeurs de R_{1A} et R_{1B} .

Pour faire varier r il suffira de faire varier R_{1A}/R_{1B} .

Si la diode D_1 est enlevée, on retrouve le montage classique du multivibrateur astable et dans ce cas la période est donnée par la relation :

$T = 0,7 (R_{1A} + 2R_{1B})$ qui montre que T dépend dans une plus grande mesure de R_{1B} que dans le montage avec diode.

Cet appareil fonctionne avec une alimentation dont la tension est comprise entre 5 et 15 V. La sortie S pourra être connectée à une entrée de circuit TTL ou autre alimenté sous 5 V. En (b) de la figure 7 on a représenté un signal à impulsion négative. Le rapport r est donc inférieur à 1 si T_1 est la durée de l'impulsion négative.

En modifiant légèrement le schéma de ce multivibrateur on pourra effectuer des essais intéressants.

1) Remplacer les résistances fixes R_{1A} et R_{1B} par des potentiomètres montés en résistances variables.

Prendre par exemple $R_{1A} = 3,9 M\Omega$ et $R_{1B} = 500 k\Omega$ ou des valeurs inférieures ; $R_{1A} = 1 M\Omega$, $R_{1B} = 100 k\Omega$.

2) Faire des essais avec ou sans diode.

3) Donner à C_1 diverses valeurs plus

grandes ou plus petites que $10 \mu F$ pour obtenir d'autres gammes de fréquences. Adopter par exemple les valeurs suivantes : $100 \mu F$, $10 \mu F$, $1 \mu F$, $0,1 \mu F$, $10 nF$, $1 nF$.

4) En montant un support à 8 broches à la place du 555 le montage proposé deviendra un excellent banc d'essai de CI, 555. On pourra alors réaliser un montage comme celui de la figure 8 dans lequel on a remplacé R_{1A} et R_{1B} par des résistances variables, C_1 par un condensateur et cinq capacités différentes (voir plus haut).

Une autre variante est possible en remplaçant R_{1A} et R_{1B} par un potentiomètre comme on l'indique à la figure 9. Le potentiomètre P_1 de $3 M\Omega$ par exemple (ou toute valeur du même ordre) est connecté entre le + de l'alimentation et le point 6 tandis que le curseur est au point 7. De ce fait, on aura toujours $R_{1A} + R_{1B} = P$ mais le réglage du curseur fera varier le rapport cyclique et la fréquence.

La diode restera en place ou sera enlevée, on pourra ainsi comparer les deux variantes. Bien entendu, il sera possible également d'effectuer la commutation de la diode et celle de C_1 comme indiqué à la figure 8.

Voici encore une autre modification du schéma primitif à la figure 10 se rapportant également aux résistances R_{1A} et R_{1B} .

Si l'on fait $R_{1A} = R_{1B}$, la période devient : $T = 1,4 R_{1A} C_1$ et le rapport cyclique restera constant et égal à 0,5, c'est-à-dire avec des périodes partielles égales.

Pour obtenir l'égalité $R_{1A} = R_{1B}$ il suffira de remplacer ces deux résistances par un potentiomètre à deux éléments de $2 M\Omega$ chacun par exemple, comme indiqué à la figure 10. Toutes valeurs de $R_{1A} = R_{1B}$ sont admissibles de $200 k\Omega$ à 2 ou $3 M\Omega$.

Ce montage peut être muni également des modifications indiquées à la figure 8.

ALIMENTATION REGULEE **5 ou 15 V POUR** **555 - 556**

Les montages à 555 et quantité d'autres, fonctionnent avec des tensions d'alimentation de 5 V ou de 5 à 15 V. Dans le cas du 555, il est intéressant de posséder, pour l'essai des divers montages dont il fait partie, une alimentation de 5 V et une autre de 15 V. Celle de la figure 11 est proposée dans *Electronics Experimenter 1979* par J.B. Wicklund. Ce schéma est classique et ses caractéristiques sont déterminées par le choix des composants. En partant de l'entrée « sec-

teur » (110 ou 220 V) ou tout autre valeur usuelle) on voit que le signal à 50 ou 60 Hz est appliqué au primaire par l'intermédiaire d'un fusible de 0,25 A (pour 117 V) ou 0,15 A (pour 220 V).

Le transformateur doit posséder deux secondaires S_1 et S_2 de même caractéristiques mais non reliés entre eux. Chacun donnera 7,5 V sous 500 mA (ou plus).

Si les enroulements secondaires sont bobinés dans le même sens 3-4-5-6, il est évident que l'on aura une tension alternative de $7,5 + 7,5 = 15$ V en reliant ensemble les points 4 et 5 ce qui donnera au montage, ses deux possibilités.

La tension alternative fournie par le secondaire est redressée par un pont de quatre diodes D_1 à D_4 du type 1N4003.

On trouve ensuite le système de filtrage et le système de régulation, avec C_1 , C_2 , C_3 et CI-1, un régulateur à trois points de branchement, choisis parmi les plus simples avec E = entrée, signal non régulé, S = sortie du signal régulé et COMM = point commun à relier à la ligne négative dans le présent montage.

Les éléments préconisés ont les valeurs suivantes :

$C_1 = 2\ 000 \mu F$ si la tension de sortie doit être de 5 V

$C_1 = 1\ 000 \mu F$ si la tension de sortie doit être de 15 V.

$C_2 = 0,22 \mu F$ dans tous les cas.

$C_3 = 25 \mu F$ dans tous les cas.

Quant au circuit intégré CI-1 de régulation, on recommande le 7815 pour l'alimentation de 15 V et le 7805 pour l'alimentation de 5 V.

Ces CI sont de Fairchild et font partie de la série 78XX.

On pourra aussi adopter d'autres CI pour des tensions de sortie régulées, différentes de 5 et 15 V :

6 V : 7806

8 V : 7808

12 V : 7812

Les composants doivent être robustes et de bonne qualité.

C_1 sera à 15 V service dans l'alimentation de 5 V et celui à 25 V servira dans celle de 15 V.

Ne pas adopter des valeurs de tension service supérieures ou inférieures à celles indiquées. C_2 sera au mylar et C_3 sera un électrolytique de 25 V service.

Ce montage peut être réalisé de deux manières :

1) En deux exemplaires, l'un pour 5 V et l'autre pour 15 V.

2) En un seul exemplaire avec commutation permettant de fournir à la sortie, selon besoin, 5 V ou 15 V.

La première version est la plus simple. Si l'on veut une alimentation régulée de

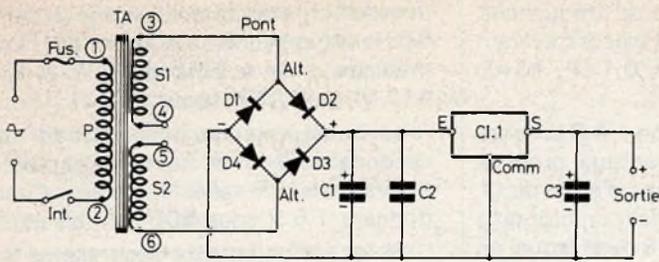


Fig. 11

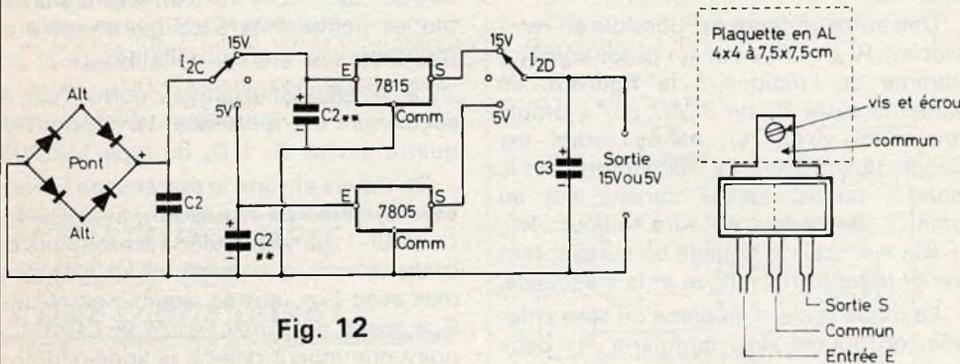


Fig. 12

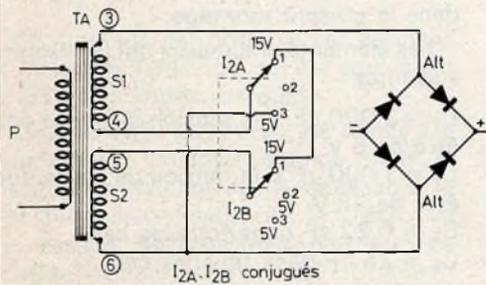


Fig. 13

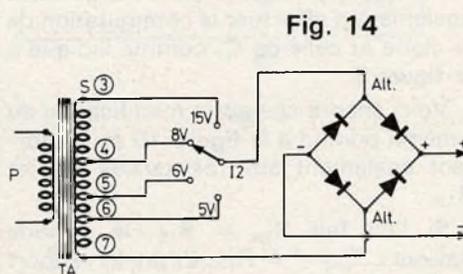


Fig. 14

5 V on procédera de la manière suivante :

1) Un seul secondaire de 7,5 V 1 A est nécessaire. Il sera connecté aux points « alternatif » du pont redresseur. Ces points se reconnaissent par le fait qu'ils sont la réunion d'une anode et d'une cathode de diode. Les points + sont à la réunion de deux cathodes et les points - d'un pont, sont la réunion de deux anodes de diode. Si toutefois on dispose d'un transformateur à deux secondaires de 7,5 V, on les montera en parallèle de la manière suivante :
points 3 et 5 réunis
points 4 et 6 réunis.

Le CI sera évidemment un 7805 prévu pour 5 V à la sortie.

Si l'alimentation doit être de 15 V, on adoptera un CI du type 7815 et on montera les deux en roulements en série avec les points 4 et 5 réunis, à moins que le transformateur ne possède qu'un seul enroulement de 15 V, 0,5 A.

Dans le cas du montage 5 V - 15 V, on adoptera la méthode suivante : un commutateur permettra le branchement parallèle ou série des deux enroulements

secondaires comme on le montre à la figure 12.

Le commutateur $I_{2A} - I_{2B}$ doit être bipolaire à trois directions : 15 V, neutre, 5 V afin d'éviter le court-circuit en passant de 15 V à 5 V. En ce qui concerne les CI, il y a deux solutions : les monter sur supports et les interchanger selon la tension désirée ou les commuter. On pourra commuter l'entrée E et la sortie S, en laissant les « communs » connectés à la masse en permanence.

Voici à la figure 13 un moyen d'effectuer cette commutation :

Pour simplifier, on pourra se limiter à une seule commutation en adoptant un commutateur $I_{2A} - I_{2B} - I_{2C} - I_{2D}$ tétrapolaire à trois directions dont une neutre. A noter que la tension des secondaires du transformateur d'alimentation est nominale de 1,5 fois la tension de sortie en position 5 V et 15 V pour la position 15 V. Pratiquement la tension totale du secondaire peut atteindre 1,5 fois celle de la tension continue de sortie, l'effet régulateur donnant à la sortie la valeur correcte attendue. On devrait, par consé-

quent, obtenir 15 V avec un secondaire de 15 à 25 V et une tension de 5 V avec un secondaire de 5 à 7,5 V. La tension de sortie dépend principalement du CI choisi.

Remarquons que la commutation 15 V - 5 V s'exerce également sur le condensateur C_2 dont la valeur et la tension de service sont différentes selon la tension de sortie requise.

Voici quelques autres indications sur cette alimentation : avec les tensions secondaires indiquées, 7,5 V et 15 V, la tension continue aux bornes de $C_1 + C_2$ est de 21 V environ pour une sortie de 15 V, et de 10 V pour une sortie de 5 V.

La régulation est très satisfaisante. On obtient une régulation de charge caractérisée par 14,4 à 15,6 V si la charge consomme 5 à 500 mA, cas de l'alimentation de 15 V et des résultats analogues pour l'alimentation de 5 V. Cette caractéristique de régulation est intéressante pour l'alimentation de montage à variation rapide de la charge. Toutes sortes de variantes peuvent être réalisées pour les autres tensions indiquées plus haut.

Le montage de cette alimentation est assez simple si l'on réalise une alimentation distincte pour chaque valeur de tension de sortie, procédé recommandé évitant les complications et les risques d'erreurs.

Un facteur important est le montage du circuit intégré régulateur de tension.

Celui-ci doit être muni obligatoirement d'un radiateur dissipateur de chaleur afin de pouvoir obtenir le courant de sortie maximum indiqué plus haut.

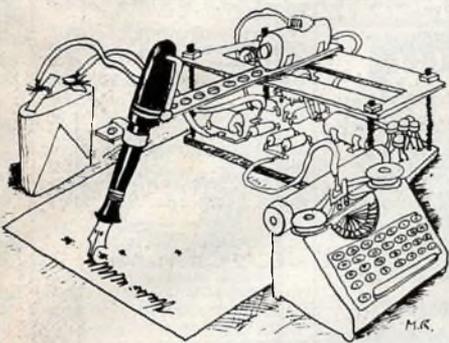
En tenant compte du brochage des CI de la série 78 c'est-à-dire ceux mentionnés dans ce texte, on constate que la masse (ou point commun est au milieu et les points E et S sont de part et d'autre du commun, comme indiqué à la figure 14.

D'autre part, la petite patte métallique à trou est reliée au commun à l'intérieur du CI. Sur cette patte on devra visser une plaquette en aluminium carrée de 4 à 7,5 cm de côté (1 mm d'épaisseur environ). Cette plaquette sera donc reliée électriquement à la masse de l'appareil. Le courant maximum fourni peut atteindre 1 A si le dissipateur de chaleur est bien dimensionné et bien fixé à la patte du circuit intégré régulateur choisi.

Comme variante on pourra aussi prévoir un seul secondaire S à prises, comme indiqué à la figure 15 avec I_2 pouvant être connecté à une des prises 5, 6, 8, 15 V ou toutes autres valeurs, en ne perdant pas de vue que pour chaque tension, il faudra un CI différent. Les tensions secondaires pouvant être supérieures par exemple 20 V, 12 V, 9 V, 7 V, 5 V.

F. JUSTER

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.

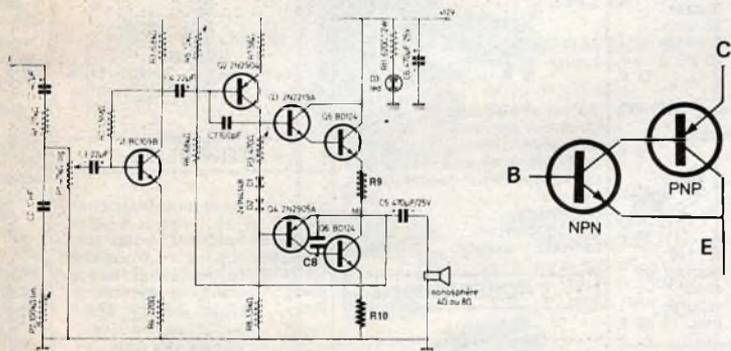
Supplément de 6 F pour domiciliation à la Revue.

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.

RECTIFICATIF

AMPLI MONO POUR LECTEUR DE CASSETTES
N° 12 Nouvelle Série, page 129



Une erreur de représentation symbolique s'est glissée au niveau de la figure 3 c montage « compound » NPN. Par ailleurs les éléments R_9 , R_{10} ($0,22 \Omega$) et $C_8 = 220 \text{ pF}$ ne faisaient

pas partie intégrante du circuit imprimé et n'avaient pas été portés sur le schéma de principe de la page 129. Ces composants seront placés près des transistors de puissance.

AMPLI 20 W MONOCANAL
N° 13 Nouvelle Série

A la page 104, le schéma de principe fait mention d'un condensateur C_{19} . La liste des com-

posants ne comporte pas la valeur : $C_{19} = 4,7 \mu\text{F}$ tantale 16 V ou électrolytique ordinaire.



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° 470 - 1^{er} trimestre 1979

Copyright © 1979

Société des PUBLICATIONS
RADIOELECTRIQUES et SCIENTIFIQUES



La reproduction et l'utilisation même partielles de tout article (communications techniques ou documentation) extrait de la revue « Electronique Pratique » sont rigoureusement interdites ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique ou électronique, photostat, tirage, photographique, microfilm, etc...
Toute demande d'autorisation pour reproduction quel que soit le procédé, doit être adressée à la Société des Publications Radio Electriques et Scientifiques

Film positif transparent qualité photographique d'après la revue E.P. Nlle série, pour insoler vos plaques de verre époxy pré-sensibilisées. Avec instructions d'utilisation. Prix : 10 F. Pour un format maxi de 13 x 18 cm. GAR-RIGOU, 3, rue Félicien-Lesage, 78360 Montesson.

REVENDEURS

UNIQUE... un nouveau produit, le Porte Enceinte universel. Permet de déplacer et d'orienter les enceintes facilement, finit également, une installation HIFI.

OMENEX

22, rue de la Véga, 75012 — PARIS.
Tél. : 307.05.27.

APPAREILS DE MESURE D'OCCASIONS REVISES, BON ETAT (OSCILLOS, VOLTM NVM, GENES...), PHEBUS 52, rue Galliéni, 92240 — MALAKOFF.
Tél. : 654.28.48.

REPERTOIRE DES ANNONCEURS

Acer p. 19 à 23

ACS p. 42

Arlaud p. 81

Art de Vivre p. 60

Aubanel p. 183

B.H. Electronique p. 17

Bisset B.S.T. p. 165

Cibot p. 196-197-198

Ciratel p. 42-43

Comptoir Electro Montreuil p. 52

Corama p. 46

Cyclades (Les) p. 29-30-31

D.A.P. p. 24-25

D.A.P. Import p. 81

Distrionik p. 184-185

Drancy Est p. 66

Ecole Centrale p. 60

Electro Shop p. 54

Electron Shop p. 186

Electrome p. 36-37

Elektronikladen p. 181

Erel p. 183

E.T.S.F. p. 153-174-175-176-182

Eurelec p. 131-132

Franclair p. 76

G.R. Electronique p. 82 à 85

H.B.N. p. 56-57

Heathkit p. 45

Hill Electronique p. 181

HP (N° spécial) p. 194

Institut Electro Radio p. 66

Institut Supérieur Radio p. 133

Iskra p. 91-92

JCS Composants p. 34-140

Jeamco Hifi Diffusion p. 153

LAG p. 61 à 65

L.D.R.T. p. 40

L.D.T.M. p. 34

Lectroni TEC p. 18-152

Loisitek p. 32-33

Mabel p. 28

Magnetic France p. 50-51

Midri p. 53

Monsieur Kit p. 70-71

Omenex p. 34

Pentasonic p. 88 à 91

Perlor Radio p. 140-179

Pro Industria p. 139

Paris Composants p. 68-69-70

Radio Kit p. 58-59

Radio Lorraine p. 26-27-28

Radio MJ p. 9 à 15

Radio Prim p. 66

Radio Relais p. 99

Radio Sim p. 176

RAM p. 44

Rank Radio p. 55

Reuilly Composants p. 188 à 193

Roche p. 186-187

Saint-Quentin Radio p. 48-49

Siceront KF p. 67

Soamet p. 47

S.D.S.A. (Festival du Son) p. 166

Starel p. 35

Sprint Composants p. 172-173

Superelek p. 3 à 7

Surplus Electronique p. 180

S.R.F.M. p. 176

Tele Saint-Marc p. 72-73-74-75

Tout pour la Radio p. 152

Tektronix p. 41

Télécommande p. 178

T.P.E. p. 38-39

Téral p. 16

Unico p. 110-153-8

Vidéo Actualité p. 86-87