6 f
édité par le Haut-Parleur

électronique pratique

N° 11 NOUVELLE SERIE. DECEMBRE 1978

Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Expérimentations

sommaire détaillé p. 71

Canada : 1,25 $ C. - Espagne : 125 Pesetas - Italie : 1 400 Lires.
Suisse : 2,50 F - Algérie : 6 Dinars - Tunisie : 600 Mil.

Un chargeur de batterie à arrêt automatique

électronique pratique

REVUE MENSUELLE

ABONNEMENTS

ABONNEMENT D'UN AN COMPRENANT :

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

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

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

SONO + LE HAUT-PARLEUR
+ ELECTRONIQUE PRATIQUE à 155 F
Etranger à 225 F

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

2 à 12, rue Bellevue, 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.

ADMINISTRATION - REDACTION

SOCIÉTÉ DES PUBLICATIONS RADIO-ÉLECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES

Société anonyme au capital de 120 000 F.

2 à 12, rue Bellevue - 75490 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 **Télex : PGV 230472 F**

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

La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux 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, r. de Dunkerque, 75010 PARIS
Tél. : 285-04-46 (lignes groupées)
C.C.P. Paris 3793-60

Sommaire

N° 11 NOUVELLE SÉRIE

Réalisez vous-mêmes

75 | Un jeu de loto à touch control en technologie C.MOS
83 | Un chargeur de batterie à arrêt automatique
89 | Un synchronisateur de diapositives
96 | Des dés électroniques
105 | Un récepteur équipé d'un μA 741
110 | Un jeu de lumière à filtres actifs
124 | Un compteur fréquencemètre à 7 digits - 25 MHz
137 | Un passage à niveau automatique
149 | Un amplificateur avec le TBA 641

En kit

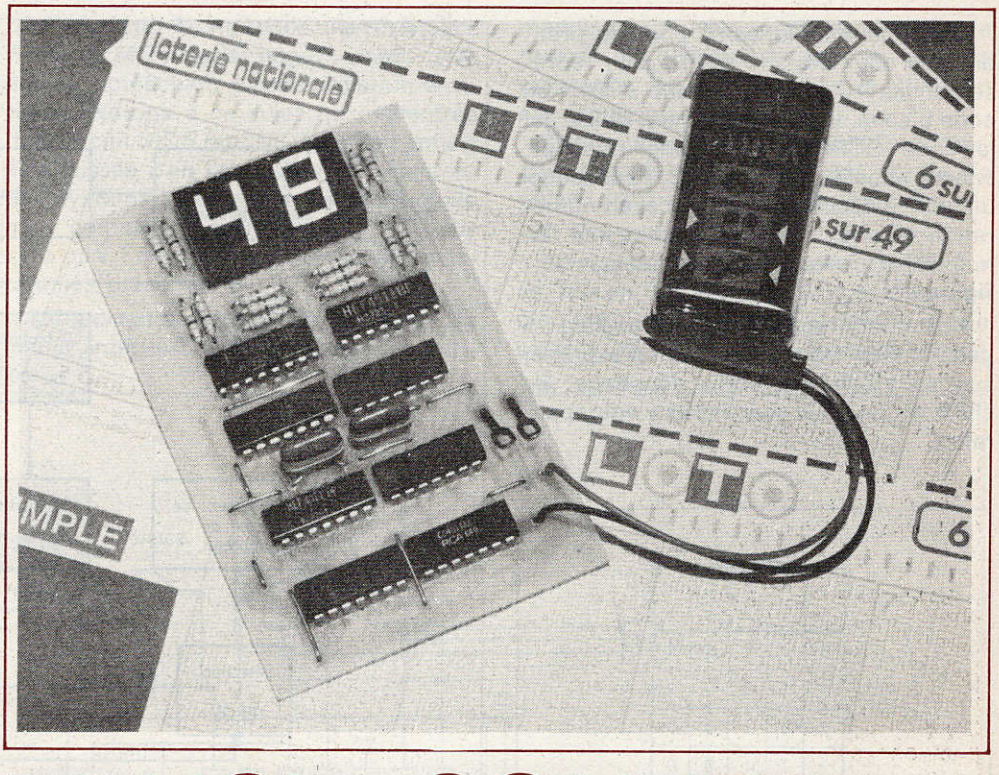
153 | Le pont de mesures R.L.C. **HEATHKIT** IB-5281
157 | Le vumètre à diodes LED **VELLEMAN**

Pratique et initiation

119 | La simulation de présence
143 | Conception et calcul des alimentations (1re partie)
162 | Applications du NE 555
167 | Applications du μA 741

Divers

212 | Nos lecteurs



LOTO A TOUCH-CONTROL
technologie 100% C.MOS

L'APPAREIL décrit ci-dessous affiche, avec un hasard rigoureux, un nombre de 1 à 49, au moyen de deux afficheurs à sept segments. Le chiffre 0 étant totalement ignoré de l'appareil, cela nous autorise à avoir vraiment une chance de sortie sur 49 pour chaque nombre. La réalisation effectuée avec 8 circuits intégrés CMOS a permis l'exécution d'une maquette compacte. Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter... bonne chance !

Préambule

Ce montage, réalisé sous une forme assez petite, nécessite pour sa mise en œuvre, de la minutie et du soin. L'utilisation, lors des opérations de soudage, d'une panne de fer très fine est indispensable.

90 % des causes de non-fonctionnement d'une maquette, provenant des points de soudure (collages, ponts, etc.) n'ayez pas peur de vérifier plusieurs fois à la loupe votre travail.

Le plan de montage bien suivi, le montage fonctionnera du premier coup !

Rappel sur le codage

Le Loto décrit ici est une application directe de nombreux montages fondamentaux de l'électronique digitale, et en particulier du codage binaire.

Les circuits logiques ne pouvant prendre que deux états (0 ou 1), pour représenter les 10 chiffres, il faut utiliser un code binaire. Le plus largement utilisé est le code BCD (Binaire Codé Décimal), encore appelé code 1-2-4-8, dans lequel un chiffre décimal est exprimé, en numération binaire, par quatre « bits » (1 bit = 1 information élémentaire, voir **figure 1**).

Notre montage va donc consister à générer des codes divers, afin d'exprimer sur les afficheurs, après décodage, les chiffres que nous souhaitons y voir apparaître.

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

Fig. 1. – Tableau de correspondance binaire-décimal.

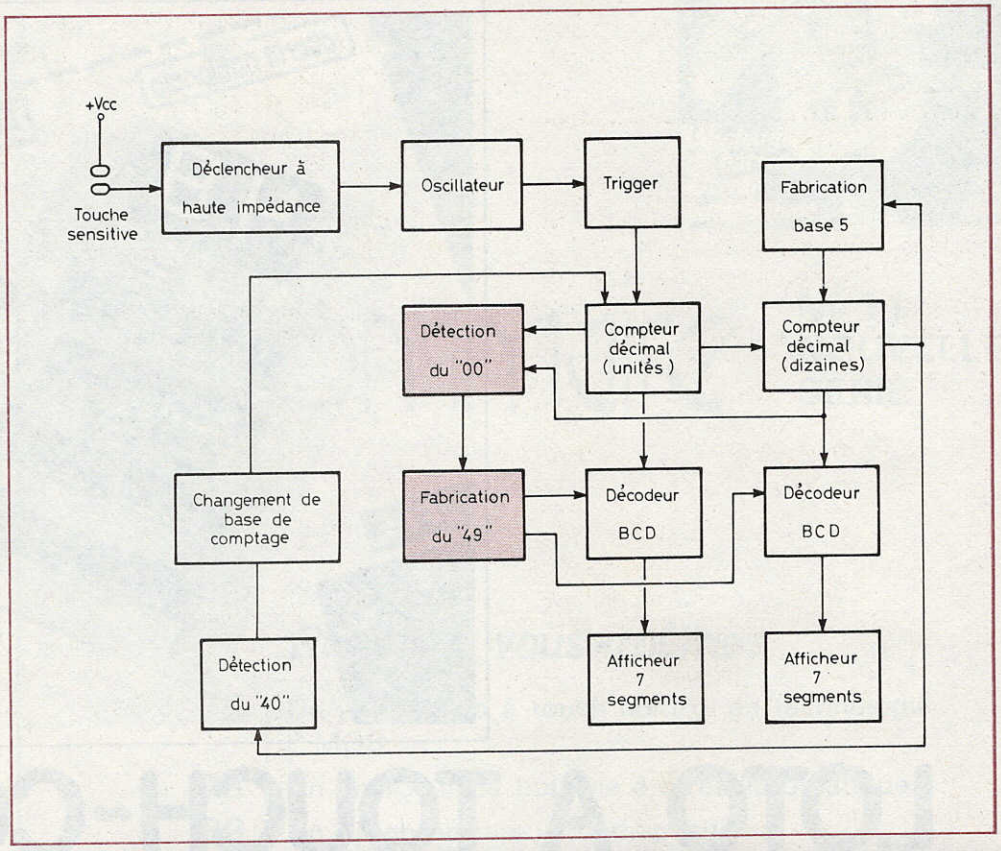


Fig. 2. – Schéma synoptique du principe général de fonctionnement du loto digital.

Principe général (figure 2)

Une touche sensitive montée en diviseur de tension commande le déblocage d'un oscillateur élémentaire. Le signal périodique issu de cet oscillateur astable est mis en forme par un étage trigger, et attaque ensuite un compteur décimal des unités, lui-même suivi d'un compteur des dizaines, d'une facture identique.

Les deux sorties de ces compteurs attaquent chacune un décodeur, qui transformera les informations codées ABCD sur ses entrées, en sept signaux électriques allumant les afficheurs disposés en sortie.

A ce point du montage nous avons réalisé un compteur de 0 à 99. Dans le cas particulier du Loto, il faut s'arrêter à 49 et ne commencer qu'à 1.

Pour ce faire, deux circuits annexes :

a) suppression du « 00 » ;

b) comptage jusqu'à « 49 ». ;

a) Suppression du « 00 » :

Un montage détecteur du code « 00 » sur les sorties des compteurs décimaux, envoie, à la place de ce message, un code prioritaire aux décodeurs BCD, à savoir le mot « 49 ».

Maintenant notre montage compte : 49, 01, 02... 98, 99, 49, 01... etc.

b) Comptage jusqu'à 49 :

Nous possédons déjà le 49. Cette section du montage sera donc destinée à arrêter le comptage à 48, avec remise à zéro (c'est-à-dire à 49) des compteurs.

Pour ce faire, un ensemble logique changeur de base de comptage, force le compteur des unités à compter en base 9 (c'est-à-dire de 0 à 8) à partir du nombre 40. La détection de la dizaine 4 sur le décodeur des dizaines est aisée.

Comment se comporte alors notre maquette ? Elle « démarre » à 49, puis compte 01, 02, ... 46, 47, 48. A ce point les unités sont en base 9, c'est-à-dire qu'après 8 nous avons 0.

Il ne nous reste plus qu'à mettre les dizaines à 0 à ce moment là, ce qui est confié à une dernière section du montage, qui met le compteur des dizaines à 0 lorsque le code « 5 » arrive. Autrement dit, le compteur des dizaines fonctionne en base 5.

En résumé, notre Loto est constitué d'un compteur-afficheur à deux digits. Le compteur des dizaines compte en base 5. Le compteur des unités compte en base 10 jusqu'à 39, puis ensuite en base 9. Enfin une dernière « astuce » transforme le « 00 » en « 49 », c.q.f.d. !

Principe détaillé du fonctionnement (figure 3)

1) Oscillateur :

Notre générateur de signaux est constitué de deux portes NAND (N_1), (N_2), montées en astable par R_2 de 68 kΩ et C_1 de 10 nF. Ce montage entre spontanément en oscillations lorsque l'entrée libre du NAND (N_1) est portée au niveau logique haut (état 1). Au repos une résistance R_1 de 10 MΩ polarise négativement cette entrée, empêchant toute oscillation erratique. (Notons à ce sujet qu'une entrée d'un circuit MOS ou CMOS ne doit jamais être laissée « en l'air ». Elle ne prendrait pas systématiquement le niveau logique haut comme en technologie TTL, mais « 0 » ou « 1 » au gré des charges électrostatiques présentes).

L'importante impédance d'entrée du circuit intégré (10^{12} Ω) permet la commande par touche sensitive. Il suffit de former un diviseur de tension avec la résistance R_1 de 10 MΩ et le doigt du manipulateur.

Tant que le doigt est présent sur la touche, l'entrée libre de N_1 est portée au niveau haut et l'oscillateur fonctionne.

2) Etage trigger :

Le signal issu de notre petit oscillateur est mis en forme par un trigger très simple, mais suffisant ici, constitué d'une porte « OU » et d'un condensateur C_2 de

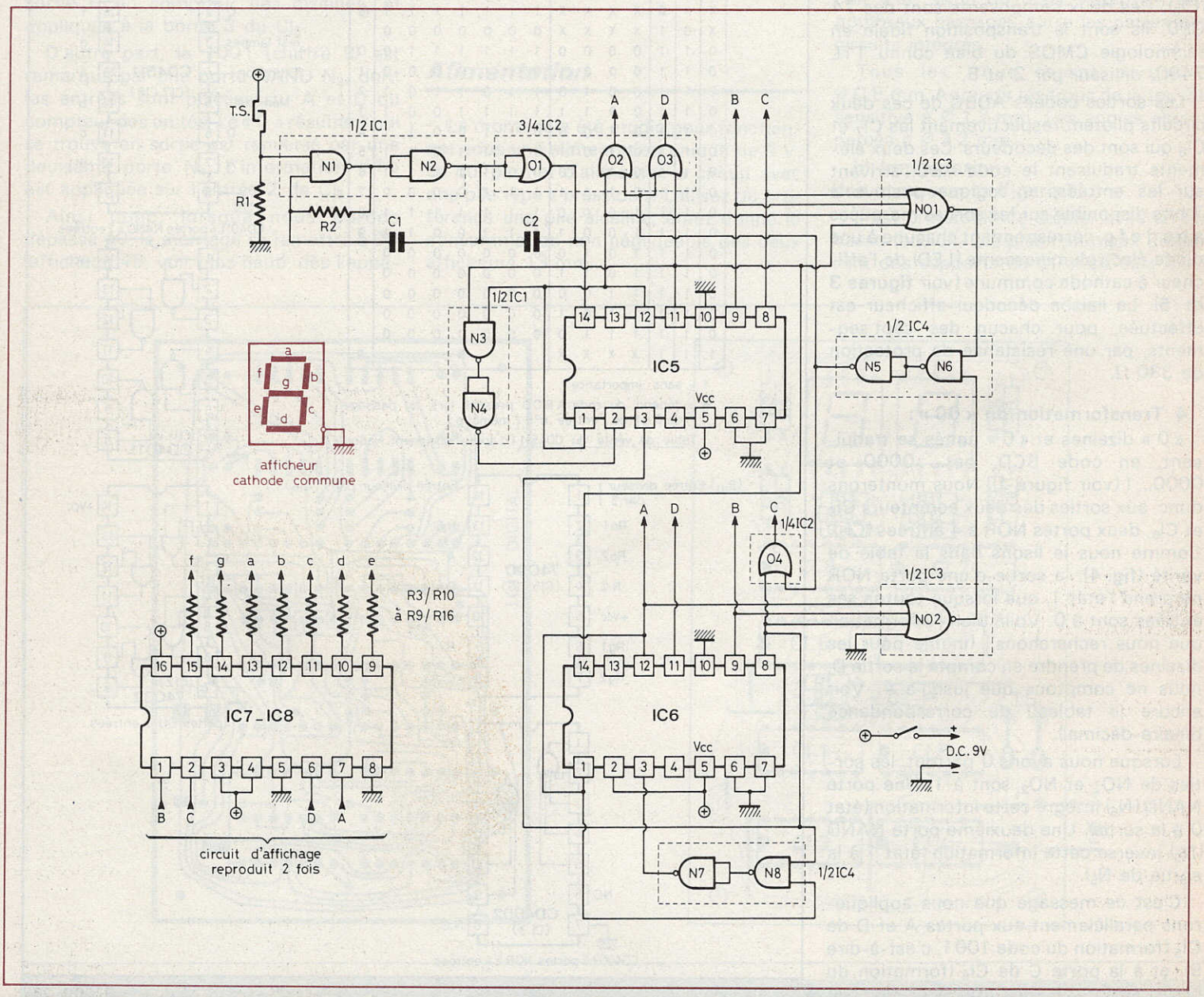


Fig. 3. – Schéma de principe complet du montage. Le circuit décodeur-afficheur n'a été dessiné qu'une seule fois dans un but évident de clarté du dessin.

10 nF placé en parallèle. Le choix de ce type de trigger a été déterminé par le fait que dans le montage il ne restait qu'une porte « OU » de disponible, son utilisation évitait l'emploi d'un circuit intégré supplémentaire.

3) Comptage, décodage, affichage :

Les signaux rectangulaires attaquent ensuite un compteur par 10 (CI_5) dont le brochage se trouve **figure 5**. Ce circuit commande à son tour un « frère jumeau » (CI_6). Ces deux composants sont des 74 C90, ils sont la transposition fidèle en technologie CMOS du bien connu TTL 7490, diviseur par 2 et 5.

Les sorties codées ADBC de ces deux circuits pilotent respectivement les CI_7 et CI_8 qui sont des décodeurs. Ces deux éléments traduisent le code ABC, arrivant sur les entrées, en logique positive à 7 bits disponible sur les sorties marquées a b c d e f g, correspondant chacune à une diode électroluminescente (LED) de l'afficheur à cathode commune (voir **figures 3** et **5**). La liaison décodeur-afficheur est effectuée, pour chacun des sept segments, par une résistance de protection de 330 Ω.

4 Transformation du « 00 » :

« 0 » dizaines et « 0 » unités se traduisent, en code BCD, par... 0000 et 0000... ! (voir **figure 1**). Nous monterons donc, aux sorties des deux compteurs CI_5 et CI_6, deux portes NOR à 4 entrées (CI_3). Comme nous le lisons dans la table de vérité **(fig. 4)**, la sortie d'une porte NOR ne prend l'état 1, que lorsque **toutes** ses entrées sont à 0. Voilà bien l'information que nous recherchons ! (inutile pour les dizaines de prendre en compte la sortie D, nous ne comptons que jusqu'à 4. Voir encore le tableau de correspondance binaire-décimal).

Lorsque nous avons 0 partout, les sorties de NO_1 et NO_2 sont à 1. Une porte NAND (N_6) intègre cette information (état 0 à la sortie). Une deuxième porte NAND (N_5) inverse cette information (état 1 à la sortie de N_5).

C'est ce message que nous appliquerons parallèlement aux portes A et D de CI_5 (formation du code 1001, c'est-à-dire 9), et à la porte C de CI_6 (formation du code 0010, soit 4). Cette opération est effectuée par le truchement de 3 portes « OU » (O_2 O_3 et O_4), conformément aux indications de la table de vérité **(fig. 4)**.

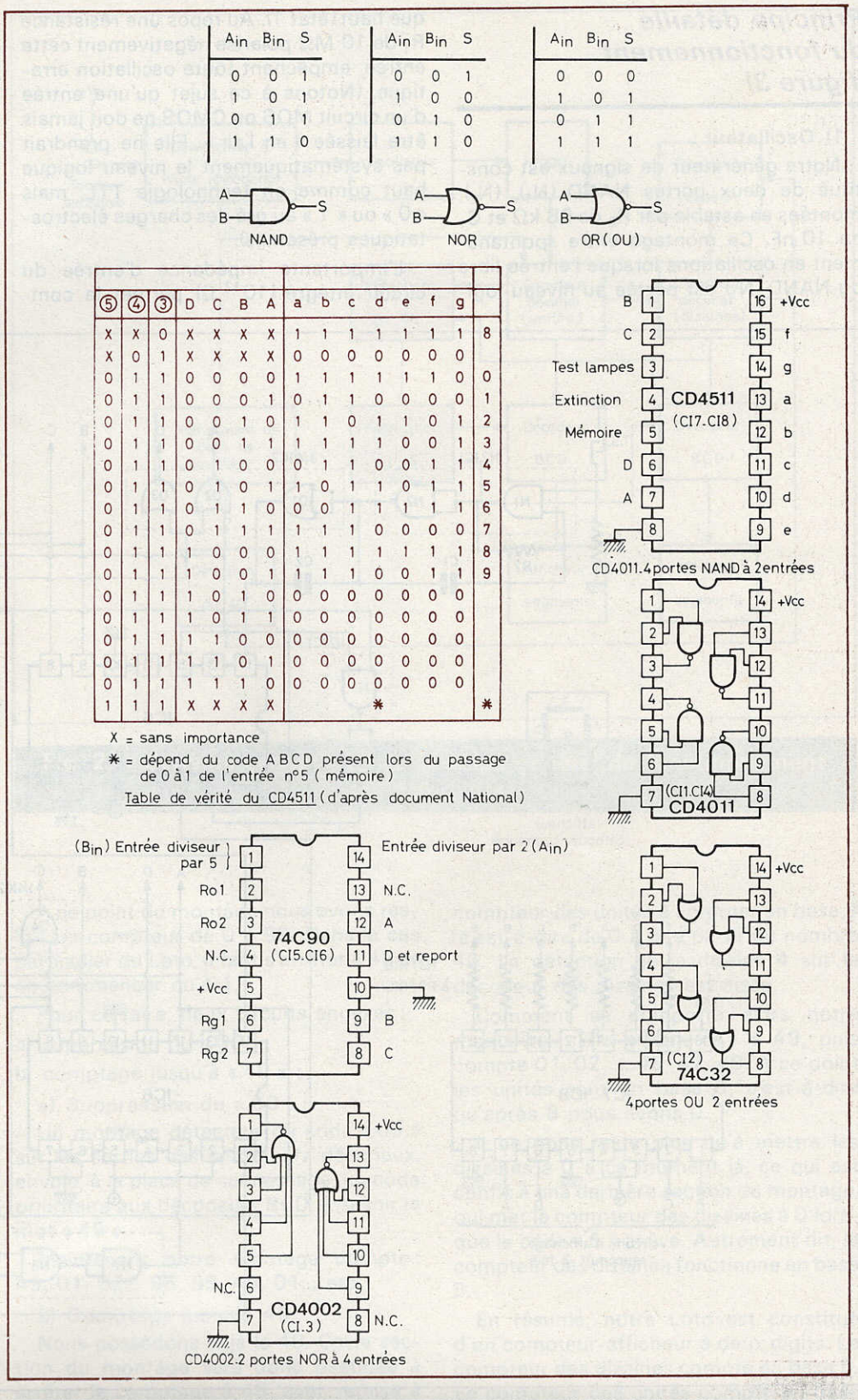


Fig. 4. et 5. – Brochages des circuits intégrés C.MOS utilisés. Table de vérités des diverses portes employées.

5) Arrêt du comptage à 48 :

Comme il est vu dans l'encadré « Pour en savoir plus », le compteur décimal 74C90 a la possibilité d'être remis à zéro par l'application **conjointe** d'un niveau logique haut sur ses deux bornes R_{01} et R_{02} (pattes 2 et 3 du circuit intégré). Nous utiliserons cette propriété pour faire nos changements de base.

La présence de la dizaine 4 est directement reçue par une prise directe sur la sortie C du compteur des dizaines, et appliquée à la borne 3 du CI_5.

D'autre part, le 1001 (chiffre 9) est remarqué par une porte NAND N_3, dont les entrées sont placées sur A et D du compteur des unités. Le « 0 » résultant qui se trouve en sortie est renversé par une deuxième porte N_4. L'information « 1 » est appliquée sur l'entrée 2 de CI_5.

Ainsi donc, lorsque nous aurons dépassé 40, le montage se remettra à 00 (affichage 49, voir plus haut), dès l'apparition du chiffre 9 (code 1001) en sortie du compteur des unités.

6) Mise en base 5 du compteur des dizaines :

Notre compteur des dizaines doit compter de 0 à 4. Il faut et il suffit qu'il se remette à zéro en présence du chiffre 5 (code 1010). La borne 2 du circuit sera reliée au + V_{CC} du montage, tandis que sera appliquée sur la borne 3 l'information « 1 » prélevée sur A et C par le couple de NAND N_7 et N_8.

Alimentation

Le montage a été étudié pour fonctionner sous une alimentation unique de 9 V, ce qui permet d'alimenter le circuit avec une pile type « pression ». Utilisez de préférence une pile alcaline, étant donné la consommation non négligeable des deux afficheurs 13 mm.

Réalisation pratique :

a) Circuit imprimé :

Etant donné la complexité du tracé, il n'est pas question de réaliser le circuit à l'aide d'un stylo marqueur. La solution idéale sera évidemment un quelconque procédé photographique (voir Electronique Pratique n°s 8 et 9). Néanmoins, le procédé par pastilles et bandes transfert reste possible, quitte à augmenter le circuit d'un strap ou deux. Attention aux nombreux passages entre les pattes des circuits intégrés.

Tous les trous seront percés à ⌀ 0,8 mm. Agrandir les trous de la touche sensitive à ⌀ 1,2 mm. Les angles seront percés à ⌀ 3,2 mm.

b) Implantation des composants (figure 7) :

Il est préférable de souder avec un fer basse tension. Les plus minutieux utiliseront des supports de CI, mais cela n'est

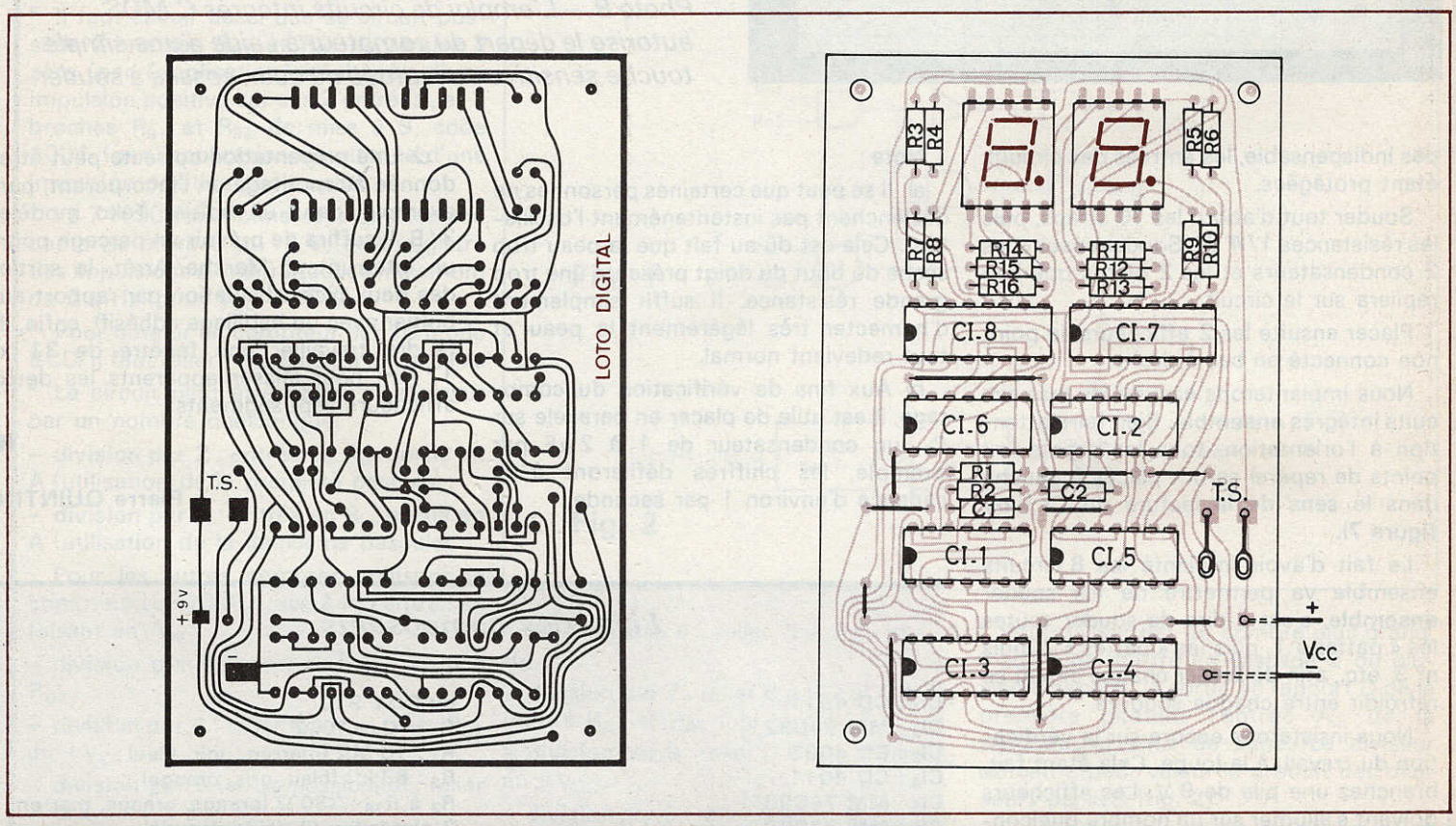
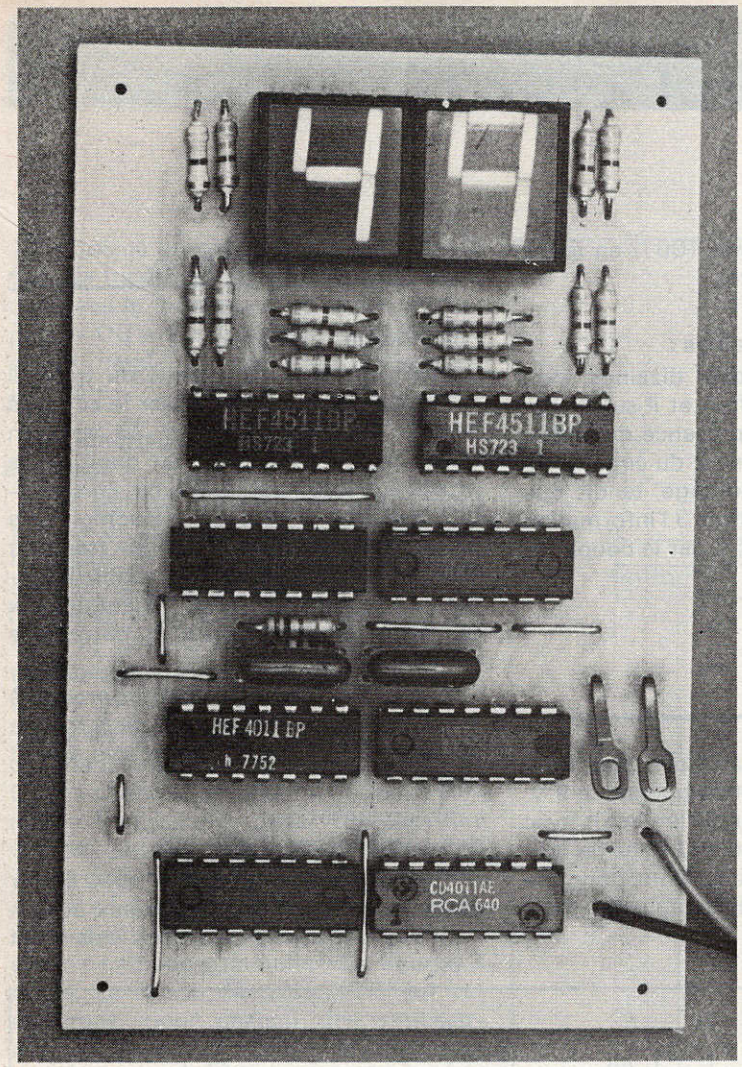


Fig. 6. et 7. – Tous les éléments ont été regroupés sur une petite plaquette circuit imprimé en verre époxy. La reproduction du tracé ne pourra guère se réaliser qu'à l'aide d'une plaquette présensibilisée et par la méthode photographique, compte tenu de la finesse des bandes conductrices.



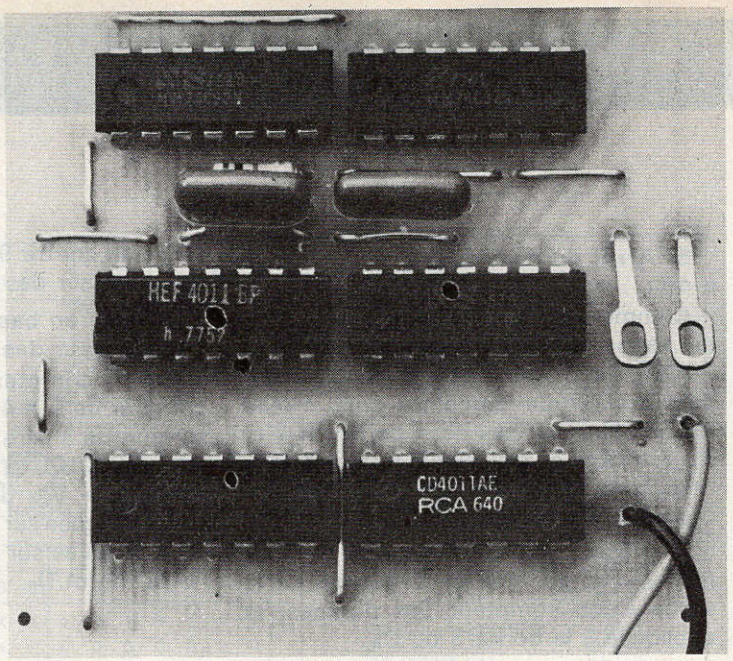


Photo A. – Le montage n'affichera que des nombres compris entre 1 et 49. On remarquera les nombreux straps de liaisons, destinés à simplifier le tracé du circuit imprimé.

Photo B. – L'emploi de circuits intégrés C.MOS autorise le départ du compteur à l'aide d'une simple touche sensitive constituée de deux cosses à souder.

pas indispensable, les entrées des circuits étant protégées.

Souder tout d'abord les 10 straps, puis les résistances 1/4 W. Souder ensuite les 2 condensateurs et les 2 picots que l'on repliera sur le circuit.

Placer ensuite les 2 afficheurs, le point non connecté en bas à droite.

Nous implanterons ensuite les huit circuits intégrés **ensemble.** Bien faire attention à l'orientation, tous les ergots (ou points de repère) seront placés à gauche dans le sens de la lecture du CI (voir **figure 7**).

Le fait d'avoir implanté les 8 circuits ensemble va permettre de les souder **ensemble,** c'est-à-dire de souder toutes les « pattes » 1, puis les « pattes » 2, puis n° 3, etc., afin de laisser chaque circuit se refroidir entre chaque soudure.

Nous insisterons encore sur la vérification du travail, à la loupe. Cela étant fait, branchez une pile de 9 V. Les afficheurs doivent s'allumer sur un nombre quelconque. Effleurez les picots, les chiffres doivent défiler rapidement. La vitesse peut être augmentée en diminuant R_2 ou C_1 (ou les deux).

Nota :

a) Il se peut que certaines personnes ne déclenchent pas instantanément l'oscillateur. Cela est dû au fait que la peau trop sèche du bout du doigt présente une trop grande résistance. Il suffit simplement d'humecter très légèrement la peau et tout redevient normal.

b) Aux fins de vérification du comptage, il est utile de placer en parallèle sur C_1, un condensateur de 1 à 2 μF par exemple, les chiffres défileront à la cadence d'environ 1 par seconde.

c) Une présentation correcte peut être donnée au montage en l'incorporant, par exemple, dans un boîtier Teko modèle 3/B. Il suffira de prévoir un perçage pour un interrupteur Marche/Arrêt, la sortie des deux picots (isolation par rapport au boîtier avec un habillage adhésif), enfin, il faudra travailler une fenêtre de 31 x 17 mm pour laisser apparents les deux afficheurs sept segments.

■

Pierre QUINTIN

Liste des composants

CI_1 : CD 4011
CI_2 : MM 74C32
CI_3 : CD 4002
CI_4 : CD 4011
CI_5 : MM 74C90
CI_6 : MM 74C90
CI_7 : CD 45 i 1
CI_8 : CD 4511
2 afficheurs à cathode commune I.N.D. 503
ou CQY 91C
$C_1 = C_2$: 10 nF
R_1 : 10 MΩ (marron, noir, bleu)
R_2 : 68 kΩ (bleu, gris, orange)
R_3 à R_{16} : 330 Ω (orange, orange, marron)
2 picots (ou fil rigide dénudé)
Fil de câblage
Soudure
1 coupleur de pile type 9 V « pression ».

Pour en savoir plus
au sujet du circuit C.MOS 74 C 90

De nombreux lecteurs seront certainement intéressés de connaître, pour des montages personnels, les possibilités multiples qu'offre ce circuit intégré, dont nous donnons **figure 1** le diagramme logique.

Le schéma général est donné **figure 5** du texte du Loto. Nous constatons que notre décade 74C90 est constituée d'une cascade de 4 bascules J-K formant deux diviseurs indépendants :

– un diviseur par 2 (entrée en A_{in}, sortie en A) ;

– un diviseur par 5 (entrée en B_{in}, sortie en D).

* Il faut savoir aussi que ce circuit possède 2 broches R_{01} et R_{02} de remise à zéro (par l'application simultanée d'une impulsion positive sur ces 2 entrées), et 2 broches R_{91} et R_{92} de mise à 9, code 1001, (par l'application simultanée d'une impulsion positive également).

* Le 74C90 fonctionne sous une tension comprise entre 3 et 15 V, et enregistre des impulsions d'une fréquence maximum de 5 MHz (pour V_{CC} = 10 V).

* Pour obtenir un compteur par 10 (code BCD) il faut relier l'entrée B_{in} à la sortie A.

* Le circuit peut être utilisé en diviseur par un nombre quelconque.

– **division par 2** : entrée en A_{in}, sortie en A (utilisation de la première bascule) ;

– **division par 5** : entrée en B_{in}, sortie en A (utilisation de la deuxième bascule).

Pour les autres nombres, utilisons le compteur par 10 (B_{in} relié à A) l'entrée se faisant en A_{in}.

– **division par 3** : relier A à R_{01} et B à R_{02} ;

– **division par 4** : relier C à R_{01}, relier R_{02} au $+V_{CC}$;

– **division par 5** (autre possibilité) : relier A à R_{01} et C à R_{02} ;

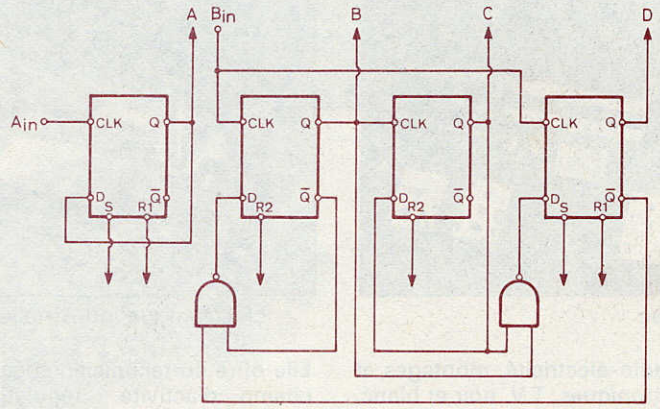


Fig. 1

Fig. 2

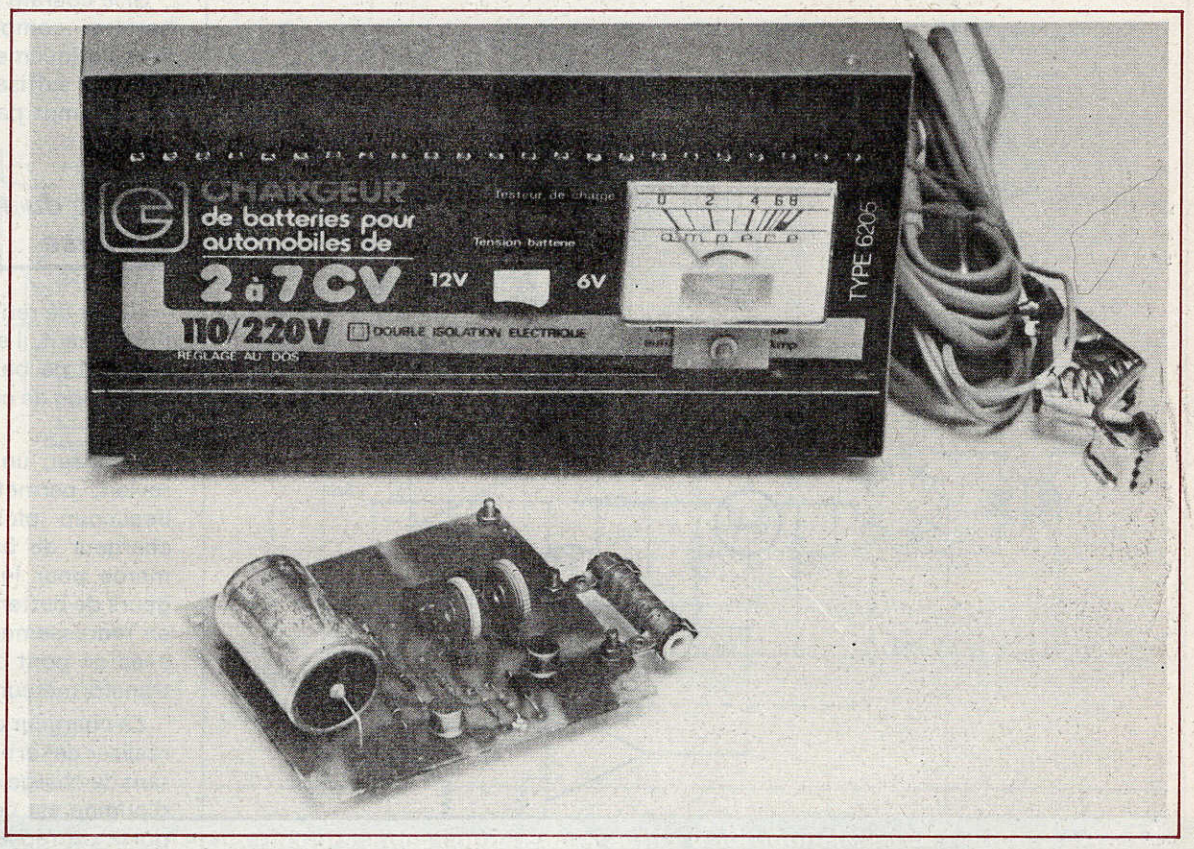
– **division par 6** : relier B à R_{01} et C à R_{02} ;

– **division par 7** : relier B à R_{91} et C à R_{92} mettre R_{01} et R_{02} à la masse ;

– **division par 8** : relier D à R_{01}, relier R_{02} au $+V_{CC}$;

– **division par 9** : relier A à R_{01} et D à R_{02}.

* Pour diviser par un nombre plus grand, il suffit de mettre en cascade 2 ou plusieurs circuits, la sortie de rapport D de la première pilotant l'entrée A_{in} de la seconde, et ainsi de suite. Le diviseur obtenu a pour valeur le produit des diviseurs partiels (**fig. 2**).



CHARGEUR DE BATTERIE à arrêt automatique

L'HIVER arrive à grands pas ainsi que les problèmes dus aux démarrages difficiles. Il est donc indispensable d'avoir une batterie correctement chargée. Un chargeur de batterie conventionnel demande une surveillance de la fin de charge de la batterie pour préserver la durée de vie des éléments et cette surveillance est fastidieuse. Le chargeur que nous allons décrire s'arrête automatiquement lorsque la batterie est suffisamment chargée.

Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un chargeur à arrêt automatique est basé sur la mesure de la tension de la batterie.

Une batterie mal chargée délivre une tension d'environ 12 volts alors qu'en pleine charge cette tension doit être de 14,4 V (**fig. 1**).

Le schéma de la **figure 2** donne un synoptique des fonctions réalisées par le chargeur à arrêt automatique.

Un transformateur d'alimentation délivre à son secondaire une tension alternative à vide de 20 volts efficaces qui est

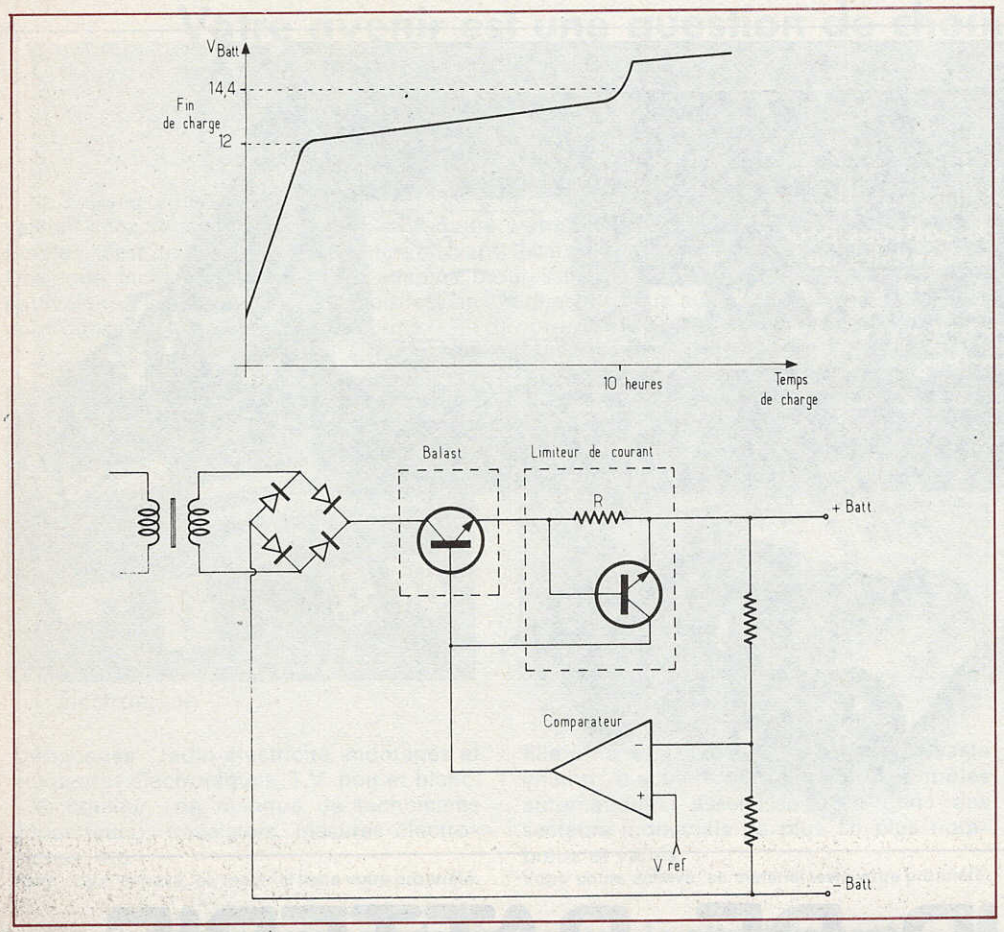


Fig. 1. et 2. – Le principe de fonctionnement d'un chargeur de batterie à arrêt automatique est basé sur la mesure de la tension de la batterie. Schéma synoptique des fonctions réalisées par le montage préconisé.

redressée double alternance par un pont de diodes (au sélénium). Un transistor de puissance est monté en interrupteur électronique. Sa base reçoit deux informations :

a) une information de courant de charge de la batterie, ce courant créant une chute de tension dans la résistance R ;

b) une information de tension de batterie. Si la tension de batterie atteint 14,4 V la fraction de tension ramenée sur e– devient supérieure à V_{ref} et le comparateur bascule.

Si le courant est trop fort (court-circuit, batterie complètement vidée...) il est automatiquement limité par a) et si la batterie est suffisamment chargée la charge s'interrompt par b).

Choix du matériel de base

Avant de rentrer dans le détail du fonctionnement, il est intéressant de choisir le matériel de base qui sera utilisé pour la réalisation de ce chargeur à arrêt automatique.

En effet, un rapide calcul du prix de revient permet de déterminer qu'il est beaucoup plus rentable d'acheter un chargeur de batterie ordinaire du commerce pour le modifier. Tous les chargeurs de batterie du commerce travaillent en redressement double alternance : soit avec un pont ou avec deux diodes et un transformateur à point milieu **(fig. 3 et 4)**.

Le chargeur que nous avons utilisé pour réaliser cet article est vendu pour un courant de charge de 4 ampères. Son schéma d'origine est celui de la **figure 5**. Il comporte un redressement en pont, un disjoncteur thermique et un ampèremètre pour moins de 75 F, boîtier et cordons compris (!).

Schéma de principe (figure 6)

Un transformateur d'alimentation délivre une tension alternative de 20 volts qui est redressée double alternance par un pont de diodes au sélénium. Un condensateur C_1 filtre cette tension redressée pour obtenir une tension continue. Cette

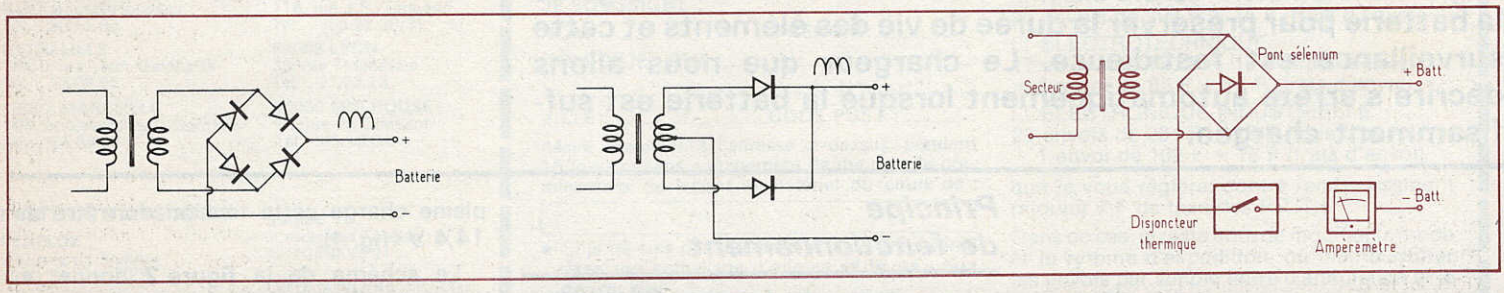


Fig. 3. à 5. – Comme matériel de base, nous avons préféré utiliser un chargeur ordinaire du commerce, bien plus rentable que l'achat d'un transformateur, d'un redresseur, d'un coffret, etc. Schéma de principe d'origine du chargeur vendu pour un courant de charge de 4 A.

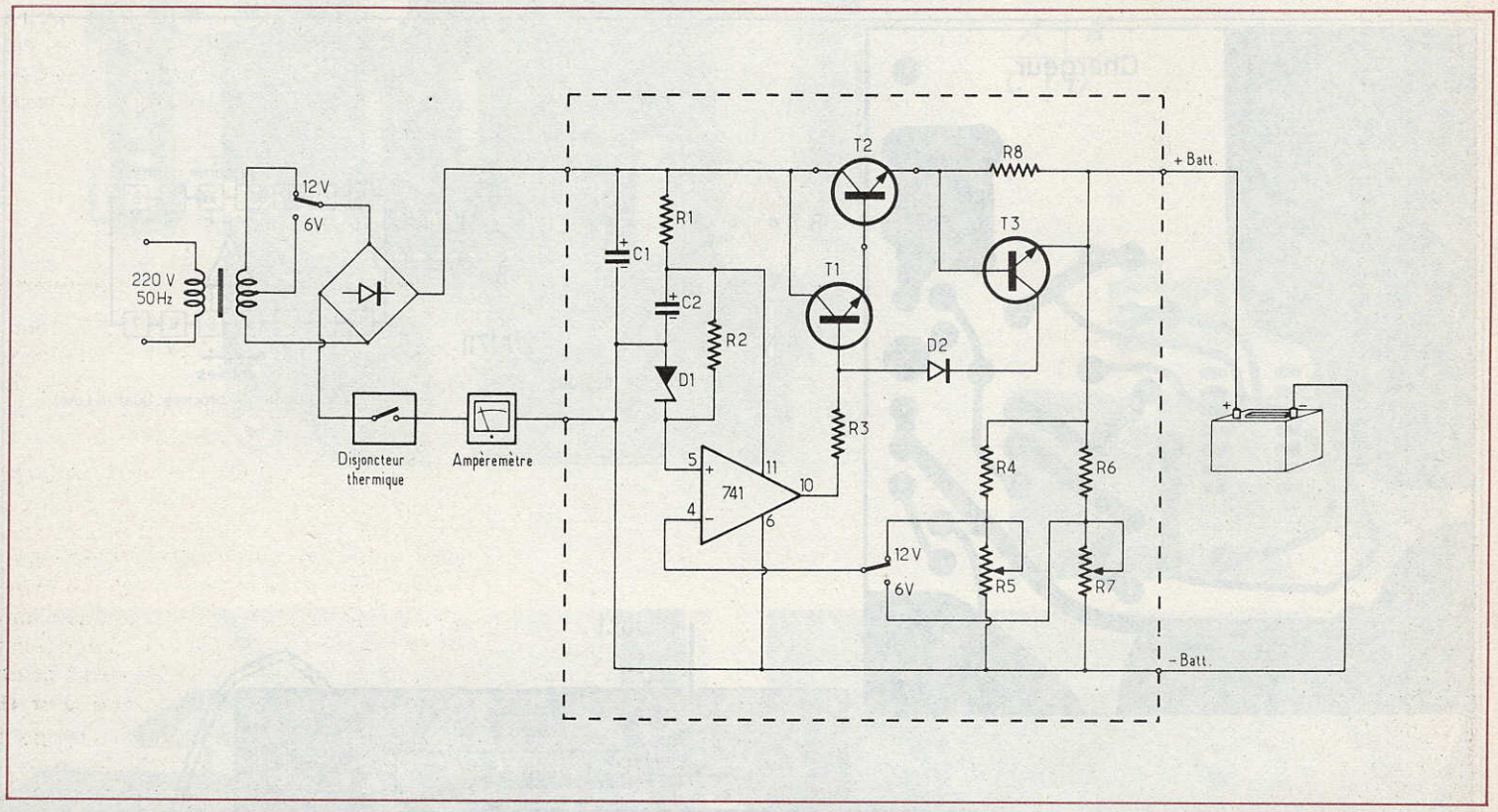


Fig. 6. – Pour le montage, l'auteur a eu recours à des composants actifs traditionnels, circuit intégré μA 741 et transistor 2N3055 entre autres.

tension est appliquée au collecteur du transistor de puissance T_2.

Si le courant demandé par la batterie est trop important une chute de tension apparaît aux bornes de la résistance de puissance R_8. Si cette chute de tension est supérieure au V_{BE} du transistor T_3, celui-ci bloque le transistor T_2 monté en Darlington avec le transistor T_1 permettant ainsi d'obtenir un grand gain et de ce fait nécessite un faible courant de commande.

La tension continue aux bornes de C_1 est filtrée par R_1–C_2. De cette tension on prélève une partie qui est stabilisée par une diode zener de 3,9 volts. Cette tension stabilisée qui sert de référence est envoyée sur l'entrée $e_{(+)}$ du comparateur qui est un 741. L'autre entrée du comparateur $e_{(-)}$ reçoit une partie de la tension de la batterie. La résistance ajustable permet de déterminer le seuil de commutation. Si la batterie n'est pas assez chargée, l'entrée $e_{(-)}$ est à un potentiel inférieur à la tension de référence et la sortie du comparateur est pratiquement au potentiel de sa tension d'alimentation. Lorsque la tension de la batterie atteint 14,4 V, l'entrée $e_{(-)}$ monte à un potentiel supérieur à la tension de référence et le comparateur bascule, sa sortie en tombant à 0 volt bloque le Darlington constitué de T_1 et T_2. La charge est interrompue.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé (89 x 80) est réalisé en verre époxy 16/10.

La réalisation ne pose aucun problème particulier. Une méthode par transfert direct est très rapide vu la faible densité des composants à implanter.

La résistance de limitation R_8 ne doit pas être soudée directement sur le circuit imprimé mais doit être légèrement surélevée, la dissipation de chaleur risquant de brûler le verre epoxy.

L'ampli opérationnel μA 741 pourra indifféremment être d'un type 8 ou 14 pattes. En effet, la **figure 7** montre les points communs entre les deux brochages. Le circuit imprimé étant implanté en 14 pattes, il n'y a pas de problème.

Le transistor de puissance T_2 n'est pas monté sur le circuit imprimé mais est fixé à l'extérieur du boîtier. Attention, il faut réaliser un isolement électrique vis-à-vis du boîtier. Si possible utiliser une graisse aux silicones pour favoriser la dissipation thermique.

Nous n'avons pas parlé des commutations 6-12 V. En effet, bien que le circuit imprimé soit prévu pour deux résistances ajustables, nous n'utilisons pas, dans notre prototype, la commutation. Il existe d'origine une commutation 6/12 constituée d'un simple inverseur qui commute des enroulements secondaires du transformateur. Il serait possible de le remplacer par un double inverseur mais attention au courant traversant le secondaire du transformateur et par conséquent l'inverseur (4 ampères). Une solution économique consiste à ajouter un inverseur économique qui assure la commutation des résistances ajustables.

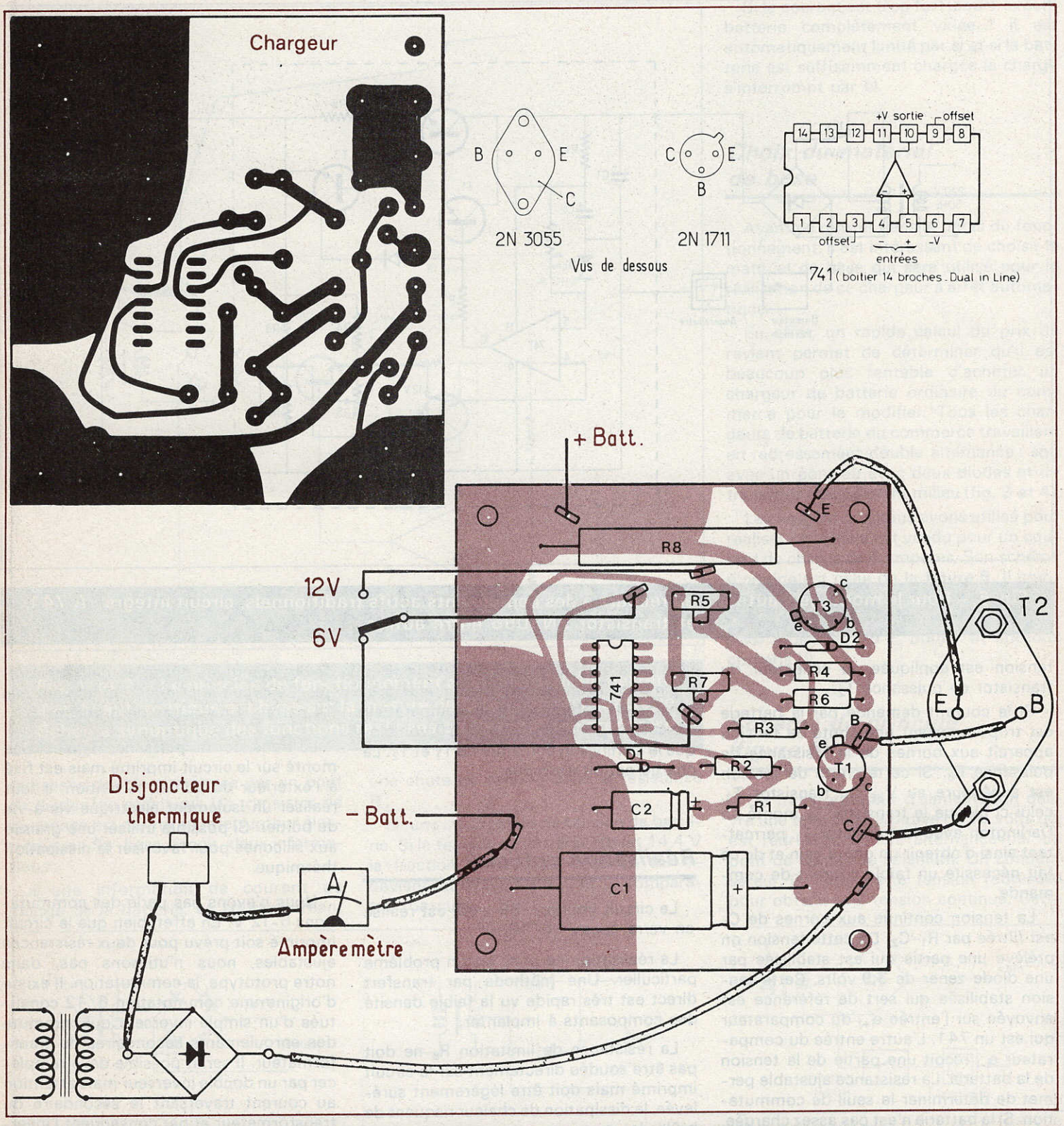
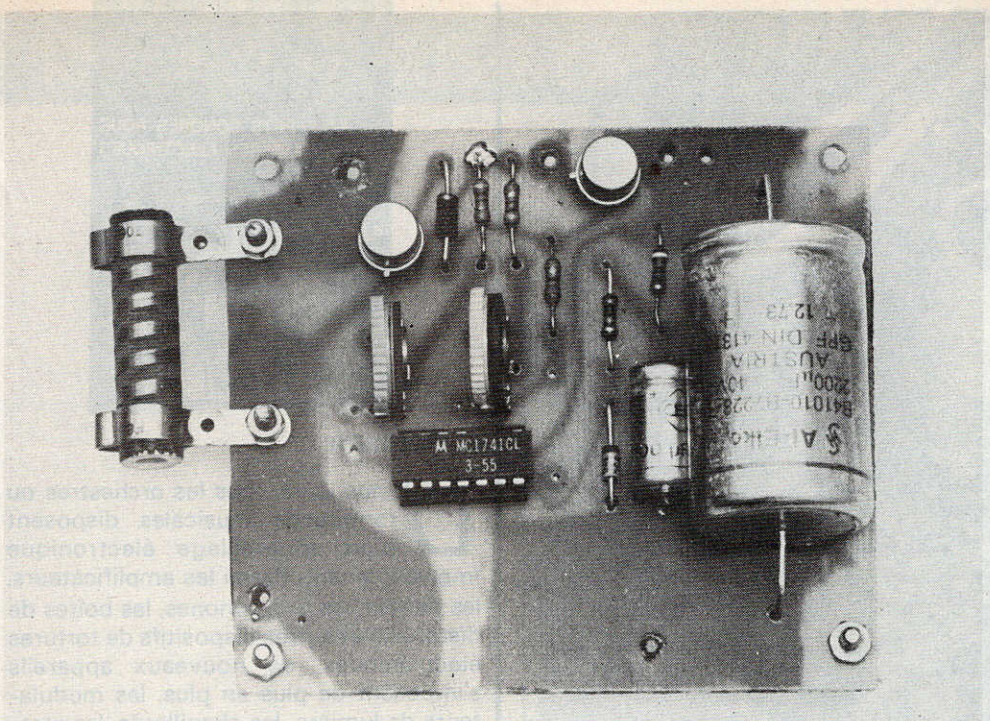
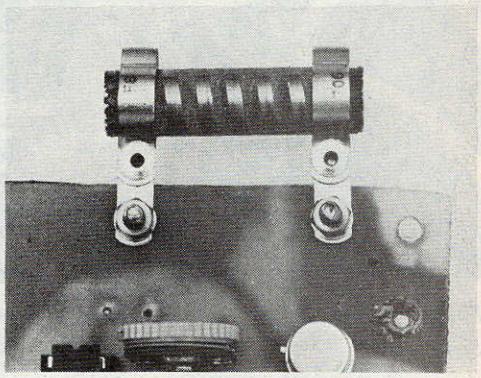
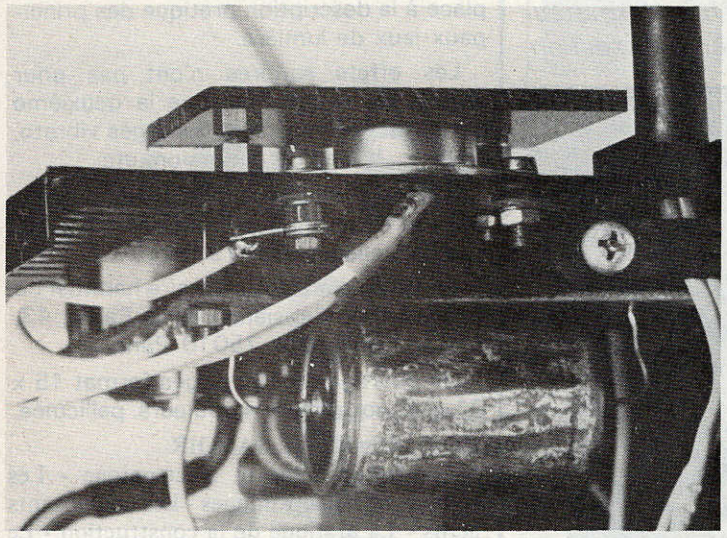


Fig. 7. à 9. – Le tracé du circuit imprimé retenu est publié grandeur nature. Vous remarquerez les pistes cuivrées larges destinées à faciliter le passage du courant. L'implantation des éléments ne posera pas de problèmes.



A | B
C | D





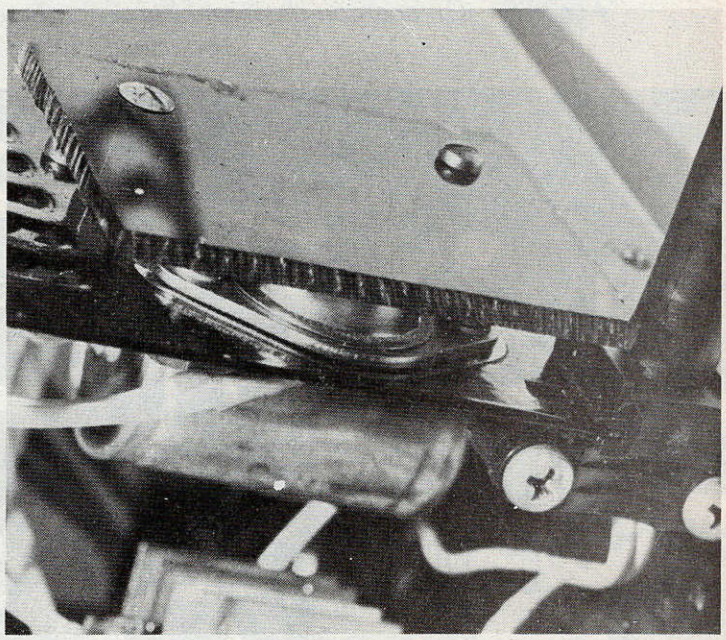


Photo A. – Le µA 741 est à 14 broches, mais on pourra utiliser le modèle 8 broches également moyennant un bon positionnement.

Photo B. – Détails de fixation de la résistance bobinée.

Photo C. – On prendra toutes les précautions nécessaires au niveau de l'isolation du transistor de puissance (canons et traversées isolantes).

Photo D. – Un morceau d'altuglas et deux entretoises protègeront le boîtier du transistor.

Mise au point

La mise au point est très facile. Il suffit de disposer d'une batterie légèrement déchargée, au besoin laissez vos veilleuses allumées une heure ou deux, puis placez un voltmètre sur la sortie du comparateur et mettez le chargeur sous tension. Vérifiez que l'ampèremètre donne une indication de courant (2 A environ si la batterie est peu déchargée) puis réglez la résistance ajustable pour que la sortie du comparateur tombe à zéro. Le système fonctionne et il reste à régler la commutation à 14,4 V. Tournez la résistance ajustable de telle manière que la sortie du comparateur remonte à la tension d'alimentation. Puis attendre que la batterie atteigne 14,4 V, tension contrôlée par le voltmètre que vous avez placé sur la batterie. A ce moment, réglez la résistance ajustable pour obtenir une commutation du comparateur.

L'ampèremètre doit donner une indication de courant très faible. Le chargeur est prêt à affronter l'hiver.

Gérard GROS

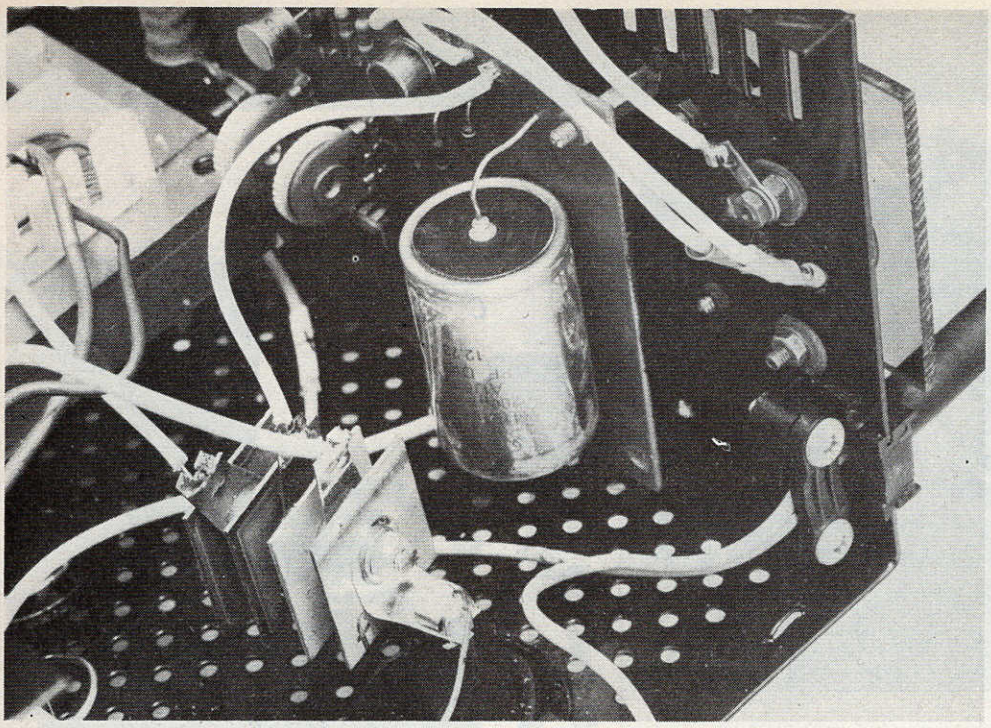
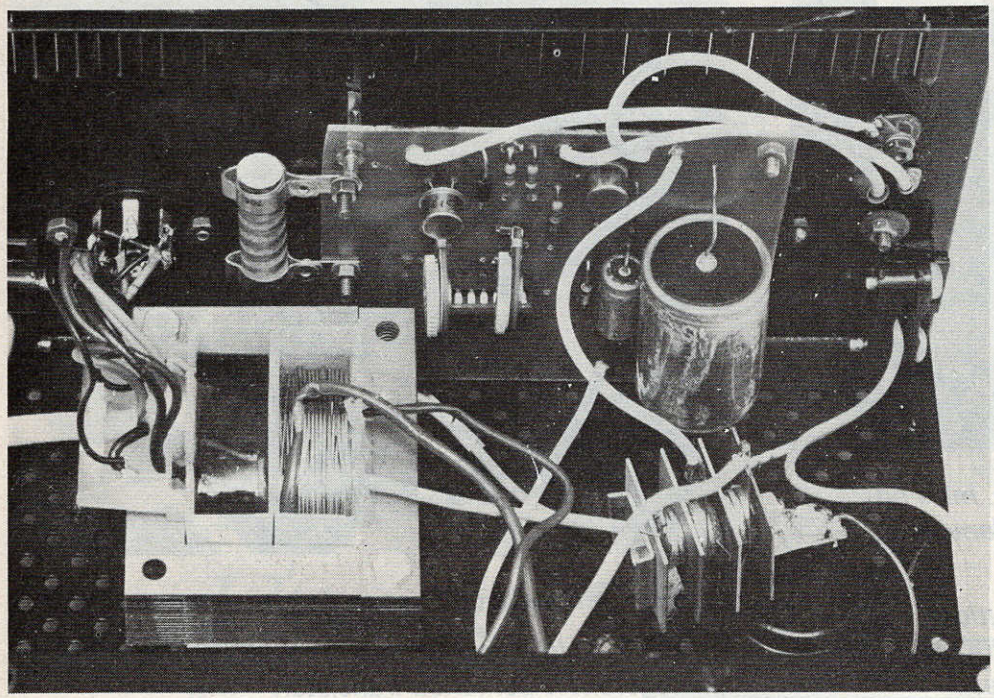


Photo E. – Le chargeur est doté à l'origine d'un pont de diodes au sélénium.

Photo F. – On aperçoit nettement le secondaire du transformateur pourvu d'un fil d'importante section.



Liste des composants

Un chargeur du commerce
R_1 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R_2 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_3 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R_4 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_5 : résistance ajustable 4,7 kΩ
R_6 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_7 : résistance ajustable 4,7 kΩ
R_8 : 0,15 Ω – 8 W
T_1, T_3 : 2N 1711 = 2N 1613
T_2 : 2N 3055
D_1 : zener 3,9 V
D_2 : 1N 4001, 1N 4007
IC : μA 741 à 8 ou 14 broches
C_1 : 2 200 μF – 40 V
C_2 : 47 μF – 40 V.

B. FIGHIERA

DE nos jours, tous les orchestres ou formations musicales disposent d'un appareillage électronique impressionnant. Parmi les amplificateurs, les baffles, les microphones, les boîtes de distorsion et autres dispositifs de tortures électroniques, de nouveaux appareils s'imposent de plus en plus, les modulateurs de lumière, les chenillards, les stroboscopes...

Au cours de cette troisième édition, l'auteur a été conduit à réserver une large place à la description pratique des principaux jeux de lumière.

Les effets sonores n'ont pas pour autant été rejetés, puisque la deuxième partie est réservée aux montages vibrato, trémolo, boîtes de distorsion, etc.

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

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

Un ouvrage de 132 pages format 15 x 21 sous couverture 4 couleurs, pelliculée.

CE QU'IL FAUT SAVOIR

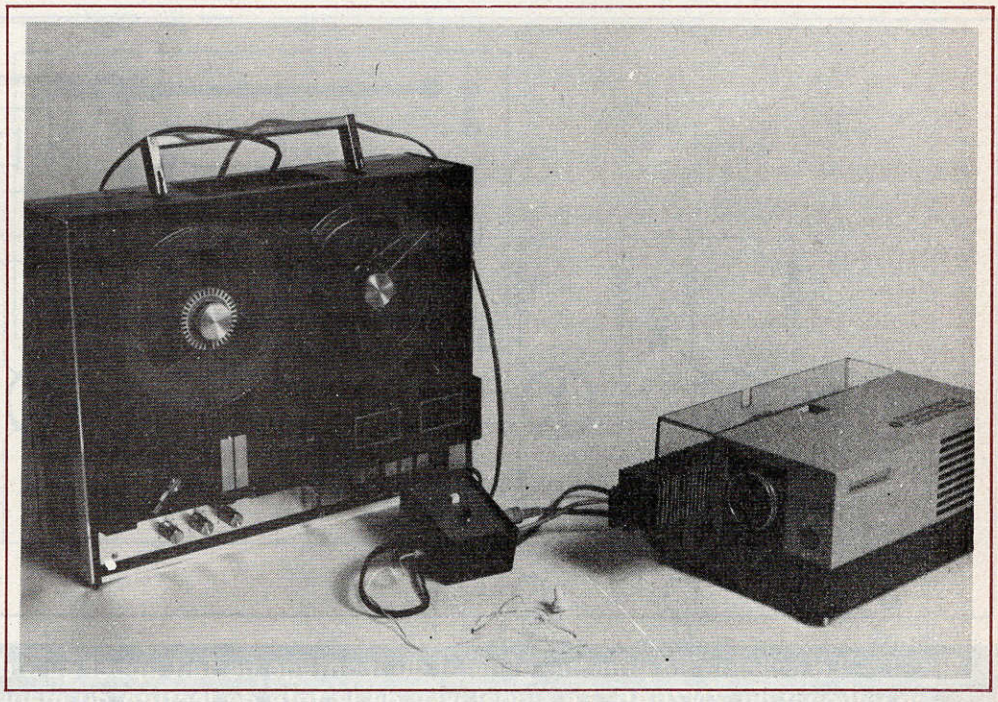
Musique, physique et électronique - Les composants électroniques - Les composants actifs - La pratique de la construction - Le circuit imprimé.

LES JEUX DE LUMIÈRE

Modulateur de lumière 1 voie - Modulateur de lumière 2 voies - Modulateur de lumière 3 voies - Modulateur de lumière 3 voies (avec ampli) - Modulateur de lumière 4 voies (avec négatif) - Gradateur - Stroboscope de spectacle - Clignoteur 2 voies - Chenillard 3 voies - Stroboscope musical déclenché par le son.

LES EFFETS SONORES

Un dispositif vibrato - Un dispositif vibrato à cellule photo-électrique - Un dispositif vibrato à trois transistors - Un trémolo stéréo - Un générateur de distorsion - Une chambre de distorsion à trois transistors - Un amplificateur de super-aigues - Une pédale waa-waa - Un ensemble de réverbération - Un mini-équalizer.



UN SYNCHRONISATEUR DE DIAPOSITIVES

Si la projection de diapositives reste toujours très appréciée, il est encore plus agréable de regarder, entre amis, une séance audiovisuelle, réalisée d'une part par les diapositives, et d'autre part par un fond sonore musical agrémenté de commentaires enregistrés.

Grâce à l'électronique, il est tout à fait possible de synchroniser un projecteur avec un magnétophone. Pour les possesseurs de magnétos stéréos : pas de problème. Un canal réservé pour le son, l'autre pour les tops de changements de vues. Par contre, pour les magnétos monos, on ne peut lire ou enregistrer qu'une piste à la fois. Le montage proposé permet de s'affranchir de cet impératif.

1 – Fonctionnement

La plupart des magnétos mono quatre pistes sont munis d'une prise de play-back. Celle-ci permet de brancher un préampli extérieur, pour écouter la piste opposée de celle lue par le magnéto. Ainsi, si le magnétophone lit ou enregistre sur la piste 1/4, la piste 2/3 est ressortie sur la prise de play-back, et inversement. Bien entendu, cette prise, où une sortie 30 V est disponible, nous sera bien utile.

Enregistrement de la bande magnétique

La première opération consiste à enregistrer le fond musical et les commentaires sur la piste 1/4. Ceci étant fait, après avoir basculé le magnéto sur 2/3 et le synchrodia sur enregistrement, on pourra enregistrer les tops de changements de vues. L'opérateur, tout en entendant le fond sonore de la piste 1/4 dans un écouteur, enregistre les tops sur la piste 2/3 en synchronisme avec la musique, à l'aide du bouton poussoir situé sur le boîtier.

Lecture de la bande enregistrée

On met le magnéto sur 1/4 qui restituera le son.

Par contre, les tops de la piste 2/3, présents sur la prise de play-back, seront amplifiés dans le boîtier et exciteront un relais.

Les contacts travail de ce relais assureront le changement de vue.

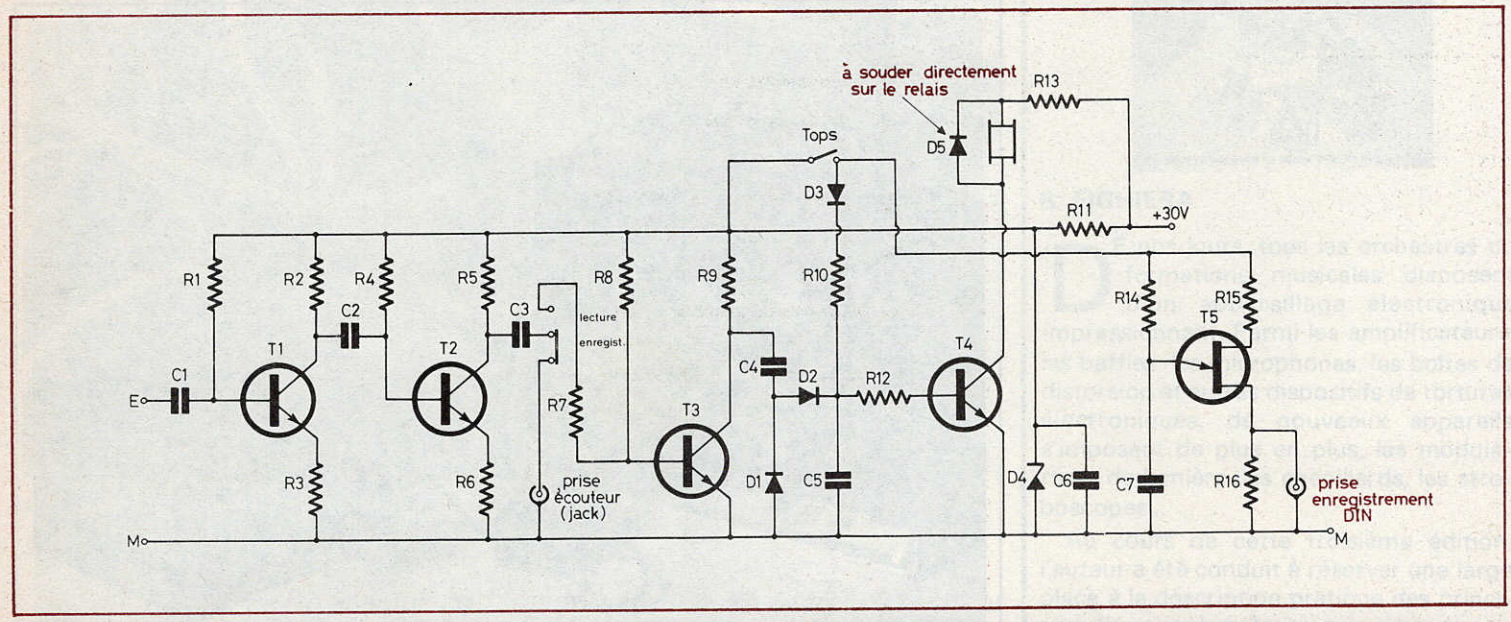


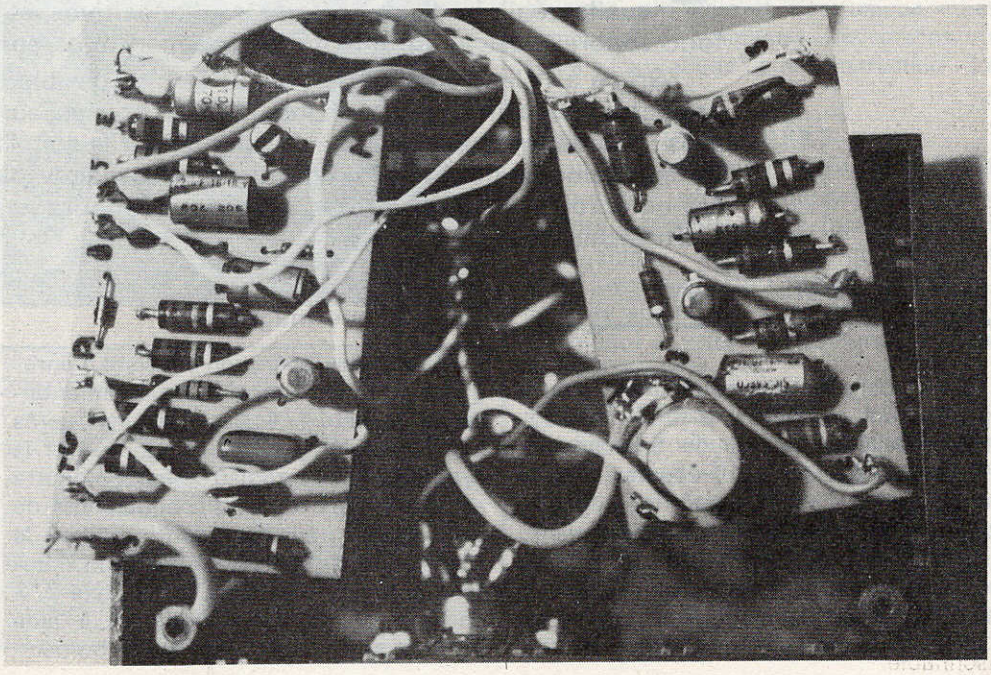
Fig. 1. - Le schéma de principe général du montage ne fait appel qu'à de très classiques transistors, dont un unijonction 2N2646. Le signal issu de la tête de lecture du magnétophone est d'abord amplifié.

2 – Schéma de principe

La **fig. 1** donne le schéma de principe du montage. Le signal, issu de la tête de lecture, est tout d'abord amplifié par T_1 et T_2 montés en émetteurs communs. Le signal de sortie est ensuite dirigé, soit vers l'écouteur pour synchroniser l'enregistrement des tops, soit vers T_3 qui amplifiera à nouveau. L'ensemble D_1, D_2, C_5 détecte le signal. Lorsque les tops passent, nous avons donc une tension continue qui polarise T_4. Celui-ci se débloque et permet l'excitation du relais dont les contacts assureront le changement de vue.

Le bouton poussoir alimente un oscillateur à UJT. Celui-ci sert à créer la fréquence nécessaire pour l'enregistrement des tops. Les valeurs choisies donnent une fréquence d'environ 1 000 Hz, très approximative. Le signal de sortie de ce générateur sera bien entendu relié à la prise enregistrement du magnéto. On remarque aussi que le bouton poussoir alimente la base de T_4 par D_3, R_{10}, R_{12}. Cette disposition permet l'excitation du relais, donc par conséquent le changement de vue lors de l'enregistrement des tops.

Photo A. – Les deux modules apparaissent en situation. Un plan de câblage général facilitera les problèmes d'interconnexions.



3 – Les circuits imprimés

Afin de pouvoir incorporer le montage dans un boîtier Teko P_2, il a été nécessaire de scinder le circuit imprimé en deux parties. Les **fig. 2** et **3** donnent les dessins de ces circuits à l'échelle 1. Leur fabrication ne doit pas poser de problèmes particuliers. Il est important, auparavant, de bien faire briller la face cuivrée, à l'aide d'un tampon Jex. L'emplacement des pastilles sera facilement repéré grâce à un carbone. On appliquera soigneusement des pastilles de diamètre 3,6 mm par transfert. Il est conseillé de préchauffer le bain de perchlorure de fer pour activer la gravure. Placer la plaque dans le bain, le cuivre vers le bas, en remuant régulièrement, pour éviter les bulles d'air. L'opération terminée, il convient de bien rincer le circuit à l'eau. Un second décapage au tampon redonnera au circuit son aspect brillant indispensable à de bonnes soudures. Tous les trous pourront être percés à l'aide d'un forêt de 1,2 mm. Les cosses picôts facilitent les branchements extérieurs. Veiller au bon sens des composants actifs.

4 – Le montage final

Après avoir percé le boîtier suivant la figure 4, on pourra affectuer le câblage **(fig. 5)**. Pour le branchement des prises de playback et d'enregistrement, il conviendra de vérifier sur le magnétophone la disposition des bornes.

Une fois le câblage terminé, fixer les deux circuits imprimés dans le boîtier, à l'aide des rainures verticales, les composants côté inférieur (voir **photos**).

Il ne reste plus qu'à essayer le montage, d'une part en position enregistrement, et d'autre part en position lecture. Vérifier que le relais s'excite bien au passage des tops. A l'issu de quoi, le boîtier sera déclaré bon pour le service. Le système vous promet de belles séances de projections en perspectives, et tout cela, il faut le souligner, pour un prix de revient très raisonnable.

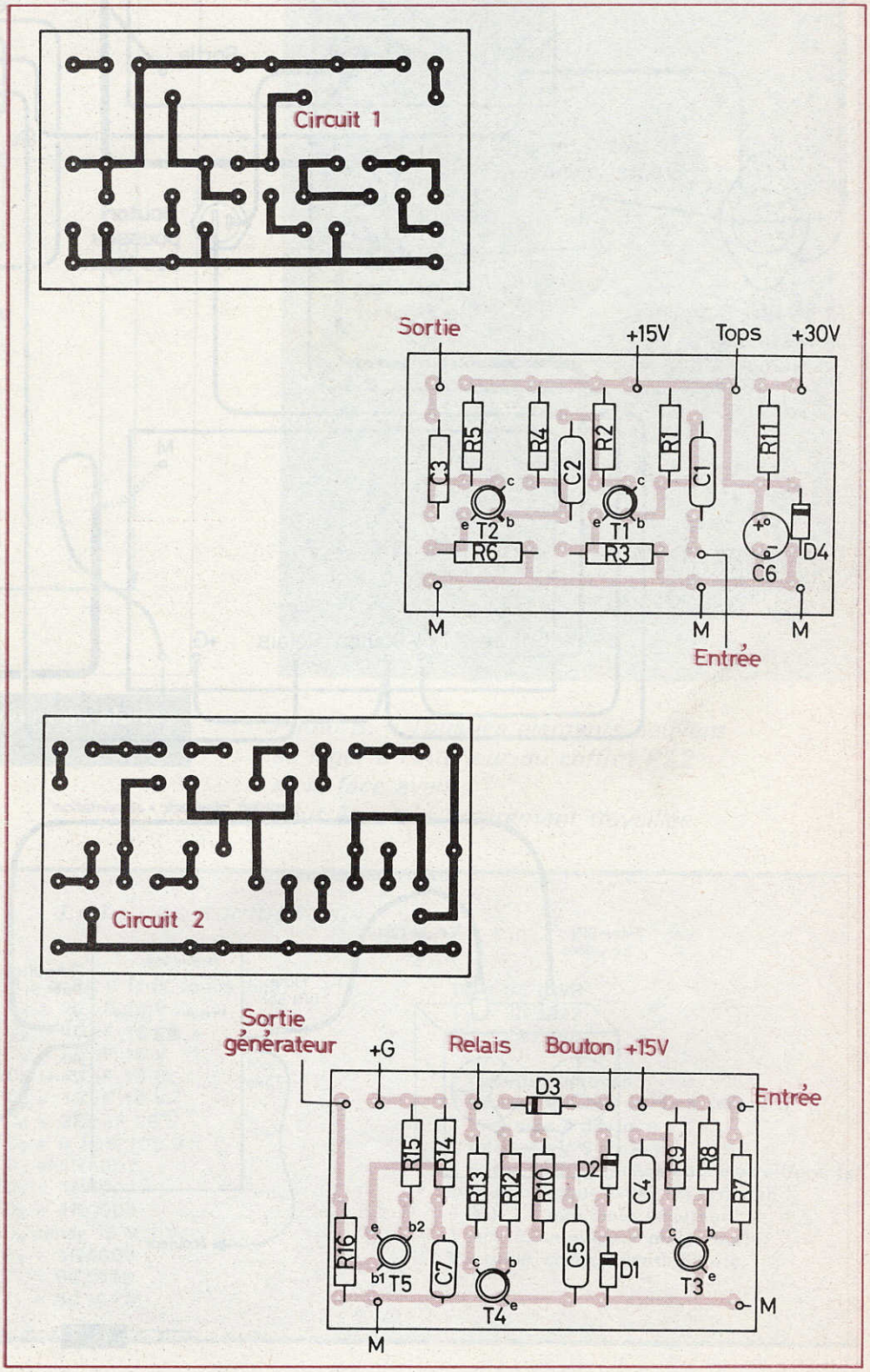


Fig. 2. et 3. - Le montage a fait l'objet du tracé de deux circuits imprimés que nous reproduisons grandeur nature. Il faudra veiller à la bonne orientation des diodes.

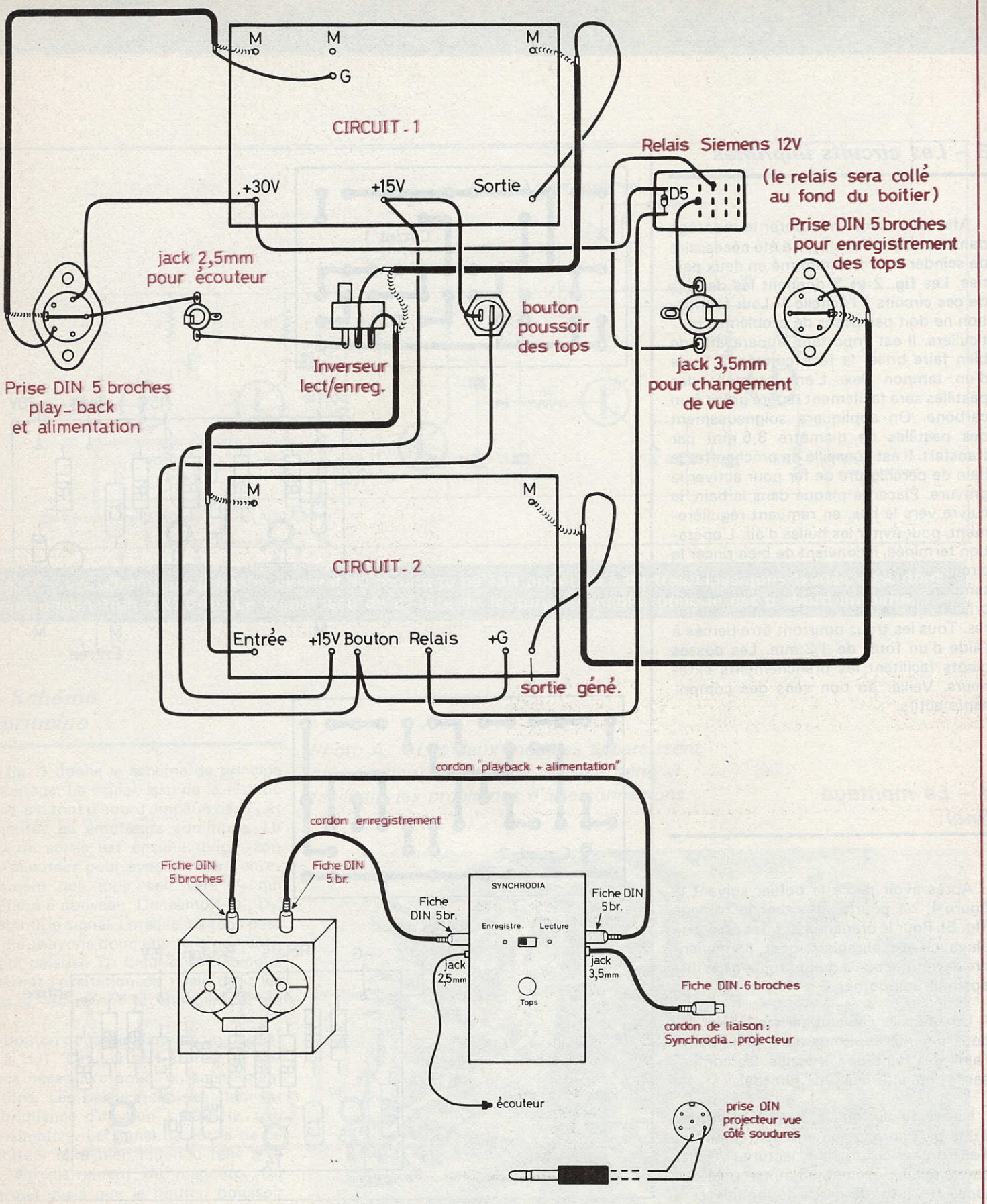


Fig. 5. et 6. – Un plan de câblage général des deux modules ainsi réalisés facilitera les problèmes d'interconnexions. Le montage sera ensuite introduit à l'intérieur d'un coffret Teko P/2 de la série plastique.

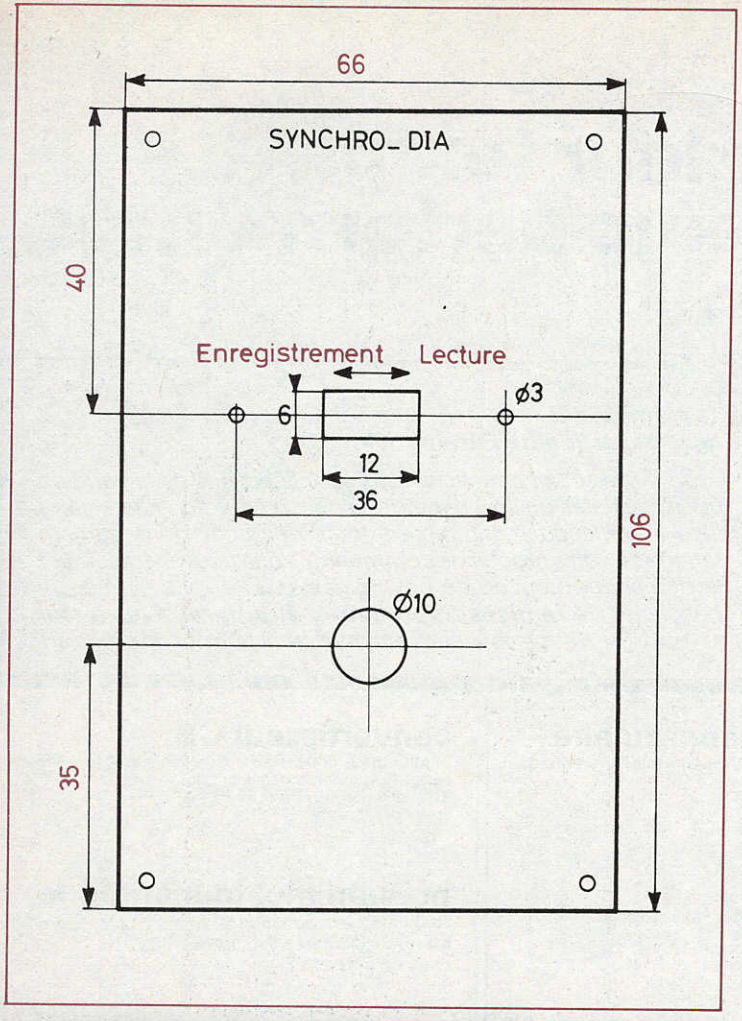


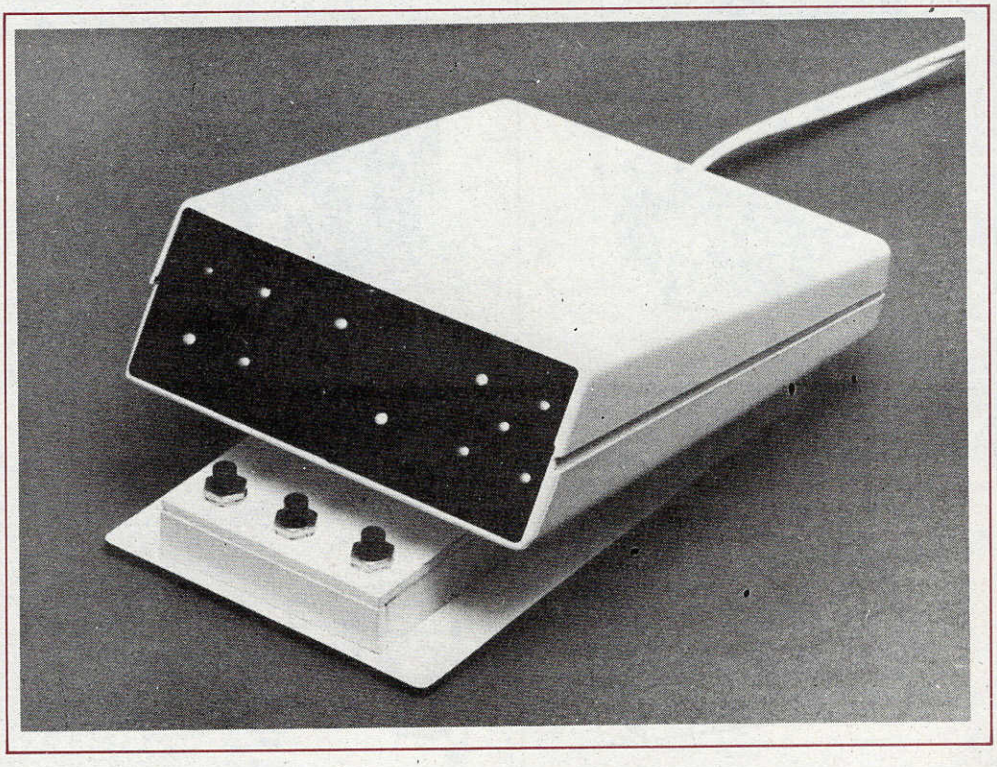
Fig. 4. – Plan de perçage de la face avant en aluminium du coffret.

Photo B. – Tous les éléments peuvent se loger à l'intérieur du coffret P/2 et la face avant peut être très proprement travaillée.

Liste des composants

R_1 = 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R_2 = 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_3 = 10 Ω (marron, noir, noir)
R_4 = 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_5 = 470 Ω (jaune, violet, marron)
R_6 = 10 Ω (marron, noir, noir)
R_7 = 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_8 = 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_9 = 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R_{10} = 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R_{11} = 470 Ω (jaune, violet, marron)
R_{12} = 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_{13} = 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R_{14} = 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_{15} = 470 Ω (jaune, violet, marron)
R_{16} = 82 Ω (gris, rouge, noir)
C_1 = 22 µF 16 V
C_2 = 10 µF 16 V
C_3 = 10 µF 16 V
C_4 = 10 µF 16 V
C_5 = 10 µF 16 V
C_6 = 220 µF 25 V
C_7 = 0,1 µF 100 V
D_1 = 1N4007
D_2 = 1N4007
D_3 = 1N4007
D_4 zener 15 V 1 W
D_5 = 1N4007
T_1 = BC109B
T_2 = BC107A
T_3 = BC109B
T_4 = 2N2222
T_5 = 2N2646

2 circuits imprimés
1 bouton poussoir contact travail
1 inverseur à glissière
1 relais 12 V Siemens
2 prises DIN 5 broches (modèles différents si possible pour éviter les erreurs).
1 jack 2,5 mm (pour écouteur)
1 jack 3,5 mm (pour projecteur)
Visseries, cosses picôts, fil etc.



Jeux de dés électroniques

VOICI revenue la mauvaise saison, celle qui ne se prête guère aux jeux de plein air. Afin de passer le plus agréablement possible les longues soirées d'hiver, la réalisation proposée ci-après vous permettra de vous livrer à différents jeux de société dans lesquels un, deux ou trois dés sont nécessaires : 421, Monopoly, jeu de l'Oie, « Ne t'en fais pas », etc. Le montage et la confection de ce triple dé vous familiariseront avec un aspect original des multiples applications de l'électronique : celui des jeux de hasard.

Fonctionnement (fig. 1)

Principe du fonctionnement d'un dé :

Un compteur reçoit des impulsions périodiques à une fréquence telle qu'il est impossible de pouvoir les « suivre » par la vue, ce qui rend vaine toute tentative de fraude... Ce compteur fonctionnant de 0 à 5 (donc 6 positions) fournit des informations à un système de décodage dont le rôle consiste à exploiter les niveaux logiques des sorties du compteur et à les rendre intelligibles par un affichage lumineux ayant la configuration d'un dé à jouer.

Le dispositif comporte trois dés. Les points communs à ces dés sont l'alimentation et l'oscillateur chargé de fournir les impulsions périodiques. La commande des dés est assurée par l'intermédiaire de trois boutons-poussoirs ce qui les rend indépendants les uns des autres.

Afin de faciliter la compréhension du fonctionnement, les points suivants seront successivement abordés :

a) l'alimentation ;
b) l'oscillateur ;
c) le comptage des impulsions ;
d) le décodage et l'affichage.

a) L'alimentation :

L'affichage des points lumineux étant réalisé grâce à des LED, dans le cas où la puissance nécessaire est maximale (affichage de 3 x 6) l'intensité absorbée est de l'ordre de 250 mA.

Par ailleurs, comme les durées d'utilisation risquent d'être longues, une alimentation autonome ne saurait convenir sous peine de se ruiner par un remplacement fréquent des piles...

L'énergie nécessaire est donc fournie par le secteur 220 V.

Un transformateur de 300 mA abaisse cette tension à 6 V qui se trouve ensuite

redressée en bi-alternance par un pont à diodes. A la sortie de ce pont un condensateur C_1 assure un filtrage avant l'action d'un régulateur de tension de 5 V. Une capacité C_2 fournit un complément de filtrage et l'on obtient ainsi une tension continue de 5 V utilisée pour l'alimentation des différents circuits intégrés, des LED et de l'oscillateur.

b) L'oscillateur :

Il est essentiellement constitué d'un transistor unijonction T_1 dont on peut rappeler brièvement le fonctionnement : à l'état de repos, un tel transistor présente entre ses bases b_1 et b_2 une résistance de quelques centaines d'ohms. Lorsque l'on porte progressivement son émetteur à une tension croissante par la charge du

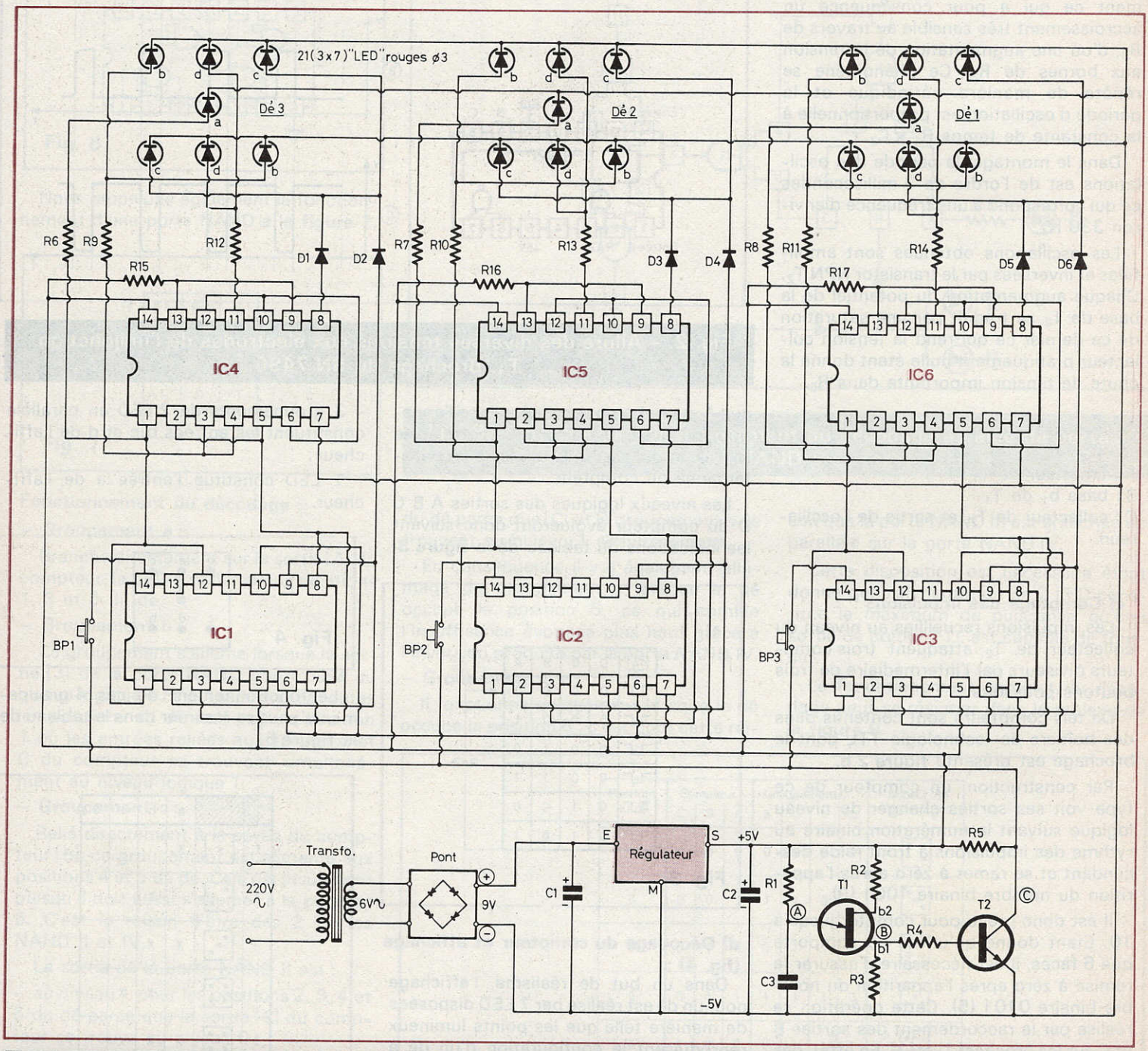


Fig. 1. – Le schéma de principe général laisse apparaître la structure de trois montages identiques et simplement équipés de SN7490 et de SN7400. L'alimentation secteur fait, en outre, appel à un circuit intégré régulateur.

condensateur C_3 au travers de R_1, cette tension atteindra à un moment donné une valeur appelée « tension de pic » qui constitue une caractéristique du transistor unijonction. A cet instant, C_3 se décharge rapidement dans T_1 par l'émetteur. La résistance entre b_2 et b_1 s'abaisse rapidement ce qui a pour conséquence un accroissement très sensible au travers de R_3, d'où une augmentation de la tension aux bornes de R_3. Ce phénomène se répète de manière périodique et la période d'oscillation est proportionnelle à la constante de temps $R_1 \times C_3$.

Dans le montage, la période des oscillations est de l'ordre de 3 millisecondes ce qui correspond à une fréquence d'environ 330 Hz.

Les oscillations obtenues sont amplifiées et inversées par le transistor NPN T_2. Chaque augmentation du potentiel de la base de T_2 se traduit par une saturation de ce dernier ce qui rend la tension collecteur pratiquement nulle étant donné la chute de tension importante dans R_5.

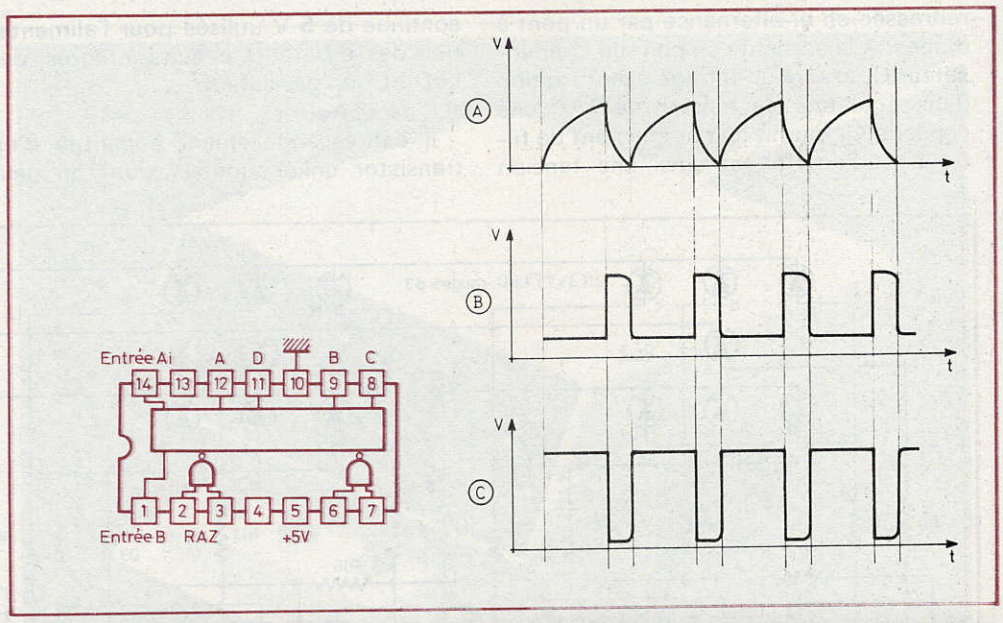


Fig. 2. – Allure des diverses tensions aux électrodes de l'unijonction T_1. Brochage du SN 7490.

Allure des tensions aux points (fig. 2a) :

A : émetteur de T_1
B : base b_1 de T_1
C : collecteur de T_2 (et sortie de l'oscillateur).

c) Comptage des impulsions :

Les impulsions recueillies au niveau du collecteur de T_2 attaquent trois compteurs diviseurs par l'intermédiaire de trois boutons-poussoirs.

De tels compteurs sont contenus dans des boîtiers de technologie TTL dont le brochage est présenté **figure 2 b.**

Par construction, un compteur de ce type voit ses sorties changer de niveau logique suivant la numération binaire au rythme des impulsions à front raide descendant et se remet à zéro après l'apparition du nombre binaire 1001 (9).

Il est donc prévu pour compter jusqu'à 10. Etant donné qu'un dé ne comporte que 6 faces, il est nécessaire d'assurer la remise à zéro après l'apparition du nombre binaire 0101 (5). Cette opération se réalise par le raccordement des sorties B et C sur les broches [2] et [3]. En effet, dès que le nombre binaire 0110 (6) apparaîtra, ces broches qui sont reliées aux entrées d'une porte NAND intérieure se trouvent simultanément au niveau logique 1, ce qui a pour conséquence l'apparition du niveau 0 à la sortie de cette porte NAND, et qui assure la remise à zéro instantanée du compteur.

Les niveaux logiques des sorties A B C D du compteur évolueront donc suivant les indications du tableau de la **figure 3.**

14	D	C	B	A
⊓	0	0	0	0
⊓	0	0	0	1
⊓	0	0	1	0
⊓	0	0	1	1
⊓	0	1	0	0
⊓	0	1	0	1

RAZ

Fig. 3

d) Décodage du compteur et affichage (fig. 4) :

Dans un but de réalisme, l'affichage pour un dé est réalisé par 7 LED disposées de manière telle que les points lumineux reproduisent la configuration d'un dé à jouer. L'analyse des six positions à obtenir fait apparaître la possibilité de regrouper le branchement des 7 LED sous la forme de 4 groupements : a b c et d.

– 3 groupements de 2 LED en parallèle constituent les entrées b c et d de l'afficheur ;

– 1 LED constitue l'entrée a de l'afficheur.

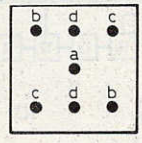


Fig. 4

Le fonctionnement de ces 4 groupements peut se résumer dans le tableau de la **figure 5.**

		a	b	c	d
1	●	X			
2	⁘		X		
3	⁘ ●	X	X		
4	⁘ ⁘		X	X	
5	⁘ ⁘ ●	X	X	X	
6	⁘ ⁘ ⁘		X	X	X

Fig. 5

Les sorties A B C voient leur état logique décodé par 4 portes NAND à deux entrées contenues dans un boîtier TTL dont le brochage est donné **figure 6**.

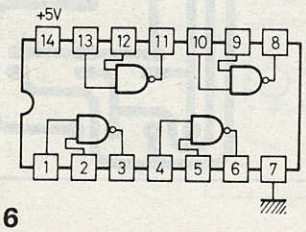


Fig. 6

Nous rappelons également le fonctionnement d'une porte NAND à la **figure 7**.

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

Fig. 7

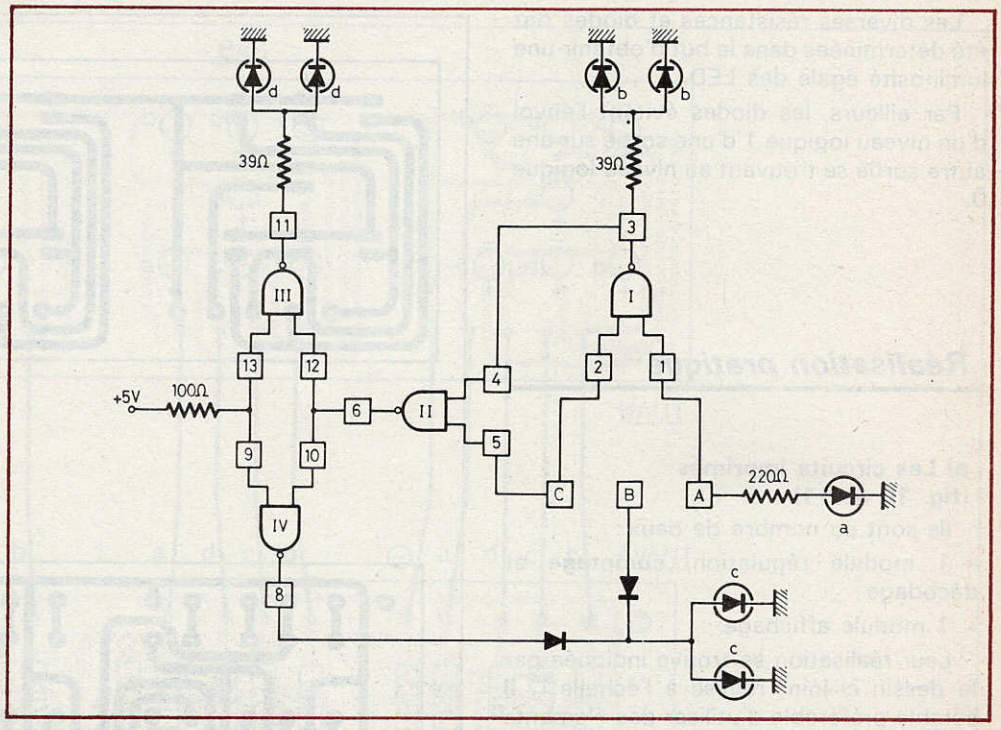


Fig. 8. – Principe de fonctionnement du décodage à l'aide de portes NAND.

Fonctionnement du décodage :

– Groupement a :

Branché directement sur la sortie [A] du compteur, la LED a s'allume aux positions 1, 3 et 5 du dé.

– Groupement b :

Ce groupement s'allume lorsque la sortie [3] de la porte NAND I se trouve au niveau logique 1 ce qui se produit à toutes les positions du dé sauf pour la position 1 où les entrées reliées aux sorties A et C du compteur se trouvent simultanément au niveau logique 1.

– Groupement c :

Relié directement à la sortie du compteur [B], ce groupement est alimenté aux positions 4 et 5 du dé. Cela est insuffisant puisqu'il doit aussi s'allumer à la position 6. C'est la raison d'être des 2 portes NAND II et IV.

La sortie de la porte NAND II est :

– au niveau 1 pour les positions 2, 3, 4 et 5 du dé parce que la sortie [C] du compteur se trouve au niveau 0 ;

– au niveau logique 1 également pour la position 1 du dé parce que le groupement b est au niveau 0 ;

– au niveau logique 0 pour la position 6 du dé parce que [C] et le groupement b se trouvent au niveau 1 simultanément.

En conséquence il y a également allumage du groupement c lorsque le dé occupe la position 6, ce qui comble l'insuffisance évoquée plus haut grâce à l'inversion produite par la porte NAND IV.

– Groupement d :

Il fonctionne uniquement lorsque le dé occupe la position 6 ; c'est pour cette raison que la porte NAND III est branchée en parallèle sur la porte NAND IV.

Cette disposition est nécessaire étant donné que l'alimentation de 2 LED constitue le maximum de puissance qu'une sortie de boîtier TTL est capable de fournir.

Le fonctionnement complet du décodage peut se résumer dans le tableau de la **figure 9**.

Position du dé	Compteur C	B	A	Groupements a	b	c	d	Aspect de l'affichage
2	0	0	0	0	1	0	0	
3	0	0	1	1	1	0	0	
4	0	1	0	0	1	1	0	
5	0	1	1	1	1	1	0	
6	1	0	0	0	1	1	1	
1	1	0	1	1	0	0	0	

Fig. 9

Les diverses résistances et diodes ont été déterminées dans le but d'obtenir une luminosité égale des LED.

Par ailleurs, les diodes évitent l'envoi d'un niveau logique 1 d'une sortie sur une autre sortie se trouvant au niveau logique 0.

Réalisation pratique

a) Les circuits imprimés (fig. 10 et 11) :

Ils sont au nombre de deux :

– 1 module régulation, comptage et décodage ;

– 1 module affichage.

Leur réalisation se trouve indiquée par le dessin ci-joint réalisé à l'échelle 1. Il semble préférable d'utiliser des éléments de transfert pour la reproduction (pastilles, décalcomanies pour les circuits imprimés et bandelettes adhésives). Le trou de diamètre 15 mm est destiné au passage d'un manchon conique en matière plastique solidaire de l'embase du boîtier ELCO-Horloge, dont le rôle est le maintien du couvercle. L'échancrure est destinée au passage du transformateur.

Le module affichage n'a pas besoin d'être muni de trous de fixation, il se maintient dans le boîtier grâce à des nervures prévues à cet effet. Tous les trous sont percés à 0,8 mm de diamètre. On pourra utiliser soit de la bakélite cuivrée ou de l'époxy (qui revient un peu plus cher).

b) Montage des composants (fig. 12 et 13)

Le transformateur est monté sur le fond du boîtier. Il est conseillé d'interposer entre le transformateur et le fond du boîtier une plaquette en matière isolante, par exemple de la bakélite ce qui constitue un bon isolement thermique (le transformateur, même à vide chauffe toujours un peu à cause des effets de l'hystérésis).

De même, il est préférable de munir le régulateur d'un petit refroidisseur constitué par une tôle de laiton ou d'aluminium de 0,5 mm **(fig. 10)**.

Attention à l'orientation des circuits intégrés (repère), des diodes, des transis-

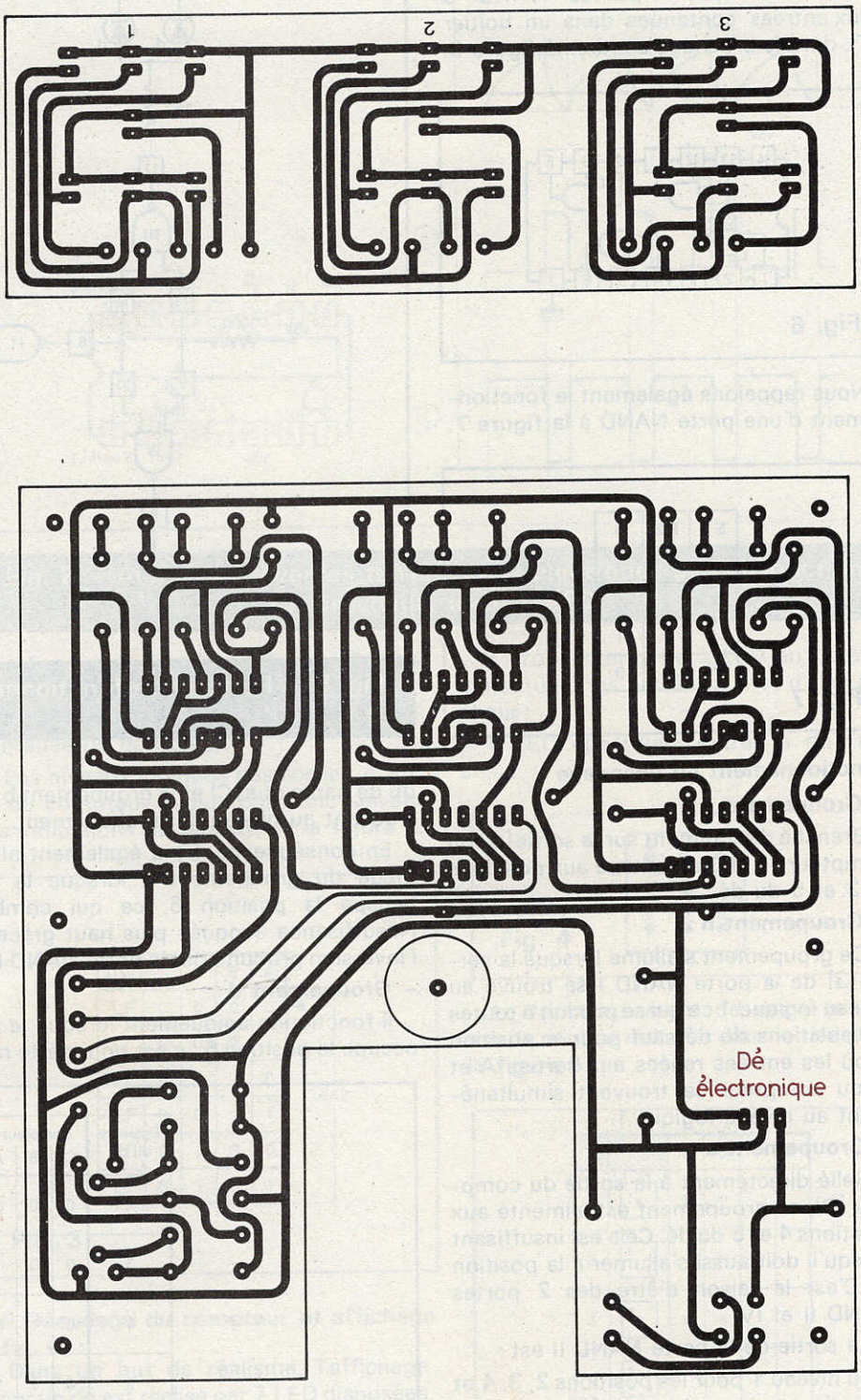
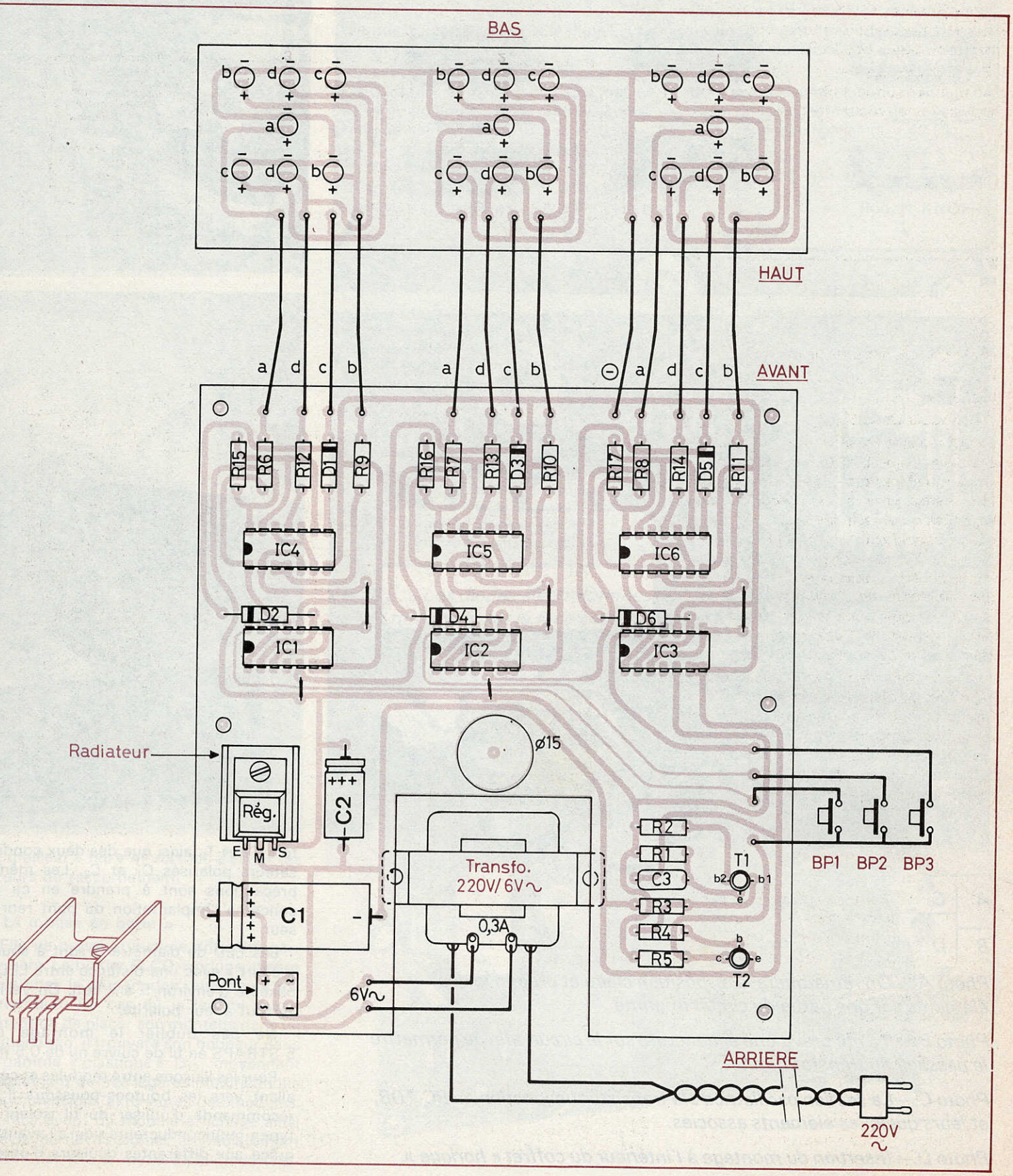
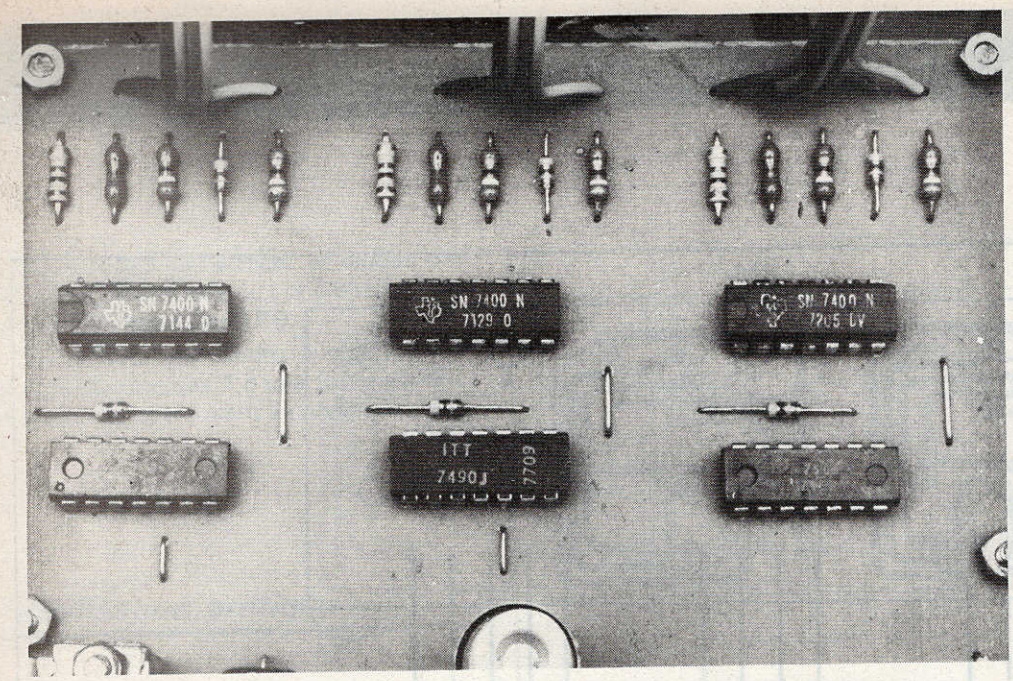
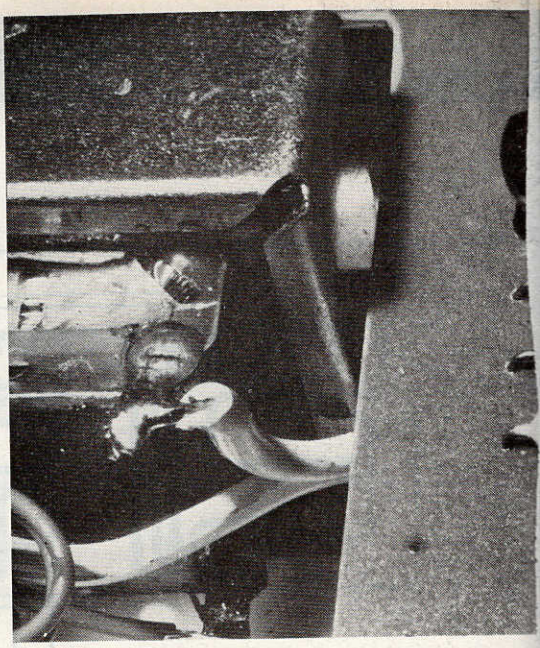
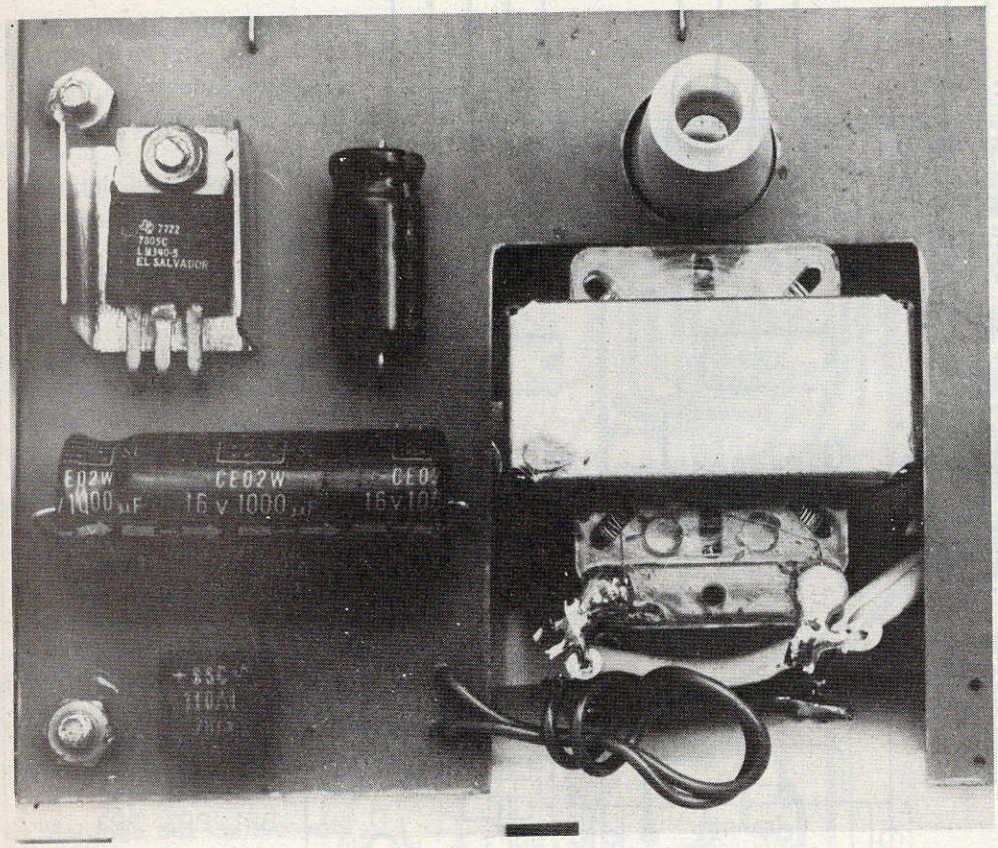


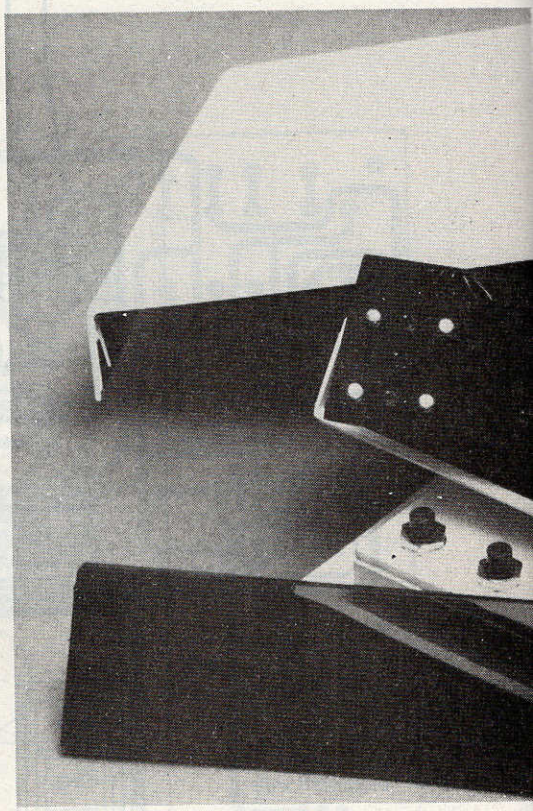
Fig. 10. à 13. – Le tracé du circuit imprimé est précisé à l'échelle 1 pour une meilleure reproduction à l'aide de produits de gravure directe. Côté implantation, veiller à l'orientation des CI.


BAS
HAUT
AVANT
R15
R6
R12
D1
R9
R16
R7
R13
D3
R10
R17
R8
R14
D5
R11
IC4
IC5
IC6
D2
D4
D6
IC1
IC2
IC3
Radiateur
Rég.
E
M
S
C2
ø15
Transfo.
220V/6V~
0,3A
C1
Pont
6V~
R2
R1
C3
R3
R4
R5
T1
T2
BP1
BP2
BP3
ARRIERE
220V
~









A | C

B | D

Photo A. – On remarquera la disposition claire et ordonnée des éléments sur une partie du circuit imprimé.

Photo B. – Il a été prévu une échancrure sur le circuit afin de permettre le passage du transformateur.

Photo C. – La section oscillatrice : le transistor unijonction, le BC 108, et leurs quelques éléments associés.

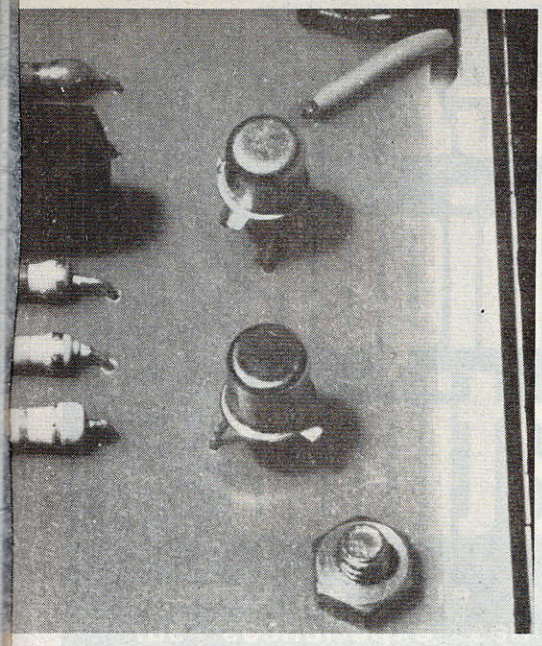
Photo D. – Insertion du montage à l'intérieur du coffret « horloge ».

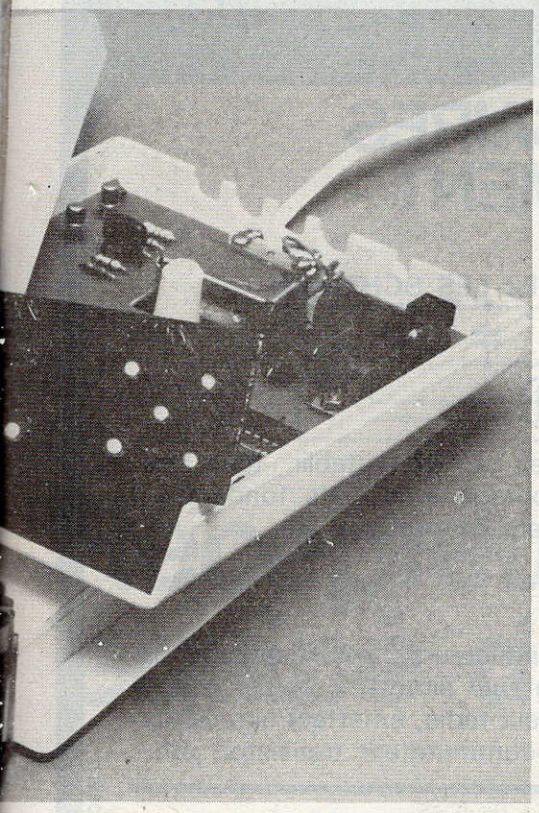
tors T_1 et T_2 ainsi que des deux condensateurs polarisés C_1 et C_2. Les mêmes précautions sont à prendre en ce qui concerne l'implantation du pont redresseur.

Les LED de diamètre 3 sont à souder « court » avec une distance entre LED et bakélite d'environ 5 à 7 mm. On veillera surtout à leur polarité.

Ne pas oublier le montage des 5 STRAPS en fil de cuivre nu de 0,5 mm.

Pour les liaisons entre modules et celles allant vers les boutons-poussoirs il est recommandé d'utiliser du fil isolant du type « multiconducteurs » qui a l'avantage grâce aux différentes couleurs d'obtenir





un meilleur « fini » et surtout d'éviter les erreurs de raccordement.

c) La « mise en boîte »

Elle ne présente aucune difficulté particulière. Le boîtier ELCO-Horloge, disponible chez la plupart des revendeurs est esthétique. Au cas où le lecteur aurait l'intention de placer son montage dans un boîtier Teko, il trouvera son bonheur dans la gamme « plastique » D_{13}, moyennant simplement de très légères modifications des dimensions extérieures des modules. La face avant du module affichage ainsi que la partie du boîtier immédiatement placée derrière la matière plastique teintée de rouge a été colorée en noir. Ceci accentue le contraste des LED allumé surtout en plein jour.

Il est intéressant de disposer les trois boutons de commande des dés à l'extérieur du boîtier plutôt que sur le couvercle de celui-ci. Le petit boîtier à boutons de la photo a été confectionné en « stratifié » blanc de la même teinte que le boîtier. La confection d'un tel boîtier peut se révéler très divertissante et... éducative même pour l'amateur électronicien qui se sert plus souvent de son fer à souder que d'un pied à coulisse et d'une petite lime d'ajusteur.

Bon divertissement lors du montage de ces dés qui vous permettra de vous livrer à d'interminables parties de « 421 ».

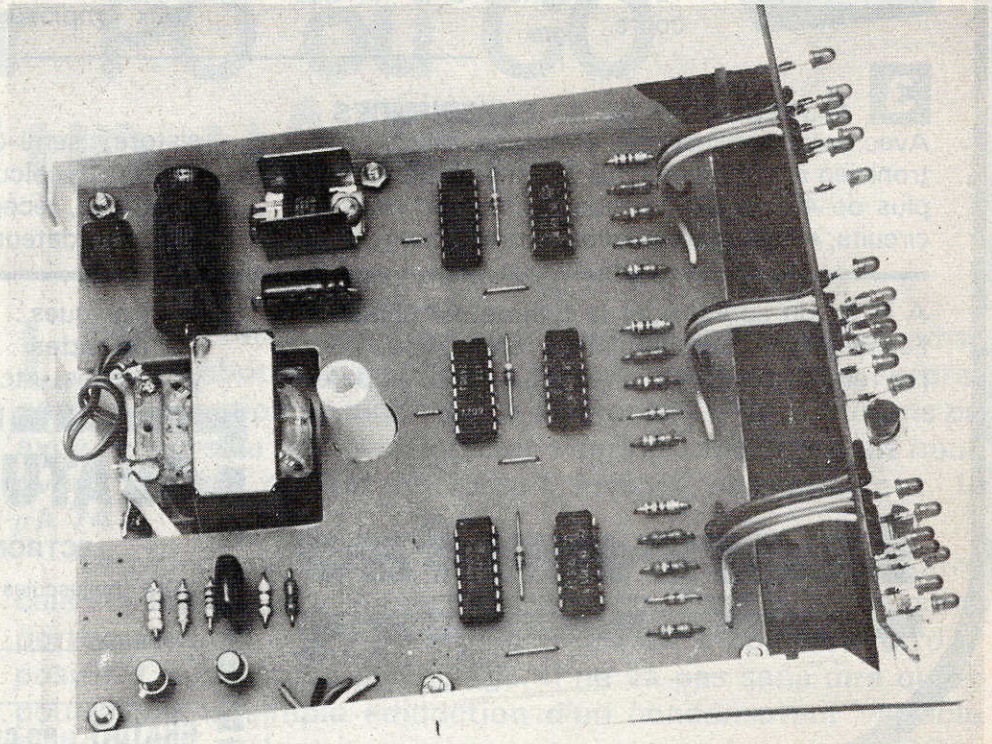
■

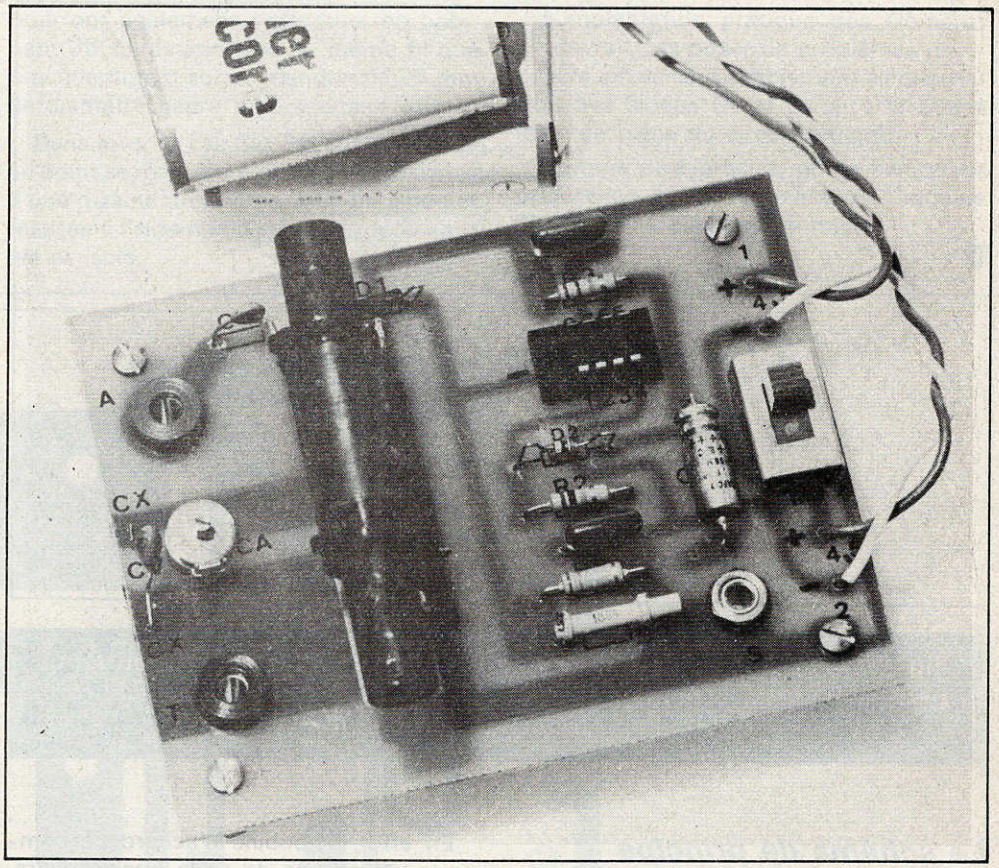
Robert KNOERR

Liste des composants

1 boîtier ELCO-Horloge (ou Teko D13)
1 transformateur 220/ 6 V 300 mA
1 pont redresseur 500 mA
1 régulateur 5 V 500 – 1 000 mA (du type LM 340 ou équivalent)
3 boutons-poussoirs à contact « travail »
1 à 2 mètres de fil 220 V avec fiche mâle
C_1 : condensateur chimique 1000 μF/ 16 V
C_2 : condensateur chimique 100 μF/ 16 V
C_3 : condensateur non polarisé 68 nF
D_1 à D_6 : 6 diodes 1N 914 ou équivalentes
R_1 : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R_2 : 330 Ω (orange, orange, marron)
R_3 : 100 Ω (marron, noir, marron)
R_4 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_5 : 1,8 kΩ (marron, gris, rouge)
R_6, R_7 et R_8 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}, R_{13} et R_{14} : 39 Ω (orange, blanc, noir)
R_{15}, R_{16} et R_{17} : 100 Ω (marron, noir, marron)
21 LED de diamètre 3 mm de préférence rouges
T_1 : transistor unijonction 2N 2646
T_2 : transistor NPN BC 107A ou équivalent
IC_1, IC_2, IC_3 : SN 7490 (diviseur par 10)
IC_4, IC_5, IC_6 : SN 7400 (4 portes NAND).

Photo E. – Les diodes électroluminescentes, judicieusement disposées seront ramenées sur la face avant du coffret.





Récepteur PO ou GO équipé d'un µA741

LES récepteurs simplifiés sont toujours appréciés des amateurs débutants car ils procurent des résultats surprenants en fonction de leur facilité de montage. Nous aurions pu avoir recours au très classique montage à transistor mais nous avons préféré utiliser un circuit intégré passe-partout, le µA 741.

Le récepteur que nous vous proposons est destiné à être calé sur France-Inter ou bien Europe 1, voire R.T.L. Il ne comporte pas de réglage manuel d'accord, mais simplement un dispositif d'ajustage ou préréglage. Il ne va pas sans dire qu'on pourra par la simple adjonction d'un condensateur variable 5/500 pF à diélectrique mica couvrir toute la gamme GO.

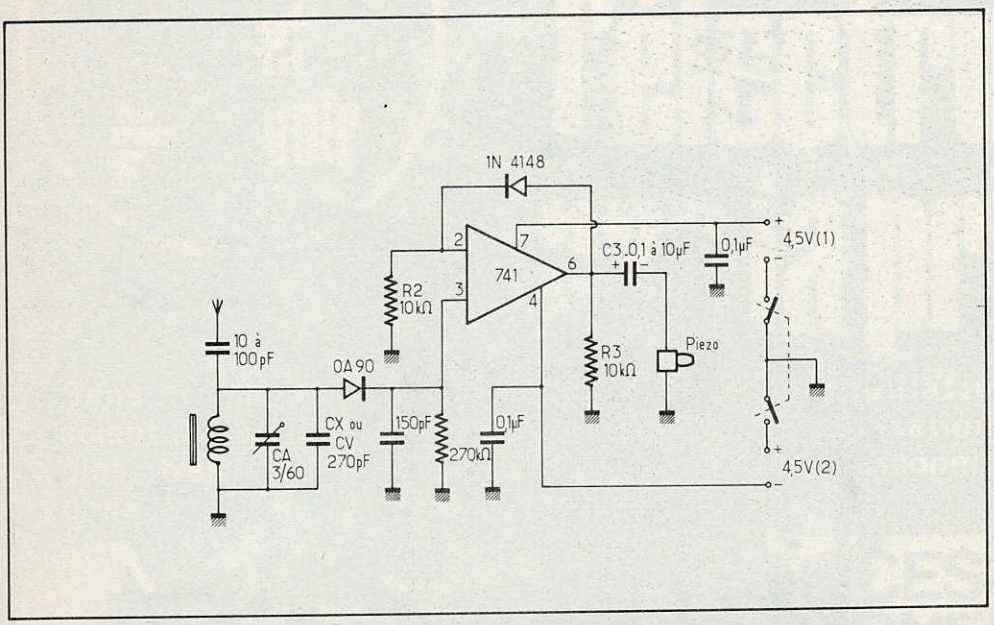


Fig. 1. – Il n'est pas dépourvu d'intérêt de réaliser un récepteur simplifié à bobines interchangeables. Le montage est construit autour d'un circuit intégré connu.

Le schéma de principe

La **figure 1** donne le schéma de principe complet du montage. L'importante puissance des émetteurs de radiodiffusion autorise la réalisation de récepteurs simplement dotés d'un circuit d'accord à montage direct.

En effet, la bobine d'accord ne comporte même pas de prise intermédiaire, afin de simplifier sa réalisation. Le circuit d'accord se compose de la bobine d'un condensateur fixe de 270 pF et d'un condensateur ajustable de 60 pF.

L'opération de détection est confiée à la diode D_1. Les tensions BF sont alors présentes aux bornes de la résistance de 270 kΩ.

Le circuit intégré µA 741 assure simplement la préamplification des signaux BF détectés. La diode 1N 4148 permet de grossièrement fixer le gain général du montage.

L'écoute pourra s'effectuer à l'aide d'un écouteur cristal. L'alimentation se réalise aux niveaux des bornes 4 et 7. Deux piles de 4,5 V sont nécessaires afin de disposer d'une alimentation symétrique.

Réalisation pratique

Pour la réalisation pratique, nous avons eu recours au tracé d'un circuit imprimé qui, par ses dimensions, pourra être reproduit très facilement quelle que soit la méthode employée.

Le µA 741 en boîtier huit broches facilite encore la réalisation. Notre maquette comporte un support circuit intégré 14 broches, et les deux modèles de µA 741 peuvent être utilisés car il existe une correspondance entre les deux boîtiers.

La bobine d'accord a fait l'objet d'un montage particulier sur douilles et fiches banane afin d'explorer le cas échéant plusieurs gammes, en fonction du nombre de spires.

Dans le cas présent, la réception de la gamme GO exige 120 spires de fil de 0,2

Photo A. – La prise d'écouteur pourra directement se monter sur le circuit imprimé doté de quatre entretoises faisant office de support.

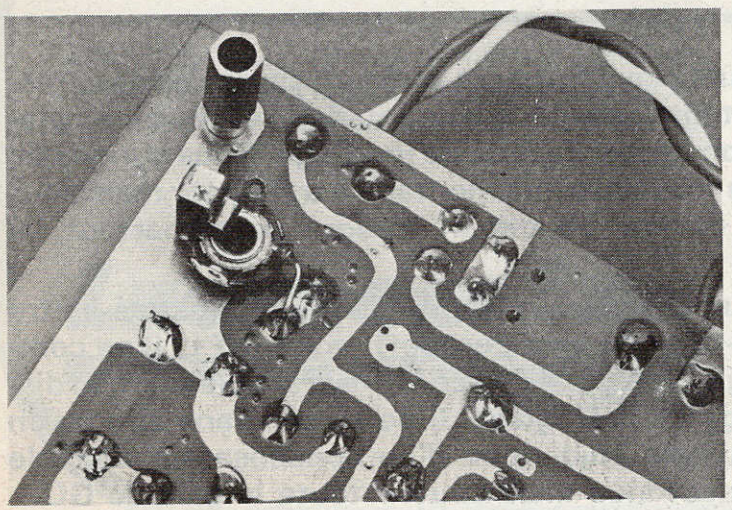
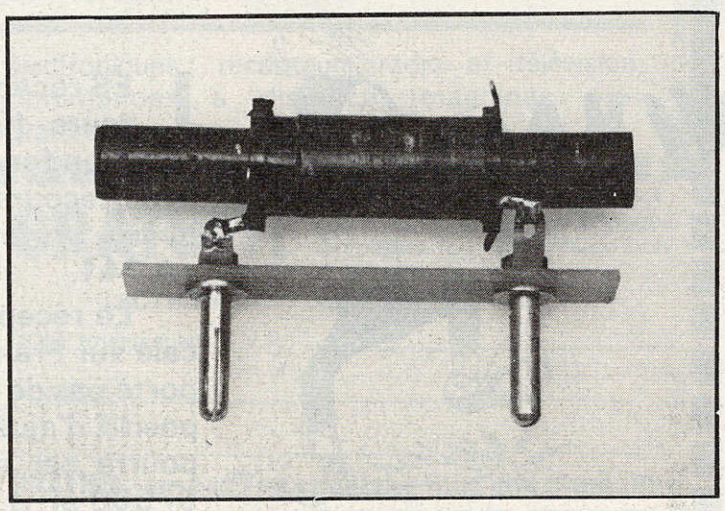


Photo B. – De nombreuses bobines se rendront interchangeables grâce à ce montage à l'aide de fiches bananes.



à 0,3 mm émaillé, et bobinées sur un bâtonnet ferrite de 10 mm de diamètre et 70 mm de longueur.

Pour la réception des petites ondes (PO), on se contentera de 70 spires seulement, spires jointivement bobinées et immobilisées à l'aide d'un simple vernis à ongles.

Des essais en « ondes courtes » OC pourront également s'effectuer en bobinant 35 spires jointives du même fil que précédemment sur un mandrin de 25 mm de diamètre genre tube sanitaire gris.

Dans tous les cas GO, PO et OC, la mise au point se réalisera à l'aide d'une antenne d'une dizaine de mètres, bien dégagée et réalisée à l'aide d'une longueur de fil souple et isolé.

L'implantation pratique des éléments ne devrait pas poser de problèmes particuliers, on veillera simplement à l'orientation des diodes D_1 et D_2 et à la bonne mise en place du circuit intégré.

Comme déjà précisé, on se servira de préférence d'un condensateur variable 5/500 pF à diélectrique mica. ■

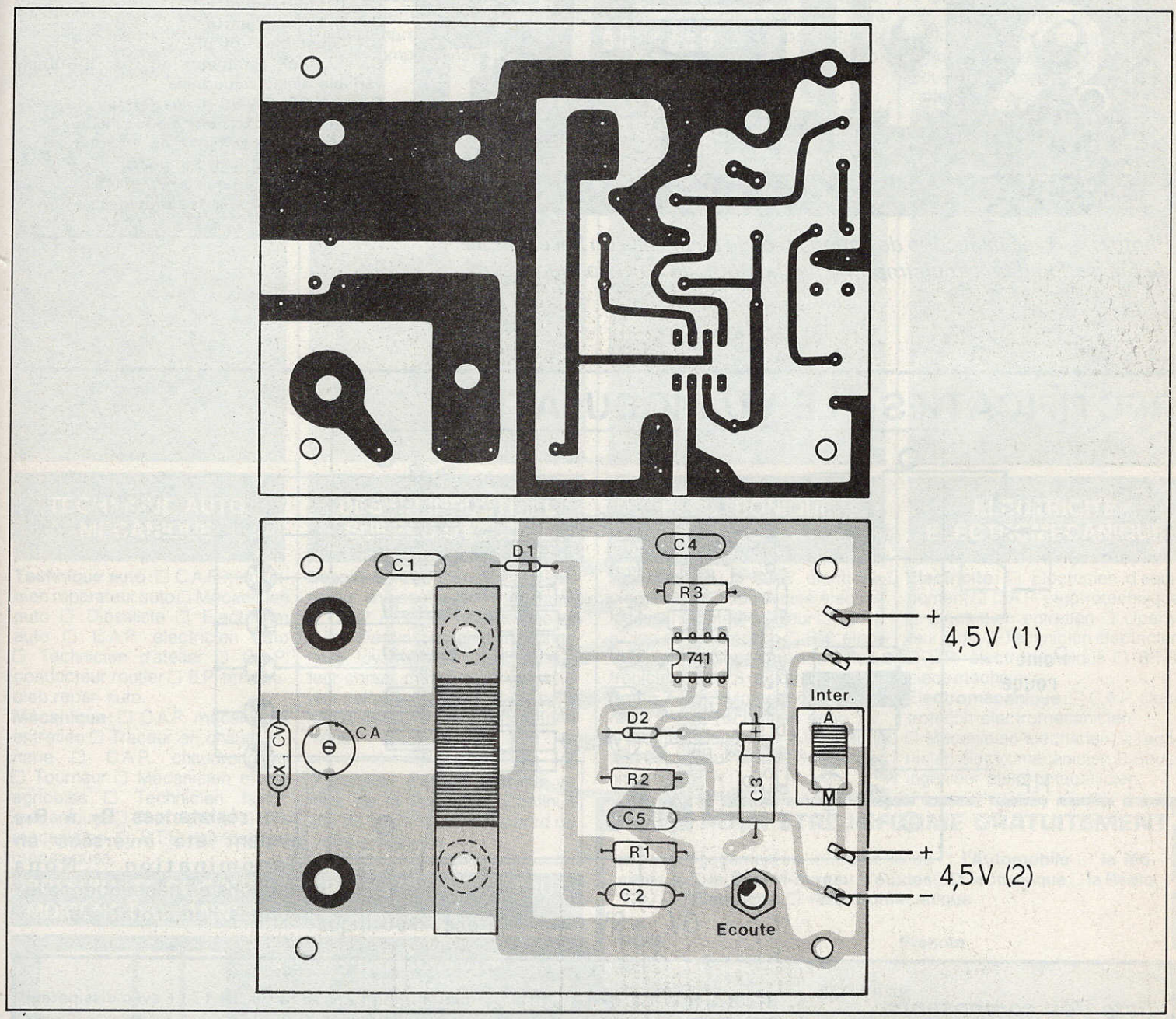


Fig. 2. et 3. – Nous avons volontairement espacé les composants afin de disposer d'un circuit imprimé facile à reproduire même au stylo marqueur, sans éprouver de difficultés. Dans ces conditions l'implantation des éléments ne posera pas de problèmes.

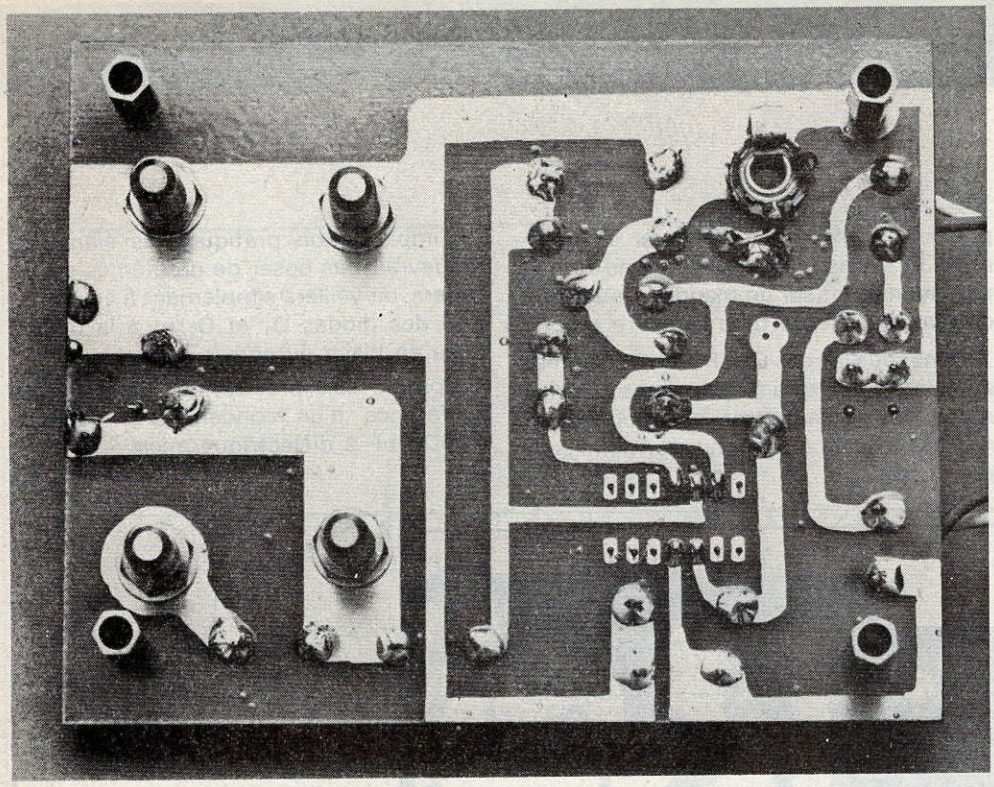
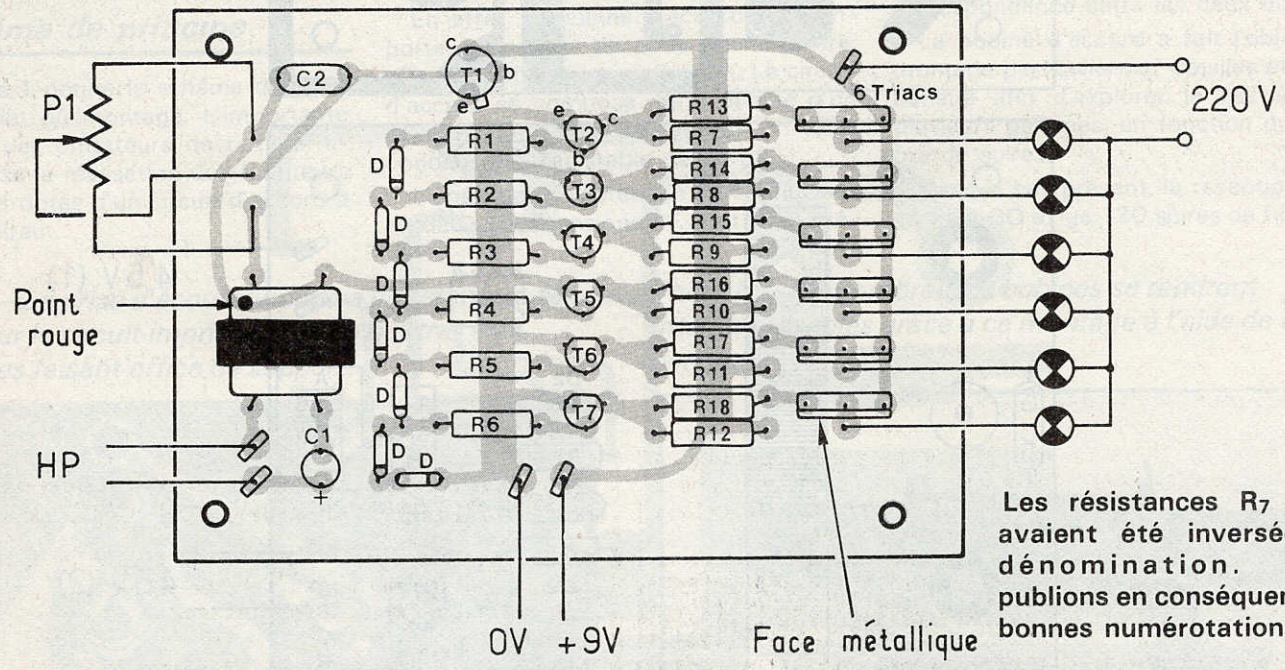


Photo C. – Avec beaucoup de patience, et de soin, voici un bel exemple de réalisation d'un circuit imprimé par la méthode de stylo marqueur.

Liste des composants

R_1 : 270 kΩ (rouge, violet, jaune)
R_2 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_3 : 10 kΩ (marron, noir, orange)
C_1 : 10 à 100 pF céramique
C_2 : 150 pF céramique
C_3 : 0,1 µF plaquette à 10 µF/ 12 V
C_4 : 0,1 µF plaquette
C_5 : 0,1 µF plaquette
CA : ajustable 3-60 pF
CX : 270 pF céramique ou CV : 5-500 pF variable diélectrique mica
D_1 : OA 85, OA 90 diode germanium
D_2 : 1N 4148, 1N 914 diode silicium
IC : µA 741 en boîtier 8 ou 14 broches
écouteur cristal haute impédance
inverseur double pour arrêt/marche
bobine d'accord voir texte.

RECTIFICATIFS : LE VU-MODULATEUR

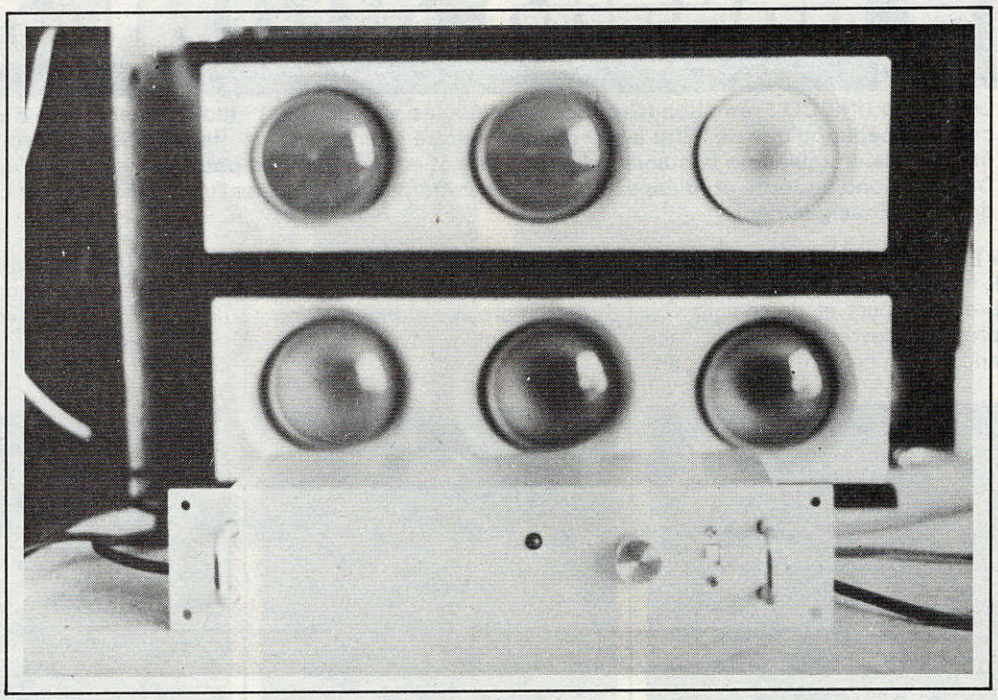


Les résistances R_7 à R_{18} avaient été inversées en dénomination. Nous publions en conséquence les bonnes numérotations.

Liste des composants

R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge).
R_7, R_8, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12} : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge).
R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18} : 150 Ω (marron, vert, marron).
P_1 : potentiomètre variation linéaire 4,7 kΩ à 22 kΩ.
C_1 : 4,7 µF/ 12 V ou plus.
C_2 : 0,1 µF plaquette.
T_1 : 2N 1613 ou 2N 1711 avec dissipateur à ailette.
T_2 à T_7 : BC 237, BC 408, BC 109 etc.
D : 1N 914 ou 1N 4148.

Transfo pour modulateur de lumière.



JEU DE LUMIERE à filtres actifs

LES jeux de lumière sont très appréciés des jeunes car ils permettent de rendre la musique beaucoup plus vivante. Les générateurs de lumière « psychédélique » font le plus souvent appel à des filtres passifs qui présentent l'avantage d'une technologie relativement simple et d'un fonctionnement sûr. Un générateur de lumière psychédélique ne doit toutefois pas posséder une séparation trop importante des canaux graves, médium, aigus, par exemple, afin de ne pas produire un effet trop saccadé. L'amateur averti pourra néanmoins s'amuser à l'aide du montage que nous allons décrire à réaliser un dispositif de filtres très sélectifs.

Etage d'entrée du jeu de lumière : principe

Le schéma de principe général du montage est précisé **figure 1**.

Le signal BF prélevé soit aux bornes d'un des haut-parleurs, soit sur la sortie magnétophone de votre chaîne (si le signal de sortie atteint au moins 400 mV) est appliqué sur le potentiomètre P_1 réglant la sensibilité générale du jeu de lumière.

Le signal BF après passage dans le condensateur C_1 dont le rôle est d'isoler galvaniquement (c'est-à-dire pour le courant continu) la source de musique et l'étage d'entrée du jeu de lumière, est appliqué sur la base du transistor Q_1 monté en collecteur commun. Ce transistor n'amplifie pas le signal BF mais assure l'adaptation d'impédance avec le photo-coupleur.

Pour que la variation de flux lumineux dans la diode électroluminescente du photo-coupleur soit linéaire, il a été nécessaire de polariser cette diode en la

faisant parcourir en permanence par un courant d'environ 1,5 mA que l'on a réglé au moyen de R_3 après que l'on ait déterminé la polarisation du transistor.

Sans cette polarisation, un signal sinusoïdal appliqué au photocoupleur en serait ressorti distordu ; la diode électroluminescente étant comme son nom l'indique une diode, aurait agi comme un redresseur mono-alternance et seules les alternances négatives du signal auraient été conservées.

Cet étage peut indifféremment être alimenté par une pile puisqu'il consomme très peu de puissance ou par un enroulement spécial du transformateur suivi d'un circuit de redressement très simple **(fig. 2)**.

Les tensions données à titre indicatif et suivies par le signe * ne sont pas à mesurer par rapport à la masse ni par rapport au châssis, mais seulement par rapport à la borne moins de l'alimentation spéciale ou de la pile de 9 volts.

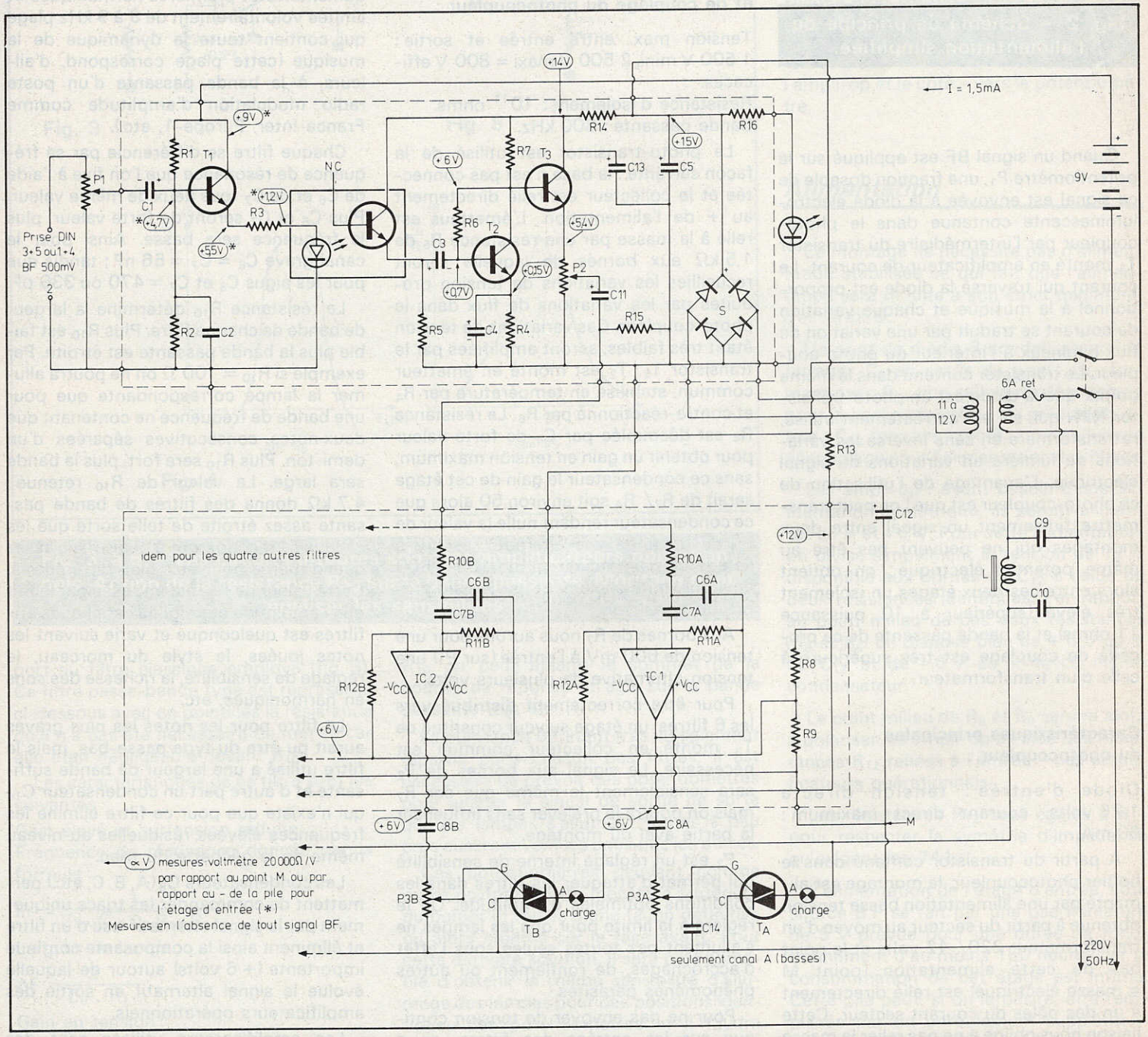


Fig. 1. – Nous vous présentons la description d'un jeu de lumière relativement « sophistiqué », puisqu'il fait appel à un photocoupleur et des filtres actifs équipés de μA 741.

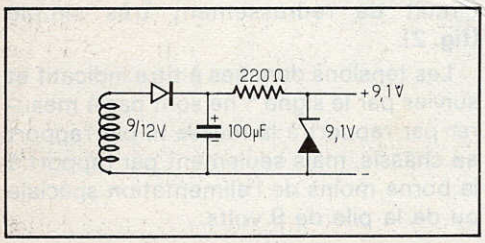


Fig. 2. – Schéma de principe de l'alimentation simplifiée.

Quand un signal BF est appliqué sur le potentiomètre P_1, une fraction dosable de ce signal est envoyée à la diode électroluminescente contenue dans le photo-coupleur par l'intermédiaire du transistor T_1 monté en amplificateur de courant. Le courant qui traverse la diode est proportionnel à la musique et chaque variation de courant se traduit par une variation de flux lumineux à l'intérieur du photo-coupleur. Le transistor contenu dans le même boîtier que la diode est un photo-transistor NPN qui, s'il est correctement utilisé, retransformera en sens inverse les variations de lumière en variations de signal électrique. L'avantage de l'utilisation de ce photo-coupleur est que l'on peut transmettre fidèlement un signal entre deux montages qui ne peuvent pas être au même potentiel électrique ; on obtient alors entre ces deux étages un isolement très élevé (supérieur à 10 puissance 11 ohms) et la bande passante de ce procédé de couplage est très supérieure à celle d'un transformateur.

Caractéristiques principales du photocoupleur :

Diode d'entrée : tension directe 1,25 volts, courant direct maximum : 60 mA.

A partir du transistor contenu dans le boîtier photocoupleur, le montage est alimenté par une alimentation basse tension obtenue à partir du secteur au moyen d'un transformateur 220/ 12 volts et le point bas de cette alimentation (point M = masse électrique) est relié directement à un des pôles du courant secteur. Cette liaison nous oblige à ne pas relier la masse électrique (point M) au boîtier et à isoler la source BF, ce qui est réalisé par le photo-coupleur.

Caractéristiques principales du transistor de sortie du photocoupleur :

Gain en courant direct : 100.
VCE max : 70 V typique ; 30 V minimum.
Puissance dissipée à 25° : 200 mW.

Caractéristiques d'isolement et de couplage du photocoupleur :

Tension max. entre entrée et sortie : 1 500 V mini, 2 500 V maxi = 800 V efficaces.
Résistance d'isolement : 10^{11} ohms.
Bande passante : 300 kHz.

Le photo-transistor est utilisé de la façon suivante : la base n'est pas connectée et le collecteur est relié directement au + de l'alimentation. L'émetteur est relié à la masse par une résistance R_5 de 1,5 kΩ aux bornes de laquelle seront recueillies les variations de tension produites par les variations de flux dans le photo-coupleur. Ces variations de tension étant très faibles, seront amplifiées par le transistor T_2. T_2 est monté en émetteur commun, stabilisé en température par R_4 et contre-réactionné par R_6. La résistance R_4 est découplée par C_4 de forte valeur pour obtenir un gain en tension maximum, sans ce condensateur le gain de cet étage serait de R_7/ R_4 soit environ 50 alors que ce condensateur rendant nulle la valeur de R_4 du point de vue alternatif, assure à l'étage un gain maximum (de 100 à 500 environ) limité seulement par le gain propre du transistor.

Aux bornes de R_7 nous aurons pour une tension de 500 mV à l'entrée (sur P_1) une tension alternative de plusieurs volts.

Pour être correctement distribué vers les 6 filtres, un étage suiveur constitué de T_3 monté en collecteur commun est nécessaire. Le signal aux bornes de P_2 sera sensiblement le même que sur R_7 mais on pourra le prélever sans influencer la partie aval du montage.

P_2 est un réglage interne de sensibilité qui permet d'attaquer les filtres dans les conditions optimales d'amplitude. On le réglera à la limite pour que les lampes ne s'allument pas toutes seules sous l'effet d'accrochages, de ronflement ou autres phénomènes parasites.

Pour ne pas envoyer de tension continue sur les entrées des filtres, on a recours à un condensateur C_{11} de forte valeur pour ne pas défavoriser les basses fréquences.

Filtres actifs

Pour simplifier le montage, tous les filtres utilisés sont du même type soit des filtres passe-bande. Les fréquences de résonance des filtres ont été réparties sur la plage couverte par les signaux BF (fondamentales et premières harmoniques et limitée volontairement de 8 à 9 kHz plage qui contient toute la dynamique de la musique (cette plage correspond, d'ailleurs, à la bande passante d'un poste radio modulation d'amplitude comme France-Inter, Europe-1, etc.).

Chaque filtre se différencie par sa fréquence de résonance que l'on fixe à l'aide de C_6 et de C_7 tous deux de même valeur. Plus C_6 et C_7 seront de forte valeur, plus la fréquence sera basse. Ainsi pour le canal grave $C_6 = C_7 = 56$ nF ; tandis que pour les aigus C_6 et $C_7 = 470$ ou 330 pF.

La résistance R_{10} détermine la largeur de bande de chaque filtre. Plus R_{10} est faible plus la bande passante est étroite. Par exemple si $R_{10} = 100\ \Omega$ on ne pourra allumer la lampe correspondante que pour une bande de fréquence ne contenant que deux notes consécutives séparées d'un demi-ton. Plus R_{10} sera fort, plus la bande sera large. La valeur de R_{10} retenue : 4,7 kΩ donne des filtres de bande passante assez étroite de telle sorte que les canaux se recouperont à peine mais assez quand même pour être bien différenciés. Cette valeur de R_{10} est imposée par le fait que l'amplitude des signaux appliqués aux filtres est quelconque et varie suivant les notes jouées, le style du morceau, le réglage de sensibilité, la richesse des sons en harmoniques, etc.

Le filtre pour les notes les plus graves aurait pu être du type passe-bas, mais le filtre utilisé a une largeur de bande suffisante et d'autre part un condensateur C_{14} qui n'existe que pour ce filtre élimine les fréquences élevées résiduelles au niveau même de la gâchette du triac.

Les condensateurs C_8 (A, B, C, etc.) permettent de commander les triacs uniquement par le signal alternatif issu d'un filtre et éliminent ainsi la composante continue importante (+ 6 volts) autour de laquelle évolue le signal alternatif en sortie des amplificateurs opérationnels.

Les amplificateurs utilisés sont des ampli-op. type 741 et utilisent un réseau à 4 composants passifs au lieu de 5, car un composant a pu être supprimé par rap-

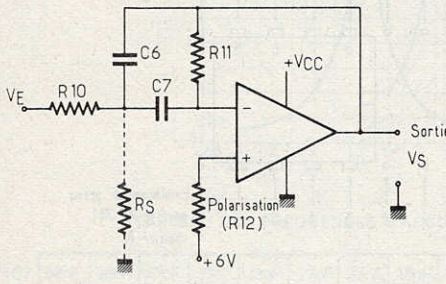


Fig. 3

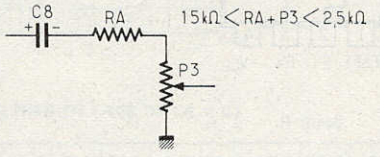


Fig. 5

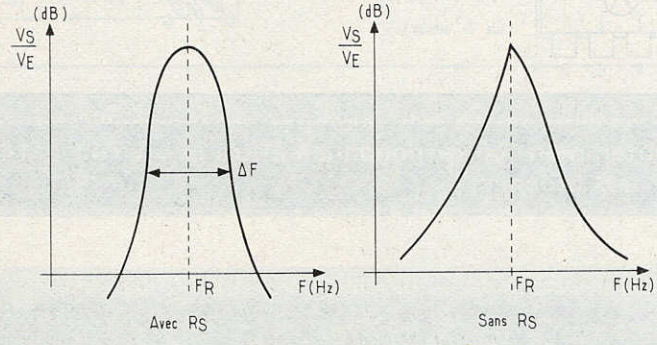


Fig. 4

Fig. 3. à 5. – Les circuits intégrés sont des amplificateurs opérationnels. Action de la résistance R_{10} sur la bande passante. Montage pour égaliser les sensibilités.

port au filtre classique employé **(fig. 3)**. Ce filtre passe-bande type est représenté ci-dessous avec en pointillés la résistance qu'il n'a pas été nécessaire de mettre car elle était négligeable devant R_{10}.

Les caractéristiques de ce filtre sont les suivantes :

Gain élevé et surtension réduite.

Fréquence de résonance donnée par la formule :

$$Fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_6.C_7.R_{10}.R_{11}}}$$

Largeur de bande :

$$\Delta F = \frac{2}{C_6 \cdot R_{11}}$$

Gain en tension :

$$A = -\frac{R_{11}}{2 \cdot R_{10}}$$

Le montage que nous utilisons pouvant fonctionner à saturation en agissant sur R_{10} on peut aplanir le sommet de la courbe de réponse et agir sur la bande passante **(fig. 4)**.

La puissance BF étant très inégalement répartie dans chacun des filtres, il est nécessaire de prévoir des potentiomètres pour ajuster le signal de sortie de sorte que les lampes s'allument toutes à peu près aussi souvent les unes que les autres.

Ces potentiomètres peuvent comme notre prototype être montés à l'intérieur du boîtier et réglés d'une façon définitive ou alors montés sur la face avant. Pour cette dernière solution, il sera plus agréable d'obtenir la même sensibilité d'allumage des lampes pour des positions identiques des potentiomètres et il faudra alors compenser le côté aléatoire de la répartition des signaux BF par des résistances de 0 à 1 500 Ω en série avec les potentiomètres et choisir les potentiomètres pour avoir une résistance totale sensiblement comprise entre 1 500 et 2 500 Ω.

Exemple de montage pour égaliser les sensibilités des potentiomètres si on les met sur la face avant **(fig. 5)**.

Les condensateurs C_8 sont de fortes valeurs pour les fréquences basses et de faibles valeurs pour les fréquences aiguës. Les condensateurs polarisés seront montés le côté + tourné vers la sortie de l'ampli-op et le côté – vers le potentiomètre.

Alimentation

Ce montage ne nécessite pas d'alimentation stabilisée ce qui fait que l'alimentation sera réduite à son strict minimum, c'est-à-dire :

Un pont de diode, 3 condensateurs de filtrage : C_5 en sortie du pont ; C_{13} formant avec R_{14} une cellule de découplage pour la partie non isolée du préamplificateur ; C_{12} formant avec R_{13} une cellule de découplage pour l'alimentation des filtres.

Les ampli-op : ayant besoin d'une alimentation symétrique, ils seront alimentés en + et – 6 V. Pour cette alimentation, on divise simplement la tension de 12 V disponible aux bornes de C_{12} à l'aide de deux résistances identiques. Par rapport au point milieu de ces deux résistances (R_8 et R_9) on dispose bien de + 6 V au + de C_{12} et de – 6 V au – de ce même condensateur.

Le point milieu de R_8 et R_9 servira alors à polariser les ampli-op à l'aide des résistances R_{12} reliées à l'entrée – des amplificateurs opérationnels.

Les résistances R_{12} sont égales à R_{11} pour respecter la symétrie d'impédance qu'exigent les 741.

L'alimentation de l'étage d'entrée, côté source B.F se fait par une pile miniature de 9 V prévue pour une durée de fonctionnement d'au moins 150 heures car la consommation de cet étage est infime. Cette pile peut, si on le désire, être remplacée par un enroulement supplémentaire du transformateur d'alimentation avec un circuit de redressement simple. comme le montre le schéma de la première page.

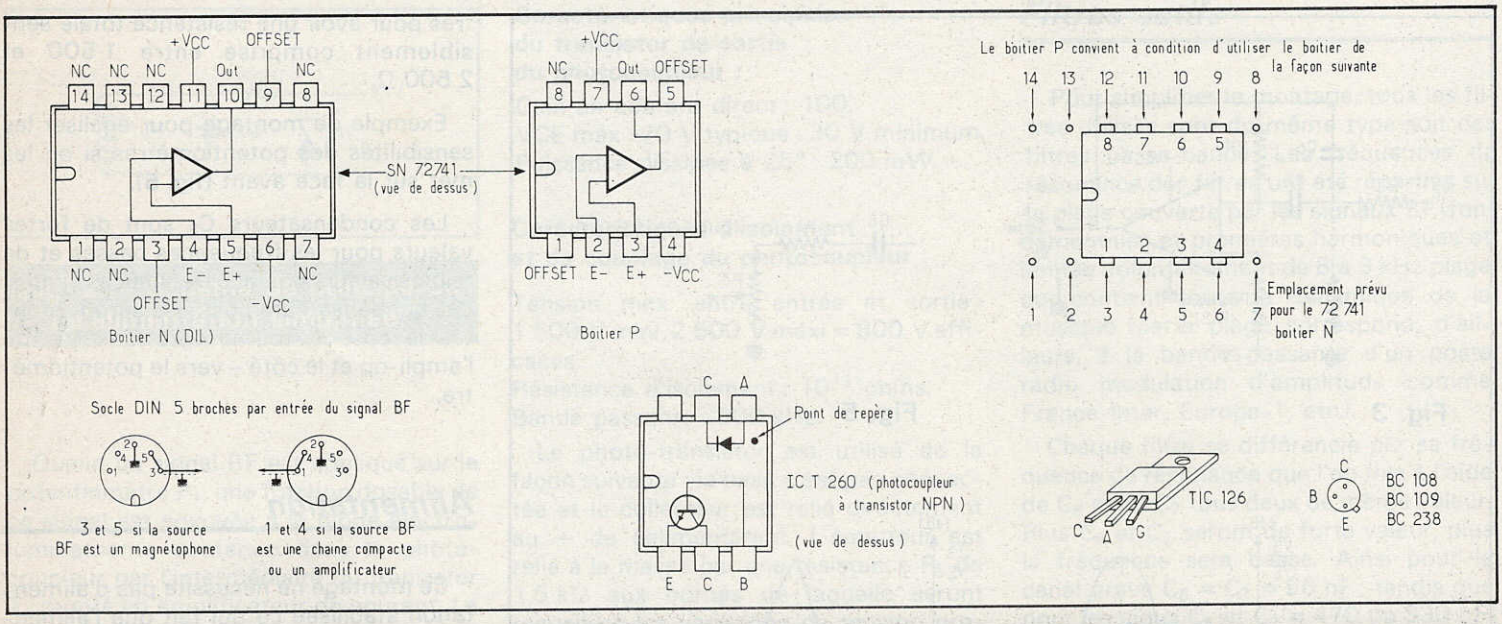
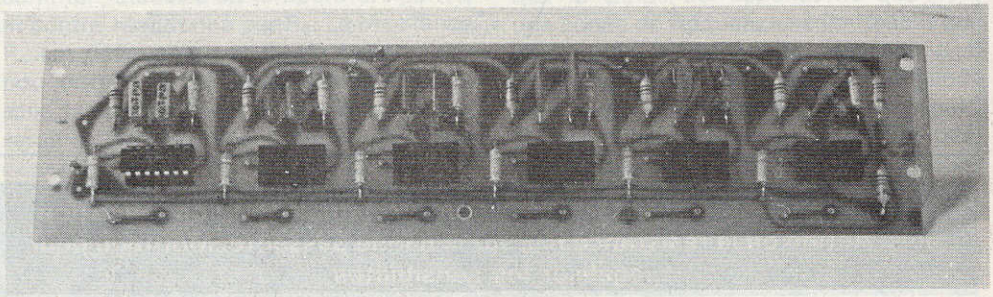


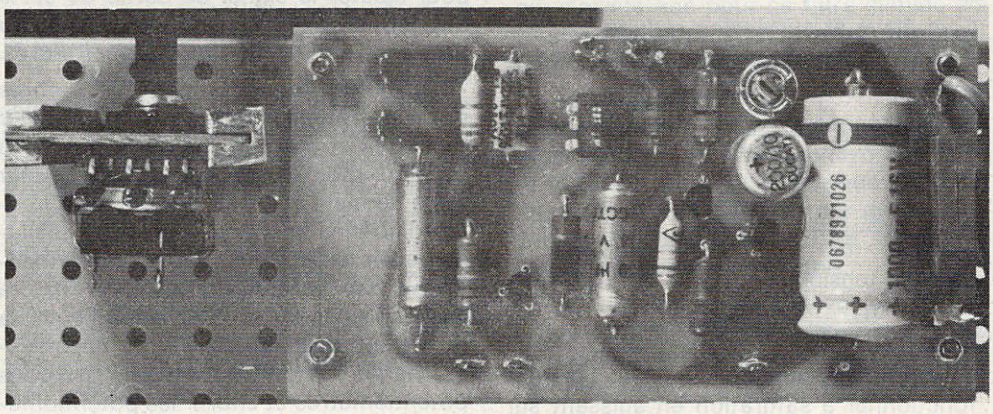
Fig. 6. – Brochages des divers éléments, et notamment correspondance entre le μA 741 à 14 broches et à 8 broches.

Antiparasite



Un antiparasitage correct est obtenu avec seulement C_9 (pas de self ni C_{10}) si C_9 = 0,47 μF/400 V quand le montage est placé dans un boîtier métallique relié à la terre par l'intermédiaire du fil jaune/vert du cordon d'alimentation (3 fils) si votre maison est équipée de prise de courant avec terre. Dans le cas où on ne dispose pas d'installation électrique avec terre, on réalisera le filtre en T avec C_9 ; C_{10} et la self L comme sur le schéma électrique principal.

Réalisation pratique



Le montage proposé a été étudié pour être monté dans un boîtier GI type Mini-Rack N° 15 de dimensions : 90 x 150 x 230 mm.

Ce boîtier a été choisi pour sa présentation pratique et agréable, pour la facilité de montage qu'il offre (le fond est déjà percé et la face avant en aluminium se travaille facilement) et surtout parce qu'il est entièrement métallique.

Le fait d'avoir un boîtier en métal rendra le montage insensible aux parasites exté-

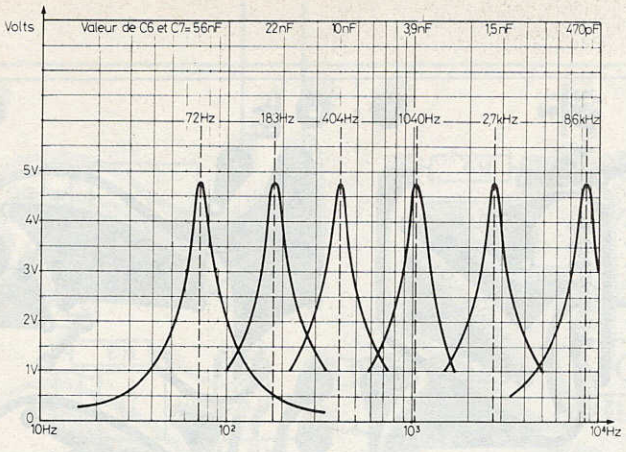


TABLEAU DES FREQUENCES D'ACCORD DES FILTRES EN FACE DE $C_6 = C_7$

C6=C7	68nF	56nF	47nF	39nF	33nF	27nF	22nF	18nF	15nF	12nF	10nF	8,2nF	5,6nF	4,7nF	3,9nF	3,3nF	2,7nF	2,2nF
F (Hz)	59	72	86	104	122	149	183	224	269	336	404	492	594	859	1040	1220	1496	1830

C6=C7	1,8nF	1,5nF	1,2nF	1nF	820pF	680pF	470pF
F (kHz	2,2	2,7	3,3	4	4,9	5,9	8,6

Fig. 7. – Courbes illustrant les réponses des filtres utilisés. Tableau des fréquences d'accord des filtres en fonction des condensateurs C_6 et C_7.

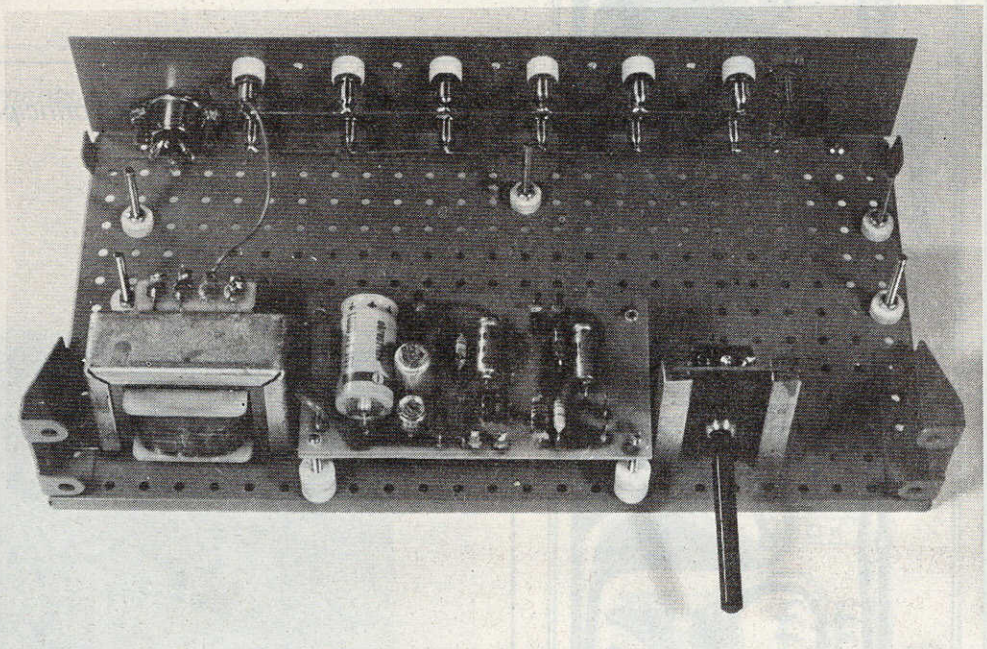


Photo A. – Un aperçu de la plaquette supportant les divers filtres actifs.

Photo B. – Les divers étages d'entrée avec le photocoupleur.

Photo C. – Le montage sera ensuite introduit à l'intérieur d'un coffret rack GI.

rieurs et restreindra les parasites que pourrait engendrer l'appareil.

Pour une bonne sécurité, on reliera la masse du boîtier (attention pas la masse fictive électrique que l'on trouve au point M) à la terre par l'intermédiaire du conducteur jaune/ vert de votre câble d'alimentation à 3 fils.

Aucun point du schéma ne devra être en liaison électrique avec le boîtier ou alors seulement la partie de l'étage d'entrée qui est reliée au moins de la pile. On vérifiera en particulier l'isolement des triacs par rapport au châssis à l'aide d'un ohmmètre sur le calibre le plus élevé. La valeur lue pour chaque électrode par rapport au châssis doit être d'au moins 10 MΩ.

Montage de la prise DIN :

Les chiffres inscrits à l'intérieur d'une prise DIN correspondant toujours entre eux avec ceux de la prise complémentaire mâle ou femelle, on devra câbler notre prise en fonction de la source utilisée pour avoir une liaison électrique certaine ; en effet, les N°s 3 et 5 (sorties d'un magnétophone) correspondent aux N°s 3 et 5 (entrées d'un ampli) ; la sortie d'un ampli ne peut donc pas être 3 et 5 déjà utilisés et par conséquent sera 1 et 4. Pour relier le jeu de lumière à la sortie d'un magnéto le montage sera donc différent que pour le relier à la sortie d'un amplificateur et deux plans de câblage vous seront donc proposés. On remarquera que les canaux droit et gauche sont reliés ensemble dans tous les cas et que le blindage est toujours au milieu. Ce blindage peut être relié au châssis.

Montage des composants :

Presque tous les composants seront montés sur les circuits imprimés mais on notera les exceptions suivantes :

– C_{11} et R_{15} qui seront soudés directement sur les picots du circuit imprimé comportant l'étage d'entrée.

– R_{14} et C_{13} qui ne sont pas indispensables et peuvent être montés facilement sur le circuit imprimé de l'étage d'entrée si on désire éliminer fermement une ondulation résiduelle 50 Hz ou un accrochage éventuel par le circuit d'alimentation.

– C_{14} soudé aux bornes de P_3 A.

– C_{12} qui peut être placé au bout du grand circuit imprimé à côté de R_8 et R_9.

– R_{16} est soudé directement sur la cathode ou l'anode de la LED.

Les ampli-op utilisés (72741) peuvent être choisis en boîtier 14 ou 8 broches ; un schéma illustre le montage correct à réaliser avec les boîtiers 8 broches.

Les potentiomètres P_3 seront soit placés à l'intérieur et réglés une fois pour toutes, pour équilibrer la puissance lumineuse émise par chaque sortie, ou montés sur la face avant pour avoir le réglage accessible et pouvant être réglés de façon optimale en fonction de chaque morceau de musique.

Masse fictive :

Le point M qui représente la masse électrique du montage ne peut pas pour des raisons de sécurité être relié au châssis car ce point est en liaison directe avec une des phases du secteur.

Ce point M est toutefois la masse du montage et on devra relier les autres points du montage (qui sur le dessin aboutissent en M) entre eux et à l'aide de fil de section suffisante.

Du fil de section importante sera également utilisé pour les liaisons parcourues par le 220 volts puisque le courant peut atteindre dans ces fils plus de 10 A avec seulement 6 lampes de 100 W (les lampes froides ayant une résistance beaucoup plus faible que lorsqu'elles sont en fonctionnement continu normal).

■

J.-P. VERPEAUX

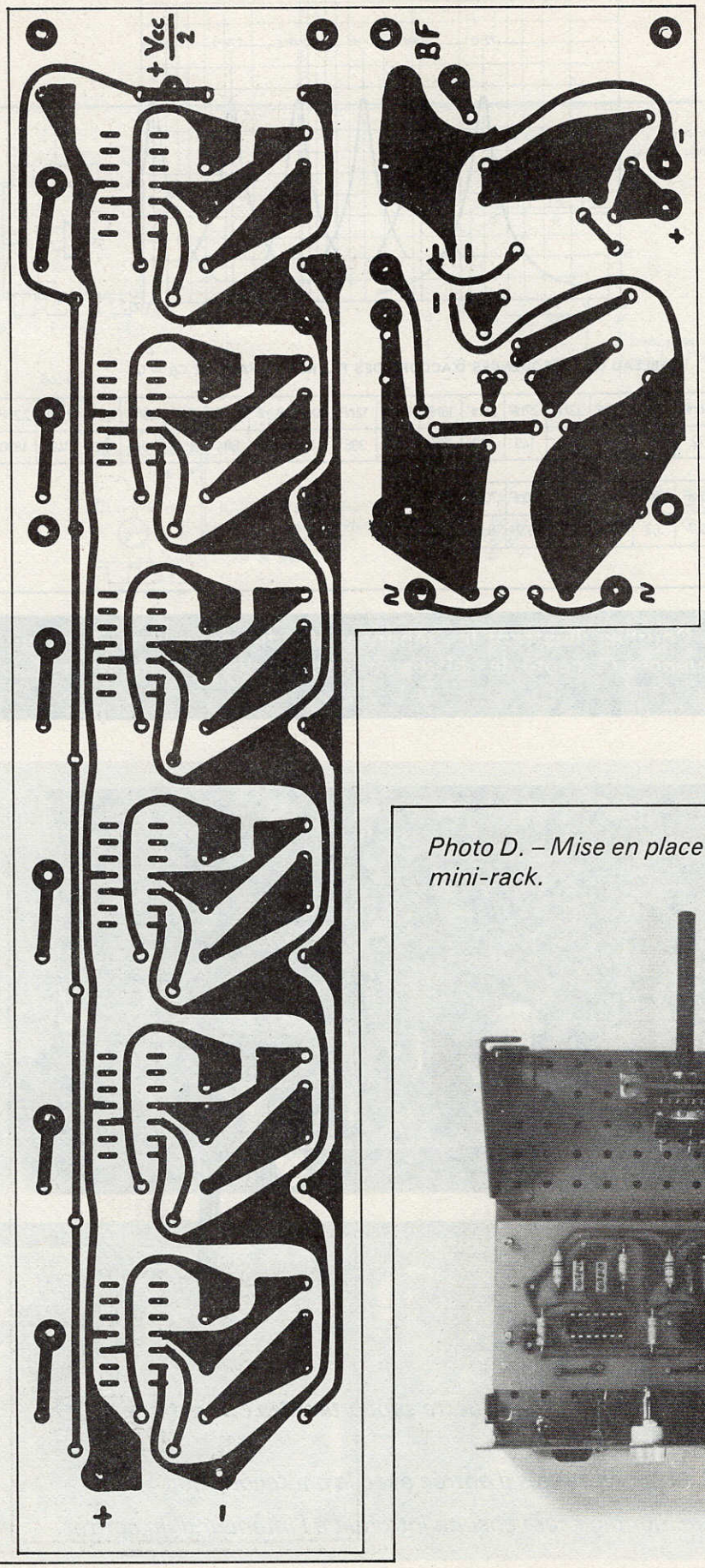
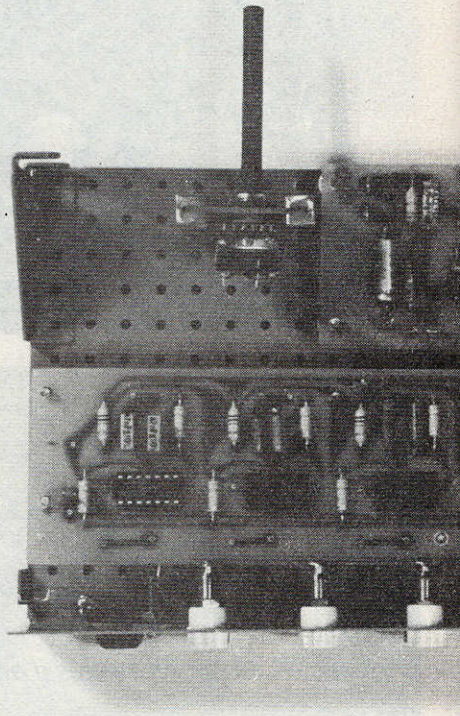
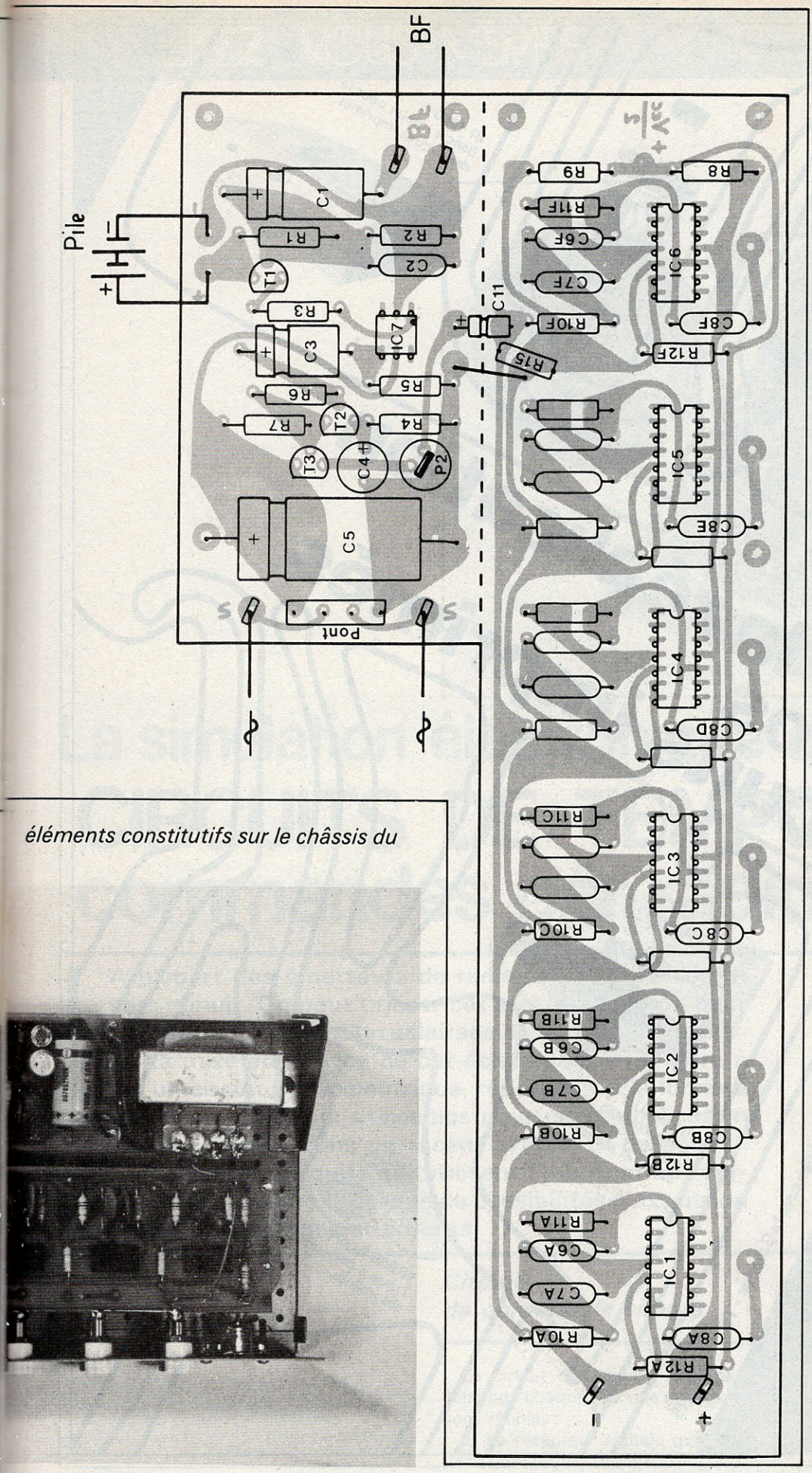


Photo D. – Mise en place des principaux mini-rack.

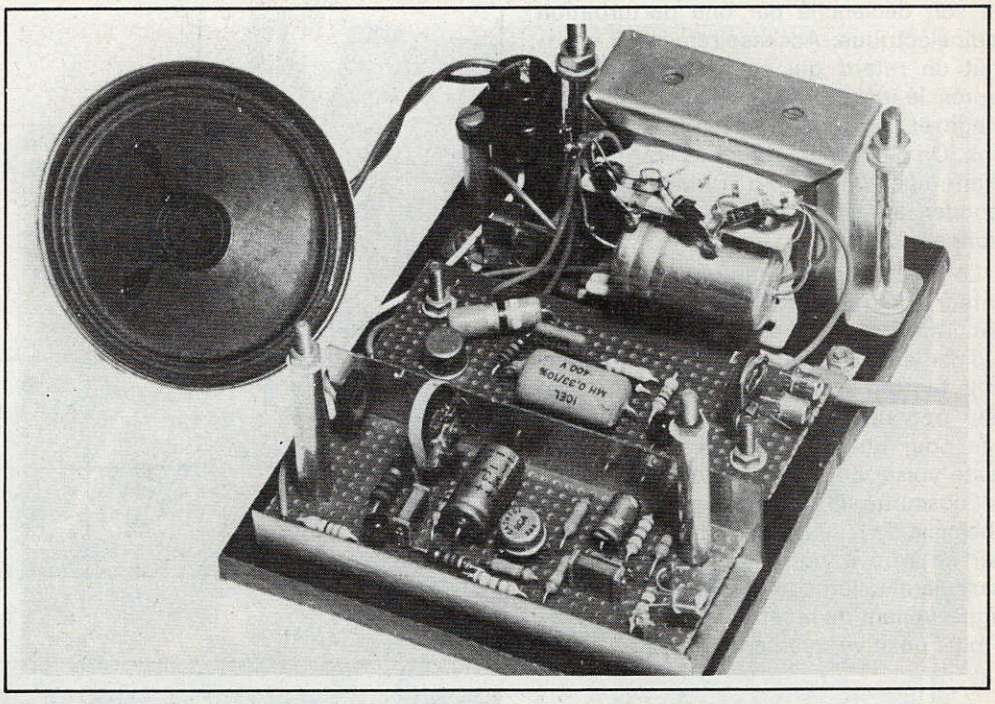




éléments constitutifs sur le châssis du

Liste des composants

R_1 : 110 kΩ (marron, marron, jaune)
R_2 : 330 kΩ (orange, orange, jaune)
R_3 : 1,6 kΩ (marron, bleu, rouge)
R_4 : 33 Ω (orange, orange, noir)
R_5 : 1,6 kΩ (marron, bleu, rouge)
R_6 : 750 kΩ (cette valeur peut être à modifier entre 220 kΩ et 2 MΩ suivant le gain du transistor de façon à avoir + 6 volts sur le collecteur de T_2)
R_7 : 1,6 kΩ (marron, bleu, rouge)
R_8 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_9 : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R_{10} : A, B, C, D, E, F, 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R_{11} : A, B, C, D, E, F, 330 kΩ (orange, orange, jaune)
R_{12} : A, B, C, D, E, F, 330 kΩ (orange, orange, jaune)
R_{13} : 330 Ω (orange, orange, marron)
R_{14} : 100 Ω (marron, noir, marron)
R_{15} : 680 Ω (bleu, gris, marron)
R_{16} : 680 Ω (bleu, gris, marron)
P_1 : potentiomètre axe diamètre 6 mm, 47 KΩ linéaire
P_2 : potentiomètre miniature pour circuit imprimé 470 Ω linéaire (ou 1 KΩ)
P_3 : A, B, C, D, E, F, potentiomètres axe diamètre 6 mm 2,2 KΩ linéaire
C_1 : 50 µF 9 V
C_2 : 22 nF
C_3 : 50 µF 9 V
C_4 : 100 µF à 250 µF/ 6 V
C_5 : 2 200 µF 25 V
$C_6A = C_7A$: 56 nF (à défaut 68 nF)
$C_6B = C_7B$: 33 nF
$C_6C = C_7C$: 10 nF
$C_6D = C_7D$: 3,9 nF (à défaut 3,3 nF)
$C_6E = C_7E$: 1,5 nF
$C_6F = C_7F$: 470 pF
C_8A : 5 µF 9 V
C_8B : 1 µF 9 V
C_8C : 0,1 µF
C_8D : 47 nF
C_8E : 47 nF
C_8F : 10 nF
C_9 : 0,1 µF ou 0,47 µF (voir texte) 400 V
C_{10} : 0,1 µF 400 V
C_{11} : 220 µF 9 V
C_{12} : 1 000 µF 16 V
C_{13} : 220 µF 9 V
C_{14} : 0,22 µF (n'existe que pour le canal le plus grave)
D_1 : LED rouge, diamètre 5 mm
$T_1 = T_2 = T_3$: transistors NPN, si type BC 108, BC 109, BC 238, BC 408B
IC_1 à IC_6 : SN 72741 (ampli-op.) boîtiers DIL ou miniDIL (8 broches)
Pont de Graetz type BY 178 ou autre pont 50 V/ 1 A
Photo-coupleur : ICT 260 boîtier DIP plastique 6 broches
Triacs 6 à 10 A/ 400 V type 216 ou autres
Self antiparasite : 50 tours en 10/10 sur mandrin ferrite de diamètre 10 mm et longueur 80 mm
Un inter secteur 10 A/ 250 V bipolaire si montage avec pile, ou unipolaire si on utilise un transfo à 2 secondaires
Transformateur d'alimentation 220 V une ou deux fois 11 ou 12 volts, puissance 6 à 10 VA.



La simulation électronique de présence :
CIRCUITS DE TEMPORISATION
commandés par radiorécepteur

LA plupart des émetteurs de radiodiffusion s'arrêtent vers minuit. On peut utiliser cet arrêt d'émission pour commander la coupure d'un éclairage de simulation de présence. La mise en service de cet éclairage s'effectuera à l'aide d'un circuit photoélectrique, répondant à la lumière du jour. Les récepteurs utilisables pour cette application avaient été décrits dans un récent article. Ci-dessous, il sera question des circuits qui utilisent l'information fournie par ces récepteurs, ainsi que de possibilités d'extension sur plusieurs éclairages alternants.

Circuit de commande simple

Le circuit de **figure 1** commande un éclairage chaque fois que deux conditions sont réunies :

1) Le récepteur signale que l'émetteur de référence fonctionne.

2) La photorésistance LDR signale qu'il fait nuit. Ainsi, l'éclairage de simulation fonctionne le soir, jusqu'à l'arrêt des émissions, aussi le matin, du début des émissions jusqu'au lever du jour.

Le signal venant du radiorécepteur (**figures 1, 4 ou 6** de l'article précédent) est d'abord filtré par la cellule R_1, C_1. Ce filtrage évite que l'éclairage de simulation

ne soit déclenché par une perturbation radioélectrique. Accessoirement, il introduit un retard qui est de 30 secondes (après le début des émissions) à l'allumage, et de plus de 5 secondes à l'extinction. On peut augmenter ce retard en utilisant une valeur plus grande pour C_1 (condensateur au tantale, type professionnel).

Le triac est commandé par un amplificateur opérationnel qui est utilisé en trigger. Tant que la photorésistance est éclairée par la lumière du jour, T_1 reste bloqué, et la tension sur l'entrée 3 de l'amplificateur opérationnel est suffisamment élevée pour que le potentiel de sortie (7) reste voisin de la tension d'alimentation. A l'obscurité, la conduction de T_1 empêche celle de D_1, l'amplificateur opérationnel se trouve normalement polarisé. Il basculera (allumage de A_1) dès que le signal venant du récepteur rendra l'entrée 4 plus positive que l'entrée 3.

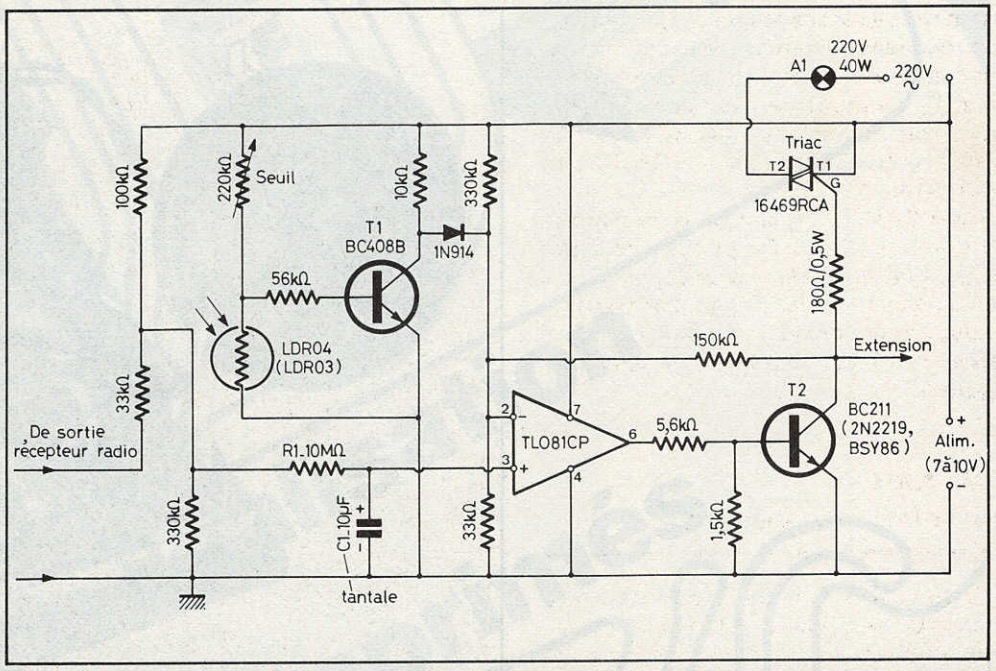


Fig. 2. – Ces montages doivent être précédés des deux versions de récepteurs décrits dans notre précédent numéro.

Circuit à retard prolongé

Il se peut que cette description d'installations de simulation de présence n'intéresse non seulement ceux qui désirent protéger leur habitation, mais aussi les autres. Donc, pour ces derniers, il y a présomption d'habitation inoccupée, quand un éclairage s'éteint 5 à 10 secondes après la fin du programme de l'émetteur local. En fait, le problème ne se pose guère dans une région où on peut capter plusieurs émetteurs utilisables.

Dans le cas contraire, on peut améliorer la crédibilité de la simulation en portant le retard à plus de 5 mn. La **figure 2** montre un schéma correspondant. Dans le circuit d'entrée, il se distingue du précédent par une valeur plus grande (10 MΩ) de R_1. Avec une résistance d'attaque aussi forte, un amplificateur opérationnel ne fonctionnera de façon satisfaisante que s'il comporte un étage d'entrée équipé d'un transistor à effet de champ. D'où le choix du TL 081 CP. Cependant, cet amplifica-

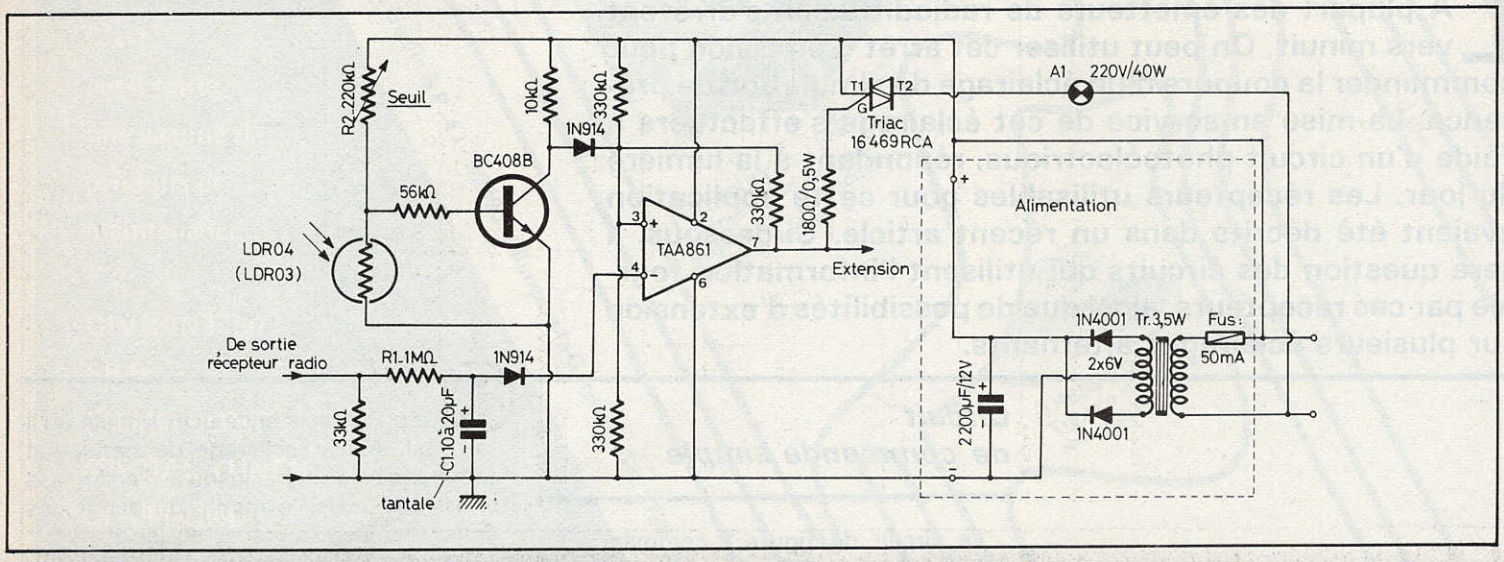


Fig. 1. – Ce circuit commande un éclairage, chaque fois que deux conditions sont réunies : 1) le récepteur signale que l'émetteur de référence fonctionne ; 2) la photorésistance LDR signale qu'il fait nuit.

teur n'est pas assez puissant pour pouvoir commander directement le triac, et il faut donc prévoir un transistor supplémentaire, T_2. Le montage n'est pas plus onéreux pour autant, un TAA 861 coûtant à peu près autant que TL 081 CP et BC 211 réunis.

Avec C_1 = 10 μF, le retard de réponse sera de 5 à 10 mn. On peut l'augmenter en utilisant une valeur plus forte, mais il devra obligatoirement s'agir d'un condensateur professionnel au tantale. L'alimentation pourra être la même que celle de la **figure 1**.

Eclairage en soirée seulement

Si on installe l'un des postes de simulation décrits ci-dessus dans une chambre, on peut placer, dans une salle de séjour un second qui ne fonctionne que le soir.

La **figure 3** montre le schéma d'un tel poste. On y utilise un amplificateur opérationnel double, dont une section (entrées 1, 2, 3) est câblée comme précédemment, alors que l'autre constitue un trigger qui est commandé par la photorésistance. lorsque la valeur ohmique de cette dernière augmente au-delà d'un cer-

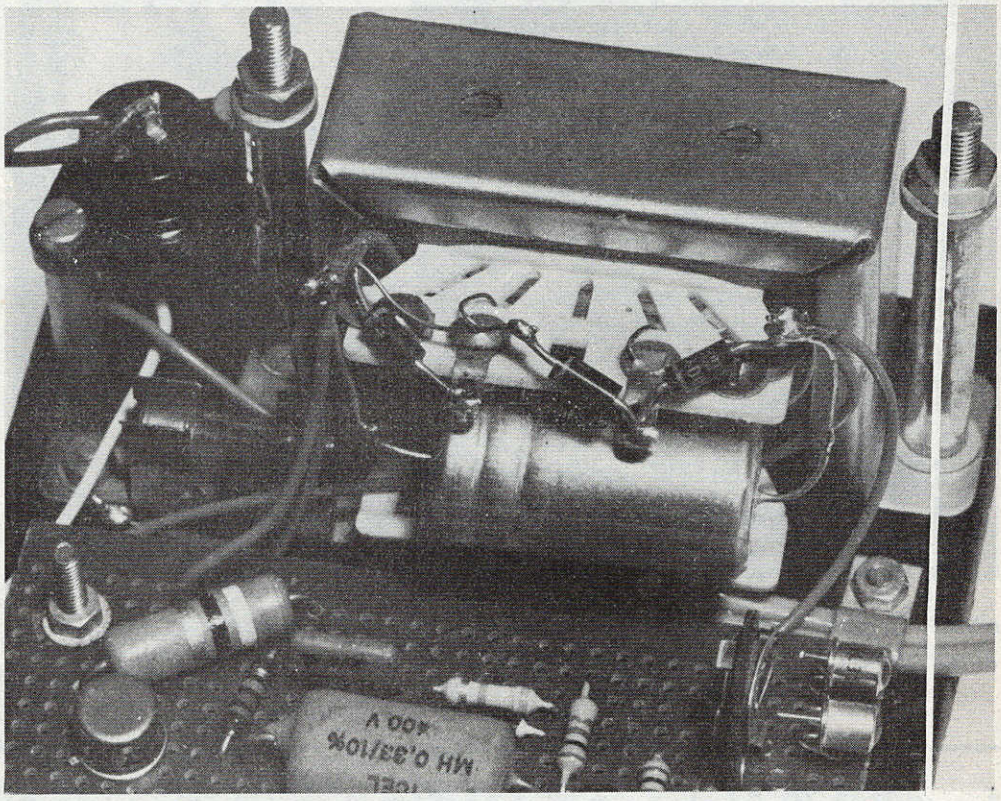


Photo A. – Toutes les prises de vue illustrent une maquette non décrite, réalisée sur un circuit pastillé universel. Détails de montage rapide de l'alimentation secteur.

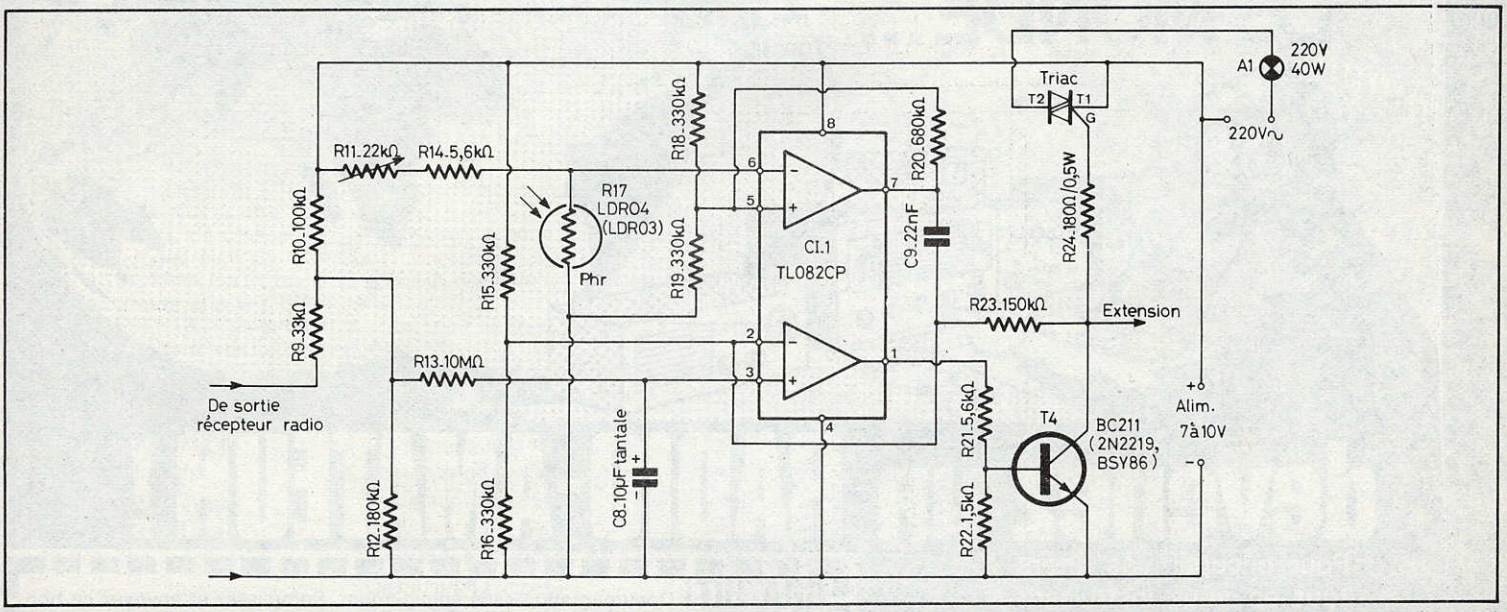


Fig. 3. - Si on installe l'un des postes de simulation dans une chambre, on peut placer dans une salle de séjour un second qui ne fonctionne que le soir. Toutes les valeurs et références des éléments sont mentionnées sur les schémas.

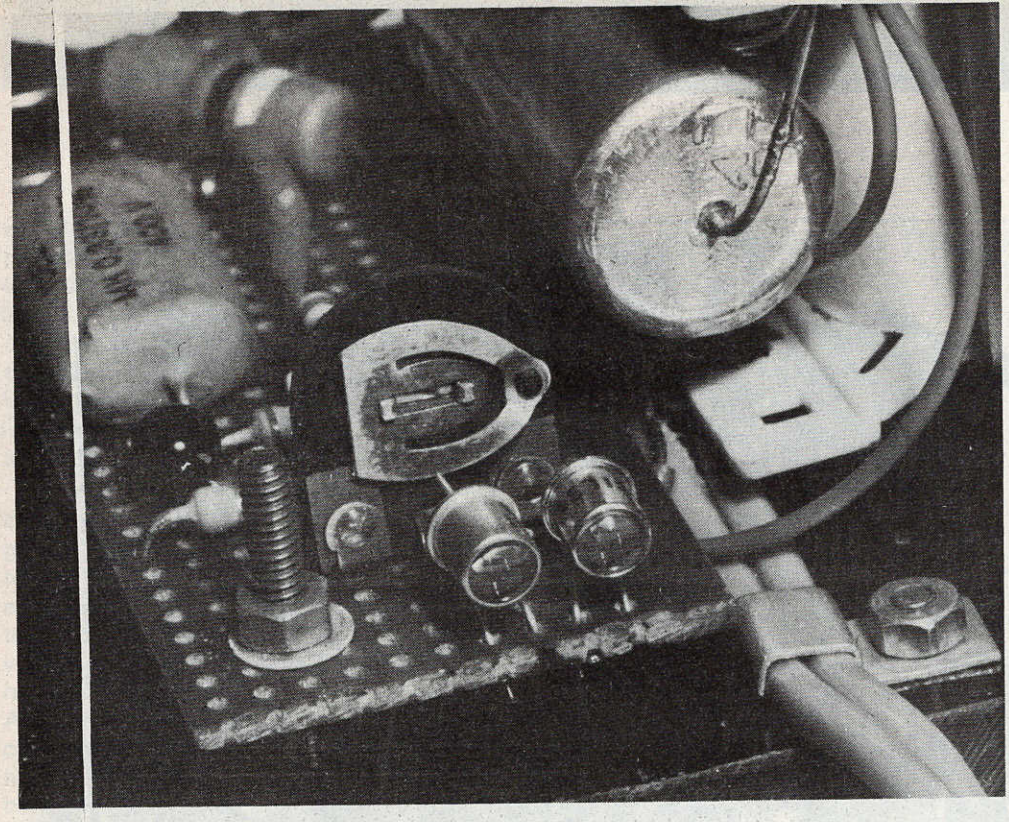


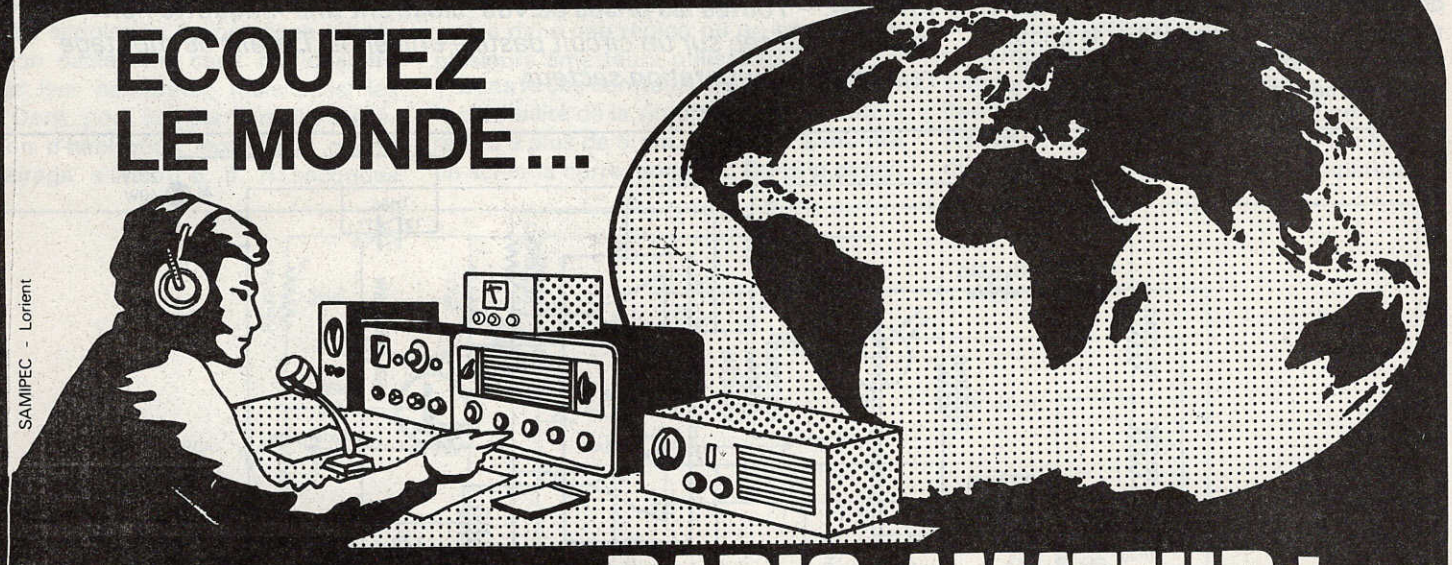
Photo B. – Groupe de photodiodes encapsulé à l'intérieur d'un boîtier analogue à celui d'un BC 108 et muni d'une lentille.

tain seuil (ajustable par R_{11}), le trigger bascule et fait parvenir, via C_9, une impulsion négative à l'entrée 2 du circuit intégré. Cette impulsion provoque l'allumage de l'éclairage. Cet éclairage sera ensuite éteint comme précédemment, quelques minutes après la fin des émissions. Quand, le matin, ces émissions reprennent, il ne se passe rien, car tout allumage est subordonné à une impulsion négative transmise par C_9, et ce n'est qu'en fin de journée qu'une telle impulsion peut avoir lieu.

Dans tous les montages décrits, le seuil de sensibilité (envers la lumière ambiante) est ajustable par un élément « seuil ». Bien entendu, la photorésistance est à installer de façon que l'éclairage de simulation ne puisse la frapper ni directement, ni par réflexion. Si on veut éviter sûrement toute réaction de la lumière de simulation sur la photorésistance, il suffit d'ajuster le seuil de cette dernière à un niveau relativement élevé de la lumière ambiante.

H. SCHREIBER

ECOUTEZ LE MONDE...



SAMIPEC - Lorient

devenez un RADIO-AMATEUR !

Pour occuper vos loisirs tout en vous instruisant
Notre cours fera de vous un émetteur radio passionné et qualifié
Préparation à l'examen des P.T.T.

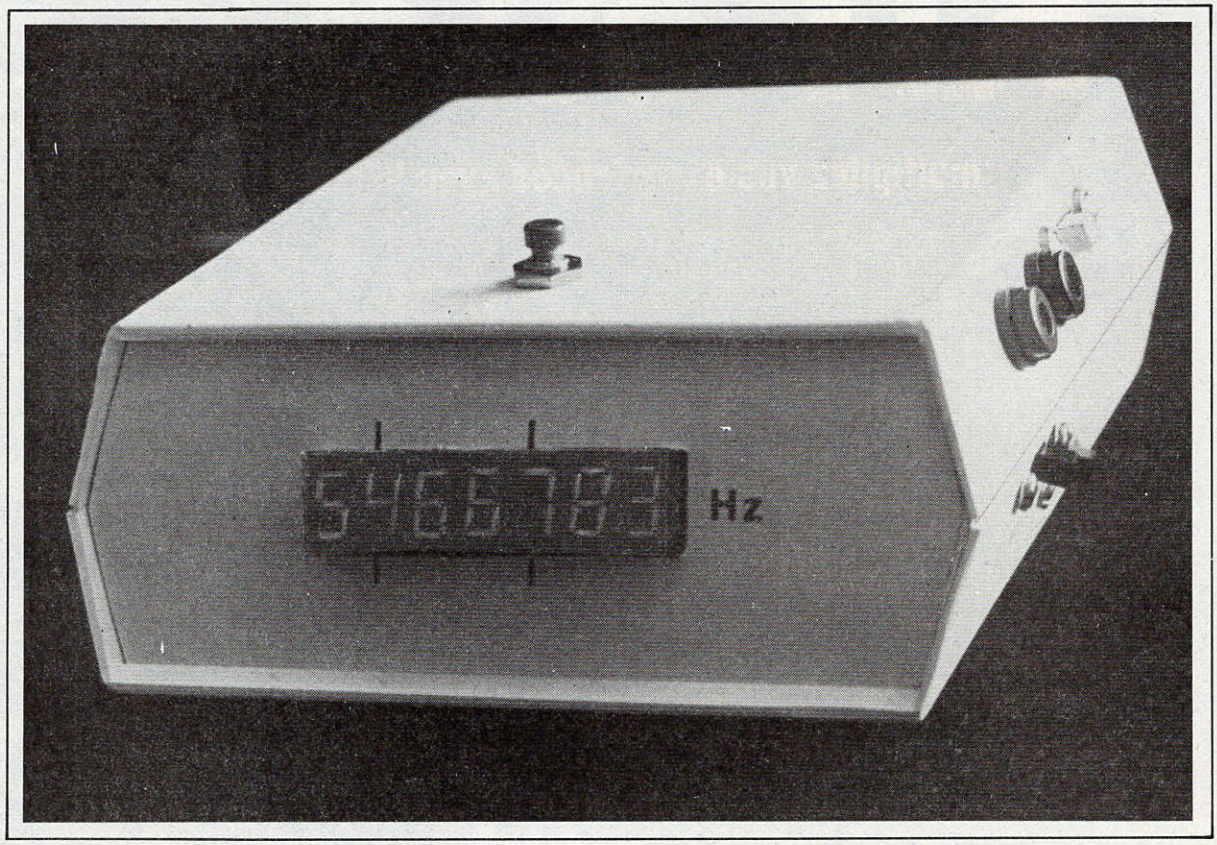
GRATUIT ! Documentation sans engagement. Remplissez et envoyez ce bon à : INSTITUT TECHNIQUE ELECTRONIQUE Enseignement privé par correspondance 35801 DINARD

NOM (majuscules S.V.P.) _____

ADRESSE _____

GRATUIT : un cadeau spécial à tous nos étudiants

EPA 812



COMPTEUR-FREQUENCEMETRE
à 7 digits - 25MHz.

DEUX modules superposés : un compteur d'impulsions à 7 chiffres avec multiplexage et qui ne comporte qu'un seul et unique circuit intégré ! Et un module fréquencemètre très précis qui, lui, comprend sept CI mais parmi les plus courants (7400, etc.). Ces deux ensembles ont été conçus pour être parfaitement dissociables, c'est-à-dire que vous pourrez monter le compteur seul, ou le fréquencemètre que vous pourrez raccorder à n'importe quel autre compteur. L'originalité du module compteur est sa rapidité de câblage et sa très faible consommation : de 0,24 à 90 mA en 4,5 V... Quant au fréquencemètre, il n'est pas piloté par quartz mais par le 50 Hz du secteur, comme les horloges électriques. Aucun appareil de mesure n'est nécessaire à leur réalisation : un seul ajustage mais qui est effectué à l'aide de l'appareil lui-même.

Le principe

Le principe général n'a rien d'original c'est celui de tous les fréquencemètres digitaux, à savoir que le signal à mesurer est d'abord amplifié puis transformé en signaux carrés par un trigger. Ce train d'ondes n'est admis à entrer dans le compteur d'impulsions que pendant un temps bien déterminé, appelé « fenêtre » ou « gate » en anglais. Nous utilisons une fenêtre de 1,0000 seconde d'où une lecture directe de la fréquence sur l'affichage.

Afin de ne pas compliquer le montage nous avons opté pour la commande de mesure manuelle, c'est-à-dire qu'il faut appuyer sur un bouton pour déclencher la fenêtre et la fréquence restera affichée. Une nouvelle pression provoquera la remise à zéro (RAZ) suivie de l'affichage de la nouvelle valeur.

La sensibilité de l'entrée en 100 kΩ est de l'ordre de 60 mV crête à crête pour un signal sinusoïdal. La fréquence maximum est de 25 MHz pour le module fréquencemètre et de 5 MHz pour le compteur, mais nous verrons que l'on peut porter l'ensemble à 25 MHz en ajoutant un CI (CI_{10}).

Le fameux CI du compteur est une nouveauté d'Intersil, l'ICM 7208, qui est une grosse bête à 24 pattes que l'on peut trouver aux alentours de 200 F. Ce prix peut paraître élevé mais si on pense qu'il remplace sept décades et sept décodeurs, et qu'il nous dispense d'un énorme circuit imprimé et d'une alimentation de puissance... L'affichage est multiplexé comme sur les calculatrices, c'est-à-dire que chaque digit est éclairé à tour de rôle avec une fréquence de balayage de l'affichage complet de l'ordre de 120 Hz.

Ce CI est de technologie CMOS et comme il n'y a qu'un digit éclairé à la fois, la consommation électrique est donc ridicule, environ dix fois moindre qu'avec la série classique 7490 + 7447 + digit.

L'envers de la médaille est la bande passante de l'ordre de 4 à 6 MHz, mais il est bien rare que l'on bricole au-delà de 100 kHz.

A noter que cet ICM 7208 est prévu pour être associé à l'ICM 7207 A (DIL 14) pour faire un fréquencemètre à lecture automatique. L'idéal ? non, car il faudrait l'équiper d'un quartz de 5,24 288 MHz pratiquement introuvable (ou à quel prix !) et nous obtiendrions alors un appareil dont la fréquence maxi serait inférieure à... 2 MHz.

Voilà pourquoi nous avons choisi les C.I. TTL à 3 F, quitte à en mettre plus.

Le module compteur (voir figure 1)

Comme le montre la **photo 1**, il n'y a pas grand chose sur le circuit imprimé autour du CI ICM 7208 monté sur support (ou sur cosses au mètre) : dix résistances, deux condensateurs et des cosses.

Les résistances R_1 à R_7 limitent l'intensité dans les segments d'afficheurs, tandis que R_8, R_9 et C_1 fixent la fréquence de multiplexage. La résistance R_{10} est facultative si on relie en permanence la borne n° 9 à V+, mais nous avons voulu conserver cette possibilité de laisser l'affichage éteint pendant que l'appareil compte, par exemple en longue durée avec alimentation par pile (I = 240 microampères en 4,5 V).

Pour la lecture, il suffit d'alimenter la borne 9 qui était maintenue au niveau zéro par R_{10}. Sinon ne pas oublier de mettre un strap entre cette borne et la cosse V+ située près de R_5. La remise à zéro s'effectue en reliant la cosse RAZ à la masse. Le condensateur C_2 est une précaution de filtrage d'alimentation.

Les cosses de sortie correspondent aux segments a, b, c, d, e, f, et g des afficheurs d'une part, et d'autre part à la cathode de

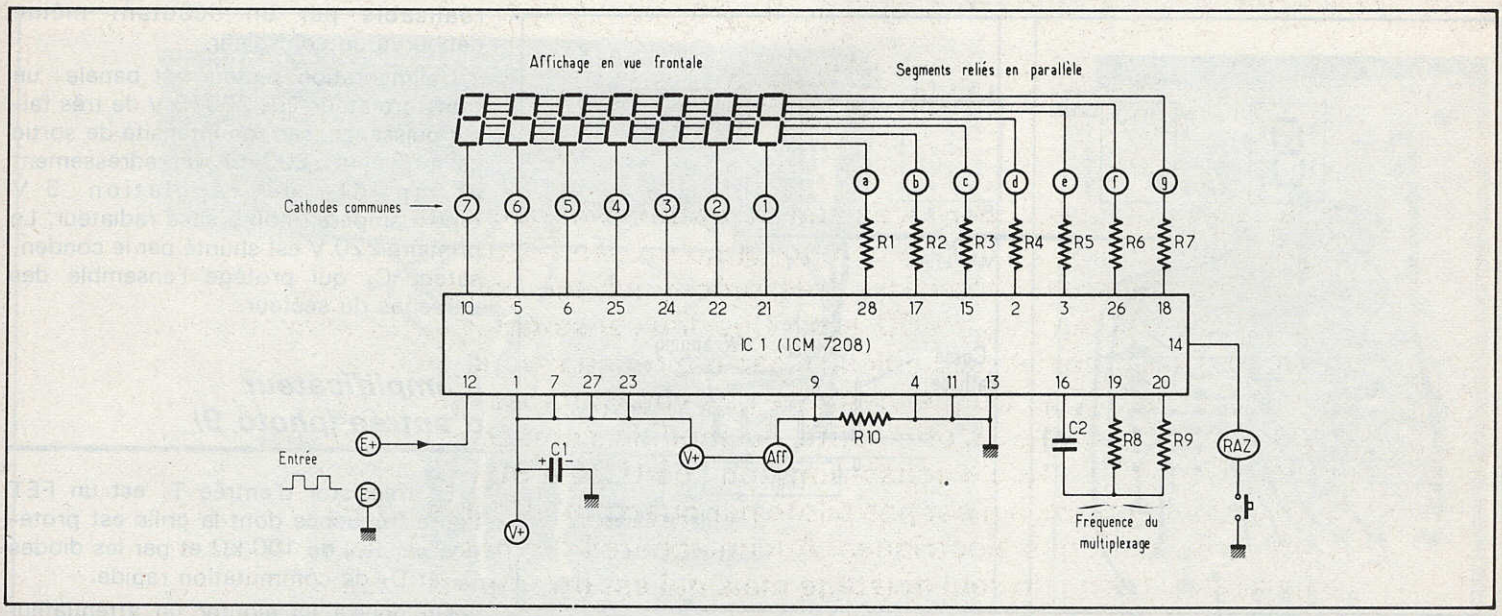


Fig. 1. – Le compteur d'impulsions est très simple à câbler. Un seul C.I. au lieu de 14 et 9 résistances au lieu de 49... Le courant d'alimentation de l'ensemble varie de 0,25 à 91 mA selon l'affichage. Les lettres et chiffres encerclés correspondent aux cosses du circuit imprimé.

chaque afficheur, 1 à 7, car il s'agira de modèles à **cathodes communes**.

Vous avez sans doute déjà deviné que sur le bloc d'affichage tous les segments de même lettre seraient reliés en parallèle.

Un dernier rappel : le CI ICM 7208 est un CMOS alors attention à votre électricité statique en le manipulant. Sa tension d'alimentation peut être comprise en 2 et 6 volts. Une autre particularité : les digits s'éclairent deux par deux à mesure que le comptage avance.

Le bloc d'affichage (voir figure 2 et photo 10)

C'est la pièce qui va présenter le plus de difficultés. En effet, les sept digits devront être accolés et leurs broches homologues reliées en parallèle ; il est donc impossible de concevoir un circuit imprimé sans de très nombreux petits straps. Il y a quatre solutions possibles :

– Trouver un bloc d'affichage tout à fait à 7 ou 8 digits à cathodes communes, cela existe mais c'est difficile à trouver.

– Récupérer cette pièce sur une calculatrice hors d'usage.

– S'armer de patience et de minutie et réaliser un circuit imprimé avec des digits séparés.

– Enfin, relier les digits séparés par wrapping (voir « Electronique Pratique » n° 1 nouvelle série page 119). C'est la méthode que nous avons utilisée.

Le support est une plaque Veroboard perforée au pas de 2,54 mm avec pastilles cuivrées individuelles, découpée aux dimensions 120 x 40 mm. Tous les modèles d'afficheurs peuvent s'y enficher jointivement et avec les petits IND 353 nous obtenons une longueur de 54 mm. Pour les maintenir en place nous faisons un petit point de soudure sur les bornes cathodes.

Côté intérieur, donc côté cuivre, nous enfichons sur la partie droite sept cosses que nous soudons pour les fixer (voir **figure 2B** et **photo 10**). Elles correspondent aux bornes des segments et ont la même disposition que les bornes de chaque afficheur, mais plus « au large » c'est-à-dire un trou sur deux.

De même 7 cosses sont enfichées sous chaque digit juste à côté d'une borne cathode déjà soudée. En soudant la cosse on rejoint les deux gouttes d'étain pour faire contact **(fig. 2c)**. Ces cosses sont numérotées 1 à 7 de **gauche à droite**. Alors commence le wrapping :

Souder le fil émaillé sur la cosse « a » et relier les sept bornes « a » en laissant du « mou » entre chaque afficheur. Terminer par le digit 1 et couper le fil. Vérification des contacts : alimenter la cosse « a » par le + d'une pile de 9 V **en série avec une résistance de 1 000** Ω ; puis relier le « moins » successivement à chacune des cosses cathodes en vérifiant le bon fonctionnement de chaque segment « a ». Si un wrappage est défaillant une petite goutte d'étain assurera le bon contact. Opérez ensuite le wrapping des segments « b », puis « c », « f », « g », « e » et « d ».

Il est essentiel de vérifier les contacts de chaque groupe de segments wrappés avant d'entreprendre le suivant. Il ne reste plus qu'à relier le bloc d'affichage au module compteur par 14 morceaux de fils fins (les 7 cathodes et les 7 segments). Songez que sans le multiplexage, il aurait fallu (7 x 7) + 1 = 50 raccordements plus 49 résistances au lieu de 7 !...

Le compteur est maintenant terminé, voyons donc le module fréquencemètre.

Le fréquencemètre

Ne vous laissez surtout pas impressionner par l'apparente complexité du circuit, car il ne fait appel qu'à des techniques et composants élémentaires, ce qui le rend réalisable par un débutant même dépourvu de contrôleur.

L'alimentation secteur est banale : un transformateur TR_1 220/6 V de très faible puissance, car son intensité de sortie est inférieure à 200 mA, un redressement et un CI_2 de régulation 5 V type 1 ampère, monté sans radiateur. Le primaire 220 V est shunté par le condensateur C_3 qui protège l'ensemble des parasites du secteur.

L'amplificateur d'entrée (photo 9)

Le transistor d'entrée T_2 est un FET haute fréquence dont la grille est protégée par R_{16} de 100 kΩ et par les diodes D_6 et D_7 de commutation rapide.

On pourra lui ajouter un atténuateur d'entrée commutable x 1, x 1/20 que nous verrons plus loin car étant facultatif. L'étage T_2 est surtout un adaptateur d'impédance pour l'étage élévateur de

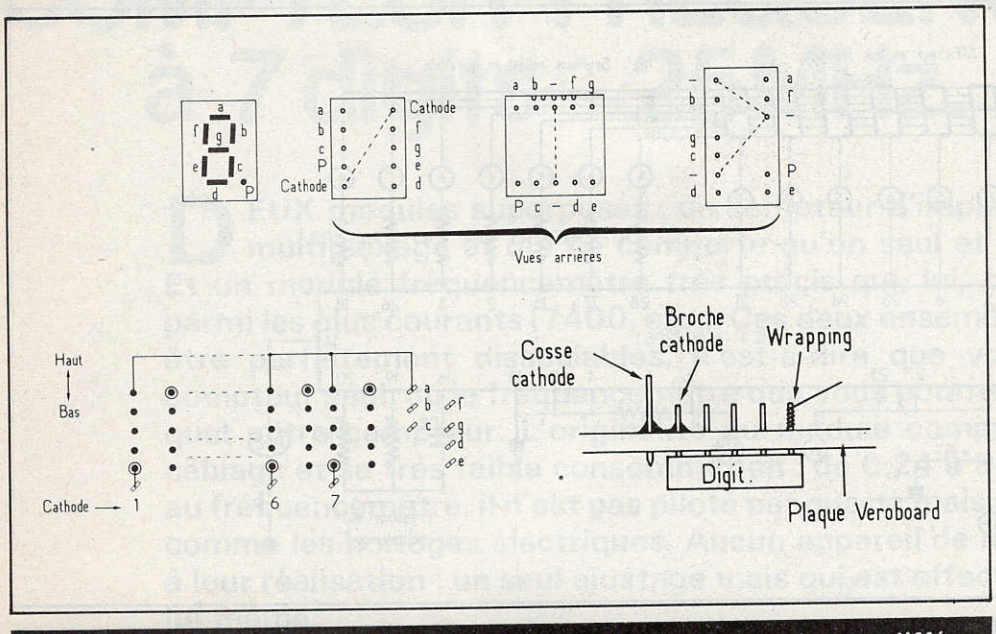


Fig. 2. – Les digits peuvent se présenter avec des brochages différents. Les 7 digits sont maintenus sur la plaque Veroboard par soudures des broches cathodes.

tension T_3 (2N 2222) qui lui attaque l'entrée d'un des deux triggers contenus dans CI_9 (7413 – TTL). Ainsi un signal d'entrée de forme quelconque de 0,03 V à plusieurs dizaines de volts d'amplitude, ressort de CI_9 en signaux carrés de même fréquence et d'amplitude + 4 volts. Ce signal est relié à une entrée de la porte NAND « C » appartenant à CI_5 (un 7400 TTL). L'autre entrée va donc commander le passage du signal d'entrée vers le compteur d'impulsions.

La base de temps

Le potentiel alternatif prélevé sur une borne du secondaire de TR_1 (cosses « G ») est redressé par la diode D_5 qui commande la conduction du transistor T_1 50 fois par seconde **très très exactement.**

La borne 1 de CI_3 (un 7490 TTL) est donc ramenée à zéro à cette fréquence, or ce 7490 étant câblé en diviseur de fréquence, **par cinq,** attaque ensuite un deuxième 7490 (CI_4) monté lui en diviseur **par dix** qui fournit donc un signal carré de 1 Hz exactement.

Celui-ci attaque un monostable réalisé avec les trois autres portes de ce 7400 : chaque front descendant du signal d'entrée provoque une impulsion de 0 à 4 V pendant 0,5 μs environ, donc toutes les secondes (voir **fig. 6**). C'est le « circuit d'horloge ».

Le monostable de commande

Pour effectuer une mesure on appuie une fois sur l'inter poussoir P qui commande un autre monostable confectionné avec les portes NAND de CI_6 (4011), dont le rôle est de matérialiser cet appel par un passage au niveau zéro pendant un temps légèrement inférieur à 1 seconde, disons $\simeq$ 0,9 s.

Ce temps est irréalisable avec un TTL. aussi nous avons utilisé un CMOS ; il sera ajusté sommairement par P_1 en fin de câblage, ce sera le seul et unique réglage à effectuer sur l'ensemble du montage.

La bascule D (CI_7)

Nous n'utiliserons qu'une des deux bascules D contenues dans le CI TTL 7474 (CI_7). Une telle bascule comporte deux entrées : l'entrée D et l'entrée horloge H (ou « clock » en anglais), ainsi que deux sorties complémentaires Q et $\overline{Q}$. Mieux qu'un long exposé la **figure 6** explique son fonctionnement :

– au départ $\overline{Q}$ est à zéro, l'entrée D à 1 et H reçoit les impulsions positives toutes les secondes ;

– le monostable de commande va maintenir l'entrée D au niveau zéro pendant 0,9 s = rien ne se passe côté sortie $\overline{Q}$;

– l'entrée D revient au niveau 1 : pas d'effet sur $\overline{Q}$ qui reste à 1 ;

– l'entrée H reçoit un top d'horloge : aussitôt $\overline{Q}$ passe au niveau 1 et **s'y maintient ;**

– nouveau top sur l'entrée H : l'entrée D étant à 1 la sortie $\overline{Q}$ passe alors à zéro : elle est donc restée à 1 pendant 1 seconde (deux tops H) ;

– nouveaux tops sur H : plus d'effets sur $\overline{Q}$.

Photo 1. – Le module compteur est relié au bloc d'affichage où les sept digits ont été wrappés sur une plaque perforée Veroboard.

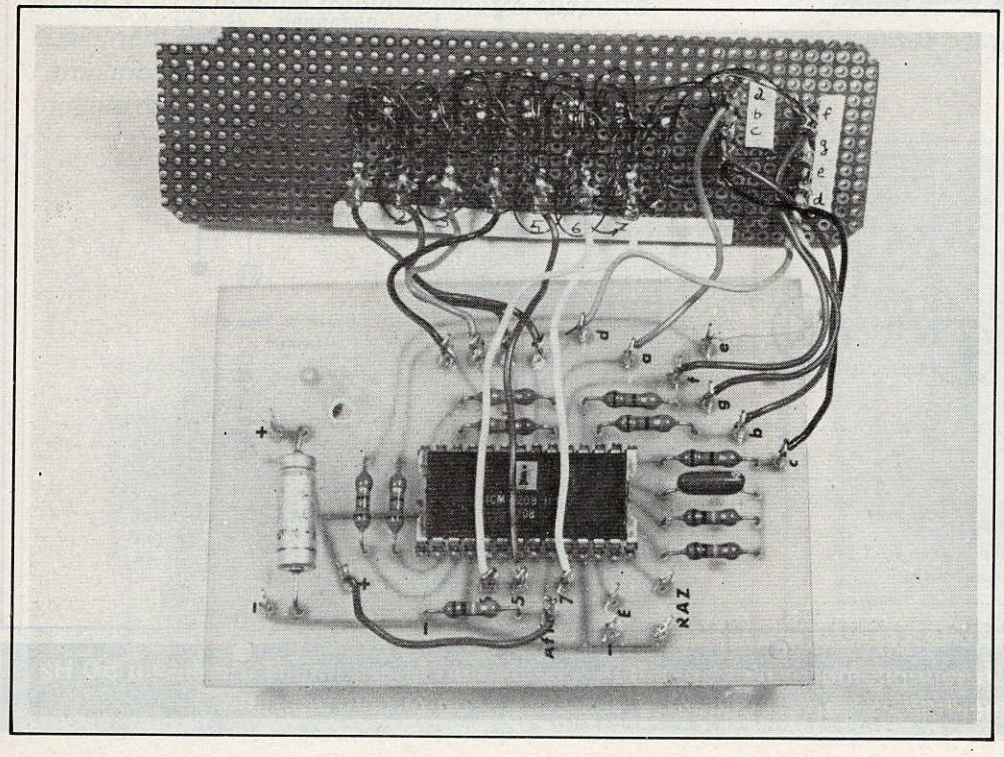
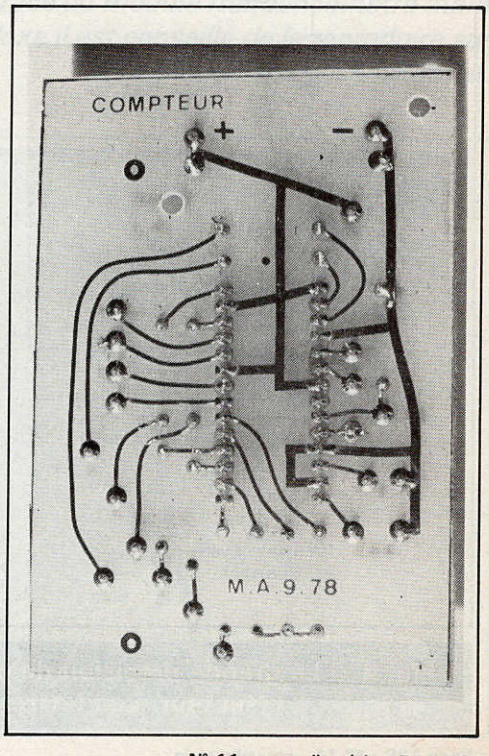


Photo 2. – Le module compteur d'impulsions vu côté cuivre : une grande simplicité de tracé due à l'emploi d'un C.I. spécial ICM 7208.



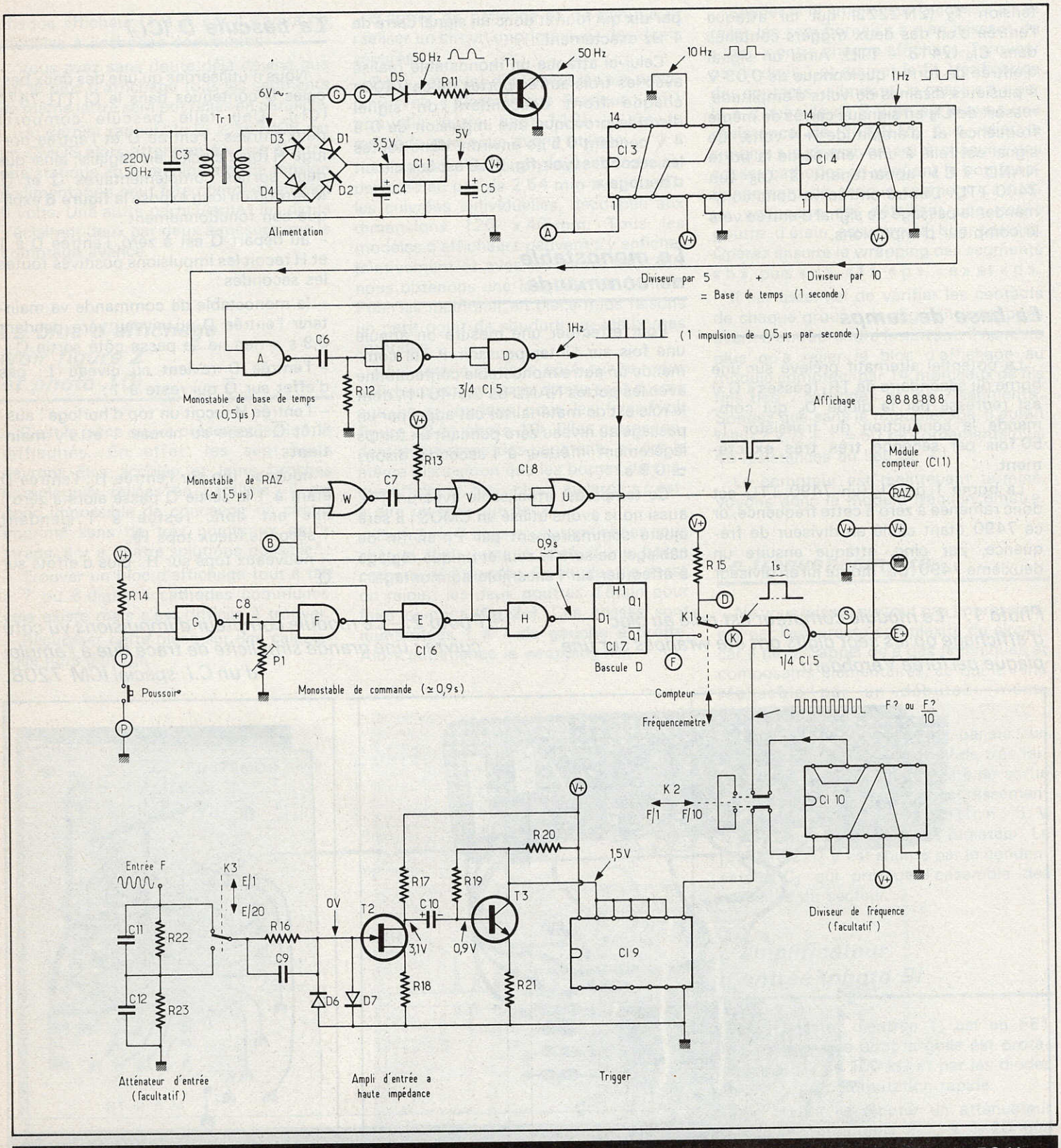


Fig. 4. – La grande précision de ce fréquencemètre n'est pas due à celle d'un quartz, mais à celle du 50 Hz secteur. Les lettres encerclées correspondent à des cosses du circuit imprimé.

En reliant, par le commutateur K_1, Q à l'entrée libre de la porte NAND « C » de CI_5, celle-ci va laisser passer le train d'ondes issues de CI_9 pendant 1 seconde en direction du compteur d'impulsions, qui affiche donc la fréquence du signal d'entrée.

Le monostable de remise à zéro

Un autre monostable, mais avec des portes NOR (CI_8), est commandé par la sortie du monostable de commande (CI_6). Ainsi dès que l'on agit sur le poussoir P on produit une impulsion à zéro pendant 1,5 μs environ sur la borne 14 de CI_1 qui est celle de la remise à zéro. A noter que seuls les digits n° 1 et n° 2 sont éclairés (00) alors que les cinq autres sont éteints.

Les constantes de temps des trois monostables

Lorsqu'on commande une mesure par le poussoir P on ignore ce que fait le circuit d'horloge à cet instant ; aussi afin de se protéger des risques de chevauchements les tops d'horloge sont très courts, ainsi que ceux de la R.A.Z. Pour les mêmes raisons, et afin que ce temps de commande sur l'entrée D de la bascule ne puisse inclure qu'un seul top d'horloge, la durée du monostable de commande doit être **inférieure** à 1 seconde. Ce réglage s'effectue sans autre appareil de mesure que le fréquencemètre lui-même :

– positionner K_1 en position « compteur » qui maintient l'entrée libre de la porte NAND « C » de CI_5 au niveau 1 ;

– relier la cosse « A » située entre T_1 et CI_3 à l'entrée de l'amplificateur haute impédance ;

– relier la cosse « B » (entre les portes E et H de CI_6) à la cosse « D » (ou « K ») afin de commander la porte C de CI_5 sans passer par la bascule ;

– agir sur le poussoir P : le compteur d'impulsion va donc recevoir du 50 Hz pendant que le monostable de commande (CI_6) est à l'état travail. En conséquence agir sur l'ajustable P_1 jusqu'à obtenir par des essais successifs un nombre légèrement inférieur à 50 sur l'affichage, 45 par exemple.

Ce réglage étant fait, n'oubliez pas de démonter vos deux fils de liaisons : cosse « A »/ entrée et cosse « B »/ cosse « D ».

Nota

Comme nous l'avions annnoncé, l'impressionnant schéma de la **figure 4** n'est en fait qu'une mosaïque de montages logiques élémentaires, qui figurent tous dans l'article « ABC des circuits logiques » « Electronique Pratique » n° 1624 (décembre 77) page 112 et n° 7 nouvelle série page 125.

La réalisation des circuits imprimés (figures 3 et 5)

Rien de particulier pour le module compteur si ce n'est qu'il est prudent d'utiliser un support 28 broches pour CI_1 ou des « cossès au mètre ». Si vous avez l'intention d'utiliser ce module avec le fréquencemètre, donc avec alimentation secteur, supprimez la résistance R_{10} et reliez directement la borne 9 de CI_1 à V+.

Le module fréquencemètre est d'un tracé assez complexe et nous vous conseillons vivement de le reproduire photographiquement sur époxy sensibilisé. Voir « Electronique Pratique » nou-

Photo 3. – Le module fréquencemètre supporte également l'alimentation stabilisée 5 V, et l'amplificateur d'entrée. Il sera fixé au-dessus du module compIteur.

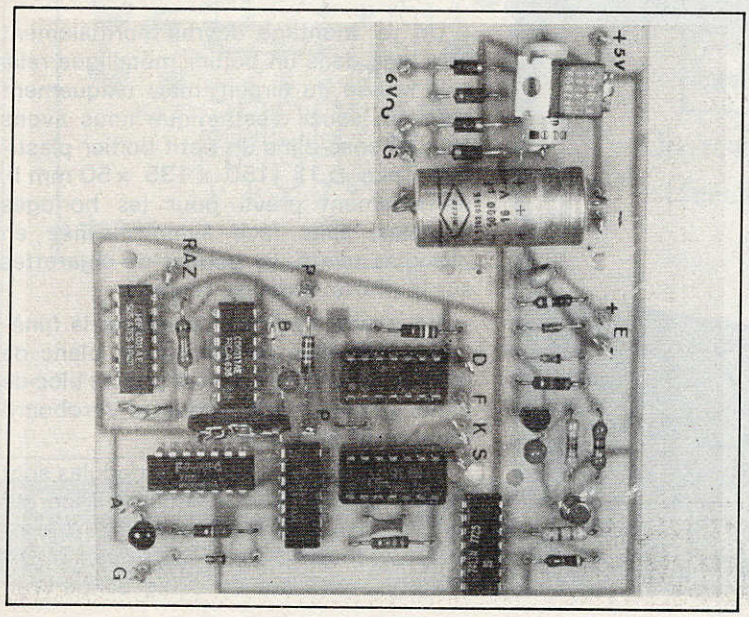
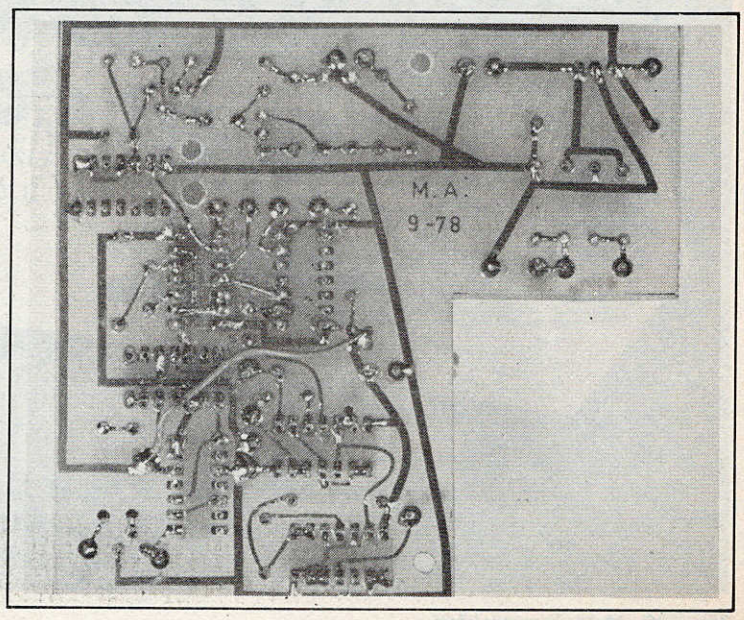


Photo 4. – Le tracé du module fréquencemètre étant assez complexe il est conseillé de le reproduire sur plaque époxy sensibilisée.



velle série n° 8, page 105, et n° 9 pages 124 et 126.

Après perçage commencer toujours par étiqueter les emplacements des cosses avant de fixer les composants.

Les condensateurs C_8 et C_{10} sont des « tantale » : attention à leur polarisation. Toutes les résistances peuvent être des 1/4 W. Les straps à ne pas oublier : côté composants entre CI_5 et CI_7. Entre les deux cosses « Cr », par un fil fin isolé qui **contournera** le module. Enfin, côté soudures un fil fin isolé entre les deux pastilles carrées (alimentation V+ des CI_5, CI_6, CI_7 et CI_8).

Trois trous Ø 3,5 mm dans chaque module servent à la mise en coffret ; un autre Ø 4 ou 4,5 entre CI_9 et la cosse « 5 » est prévue pour le passage d'un petit câble blindé reliant la cosse « S » à l'entrée « E+ » du compteur (voir **figure 8a**).

Le fer à souder doit être mis à la terre pour les soudures de T_2 (FET), CI_6 et CI_8 (CMOS).

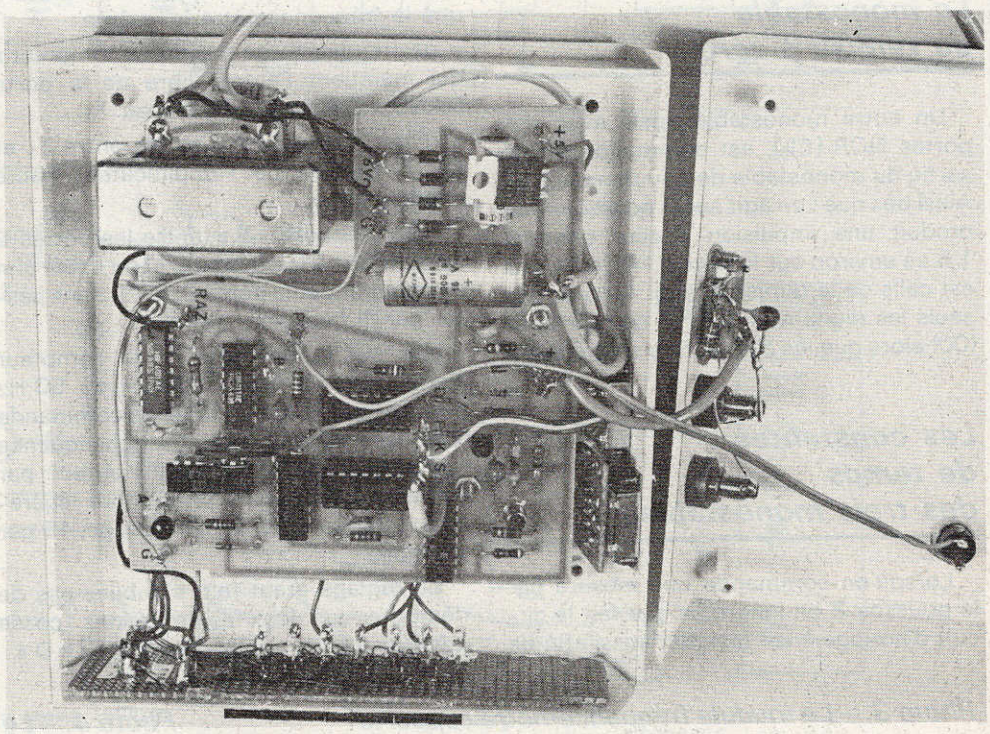


Photo 6. – Le boîtier ouvert montre qu'il n'y a guère de place perdue mais le câblage n'est pas acrobatique.

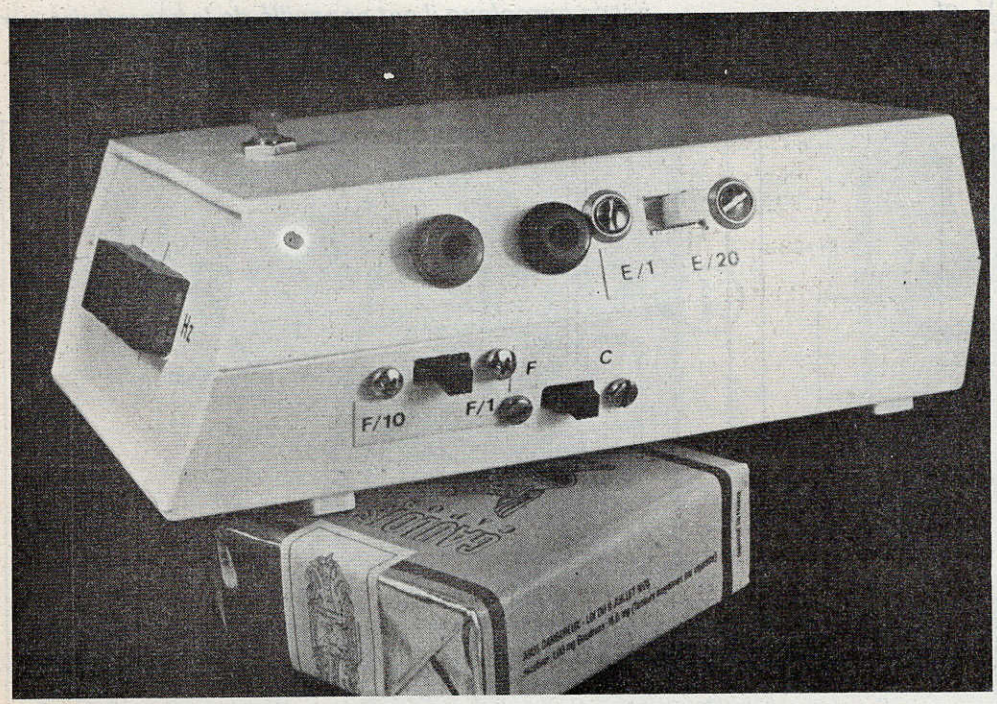


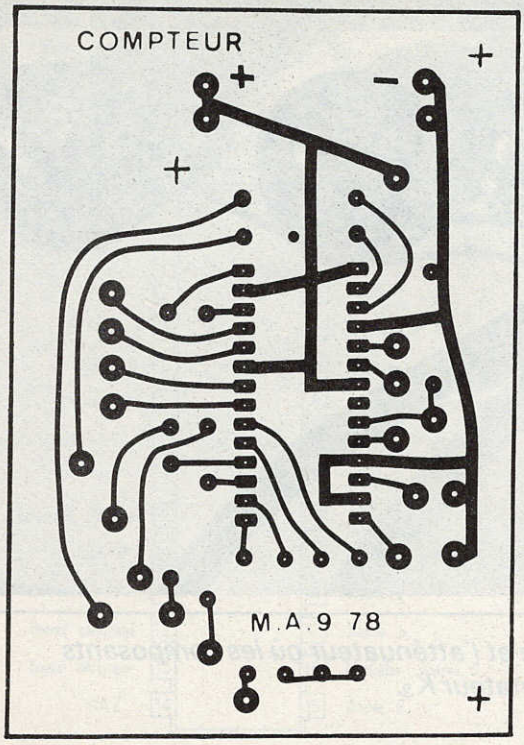
Photo 5. – L'appareil terminé est vraiment de petite taille. L'entrée et les commutateurs ont été rassemblés sur le côté droit tandis que le poussoir de commande est au-dessus de l'afficheur.

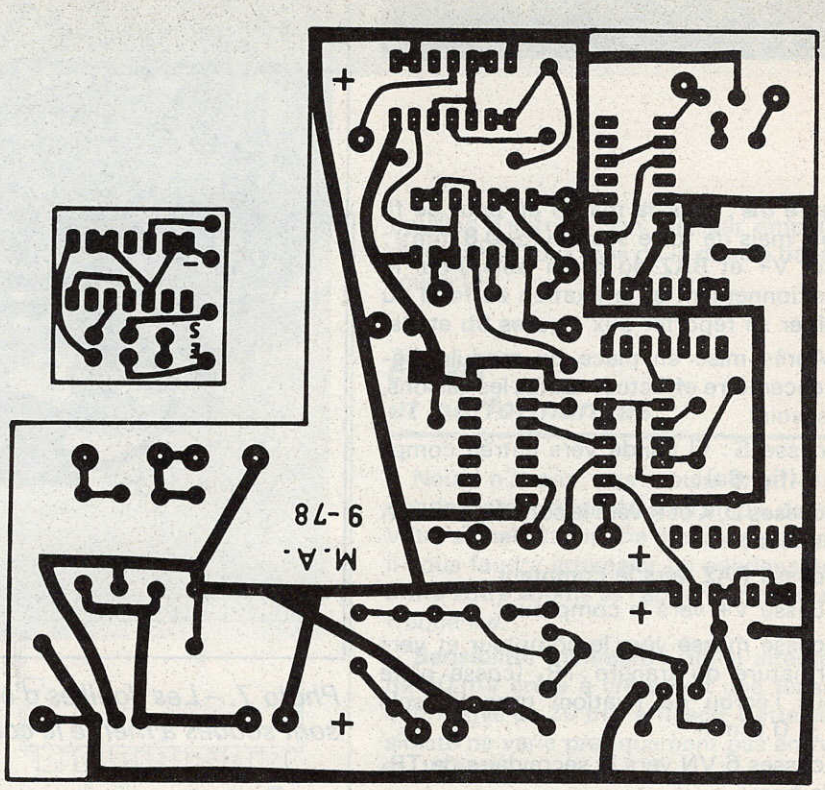
La mise en coffret (photo 6)

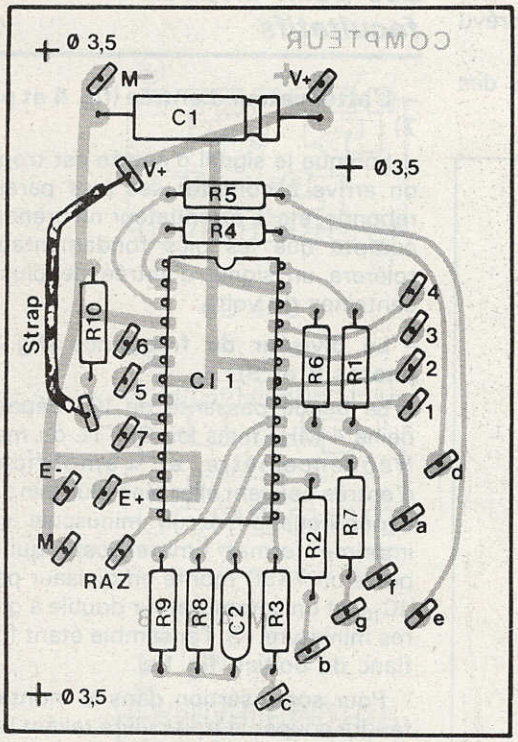
Un tel montage devrait normalement être logé dans un boîtier métallique relié à la masse du circuit, mais uniquement dans un souci d'esthétique nous avons tout disposé dans un petit boîtier plastique Teko D 13 (150 x 135 x 50 mm !), normalement prévu pour les horloges digitales, avec face avant inclinée en plexiglas teinté. Le paquet de cigarettes sur la **photo 5** donne l'échelle.

Nous avons préféré remplacer la fenêtre en plexiglas par un carton blanc de mêmes dimensions, ajouré pour le bloc de digits, et collé sur la plaquette Veroboard (**photos n° 5** et **10**).

Etant donné que les deux modules sont l'un au-dessus de l'autre, il est impératif de précâbler les fils de liaisons du compteur qui sera en-dessous : pour l'entrée compteur un bout de câble blindé (voir







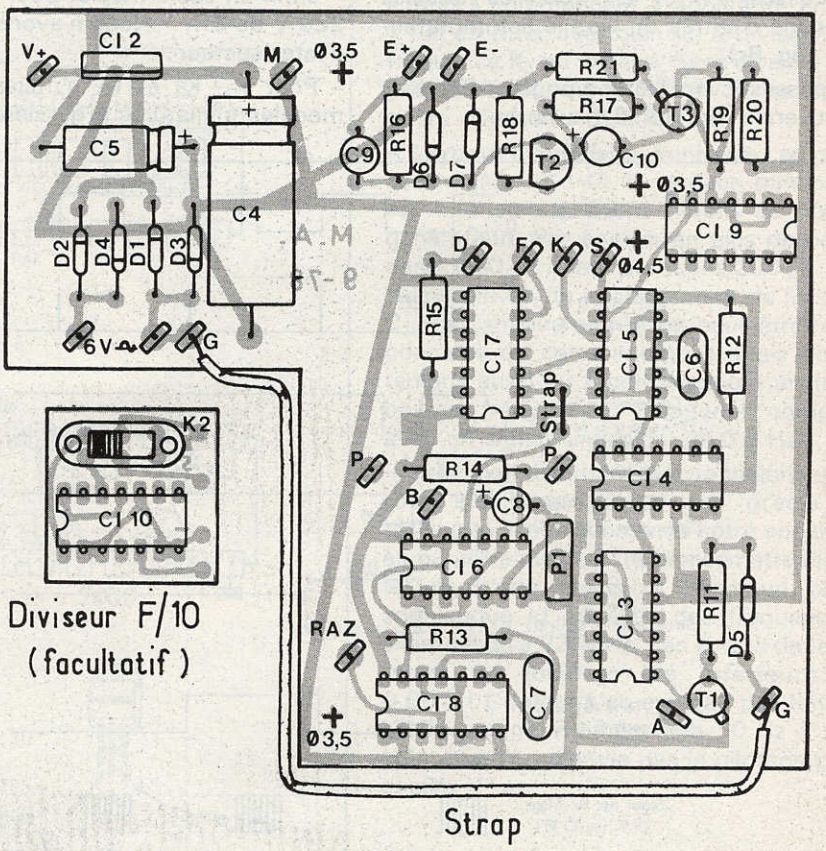


Fig. 3. et 5. – Pour le câblage du circuit imprimé du compteur, il est recommandé d'utiliser un support C.I. à 28 broches ou bien des cosses au mètre. L'alimentation 5 V et le fréquencemètre sont rassemblés sur le même circuit imprimé. Il faudra relier les deux pastilles carrées côté cuivré.

figure 8a) ; pour la masse un bout de fil isolé mais de forte section ($\simeq 0{,}8$ mm^2) ; pour V+ et RAZ du fil fin isolé. Pour le positionnement et la fixation au fond du boîtier se reporter aux **figures 8b** et **8a**.

Après mise en place du module fréquencemètre effectuer toutes les liaisons, à savoir :

– cosse S : fil blindé vers entrée compteur **(fig. 8a)** ;

– cosses D, K et F vers le commutateur K_1 (fils fins) ;

– cosse RAZ vers le compteur ;

– cosse V+ vers le compteur ;

– cosse masse vers le compteur et vers l'armature du transfo TR_1 (cosse plate sous l'écrou de fixation) gros fil isolé $\varnothing \simeq 0{,}8$ mm^2 ;

– cosses 6 VN vers le secondaire de TR_1 (fils fins) ;

– cosses E+ et E– vers les douilles banane d'entrée ou vers le commutateur K_3 **(fig. 8c)** ;

– cosses P vers l'inter à pousser P fixé au couvercle **(fig. 8d)** (2 fils fins) ;

– enfin un câble méplat pour le primaire 220 V de TR_1 – Nous n'avons pas prévu d'inter secteur ;

– Pour K_1, K_2 et K_3 n'utiliser que des modèles miniatures à glissière.

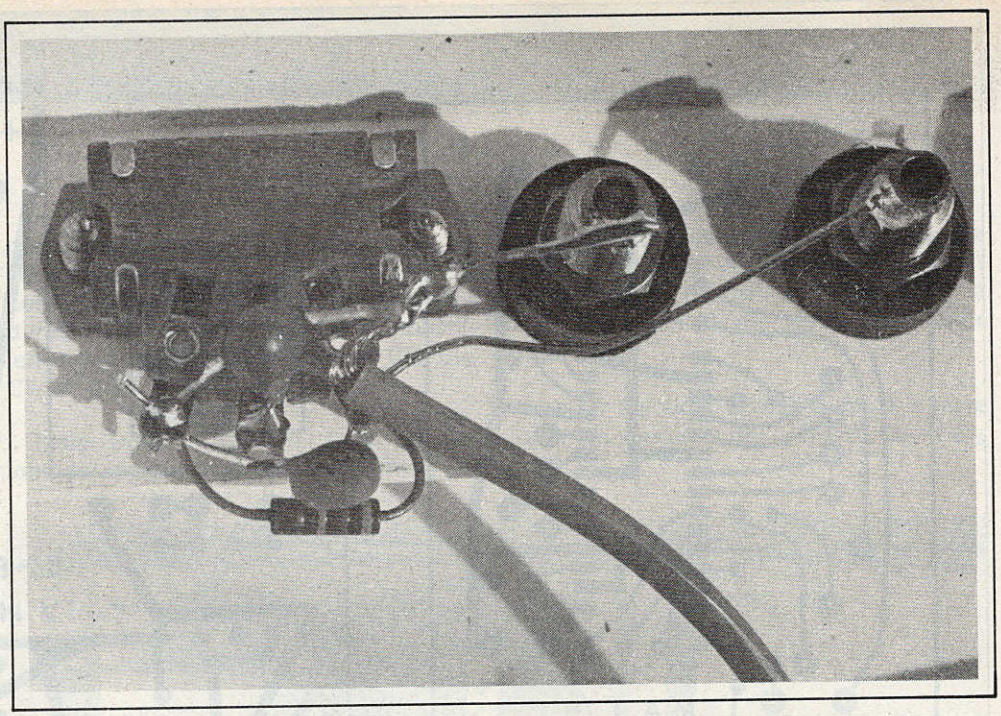


Photo 7. – Les douilles d'entrée et l'atténuateur où les composants sont soudés à même le commutateur K_3.

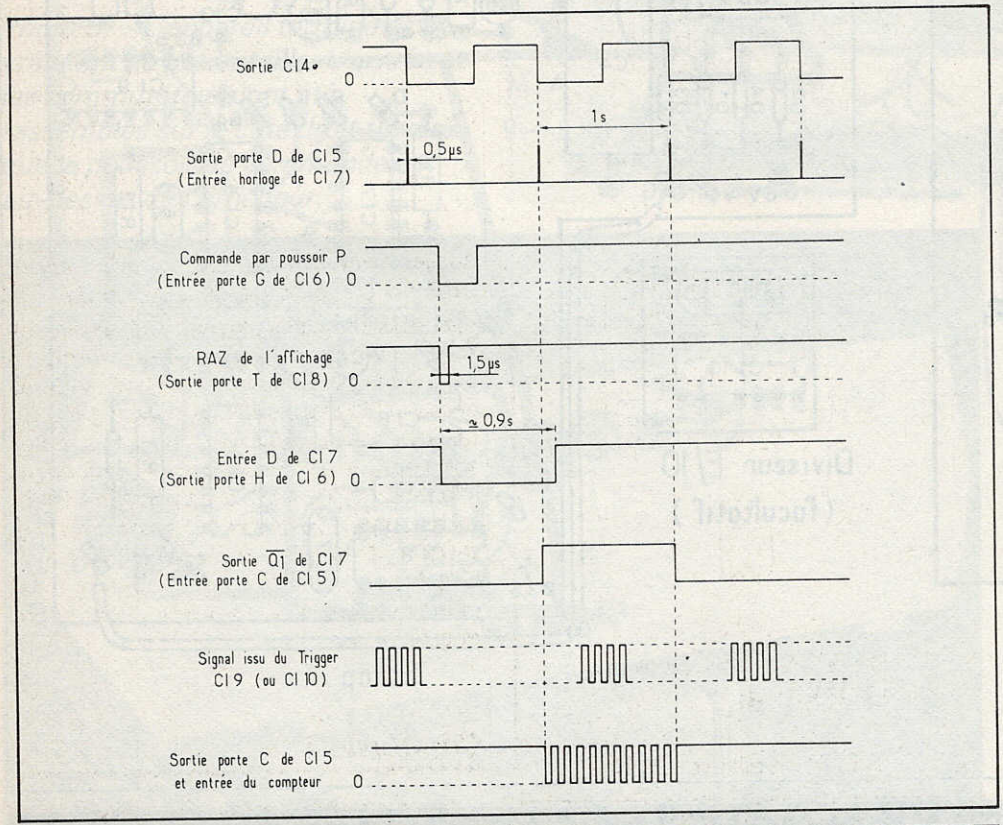


Fig. 6. – Le tableau cinétique résume le fonctionnement du fréquencemètre qui fait appel à une bascule du type D (C.I.7).

Les deux dispositifs facultatifs

– L'atténuateur d'entrée (fig. 4 et photo 7) :

Lorsque le signal d'entrée est trop fort on arrive à compter ses pics parasites, rebonds, etc. L'atténuateur ne prendra en compte que les pics fondamentaux et tolèrera un signal d'entrée de plusieurs centaines de volts.

– Le diviseur de fréquence (fig. 3 et photos 8 et 9) :

La bande passante de IC_1 dépasse à peine 4 MHz mais les CI TTL du module fréquencemètre et l'amplificateur d'entrée peuvent aller bien plus loin ; aussi avons-nous prévu un minuscule circuit imprimé format timbre-poste qui supporte un 7490 monté en diviseur par dix (IC_{10}) et un commutateur double à glissières miniature, K_2, l'ensemble étant fixé au flanc du boîtier (**fig. 8a**).

Pour son insertion dans le montage, il faudra couper le trait cuivre reliant la broche 8 de IC_9 à la broche 9 de IC_5 et étamer ces deux demi-traits cuivre.

Le fil d'entrée de ce diviseur est à souder côté 7413 et le fil de sortie côté 7400. Les fils d'alimentation du diviseur IC_{10} seront eux aussi « piqués » à même le circuit cuivre (voir **photo 8**) du module fréquencemètre.

Une troisième variante utile mais que nous n'avons pas réalisée, consiste à monter un socle BNC en parallèle sur les

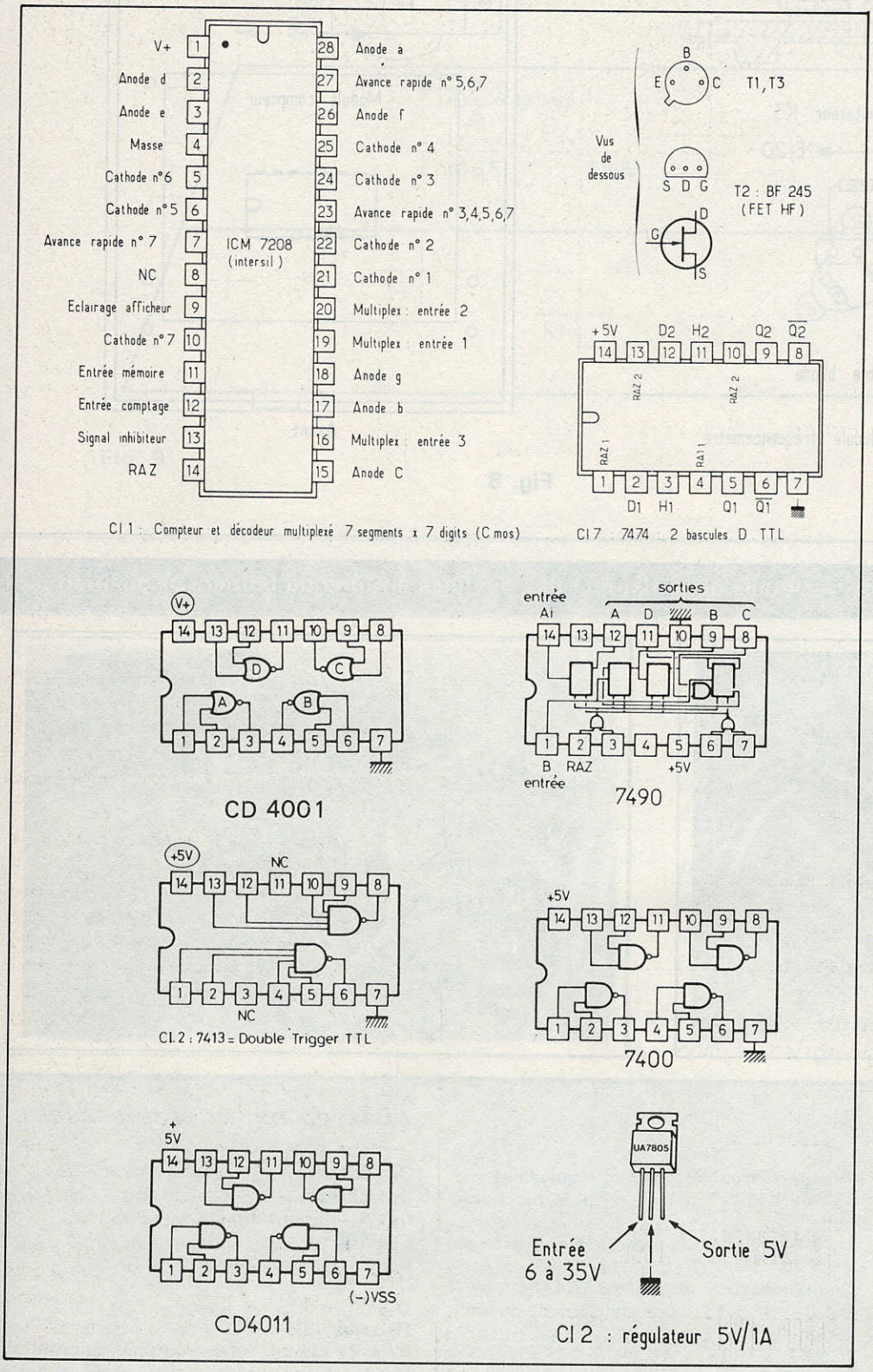


Fig. 6 A. – Brochages des divers composants actifs et notamment des circuits intégrés utilisés.

douilles d'entrée. Son meilleur emplacement serait tout près de la douille banane rouge (+).

Essais et performances

Nous n'avons pas voulu mettre un condensateur d'entrée sur l'ampli, donc si votre signal est sur une porteuse continue il vous faudra intercaler un condensateur entre votre source et l'appareil pour lire la fréquence.

– **Sensibilité minimale** : signal alternatif de 60 mV crête à crête soit une tension alternative de 20 mV efficace. Cette sensibilité ne varie pratiquement pas entre 1 et 10 MHz.

– **Fréquence maximale** : les premiers « ratés » commencent à apparaître entre 24 et 26 MHz, avec bien sûr le diviseur de fréquence K_2 en service. Sans diviseur de fréquence (K_2 sur « F/1 ») on ne peut guère dépasser 4,6 MHz.

– **Largeur d'impulsion minimale** : en pics ascendants (0-1-0) la largeur minimale est inférieure à 70 ns (limite de notre générateur). Par contre, en pics descendants (1-0-1) il faut au moins 200 μs. La valeur élevée du condensateur de liaison C_{10} de l'ampli d'entrée est peut-être responsable de cette anomalie, mais nous tenions aussi au fonctionnement en très basses fréquences : l'appareil compte avec un signal sinusoïdal de 0,9 Hz.

– **Précision des mesures** : rappelons que tout affichage digital est précis à ± 1 unité. Nous avons mis notre appareil en parallèle avec un fréquencemètre digital de haute précision beaucoup plus sophistiqué et ce avec des fréquences allant jusqu'à 23 MHz. Les écarts de lectures ont toujours été **inférieurs à 0,05 %** ! L'auteur n'en espérait pas tant... L'EDF soigne vraiment son 50 Hz à tel point que l'on n'envie pas le pilotage par quartz.

Conclusion

Les performances et la précision de ce fréquencemètre en font un appareil de mesure fiable et parfaitement opérationnel.

Michel ARCHAMBAULT

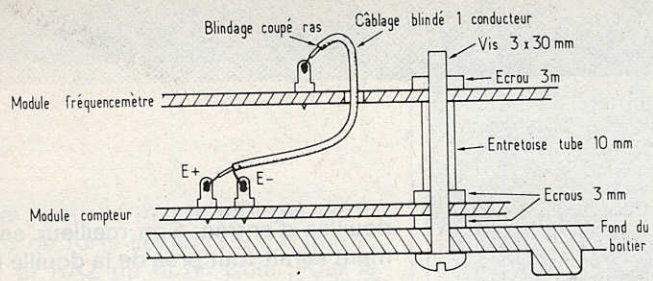
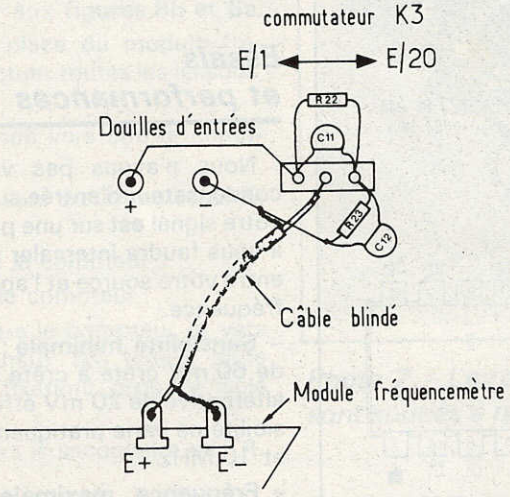


Fig. 7



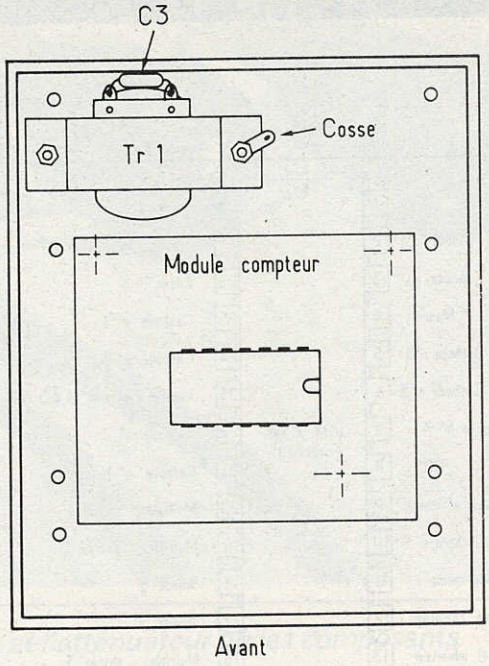
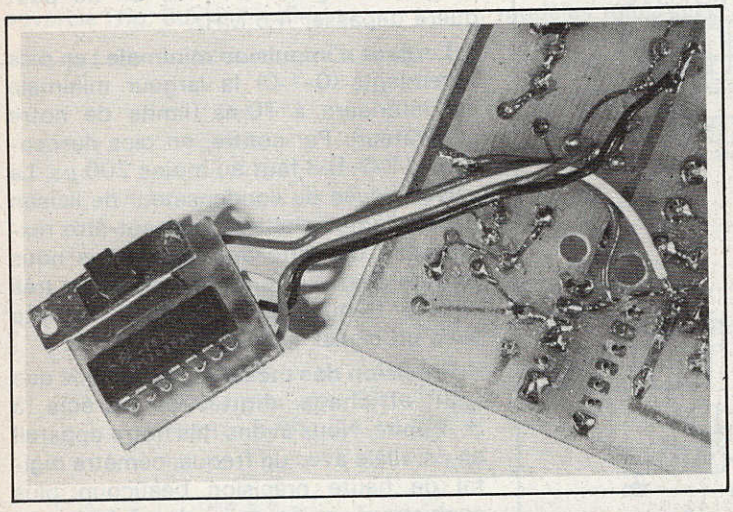
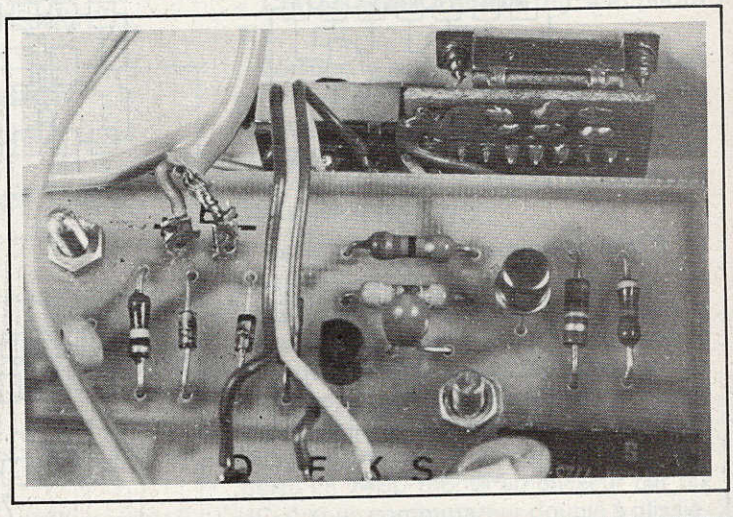


Fig. 8

Fig. 7. à 9. – Détails de la fixation des modules au fond du boîtier. Disposition du tra





Liste du matériel nécessaire

CI_1 : ICM 7208 (Intersil) compteur décodeur pour 7 digits
CI_2 : UA 7805, régulateur 5 V/1
CI_3 : 7490 compteur de décade TTL
CI_4 : 7490 compteur de décade TTL
CI_5 : 7400 4 NAND TTL
CI_6 : 4011 4 NAND CMOS
CI_7 : 7474 deux bascules D-TTL
CI_8 : 4001 - 4 NOR – CMOS
CI_9 : 7413 double trigger à 4 entrées TTL
CI_{10} : 7490 compteur de décade TTL (facultatif)
T_1 : n'importe quel transistor NPN silicium
T_2 : transistor 2N 2222 ou équivalent
T_3 : BF 245 = FET – HF canal N, ou équivalent
D_1 à D_4 : diodes de redressement, exemple 1N 4001 à 4007
D_5 : n'importe quelle diode 1N4148
D_6, D_7 : BAX 13, diodes silicium de commutation rapide
C_1 : 47 à 100 μF/ 10 V
C_2 : 10 nF
C_3 : 4,7 ou 10 nF/ 400 V
C_4 : 1 000 μF/ 12 V
C_5 : 47 ou 100 μF/ 10 V
C_6 : 2,2 nF
C_7 : 220 pF
C_8 : 4,7 μF au tantale
C_9 : 100 pF
C_{10} : 4,7 μF au tantale
C_{11} : 10 pF
C_{12} : 100 pF
P_1 : ajustable 470 kΩ
R_1 à R_7 : 120 Ω (marron, rouge, marron)
R_8, R_9, R_{10} : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_{11} : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R_{12} : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R_{13} : 12 kΩ (marron, rouge, orange)

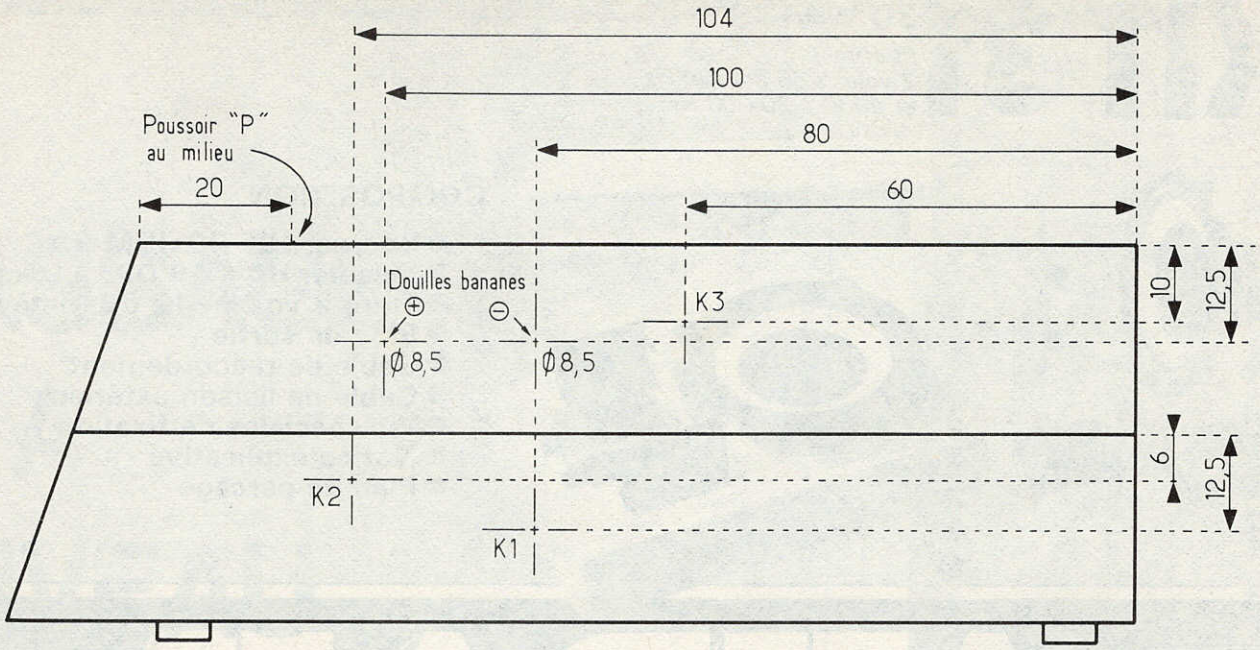


Fig. 9

ormateur et des modules vue de dessus. Câblage de l'atténuateur d'entrée K_3 facultatif.

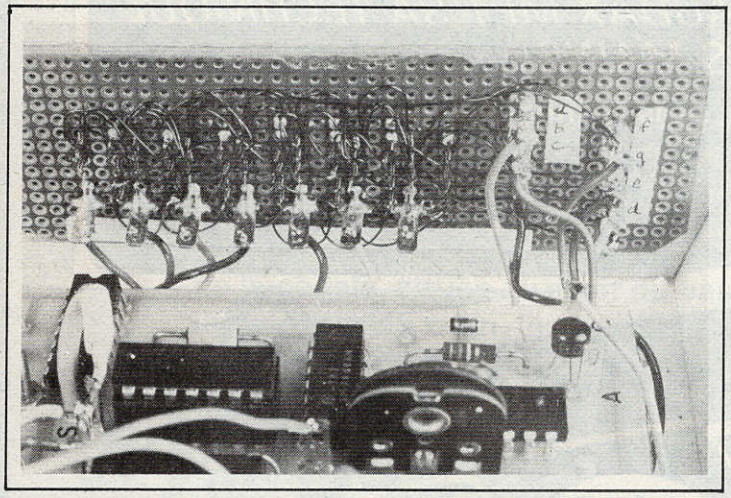


Photo 8. – Le diviseur haute fréquence sur un circuit imprimé « timbre-poste ». Il est raccordé sous le module fréquencemètre après coupure d'un trait cuivre.

Photo 9. – Un gros plan sur les commutateurs de fonctions K_1 et de diviseur de fréquence K_2, qui ont été câblés avant d'être mis en place. En bas, l'amplificateur d'entrée.

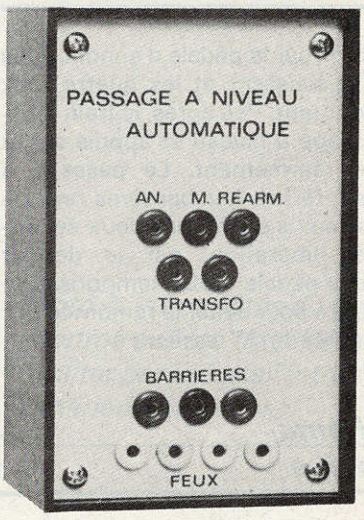
Photo 10. – Un gros plan sur dos du bloc d'affichage collé au carton blanc de façade.

R_{14}, R_{15} : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R_{16} : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R_{17} : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R_{18} : 100 Ω (marron, noir, marron)
R_{19} : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R_{20} : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R_{21} : 27 Ω (rouge, violet, noir)
R_{22} : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
R_{23} : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
7 afficheurs à cathodes communes genre 8 mm (exemple IND 353)
TR_1 : transformateur 220/6 V petit modèle (2 à 3 VA)

Plaque Veroboard à pastilles individuelles ≃ 120 x 40 mm
Trois circuits imprimés à réaliser : compteur 95 x 67 mm ; fréquencemètre 107 x 100 mm et diviseur : 23 x 23 mm
Trois commutateurs à glissières miniatures dont 1 double
Deux douilles banane (rouge et noire)
Un inter-poussoir fugitif (contact poussé)
52 cosses pour circuits imprimés
1 boîtier plastique Teko D 13.

Renseignez-vous sur les possibilités de devenir collaborateur à ELECTRONIQUE PRATIQUE en écrivant 2 à 12, rue de Bellevue 75940 Paris Cedex 19

PASSAGE A NIVEAU automatique



IL existe sur le marché, plusieurs modèles de passage à niveau pour réseaux miniatures. Si la commande automatique est très attrayante, on peut regretter toutefois qu'ils ne soient munis de feux clignotants comme c'est le cas pour les vrais. Notre montage permettra donc le clignotement de quatre feux (LED). D'autre part, le réarmement de l'annonce est généralement réalisé grâce à une pédale située à la distance du plus long train (fig. 1). Ce système est peu souple, selon que l'on a affaire à un train long ou une machine seule. C'est pourquoi, avec ce montage, le réarmement sera réalisé deux secondes après libération de la pédale, située au droit du passage à niveau (fig. 2). Quelle que soit la longueur du train, les barrières remonteront après le franchissement du dernier wagon.

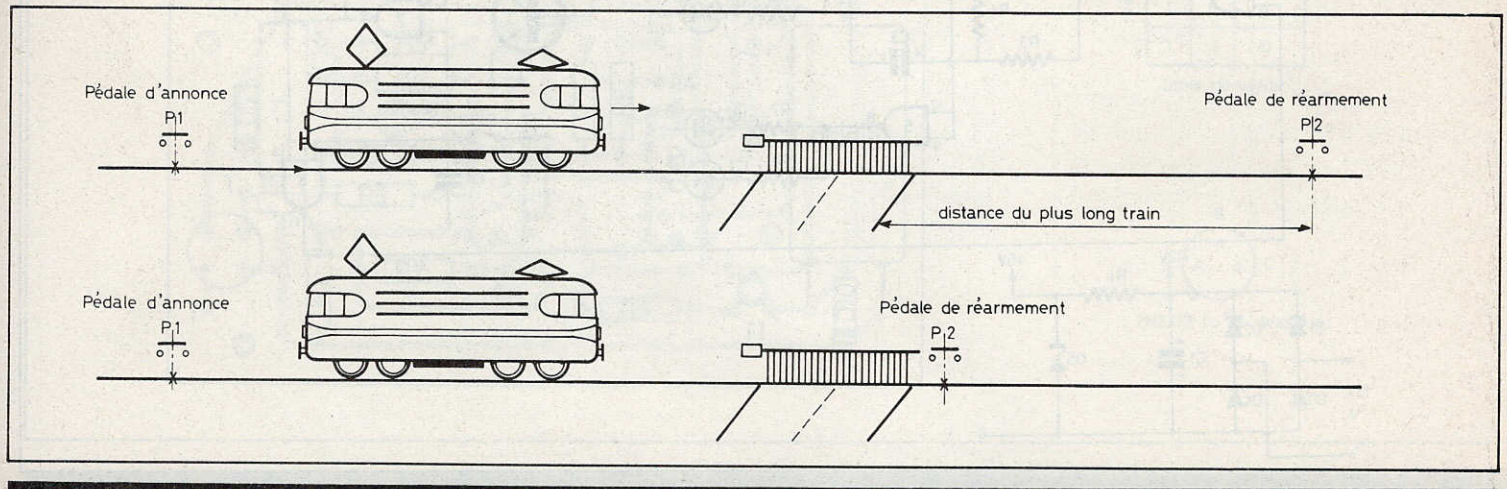


Fig. 1. et 2. – Schéma traditionnel d'implantation des pédales. Nouvelle implantation nécessaire au bon fonctionnement du montage.

I. – Principe de fonctionnement

Dès l'action sur la pédale d'annonce, les barrières se baissent et les quatre feux rouges clignotent. Peu après, le train franchit le passage à niveau et appuie sur la pédale de réarmement. Le passage à niveau reste fermé. Les barrières remonteront, les feux s'éteindront deux secondes, après libération, par le dernier wagon, de la pédale. Cette temporisation est nécessaire pour éviter la remontée des barrières après le 1er essieu.

II – Schéma de principe

La **figure 3** montre l'utilisation de circuits logiques. Lors de l'action sur la pédale d'annonce P_1, on met la borne 1 à l'état 0 (0 volt). La bascule, constituée par les portes 1 et 2, change d'état : la sortie 3 passe alors à 1 (4 V). D'une part, on alimente les portes 3 et 4, montées en multivibrateur pour le clignotement des LED. D'autre part, on polarise T_1 qui se débloque et alimente le relais. Ce dernier, en s'excitant, commande la fermeture des barrières.

Puis, en agissant sur P_2, le train fait basculer les portes 6 et 7. La sortie de la porte 7 passe à 1. A chaque action des roues sur P_2, C_4 se décharge. Le niveau sur la borne 12 de la porte 8 reste à 0. Mais si aucune action n'est enregistrée sur P_2 pendant deux secondes, C_4 se sera rechargé, et nous aurons un état 1 sur la borne 12. La sortie de la porte 8 passe à 0. Cet état bas est envoyé sur la 1re bascule qui s'inverse : la sortie 3 de la porte 1 passe à 0. Le multivibrateur, n'étant plus commandé, s'arrête. Les leds s'éteignent. D'autre part t_1 se bloque ; le relais se désexcite. Les barrières s'ouvrent.

Remarque : l'alimentation des quatre leds a été partagée sur les deux portes 4 et 5 pour répartir la charge.

– C_2 oblige, à la mise sous tension, à placer la 1re bascule au repos (état 0) et évite que les parasites éventuels n'agissent sur le montage.

III – Réalisation du circuit imprimé

Son dessin, donné à la **figure 4**, ne pose pas de problèmes particuliers. On utilisera, pour des raisons d'encombrement, des condensateurs à montage vertical. D'autre part, les circuits intégrés pourront être montés sur support. Les dessoudages de ce genre sont très délicats, et le circuit imprimé n'apprécie guère. Il est conseillé d'utiliser de préférence du verre époxy. Après perçage, une couche d'étamage à froid protège le circuit et facilite les soudures. Percer les trous de fixation au diamètre 3 mm.

IV – Mise en place des composants Câblage

Vérifier soigneusement l'orientation du pont redresseur, des diodes et du condensateur (**fig. 5**). Les trois straps seront réalisés avec du fil nu.

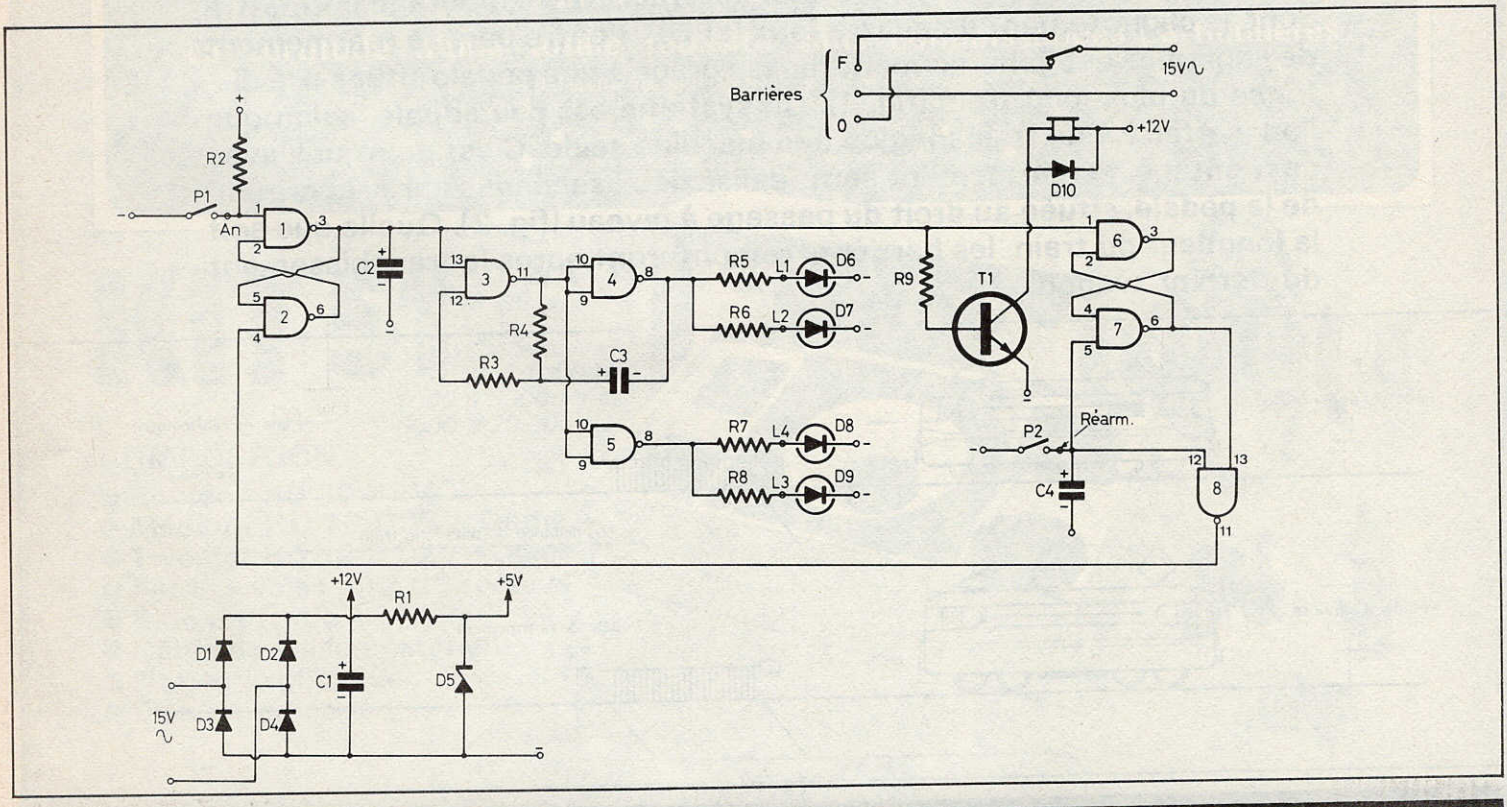


Fig. 3. – Le schéma de principe général laisse apparaître l'utilisation de composants très courants et disponibles. Dès l'action sur la pédale d'annonce, les barrières se baissent et les quatre feux rouges clignotent.

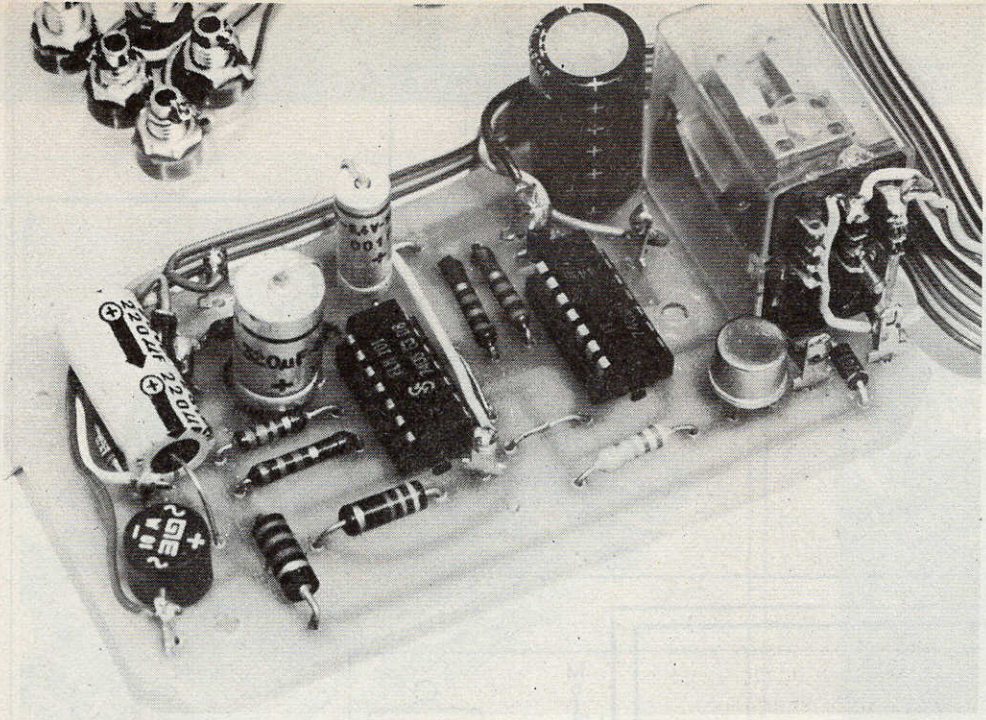
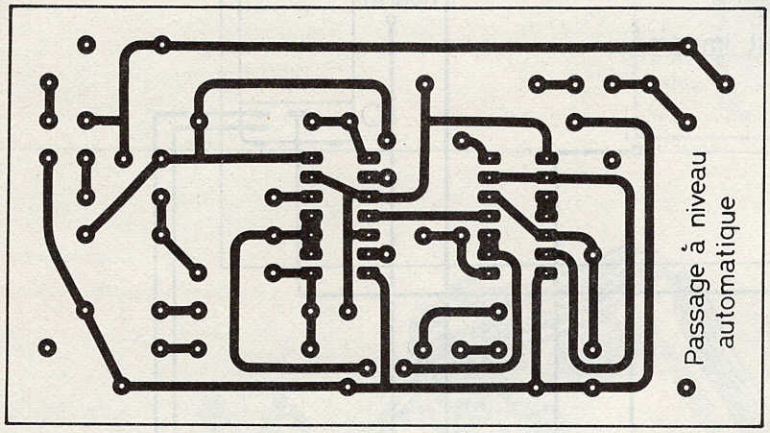
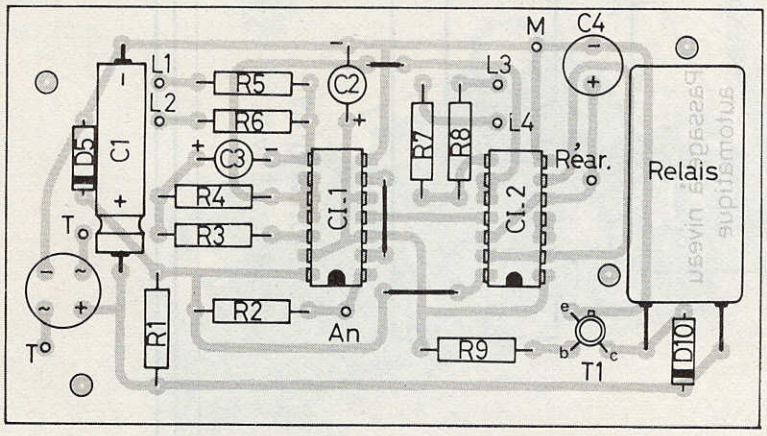
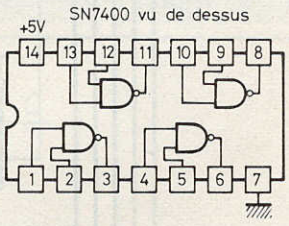


Photo A. – Les côtés du circuit imprimé ont été travaillés afin de faciliter par la suite l'introduction à l'intérieur du boîtier.

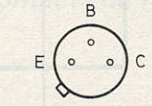






E1	E2	Sortie
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Table de vérité



2N2219 vu de dessous

Fig. 4. et 5. – Nous vous livrons le tracé du circuit imprimé retenu à l'échelle 1. Vous pourrez le reproduire à l'aide de produit de transfert. Côté implantation, nous restons fidèles aux divers straps de liaison destinés à « éclaircir » le tracé.

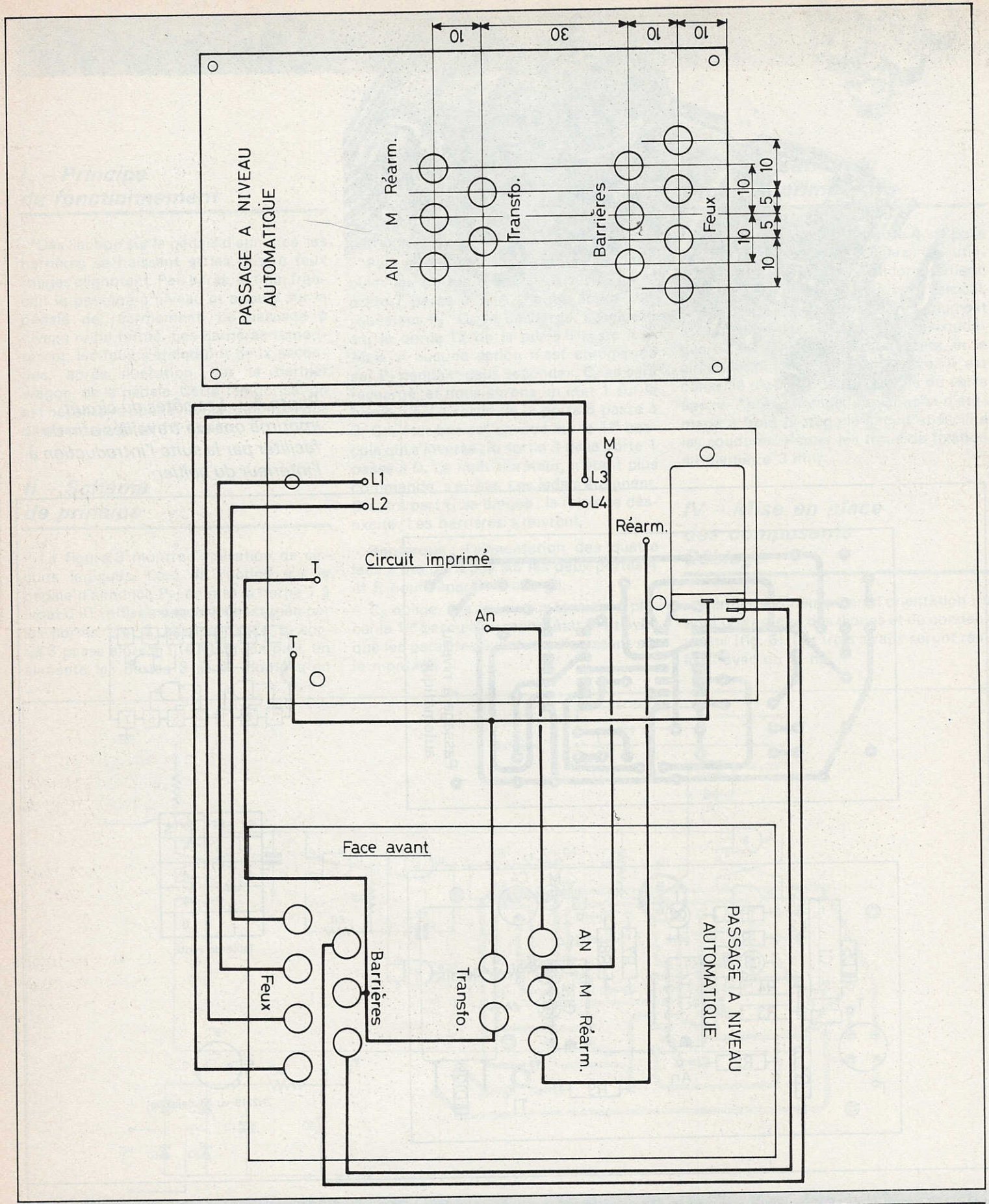
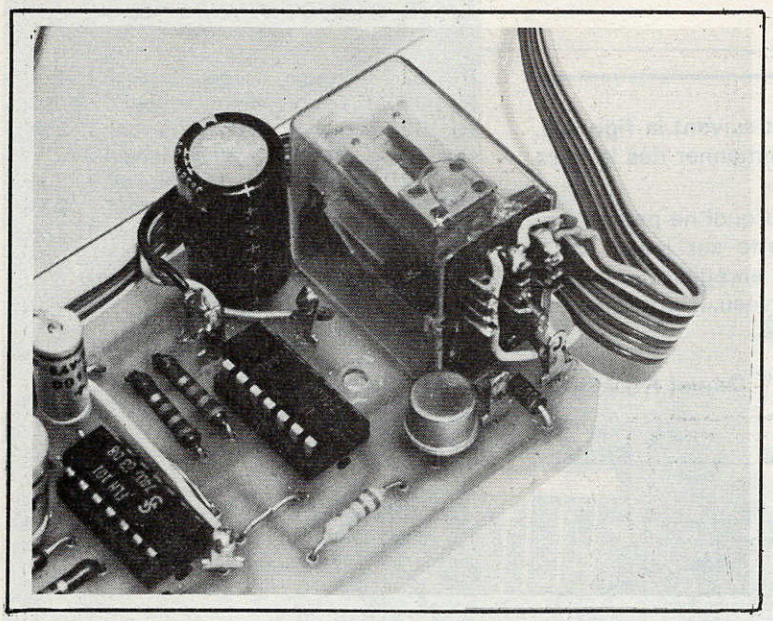
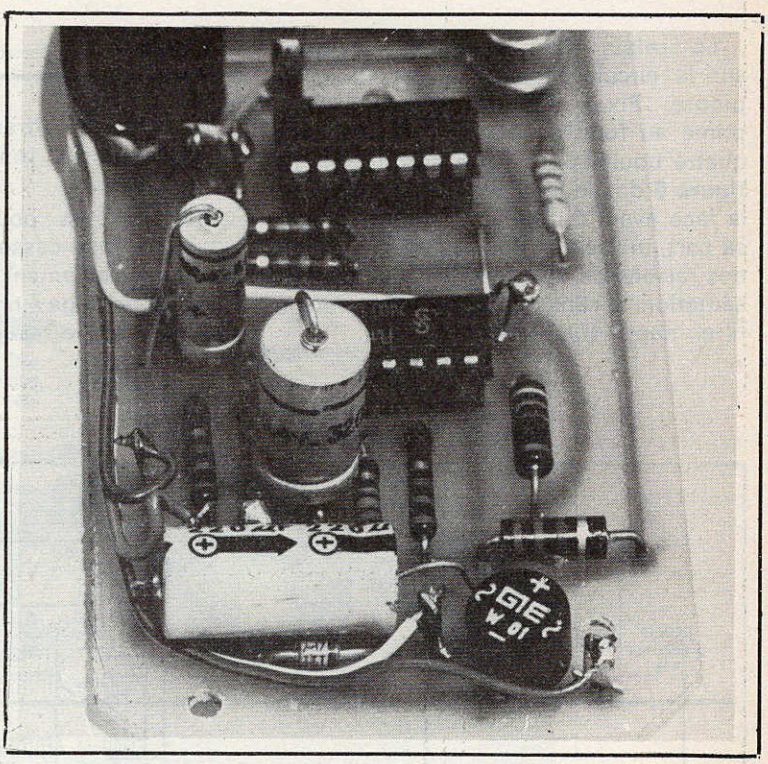
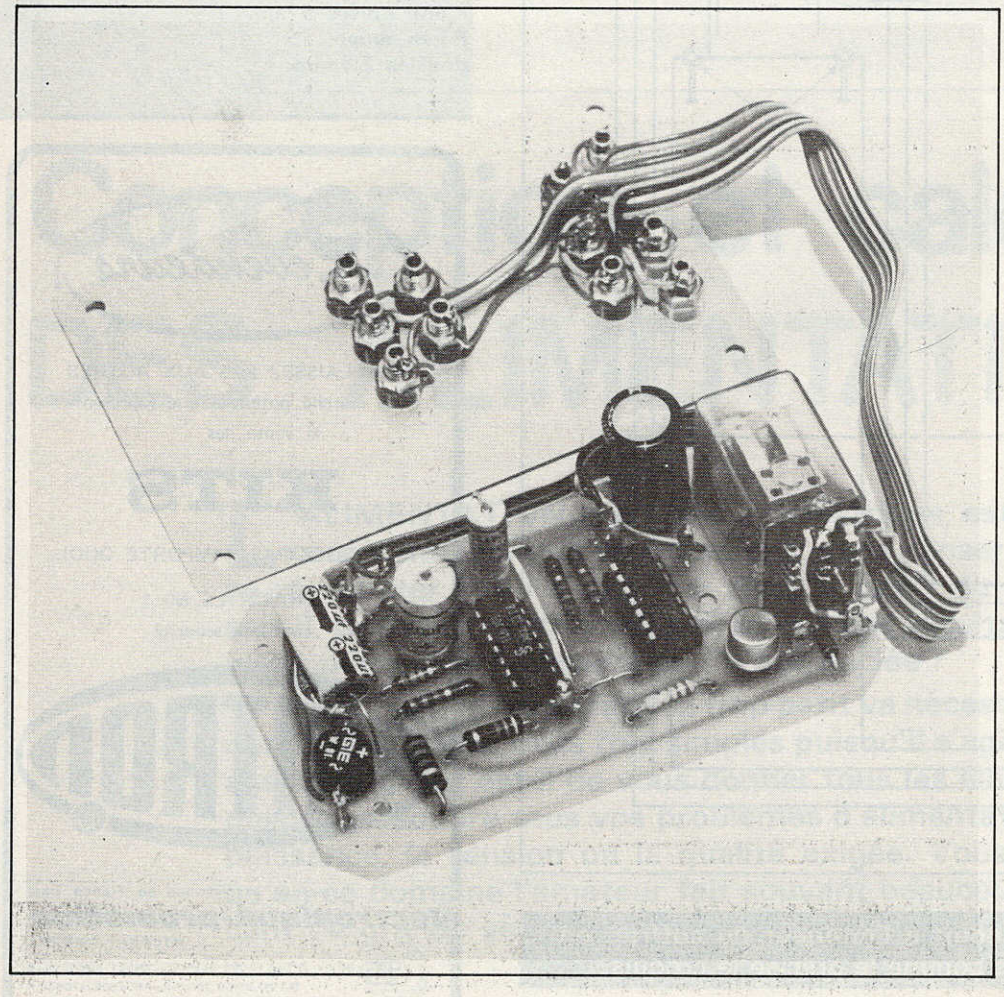


Fig. 6. et 7. – Comme d'usage, le montage sera ensuite introduit à l'intérieur d'un coffret Teko de référence P/2. Plan de perçage de la face avant et liaisons au module.







B | C
D |

Photo B. – On pourra exploiter directement les cosses de sortie du relais, mais à condition d'utiliser du fil en nappe.

Photo C. – Utilisation très pratique d'un pont de diodes et de cosses « poignard ».

Photo D. – Le fil de couleur en nappe permet de soigneusement ramener sur la face avant l'alimentation et les contacts du relais.

Le relais sera collé directement sur le circuit à l'aide de deux cosses picots. Fixer ensuite le circuit imprimé au fond du boîtier Teko P_2 avec quatre boulons et quatre entretoises. La **figure 6** donne le schéma de perçage de la face avant du boîtier. L'auteur a, pour sa part, utilisé des douilles 2,5 mm. Pour des raisons de facilité et surtout de présentation, le câblage a été réalisé avec du fil en nappe (**fig. 7**).

Essais

Brancher le coffret suivant la **figure 8**. Le montage doit fonctionner dès la mise sous tension.

Pour les purs : pourquoi ne pas utiliser un vieux mini-cassette sur lequel vous aurez préalablement enregistré une sonnerie de passage à niveau. Il suffirait de le brancher sur le relais...

Daniel ROVERCH

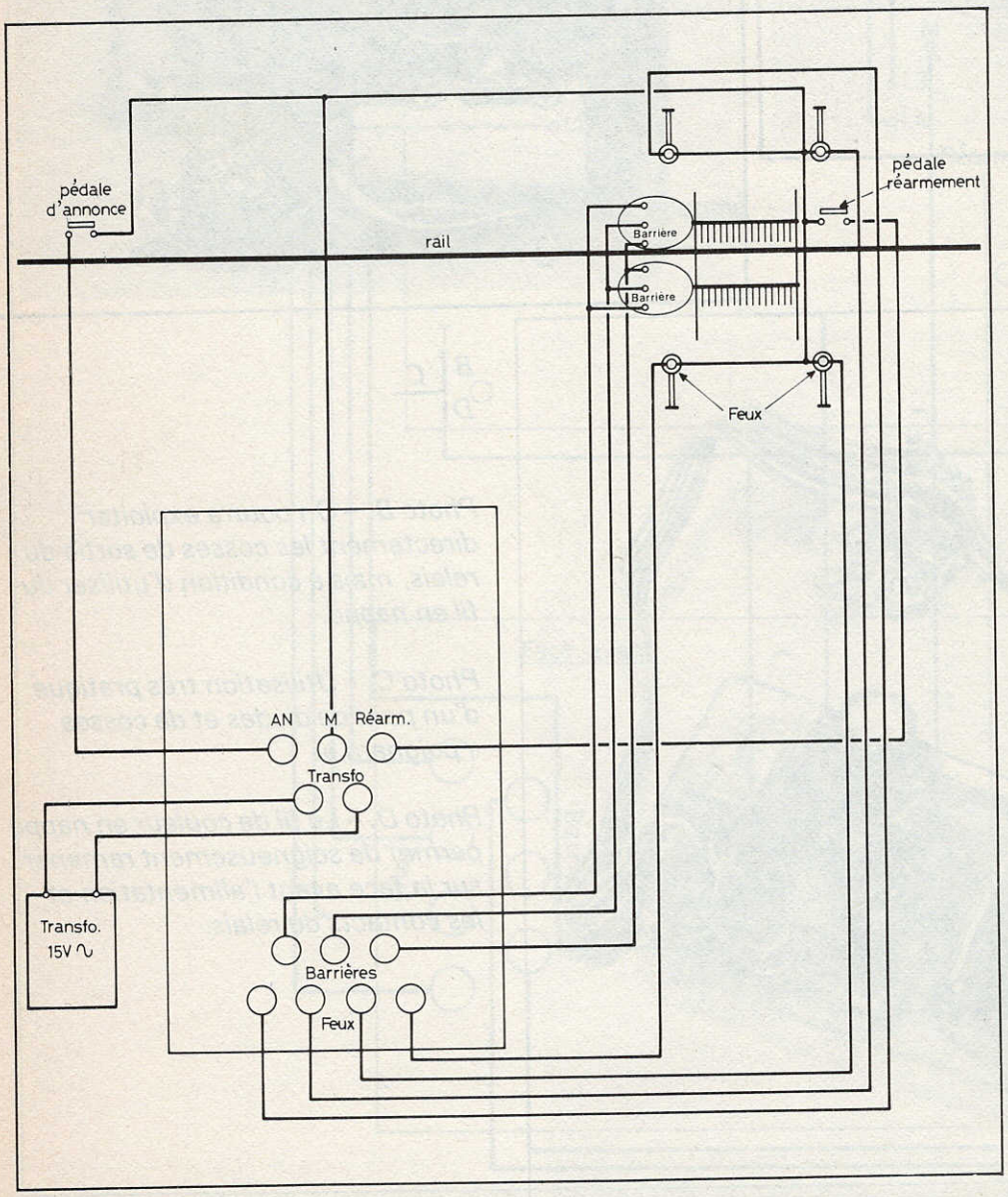


Fig. 8. - Une fois le montage introduit à l'intérieur du coffret, on exploitera les douilles de sorties comme le précise le croquis.

Liste des composants

R_1 : 220 Ω (rouge, rouge, marron) 1 W.
R_2 : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge) 1/2 W.
R_3 : 220 Ω (rouge, rouge, marron) 1/2 W.
R_4 : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge) 1/2 W
R_5 : 220 Ω (rouge, rouge, marron) 1/2 W.
R_6 : 220 Ω (rouge, rouge, marron) 1/2 W.
R_7 : 220 Ω (rouge, rouge, marron) 1/2 W.
R_8 : 220 Ω (rouge, rouge, marron) 1/2 W
R_9 : 22 kΩ (rouge, rouge, orange) 1/2 W.
D_1 à D_4 : Pont 50 V 0,5 A.
D_5 : diode zéner 5,1 V 1 W.
D_6 : LED rouge 3 mm.
D_7 : LED rouge 3 mm.
D_8 : LED rouge 3 mm.
D_9 : LED rouge 3 mm.
D_{10} : 1N4007.
CI_1 : SN7400.
CI_2 : SN7400.
C_1 : 220 µF 25 V.
C_2 : 100 µF 6 V.
C_3 : 470 µF/6 V
C_4 : 1 000 µF/6 V
T_1 : 2N2219, 2N1711.
2 supports DIL14.
1 relais Siemens 12 V picots.
1 boîtier Teko P_2.
4 boulons 3 mm fraisés.
4 entretoises 5 mm.
Fil en nappe.
douilles 2,5 mm.

Revendeurs

NE LAISSEZ PAS AUX AUTRES
ce marché potentiel que représente
la vente des

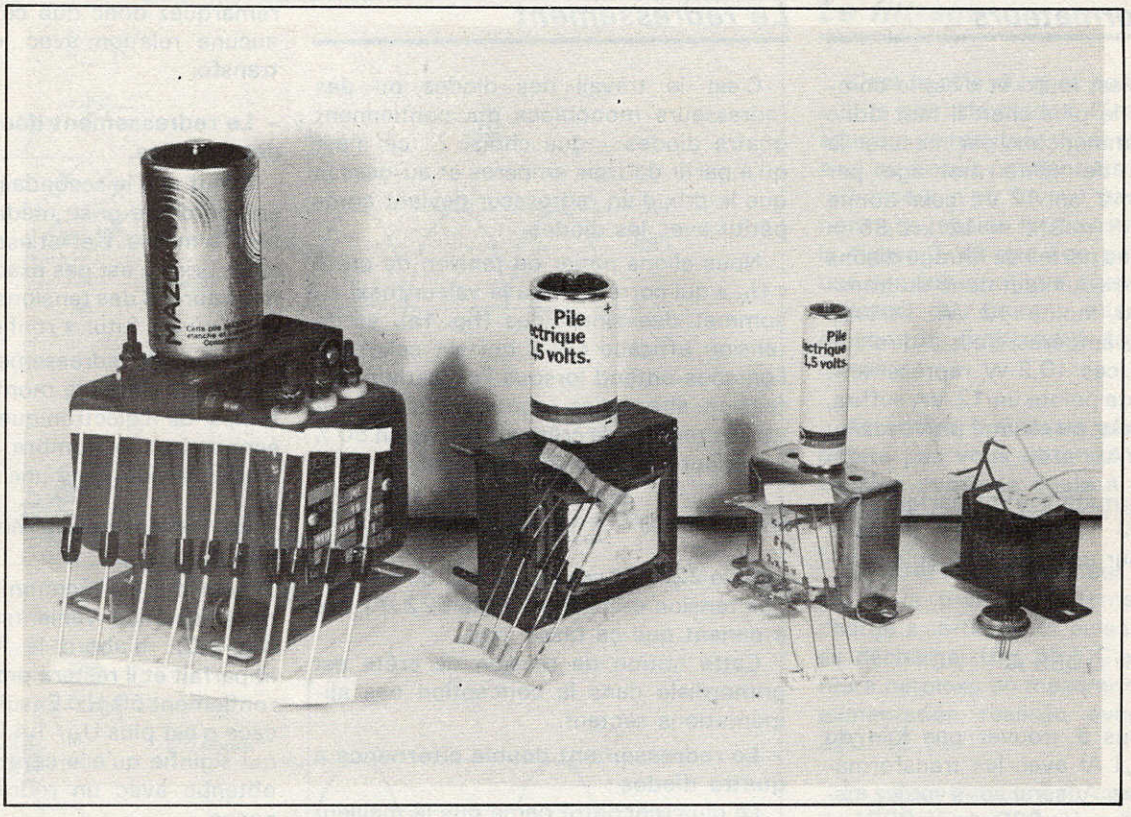
KITS

NE VENDEZ PAS N'IMPORTE QUOI...

CHOISIR LE N° 1
en toute sécurité

AMTRON®

Importé et distribué en France par :
électronique-promotion
IMPORT - EXPORT
ELP BP 7 • ZI DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
(93) 45.09.30 • Telex PROSUDE 470089 F
Antenne à Paris - 22, rue de la Vega - 75012 Paris
Tél. : 343.03.38 et 307.05.27 - Télex : 211.801



Conception et calcul DES ALIMENTATIONS

L'ALIMENTATION d'un circuit électrique est hélas trop souvent considérée comme un art mineur, sans penser que ses défauts vont se répercuter voire s'amplifier dans le reste du circuit si sophistiqué soit-il. Combien de chaînes stéréo ont des résultats modestes uniquement parce que l'alimentation a été baclée ?

Concevoir ni trop grand ni trop petit va nécessiter quelques calculs, nombreux certes, mais très simples puisqu'il s'agit de $E = RI$ et $P = EI$; aussi notre but est-il de vous donner tous les éléments pour que vous puissiez résoudre tous vos problèmes d'alimentation quelle que soit la puissance, la tension ou la qualité exigée. Vous aurez vite constaté qu'en ce domaine l'amateur fait souvent beaucoup mieux que le fabricant de grande série...

Les transformateurs

C'est gros, c'est lourd et c'est le composant de loin le plus cher. Il faut donc viser juste : commençons par mesurer la consommation de votre montage par exemple 850 mV en 12 V ; cela donne une puissance P = E xI = 12 x 0,85 = 10,2 W. Avec les pertes du filtrage disons environ 12 W, il vous faut donc un transformateur d'au moins 12 VA. (« VA » veut dire volts x ampères, c'est-à-dire que VA = watt) Si ces 10,2 W représentent une puissance de pointe un 12 VA suffira, si c'est une valeur de régime prévoyez au minimum 15 VA.

Si le transformateur était parfait (rendement 100 %) l'intensité au primaire devrait être pour une intensité au secondaire de 1 A.

$$Ip = \frac{12}{220} \times 1 = 0{,}055 \text{ A}$$

Attendez-vous à trouver pas loin du double (soit 0,1 A) avec les transformateurs miniatures. Aussi si vous voulez installer un fusible sur le 220 V prévoyez au moins le double, soit un fusible de 0,2 A.

Le repérage des cosses d'un transfo est parfois difficile à déchiffrer voire inexistant s'il s'agit de récupération : le primaire en 220 V est toujours bobiné le plus près de l'axe et avec le fil le plus fin. Attention il y a des fabricants, tels « CECLA », qui mettent deux bobinages distincts 110 V qu'il faut donc ponter en série, exemple = 0 110 0 110 » relier les cosses « 0 110 0 110 ».

Si à la mise sous tension un transfo « bourdonne » c'est que ses tôles sont mal serrées et ce phénomène ira en s'amplifiant avec le temps. Il faut donc soit resserrer les quatre tiges d'assemblage, ou s'il s'agit d'un étrier en tôle, le resserrer dans un étau ; avant montage, bien entendu.

Et l'inter ? de préférence un bipolaire afin d'être sûr que la phase sera coupée. Un unipolaire qui a une chance sur deux de ne couper que le neutre, en laissant la phase en l'air sur le transfo, ne répond pas à certaines normes de sécurité. S'il s'agit d'un appareil à usage vraiment occasionnel, pas d'inter mais une simple prise qu'on enlève d'où une sécurité absolue.

Le redressement

C'est le travail des diodes ou des redresseurs monoblocs qui contiennent quatre diodes – que choisir ? : ce n'est qu'à partir de trois ampères et au-dessus que le prix d'un redresseur devient compétitif avec les diodes.

Nous allons parler de tension de crête « U_M » qui correspond à la valeur maxi au sommet des sinusoïdes **(fig. 1a)**, et de tension efficace « U_E » qui est celle que l'on sous-entend lorsque l'on parle d'une tension alternative, comme 220 V, 6 V etc. La tension de crête est d'environ 50 % supérieure à la tension de crête :

$$U_M = U_E \times \sqrt{2} = U_E \times 1{,}414 \simeq U_E \times 1{,}5$$

ainsi le 220 V à ses crêtes à ± 311 V soit une tension crête-à-crête de 622 V ! Pas étonnant que ça fasse mal...

Cette notion de tension de crête est primordiale dans la conception des alimentations secteur.

– Le redressement double alternance à quatre diodes :

Le plus rencontré parce que le meilleur **(fig. 2 a)**. La tension monte de 0 à U_M deux fois par période puisque l'alternance négative est ramenée côté positif. Un signal sinusoïdal 50 Hz fournit donc un signal « périodique » de 100 Hz. La tension efficace redressée est toujours égale à $U_M / \sqrt{2}$: exemple du 6 V alternatif fournit du 6 V redressé dont les crêtes sont à + 8,5 V.

On a coutume d'appeler « masse » le point A du pont de diodes **(fig. 2 a)**. Vous remarquez donc que cette masse n'aura aucune relation avec le secondaire du transfo.

– Le redressement double alternance à deux diodes.

Il faut que le secondaire du transfo soit équipé d'une prise médiane **(fig. 2 b)** qui sera la masse. L'effet est le même mais si cette prise n'est pas exactement médiane nous aurons des tensions de crêtes inégales d'où un futur « ronflement » 50 Hz.

Ce type de redressement a presque disparu mais c'était le montage universel du temps de l'électronique à lampes pour économiser le nombre de diodes (deux diodes à vide dans une lampe).

– Le redressement mono-alternance à une diode

Seul intérêt : l'économie de trois diodes, mais les inconvénients sont nombreux **(fig. 2 C)** : d'abord le filtrage sera très imparfait et il restera presque toujours un ronflement 50 Hz. Ensuite la tension efficace n'est plus $U_M / 1{,}414$ mais $U_M / 2$, ce qui siginfie qu'elle sera les 70 % de celle obtenue avec un redressement bialternance.

Troisième inconvénient, la masse est une des électrodes de la source alternative. Danger : si vous redressez du 220 V (sans transfo) votre masse aura une « chance » sur deux d'être reliée directement avec la borne « phase » du secteur d'où risque d'électrocution, ou de disjonction si vous reliez votre masse à la terre. Mêmes inconvénients en basse tension si votre transfo n'est en fait qu'un autotransformateur **(fig. 1 b)**.

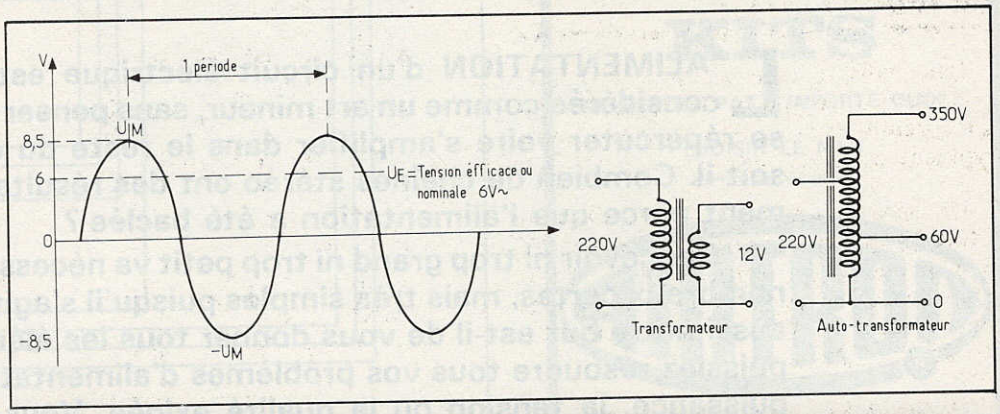


Fig. 1 a. et 1 b. – La valeur de crête U_M d'une tension alternative est supérieure de 40 % à la tension efficace. Du 6 V alternatif a donc une amplitude crête à crête de 17 V.

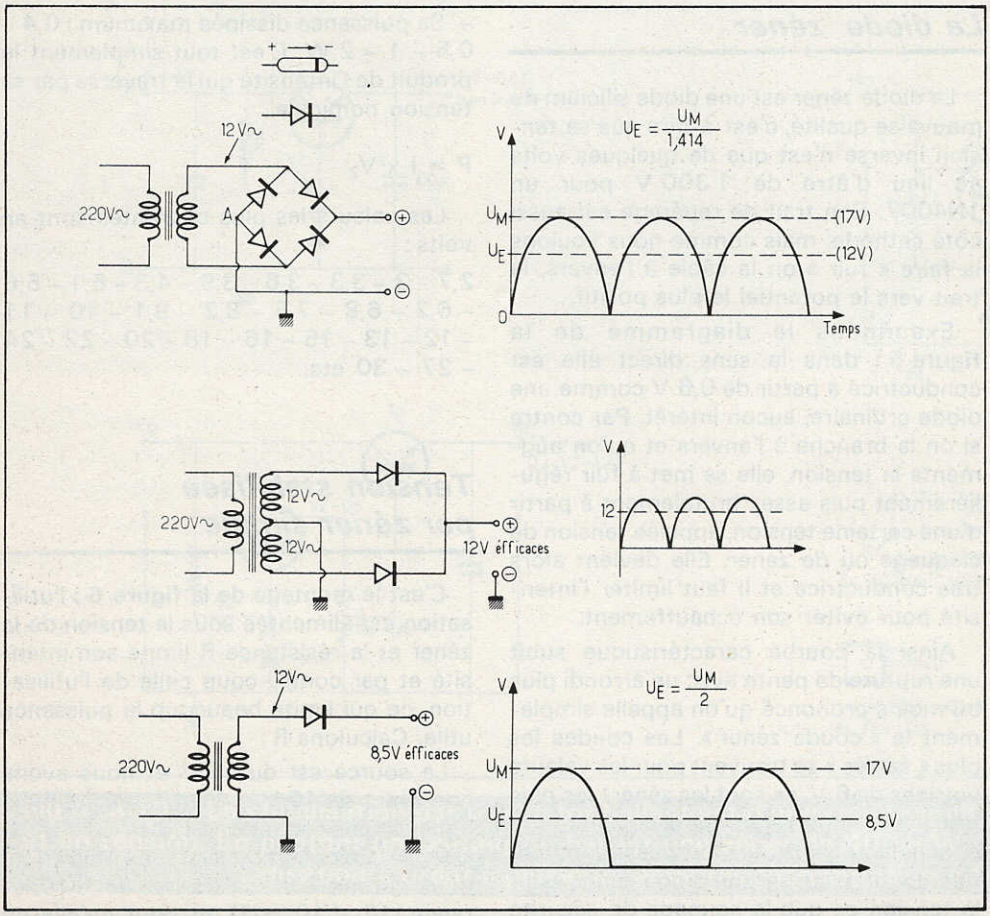


Fig. 2. – Le pont de quatre diodes délivre un redressement double alternance. Le même redressement est possible avec deux diodes et un point milieu. Le redressement mono alternance conduit à une perte de tension efficace de 30 % par rapport au bi-alternance.

Le filtrage

C'est le rôle du gros condensateur qui suit le pont de diodes. C'est un amortisseur qui va restituer du courant emmagasiné au circuit pendant les instants où le redresseur n'en fournit pas. Nous obtenons une tension filtrée ayant la forme de la **figure 3**, et que l'on peut assimiler à une tension continue égale à la tension efficace du courant alternatif qui l'a créée : du 6 alternatif fournit du 6 V continu.

Attention ! si votre alimentation ne débite pas vous obtenez en sortie une tension continue égale à la tension de crête de l'alternatif redressé.

En effet le condensateur s'est chargé à U_M à la première alternance et reste chargé à cette valeur puisqu'il n'a rien où se décharger **(fig. 2b)**. C'est ainsi qu'on reste perplexe en mesurant 18 V sur une alimentation réalisée avec un transfo 220/12 V...

La valeur moyenne du condensateur est de 1000 μF et **sa tension doit être supérieure à U_M**. N'utilisez jamais un vieux modèle de récupération n'ayant pas servi depuis plusieurs années. A sa remise en route, il peut claquer (court-circuit) après quelques heures de service, faisant ainsi griller le transformateur. Ça sent très mauvais et ça coûte beaucoup plus cher qu'un 1000 μF neuf.

Les diodes de redressement

Deux valeurs déterminent une diode ; son intensité de régime maxi et sa tension « récurente » c'est-à-dire maximum mais pendant un court instant.

La série ultra-classique 1N4001 à 1N4007 ont une intensité de régime de 1 A et une intensité récurente de 10 A, alors que les tensions récurentes sont respectivement de 100, 200, 400, 600, 800, 1 000 et 1 300 V.

Un ampère sur ces petites choses peut suprendre, mais la tension aux bornes d'une diode restant voisine de 0,6 V, la puissance dissipée sous 1 A et donc 0,6 x 1 = 0,6 W, une misère...

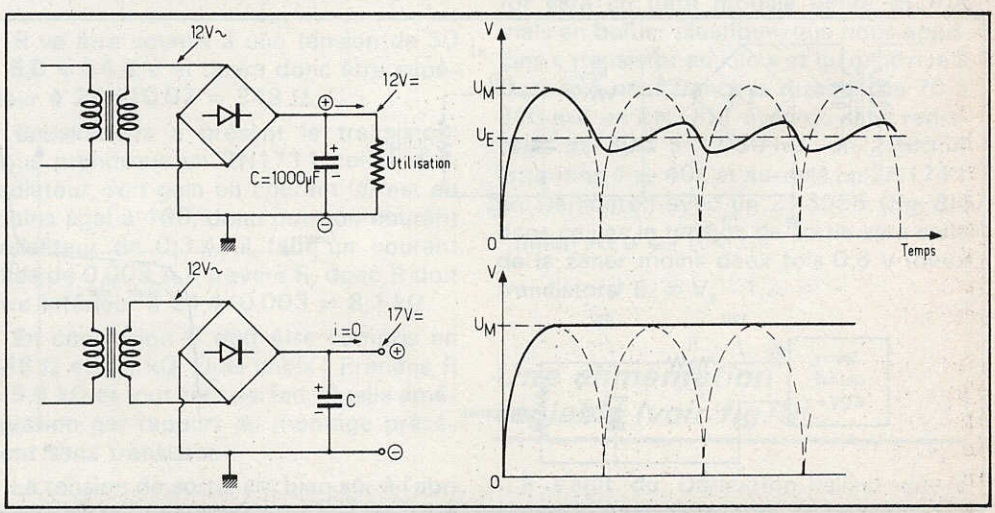


Fig. 3. – Une alimentation filtrée qui ne débite pas, fournit une tension continue égale à la tension de crête.

Lors de la mise sous tension le condensateur était complètement déchargé ce qui correspond, pendant un instant très bref, à un court-circuit qui peut faire claquer une diode. Bien qu'en pareil cas une 1N4001 à 4007 peut « encaisser » 50 A, si vous avez un 5 000 μF il est prudent d'insérer une résistance de 1 Ω/3 W entre le pont et le condensateur.

Revenons à la **figure 3** et à cette indésirable fluctuation de tension qu'on appelle « ronflement » ou « bruit de fond : si cette alimentation est destinée à un réseau de trains électriques (miniatures...) cela a peu d'importance, mais s'il s'agit d'un amplificateur Hi-Fi ou d'un bloc secteur pour radio c'est une catastrophe et il faut améliorer le filtrage. Si vous mettez un condensateur deux fois plus fort le bruit de fond sera deux fois plus faible (à intensité égale), aussi il est plus rentable d'avoir recours à un filtre en PI (TC), constitué de deux condensateurs identiques séparés par une résistance ou mieux par une forte self, voir **figure 4.** Une formule empirique recommande que le produit de R en Ω par C en Farad doit être supérieur à 0,1. Ainsi avec deux 1 000 μF on trouve R égal ou supérieur à 100 Ω.

Ce montage était très courant avec les lampes en raison de la haute tension (400 V) mais avec les transistors il y a mieux à faire : écrêter cette tension ronflante pour en faire une tension pure mais 10 à 20 % plus faible, c'est un des avantages de la stabilisation par diode zéner.

La diode zéner

La diode zéner est une diode silicium de mauvaise qualité, c'est-à-dire que sa tension inverse n'est que de quelques volts au lieu d'être de 1 300 V pour un 1N4007. Son trait de repérage est aussi côté cathode, mais comme nous voulons la faire « fuir » on la câble à l'envers, le trait vers le potentiel le plus positif.

Examinons le diagramme de la **figure 5** : dans le sens direct elle est conductrice à partir de 0,6 V comme une diode ordinaire, aucun intérêt. Par contre si on la branche à l'envers et qu'on augmente la tension, elle se met à fuir régulièrement puis assez brutalement à partir d'une certaine tension, appelée tension de claquage ou de zener. Elle devient alors très conductrice et il faut limiter l'intensité pour éviter son échauffement.

Ainsi la courbe caractéristique subit une rupture de pente avec un arrondi plus ou moins prononcé qu'on appelle simplement le « coude zéner ». Les coudes les plus « serrés » se trouvent pour les valeurs voisines de 6 V, ce sont les zéners les plus franches. Vous remarquerez qu'après le coude la tension aux bornes augmente peu. En conclusion une diode zéner est à la tension ce que la soupape de sécurité est à la pression.

Une zéner est caractérisée par deux valeurs :

– sa tension nominale (le milieu du coude), de 2, à 200 V.

– Sa puissance dissipée maximum : 0,4 – 0,5 – 1 – 2 W. C'est tout simplement le produit de l'intensité qui la traverse par sa tension nominale.

$P = I \times V_Z$

Les valeurs les plus courantes sont en volts :

2,7 – 3 – 3,3 – 3,6 – 3,9 – 4,3 – 5,1 – 5,6 – 6,2 – 6,8 – 7,5 – 8,2 – 9,1 – 10 – 11 – 12 – 13 – 15 – 16 – 18 – 20 – 22 – 24 – 27 – 30 etc.

Tension stabilisée par zéner simple

C'est le montage de la **figure 6** ; l'utilisation est alimentée sous la tension de la zéner et la résistance R limite son intensité et par contre-coup celle de l'utilisation, ce qui limite beaucoup la puissance utile. Calculons R :

La source est du 12 V et nous avons une zéner de 10 V/1 W. L'intensité maxi dans la zéner sera donc I = P/E = 1/10 = 0,1 A. En circuit ouvert (sans utilisation) nous aurons 2 V aux bornes de la résistance (12 – 10 = 2), et pour qu'elle ne laisse passer que 0,1 A sa valeur sera R = E/I = 2/0,1 = 20 Ω, soit 22 Ω.

Ce montage n'autorisera que quelques mA pour l'utilisation, mais si celle-ci est branchée en permanence et consomme

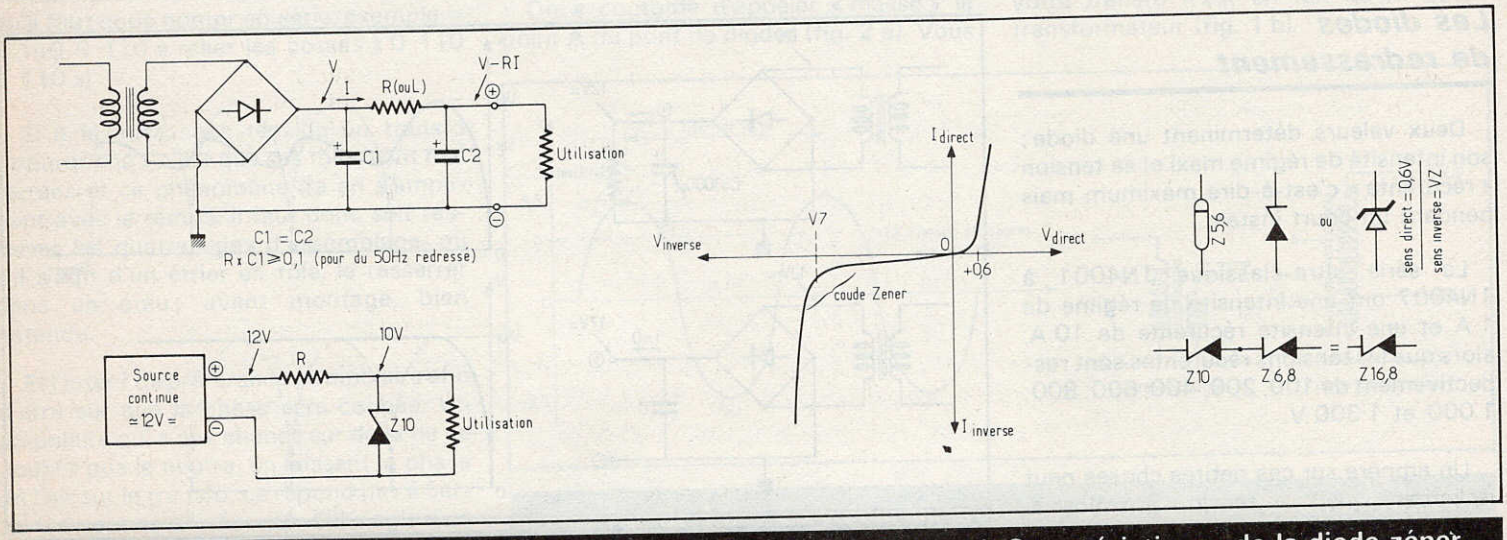


Fig. 4. à 6. – Le filtre en π améliore considérablement le bruit de fond. Caractéristiques de la diode zéner. La stabilisation par zéner se limite aux faibles intensités d'utilisation.

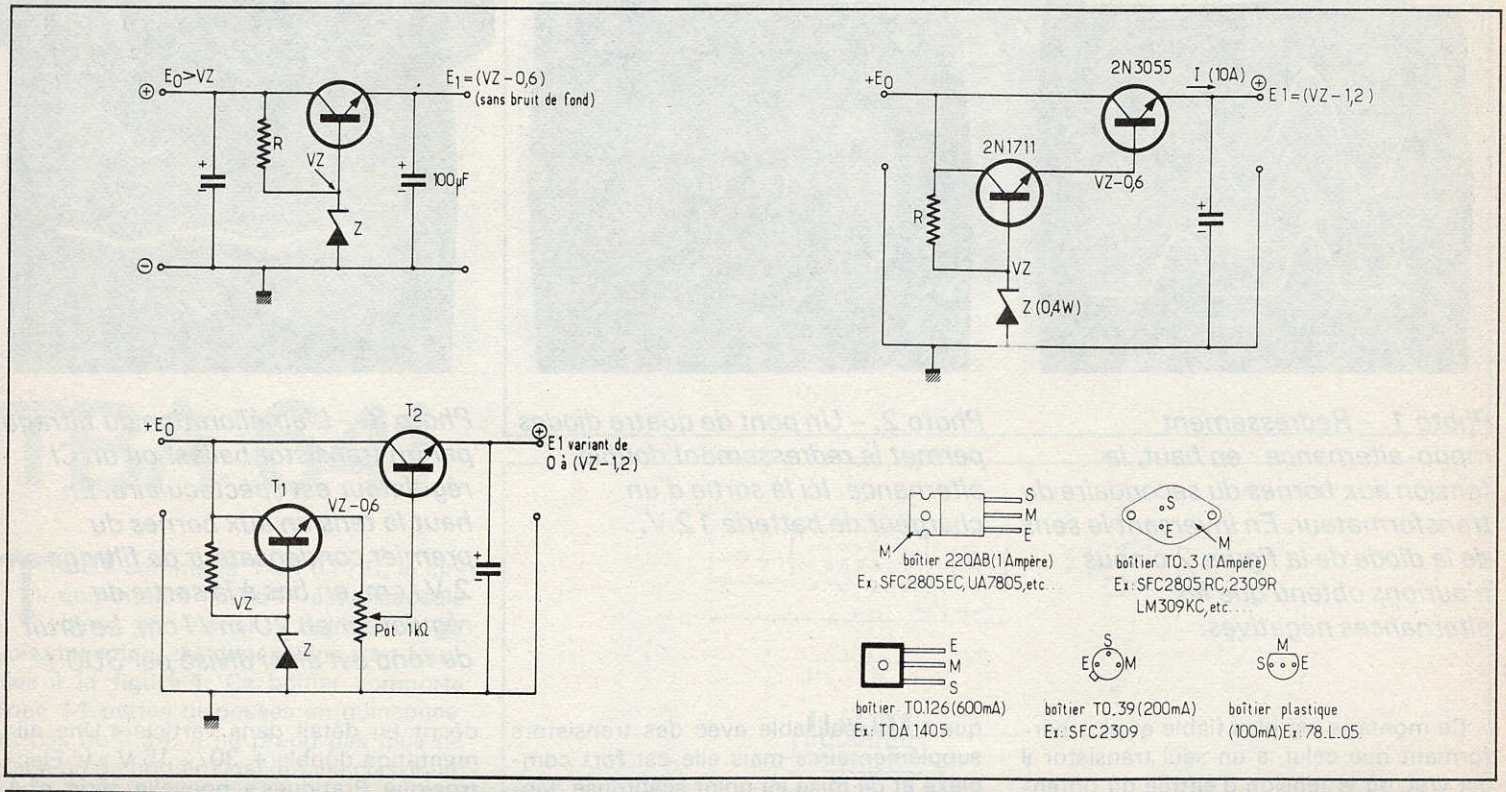


Fig. 7. à 10. – La stabilisation par transistor ballast est d'une très grande souplesse d'utilisation en intensité et en tension. En pilotant un Darlington ballast une zéner de 400 mW peut stabiliser la tension d'une utilisation « tirant » plusieurs ampères. Alimentation à tension variable.

0,1 A sous 10 V, nous pourrons mettre R = 10 Ω qui sera traversé par 0,2 A ; 0,1 pour la zéner + 0,1 pour l'utilisation.

Ce type de montage est donc assez scabreux, faible en puissance et long à calculer. Ajoutons un transistor et c'est le grand luxe.

Tension stabilisée par Transistor-ballast

Rappelez-vous cette règle d'or : lorsqu'un transistor (silicium) est conducteur la tension base-émetteur et de 0,6 V quelle que soit l'intensité qui y passe.

Donc si on fixe le potentiel de la base nous fixons le potentiel de l'émetteur : $V_E = V_B - 0,6$. Dans la **figure 7** V_B est égal à la tension nominale V_Z de la zéner, tandis que la résistance R sert à la fois de protection de la zéner et de résistance de base. Faisons les calculs pour un cas presque limite.

Nous voulons obtenir une tension stabilisée de 5 V et de 300 mA à partir d'une alimentation primaire en 30 V !

Il nous faudra sur la base une zéner de 5,6 V (5,6 – 0,6 = 5 V) en 0,4 W qui est le modèle économique. Son intensité limite est donc :

$$I_Z = \frac{P}{V_Z} = \frac{0,4}{5,6} = 0,070 \text{ A}$$

R va être soumis à une tension de 30 – 5,6 = 24,4 V et devra donc être supérieur à 24,4/0,07 = 348 Ω.

Considérons à présent le transistor : nous prendrons un 2N1711 coiffé d'un radiateur, son gain en courant (β) est au moins égal à 100, donc pour un courant collecteur de 0,3 A, il faut un courant base de 0,003 A à travers R, donc R doit être inférieur à 24,4/0,003 = 8,1 kΩ.

En conclusion R doit être compris en 348 Ω et 8,1 kΩ. Quel choix ! Prenons R = 5,6 kΩ et tout sera parfait. Quelle amélioration par rapport au montage précédent sans transistor...

La tension de sortie est bien sûr à l'abri des fluctuations du secteur 220 V, le bruit de fond est considérablement réduit et peut être pratiquement éteint en mettant côté émetteur un électrochimique de 47 ou 100 µF (**fig. 7**). On voit parfois un condensateur sur le potentiel base donc en parallèle avec la zéner : nous ne le faisons pas car l'effet est négligeable.

Si l'intensité de l'utilisation est de quelques dizaines de milli-ampères le transistor sera un petit modèle genre BC108 mais en boîtier plastique, que nous appelons « transistor au kilo » et qu'on arrive à trouver à neuf francs la dizaine. De 70 à 300 mA un 2N1711 avec ou sans radiateur, de 300 à 1 000 mA un 2N3054 (attention $\beta \simeq 40$), et au-delà un 2N1711 en Darlington avec un 2N3055 (**fig. 8**) ; dans ce cas la tension de sortie sera celle de la zéner moins deux fois 0,6 V (deux transistors) $E_1 = V_z - 1,2$.

Une alimentation réglable (voir fig. 9)

Il s'agit du Darlington-ballast de la **figure 8** mais où le potentiel base de T_2 est fixé par un potentiomètre de 1 à 10 kΩ environ alimenté par la tension stabilisée de l'émetteur de T_1.

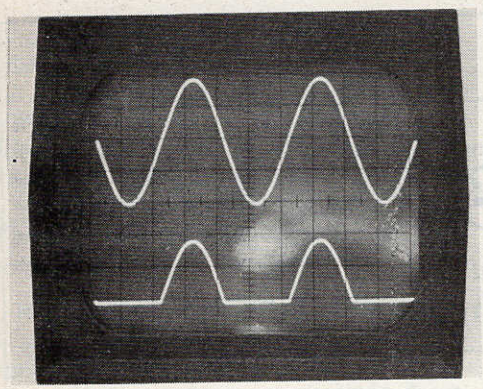


Photo 1. – Redressement mono-alternance : en haut, la tension aux bornes du secondaire du transformateur. En inversant le sens de la diode de la figure 2 c nous n'aurions obtenu que les alternances négatives.

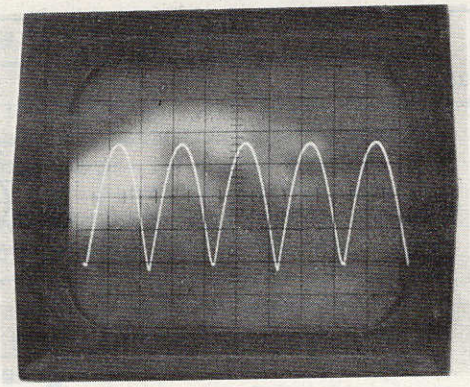


Photo 2. – Un pont de quatre diodes permet le redressement double alternance. Ici la sortie d'un chargeur de batterie 12 V.

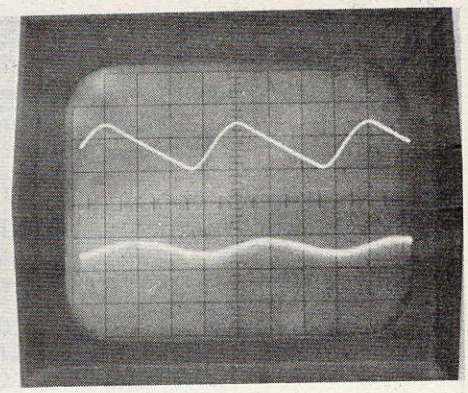


Photo 3. – L'amélioration du filtrage par un transistor ballast ou un CI régulateur est spectaculaire. En haut la tension aux bornes du premier condensateur de filtrage en 2 V/cm, en bas à la sortie du régulateur en 20 mV/cm. Le bruit de fond est ainsi divisé par 300 !

Ce montage est plus fiable et plus performant que celui, à un seul transistor il est vrai, où la tension d'entrée du potentiomètre est fixée par une zéner en montage simple.

Stabilisation par circuit intégré spécial

Il existe toute une variété de CI régulateurs qui remplacent la zéner et le ballast, et qui en plus ont une protection contre les courts-circuits côté utilisation. Cette protection dite « disjoncteur électronique » est réalisable avec des transistors supplémentaires mais elle est fort complexe et de mise au point scabreuse, tandis que grâce à l'intégration...

Ces C.I. ont trois pattes et de ce fait les mêmes boîtiers que les thyristors, triacs et certains transistors. Ils sont caractérisés par leur tension de sortie et par leur intensité maximale de sortie avec radiateur. Dans la pleïade de boîtiers de la **figure 10**, nous avons appelé « E » l'entrée « haute » tension, « M » la masse et « S » la sortie régulée et protégée, mais qu'il faut néanmoins équiper d'un condensateur. Il y a d'autres CI plus élaborés à 8 pattes tels le 723 qui sont destinés à des alimentations variables. Ce C.I. a été décrit en détail dans l'article « Une alimentation double + 30/– 15 V » (« Electronique Pratiques » nouvelle série n° 4 page 98).

Un C.I. de régulation revient toujours plus cher que l'ensemble zéner + résistance + transistor, mais outre la sécurité de court-circuit il y a un gain de place très appréciable.

(à suivre)

M. ARCHAMBAULT

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

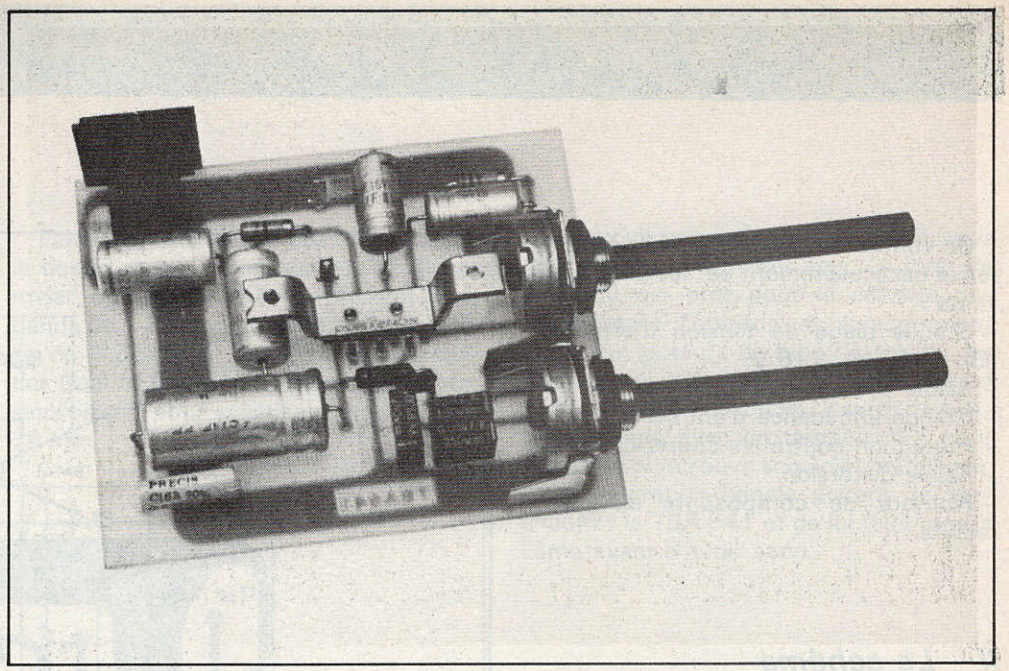
Veuillez me faire parvenir gratuitement votre documentation EP

Nom : _____

Adresse : _____

Les circuits intégrés SGS-ATES

Le TBA 641



TOUT comme le TAA 611 C, le circuit intégré TBA 641 est encapsulé dans un boîtier « Split-Dip » de puissance dont les dimensions sont fournies à la **figure 1**. Ce boîtier comporte donc 14 pattes disposées en quinconce, au pas de 2,54. Il ne prend pas plus de place qu'un boîtier Dual in Line classique, à l'exception du refroidisseur qui le coiffe.

I – Le circuit électrique interne

Le TBA 641 est un amplificateur B.F. de moyenne puissance particulièrement adapté à l'équipement des auto-radios.

La **figure 2** permet de suivre les différents étages et de constater que la petite puce renferme 14 transistors, 10 résistances et 3 diodes.

Les valeurs admissibles maximales pour le TBA 641 sont les suivantes :
- Tension d'alimentation : + 6 V à + 16 V.
- Tension d'entrée : 0,5 V min (elle est fonction de la tension d'alimentation).
- Courant de sortie : 2,5 A.
- Dissipation pour une température de boîtier de 85 °C : 5 W.
- Courant de repos : 18 mA environ.
- Courant d'entrée : 200 à 950 nA.
- Gain en boucle fermée : 46 dB.
- Puissance de sortie pour 10 % de distorsion : 5,5 W.
- Distorsion à Po = 50 mW : 0,3 %.
- Distorsion à Po = 2 W : 0,5 %.
- Distorsion à Po = 4,5 W : 3 %.
- Tension de bruit à l'entrée : 3,5 μV.
- Impédance d'entrée : 3 MΩ.

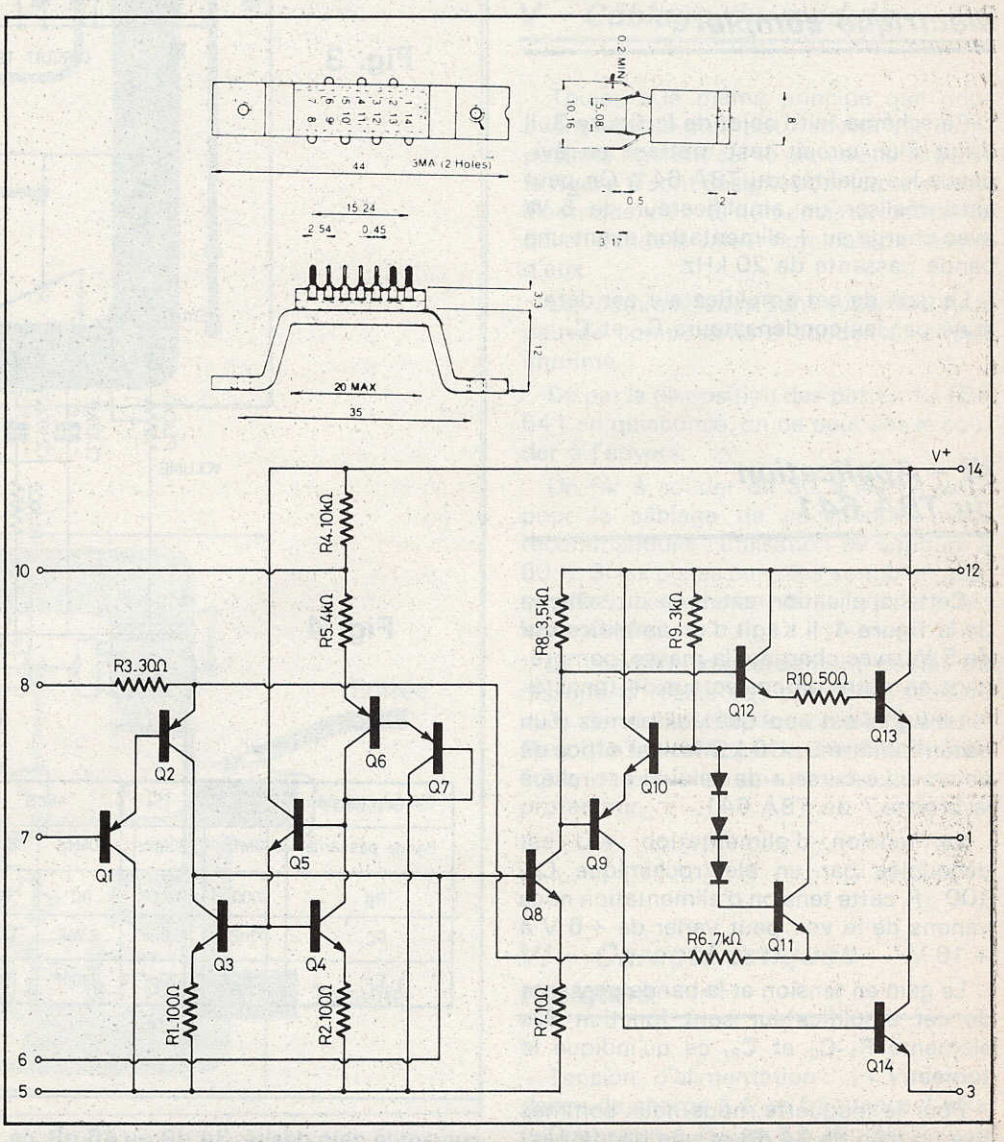


Fig. 1. et 2. – Le TBA 641 se présente sous la forme d'un boîtier analogue au TAA 611 CX. La structure interne laisse apparaître quatorze transistors.

On voit donc que le TBA 641 se caractérise particulièrement par les points suivants :

- Grande plage de tension d'alimentation : + 6 V à + 16 V.
- Faible courant de repos.
- Grande impédance d'entrée.
- Protection contre les courts-circuits.
- Faible distorsion.
- Nombre de composants extérieurs réduits.

II – Le schéma électrique complet

Ce schéma fait l'objet de la **figure 3**. Il s'agit d'un circuit test mettant en évidence les qualités du TBA 641. On peut ainsi réaliser un amplificateur de 5 W avec charge au + alimentation ayant une bande passante de 20 kHz.

Le gain de cet amplificateur est déterminé par les condensateurs C_C et C_F.

III – Application du TBA 641

Cette application est tirée du schéma de la **figure 4**. Il s'agit d'un amplificateur de 5 W avec charge à la masse, comprenant en outre un correcteur de tonalité.

Le signal est appliqué aux bornes d'un potentiomètre D_1-10 kΩ faisant office de volume. Le curseur de celui-ci est relié à la broche 7 du TBA 641.

La tension d'alimentation + U est découplée par un électrochimique C_6-100 µF, cette tension d'alimentation nous venons de le voir peut varier de + 6 V à + 16 V.

Le gain en tension et la bande passante de cet amplificateur sont fonction des éléments R_1-C_C et C_F, ce qu'indique le **tableau I**.

Pour la maquette, nous nous sommes fixé un gain de 34 dB et une bande passante de 20 kHz. Le potentiomètre P_2-22 kΩ joue le rôle de correcteur de tonalité (simplifié bien entendu).

Le condensateur C_S est à déterminer suivant le gain désiré, 34 dB ou 46 dB, ce qu'indique le **tableau II**.

La valeur de C_S est sélectionnée pour une variation de 3 dB à 4 kHz.

Le signal amplifié est prélevé à la broche 1 du TBA 641 et appliqué aux bornes du haut-parleur à travers le condensateur de liaison C_4-1000 µF, dont le rôle est de bloquer la composante continue présente en ce point et égale à + U/2.

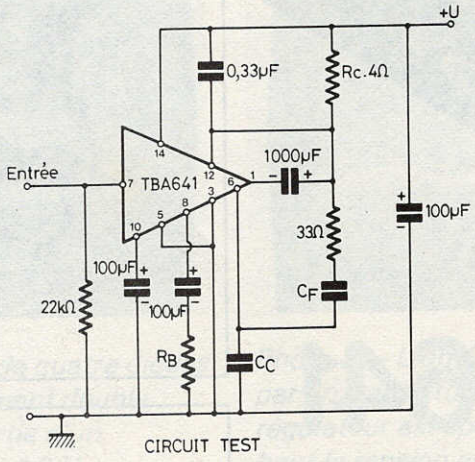


Fig. 3

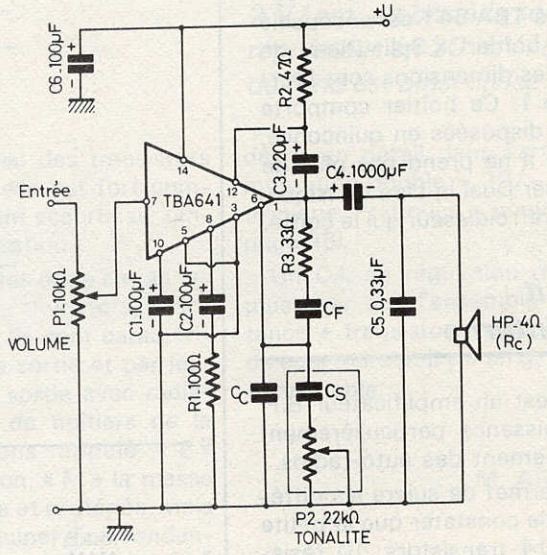


Fig. 4

Gain en tension	34dB		46dB	
Bande passante	10kHz	20kHz	10kHz	20kHz
R_B	100Ω	100Ω	0Ω	0Ω
C_C	10nF	6,8nF	2,7nF	1,5nF
C_F	1nF	470pF	330pF	150pF

Gain en tension	34dB	46dB
C_S	27nF	5,6nF

IV – Le circuit imprimé

Les dimensions de la plaquette, proposée aux lecteurs à l'échelle 1, **figure 5**, sont de 89 x 74 mm. Les liaisons peu nombreuses permettent à un débutant de se lancer dans la fabrication de ce circuit imprimé.

Faites comme nous, nous avons réalisé le dessin de ce circuit sur une feuille de mylar, au pas de 2,54, en utilisant de la bande de 1,27 mm de largeur, des pastilles de Ø 2,54 mm, des pastilles pour boîtier Dual in Line et une plaquette photosensibilisée pour positif coupée à 89 x 74 mm.

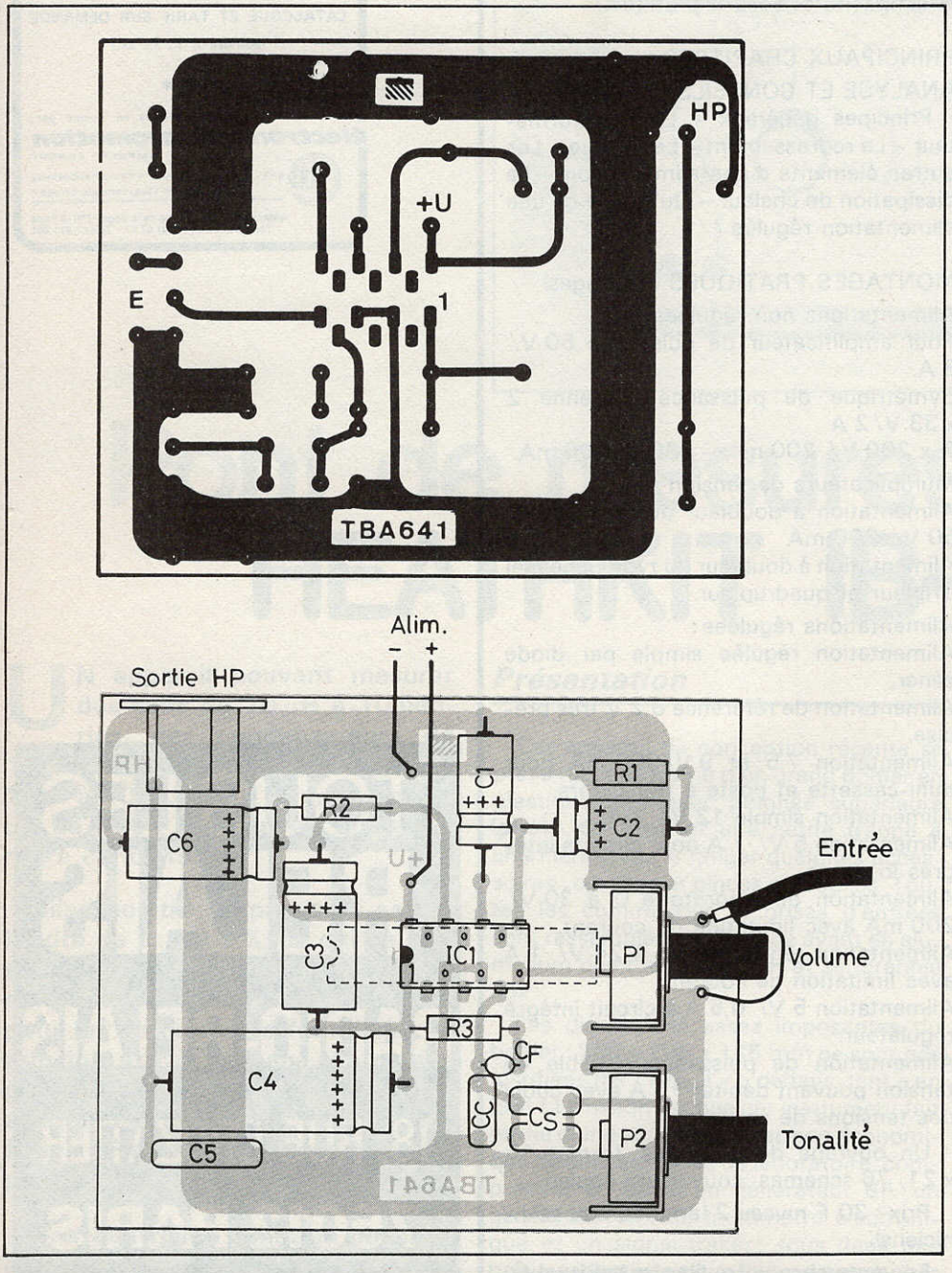


Fig. 5. et 6. – Comme d'usage, nous publions le tracé du circuit imprimé grandeur nature. Pour l'implantation des éléments, il suffira de suivre le croquis ci-dessus.

Le circuit imprimé gravé et percé (tous les trous étant à percer avec un foret de Ø 1 mm) est prêt pour le câblage des composants. Toutefois, nous recommandons aux lecteurs de bien désoxyder les liaisons cuivrées restantes avant de se servir de leur fer à souder. Il suffit de frotter le cuivre avec un tampon JEX pour que celui-ci retrouve son éclat métallique. Cette opération banale évitera de surchauffer le TBA 641 et de lui faire rendre l'âme avant d'avoir servi.

V – Câblage du module

Toujours le même principe que nous avons adopté pour notre revue. Les composants figurant sur le plan de câblage de la **figure 6** sont désignés par leur symbole électrique, c'est la nomenclature détaillée qui en donne la valeur nominale de chacun d'eux.

Les commentaires sont superflus vu le peu de composants à souder au circuit imprimé.

De par la disposition des pattes du TBA 641 en quinconce, on ne peut pas le souder à l'envers.

Un fer à souder de 30 à 40 W suffit pour le câblage de ce module, nous recommandons l'utilisation de soudure à 60 %. Si les pistes cuivrées sont bien désoxydées, l'adhérence de la soudure est instantanée.

Le module soigneusement câblé, on dissoud la résine des points de soudure avec du trichloréthylène ou de l'acétone. Pour que le cuivre garde son éclat métallique, on pulvérise une couche de vernis protecteur.

VI – Caractéristiques typiques

- Tension d'alimentation : 14 V, impédance de charge 4 Ω et fréquence 1 kHz.
- Distorsion à P_{max} = 5,5 W : 10 %.
- Distorsion à P_o = 50 mW : 0,3 %.
- Distorsion à P_o = 2 W : 0,5 %.
- Distorsion à P_o = 4,5 W : 3 %.
- Courant de repos total : 18 mA.

VII – Mesures effectuées sur la maquette

– Tension d'alimentation : + 12 V et impédance de charge $Z_{HP} = 9\ \Omega$.
– Tension d'entrée : 60 mV_{eff}.
– Tension aux bornes de la charge : 3,9 V_{eff} (avant écrêtage).
– Consommation : 220 mA.
– Courant de repos : 11 mA.
– Puissance de sortie : 1,7 W_{eff}.

VIII – Nomenclature des composants

*** Résistances ± 5 % - 1/2 W à couche.**
R_1 : 100 Ω (marron, noir, marron).
R_2 : 47 Ω (jaune, violet, noir).
R_3 : 33 Ω (orange, orange, noir).
*** Potentiomètres**
P_1 : 10 kΩ logarithmique.
P_2 : 22 kΩ linéaire.
*** Condensateurs non polarisés**
C_5 : 0,33 µF.
C_F : 470 pF.
C_C : 6,8 nF.
C_S : 27 nF (ou 22 nF + 4,7 nF en parallèle).
*** Condensateurs électrochimiques**
C_1 : 100 µF/16 V.
C_2 : 100 µF/16 V.
C_3 : 220 µF/25 V.
C_4 : 1000 µF/16 V.
C_6 : 100 µF/16 V.
*** Circuit intégré TBA 641.**
*** Divers**
Prise DIN/HP pour circuit imprimé.
Câble blindé.

Nota

Les résistances R_1 du schéma de principe **figure 4** et R_B du **tableau I** sont identiques. $R_1 = R_B = 100\ \Omega$.

B. DUVAL

CONSTRUISEZ VOS ALIMENTATIONS (3e édition revue et corrigée) par J.-C. ROUSSEZ

L'électronicien désirant réaliser un montage de type quelconque, du plus simple au plus compliqué, se heurte souvent au problème de son alimentation. Etant donné l'infinie variété des tensions et courants exigés par les montages, le technicien doit connaître tous les problèmes posés par leur alimentation et surtout les moyens, de les résoudre. Les lignes directrices de cet ouvrage ont été la simplicité et l'esprit pratique.

PRINCIPAUX CHAPITRES :

ANALYSE ET CONSEILS (52 pages)

Principes généraux – Le transformateur – Le redressement – Le filtrage – Les autres éléments d'une alimentation – La dissipation de chaleur – Qu'est-ce qu'une alimentation régulée ?

MONTAGES PRATIQUES (53 pages)

Alimentations non régulées :
Pour amplificateur de puissance 50 V/ 3 A.
Symétrique de puissance moyenne 2 x 33 V/2 A
2 x 200 V/ 200 mA – 230 V/100 mA.
Multiplicateurs de tension :
Alimentation à doubleur du type Latour 50 V/ 300 mA
Alimentation à doubleur du type Schenkel
Tripleur et quadrupleur.
Alimentations régulées :
Alimentation régulée simple par diode zéner.
Alimentation de référence 8,2 V très précise.
Alimentation 7,5 et 9 V/300 mA pour mini-cassette et poste à transistors.
Alimentation simple 12 V/ 1 A.
Alimentation 5 V/ 1 A pour circuits intégrés logiques.
Alimentation de laboratoire 0 à 30 V/ 200 mA avec limitation de courant.
Alimentation réglable de 3 à 24 V/ 1 A avec limitation de courant.
Alimentation 5 V/ 0,5 A à circuit intégré régulateur.
Alimentation de puissance réglable en tension pouvant débiter 10 A avec choix des tensions de sortie.

Un ouvrage de 11 pages, format 15 x 21, 76 schémas, couverture couleur.

Prix : 30 F niveau 2 (amateurs et techniciens).

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.

CHOISIR LE N° 1
en toute sécurité

AMTRON®

une gamme complète touchant tous les domaines de l'électronique

les Kits AMTRON peuvent être livrés montés (Réf. W)

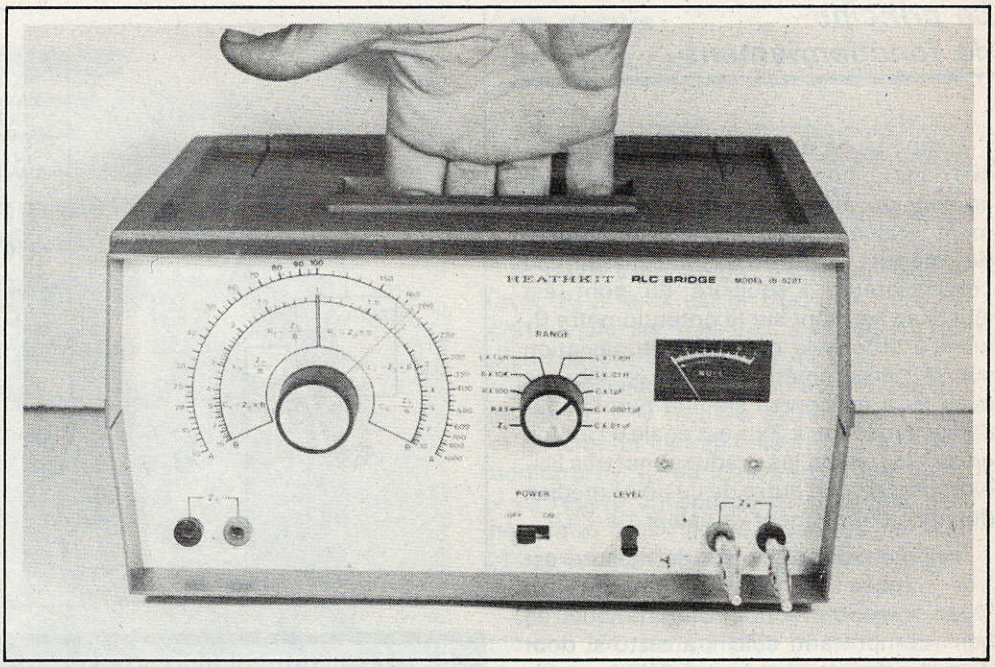
*

CATALOGUE ET TARIF SUR DEMANDE
(Joindre 8 F. F. ex.)

* * *

Importé et distribué en France par:
électronique-promotion
IMPORT - EXPORT
ELP BP 7 • ZI DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE
☎ (93) 45.09.30 • Telex PROSUDE 470089 F
Antenne à Paris - 22, rue de la Vega - 75012 Paris
Tél. : 343.03.38 et 307.07.27 - Télex : 211.801

TOUS LES RELAIS
RADIO-RELAIS
18, RUE CROZATIER
75012 PARIS
Tél. 344.44.50
R.E.R. GARE DE LYON



Pont de mesures R.L.C. HEATHKIT IB-5281

UN appareil pouvant mesurer des selfs de 10 μH à 10 henries, des condensateurs de 10 pF à 10 μF et des résistances de 10 Ω à 10 MΩ pour le prix abordable de 330 F, ne pouvait qu'attirer notre curiosité.

Bilan positif ; la précision est de l'ordre de ± 2 à 5 %, ce qui ne présente aucun intérêt pour la fonction ohmmètre, mais qui est suffisant pour les deux autres fonctions. Le principal attrait est sans conteste la possibilité de mesurer, fabriquer et ajuster des selfs pour réaliser des filtres BF et des montages HF et ce pour le prix d'un contrôleur.

Une quatrième fonction consiste à mesurer un composant inconnu par comparaison avec un étalon externe, pour les apparier et pour aller-au-delà des valeurs mini et maxi que nous avons citées.

Présentation

Cet appareil de conception récente se présente sous forme d'un grand boîtier en plastique bleu avec poignée supérieure **(photo de titre)** et une petite trappe à charnières pour y ranger quelques accessoires ; cordons et pinces corcodiles. Toutes les commandes et prises d'entrées sont rassemblées sur la face avant en aluminium peint en blanc mat et sérigraphié noir.

Les dimensions assez imposantes du boîtier : 280 x 200 x 145 mm ne sont pas justifiées par ce qu'il y a dedans, tant s'en faut ! La raison est que cet instrument fait partie d'une série de conception économique de cinq appareils de laboratoire, comprenant en outre un générateur BF, un générateur HF, un multimètre électronique et un signal-tracer ; tous dans des boîtiers identiques que l'on peut emboîter les uns au-dessus des autres.

L'alimentation ± 9 V est assurée par deux piles 9 V miniatures solidement fixées à l'intérieur. Une alimentation secteur extérieure peut être fournie en option.

Ce pont d'impédances est soit livré assemblé ou en kit qui nécessite environ 5 heures de travail. Traditionnellement le manuel de montage (en français) est d'une clarté remarquable, avec en outre la description du fonctionnement du circuit électronique et un guide de dépannage éventuel.

Les composants sont de bonne qualité sauf pour les trois résistances « étalons » qui ne sont que de vulgaires « 5 % » au lieu d'être des « 1 % ». Tout le circuit est fixé sur un robuste châssis en tôle, qui est ensuite logé dans le coffret plastique.

Le câblage du kit ne pose pas de problème particulier sauf en ce qui concerne le rotacteur de gammes à quatre galettes (voir **photo 2**). Il n'y a pas d'acrobatie mais les étourderies sont faciles. La mise au point finale nécessite un contrôleur, mais comme ce dernier comporte déjà une fonction ohmmètre aussi précise et bien plus maniable, on se demande à quoi va bien servir celle de cet appareil...

Le principe de fonctionnement

L'impédance à mesurer se trouve placée dans un pont de Wheatstone alimenté en tension alternative **(fig. 1)** où l'élément étalon est un composant interne de même nature (résistance, self ou condensateur). L'équilibre du pont est ajusté en agissant sur le potentiomètre P_1 jusqu'à obtenir le minimum de déviation sur le galvanomètre G. Un équilibrage avec P_1 à mi-course signifie que l'impédance à mesurer « Zx » est égale à l'étalon en service, sinon les graduations (très lisibles) de part et d'autre de ce point médian donnent directement la valeur de Zx.

L'alimentation du pont de mesure est très soignée : un oscillateur à pont de Wien avec correction automatique de gain comportant cinq transistors dont deux à effet de champ qui délibère trois fréquences sinusoïdales selon le calibre utilisé : 1, 10 au 100 kHz. Ce signal est réglé en amplitude par le potentiomètre P_2, manipulable de l'extérieur, pour attaquer le transformateur TR_1 qui est un adaptateur de Wheatstone.

Le déséquilibre du pont est prélevé, par un amplificateur assez sophistiqué à cinq transistors qui sont sur le galvanomètre G. A noter que l'étage d'entrée de cet amplificateur est protégé côté soudures par un cabochon de blindage en acier cadmié **(photo 3)** et par un écran métallique côté composants.

Une petite critique concernant le circuit imprimé, il est en bakélite ; voilà une mesquinerie qui donne un air vieillot à un appareil moderne. En revanche la sérigraphie côté composants est d'une qualité remarquable **(photo 1)**.

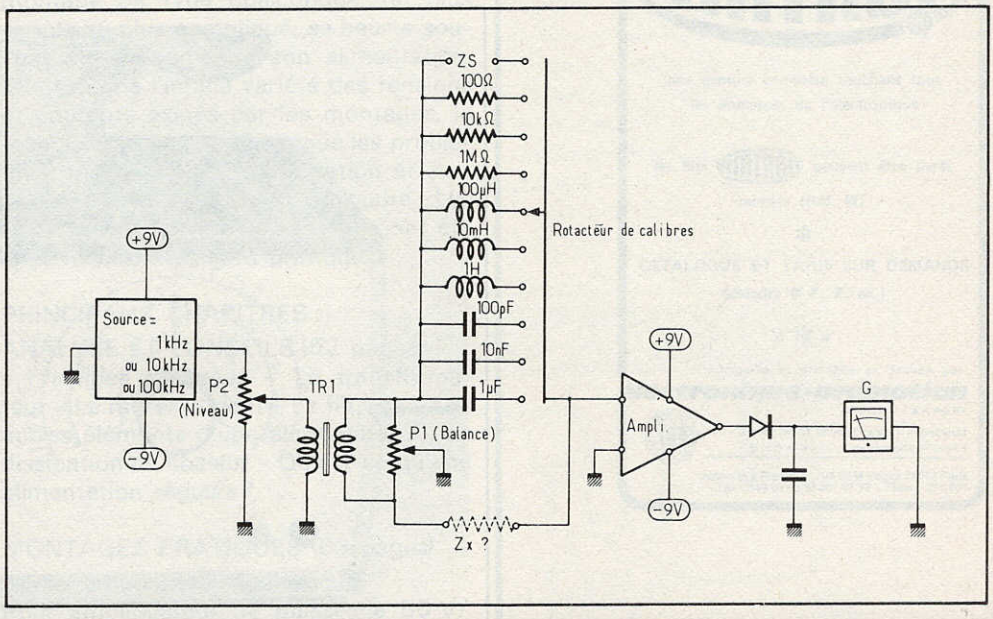


Fig. 1. – L'impédance à mesurer est placée dans un pont de Wheatstone pour être comparée proportionnellement à un étalon interne de valeur voisine.

L'utilisation

Le cadran de P_1 est gradué de 10 à 1000 **(photo 4)**, la mi-course étant à 100. Le rotacteur à dix positions donne les échelles suivantes :

L'impédance inconnue est connectée par deux prises crocodiles (fournies) aux douilles bananes d'entrée « Zx » et le commutateur positionné sur l'échelle présumée. Après la mise en marche l'aiguille du galvanomètre part en butée à droite. Agir alors sur bouton de P_2 (niveau) pour décoller l'aiguille du maxi.

Agir ensuite sur la balance P_1 pour trouver la position pour laquelle le galvanomètre indique un minimum avant de remonter. Augmenter un peu le niveau par P_2 pour fignoler ce point mini par P_1. Lire alors la valeur indiquée par l'index sur l'échelle extérieure et la multiplier par le facteur du calibre. Exemple, avec une self : calibre « L x 0,1 mH » et index sur « 145 » : Zx = 14,5 mH.

Le calibre «Zs » n'est pas un gadget mais va être d'une très grande utilité pour certaines mesures précises comme nous le verrons plus loin. Voici comment l'utiliser :

Le rotacteur étant sur le calibre «Zs » connecter un composant de valeur connue aux douilles bananes marquées « Zs ». Le composant inconnu est lui toujours fixé sur les douilles « Zx ». Il doit être compris entre le dixième et le décuple de Zs.

Procéder à l'équilibrage comme précédemment mais faire la lecture de l'index sur l'échelle intérieure. La photo du cadran **(photo 4)** indique que selon la nature de l'impédance et la portion du cadran il faudra multiplier ou diviser Zs par la valeur lue pour avoir Zx. Exemple avec un condensateur :
Zs = 1 nF, index sur « 1,3 » côté gauche : Zx = Zs x 1,3 = 1,3 nF. Si nous avions eu l'index sur « 1,6 » côté droit : Zx = Zs/ 1,6 = 0,625 nF

Calibre	Gamme pour Zx	Etalon interne utilisé	Fréquence utilisée
Zs	Compris entre 0,1 et 10 (Zs = standard externe)		1 kHz
R x 1	R de 10 à 1 000 Ω	100 Ω	1 kHz
R x 100	R de 1 à 100 kΩ	10 kΩ	1 kHz
R x 10 k	R de 100 kΩ à 10 MΩ	1 MΩ	1 kHz
L x 1 µH	L de 10 à 1 000 µH	100 µH	100 kHz
L x 0,01 H	L de 0,1 à 10 H	1 H	1 kHz
C x 1 pF	C de 10 à 1 000 pF	100 pF	100 kHz
C x 0,1 nF	C de 1 à 100 nF	10 nF	10 kHz
C x 0,01 µF	C de 0,1 à 10 µF	1 µF	1 kHz

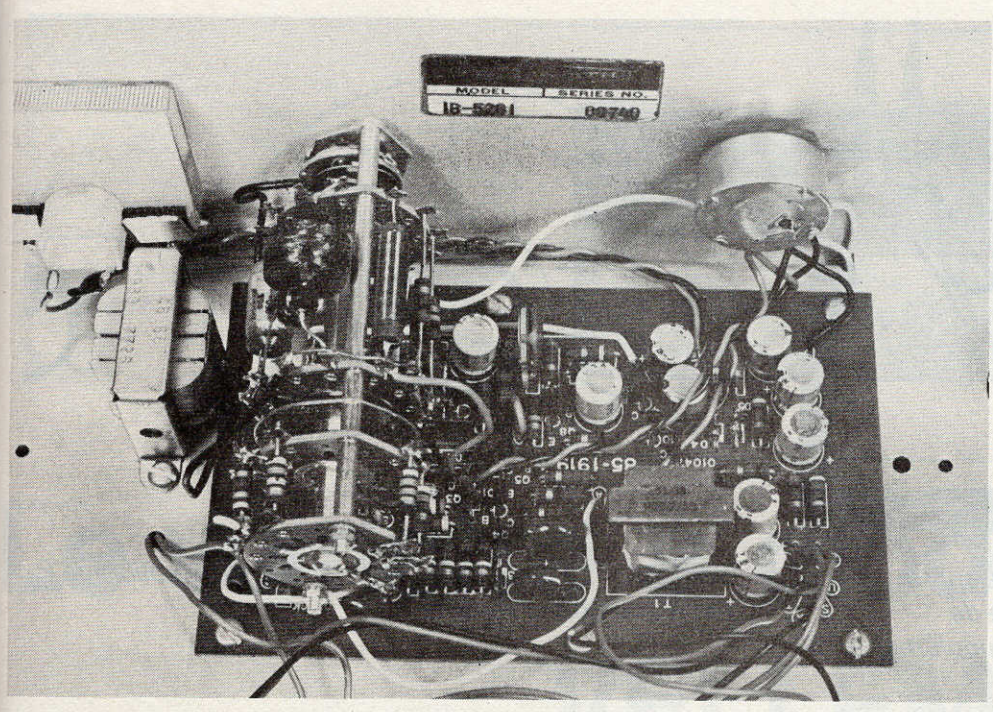
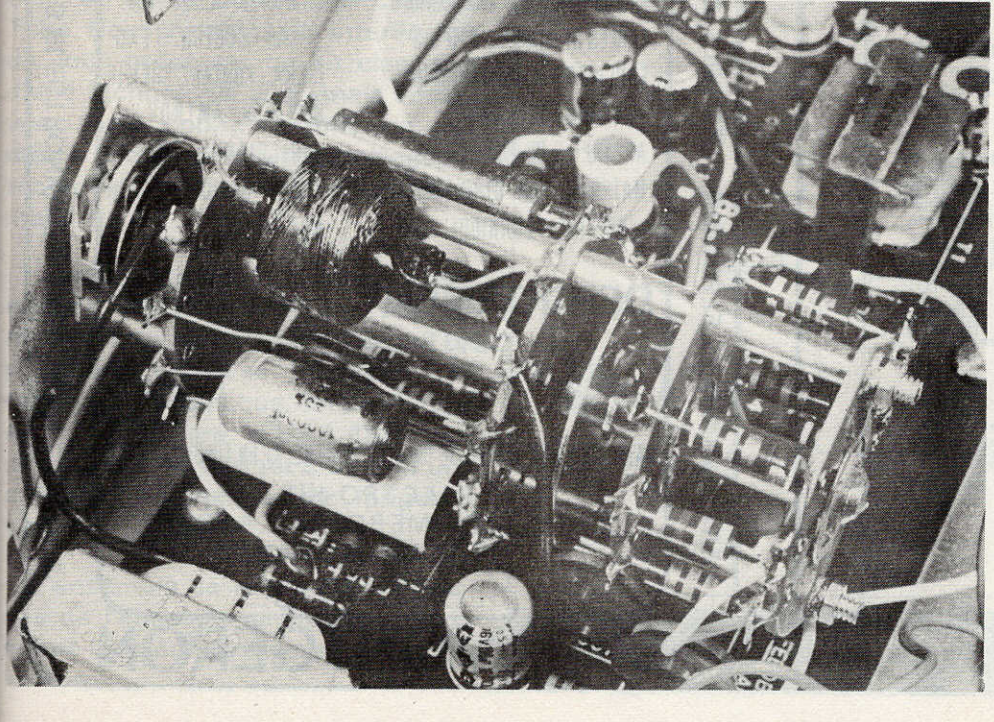


Photo 1. – La sérigraphie du circuit imprimé évitera toute erreur de câblage. A gauche sur le châssis en tôle, la self étalon de 1 henry.

Photo 2. – Le câblage du rotacteur de calibre demandera lui la plus grande attention.



Les essais nos mesures

– Les piles débitent respectivement (avec Zx = ∞) 6 et 8 mA. Une alimentation secteur n'est donc pas nécessaire.
– Sur les bornes de Zx, nous avons relevé les fréquences 1,2 kHz, 11,7 kHz et 115 kHz. L'amplitude maxi du signal (avec P_2 à fond) est de 700 mV crête-à-crête mais les mesures s'effectuent le plus souvent entre 20 et 40 mV.
– La précision des mesures est moins bonne (± 7 %) vers les extrémités droite et gauche du cadran (linéarité du potentiomètre P_1) qu'au centre (± 1 à 2 %).
– Le repère du bouton de rotacteur est beaucoup trop loin du cadran, ce qui oblige à se mettre bien dans l'axe pour lire le calibre.
– Du fait que les calibres progressent en facteur 100 les échelles ne se chevauchent pas, et il est donc pratiquement impossible de déterminer la valeur sinon à ± 10 % de composants très voisins de 1 mH, 100 mH, 1 nF, 100 nF, 1 kΩ et 100 kΩ.

Aussi nous recommandons de se procurer ces six valeurs qui seront utilisées comme étalons extérieurs sur la prise « Zs » afin d'obtenir une précision à ± 2 %. Toutefois comme en position « Zs » la fréquence appliquée étant toujours de 1 kHz nous avons vérifié en mettant un étalon extérieur de 10 pF et un Zx de 33 pF : nous avons alors trouvé l'index à gauche sur « 3,2 ». Résultat correct.

Conclusion

Voilà un genre d'appareil de mesures qui a souvent fait défaut pour se lancer dans certains montages BF ou HF. Sa précision est plus que suffisante dans la pratique et ses quelques défauts mineurs sont vite pardonnés en regard d'un excellent rapport prestation-prix.

Michel ARCHAMBAULT

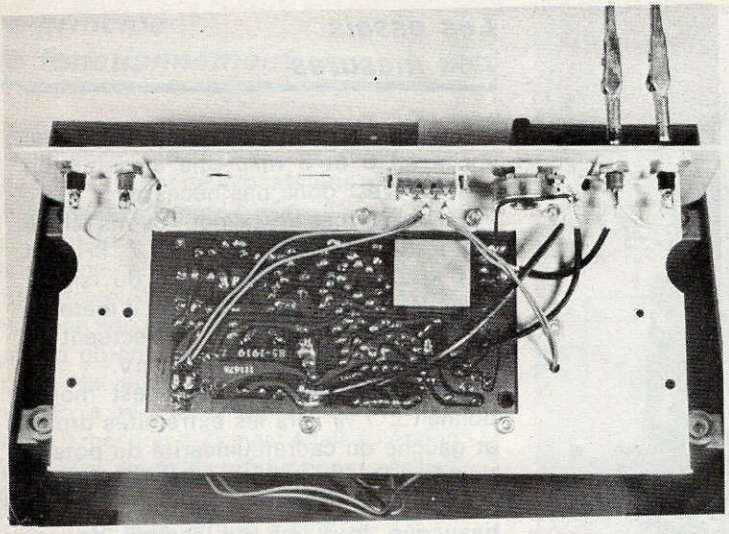


Photo 3. – Le module câblé est boulonné sur un robuste châssis en tôle. L'étage d'entrée de l'amplificateur bénéficie d'un blindage supplémentaire soudé au circuit imprimé.

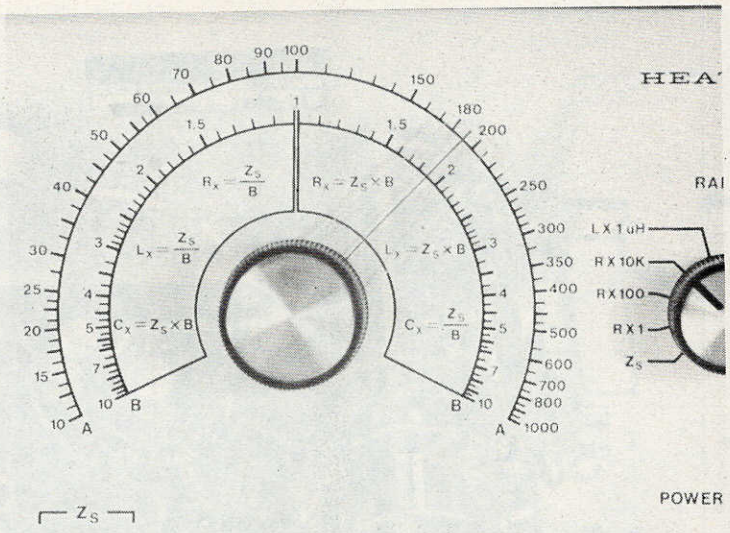


Photo 4. – Le cadran du potentiomètre d'équilibrage P_1 est d'une bonne lisibilité.

ADIEU au circuit imprimé

WRAPPER UN CIRCUIT VA AUSSI VITE QUE LE DESSINER MAIS UN DESSIN NE MARCHE PAS.

UN MONTAGE WRAPPÉ, LUI, FONCTIONNE.

Pour réaliser des dizaines de circuits que vous faut-il ?

Une plaque perforée, des picots à wrapper, l'outil P 180.

L'outil P 180, à bobine incorporée relie les picots à wrapper par un fil isolé qu'il dénude, enroule, établissant le contact.
RAPIDE
FACILE
FIABLE

WRAPPEZ

avec cet outil " miracle ".

TEKELEC TA ARITRONIC B.P. N° 2, 92310 SEVRES

Vente exclusive par distributeurs
(liste des points de vente dans le N° de Mars 1978).

731 TP

DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES PRES DE CHEZ VOUS

ENFIN

ELECTRO-KIT

COMPOSANTS ACTIFS - PASSIFS	GENERAL ELECTRIC
MICROS - CASQUES - LIGHT SHOW	SGS - ITT - SESCOSEM
TABLES DE MIXAGE - AMPLIS	TEXAS - COGECO - TEKO
ENCEINTES DE SONORISATION	ISKRA - KONTAKT CHEMIE
PLATINES - OUTILLAGE	ROSELSON - AMTRON
APPAREILS DE MESURE	AEC COLLYNS - RCF
MATERIEL POUR CIRC. IMP.	POWER - AUDAX - PRAL
LIBRAIRIE TECHNIQUE - ETC	BST - ETC

DEPARTEMENT - ALARME

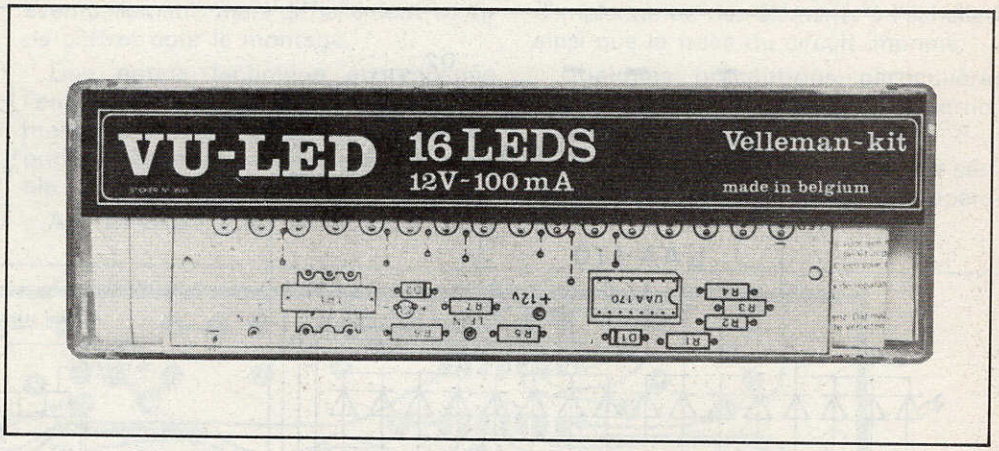
NOMBREUSES PROMOTIONS — DEVIS GRATUIT — PARKING ASSURE

CATALOGUES ET TARIFS DE 150 KITS CONTRE 4 F EN TIMBRES POSTE

ELECTRO-KIT
CENTRE COMMERCIAL "LA FORET"
91230 MONTGERON
TEL: 942.77.00

91 – MONTGERON

DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES PRES DE CHEZ VOUS



Le vumètre à diodes LED

VELLEMAN

DE nombreux fabricants se partagent le domaine du kit et ce marché, relativement florissant, fait naître de nouvelles marques, comme Velleman-Kit importé en France par les établissements Franclair Electronique distribuant déjà et entre autres les coffrets Teko. Nous avons pensé intéressant de vous présenter un kit classique d'une technologie désormais éprouvée, mais connu comme ce vumètre à diodes électroluminescentes équipé d'un circuit intégré Siemens UAA 170.

Le montage une fois terminé permettra en effet d'apprécier le niveau sonore, sous la forme d'un point lumineux se déplaçant au rythme de la musique. Un autre type de circuit intégré, le UAA 180, pour ne pas le citer, permet d'obtenir une colonne lumineuse de longueur variable.

L'ensemble se raccorde aux bornes de l'enceinte acoustique, de la même manière qu'un modulateur de lumière.

Le schéma de principe

La **figure 1** représente le synoptique du circuit intégré UAA170. On trouve d'abord un circuit d'entrée à haute impédance qui reçoit la tension à « mesurer ». A la sortie de ce circuit, le signal attaque une série de comparateurs de tension qui détecteront si la tension de l'entrée est supérieure ou inférieure à la tension de référence. Il y a 16 comparateurs et

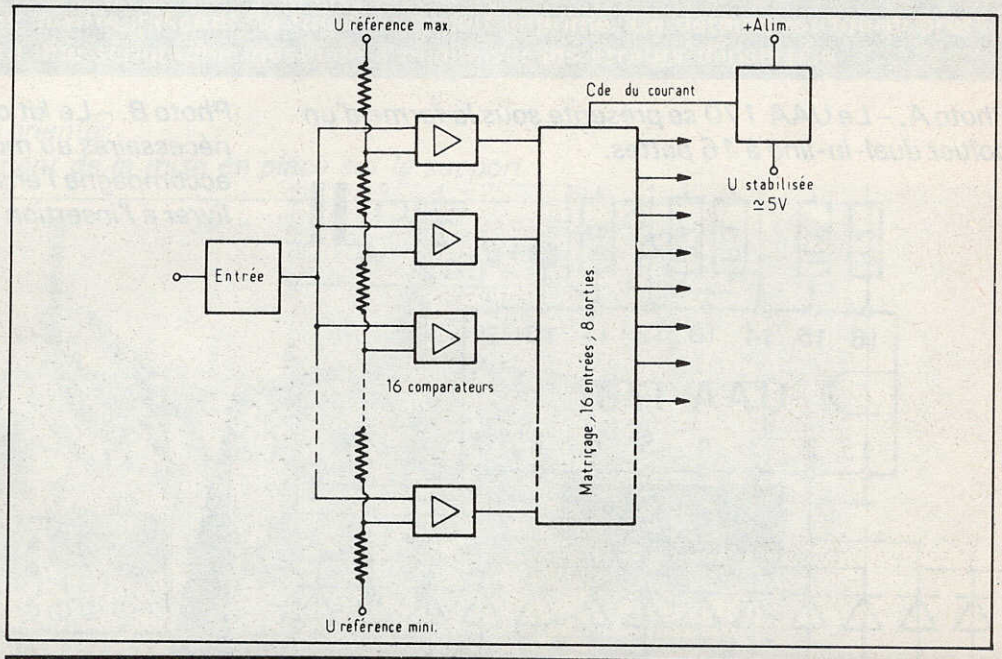


Fig. 1. – Schéma synoptique du circuit intégré UAA 170 renfermant notamment seize comparateurs et seize tensions de référence.

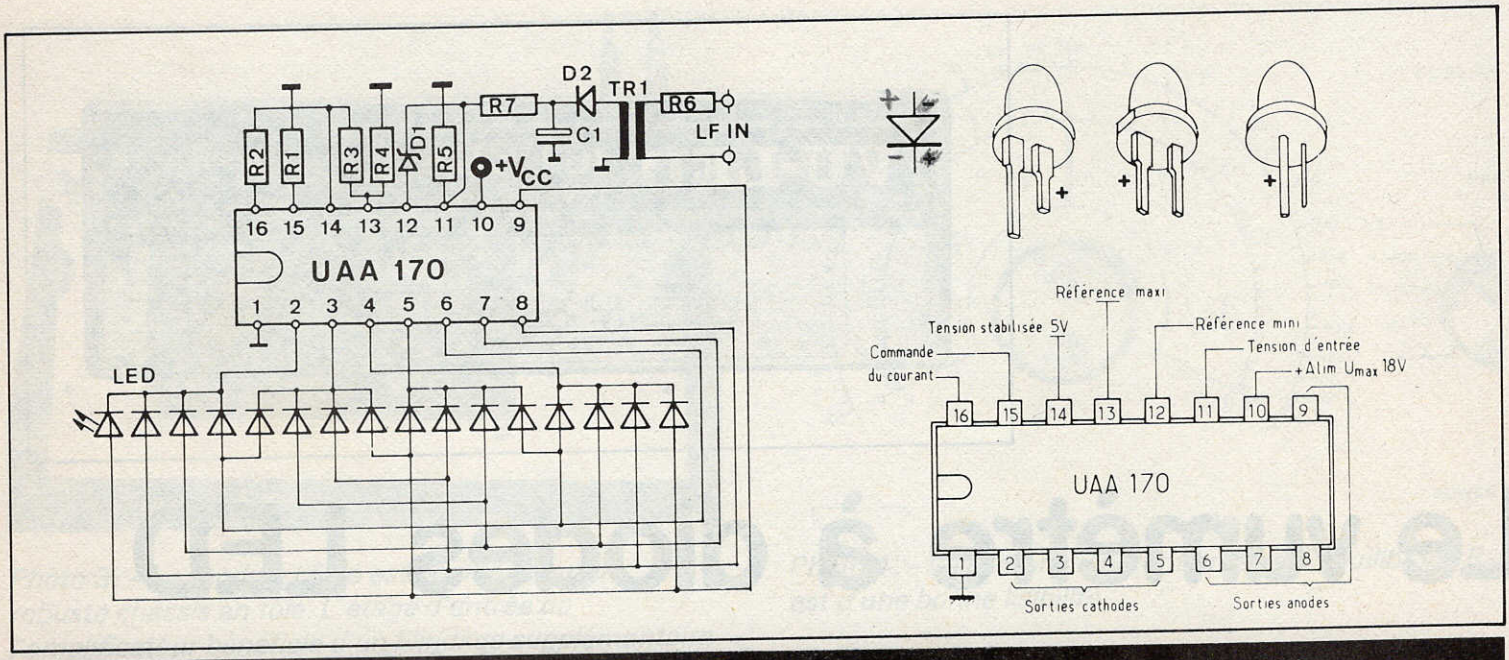


Fig. 2. et 3. – Schéma de principe général retenu par le constructeur et brochage des divers éléments constitutifs.

16 tensions de références. Ces tensions sont délivrées par un réseau de résistances intégrées et identiques, ainsi, lorsque l'on applique entre les extrémités de l'échelle une tension, les comparateurs sont alimentés par des tensions régulièrement espacées.

Les deux extrémités de l'échelle sont accessibles et permettent de fixer le seuil d'allumage non pas par rapport à la masse, mais par rapport à une tension donnée.

La **figure 2** présente le schéma de principe général retenu par le constructeur. On dispose à l'entrée d'un transformateur analogue à celui des modulateurs de lumière. Les tensions BF sont détectées et appliquées à la borne (11) tension d'entrée du circuit intégré en question, tandis qu'on dispose de la tension de référence grâce à la diode zener 4,7 V. Les autres sorties ou broches du circuit permettent de fixer d'autres tensions, les bornes 15 et 16 autorisent notamment à l'aide des résistances R_2 et R_1 le réglage de la luminosité des diodes électroluminescentes.

Photo A. – Le UAA 170 se présente sous la forme d'un boîtier dual-in-line à 16 pattes.

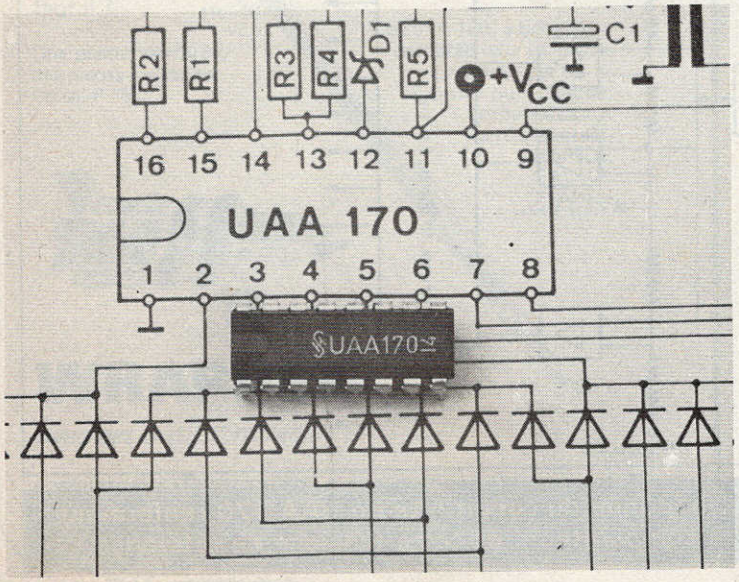
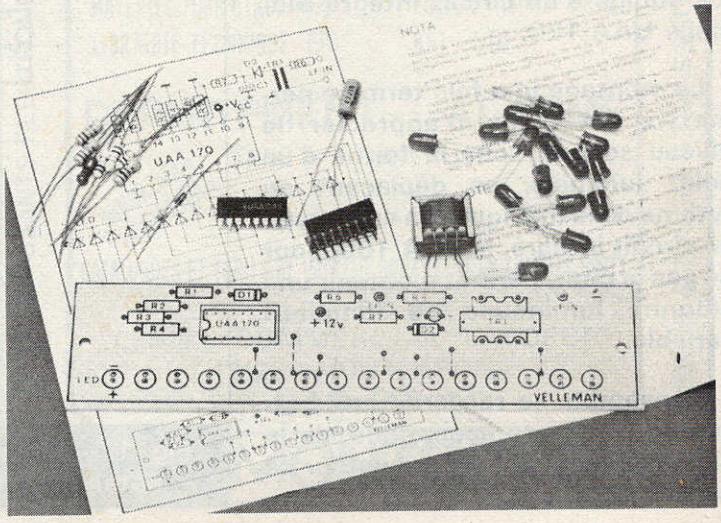


Photo B. – Le kit comprend pour les éléments nécessaires au montage. Une notice succincte accompagne l'ensemble. L'amateur n'a plus qu'à se livrer à l'insertion des composants sur le support.



Enfin le montage s'alimente, bien qu'initialement prévu pour une tension de 18 V, sous 12 V.

Montage

Le constructeur présente le kit à l'intérieur d'un coffret plexiglas qui pourra éventuellement, mais difficilement servir de coffret pour le montage.

Une notice technique accompagne l'ensemble, mais se résume à l'ordre de montage des éléments, se passant du principe de fonctionnement de l'ensemble.

A titre indicatif nous publions le schéma d'implantation des éléments à l'échelle 1 ainsi que le tracé du circuit imprimé.

Quelques précautions particulières seront à prendre au niveau de l'insertion des diodes électroluminescentes.

Le circuit imprimé comporte une sérigraphie qui facilitera toutes ces opérations.

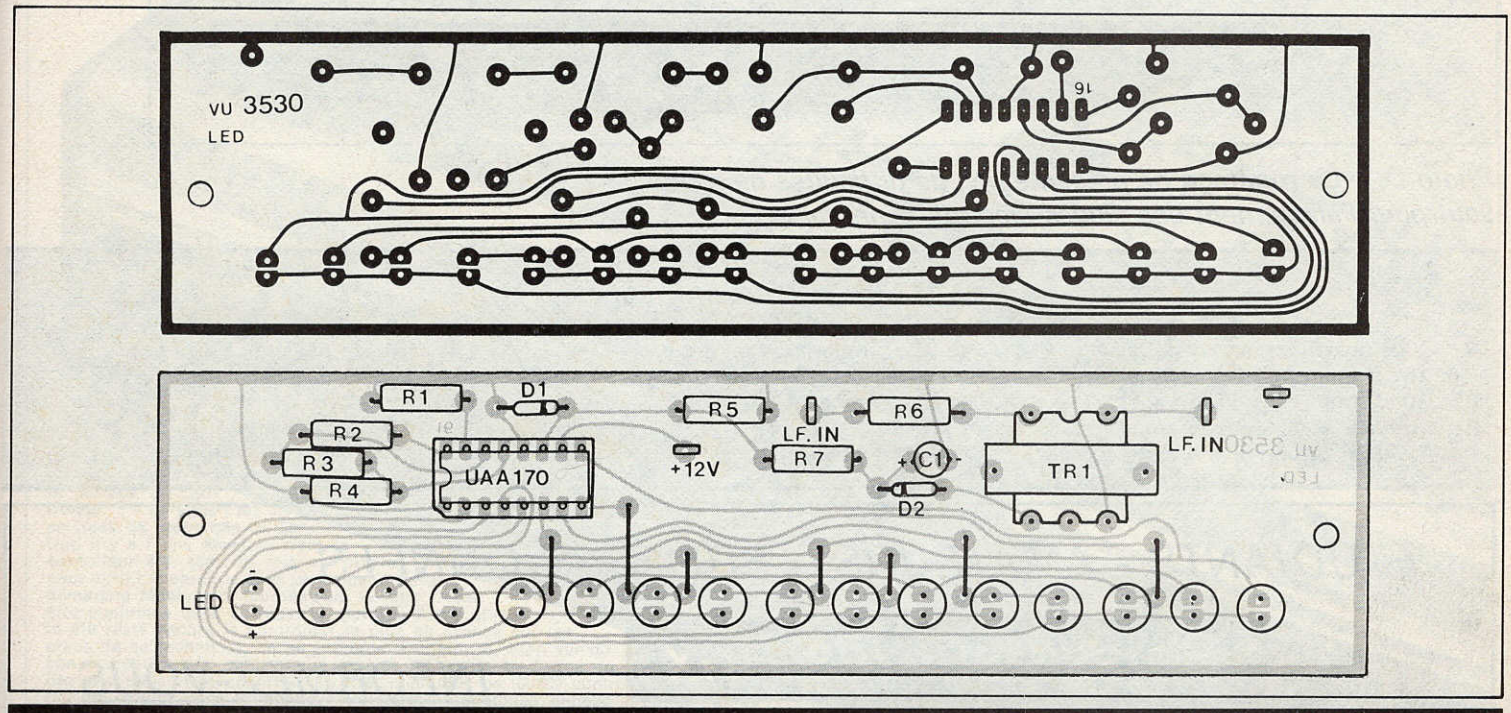
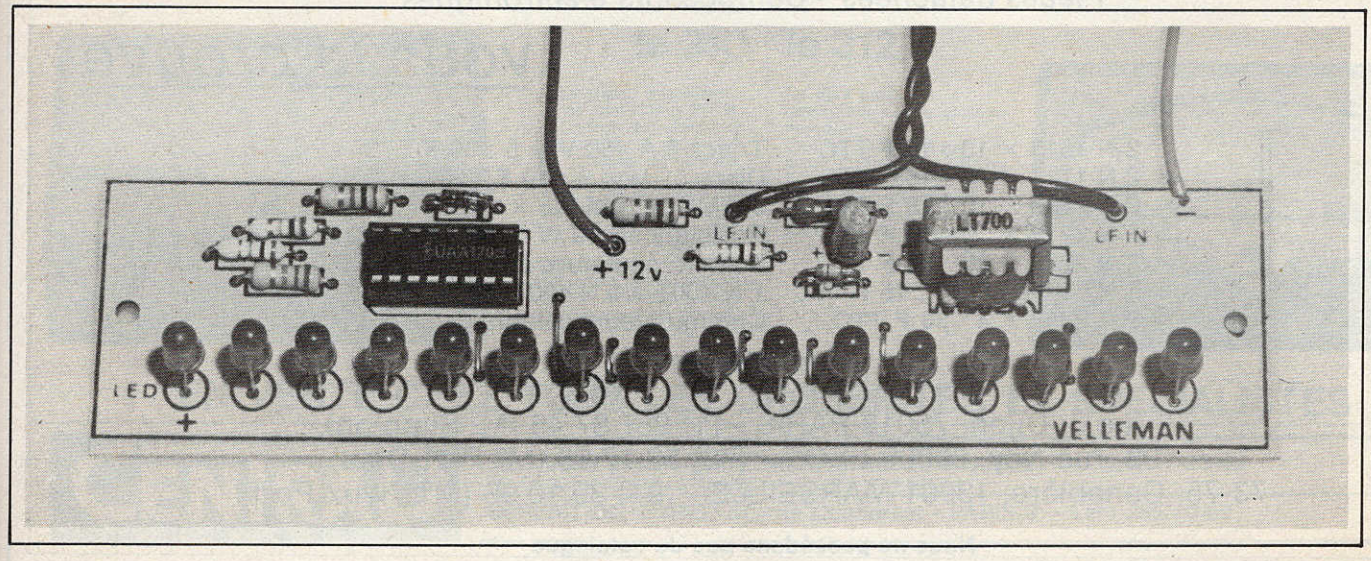


Fig. 4. et 5. – Nous vous précisons, à titre indicatif, le tracé du circuit imprimé. Ce dernier est fourni prêt à l'emploi, et il comporte une sérigraphie destinée à minimiser les erreurs d'insertion.

Photo C. – On prendra soin de bien orienter le méplat du circuit intégré, au moment de la mise en place sur le support.



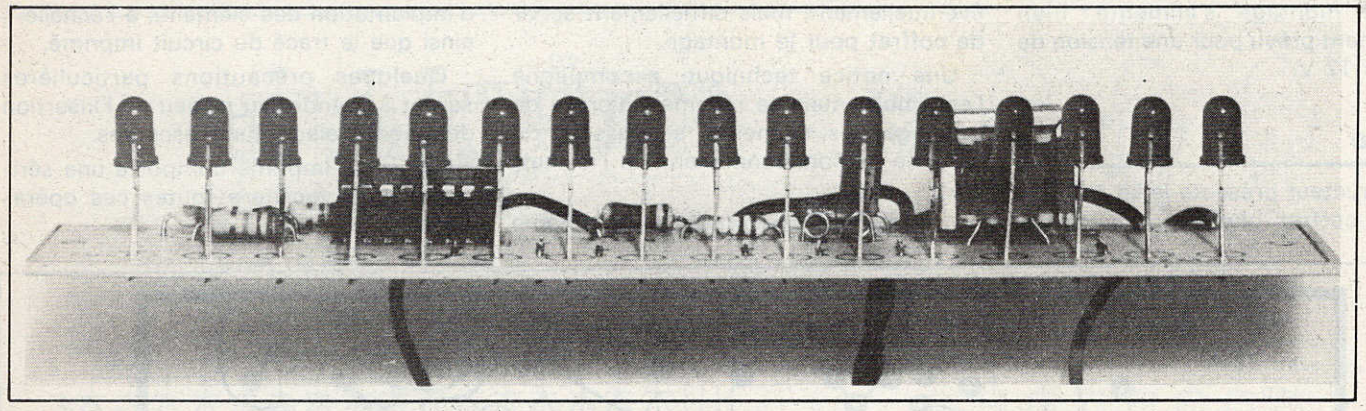


Photo D. – Le montage ne présente pas de difficultés de montage, sauf pour l'alignement des diodes électroluminescentes.

Liste des composants

R_1 : 1 kΩ (marron, noir, rouge).
R_2 : 10 kΩ (marron, noir, orange).
R_3 : 10 kΩ (marron, noir, orange).
R_4 : 15 kΩ (marron, vert, orange).
R_5 : 15 kΩ (marron, vert, orange).
R_6 : 22 Ω (rouge, rouge, noir).
R_7 : 10 kΩ (marron, noir, orange).
D_1 : diode zener 4,7 V
D_2 : 1N914, 1N4148,
C_1 : 4,7 µF/16 V
TR_1 : transfo psyché LT700
12 diodes « LED rouges »
4 diodes « LED » vertes
IC : UAA170 Siemens
Support et circuit imprimé.

ETUDIANTS - AMATEURS - PROFESSIONNELS -

Baisse sur les Prix

INFORMEZ-VOUS

HiLL électronic

Pièces détachées - Composants électroniques

vous le prouve

2 N 1613 × 10 : **15 F** TTC
2 N 1711 × 10 : **15 F** TTC
2 N 1893 × 10 : **15 F** TTC
2 N 2219 × 10 : **15 F** TTC
2 N 2222 × 10 : **15 F** TTC
2 N 2905 A × 10 : **15 F** TTC
2 N 3055 × 4 : **23 F** TTC
Triacs 8 A 400 V × 5 : **30 F** TTC
Diacs 32 V × 5 : **10 F** TTC
0,1 MF céramique × 20 : **5 F** TTC
Résistances 1/2 W 5 % × 5 : **0,12 F** PU TTC
Transfo miniature J-L : **8 F** TTC
1 N 4001 à 1 N 4007 : **0,70 F** TTC
Commutateurs rotatifs : **8,50 F** TTC

et bien d'autres...

2, rue J.-Dijon, 75018 PARIS - (1) 257.97.46 (M. Simplon)
103, rue Ney, 69006 LYON - (78) 52.17.95 (M° Part-Dieu)
73-75, Canebière, 13001 MARSEILLE - (91) 39.10.98 (M° Vieux Port)

Nous ne possédons pas de catalogue

Toutes les applications du —NE 555

Capacimètre à 555 de 10 pF à 10 µF

AVEC un 555, un transistor NPN de type 2N2222, deux diodes D_1 et D_2, six bornes de branchement, une pile de 9 V, un interrupteur S_1, ainsi que quelques résistances et condensateurs et un potentiomètre, on pourra monter un capacimètre comme celui de la **figure 1**, proposé dans **Popular Electronics** d'août 1978, par **Thomas Jai Hubbard**.

Il est possible avec cet appareil, conçu par un amateur averti, américain, de mesurer, en six gammes, des capacités comprises entre une valeur minimum de 8 pF et une valeur maximum de 13 µF.

Dans chaque gamme, les valeurs de composants R_F et C_K doivent être différentes, conformément au tableau I ci-après, où C_X est la capacité à mesurer.

TABLEAU I

	C_X	R_f	C_K
A	8 pF à 130 pF	820 Ω	100 pF
B	80 pF à 1,3 nF	8,2 kΩ	100 pF
C	800 pF à 13 nF	8,2 kΩ	1 nF
D	8 nF à 0,13 µF	82 kΩ	1 nF
E	80 nF à 1,3 µF	82 kΩ	10 nF
F	0,8 µF à 13 µF	820 kΩ	10 nF

Les indications données par cet appareil de mesures, seront précises à ± 10 % près. Aux USA, le prix de revient de l'ensemble des composants ne dépasse pas 20 dollars, soit moins de 100 F. On reconnaît sur le schéma le montage du 555 en oscillateur. Celui-ci est un multivibrateur astable, dont le signal de sortie est disponible à la broche 3, comme dans la plupart des applications de ce circuit intégré.

La mesure se fait à l'aide de l'instrument M, servant d'indicateur de zéro. Le transistor Q_1 sert de circuit de décharge pour le condensateur C_k dont la valeur (voir tableau I) détermine la gamme des capacités C_x pouvant être mesurées.

D'autre part, la capacité inconnue C_x, à connecter aux bornes J_1 et J_2, se décharge dans le CI. On peut voir que les réseaux R_kC_k et R_fC_x sont connectés de part et d'autre de la sortie 3 du 555, entre la ligne positive d'alimentation et la ligne négative.

L'alimentation est fournie par une source de 9 V continu, à brancher aux bornes J_5 et J_6. La borne positive J_5 est reliée à la ligne positive par l'interrupteur S_1.

Remarquons le filtre en L composé de la capacité C_2 et de la résistance R_4, à travers lequel le signal est transmis au système de mesure composé du voltmètre à zéro médian, des diodes D_1 et D_2 qui servent à limiter le courant appliqué à l'instrument M.

En effet, lorsqu'il y a dépassement, une diode devient conductrice. Le potentiomètre R_k doit être ajusté de manière à ce que le rapport cyclique du signal rectangulaire produit par le 555 soit de 50 %, ce qui signifie que les deux périodes partielles seront égales. Lorsque ce réglage est effectué, l'instrument M indiquera zéro.

Dans ces conditions, la valeur de R_k sera directement proportionnelle à la valeur de la capacité C_x à mesurer. Il sera donc possible d'étalonner R_k en valeurs égales ou proportionnelles à C_x.

Remarquons encore que M sert de comparateur entre la tension moitié de la source d'alimentation, soit 9/2 = 4,5 V et le potentiel moyen du signal de l'oscillateur. La résistance variable R_k est réalisée avec un potentiomètre de très bonne qualité, linéaire, de 1 MΩ, en série avec une résistance fixe de 68 kΩ.

D'autre part, C_k doit être un modèle au mylar ou au polystyrène, précis à 5 % ou à 1 % près. De même R_f, R_2 et R_3 seront à tolérance sévère, 5 %, 2 % ou mieux encore.

Plus ces composants seront précis, plus la lecture de C_x sur le cadran de R_k sera exacte et il sera possible de graduer le cadran en 100 divisions valables pour toutes les gammes indiquées sur le tableau I.

Remarquons toutefois que dans la plupart des applications, une grande précision des capacités n'est exigible que pour les faibles valeurs, mais il y a des excep-

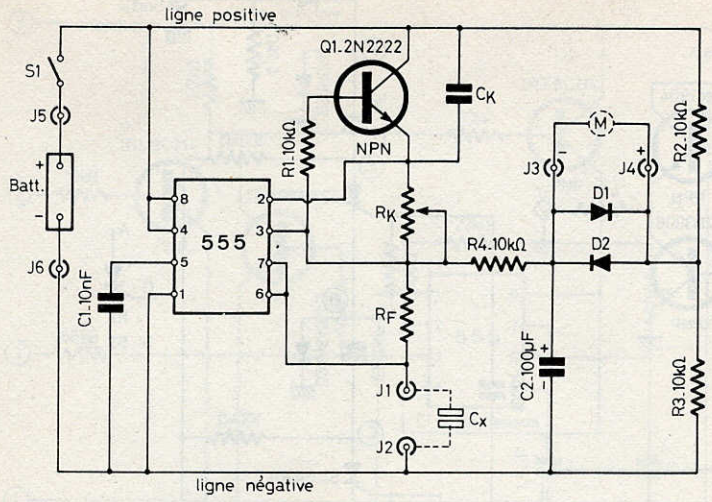


Fig. 1

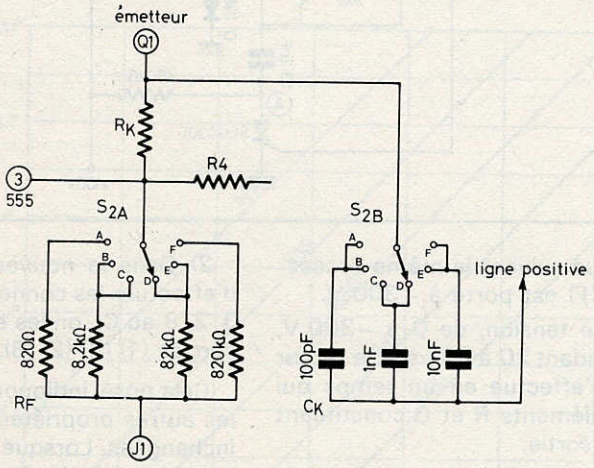


Fig. 2

tions comme par exemple les capacités déterminant l'accord dans un oscillateur BF.

Le schéma de la **figure 1** est valable pour une seule gamme. Pour le transformer en un schéma de capacimètre à plusieurs gammes, on devra le modifier comme indiqué à la **figure 2.**

Un commutateur S_{2A} – S_{2B} à six positions et deux pôles sera nécessaire. A noter l'emploi de trois capacités et de trois résistances au lieu de six, pour C_k et R_f. Cela permet, outre l'économie, la diminution de l'encombrement et une « imprécision » de moins sur les composants R_f et C_k.

Bien entendu, S_{2A} et S_{2B} sont conjugués. Un commutateur à 2 fois six positions est réalisable avec une seule galette.

En ce qui concerne l'instrument M, on pourra adopter un voltmètre électronique à haute impédance ou un voltmètre à transistor FET, réglé de manière à ce que le zéro soit placé au milieu de l'échelle.

Reste à décrire la mise au point de l'appareil. Si tout le matériel est correct et les composants suffisamment précis, on n'aura que l'étalonnage du cadran de R_k à effectuer.

Soit un cadran gradué linéairement de 0 à 100. Pour trouver les valeurs correspondantes de C_x, il faudra se procurer des capacités dont les valeurs seront connues, faisant partie d'une seule gamme. On préférera la première, la gamme A, de 8 pF à 130 pF. On se procurera d'abord un condensateur de 10 pF, ce qui permettra de trouver la position de R_k correspondant à cette valeur. Ensuite, avec 20 pF, on déterminera un deuxième point.

La mise en parallèle de 10 pF et 20 pF donnera le point 30 pF ; avec une capacité de 40 pF, on pourra trouver les points 40, 40 + 10 = 50, 40 + 20 = 60, 40 + 30 = 70, 40 + 30 + 10 = 80 et 40 + 30 + 20 + 10 = 90.

Une deuxième capacité de 40 pF permettra de déterminer les points 100 = 40 + 20 + 40, 110 = 40 + 20 + 40 + 10, 120 = 40 + 30 + 40 + 10.

Finalement, on voit que l'on pourra déterminer les points 10, 20, 30... 120 pF avec cinq capacités : 10, 20, 30, 40 et 50 pF. Bien entendu, on pourra remplacer ces valeurs par les valeurs normalisées les plus proches, possédant la même tolérance. On additionnera les valeurs normalisées, de la même manière pour composer les diverses valeurs de capacités. Pour la graduation du cadran, on pourra aussi construire une courbe.

En ce qui concerne les gammes B à F, les capacités marquées de la première gamme seront multipliées par 10, 100, 1 000, 10 000, 100 000.

Alimentation à 555 donnant 300 V

Dans le montage de la **figure 3,** proposé par **P.M. Gammel** dans **Electronics** du 20 juillet 1978, on utilise un 555, deux transistors 2N 3904 et 2N 3906, cinq diodes et trois thyristors.

Aucun transformateur élévateur de tension n'est nécessaire. Ce montage nécessite deux alimentations en continu, une de + 5 V pour le 555 et les deux transistors, l'autre de + 100 V pour le circuit tripleur de tension.

L'avantage de ce montage réside dans sa simplicité et son prix de revient réduit grâce à l'élimination du transformateur, composant lourd, encombrant, cher et rayonnant.

Dans l'appareil, dont le schéma est donné à la **figure 3,** le 555 est un générateur d'impulsions ultrasoniques à rapport cyclique très faible, 1/20 de la période totale à f = 2 000 Hz. A la place du transformateur on trouve un système tripleur, chaque étage comportant une capacité qui se charge à la tension d'alimentation de 100 V.

Ces trois capacités se chargent en parallèle, mais à la décharge, elles sont montées en série. De ce fait, les tensions de C_1, C_2 et C_3 de 2 000 pF s'ajoutent.

On a utilisé des redresseurs commandés au silicium, de prix relativement modéré, les **GA 301 Unitrode,** chacun valant 6 dollars aux USA. Ces composants, en tant que commutateurs, ont un temps de montée de 10 nanosecondes.

La consommation de courant est faible, de quelques dizaines de milliampères.

Voici quelques indications sur le fonctionnement de l'appareil. Au repos, avant que tout signal soit appliqué à l'électrode de commande de S_1, les trois thyristors S_1, S_2 et S_3 sont bloqués, C_1, C_2 et C_3 se chargent par l'intermédiaire des résistances de 100 kΩ reliées au + 100 V et par les diodes D_1 à D_3 du type 1N 649.

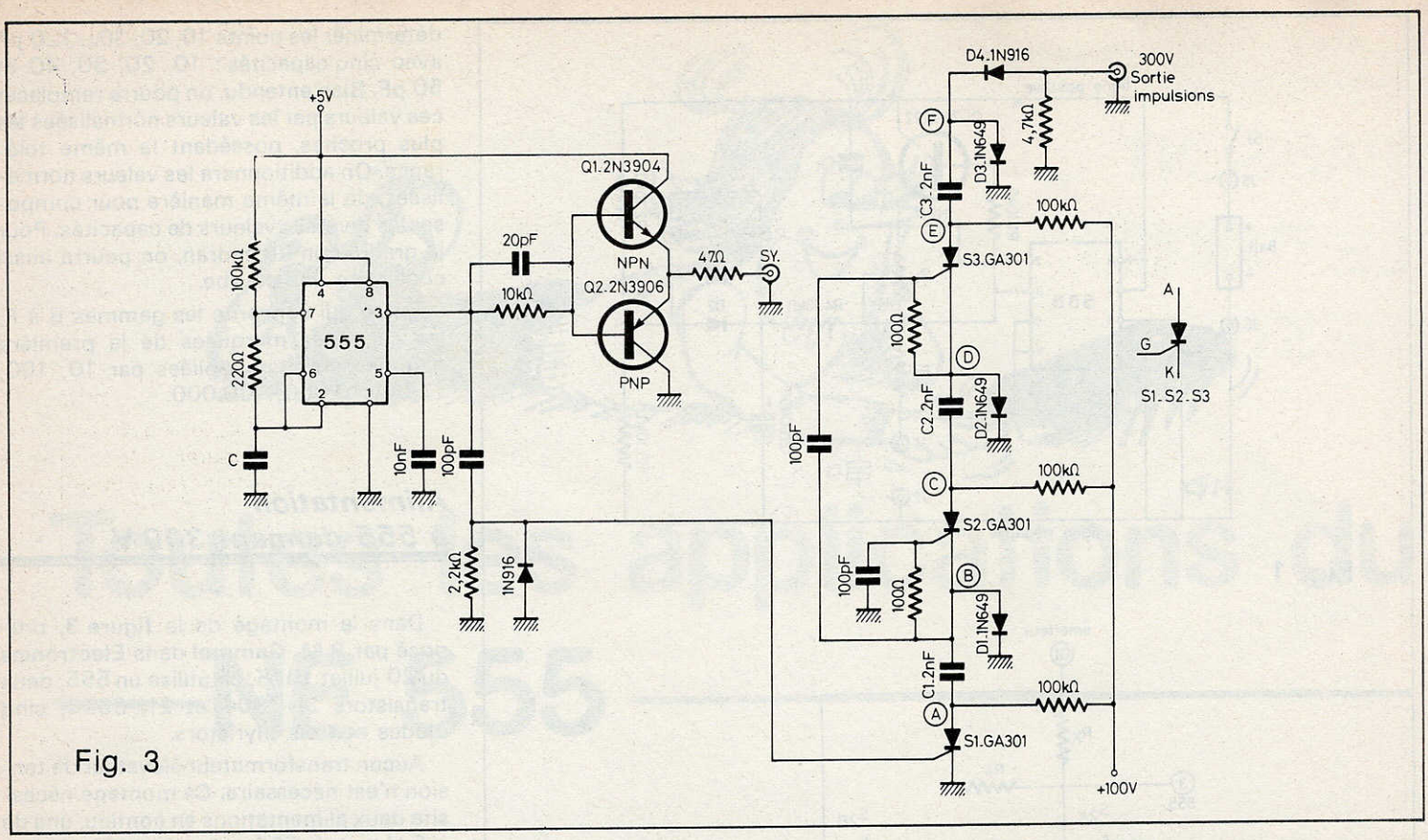


Fig. 3

Ensuite, une impulsion positive provenant du 555, monté en multivibrateur astable, est appliquée à la gâchette de S_1. Celui-ci devient conducteur et la tension du point A passe de 100 V à 0 V, tension de la masse, prise comme origine des tensions.

Le circuit intégré 555 en association avec les deux transistors complémentaires, 2N3904, NPN et 2N3906, PNP, en étage final de puissance, engendre un signal disponible à la sortie « SYNC OUT ». Ce signal précède celui appliqué à S_1, de 2 μs et peut servir pour déclencher le spot d'un oscilloscope. La tension aux bornes de C_1 ne peut modifier le moment où S_1 commute ; le point (B) passe de 0 volt à – 100 volts, par rapport à la masse.

Le point (B) est alors porté à zéro volt par D_1 durant la période de charge, mais il peut effectuer des excursions négatives avant la fin de la période.

S_2 devient conducteur. Le réseau RC connecté à la gâchette de S_2 limite le courant de gâchette à une certaine valeur permettant au SCR de revenir à l'état de blocage.

Si S_2 est conducteur, les points (B) et (C) sont au même potentiel de – 100 V.

Etant donné que C_2 est chargé à 100 V, le point D passe à – 200 V. La cathode de S_3 connectée au point (D), est également portée à – 200 V et sa gâchette est à – 100 V pendant un bref instant. S_3 devient alors conducteur.

On verra que suivant le même processus, le point (F) est porté à – 300 V.

La chute de tension, de 0 à – 300 V, s'effectue pendant 20 à 30 μs et le retour à zéro volt s'effectue en un temps qui dépend des éléments R et C constituant la charge de sortie.

La diode D_4 isole le montage d'utilisation de l'alimentation à impulsions.

Temporisateur à faible courant

Le montage à trois transistors et un CI du type 555, représenté à la **figure 4**, est proposé par **Dr O. Belman,** dans **Wireless World** d'avril 1978.

Dans un montage normal de 555 comme temporisateur, le courant consommé est de 3 mA lorsqu'il est à l'état de blocage. Il est possible que dans certaines applications, ce courant soit considéré comme trop élevé. On pourra réduire ce courant, à 2 μA environ à l'état bloqué, tandis que le courant à l'état de conduction ne montera que jusqu'à 3,5 mA.

Cela est permis avec le circuit proposé qui se monte à la place d'un temporisateur 555 normal, de la manière suivante.

1) Les bornes 4, 5, 6, 7 du 555 restant connectées comme dans le montage normal.

2) Dans le nouveau montage, au lieu d'effectuer les connexions des broches 1, 3, 2, 8 au CI, on les effectuera aux points cerclés (1) (3) (2) (8).

Cela posé, indiquons que selon l'auteur, les autres propriétés du circuit resteront inchangées. Lorsque le circuit est à l'état bloqué, la broche 2 est déconnectée de la masse et TR_1 et TR_3 sont à l'état bloqué.

Comme le 555 n'a pas dans ce cas d'alimentation, le transistor TR_2 est également bloqué.

Si une impulsion négative de déclenchement est appliquée à la broche 2, TR_1 et TR_3 deviennent conducteurs et, par conséquent, le 555 par les broches 4 et 8, se connecte à la ligne positive d'alimentation.

A la sortie 3 du 555, une impulsion positive du signal de sortie rend conducteur le transistor TR_3.

Dès que la période de temporisation est achevée, le 555 revient à l'état de blocage et le cycle recommence.

Remarquons que les valeurs de R et de C ne sont pas mentionnées car elles sont laissées au choix de l'utilisateur qui les fixera d'après la durée de la temporisation désirée.

Le fonctionnement du 555, d'après le schéma proposé, est basé sur la charge de C, par l'intermédiaire de R. La durée de la temporisation est donnée par la relation :

$T = 1,1\ RC$

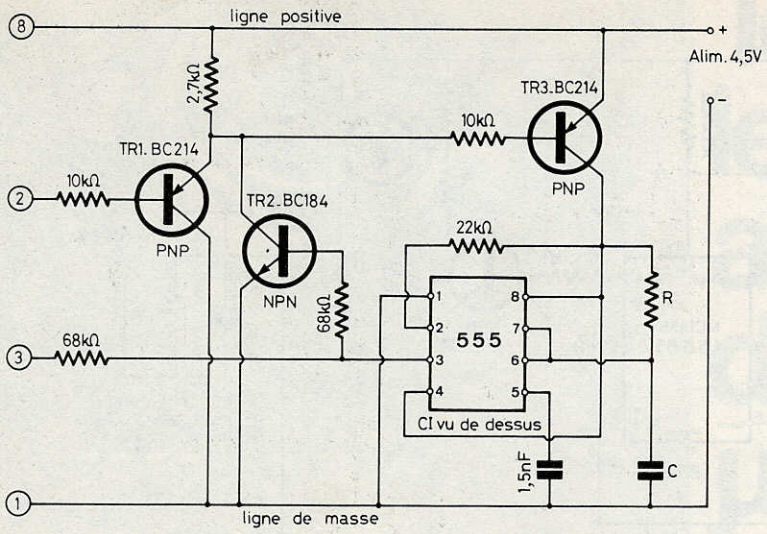


Fig. 4

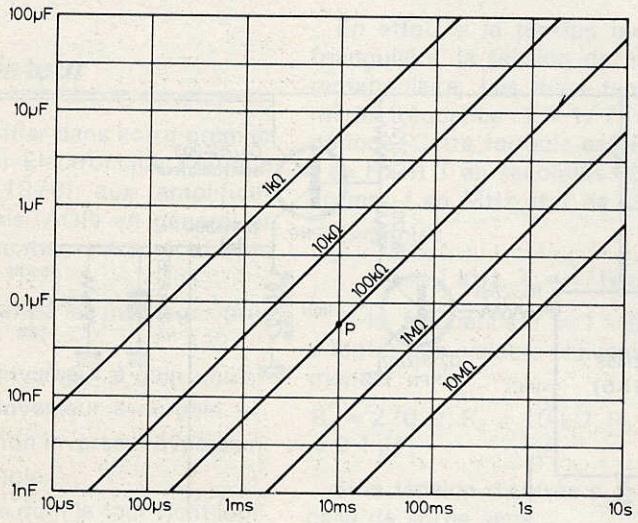


Fig. 5

avec les unités suivantes : seconde, ohm, farad, ou seconde, mégohm, microfarad.

Prenons par exemple T = 3 s. Il vient 1,1 RC = 3 d'où RC = 3 / 1,1 = 2,72 secondes.

Prenons C = 2 μF. La valeur de R sera dans ce cas :

$$R = \frac{2,72}{2} = 1,36\ M\Omega$$

On pourra se servir de l'abaque de la **figure 5** qui correspond à la formule

T = 1,1 RC

Soit par exemple T = 10 ms et adoptons une résistance de 100 kΩ.

On obtient le point P dont l'ordonnée se trouve entre 10 nF et 100 nF, par exemple 0,09 μF.

La valeur exacte est donnée par la formule

$$C = \frac{0,01}{1,1\ .\ 0,1}\ \mu F$$

ce qui donne C = 0,09 μF.

Si l'on demande une valeur plus exacte de T, on adoptera une valeur normalisée de C et on déterminera R.

Dans notre exemple, si C = 0,1 μF, on trouve :

$$R = \frac{0,01}{1,1\ .\ 0,1}\ M\ \Omega = 0,09\ M\Omega = 90\ k\Omega$$

On adoptera une résistance ajustable de 100 kΩ pour régler la temporisation à la valeur précise désirée.

Régulateur et réducteur de tension à 555 ou MC 1455

Comme on l'a indiqué précédemment, le succès du 555 a incité la plupart des fabricants de semi-conducteurs, à produire ce CI comme source secondaire. Chez Motorola, le 555 se nomme MC 1455.

Avec un MC 1455 (ou un 555) on a réalisé un régulateur et un réducteur de tension continue non inversée. Ce montage publié dans **Electronics** (13 novembre 1975) est dû à P.R.K. Chetty.

Dans le schéma de la **figure 6**, on trouve un CI 555 et trois transistors, dont deux 2N 2222 et un 2N 4903, ce dernier à monter sur radiateur approprié.

Voici d'abord les valeurs des composants actifs : 555 (ou MC 1455), $Q_1 = Q_2$ = 2N 2222, Q_3 = 2N 4903, D_{Z1} = 1N 756A (8,2 V), D_{Z2} = 1N 756 A (8,2 V), D = 1N 5804, L_1 = 1 mH.

Avec ces valeurs, la régulation est de 0,5 % pour un courant de sortie de 300 mA, le ronflement étant moindre que 5 mA (à 300 mA). En examinant le schéma, on voit que le CI est monté en multivibrateur astable dont la fréquence d'oscillation est déterminée par R_2 et C_1.

Le signal engendré, est prélevé à la sortie 3 du CI et appliqué à la base de Q_2 par l'intermédiaire de R_6. Ce transistor est monté en émetteur commun.

Ensuite R_8 effectue la liaison avec la base de Q_3 qui est un PNP dont l'émetteur est relié à la ligne positive non régulée de 15 V.

Lorsque Q_3 est à l'état conducteur, le condensateur de filtrage se charge jusqu'à la valeur désirée de la tension de sortie régulée, désirée.

Pour éviter la surtension à la sortie, on a disposé dans le montage une contre-réaction, avec la boucle montée entre la sortie + et la base de Q_1.

Le MC 1455 commute Q_3 de manière à ce que ce transistor soit conducteur et bloqué alternativement. Si la sortie est à un niveau trop haut, la contre-réaction commande le 555 qui passe à l'état initial (RESET), par l'intermédiaire de Q_1.

Le branchement en astable du CI a pour effet de faire varier la tension aux bornes de C_1 entre $V_{cc}/3$ et $2\ V_{cc}/3$, ou V_{cc} est la tension du point 8 du CI, par rapport à la masse. L'oscillateur fonctionne à la fréquence donnée approximativement par :

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + R_2)\ C_1}$$

Avec R_1 = 1 kΩ, R_2 = 10 kΩ et C_1 = 0,1 μF, on a :

$$f = \frac{1,44}{0,011\ .\ 0,1} = 1\ 309\ Hz$$

c'est-à-dire 1,3 kHz environ.

La tension maximum admissible par le temporisateur est de 16 V. Elle est réduite dans le présent montage à 8,2 V, grâce à la diode zener D_{Z1} de 8,2 V précisément. De ce fait, la tension d'entrée, de valeur nominale 15 V pourra varier entre 25 V et 15 V.

Revenons au transistor Q_3. Lorsque le point 3 du CI est au niveau haut, Q_2 fonc-

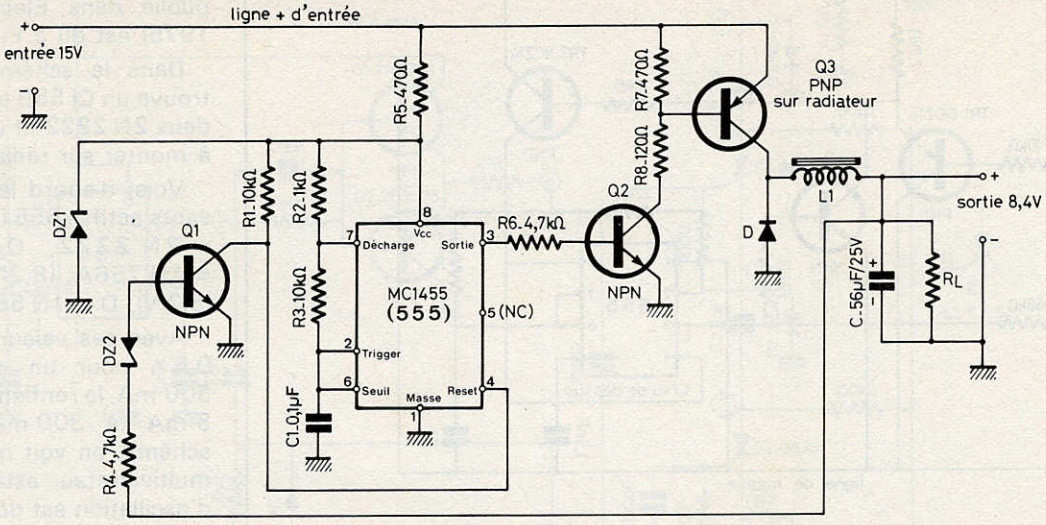


Fig. 6

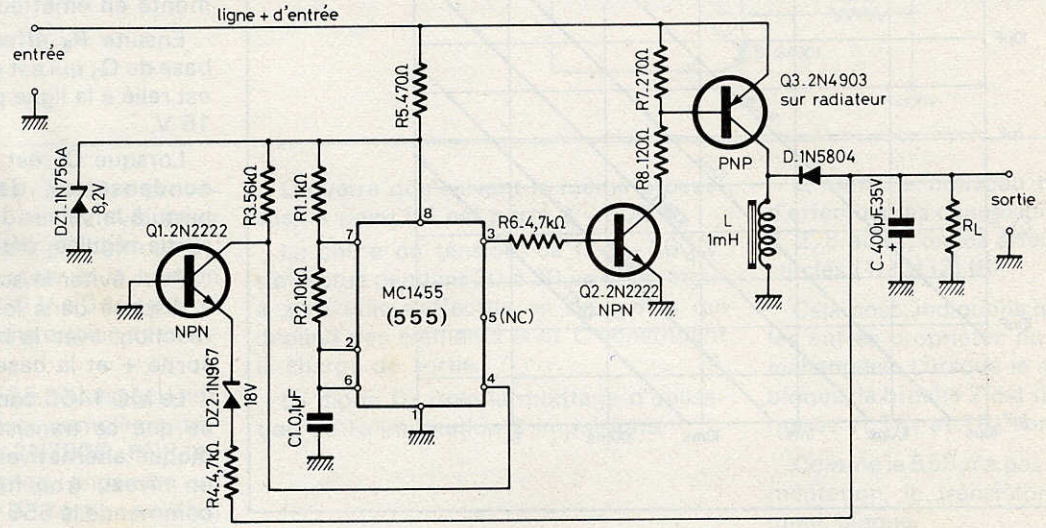


Fig. 7

tionne domme inverseur. Q_2 devient alors conducteur et il en est de même de Q_3. Le courant de collecteur de ce PNP passe par la bobine L et la charge R_L.

Lorsque le point 3 du CI oscillateur est au niveau bas, les transistors passent à l'état de blocage.

Dès que la tension de sortie dépasse la valeur $V_{Z2} + V_{BE1}$, Q_1 devient conducteur et le point 4 (RESET) du temporisateur passe au niveau bas, tandis que Q_2 et Q_1 sont bloqués pendant la durée de décroissance de la tension de sortie.

Cette dernière est maintenue à la tension $V_{Z2} + V_{BE1}$, ou $V_{Z2} = V_{Z1} = 8,2$ V et V_{BE1} = tension base à émetteur de Q_1.

Voici les caractéristiques du montage proposé.

Tension d'entrée $V_{in} = 15$ V.
Tension de sortie $V_o = 8,4$ V.
Courant de sortie $I_o = 300$ mA.
Ronflement, à $I_o = 300$ mA, $I_r = 5$ mA.
Régulation de charge (à $V_{in} = 15$ V et $I_o = 300$ mA) égale ou inférieure à 2,5 %.

Un deuxième montage dont le schéma est donné à la **figure 7**, diffère du précédent par une disposition différente des composants L, C et D, ainsi que des éléments de contre-réaction. Lorsque Q_3 passe au blocage, le courant de commutation passant par L, charge C, et produit une tension de sortie qui est négative par rapport à la masse. Cette tension est appliquée à l'anode de D_{Z2}, par l'intermédiaire de la résistance de limitation R_4. Tant que la tension de sortie est plus négative que $-(V_{Z2} + V_{BE1})$ le point RESET du CI se trouve au niveau bas et la tension de sortie est toutefois, maintenue à environ $-(V_{Z2} + V_{BE1})$.

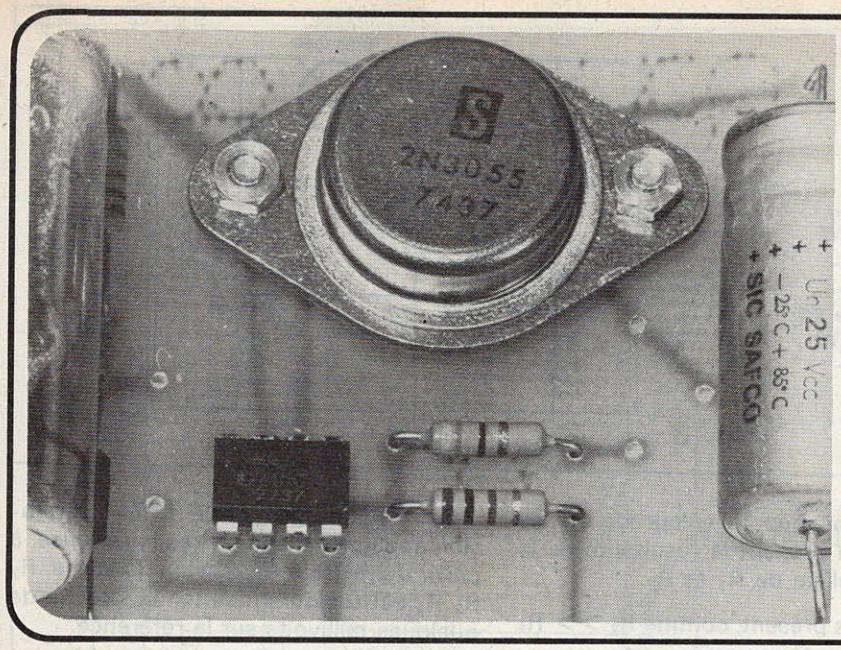
Les caractéristiques du montage de la **figure 2**, sont les suivantes :

Tension d'entrée $V_{in} = +15$ V à $+25$ V.
Tension de sortie $V_o = -19,4$ V.
Courant $I_o = 300$ mA.
Ronflement $I_r = 5$ mA pour $I_o = 300$ mA.

A noter que certaines valeurs des éléments sont différentes de celles du montage précédent. D'autre part, D_{Z2} est une diode zener du type 1N 967 de 18 V. Certains des montages décrits sont expérimentaux et peuvent nécessiter une mise au point importante, et parfois, entraîner une modification de certaines valeurs des composants.

Des montages plus simples ont été décrits dans les précédents articles de cette série consacrée au CI 555.

F. JUSTER



Toutes les applications du µA 741

Le 741 en différantiateur

ON a pu s'initier dans notre premier article (voir Electronique Pratique d'octobre 1978) aux amplificateurs opérationnels (AOP) en général et plus particulièrement aux caractéristiques du 747.

Ensuite on a analysé les montages pratiques suivants :

1) Amplificateur inverseur à gain unité.
2) Amplificateur inverseur avec gain.
3) Amplificateur non inverseur avec gain.
4) Intégrateur simple.

Voici le montage dont le tour vient logiquement après le montage (4), le différentiateur. On donne à la **figure 1** le schéma de ce circuit et on voit immédiatement qu'il est l'opérateur inverse de l'intégrateur.

En effet, si la tension d'entrée e_i est triangulaire, la tension de sortie e_o sera rectangulaire. Les deux tensions ont la même fréquence : $f = 1/T$ (1) où T est la période. Cette formule est valable avec : f en Hz et T en secondes ; f en kHz et T en ms ; f en MHz et T en μs.

Exemple :

$f = 1$ kHz, $T = 1/f = 1$ ms

A la fréquence $f = 1$ kHz on pourra adopter les valeurs suivantes des éléments :

$R_1 = 270\ \Omega$, $R_2 = 10$ kΩ, $R_3 = 10$ kΩ, $C_1 = 0{,}1\ \mu$F.

Si la tension d'entrée $e_i = 2{,}5$ V c à c, celle de sortie sera :

$e_o = 5$ V c à c

Sur le schéma de la **figure 1** on donne la formule (2) qui permet de calculer e_o lorsque l'on connaît e_c.

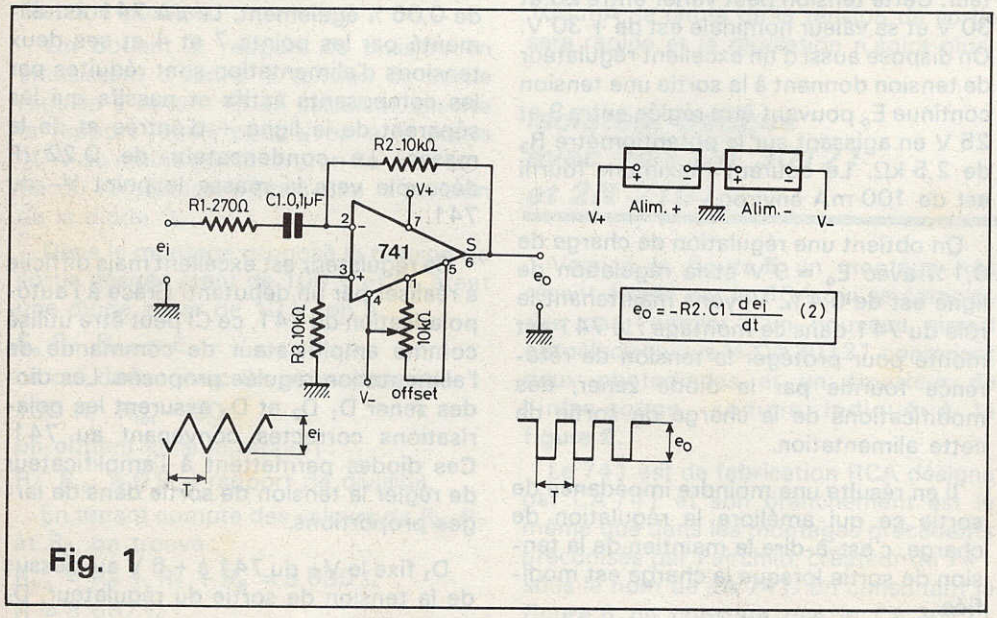


Fig. 1

Le signal – représente l'inversion due à l'attaque par e_i de l'entrée E I (entrée inverseuse) point 2 du CI. Calculons e_o en fonction de $e_i = 2{,}5$ V. A cet effet, on prendra : $dt = T/2$. La variation de e_i pendant le temps $T/2$ est de $i = e_i$.

Soit le cas de $f = 1$ kHz. On a $R_2 = 10$ kΩ, $C_1 = 0{,}1\ \mu$F. Leur produit, en secondes est :

$R_2\ C_1 = 0{,}01\ .\ 0{,}1 = 0{,}001$ s.

La formule (2) donne, par conséquent, avec $T/2 = 0{,}0005$ s

$e_o = -0{,}001\ .\ 2{,}5 / 0{,}0005$

ou

$e_o = -5$ V

On notera que R_1 sert à limiter le gain aux fréquences élevées du différentiateur afin de réduire les signaux parasites.

La fréquence limite des signaux aux fréquences élevées est donnée par :

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_1\ C_1} \qquad (3)$$

Dans le cas de notre exemple, $R_2 = 0{,}01$ MΩ $C_1 = 0{,}1\ \mu$F.

Avec ces valeurs, on trouve : $f < 12\,615$ Hz.

Le montage du 741 commun différentiateur est susceptible d'instabilité si les indications données plus haut ne sont pas suivies.

Amplificateur écrêteur

Le schéma de cet amplificateur est donné à la **figure 2**. Il est du type amplificateur inverseur, le signal de tension e_i étant appliqué à l'entrée inverseuse. Dans

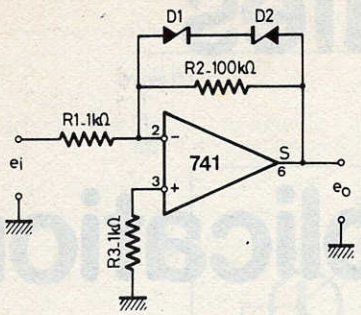


Fig. 2

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{R2}{R1} \quad (5)$$

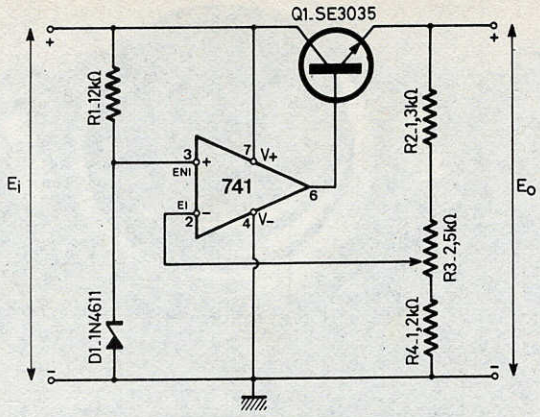


Fig. 3

la boucle de contre-réaction on trouve R_2 en parallèle sur deux diodes zener montées en opposition.

A l'entrée on retrouve R_1 reliée au point 2 et R_3 reliant la masse au point 3 ; entrée non inverseuse.

Sur le schéma, on a indiqué le gain e_o / e_i de cet amplificateur qui est égal au R_2 / R_1 (formule 5). Cette relation est valable si :

$$e_o \leqslant V_Z + 0{,}7 \text{ V} \quad (6)$$

où V_Z = tension de coupure des diodes zener D_1 et D_2.

Voici des valeurs permettant l'essai de ce montage :

$R_1 = 1\ k\Omega$ $R_2 = 100\ k\Omega$ $R_3 = 1\ k\Omega$.

Avec ces données on a : $R_2 / R_1 = 100$ fois = gain et tension de l'amplificateur.

Si par exemple : $e_o = 5$ V, on a :

$e_i = 5 / 100 = 0{,}05$ V ou 50 mV.

Supposons que la condition (6) soit remplie avec $e_o = 5$ V et déterminons V_Z.

On aura :

$V_Z \geqslant 5 - 0{,}7 = 4{,}3$ V

donc, des diodes zener de 4,3 V ou plus conviendront.

Ce montage peut être utile dans de nombreuses applications.

Il est parfois nécessaire de limiter la tension de sortie d'un amplificateur à une valeur spécifiée. Ce résultat peut être obtenu en introduisant dans la boucle de CR, des éléments non linéaires, en l'occurrence les diodes zener D_1 et D_2.

Celles-ci réduisent le gain de l'amplificateur lorsque la tension de sortie tend à dépasser la limite fixée.

Lorsque les deux diodes zener ne sont pas conductrices, le gain est maximum et déterminé par R_1 et R_2 donc 100 fois (par exemple).

Dès que D_1 et D_2 entrent en action, le gain de l'amplificateur se réduit à 1.

Pour cette application le 741 convient très bien grâce à la compensation en fréquence qui a été effectuée à l'intérieur du circuit par le fabricant.

Remarquons que la valeur de R_3 se détermine en prenant la résultante de la mise en parallèle de R_1 et R_2.

Dans le cas présent, comme $R_2 >> R_1$ on a pris $R_3 = R_1$.

Voici maintenant des montages moins simples, pour toutes sortes d'applications en électronique.

Amplificateur de la tension de référence d'un régulateur de tension

On fait souvent appel aux amplificateurs opérationnels pour les utiliser comme amplificateurs de référence dans des régulateurs de tension.

Le montage de la **figure 3** emploie un 741, une diode zener 1N 4611 et un transistor de puissance SE 3035. Sur le schéma, les bornes V+ et V– sont indiquées pour préciser que le CI 741 est alimenté sur la tension d'entrée du régulateur. Cette tension peut varier entre 20 et 30 V et sa valeur nominale est de + 30 V. On dispose aussi d'un excellent régulateur de tension donnant à la sortie une tension continue E_o pouvant être réglée entre 9 et 25 V en agissant sur le potentiomètre R_3 de 2,5 kΩ. Le courant maximum fourni est de 100 mA environ.

On obtient une régulation de charge de 0,1 % avec $E_o = 9$ V et la régulation de ligne est de 0,4 %. Voyons maintenant le rôle du 741 dans ce montage : le 741 est monté pour protéger la tension de référence fournie par la diode zener, des modifications de la charge de sortie de cette alimentation.

Il en résulte une moindre impédance de sortie ce qui améliore la régulation de charge, c'est-à-dire le maintien de la tension de sortie lorsque la charge est modifiée.

En raison du gain élevé du 741, la tension appliquée à son entrée inverseuse, à partir du diviseur de tension de sortie, R_2 R_3 R_4 est toujours maintenue, proche de quelques millivolts sur la référence.

L'impédance d'entrée du 741 de 800 kΩ ne charge que peu la diode zener. Celle de sortie du même 741 est inférieure à 0,1 Ω. Il va de soi que la tension de sortie E_o ne pourra être en aucun cas supérieure à celle d'entrée.

Régulateur donnant 110 V, 0 à 100 mA

Dans le montage de la **figure 4** on utilise un 441, quatre diodes zener et trois transistors dont Q_1 et Q_2 doivent être montés sur radiateurs. Leurs connexions doivent être très courtes. La tension d'entrée E_i pourra varier entre 120 et 170 V. La régulation de ligne est de 0,06 %. A la sortie la tension E_o étant de 100 V, le courant consommé par l'utilisation pourra être compris entre 0 et 100 mA. On a une régulation de charge de 0,06 % également. Le μA 741 est alimenté par les points 7 et 4 et ses deux tensions d'alimentation sont réduites par les composants actifs et passifs qui les séparent de la ligne + d'entrée et de la masse. Le condensateur de 0,22 μF découple vers la masse le point V– du 741.

Ce régulateur est excellent mais difficile à réaliser par un débutant. Grâce à l'autopolarisation du 741, ce CI peut être utilisé comme amplificateur de commande de l'alimentation régulée proposée. Les diodes zener D_1 D_2 et D_3 assurent les polarisations correctes convenant au 741. Ces diodes permettent à l'amplificateur de régler la tension de sortie dans de larges proportions.

D_1 fixe le V+ du 741 à + 6 V au-dessus de la tension de sortie du régulateur, D_2

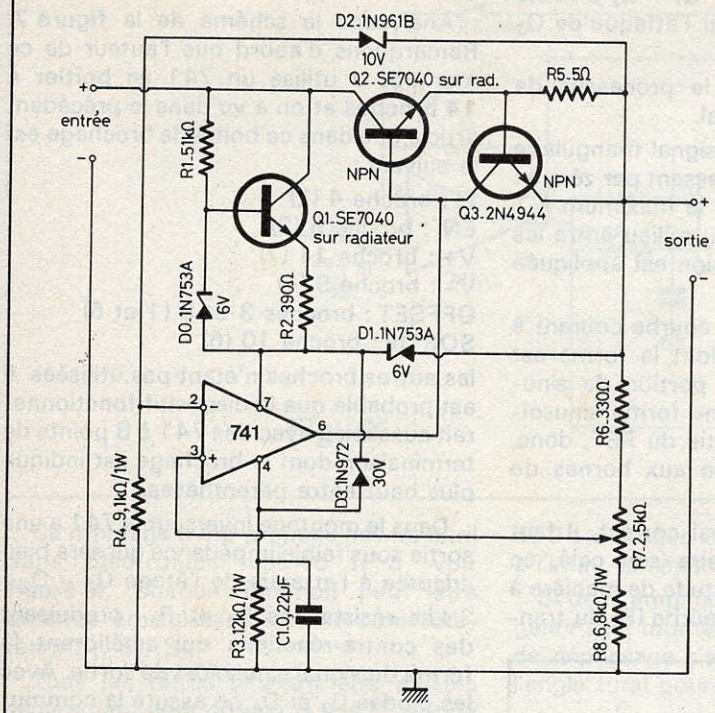


Fig. 4

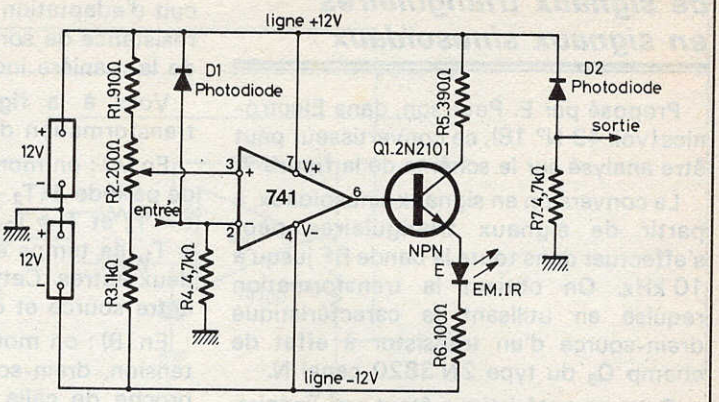


Fig. 5

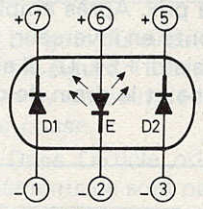


Fig. 6

porte l'entrée inverseuse point 2 du 741 à 10 V au-dessus de la tension de sortie, tandis que D_3 maintient à 30 V la chute de tension entre les points 7 et 4 du CI.

Un des transistors Q_1 SE 7040, polarisé par un réseau résistance – diode zener (R_1 D_o) fonctionne comme une source de courant fournissant le courant nécessaire à l'amplificateur et fonctionnant aussi comme élément de polarisation. A la sortie du régulateur on trouve un diviseur de tension composé de R_6, R_7 et R_8.

La tension du curseur de R_7 est utilisée comme polarisation de l'entrée non inverseuse point 3 du 741 ce qui constitue une réaction positive.

On obtient le rapport de division en choisissant d'abord la tension de sortie régulée à obtenir et en calculant ensuite le rapport requis pour avoir à la sortie 10 V de moins que la tension du + de sortie du régulateur, c'est-à-dire la tension de la diode D_2.

Dans le montage proposé la tension de sortie désirée étant de 100 V et D_2 étant une diode zener de 10 V, on a :

E_o R/ $R_{tot} = E_o - V_{d2}$

ce qui donne avec les valeurs choisies :

100 R/ $R_{tot} = 90$

on obtient ainsi le rapport :

R/ $R_{tot} = 0{,}9$ = rapport de division.

En tenant compte des valeurs de R_6, R_7 et R_8, on trouve :

$R_{tot} = R_6 + R_7 + R_8 = 9\,630\ \Omega$

$R = 8\,667\ \Omega$

donc R se compose de R_8 de 6 800 Ω et de la partie côté masse, de R_7 qui sera de 8 667 – 6 800 = 1 867 Ω, valeur obtenue en réglant R_7 de 2 500 Ω.

Le régulateur est protégé contre le court-circuit par Q_3 un NPN du type 2N 4944 et la résistance R_5 de 5 Ω. Avec cette résistance le courant maximum sera limité à 100 mA, tandis qu'avec R_5 de 2,5 Ω la limite sera de 200 mA, mais dans ce cas, il faudrait remplacer Q_1 et Q_2 par d'autres transistors plus puissants et revoir tout le montage...

Si l'utilisateur branche une charge consommant plus que la valeur maximum, 100 mA, la chute de la tension de sortie sera rapide et la régulation n'agira plus.

Isolateur optique avec 741 CA 30121 et 2N 2101

Voici à la **figure 5** un montage très récent étudié par la RCA qui se caractérise par l'emploi d'un nouveau circuit optoélectronique le CA 30121 contenant deux photodiodes et un émetteur de l'infra-rouge, comme indiqué à la **figure 6**.

Le 741 est de fabrication RCA désigné par CA 741 et son branchement est le même que dans les montages précédents préconisés par Fairchild, créateur du 741 sous le nom de μA 741. En consultant la **figure 6** on constate que le CA 30121 possède 6 points de branchement facilement repérables.

L'élément E est en Ga As tandis que D_1 et D_2 sont au silicium. Le CA 30121 est monté dans un boîtier TO 5 modifié. En analysant le schéma on peut voir qu'une diode D_2 sert d'élément de sortie, tandis que l'autre, D_1 est utilisée comme élément de réaction et de commande de la polarisation de l'entrée inverseuse point 2 du 741.

Le signal à transmettre est appliqué à l'entrée sur le point 2 du 741. Le signal amplifié est pris au point de sortie 6 et appliqué au transistor Q_1 monté en collecteur commun avec sortie sur l'émetteur.

Dans le circuit de cette électrode on trouve l'élément E qui émet de rayons infrarouges. Ils sont captés par les deux photodiodes. Tout se passe dans le boîtier.

D_2 fournit le courant de sortie qui passe par R_6 de 100 Ω et donne la tension de sortie e_o.

D'autre part, les rayons infrarouges de la diode E parviennent également à la photodiode D_1 ce qui produit une réaction sur le 741.

Un autre possibilité de ce montage serait de ne pas utiliser la photodiode D_2 en transmettant les infrarouges à une utilisation par fibres optiques.

Ce montage a été décrit dans « Popular Electronics » du mois d'août 1978 par Lou Garner.

Convertisseur de signaux triangulaires en signaux sinusoïdaux

Proposé par E. Peterson, dans Electronics (vol. 43 N° 18), ce convertisseur peut être analysé sur le schéma de la **figure 7.**

La conversion en signaux sinusoïdaux, à partir de signaux triangulaires peut s'effectuer dans toute la bande BF jusqu'à 10 kHz. On obtient la transformation requise en utilisant la caractéristique drain-source d'un transistor à effet de champ Q_3 du type 2N 3820 canal N.

Cette caractéristique étant non linéaire, les pointes du signal triangulaire sont arrondies. La méthode proposée est économique car tous les composants recommandés sont de faible prix. Après amplification par le 741 monté en inverseur, le signal parvient au transistor FET, Q_3. Il est appliqué entre la source et le drain de ce transistor.

Comme la résistance entre le drain et la source est faible, il a fallu prévoir un circuit d'adaptation 741 – Q_1 – Q_2 à faible résistance de sortie pour l'attaque de Q_3 de la manière indiquée.

Voici à la **figure 8** le processus de transformation du signal.

En (A) : on montre le signal triangulaire de période 2 ($T_2 - T_o$) passant par zéro à : $t = T_o$ et $T = T_2$ et par le maximum à $T = T_1$, ce temps étant au milieu entre les deux autres. Cette tension est appliquée entre source et drain.

En (B) : on montre la courbe courant à tension, drain-source dont la forme est proche de celle d'une portion de sinusoïde. Il en résultera une forme sinusoïdale du courant de sortie du FET, donc, une tension sinusoïdale aux bornes de R_{10}.

Pour obtenir un signal correct, il faut que le signal triangulaire soit calé, en temps et réglé en amplitude de manière à ce qu'il s'adapte à la courbe (B) du transistor à effet de champ. Ces réglages s'effectuent avec R_6 et celui de calage avec R_3.

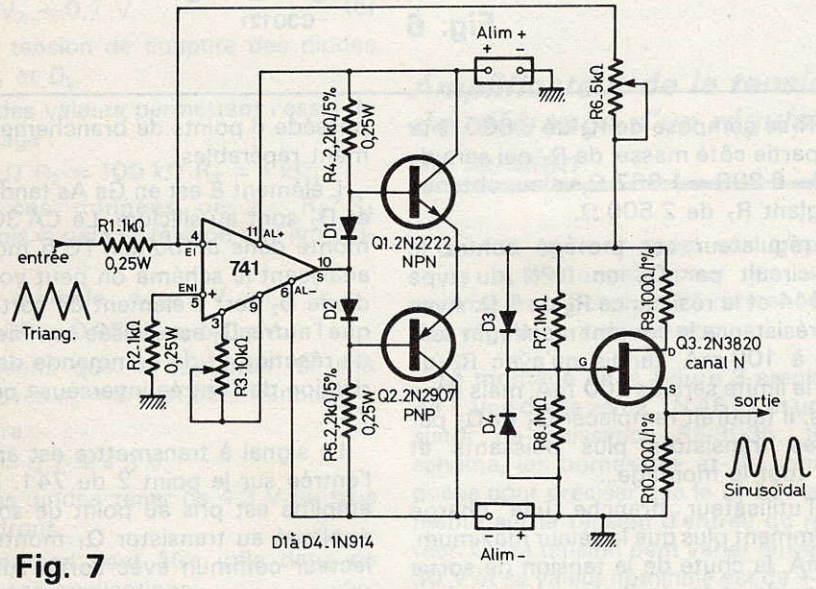


Fig. 7

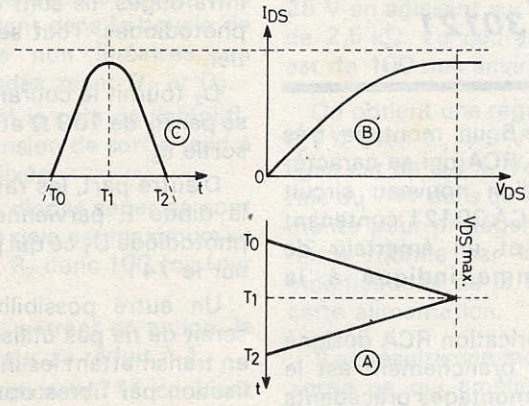


Fig. 8

Analysons le schéma de la **figure 7.** Remarquons d'abord que l'auteur de ce montage a utilisé un 741 en **boîtier à 14 broches** et on a vu dans le précédent article que dans ce boîtier le brochage est le suivant :

EI : broche 4 (2)
ENI : broche 5 (3)
V+ : broche 11 (7)
V– : broche 9 (4)
OFFSET : broches 3 et 9 (1 et 5)
SORTIE : broche 10 (6)

les autres broches n'étant pas utilisées. Il est probable que le dispositif fonctionnerait aussi bien avec des 741 à 8 points de terminaison dont le brochage est indiqué plus haut entre parenthèses.

Dans le montage inverseur le 741 a une sortie sous faible impédance qui sera bien adaptée à l'attaque de l'étage Q_1 – Q_2.

Les résistances R_2 et R_{10} produisent des contre-réactions qui améliorent la forme du signal sinusoïdal de sortie. Avec les diodes D_3 et D_4 on assure la commutation sur la grille G du FET, pendant le changement de polarité du signal périodique. On obtient ainsi une distorsion harmonique totale inférieure à 2 %.

Une bonne méthode de mise au point consiste à appliquer le signal de sortie à un oscilloscope et à régler R_3 et R_6 jusqu'à obtention d'un signal de forme aussi satisfaisante que possible.

On procèdera dans l'ordre suivant :

1) régler R_6 de manière à ce que l'amplitude nécessaire du signal triangulaire soit atteinte. En ce moment la courbe apparaissant sur l'écran sera à peine arrondie aux maxima et aux minima ;

2) régler avec R_3 la commande du niveau du continu. Cela doit permettre d'obtenir une symétrie entre les portions positives et celles négatives du signal ;

3) régler à nouveau l'amplitude avec R_6 pour améliorer encore la forme du signal.

A noter que le CI utilisé recommandé est un μA 741 C. Cet appareil peut servir dans de nombreuses applications par exemple pour suivre un générateur de signaux triangulaires afin d'obtenir des signaux sinusoïdaux.

Circuit à triple fonctions comme filtre et oscillateur

Avec trois 741, il est possible de réaliser un réseau à trois modes de fonctionnement : oscillateur à trois sorties, filtre de bande et filtre éliminateur de bande.

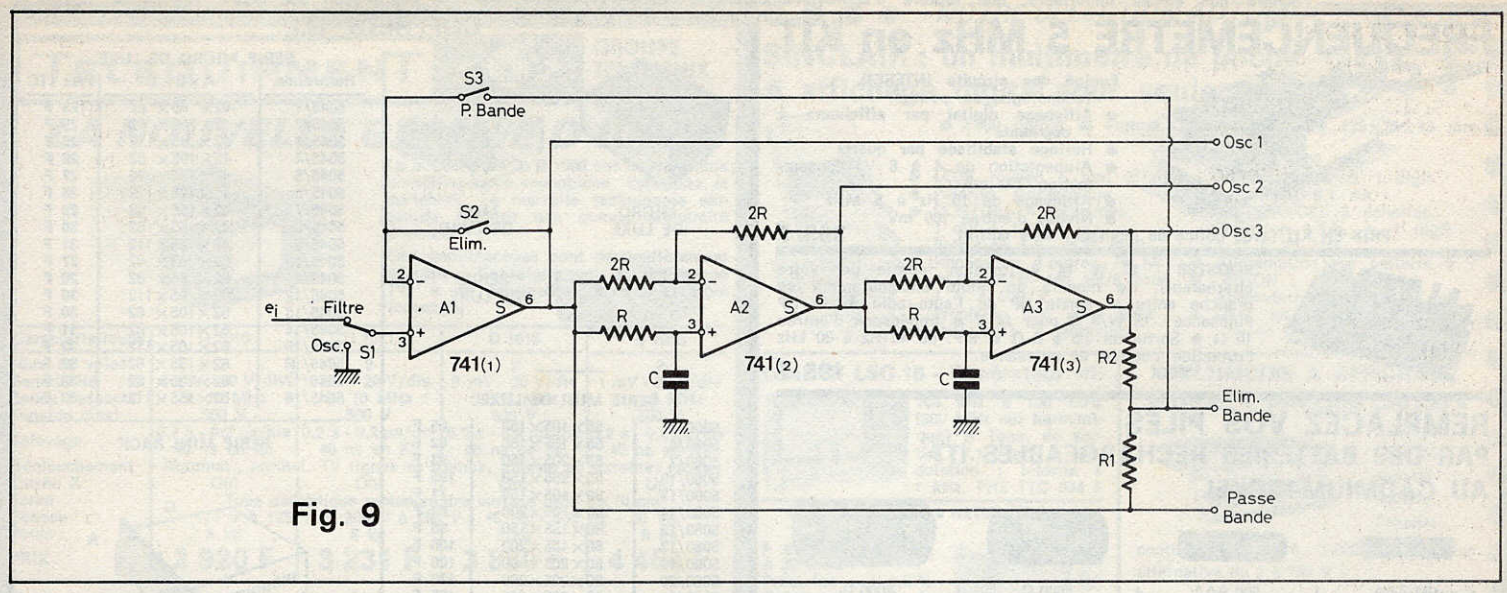


Fig. 9

Ce montage a été proposé par M. Baril dans Electronics (vol. 46 N° 8, voir **figure 9**). Chaque fonction peut être obtenue en agissant sur les commutateurs S_1, S_2, S_3.

Tous les filtres peuvent être ajustés séparément pour obtenir le coefficient de surtension Q et la fréquence médiane désirée. Lorsque S_1 est en position filtre, S_2 ouvert et S_3 fermé, le montage est un filtre passe-bande.

Si S_1 est en position filtre, S_2 fermé et S_3 ouvert, on réalise un éliminateur de bande.

Enfin, si S_1 est en position OSC le dispositif fonctionne comme un oscillateur, avec S_2 ouvert et S_3 fermé.

A la **figure 10** on indique le montage en inverseur avec contre-réaction de l'un des circuits intégrés 741. La différence de phase entre la sortie et l'entrée peut varier de 0 à π lorsque la fréquence croît de zéro à l'infini, la capacité C restant constante.

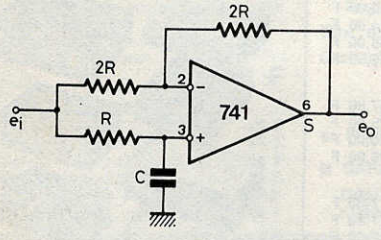


Fig. 10

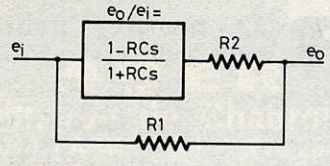


Fig. 11

Si deux amplificateurs inverseurs de ce genre sont montés en cascade, les angles de déphasage s'additionnent. De ce fait l'angle total pourra varier de 0 à 2π.

Lorsqu'un diviseur de tension est disposé à la sortie comme indiqué à la **figure 11** et si $R_1 = R_2$ la tension de sortie sera minimum ou nulle lorsque la différence de phase sera π.

Le montage de cette figure peut être utilisé comme élément de réaction dans un AOP (amplificateur opérationnel) et on réalise ainsi un filtre de bande en réglant convenablement les inverseurs S_1 S_2 et S_3 comme indiqué plus haut.

On remarquera que A_2 et A_3 sont inverseurs et disposés dans la boucle de réaction de A_1. En utilisant A_3 comme tampon (buffer) le montage devient un éliminateur de bande.

Du rapport R_1/R_2 dépend la valeur du coefficient de surtension Q dans les montages en filtre.

Si $R_1 = R_2$, Q serait infini théoriquement.

Pour déterminer f_o la fréquence médiane de la bande passante ou de la bande éliminée on utilisera la relation :

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (1)$$

R, 2R et C étant les composants figurant sur les schémas.

Pour le fonctionnement en oscillateur, mettre à la masse l'entrée non inverseuse (+) de A_1 tandis que R_1 devra être égale à R_2 mais f_o sera toujours celle donnée par la relation (1). Les composants R et C utilisés peuvent être à tolérance de $\pm$ 5 %.

Dans les montages en filtres R_1 et R_2 devront être à tolérance de $\pm$ 1 % pour obtenir un coefficient Q élevé. La valeur de bande varie en sens inverse de Q.

Le gain du circuit inverseur est indiqué sur la **figure 11** et de cette expression, où $s = jw$ on peut déduire e_o/e_i avec l'angle de phase.

Dans l'article original, les valeurs des éléments ne sont pas indiquées mais de la formule (1) on peut déduire RC si f_o est donnée.

Soit par exemple f_o = 1 000 Hz.

On en tire RC = 0,000159 avec R en ohms et C en farads, ou encore R en mégohms et C en microfarads.

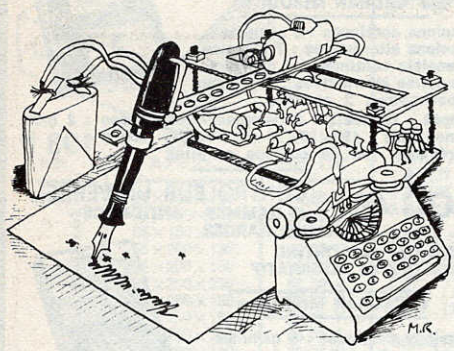
Prenons C = 0,01 μF. La valeur de R est alors : 0,0159 MΩ = 15,9 kΩ et celle de 2R 31,8 kΩ. Pour d'autres fréquences on donnera à C d'autres valeurs, en laissant à R les valeurs trouvées. En ce qui concerne R_1 et R_2 on pourra essayer par exemple un potentiomètre linéaire de 10 kΩ avec une extrémité à la sortie de A_3, l'autre à la sortie « passe-bande » et le curseur à la sortie éliminateur de bande.

De cette façon, on pourra faire varier le rapport R_2/R_1 on pourra obtenir les signaux d'oscillateur à l'une des trois sorties.

D'autres valeurs du potentiomètre $R_1 + R_2$ pourront être essayées.

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.

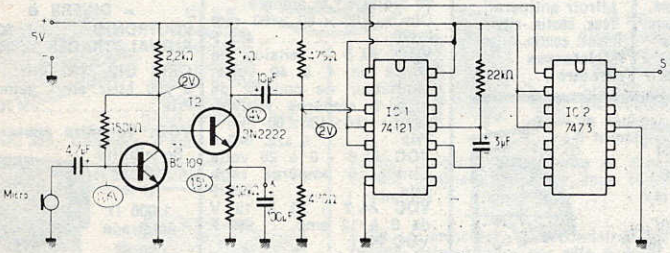
PETITES ANNONCES

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.

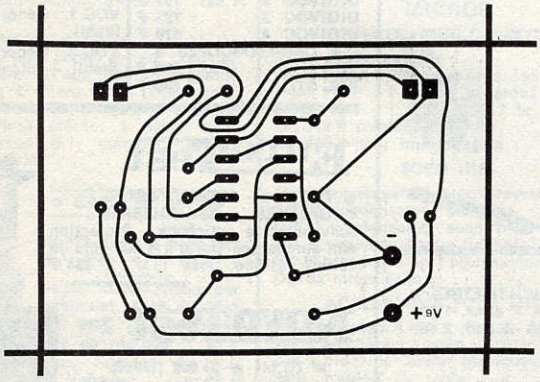
RECTIFICATIFS

INTERRUPTEUR SONORE
P. 96, N° 10 Nouvelle Série

Il s'est glissé plusieurs erreurs dans la représentation du schéma de principe de la **figure 2,** publié page 96. Nous donnons le schéma correct correspondant à l'implantation et au tracé du circuit imprimé. Par ailleurs, page 97, **figure 7,** on rectifiera le « S » en « E » et le « +V » situé à côté en « – V ».



AUTRE JEU DE REFLEXES
P. 114, N° 10 Nouvelle Série



A la **figure 3,** le tracé du circuit imprimé est correct puisqu'on peut le suivre sur l'implantation des éléments de la **figure 4,** mais en revanche, il a été publié à l'envers. Nous précisons en conséquence le tracé à l'échelle, une nouvelle fois, mais dans le bon sens. (Pour C_1 et C_2 essayer également la valeur 0,22 µF.)

LE VU-MODULATEUR
P. 130, N° 10 Nouvelle Série

Au niveau de l'implantation des éléments, il s'est produit une malencontreuse inversion des résistances R_7 à R_{18}. Les collecteurs sont chargés par des résistances de 2,2 kΩ et les gâchettes reliées à des résistances de 150Ω.

(Voir rectificatifs p. 108.)

PA Electronic Pratique — Déc. 1978

OCCASIONS : OSCILLOS ET DIVERS. TEKTRONIX - HEWLETT - RIBET - PHILIPS. REVISES. B.E.G. Tél. : 654-28-48.

40 MONTAGES ELECTRONIQUES - FORMULE ORIGINALE ECONOMIQUE - CATALOGUE ET TARIF GRATUIT - MEDELOR, BP 7, 69390 VERNAISON.

BREVETEZ VOUS-MÊME VOS INVENTIONS, grâce à notre guide complet. Vos idées nouvelles peuvent vous rapporter gros, mais pour cela il vous faut les Breveter - Demandez la notice 78 « Comment breveter vos inventions » Contre 2 timbres à ROPA BP 41 62101 **CALAIS.**

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° 455 - 4e trimestre 1978
Copyright © 1978
Société des PUBLICATIONS
RADIOELECTRIQUES et SCIENTIFIQUES

La reproduction et l'utilisation même partielles de tout article (communications techniques ou documentation) extrait de la revue « Electronique Pratique » sont rigoureusement interdites ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique ou électronique, photostat tirage, photographie, microfilm, etc.).
Toute demande à autorisation pour reproduction quel que soit le procédé, doit être adressée à la Société des Publications Radio Electriques et Scientifiques.

Impression : Couverture S.P.I., 75019 PARIS. – Intérieur : ROTOFFSET, MEAUX. – Directeur de la publication : A. LAMER. – Commission paritaire n° 60 165
Composition : ALGAPRINT. – Distribution : SAEM - TRANSPORTS PRESSE