

5 F

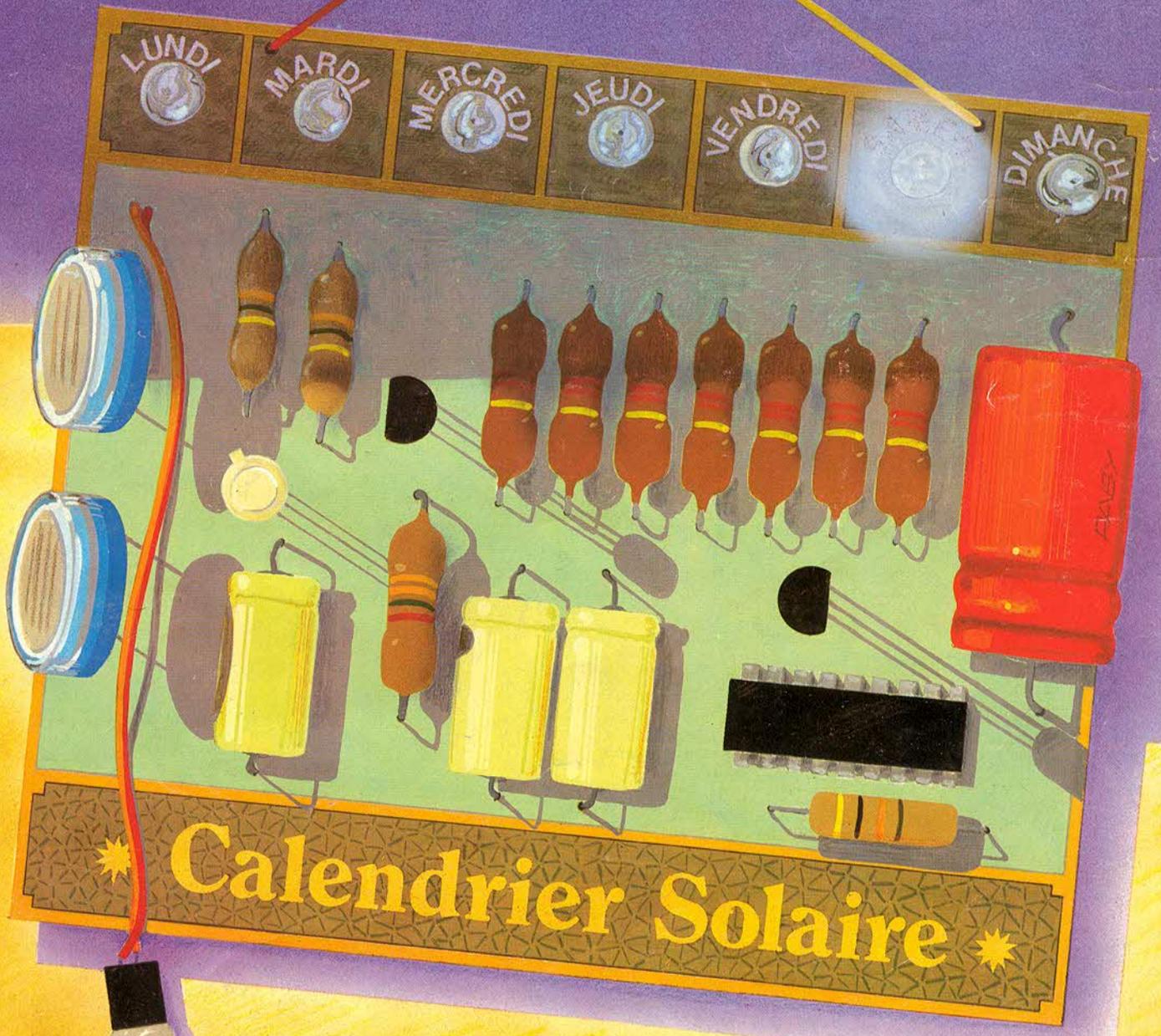
édité par le Haut-Parleur

# électronique pratique

N°7 NOUVELLE SERIE. JUILLET AOÛT 1978

Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Expérimentations

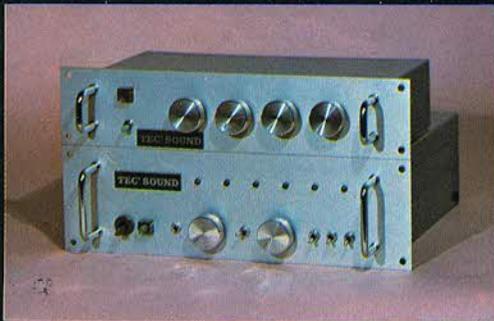
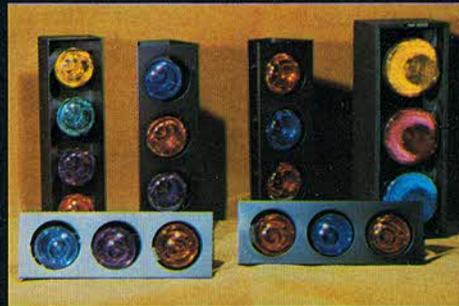
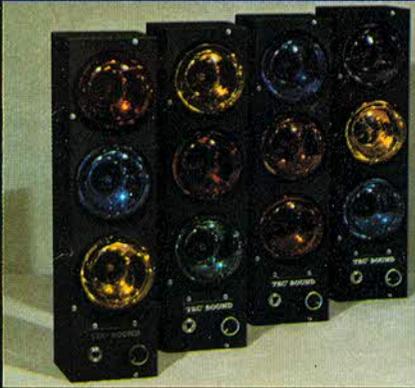
sommaire détaillé p. 71



2.50 F. Suisse - 5 Dinars Algérie - 500 Mills Tunisie - 0.90 Dollar Canada - 75 Pesetas Espagne

# TEC ' SOUND

Les plus beaux  
Jeux de lumière



Vente en gros Exportations

## E.R.E.Y.D.

24, rue des Taillandiers,  
75011 Paris - Tél. : 700.65.15



RECHERCHONS V.R.P. MULTICARTES POUR PLUSIEURS REGIONS

# PENTASONIC

# PRESENTE

## le kit d'initiation du 6800 MOTOROLA

Ce dernier vous permet d'apprendre la technique du microprocesseur, d'élaborer un programme, de le modifier, de le tester ou de mettre en œuvre les dizaines d'applications qui sont parues sur ce microprocesseur aux Etats-Unis

Ce kit MKII comprend deux cartes reliées par un câble méplat et :

1. 1 microprocesseur 6800
2. 384 octets de RAM
3. 2 interfaces de sortie parallèle PIA
4. 1 interface de sortie série ACIA
5. 1 horloge biphase
6. 1 K de ROM (J. Bug)
7. 4 supports câblés pour adjonction de 512 octets de RAM
8. 6 afficheurs
9. 1 clavier hexadécimal
10. 8 touches de fonction
11. 1 INTERFACE CASSETTE (utilise n'importe quelle cassette sans modification)
12. 19 boîtiers logiques (TTL - C MOS)

LE MONITEUR J. BUG VOUS PERMET, PAR LES

8 TOUCHES DE FONCTION :

P Le transfert du contenu des RAM vers la cassette (adresses de début et fin également mises en cassettes)

L Le transfert du contenu de la cassette dans RAM (à l'adresse marquée sur la bande)

N De faire avancer le programme PAS-A-PAS

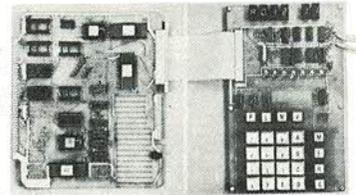
V D'arrêter le déroulement d'un programme à une adresse déterminée

M La lecture et l'écriture du contenu d'un pas de mém.

E D'arrêter une de ces 7 fonctions pour en exécuter une autre

R La lecture de tous les registres internes

G GO programme



LE KIT MKII :  
1 674 F (H.T.)

soit 1 968 F TTC

### CLUB 6800

Ce club est accessible gratuitement la première année à tous les acheteurs de MKII. Il consiste à faire paraître des programmes conçus par PENTASONIC ou d'autres membres du club, et à les diffuser.

0089

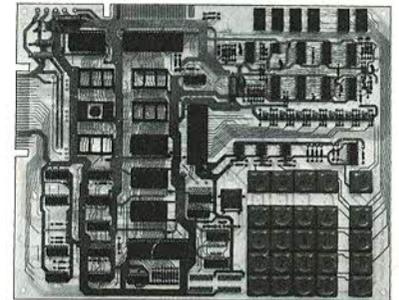
## Un nouveau système d'initiation du 6800 "Made in France"

Ce système développé à partir du SFF 96800 de SESCO, seconde source du 6800 MOTOROLA, est présenté sous la forme d'une carte unique reprenant toutes les fonctions du MK II avec en plus :

- Touches professionnelles
- Choix fréquence horloge par strap.
- Accès direct à la mémoire
- Possibilité de monter 6 K de REPRM
- Générateur sur la carte (Baud-rates).

Notice d'utilisation en français.

PRIX 2125 F TTC



96896

## Le 6502 fait son apparition en France, avec VIM 1

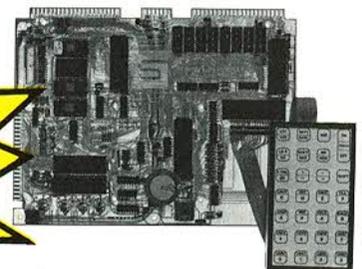
RAM : 1 K avec extension à 4 K sur la carte.  
CLAVIER : 28 touches doubles.  
CASSETTE : Interface avec 2 vitesses possibles 135 bauds et 1200 bauds.  
Alimentation 5 Volts. 2 Amp.  
TIMERS PROGRAMMABLE.  
ROM/PROM 32 K SUR LE KIT.  
Interface entrée/sortie : 50 lignes avec extension jusqu'à 70  
MONITEUR 4 K BYTES.

Manuel en français

PERMET DE GERER DIRECTEMENT UNE TELETYPE OU UN INTERFACE VIDEO.

PRIX 2350 F TTC

EN OPTION  
**PROM BASIC**



2059

# l'informatique à votre portée avec les ordinateurs "HEATHKIT"

... deux systèmes complets, étudiés spécialement pour vous, techniciens, scientifiques, éducateurs, amateurs avertis, responsables d'entreprises.

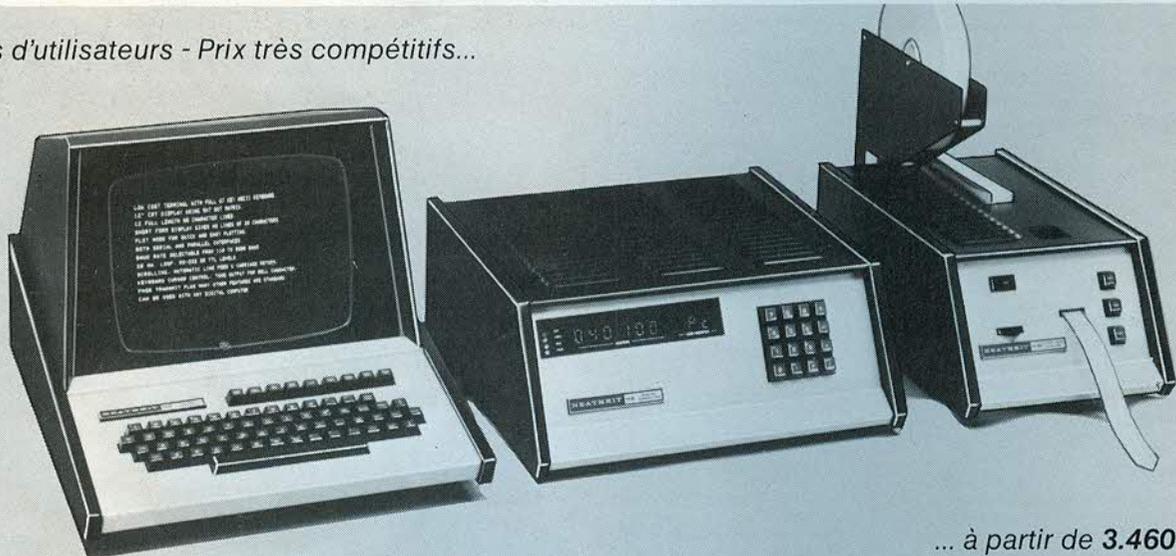
● Système H8, mots de 8 bits, avec microprocesseur 8080 A et capacité de mémoire centrale extensible à 32 K mots (RAM statique).

● Système H11, mots de 16 bits, avec microprocesseur LSI 11, et capacité de mémoire centrale extensible à 32 K mots (RAM - MOS statique).

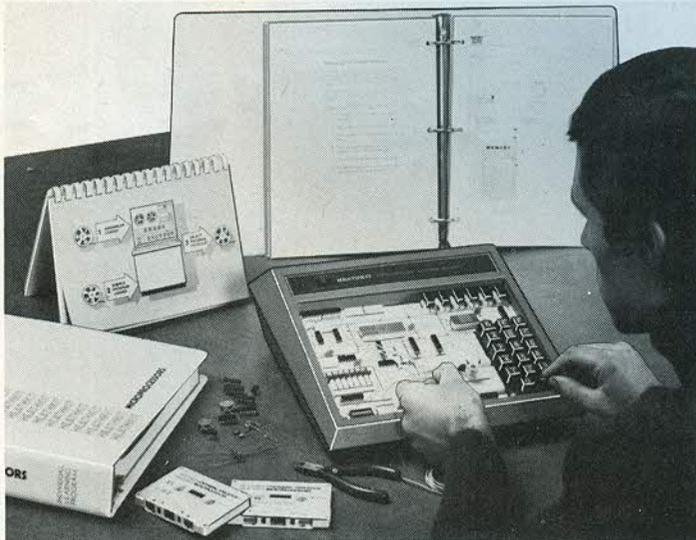
● Nombreux périphériques : Console de visualisation - Perforateur/lecteur de bande - Imprimante DEC LA 36 (30 cps) - Mémoire masse sur cassettes, disques souples - Interfaces I/O séries, parallèles. Ce matériel est livré en KIT\* ou en ordre de marche, avec logiciel très complet, comprenant même le Basic 8K (en option : Basic 12 K et gestion fichier) vous permettant de développer vos applications à l'infini.

\* Les unités centrales (CPU) sont livrées câblées et testées par HEATHKIT.

Clubs d'utilisateurs - Prix très compétitifs...



... à partir de 3.460 F (HT)



Centres de démonstration :

PARIS (6<sup>e</sup>), 84 Bd Saint-Michel, tél. 326.18.91  
LYON (3<sup>e</sup>), 204 rue Vendôme, tél. (78) 62.03.13

## KIT MICRO-ORDINATEUR d'initiation "6800"

Moniteur 1 K ROM - 256 x 8 RAM - Extension à 512 x 8 RAM - Affichage 6 digits, 7 segments - Clavier hexadécimal - Possibilité d'extension cassette, etc... - Livré avec alimentation stabilisée - Manuel en Anglais.

Prix : 1.990 F (TTC) + port 20 F.

## COURS sur les MICROPROCESSEURS

Le plus complet à ce jour, 8 chapitres, 800 pages, rédigé en Anglais, assorti d'exemples et expériences, à l'aide de 62 composants électroniques (y inclus).

Prix : 820 F (TTC) + port 10 F.

Bon à découper, à adresser à :

FRANCE : Heathkit, 47 rue de la Colonie, 75013 PARIS, tél. 588.25.81  
BELGIQUE : Heathkit, 16 Av. du Globe, 11.90 BRUXELLES, tél. 344.27.32

Je désire recevoir votre catalogue 16 pages couleurs, en Anglais, contenant tous renseignements sur : (cocher la case)

Ordinateurs H 8 et H 11     Cours sur les microprocesseurs

Je joins 4 Francs en timbres, pour frais d'envoi

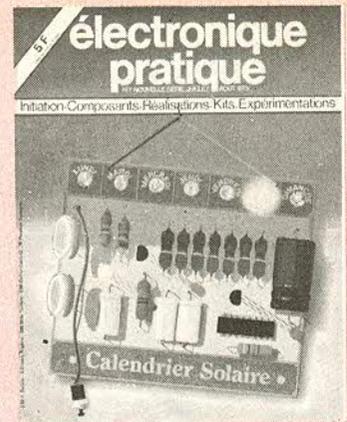
Nom, prénom \_\_\_\_\_

N° \_\_\_\_\_ Rue \_\_\_\_\_

Code postal \_\_\_\_\_ Ville \_\_\_\_\_

E.P. 07-78

# 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..... 5 F

Les règlements en espèces, par courrier sont strictement interdits.

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

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

### 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

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° 7  
NOUVELLE  
SÉRIE

### Réalisez vous-mêmes

- 72 Une télécommande à quatre ou cinq canaux en lumière modulée
- 79 Un banc d'expérimentation : le générateur BF et son alimentation annexe
- 87 Modélisme ferroviaire : un générateur de bruit de voie
- 95 Frappez trois fois ! un interrupteur acoustique
- 101 Le TAA 611 C en montage « push-pull »
- 105 Un potentiomètre électronique
- 122 Un calendrier solaire

### Expérimentez vous-mêmes

- 111 Le contrôle opto des obturateurs photo
- 125 Retour sur le capacimètre

### En kit

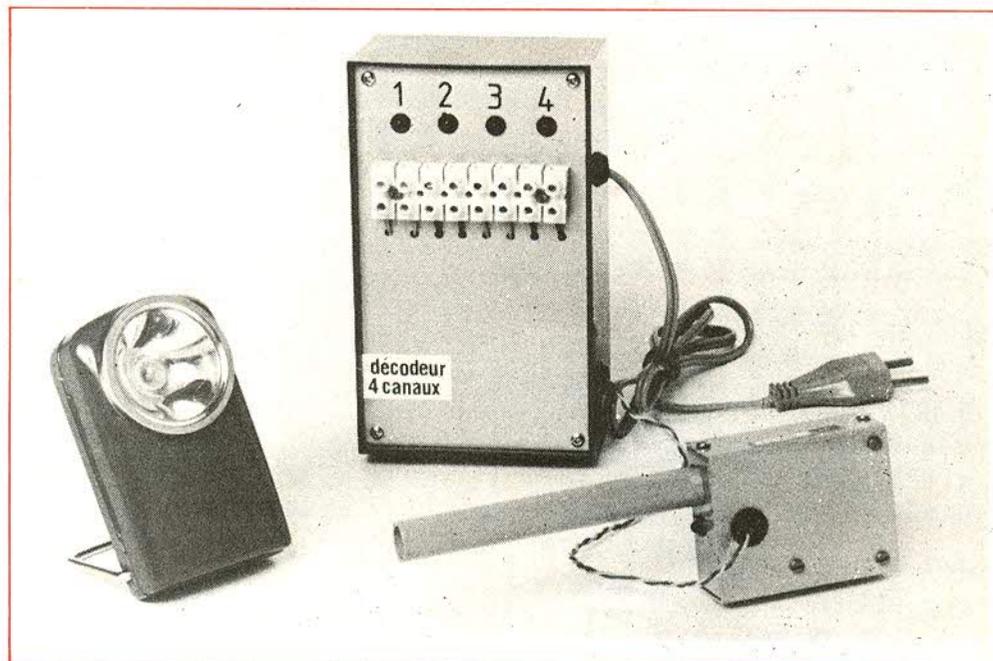
- 128 L'ampli-préampli, TSM 17 Télé St-Marc
- 131 L'ampli 100 W à tubes Magnétic-France

### Pratique et initiation

- 118 Les régulateurs de tension
- 138 Le test de la bascule
- 143 Les applications du NE 555

### Divers

- 148 Nos lecteurs



## Télécommande 5 voies en lumière modulée

**C**OMMANDER de son fauteuil la mise en fonctionnement d'appareils branchés sur le secteur (téléviseur, radio, lumière d'ambiance...) est facilement réalisable. Pour ce faire on peut utiliser des systèmes de télécommande en infrarouge ou par ultra-sons, mais ces deux méthodes nécessitent des composants spéciaux. Pour pallier cet inconvénient nous utilisons une télécommande en lumière modulée dont l'émetteur est une lampe de poche modifiée et le récepteur est équipé d'une très classique cellule LDR 03.

### *Schéma de principe*

La télécommande est constituée de trois parties :

- l'émetteur de lumière modulée (fig. 1).
- le récepteur décodeur (fig. 2).
- l'alimentation - Chenillard 5 voies (fig. 3).

#### **a - L'émetteur de lumière modulée**

Il est constitué d'un boîtier de lampe de poche classique auquel nous avons retiré les languettes de contact et le système interrupteur qui est remplacé par un bouton poussoir.

Pour gagner de la place la pile standard de 4,5 V est remplacée par un modèle « pigmée ».

L'oscillateur basse fréquence est un astable classique constitué de deux transistors  $T_1$  et  $T_2$ . L'ampoule de 3,5 V est directement commandée par le transistor  $T_2$ . Les fils sont directement soudés sur l'ampoule.

#### **b - Le récepteur décodeur**

Bien que son aspect lui donne l'impression d'être une arme secrète « venue d'ailleurs » ce module est très simple.

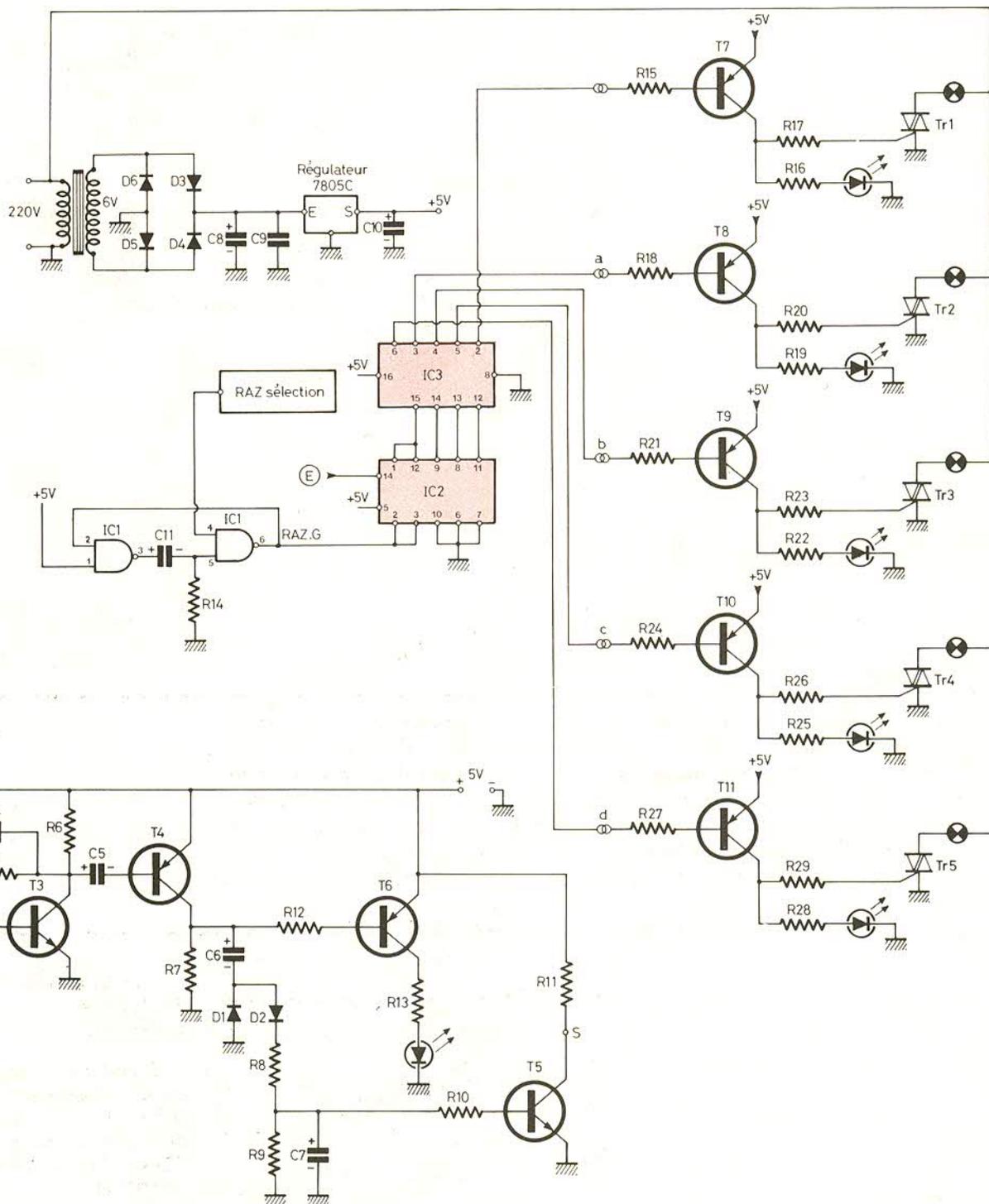
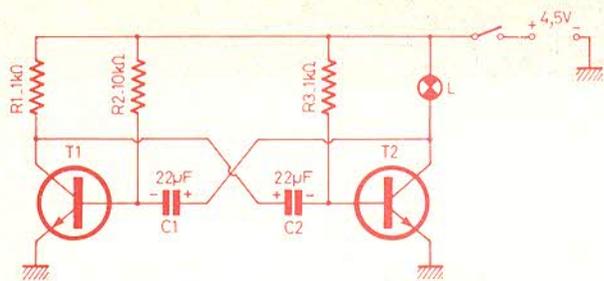


Fig. 1. à 3. - La télécommande lumineuse fera essentiellement appel à un émetteur en lumière modulée et à un récepteur/décodeur dont vous pouvez suivre simplement la structure. On disposera le cas échéant de cinq canaux avec un pouvoir de coupure de 1200 W.

Une cellule photoresistance LDR03 dont la résistance est élevée dans l'obscurité reçoit la lumière modulée et voit sa résistance varier en fonction de l'intensité lumineuse reçue. Cette photoresistance est montée en pont diviseur de tension avec  $R_4$ . Toute variation de tension de ce pont est transmise par  $C_3$  au transistor  $T_3$  qui est monté en amplificateur. Nous rappelons que pour fonctionner correctement un étage amplificateur comme celui-ci doit être polarisé de telle manière que le potentiel de son collecteur soit de la moitié de la tension d'alimentation. Eventuellement il faut retoucher  $R_5$  si cette condition n'est pas remplie.

La variation de tension amplifiée est transmise à  $T_4$  qui se débloque au rythme de la fréquence d'émission (quelques hertz). Cette variation est redressée ( $D_1, D_2$ ) et charge le condensateur  $C_7$  à travers la résistance  $R_8$ . Si le niveau est suffisant le transistor  $T_5$  est saturé et un front négatif est envoyé au module chenillard.

Le transistor  $T_6$  comporte dans son collecteur une diode LED dont le but est de confirmer que le signal reçu est suffisant pour charger le condensateur  $C_7$ .

### c - Alimentation secteur - chenillard

L'alimentation secteur est très classique. Un transformateur délivre une tension efficace de 6 V à son secondaire, cette tension est redressée double alternance par  $D_3, D_4, D_5, D_6$  puis filtrée par  $C_8$ . Un régulateur intégré 5 V type 7805 stabilise la tension de sortie.

Le module chenillard est lui aussi classique, c'est en quelque sorte un registre à décalage.

A la mise sous tension une remise à zéro générale est générée par le monostable constitué de deux portes NAND du circuit intégré IC1 et du réseau  $C_{11}, R_{14}$ .

Les informations en provenance de la sortie S du décodeur sont appliquées à l'entrée E du module chenillard.

A chaque changement de front d'impulsion (front négatif) le circuit intégré IC2 qui est un compteur type SN7490 est incrémenté de 1. Cette information est transmise à IC3 qui est un décodeur binaire décimal.

A chaque sortie du décodeur IC3 (5 utilisées) est connecté un transistor PNP monté en inverseur qui commande une

diode LED et un triac. Le triac aurait pu être remplacé par un relais 5 V et dans ce cas être placé entre le collecteur du transistor et la masse (ne pas oublier une diode de protection en parallèle sur le relais montée en inverse).

Dans le cas de non utilisation des 5 canaux il est prévu une remise à zéro appelée RAZ sélection. C'est ainsi que pour l'utilisation de 3 canaux il faut relier le point C à RAZ sélection, pour 4 canaux le point D à RAZ sélection

Il est bien entendu que dans le cas de l'utilisation de trois canaux il est inutile de câbler les composants correspondants aux canaux 4 et 5.

## Réalisation pratique

### a - L'émetteur de lumière modulée (fig. 4)

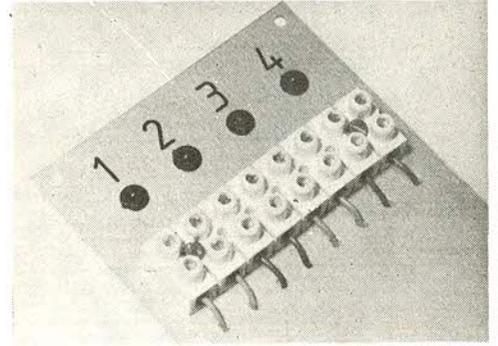
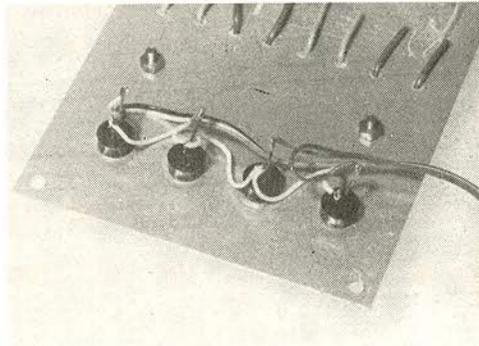
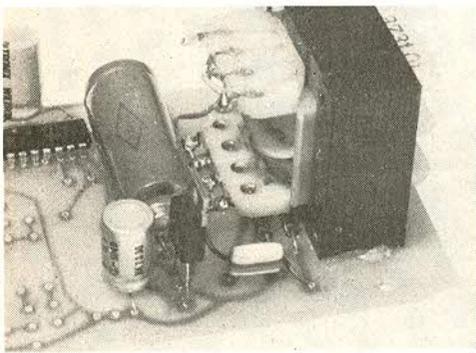
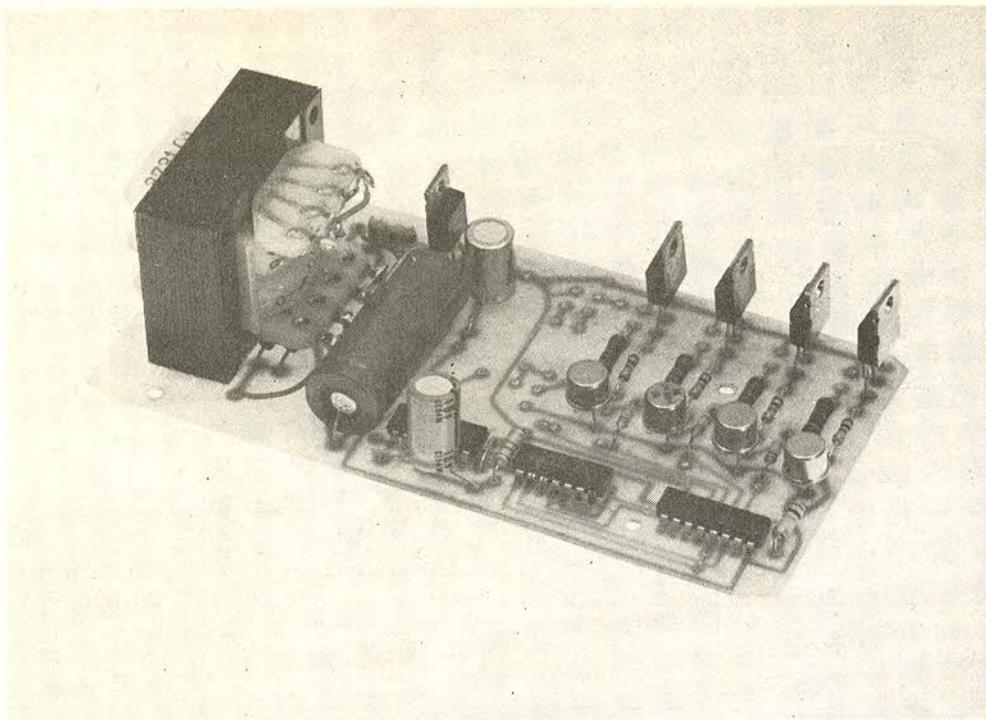
L'utilisation d'un boîtier de lampe de poche rend cette opération facile. Le circuit est câblé sur circuit veroboard qui est maintenu au boîtier à l'aide de deux fixations. Eventuellement la pile de 4,5 V type « pygmée » peut être câblée avec de la mousse.

*Photo B. - Gros plan sur le montage Veroboard.*



*Photo A. - Pour l'émetteur on s'est servi d'un boîtier standard. On a remplacé la pile par une 4,5 V plus petite.*





*Photo C. – Le récepteur et son alimentation. On distinguera la place du cinquième canal non câblé.  
 Photo D. – Les diodes de l'alimentation seront disposées sous le transformateur.  
 Photo E. – Les diodes électroluminescentes seront encastrées et collées ou placées sur un support.  
 Photo F. – Un très pratique domino de raccordement surmonté des diodes électroluminescentes.*

**b - Le récepteur décodeur (fig. 5 et 7)**

Le circuit imprimé est prévu pour être inséré dans un boîtier Teko aluminium type 2A auquel il est maintenu à l'aide de trois vis fixations.

Le circuit imprimé subit une découpe de manière à laisser passer un tube plastique dont le rôle est de donner au récepteur une certaine indépendance de la lumière ambiante. Ce tube a un diamètre de 15 mm ; il est couramment utilisé dans les installations électriques (sous tube !).

Le câblage du circuit imprimé ne pose aucun problème particulier.

La cellule photorésistance LDR03 est montée directement sur le circuit imprimé et ses pattes sont coudées pour venir dans l'alignement du tube plastique.

La diode LED est placée à côté du tube pour donner l'état du niveau de réception.

**c - L'alimentation chenillard (fig. 6 et 8)**

Réalise sur un circuit imprimé en verre époxy comportant 2 straps la réalisation est simple en suivant le schéma d'implantation.

Attention au câblage des trois circuits intégrés qui ne sont pas implantés dans le même sens.

Le transformateur d'alimentation sera collé ou fixé à l'aide de son étrier selon les disponibilités.

Comme on peut le voir sur la photo le prototype n'est équipé en composants que pour 4 voies.

Le circuit imprimé est inséré dans un boîtier plastique Teko P<sub>3</sub>.

Les sorties se font sur une barrette de dominos fixée sur la face avant.

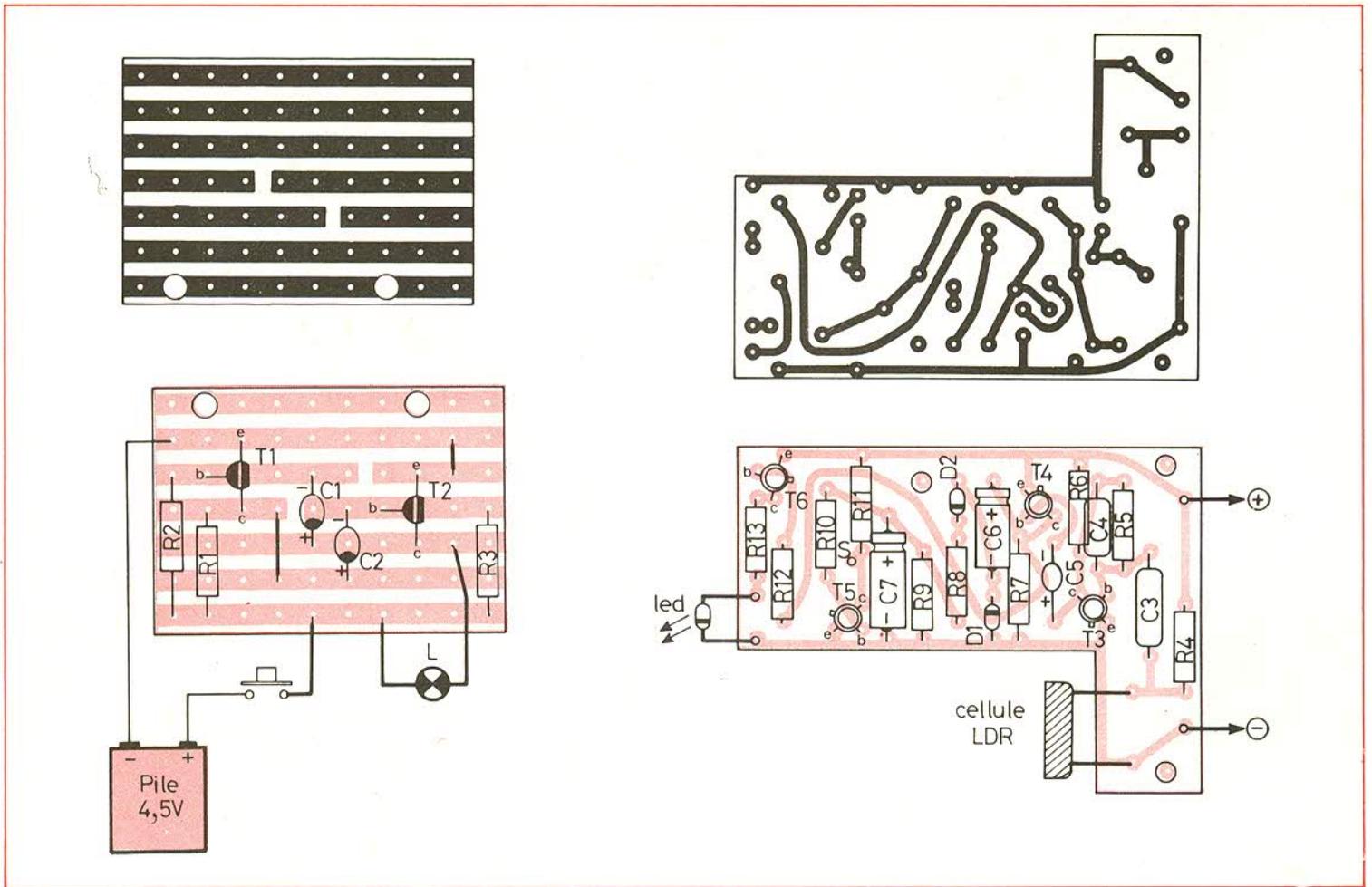
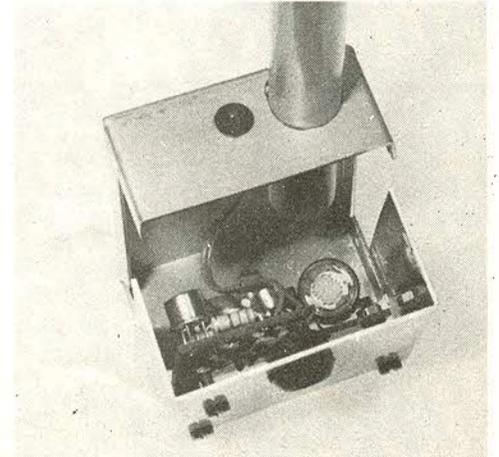


Photo G. – On a prévu la découpe du circuit imprimé pour le passage du tube.

Photo H. – Le tube (en PVC conduite d'eau) fait partie intégrante du couvercle.



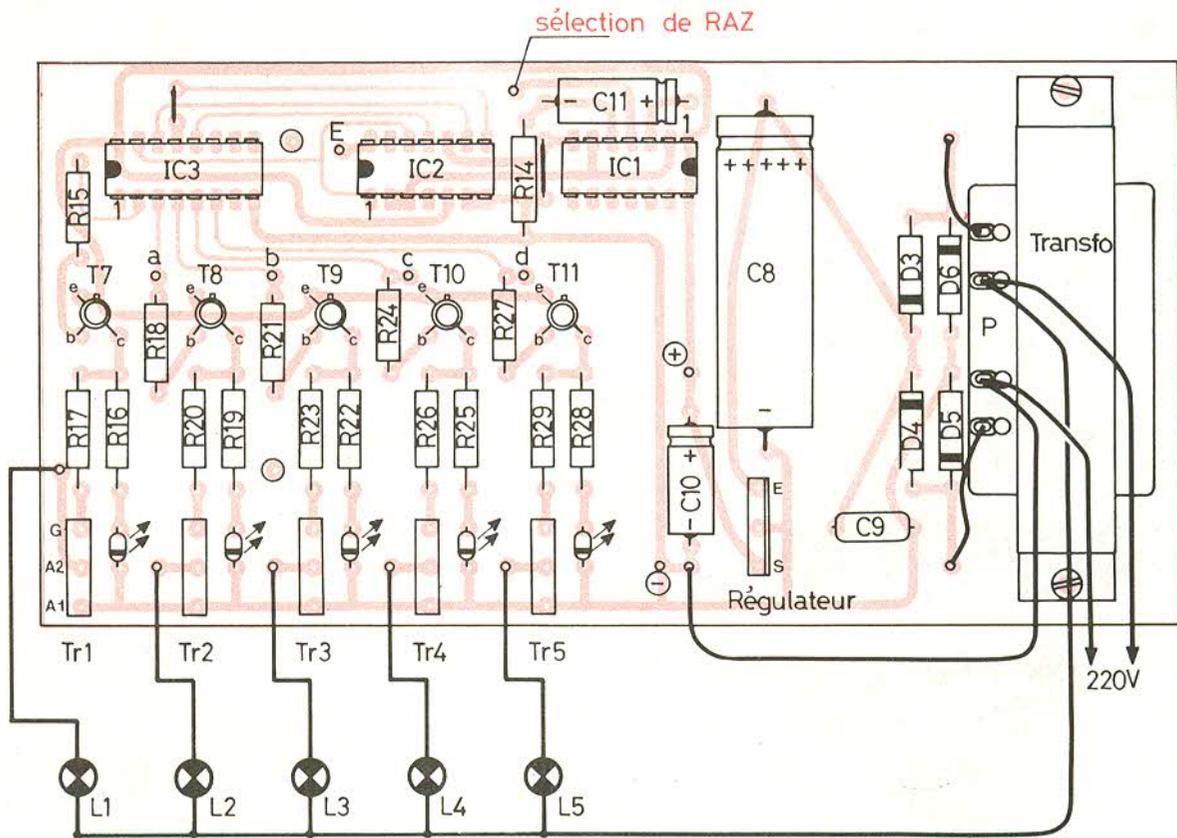
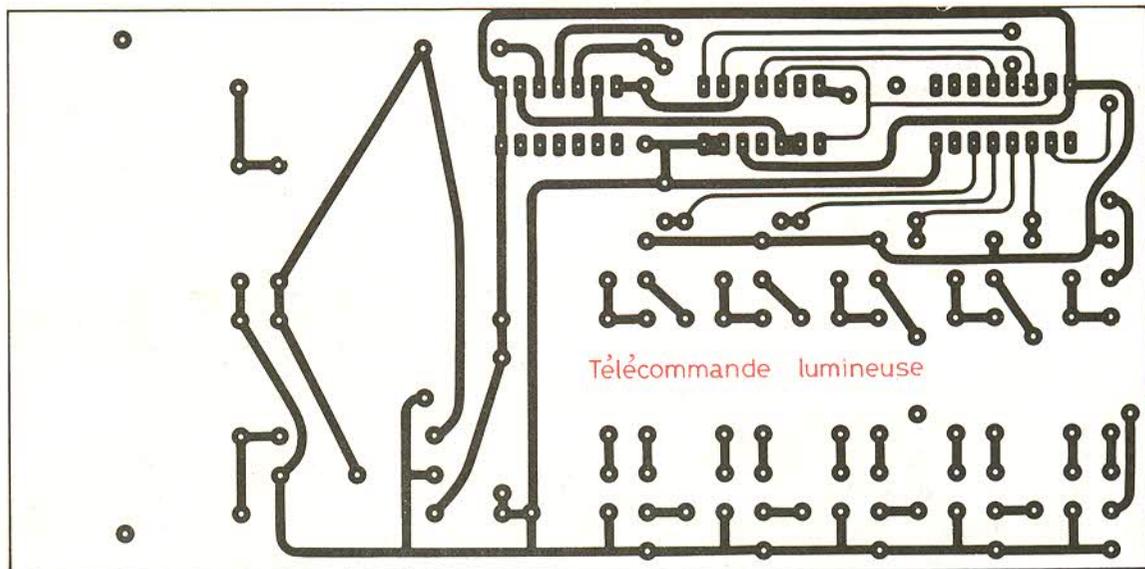
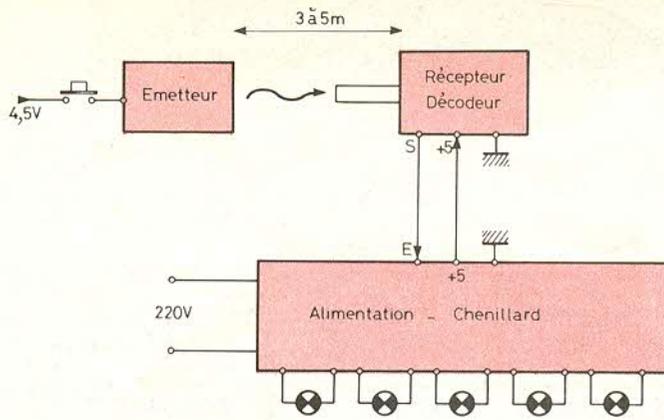


Fig. 4. à 8. - Les éléments de l'émetteur seront montés sur un morceau de plaquette Veroboard M 17. Tracé du circuit imprimé du décodeur introduit à l'intérieur d'un coffret 2/A et du récepteur.



## Remarque

Le module alimentation-chenillard peut être utilisé en chenillard pour commander une animation lumineuse.

Il suffit d'ajouter un oscillateur astable alimenté en 5 V (NE555 par exemple) et de rentrer sur l'entrée E.

Gérard GROS

## Liste des composants du récepteur

R <sub>1</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	R <sub>20</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	C <sub>10</sub> : 100 μF / 12 V
R <sub>2</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	R <sub>21</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	C <sub>11</sub> : 330 μF / 12 V
R <sub>3</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	R <sub>22</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron).	T <sub>1</sub> : T <sub>2</sub> : 2N1711, 2N1613
R <sub>4</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	R <sub>23</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	T <sub>3</sub> : T <sub>5</sub> : 2N2222
R <sub>5</sub> : 1 MΩ (marron, noir, vert).	R <sub>24</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	T <sub>4</sub> : T <sub>6</sub> : T <sub>7</sub> : T <sub>8</sub> : T <sub>9</sub> : T <sub>10</sub> : T <sub>11</sub> : 2N2905
R <sub>6</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	R <sub>25</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron).	D <sub>1</sub> : D <sub>2</sub> : 1N914 : 1N4148
R <sub>7</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	R <sub>26</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	D <sub>3</sub> : D <sub>4</sub> : D <sub>5</sub> : D <sub>6</sub> : 1N4002, 1N4004, 1N4007.
R <sub>8</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange).	R <sub>27</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	Cellule LDR03, LDR07
R <sub>9</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune).	R <sub>28</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron).	T <sub>r1</sub> : T <sub>r2</sub> : T <sub>r3</sub> : T <sub>r4</sub> : T <sub>r5</sub> : Triac 6 A / 400 V.
R <sub>10</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	R <sub>29</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	Transfo 220 / 6 V 200 mA min.
R <sub>11</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	C <sub>1</sub> : 22 μF / 12 V.	Régulateur 5 V (7805).
R <sub>12</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	C <sub>2</sub> : 22 μF / 12 V.	6 diodes LED rouges
R <sub>13</sub> : 220 Ω (rouge, rouge, marron).	C <sub>3</sub> : 1 μF plaquette.	IC1 : SN7400
R <sub>14</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge).	C <sub>4</sub> : 0,22 μF plaquette	IC2 : SN7490
R <sub>15</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	C <sub>5</sub> : 1 μF / 12 V	IC3 : SN7442
R <sub>16</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron).	C <sub>6</sub> : 22 μF / 12 V	Boîtier Teko P/3
R <sub>17</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	C <sub>7</sub> : 22 μF / 12 V	Boîtier Teko 2/A
R <sub>18</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	C <sub>8</sub> : 2 200 μF / 12 V	
R <sub>19</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron).	C <sub>9</sub> : 0,1 μF plaquette.	

## Liste des composants de l'émetteur

R <sub>1</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	C <sub>1</sub> : 22 μF / 12 V	T <sub>2</sub> : 2N1613, 2N1711.
R <sub>2</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	C <sub>2</sub> : 22 μF / 12 V	L : ampoule 3,5 V / 200 mA pour lampe de poche.
R <sub>3</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	T <sub>1</sub> : 2N1613 2N1711	

## 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 :

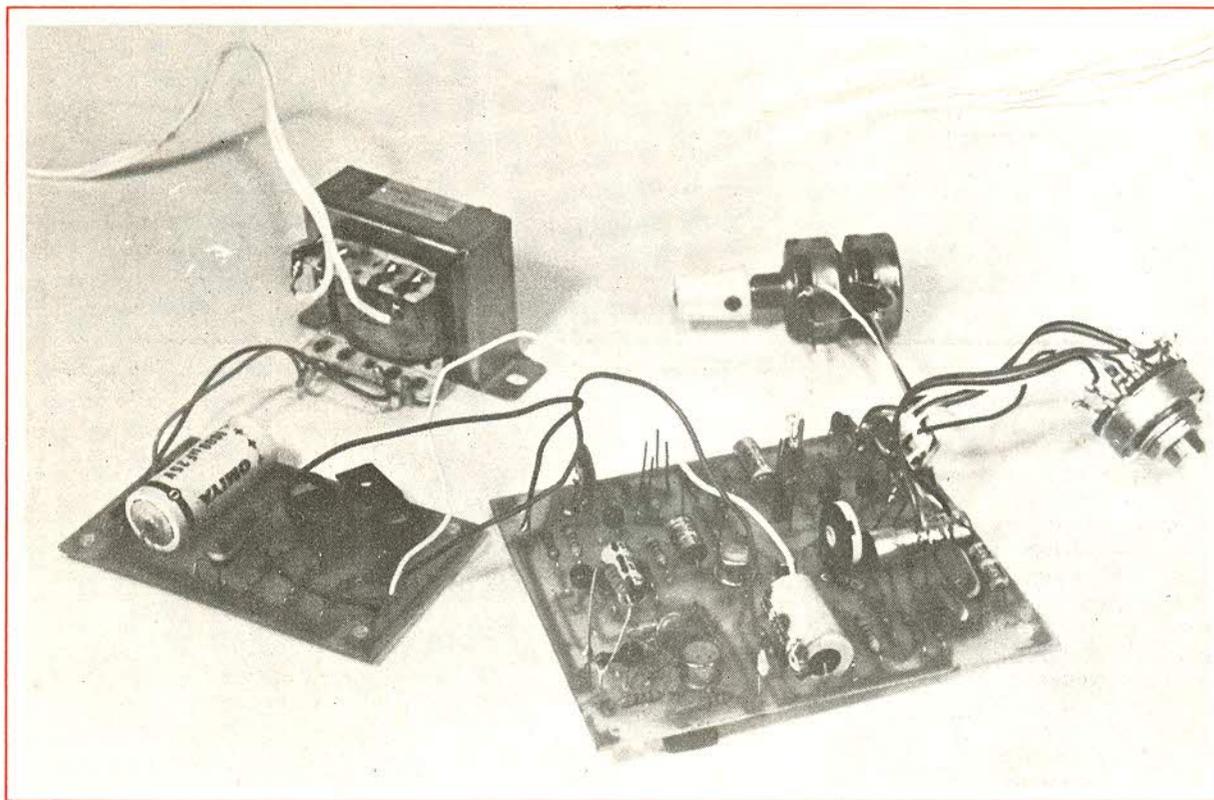
## Institut Supérieur de Radio Electricité

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

----- ✂ -----  
Veuillez me faire parvenir gratuitement votre documentation EP

Nom : \_\_\_\_\_

Adresse : \_\_\_\_\_



## UN BANC D'EXPERIMENTATION: 2. Le générateur B.F.

**N**OUS avons eu le mois dernier l'occasion de publier en première partie la description complète de l'alimentation à tension de sortie réglable et protégée contre les courts-circuits. Ce mois-ci, nous passons à la publication du générateur BF et le mois prochain (septembre) nous attaquerons le signal tracer.

### VIII - Schéma théorique du générateur BF

Ce générateur comporte en fait deux ou même trois parties, puisqu'il délivre des signaux sinusoïdaux, et des signaux rectangulaires. On y trouve donc l'oscillateur pilote (1<sup>re</sup> partie), un amplificateur amenant les sinusoïdes au niveau d'utilisation (2<sup>e</sup> partie), et une bascule de Schmitt, chargée de transformer les signaux sinusoïdaux en signaux rectangulaires.

L'ensemble est accompagné d'une petite alimentation, délivrant deux ten-

sions fixes, et qui fournit l'énergie nécessaire au générateur d'une part, et au signal-tracer d'autre part.

La figure 10 donne le schéma de la section oscillatrice, et de la section amplificatrice, du générateur de sinusoïde. Pour bien comprendre son fonctionnement, il nous sera utile de nous reporter au schéma simplifié de la figure 11.

Dans ce dernier, l'amplificateur A étant du type différentiel, comporte deux entrées. La première, notée « + », est l'entrée non inverseuse : les signaux qu'on y applique, se retrouvent en phase sur la sortie 5. La deuxième entrée, notée « - »,

est inverseuse : les signaux de sortie sont en opposition de phase, avec ceux qu'on lui applique.

L'ensemble des deux condensateurs C, et des deux résistances R, constitue le classique réseau de Wien depuis longtemps employé dans les oscillateurs BF. On sait qu'il n'introduit qu'un déphasage nul pour la fréquence :

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

celle-ci sera donc la fréquence d'oscillation de l'ensemble amplificateur, réseau de réaction positive.

Un diviseur apériodique est, d'autre part, formé par le groupement de la résistance fixe  $R_1$ , et de la résistance  $r$  d'une lampe  $L$ . Puisque son point milieu est appliqué à l'entrée inverseuse de l'amplificateur  $A$ , ce diviseur introduit une contre-réaction. Or, la résistance  $r$  de la lampe  $L$ , augmente avec sa température, donc avec l'amplitude des sinusoïdes recueillies sur la sortie 5 du montage. Il en résulte que la contre-réaction augmente avec le niveau de sortie, ce qui tend à stabiliser ce dernier.

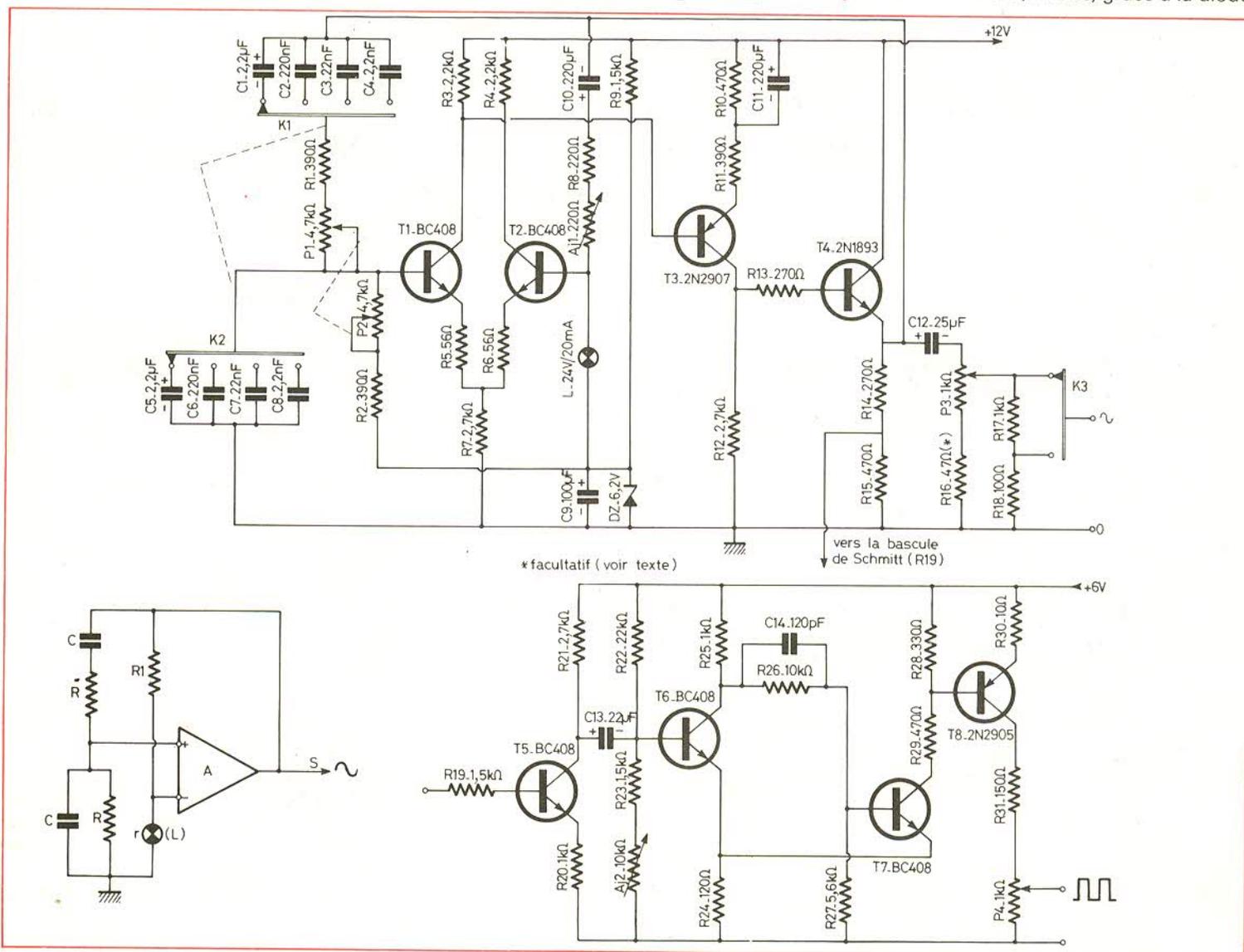
Nous pouvons maintenant revenir au schéma complet de l'oscillateur, donné à

la **figure 10**, et qui n'est autre que la réalisation pratique du dispositif de la **figure 11**. L'amplificateur différentiel y est matérialisé par l'ensemble des deux transistors NPN  $T_1$  et  $T_2$  : la diode de  $T_1$  est l'entrée non inverseuse, tandis que l'entrée inverseuse se retrouve sur la base de  $T_2$ . Le gain de cet amplificateur dépend à la fois des résistances  $R_3$  et  $R_4$  chargeant les collecteurs, et du courant total commun aux deux émetteurs. Celui-ci est déterminé dès qu'on connaît la tension des deux bases, et la résistance  $R_7$  qui travaille alors en source de courant constant.

L'ensemble RC de la **figure 11**, est ici

formé par les condensateurs  $C_1$  à  $C_8$ , le potentiomètre double  $P_1P_2$  et les résistances  $R_1$  et  $R_2$ . Grâce au commutateur double  $K_1$   $K_2$ , on choisit le couple de condensateurs mis en service, donc la gamme des fréquences. A l'intérieur de chaque gamme, le potentiomètre  $P_1$   $P_2$  permet une variation continue de la fréquence, dans un rapport fixé par les résistances talon  $R_1$  et  $R_2$ , donc voisin de 12 : on obtient donc un recouvrement des différentes gammes.

L'ensemble étant alimenté sous une tension de 12 volts, le potentiel des deux bases est fixé à 6,2 volts, grâce à la diode



**Fig. 10 à 12.** - Le mois dernier nous avons décrit l'alimentation réglable, ce mois-ci nous passons à la description du générateur BF entièrement équipé de transistors. L'ensemble comprend une section oscillatrice et une section amplificatrice.

Zener DZ, découplée par le condensateur  $C_9$  de  $100 \mu\text{F}$ . Le condensateur  $C_{10}$  élimine la composante continue de la sortie. La résistance  $R_1$  de la **figure 11** regroupe ici la résistance fixe  $R_8$  et la résistance ajustable  $AJ_1$ , ce qui permet de doser le taux de contre-réaction, donc de régler le niveau de sortie.

Les sinusoïdes, prélevées sur le collecteur de  $T_1$ , sont ensuite amplifiées par le transistor PNP  $T_3$ , de type 2N 2907. Ce dernier travaille en émetteur commun, mais la résistance  $R_{11}$ , non découplée, introduit un taux de contre-réaction qui stabilise le gain, et élargit la bande passante. Enfin, l'étage de sortie, construit autour du NPN  $T_4$  qui travaille en collecteur commun, permet de disposer des sinusoïdes sous une faible impédance. C'est à partir de l'émetteur de  $T_4$  que sont repris les signaux de réaction et de contre-réaction, respectivement renvoyés vers les bases de  $T_1$  et de  $T_2$ .

A travers le condensateur  $C_{12}$  qui élimine la composante continue, les sinusoïdes parviennent à un double atténuateur de tension. D'une part, le potentiomètre  $P_3$  permet de régler de façon continue le niveau de sortie. On peut éventuellement lui adjoindre la résistance talon  $R_{16}$ , pour que ce niveau ne s'annule jamais complè-

tement. D'autre part, le commutateur  $K_3$ , associé aux résistances  $R_{17}$  et  $R_{18}$ , permet de disposer de deux gammes de tensions : de 0 à 2 volts d'une part, et de 0 à 200 mV d'autre part.

Enfin, au point de jonction des résistances  $R_{14}$  et  $R_{15}$  chargeant l'émetteur de  $T_4$ , on dispose du signal qui commande l'entrée de la bascule de Schmitt.

Le schéma complet de cette bascule, où s'élaborent les signaux rectangulaires, est donné à la **figure 12**. Les tensions sinusoïdales prises sur  $R_{14}$   $R_{15}$  parviennent, à travers la résistance  $R_{19}$  à la base du transistor  $T_5$ . Celui-ci joue à la fois le rôle d'amplificateur, et celui de séparateur, ce qui permet d'éliminer les parasites de commutation, qu'on retrouverait autrement dans les sinusoïdes.

La bascule de Schmitt proprement dite, attaquée à travers le condensateur  $C_{13}$ , met en œuvre les deux transistors NPN  $T_6$  et  $T_7$ . Son schéma, très classique, n'appelle guère de commentaires. Notons simplement, dans la liaison entre le collecteur de  $T_6$  et la base de  $T_7$ , la présence du petit condensateur  $C_{14}$ , qui favorise la transmission des fréquences élevées, et permet ainsi de raccourcir les temps de montée et de descente du signal rectangulaire.

Le niveau moyen de la base de  $T_6$ , qui fixe la valeur des seuils montant et descendant de la bascule, est imposé par le diviseur de tension formé des résistances fixes  $R_{22}$  et  $R_{23}$ , et de la résistance ajustable  $AJ_2$ . Grâce à cette dernière, on pourra, lors des opérations de mise au point, régler la symétrie des créneaux.

La résistance de collecteur du transistor  $T_7$  a été fractionnée en deux : on dispose, ainsi, aux bornes de  $R_{28}$ , d'une tension convenable pour exciter la base du transistor PNP de sortie,  $T_8$ . Dans le collecteur de ce transistor, le potentiomètre  $P_4$  de  $1 \text{ k}\Omega$ , commande le niveau de sortie, tandis que la résistance  $R_{31}$  protège celle-ci contre les courts-circuits. Les créneaux sont disponibles en lancée positive, à partir du potentiel de la masse. Compte tenu du choix de la tension d'alimentation de cette partie du générateur, leur amplitude maximale vaut 5 volts, ce qui correspond aux normes TTL, et se révélera particulièrement commode pour l'attaque des circuits intégrés logiques de cette famille.

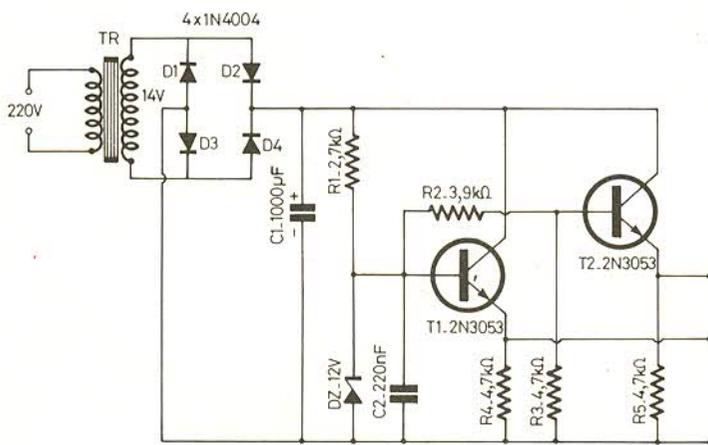
## IX - Alimentation du générateur BF

Nous avons déjà indiqué, plus haut, que le générateur BF d'une part, et le signal-tracer d'autre part, étaient alimentés par une petite alimentation annexe, de faible puissance. On trouvera son schéma à la **figure 13**.

Un transformateur délivrant au secondaire une tension efficace de 12 à 14 volts, attaque le pont de redressement à double alternance, constitué par les diodes  $D_1$  à  $D_4$ . Le filtrage est assuré par le condensateur électrochimique  $C_1$  de  $1\ 000 \mu\text{F}$ .

Aux bornes de la diode zener DZ, polarisée à travers la résistance  $R_1$ , on trouve une tension de référence de 12 volts. Celle-ci est directement appliquée à la base de  $T_1$ , monté en collecteur commun. On retrouve donc environ 11,5 volts aux bornes de  $R_4$ , ce qui permet d'alimenter d'une part la section sinusoïdale du générateur BF, et, d'autre part, le signal-tracer.

Les résistances  $R_2$  et  $R_3$  forment un diviseur de tension, et appliquent, sur la base de  $T_2$ , une tension d'environ 7 volts. A l'émetteur de ce transistor, on retrouve donc les 6 ou 6,5 volts nécessaires à l'alimentation de la bascule de Schmitt du générateur.



**Fig. 13.** - Ce générateur BF, puis le mois prochain le signal tracer, vont réclamer l'utilisation d'une alimentation auxiliaire, simple mais efficace.

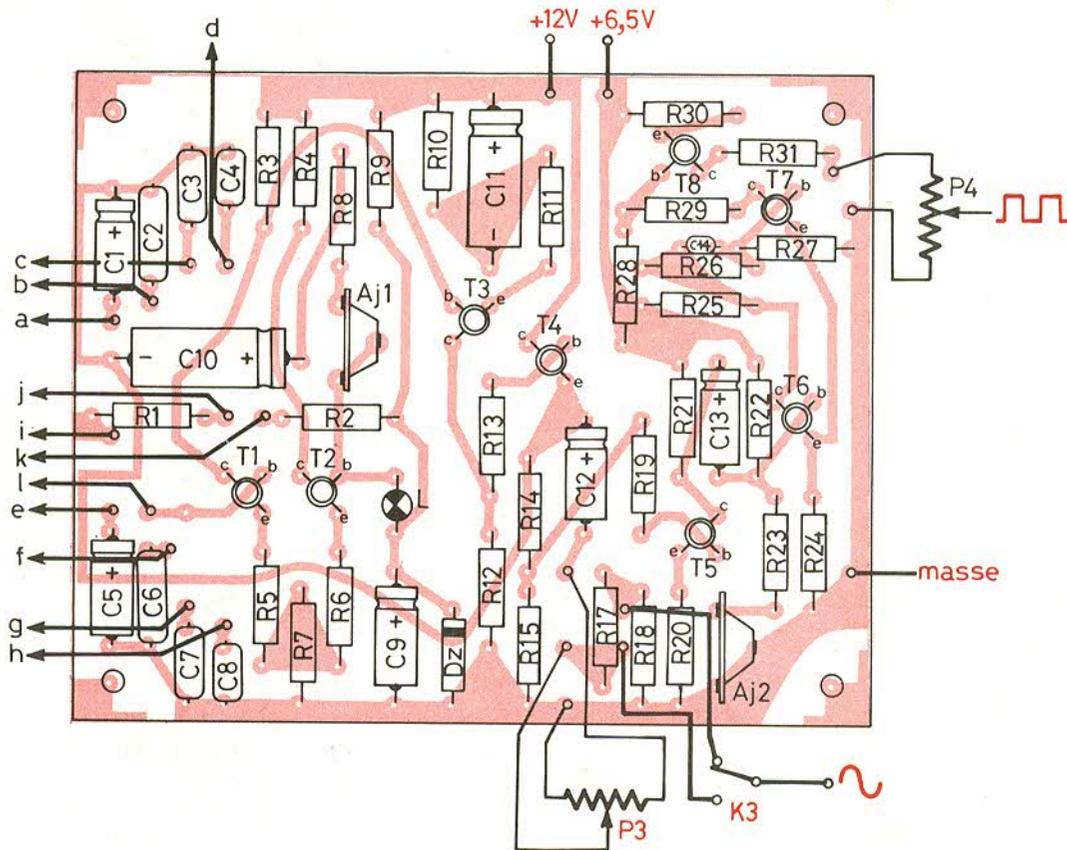
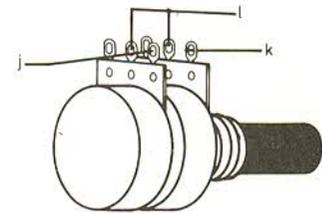
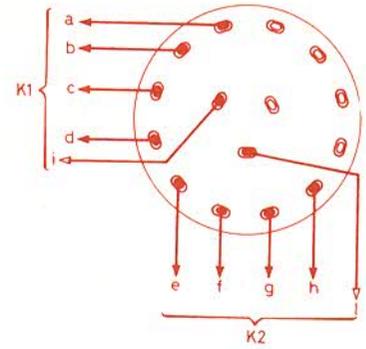
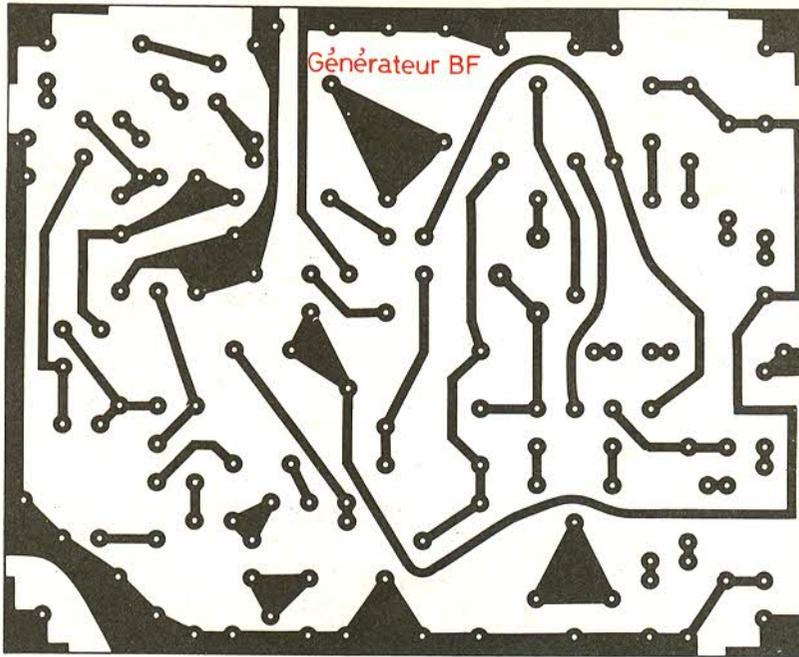


Fig. 14. à 17. - L'auteur a recherché une implantation claire et ordonnée. Le tracé du circuit imprimé est précisé à l'échelle 1 pour une meilleure reproduction. Compte tenu de l'utilisation de transistors, il se reproduira facilement. Côté implantation il faudra scrupuleusement repérer les divers fils de liaison et au besoin employer plusieurs couleurs.

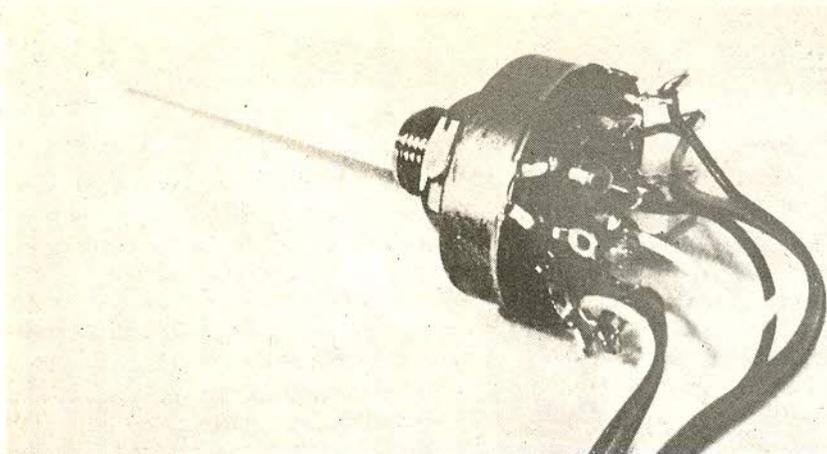


Photo 1. – Le commutateur  $K_1K_2$  du générateur B.F.

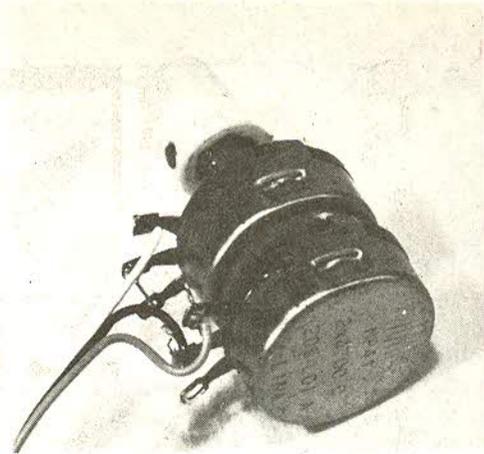


Photo 2. – Le potentiomètre double  $P_1P_2$  peut être linéaire ou logarithmique, mais il faudra le choisir de très bonne qualité.

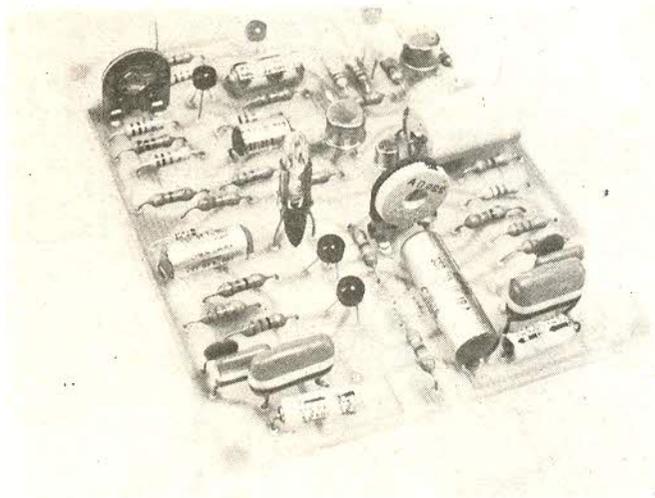


Photo 3. – Vue générale du circuit du générateur B.F.

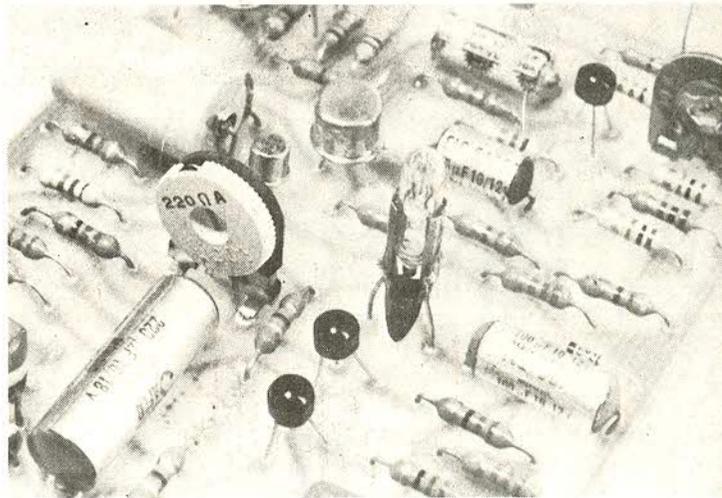


Photo 4. – L'ampoule de régulation d'amplitude est un modèle miniature pour voyant de 12 V 20 mA.

### X – Circuit imprimé et câblage du générateur

L'ensemble du générateur BF est monté sur un unique circuit imprimé, de la même taille que celui de l'alimentation, et dont on trouvera le dessin, vu à l'échelle 1 par la face cuivrée du substrat, dans la figure 14.

Le plan de câblage, vu du côté des composants, est donné à la figure 15. Nous y avons directement indiqué le raccordement des potentiomètres de niveaux  $P_3$  et  $P_4$ , ainsi que celui du commutateur  $K_3$ . Pour éviter de surcharger la figure, les commutateurs  $K_1$  et  $K_2$ , ainsi que le potentiomètre double  $P_1 P_2$ , ont été représentés à part, sur les figures 16 et 17 respectivement. Les lettres « a » et « b » indiquent les correspondances entre les bornes de ces composants, et les rac-

cordements correspondants sur le circuit imprimé.

Le commutateur  $K_1, K_2$ , est un modèle très courant (fig. 16 et photographie 1) qui comporte trois sections et quatre positions. Seules, deux des trois sections sont utilisées.

Pour le potentiomètre double  $P_1 P_2$ , on devra choisir un modèle de très bonne qualité (les modèles à bas prix, de qualité courante, n'offrant pas une similitude suffisante dans la courbe de variation des deux sections, et introduisent de ce fait une très forte distorsion, ou même, parfois, un arrêt des oscillations pour certaines positions du curseur). On peut hésiter entre un modèle linéaire, et un modèle logarithmique. Avec le premier type, on obtiendra un fort tassement des graduations du cadran, vers les fréquences élevées : c'est là, évidemment, un point défavorable. Le type logarithmique confère une variation en fréquence beaucoup plus

régulière. Par contre, avec le modèle linéaire, on s'assure une meilleure concordance de la résistance des deux pistes, pour toutes les positions du curseur : ceci garantit une distorsion plus faible.

Finalement, il nous est difficile de nous prononcer fermement pour l'un ou l'autre choix, qui dépendra finalement des goûts et des besoins de chacun. Personnellement, l'auteur a opté pour le modèle linéaire (photo 2).

Toujours pour les mêmes raisons, il est souhaitable ou bien de choisir des condensateurs de précision (2 % si possible) pour les composants  $C_1$  à  $C_8$ , ou alors, au moins, d'apparier soigneusement ces condensateurs, pour que  $C_1$  et  $C_5$ ,  $C_2$  et  $C_6$ , etc., offrent des capacités aussi voisines que possible. Mais, finalement, seuls les modèles de précision permettront de graduer le cadran des fréquences de façon identique sur les quatre gammes.

La photographie 3 montre l'aspect

du circuit du générateur, complètement câblé. Sur la vue de détail de la **photo 4**, on distingue mieux la lampe utilisée pour le circuit de régulation en amplitude. Il s'agit d'un modèle courant pour voyant (12 volts, 20 mA), qu'on ne devrait avoir aucune difficulté à se procurer. Pour fixer cette lampe, nous avons soudé, directement sur ses plots de contact, deux petits fils rigides (pris sur des sorties de résistances).

## XI - Circuit et câblage de l'alimentation annexe

Ce circuit, très simple, ne pose aucun problème, et ne demande aucun réglage. Le dessin, ou à l'échelle 1 par la face cuivrée du stratifié, est donné à la **figure 18**.

L'implantation des composants est indiquée par la **figure 19**. Les petits radiateurs, qui équipent les transistors T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub>, peuvent être soit des modèles à ailettes, soit, comme le montre la photographie, de simples clips.

La mise au point de cette alimentation est inexistante. On se contentera, par un rapide montage sur table, de vérifier que les deux sorties donnent bien les tensions voulues, avec une erreur maximale de  $\pm 10\%$ .

## XII - Essais et mise au point du générateur BF

Il s'agit là de la partie la plus délicate de tout le travail proposé dans cette série, et un montage provisoire sur table, est absolument indispensable. Celui que nous avons réalisé, est illustré par la photographie L.

Dans un premier temps, on n'alimentera que la section sinusoïdale, sous 12 volts. Le commutateur K<sub>1</sub> K<sub>2</sub> sera placé en position 3 (condensateurs C<sub>3</sub> et C<sub>7</sub>), et le potentiomètre P<sub>1</sub> P<sub>2</sub> à peu près à mi-course. On branchera un oscilloscope entre la masse et l'émetteur de T<sub>4</sub>.

Selon la position de la résistance ajustable, plusieurs cas sont alors possibles : ou bien il n'y a aucune oscillation, ou bien celle-ci donne des signaux de très forte amplitude mais qui n'ont aucun rapport

avec des sinusoïdes. Dans l'un comme dans l'autre cas, il faut régler la résistance ajustable AJ<sub>1</sub> jusqu'à obtenir une oscillation sinusoïdale, puis parfaire délicatement le réglage pour que l'amplitude de la sinusoïde, crête à crête, soit exactement de 2 volts.

Une fois ce résultat obtenu, on vérifiera qu'il se conserve quand on modifie la position du curseur de l'ensemble P<sub>1</sub> P<sub>2</sub> (donc la fréquence à l'intérieur d'une gamme), puis quand on change de gammes, à l'aide du commutateur K<sub>1</sub> K<sub>2</sub>. Normalement, on ne doit pas observer de variations supérieures à 10 % d'un bout à l'autre de l'échelle, c'est-à-dire entre 10 Hz et plus de 100 kHz.

On alimentera ensuite la section des signaux rectangulaires, et on placera la sonde de l'oscilloscope aux bornes du potentiomètre P<sub>4</sub> (provisoirement, celui-ci peut d'ailleurs être remplacé par une

simple résistance de 1 k $\Omega$ ). Les signaux rectangulaires observés seront, le plus souvent, très dissymétriques : leur symétrie parfaite se règle à l'aide de la résistance ajustable AJ<sub>2</sub>.

Au cours de tous ces réglages, le seul incident qui puisse parfois se produire (s'il n'y a pas d'erreurs de câblage, et si les composants utilisés sont bons), est l'apparition d'une oscillation parasite à très haute fréquence (quelques mégahertz), sur la sortie sinusoïdale. Normalement, tout rentre dans l'ordre simplement en modifiant un peu la position des fils, notamment ceux qui vont à P<sub>1</sub> P<sub>2</sub>, ou à K<sub>1</sub> K<sub>2</sub>. Si l'oscillation persistait malgré tout, il suffirait de souder un condensateur de faible capacité (1 000 pF) directement entre le + 12 volts et la masse. On peut placer ce condensateur, directement du côté cuivré du circuit imprimé.

R. RATEAU

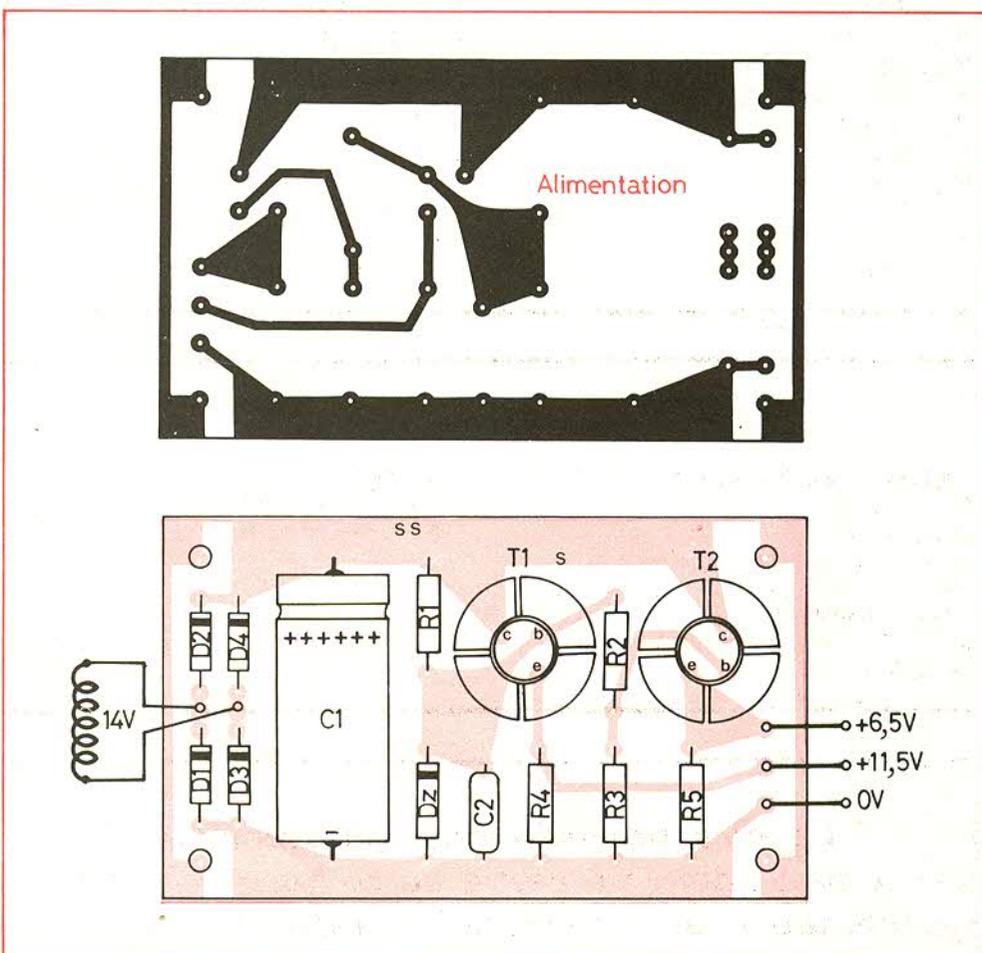


Fig. 18. et 19. - Tracé du circuit imprimé de l'alimentation annexe et implantation des éléments.

### XIII - Liste des composants du générateur BF

#### - Résistances 0,5 watt 5 % :

R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub> : 390 Ω  
R<sub>3</sub> et R<sub>4</sub> : 2,2 kΩ  
R<sub>5</sub> et R<sub>6</sub> : 50 Ω  
R<sub>7</sub> : 2,7 kΩ  
R<sub>8</sub> : 220 Ω  
R<sub>9</sub> : 1,5 kΩ  
R<sub>10</sub> : 470 Ω  
R<sub>11</sub> : 390 Ω  
R<sub>12</sub> : 2,7 kΩ  
R<sub>13</sub> : 270 Ω  
R<sub>14</sub> : 270 Ω  
R<sub>15</sub> : 470 Ω  
R<sub>16</sub> : 47 Ω (facultative)  
R<sub>17</sub> : 1 kΩ  
R<sub>18</sub> : 100 Ω  
R<sub>19</sub> : 1,5 kΩ  
R<sub>20</sub> : 1 kΩ  
R<sub>21</sub> : 2,7 kΩ  
R<sub>22</sub> : 22 kΩ  
R<sub>23</sub> : 1,5 kΩ  
R<sub>24</sub> : 120 Ω  
R<sub>25</sub> : 1 kΩ  
R<sub>26</sub> : 10 kΩ  
R<sub>27</sub> : 5,6 kΩ  
R<sub>28</sub> : 330 Ω  
R<sub>29</sub> : 470 Ω  
R<sub>30</sub> : 10 Ω  
R<sub>31</sub> : 150 Ω

#### - Résistances ajustables :

AJ<sub>1</sub> : 220 Ω  
AJ<sub>2</sub> : 10 kΩ

#### Potentiomètres :

P<sub>1</sub> P<sub>2</sub> : double, 2 x 4,7 kΩ (linéaire ou log. voir texte)  
P<sub>3</sub> et P<sub>4</sub> : 1 kΩ (linéaires).

#### - Condensateurs :

C<sub>1</sub> et C<sub>5</sub> : 2,2 μF  
C<sub>2</sub> et C<sub>6</sub> : 220 nF  
C<sub>3</sub> et C<sub>7</sub> : 22 nF  
C<sub>4</sub> et C<sub>8</sub> : 2,2 nF (tous ces modèles si possible à 2 %, ou au moins appariés)  
C<sub>9</sub> : 100 μF (électrochimique 10 V)  
C<sub>10</sub> : 220 μF (électrochimique 10 V)  
C<sub>11</sub> : 220 μF (électrochimique 6 à 10 V)  
C<sub>12</sub> : 25 μF (électrochimique 15 V)  
C<sub>13</sub> : 22 μF (électrochimique 15 V)  
C<sub>14</sub> : 120 pF.

#### - Transistors :

T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>, T<sub>5</sub>, T<sub>6</sub>, et T<sub>7</sub> : BC 408  
T<sub>3</sub> : 2N 2907  
T<sub>4</sub> : 2N 1893 ou 2N 3053  
T<sub>8</sub> : 2N 2905.

- Ampoule : 12 volts, 20 mA.

### XIV - Liste des composants de l'alimentation annexe

#### - Résistances 0,5 watt 5 % :

R<sub>1</sub> : 2,7 kΩ  
R<sub>2</sub> : 3,9 kΩ  
R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> : 4,7 kΩ.

#### - Condensateurs :

C<sub>1</sub> : 1 000 μF (électrochimique 25 V)  
C<sub>2</sub> : 220 nF.

#### - Diodes :

D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub> : 1N 4004  
DZ : Zéner 12 volts (400 mW).

#### - Transistors :

T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> : 2N 1889, ou 2N 1891, ou 2N 3053.

Le mois, prochain, nous publierons la troisième et dernière partie de ce banc d'expérimentation et notamment la réalisation complète du signal tracer.

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



Importé et distribué en France par :

**électronique-promotion**

IMPORT - EXPORT



BP 7 • 21 DES FADES 06110 LE CANNET-ROCHEVILLE  
☎ (93) 45 09 30 • Telex PROSUDE 470089 F

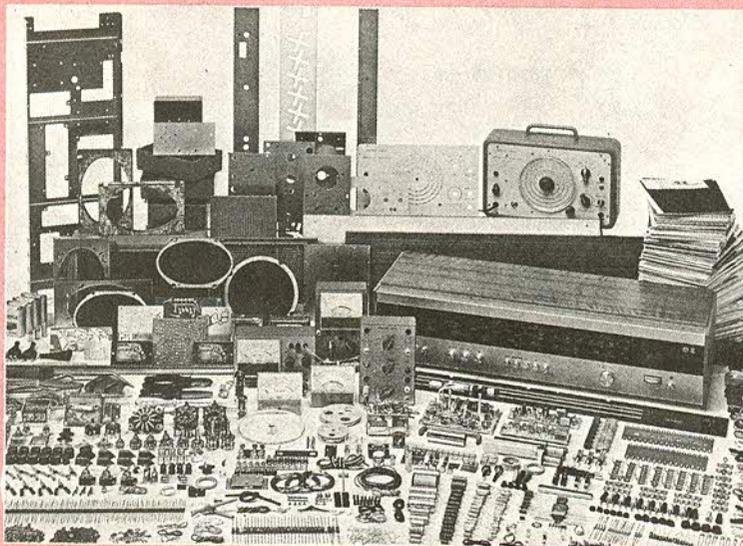
Antenne à Paris - 22, rue de la Vega - 75012 Paris  
Tél. : 343.03.38 et 307.07.27 - Téléc. : 211.801

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

R.E.R. GARE DE LYON

MAGASIN OUVERT TOUT L'ETE

# PROFITEZ DES CONDITIONS EXCEPTIONNELLES ÉTÉ 1978 POUR VOUS INSCRIRE AU COURS D'ÉLECTRONIQUE EURELEC. (Institut Privé d'Enseignement à Distance) OFFRE VALABLE JUSQU'AU 15 AOÛT 1978 3700 F AU LIEU DE 4560 F (prix au 30 avril 1978)



LE COURS COMPREND : 16 ABONDANTES SÉRIES DE MATÉRIEL ET PLUS DE 1250 PIÈCES ET ACCESSOIRES POUR RÉALISER TOUS VOS TRAVAUX PRATIQUES ET FAIRE LES MONTAGES DES APPAREILS SUIVANTS :

## CONTRÔLEUR DE CIRCUITS PAR SUBSTITUTION

### CARACTÉRISTIQUES

Résistances : 125 valeurs fixes de résistances comprises entre 32 Ω et 3,2 MΩ et variables avec continuité de 0 à 110 kΩ.  
Condensateurs : 6 valeurs fixes.  
Filtres R.C. : 132 types de filtres.  
Atténuateurs résistants : 100 atténuateurs résistants à rapport fixe ; 5 à rapport variable.  
Pont de Wheatstone : mesure de résistance de 100 Ω à 10 MΩ.  
Pont de Wien : mesure de capacité de 100 pF à 1 μF.  
Pont de rapport : pour mesure de rapport de transformation.  
Mesure d'impédance du filtre : jusqu'à 30 H.  
Face-avant : aluminium satiné.  
Boîtier : en polyester antichoc, 168 x 110 x 50 mm.  
Montage : entièrement sur circuit imprimé.  
Accessoires : 4 cordons rouges et noirs.

## CONTRÔLEUR UNIVERSEL

### CARACTÉRISTIQUES

Face-avant : aluminium satiné.  
Redresseur à diodes au germanium.  
Paire de pointes de touche rouge et noire.  
Boîtier en polyester antichoc.  
Entièrement construit sur circuit imprimé.  
MESURES :  
Tensions continues : 1-3-10-30-100-300-1.000 V fin d'échelle ; sensibilité 10.000 Ω/V.  
Tensions alternatives : 3-10-30-100-300-1.000 V fin d'échelle ; sensibilité 3.160 Ω/V.  
Tensions de sortie : 3-10-30-100-300 V fin d'échelle.  
Courants continus : 100 μA - 1 mA - 10 mA - 100 mA - 1 A fin d'échelle.  
Résistances : de 0 à 2 MΩ en deux gammes, gamme de 0 à 20.000 Ω, milieu d'échelle 200 Ω ; gamme de 0 à 2 MΩ, milieu d'échelle 20.000 Ω.  
Niveau : 5 gammes de -12 dB à +52 dB niveau de référence 1 mW sur 600 Ω.  
Dimensions : 168 x 110 x 50 mm.

## TRANSISTORMÈTRE

### CARACTÉRISTIQUES

Possibilité de contrôle des transistors P.N.P. et N.P.N. et des diodes.  
Mesures du coefficient β en deux portées : 250 et 500 f.e.  
Mesure du courant résiduel ICBO.  
Mesure du courant direct, I<sub>d</sub> d'une diode.  
Mesure du courant inverse I<sub>r</sub> d'une diode.  
Alimentation interne à 3 éléments, de 1,5 V.  
Microcompensateur à bobine mobile incorporée.  
Dimensions : 168 x 110 x 50 mm.

## OSCILLATEUR H.F. MODULÉ

### CARACTÉRISTIQUES

Plages de fréquences : 4 gammes, toutes essentielles :  
G.O. : 165 à 500 kHz.  
P.O. : 525 à 1.800 kHz.  
O.C. : 57 à 12 MHz.  
F.M. : 88 à 108 MHz.  
Modulation : 800 Hz environ avec une profondeur de modulation de 30 % ; possibilité de modulation externe.  
Sortie : le réglage de la tension de sortie BF et HF est obtenu par un atténuateur continu.  
Impédance de sortie : 50 Ω dissymétrique avec adaptateur extérieur pour 300 Ω symétrique.  
Alimentation : secteur 125, 160 et 200 V.  
Dimensions : hors poignée : 310 x 196 x 88 mm.

## RÉCEPTEUR STÉRÉOPHONIQUE

### CARACTÉRISTIQUES

18 transistors, 17 diodes.  
6 circuits intégrés (équivalents à 48 transistors, 6 diodes, et 28 résistances).  
3 gammes d'ondes par clavier de commande : FM de 87,5 MHz à 108,5 MHz ; GO de 150 kHz à 350 kHz ; PO, de 510 kHz à 1.630 kHz.  
Amplificateur BF, à deux canaux à circuits intégrés.  
Puissance 4,5 W + 4,5 W.  
Deux Haut-Parleurs.  
Réglage continu de tonalité.  
Contrôle automatique de fréquence à diode à capacité variable, agissant sur le groupe FM.  
Antenne à ferrite pour les GO-PO.  
Prise pour antenne extérieure.  
Prise pour pick-up mono et stéréo.  
Indicateur optique de stéréo.  
Indicateur d'accord par instrument à bobine mobile.  
Réalisation par circuits imprimés indépendants.  
Ébénisterie couleur noyer naturel.

VOUS RECEVREZ AUSSI : 1 leçon d'introduction - 50 leçons théoriques - 50 leçons pratiques - 4 leçons de physique - 1 notice d'instructions - 5 leçons de mathématiques - 11 recueils de formulaires - 6 leçons de circuits électroniques - 13 leçons de semi-conducteurs - 20 leçons de maintenance - 12 recueils de dictionnaire - 5 équivalence semi-conducteurs - 3 équivalence tubes électroniques - 18 feuilles d'exams.

AU TERME DE VOTRE COURS, UN STAGE DE PERFECTIONNEMENT VOUS EST OFFERT DANS LES LABORATOIRES EURELEC.

L'ENSEMBLE DU COURS : 3 700 F

au lieu de 4 560 F

MODALITÉS DE RÉGLEMENT :

**8 EXPÉDITIONS DE 462 F**

Contre remboursement (1)

(1 expédition tous les deux mois)

**4 EXPÉDITIONS DE 925 F**

Contre remboursement (1)

(1 expédition tous les trois mois)

**UNE OFFRE EXCEPTIONNELLE  
EURELEC**

Rue F. Holweck - 21000 DIJON

Centres de renseignements et assistance technique :

75011 PARIS : 116 rue J.-P. Timbaud, T. 355.28.30

59000 LILLE : 78 rue L. Gambetta, T. 57.09.68

69002 LYON : 23 rue Thomassin, T. 37.03.13

13007 MARSEILLE : 104 bd Corderie, T. 54.38.07

68000 MULHOUSE : 10 rue du Couvent, T. 45.10.04

## "BON DE COMMANDE"

A découper et à retourner à EURELEC - Rue F. Holweck - 21000 DIJON

Veillez m'adresser votre cours de RADIO-STÉRÉO à TRANSISTORS, que je choisis de recevoir de la façon cochée ci-dessous :

en cadence : **8 EXPÉDITIONS DE 462 F** Contre remboursement (1)  
(1 expédition tous les deux mois)

en cadence : **4 EXPÉDITIONS DE 925 F** Contre remboursement (1)  
(1 expédition tous les trois mois)

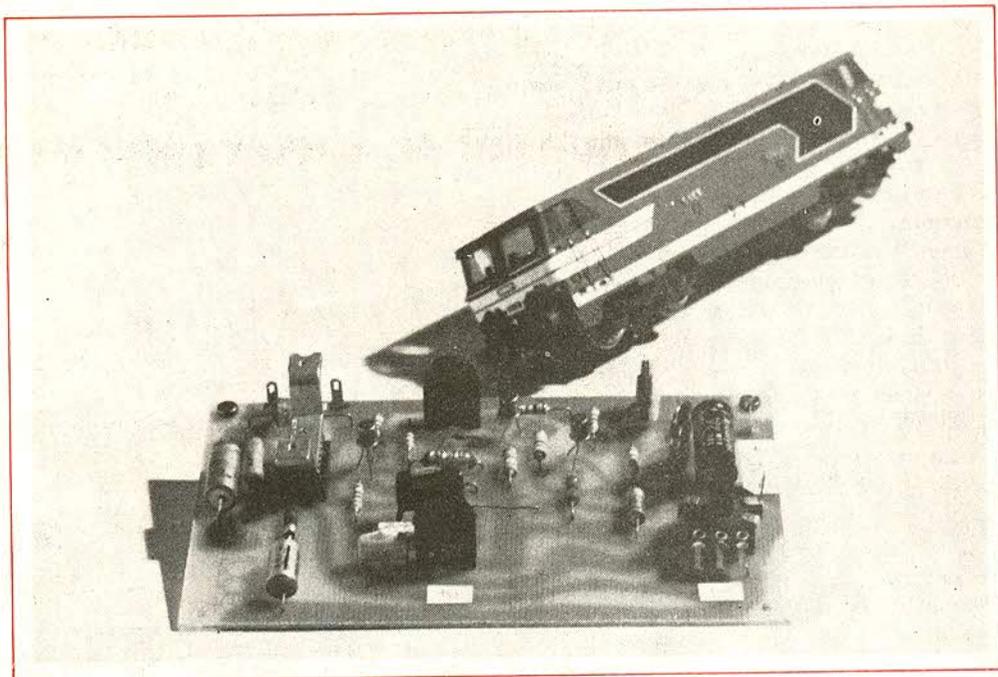
(1) Ajouter 50 F de participation aux frais d'envoi et de contre remboursement, par expédition.

JE RESTE LIBRE D'INTERROMPRE LES ENVOIS SUR SIMPLE DEMANDE DE MA PART.



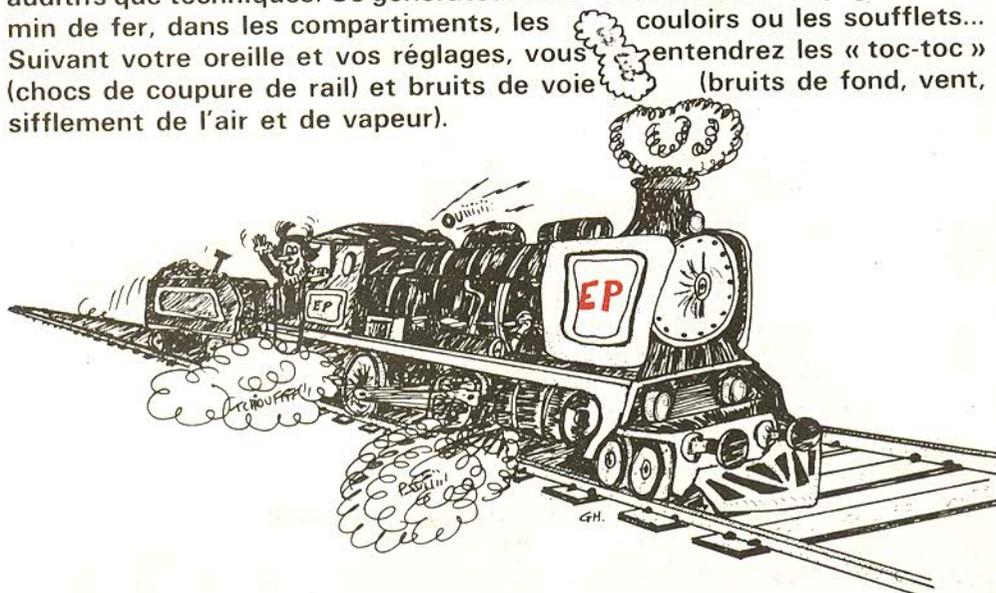
100

F 700



## GENERATEUR de bruits de voie

**A**LORS que les techniciens de la S.N.C.F. veulent rendre silencieux le rail, les amateurs de trains miniatures, eux, cherchent à réaliser des montages qui reproduisent les meilleurs bruits. La réalisation proposée est facilement réalisable par un amateur. Les réglages sont plus auditifs que techniques. Ce générateur vous fera revivre un voyage en chemin de fer, dans les compartiments, les couloirs ou les soufflets... Suivant votre oreille et vos réglages, vous entendrez les « toc-toc » (chocs de coupure de rail) et bruits de voie (bruits de fond, vent, sifflement de l'air et de vapeur).



### PROBLÈME GÉNÉRAL

Avec l'électronique, l'amateur de trains miniatures peut assurer certains bruitages. En conséquence, la réalisation sous forme modulaire permet l'adjonction des bruitages au fur et à mesure de leur création. Dans cette optique on considérera que l'on possède déjà une alimentation stabilisée réglable (5 V - 15 V - 250 mA).

### PROBLÈME TECHNIQUE

L'appareil comprend deux parties :

- 1) les oscillateurs,
- 2) l'amplificateur.

#### 1 - Les oscillateurs

Il faut d'une part produire un bruit de fond (dit bruit de voie) et les toc-toc (dits bruit de rail).

### a) Les bruits de voies

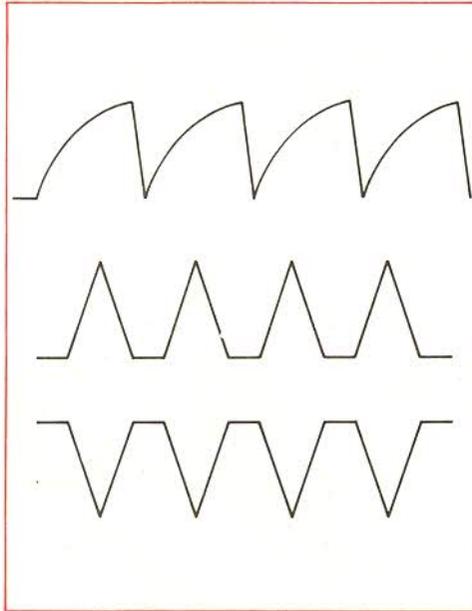
On les obtient grâce à la Zener  $DZ_1$  de 12 V, montée en série avec un potentiomètre  $P_1$  de 2,2 k $\Omega$ .  $I_Z$  variera de 20 à 50  $\mu$ A suivant les réglages. On sait qu'une Zener d'une certaine tension (supérieure à 10 V en principe) et traversée par une faible intensité, produit un bruit blanc genre de souffle assez important au niveau du coude Zener ; ce défaut est mis à profit dans cette réalisation pour simuler les bruits de voie, de vent ou de vapeur. Ce souffle est appliqué au point B et à travers le condensateur  $C_5$  de 39 nF vers l'entrée de l'ampli BF.

Nous noterons que ce point B est le point de liaison du système grâce à  $C_4$  et  $C_5$ .

Nous verrons lors de la mise au point, l'importance du réglage de la tension d'alimentation pour obtenir l'effet décrit ci-dessus. Notons la présence de  $C_1$  de 100  $\mu$ F, qui sert de découplage afin d'éviter les accrochages BF.

### b) Bruits de rails « les toc-toc »

L'âme de ce générateur est le transistor unijonction 2N 2646. C'est une « merveilleuse petite bête » pour obtenir un oscillateur simple. Dans le montage deux unijonctions produisent nos « toc-toc ». Rappelons rapidement le fonctionnement d'un UJT type N.



**Fig. 1b. – Différentes formes des signaux disponibles aux électrodes de l'unijonction.**

L'UJT est composé d'un barreau de silicium de grande résistivité. Les extrémités de ce barreau sont nommées base 1 et base 2.

Une jonction PN est formée près de la base 2, elle constitue l'émetteur ; cette jonction est unique d'où son nom « Unijonction ». Pour un UJT type N la base 2 est positive, la base 1 est négative.

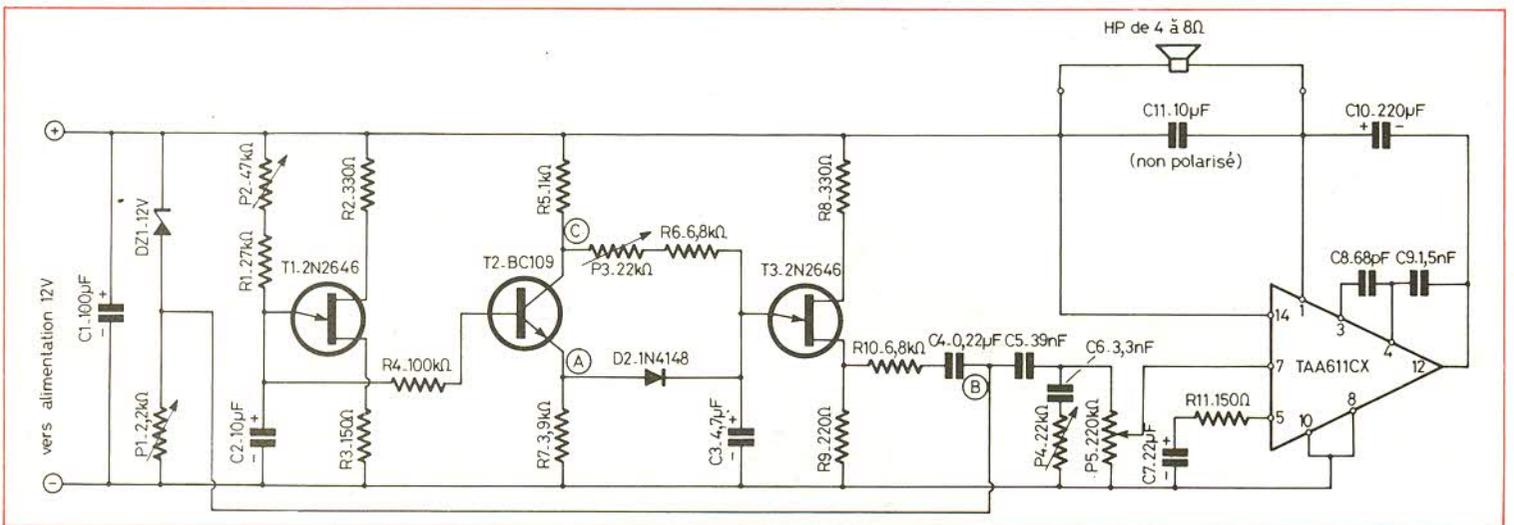
Pour une certaine tension (dite tension de pic) entre l'émetteur et  $B_1$ , la jonction E- $B_1$  devient passante et le courant d'émetteur augmente car la résistance E- $B_1$  devient faible. Si un condensateur est placé entre E et  $B_1$  et qu'un courant de charge y circule la tension aux bornes du condensateur atteindra en un certain temps la tension de pic.

A ce moment la jonction E- $B_1$  sera passante et le condensateur se déchargera brutalement. On recueillera donc sur l'émetteur une tension en dents de scie (la charge exponentielle forme l'arrondi de la dent et la décharge brutale du condensateur forme l'angle vif de la dent).

On pourrait recueillir sur les base 1 et base 2, des impulsions beaucoup plus faibles et de polarités opposées.

### Fonctionnement détaillé des oscillateurs

Comme l'indique le schéma de principe, le premier générateur de « toc » est constitué d'un transistor unijonction 2N 2646. A partir du positif 12 V, à travers le potentiomètre  $P_2$  de 47 k $\Omega$  et de la résistance  $R_1$  de 27 k $\Omega$ , on charge un condensateur chimique  $C_2$  de 10  $\mu$ F. L'émetteur du transistor 2N2646 est relié au positif du chimique. D'autre part les bases  $B_2$ ,  $B_1$  sont polarisées par la résistance  $R_2$  de 150  $\Omega$  et par la résistance  $R_3$  de 150  $\Omega$ .



**Fig. 1a. – Schéma de principe général du générateur de bruits de voie qui doit produire d'une part, un bruit de fond, et d'autre part les « toc-toc » dits bruits de rail. Pour ce faire l'ensemble comporte deux oscillateurs et un amplificateur BF.**

Ces résistances limitent les diverses intensités qui transitent par le transistor et assurent une stabilisation en température. C'est le circuit type du transistor unijonction. On recueillera sur l'émetteur des impulsions dont la fréquence varie avec le réglage du potentiomètre  $P_2$  puisque le condensateur  $C_2$  est fixe.

Ces impulsions sont transmises à travers la résistance  $R_4$  de  $100\text{ k}\Omega$  sur la base du transistor  $T_2$ .

$T_2$  est un transistor NPN BC 109. Son montage est très particulier et assure le mélange des « toc-toc » des deux générateurs.

Le transistor  $T_2$  voit sa base polarisée par les impulsions qui arrivent du transistor  $T_1$ . En l'absence d'impulsions le transistor  $T_2$  est bloqué et le condensateur  $C_3$  se charge à travers le positif de la résistance  $R_5$  de  $1\text{ k}\Omega$  le potentiomètre  $P_3$  de  $22\text{ k}\Omega$  la résistance  $R_6$  de  $6,8\text{ k}\Omega$ . Ce circuit est également relié à l'émetteur du transistor  $T_3$  et l'on retrouve un circuit analogue au premier générateur.

Dès qu'une impulsion rend conducteur le transistor  $T_2$ , à travers la diode  $D_2$  on applique une impulsion sur le condensateur  $C_3$  de  $4,7\text{ nF}$ . Cette impulsion détruit le rythme du circuit normal de charge du condensateur  $C_3$ , et crée ainsi notre deuxième « toc », grâce au transistor  $T_3$ . Nos « toc-toc » prennent naissance et on les récupère en forte impédance sur la base  $B_1$  de ce transistor unijonction.

Les réglages des potentiomètres  $P_2$  et  $P_3$  agissent ainsi sur la cadence des « coupures de rail ».

Si l'on mesure les tensions positives sur le collecteur et l'émetteur du transistor  $T_2$ , on trouvera environ de  $4\text{ V}$  à  $6\text{ V}$  (points A et C sur le schéma).

Notons que les résistances  $R_8$  et  $R_9$ , respectivement résistances des bases  $B_2$  et  $B_1$  ont pour valeur  $330\ \Omega$  et  $220\ \Omega$ .

Cette fréquence de « coupures de rail » est transmise par la résistance  $R_{10}$  de  $6,8\text{ k}\Omega$  et le condensateur  $C_4$  de  $0,22\ \mu\text{F}$ , au point BC ce point B a déjà été cité à la fin du paragraphe précédent.

Les fréquences bruits de voie, plus bruits de rails sont transmises par le condensateur  $C_5$  à un filtre, formé par un condensateur  $C_6$  de  $3,3\text{ nF}$  et un potentiomètre  $P_4$  de  $22\text{ k}\Omega$ . Le réglage du potentiomètre  $P_4$  agira sur la totalité des

bruits de voie. Enfin entre le condensateur  $C_6$  et la masse le potentiomètre  $P_5$  de  $220\text{ k}\Omega$  réglera la puissance de l'ampli; son point milieu étant relié à l'entrée n° 7 du circuit intégré.

## II - L'amplificateur

L'amplificateur est réalisé à l'aide du circuit intégré TAA 611 CX. Ce circuit sera monté **sur un support** et comportera un refroidisseur (nous reviendrons sur ce problème).

Son alimentation peut varier de  $5$  à  $15$ ; l'entrée se situe au point 7.

Sur le point 5 une résistance de  $150\ \Omega$  en série avec un condensateur chimique de  $22\text{ mF}$   $C_7$  assurera la contre réaction.

Les points 10-8 sont soudés au négatif, le point 14 au positif.

Les points 3-4 reliés par le condensateur  $C_8$  de  $68\text{ pF}$  et le condensateur  $C_9$  de  $1\text{ nF}$ , 5 corrige la courbe de réponse.

Le point 1 est relié au haut-parleur et au pôle positif du chimique de  $220\ \mu\text{F}$   $C_{10}$ , le pôle négatif de ce chimique est relié à la sortie amplifiée du circuit, c'est-à-dire au point 12. En choisissant une faible valeur pour le condensateur  $C_{10}$ , on limite volontairement la bande passante de l'amplificateur et l'impédance de sortie est moins critique.

Notons la présence du condensateur  $C_{11}$  de  $10\ \mu\text{F}$ , condensateur chimique non polarisé aux bornes du haut-parleur.

L'impédance du haut-parleur peut varier ainsi de  $4$  à  $8\ \Omega$  pour une bonne puissance de sortie (environ  $1,5\text{ W}$ ). Bien sûr les éléments ainsi décrits sont étudiés pour l'emploi qui nous intéresse. A savoir une bonne puissance amenant une légère distorsion en fin de course du potentiomètre  $P_5$ . Le haut-parleur sera de bonnes dimensions, diamètre  $12$  minimum, ou elliptique  $12 \times 17$ , et de bonne qualité. Différents essais de haut-parleurs en dimensions et en impédance ont donné des résultats vraiment différents. Il faut donc choisir un haut-parleur qui convienne si l'on veut obtenir une bonne reproduction sonore.

## III - La réalisation pratique

L'ensemble est monté sous une forme modulaire. Le circuit imprimé (schéma 2) en époxy ( $140 \times 90$ ) supporte tous les éléments. Bien sûr, il faut reproduire le tracé sur le cuivre, effectuer ce tracé au feutre. Après le bain de perchlore et le nettoyage au « tampon jex », le circuit sera prêt pour recevoir les composants. Après le montage complet, vérifier la bonne position des éléments. Il suffit de raccorder une tension stabilisée, réglable et de brancher un haut-parleur aux bornes indiquées sur le schéma. Le tracé est aéré pour faciliter sa création, ceci permet d'utiliser des composants que l'on possède. Les amateurs qui voudront monter cette platine dans un coffret devront donc sortir tous les potentiomètres avec du fil de câblage et dans ce cas la largeur du circuit pourrait être ramenée à  $75\text{ mm}$ , sans modification profonde du tracé. Tous les composants utilisés sont courants. Cependant la valeur des éléments doit être respectée, surtout la valeur des composants de l'ampli.

### Le circuit intégré TAA 611 CX

1) Les broches de ce circuit sont alternées afin de pouvoir monter ce circuit sur un support; il faut réaligner les pattes. Ce travail un peu délicat sera réalisé avec soin à l'aide d'une pince plate. Ensuite il suffira d'ajuster les broches du circuit dans son support.

2) Comme les broches 2-6-9-11-13 sont inutilisées **on coupera les broches du support bien à rás** (attention une erreur est vite faite, reportez-vous au schéma 3). Pour utiliser le générateur en puissance maximum, vous ajouterez un dissipateur en alu fixé sur le refroidisseur d'origine.

Avant la phase finale contrôlez encore une fois l'orientation des chimiques, des diodes, des transistors et du circuit intégré (ne l'inversez pas à sa mise en place sur le support), aidez-vous des brochages fournis. N'oubliez pas le strap sur le circuit côté éléments. Ce strap relie le potentiomètre  $P_1$  au point commun des condensateurs  $C_5$ - $C_4$ .

#### IV – Réglage et mise au point

Réglez tous les potentiomètres au milieu de leur plage, sauf le potentiomètre de puissance  $P_5$  qui sera réglé au maximum.

Après une deuxième vérification des éléments, branchez l'alimentation stabilisée en respectant les polarités.

La consommation totale à pleine puissance sera de 150 mA environ.

Branchez le haut-parleur aux points prévus. Le problème du haut-parleur a déjà été abordé, mais nous insistons. Faites des essais avec divers haut-parleurs. D'une manière générale, le haut-parleur doit être assez grand et sensible.

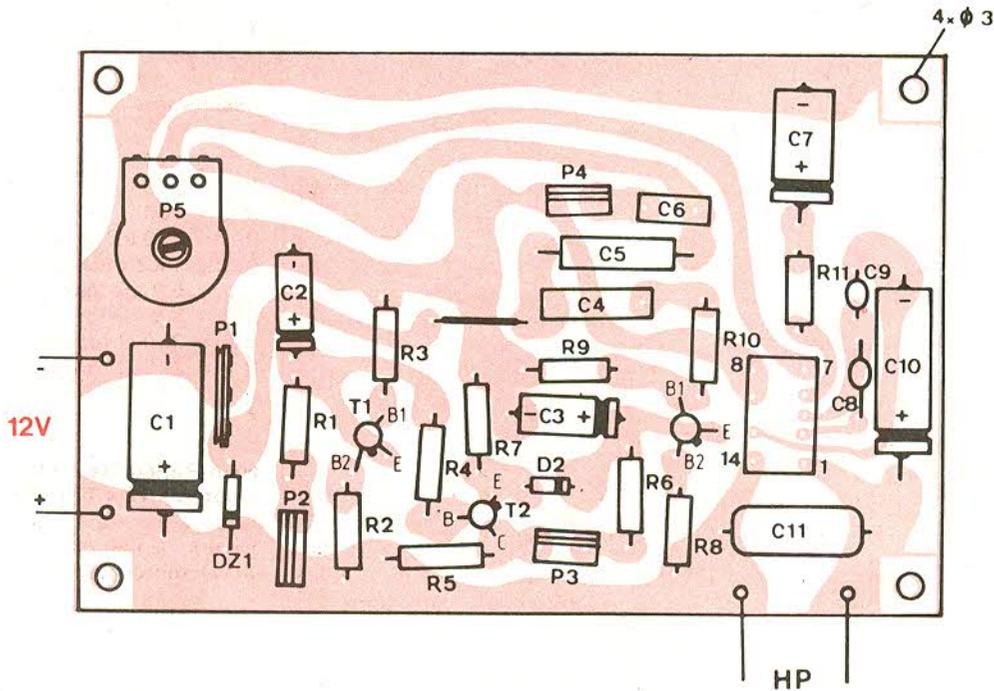


Fig. 2. 2. – Le montage a fait l'objet du tracé d'un circuit imprimé que nous publions à l'échelle 1 pour un meilleur transfert. L'implantation des éléments, pour plus de facilité de montage, reste claire.

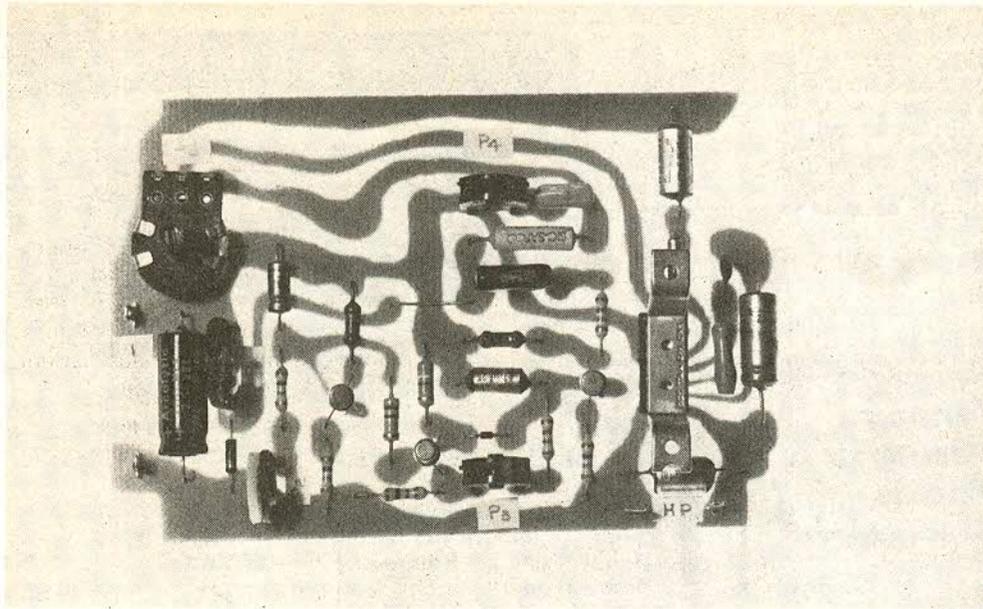


Photo B. – On suit très bien le tracé du circuit imprimé facile à reproduire.

### Les réglages

Mettez en service l'alimentation au minimum, et augmentez la tension progressivement vers 6 V - 8 V. Des « toc-toc » doivent être audibles.

Le premier problème à résoudre, c'est de trouver la tension Zener qui donnera le plus grand souffle possible, pour cela vous continuerez d'augmenter la tension et vers 12 V ± 0 V 3 (il y a un point très précis), vous devez entendre un puissant souffle dans le haut-parleur, votre tension est réglée. Pour améliorer cette première fonction vous agirez sur le potentiomètre P<sub>1</sub> avec précautions. Votre « bruit de voie » étant réglé vous pouvez diminuer un peu la puissance de l'amplificateur et régler le « bruit de rail » par les actions conjuguées des potentiomètres P<sub>2</sub> et P<sub>3</sub>.

Ces actions modifieront les cadences, la rapidité des « toc-toc » sera différente. Enfin l'action sur le potentiomètre P<sub>4</sub> affinerà le « bruit de voie ».

Ou vous êtes enthousiasmé et c'est l'idéal, ou vous êtes déçu, dans ce cas reprenez vos réglages, choisissez un autre haut-parleur, vous devez réussir un bon bruitage.

Si toutefois, vous aviez des ennuis, au niveau du souffle, l'essai d'une nouvelle Zener pourrait améliorer les choses. Le réglage de la tension à ce niveau est également très important; voici votre montage terminé. Votre générateur est au point, installez-vous dans votre fauteuil, fermez les yeux, mettez la main sur les potentiomètres de réglages et partez en voyage.

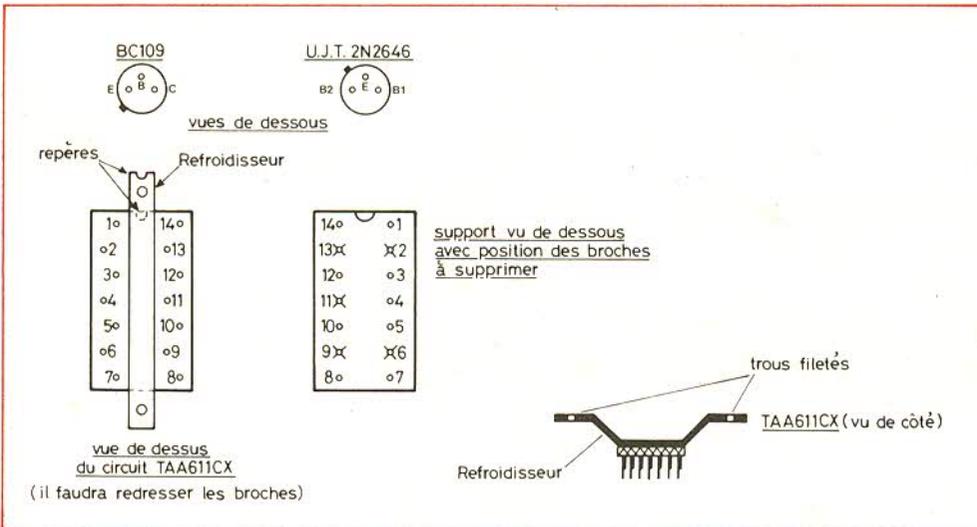


Fig. 3. – Brochage des divers composants actifs et notamment du circuit intégré BF.

### Liste du matériel

Transistors : 2 UJT, 2 N 2646, BC 109 ou similaire (BC 108 - 2N 2222, etc.)

Circuit intégré : 1 TAA 611 CX, 1 plaque époxy 140 × 90.

Potentiomètres :

Si vous réalisez la maquette présentée, il faut des potentiomètres pour circuit imprimé, c'est simple et bon marché.

Si vous sortez les potentiomètres sur un coffret, prenez de préférence des potentiomètres rectilignes pour P<sub>2</sub>-P<sub>3</sub>-P<sub>4</sub>.

P<sub>1</sub> = 2,2 kΩ Lin

P<sub>2</sub> = 47 kΩ Lin

P<sub>3</sub> = 22 kΩ Lin

P<sub>4</sub> = 22 kΩ Lin

P<sub>5</sub> = 220 kΩ

Diodes : 1 Zéner 5 % 400 mW/12 V, 1N4148 ou similaire 1N914.

Condensateurs

tension minimum 16 V

1 chimique 220 nF

1 chimique 100 μF

1 chimique 10 μF

1 chimique 4,7 μF

1 chimique 22 μF

1 polyester 0,22 μF 1 polyester 39 nF

1 polyester 3 300 pF

1 céramique 68 pF

1 céramique 1 500 pF

1 chimique non polarisé 10 μF

Résistances

1/2 W 5 %

R<sub>1</sub> = 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R<sub>2</sub> = 330 Ω (orange, orange, marron)

R<sub>3</sub> = 150 Ω (marron, vert, marron)

R<sub>4</sub> = 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R<sub>5</sub> = 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R<sub>6</sub> = 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)

R<sub>7</sub> = 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)

R<sub>8</sub> = 330 Ω (orange, orange, marron)

R<sub>9</sub> = 220 Ω (rouge, rouge, marron)

R<sub>10</sub> = 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)

R<sub>11</sub> = 150 Ω (marron, vert, marron)

Haut-Parleur de 4 à 8 Ω rond diamètre 12 ou elliptique 12 x 17 minimum à membrane fine

Divers : Soudure, fils, 4 vis, écrous Ø long 30, 1 morceau d'alu pour refroidisseur.

J. DOUBREMELLE

UN OUVRAGE UNIQUE DIFFUSÉ EN FRANCE PAR **E.T.S.F.**

**HENRI LILEN ET PIERRE MORVAN**

# MICRO-INFORMATIQUE MICRO-ELECTRONIQUE

DICTIONNAIRE DE DEFINITIONS  
AVEC LEXIQUE ANGLAIS-FRANÇAIS



PRIX  
**92 F**

**Le dictionnaire  
que vous attendiez  
en français**

S'inspirant de l'ouvrage « MICROCOMPUTERS and MICROELECTRONICS Dictionary and Guide » mais tenant compte des acquis de la langue française et de la législation, ce dictionnaire en français regroupe environ un millier de mots, sigles et expressions utilisés en micro-électronique et en micro-informatique, avec leurs définitions françaises et leur traduction (français-anglais).

Il comporte également un lexique de rappel anglais-français.

Nombreux sont les mots, sigles ou expressions qui y figurent et que l'on ne trouvera dans aucun autre dictionnaire publié à ce jour.  
352 pages. Format 13,5 x 21.

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

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

**E.T.S.F.**

Encore une NOUVEAUTÉ dans la  
Collection technique poche



## RECHERCHES MÉTHODIQUES DES PANNES DANS LES RÉCEPTEURS DE RADIODIFFUSION

par  
D<sup>r</sup> RENARDY et H. LUMMER

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

Sommaire :

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

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

Prix : 19 F.

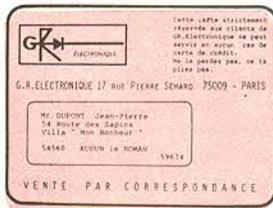
En vente chez votre libraire habituel ou à la  
**LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**  
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

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

**UNE CARTE,  
FIABILITE**

**SEPT ANNEES  
D'EXPERIENCE  
DANS LES  
EXPEDITIONS**

**UN MAGASIN  
DETAIL OUVERT  
TOUS LES  
SAMEDIS DE :  
9 à 20 H  
MÊME ADRESSE**



LIGNE 1 A 10: APPAREILS DE MESURE 60X60, VU-METRE 36X36MM  
LIGNE 11 A 22: H.F., 17-18: LIPA CM PAR MM, S=SEC=SECONDAIR  
LIGNE 23 A 36: COFFRET 35: PERCE POUR 2 CADRES 1 A 0, POT  
VOYANT, FUSIBLE, 205X240X100 MM, 36 PERCE 3 POT, INTER ET  
3 SORTIES LAMPES AVEC FUSIBLES, SERIGRAPHIE, 130X120X60MM  
LIGNE 37 A 39: DIAMETRE EXTERIEUR DU BOUTON ( POUR AXE 6)  
LIGNE 54 A 85: FERS, AIG=AIGUILLE, PLA=PLATE, RON=RONDE  
LD=LONGUE DUREE, NOR=NORMALE, PAN=PANNE, MARQUE : J.B.C.  
LIGNE 86 A 113: 2,5MM 3,5MM 6,35MM, J=JACK, FEM =  
FEMELLE, PRL=PRO=PROLONGATEUR, MON=MONO, ST=STEREO  
LIGNE 114 A 145: IC=1 CONDUCTEUR, M=MASSE, EMAIL=E-MAILLE  
DIAMETRE EN MM, FUS=FUSIBLES PAR 10, 20=20X5 MM, 30=30X6  
PT=POINTES DE TOUCHE PAR 2, TRS=TRANSISTORS, CI=CIR INTE  
SUPCH=SUPPORT CHASSIS, CI=CIRCUIT IMPRIME, T  
TRF=TRANSFORMATEURS PRIMAIRE 220V 50HZ, IMPREGNES, PRO  
LIGNE 250 A 265: MET=METAL, P=PLASTIQUE, DIAMETRE X LON  
LIGNE 280 A 314: ALIM=ALIMENTATION PERCEUSE, S11=PERC +  
1) ACCESSOIRES, S30=AVEC 30 ACCESSOI, MINI=PETIT MODELE  
PRO=MODELE METALLIQUE, +VAR=AVEC VARIAT VITESSE, S=SAUS  
PASTILLES ET BANDES POUR TRANSFERS ET PHOTOGRAVUR, YIF=  
EPOXY 1 FACE CUIVRE, 2F=2 FACES, 30X20=30X20 CM, 0,4 =  
EPAISSEUR 0,4MM, 1,6+1,6MM, B=BAKELITE, PRE=PRESENSEIB +  
LIGNE 315 ET SUIVANTES, TOUJOURS DU MATERIEL 1 ER CHOIX  
CERAMIQUES VHF, MYLARS 10%, VARIABLES ARGENTES, AJUSTAB  
RTC, RESIST COLUÇE 5%, ZENERS 0,4W, CIRC INT GARANTIS !

**G.R. ELECTRONIQUE® 17 rue Pierre Sémard . 75009 PARIS.**



COMMENT ALLEZ-VOUS COMMANDER ? - NOUS SOMMES LA POUR VOUS AIDER :

- A - Vous détachez ces pages de la revue. Dans les cases indiquées, vous inscrivez le nombre de composants désirés (chaque case vous donne les caractéristiques du composant ou de l'accessoire choisi). Vous faites le total pour chaque ligne et vous portez le total de cette ligne dans la case prévue. Lorsque vous avez feuilleté ces pages et choisi le matériel désiré, vous faites le total général de ces pages et vous portez celui-ci dans la case du bon de commande réservé à cet effet. A ce total, vous ajoutez 6 F de port (si votre commande n'atteint pas 200 F). Vous inscrivez votre nom, votre prénom, votre adresse et votre code postal.
- B - Vous joignez avec votre bon de commande et dans la même enveloppe que celui-ci votre règlement qui sera :  
1) soit un chèque bancaire libellé au nom de : G.R. Electronique.  
2) soit un chèque postal libellé au nom de : Banque Jordaen (sans noter de N° de C.C.P.)  
3) soit un mandat délivré à la Poste, libellé au nom de G.R. Electronique C.C.P. 7643 48 U Paris, que vous joindrez à votre commande.

Ne nous envoyez ni espèces, ni mandat expédié directement à notre C.C.P.; dans tous les cas, joignez votre règlement à votre bon de commande. Notre ordinateur et nous-même vous en remercions par avance.

LORS DE LA RECEPTION DE VOTRE PAQUET :

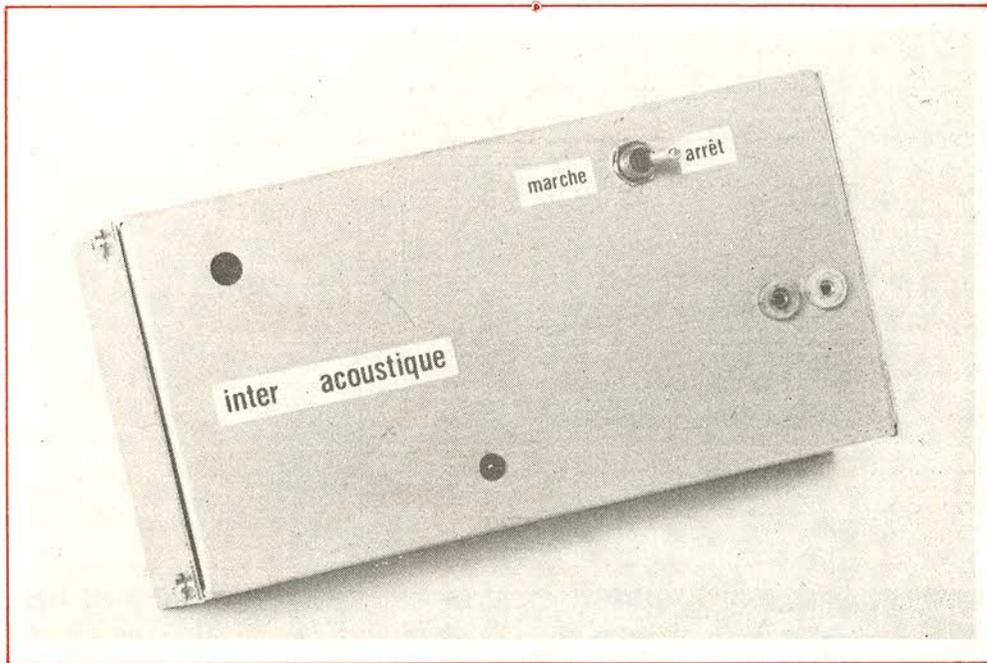
Vous allez recevoir les pièces que vous avez commandées et un nouveau bon de commande identique à celui-ci, avec votre nom et votre N° de Client; de plus, une facture jointe à cette expédition vous permettra de confectionner votre dossier "budget électronique". En outre, vous allez recevoir une carte restant votre propriété définitive et ne vous engageant à aucun achat ultérieur (néanmoins, comme nos composants sont de très grande qualité, nous sommes persuadés que vous nous recommanderez au fur et à mesure de vos besoins).

SI VOUS DESIREZ NOUS RECOMMANDER DU MATERIEL :

Une fois votre première commande passée, vous avez donc en votre possession une carte personnelle "G.R."; il vous suffit donc soit de remplir le bon de commande qui vous a été remis (votre nom est déjà porté avec votre N°) ou, si vous désirez nous écrire sur un sujet technique ou commercial, nous vous demandons de toujours noter votre nom et votre N° de client.

QUANTITE	COMMANDE	PRIX TOTAL	T.T.C.	QUANTITE	COMMANDE	PRIX TOTAL	T.T.C.	QUANTITE	COMMANDE	PRIX TOTAL	T.T.C.	QUANTITE	COMMANDE	PRIX TOTAL	T.T.C.
CODE	DESIGNATION	P.U.		CODE	DESIGNATION	P.U.		CODE	DESIGNATION	P.U.		CODE	DESIGNATION	P.U.	
1	VOLTM 0/15V	45.00		94	J CHA MION 6.3	4.00		280	ALIM MINI PER	65.00		373	MYLAR 33NF	0.80	
2	VOLTM 0/30V	45.00		187	RADIATEUR T05	20.00		281	ALIM PR S/VAR	82.00		374	MYLAR 35NF	0.80	
3	VOLTM 0/60V	45.00		188	RADIAT T018	2.00		282	ALIM PR +VARI	144.00		375	MYLAR 47NF	0.80	
4	VOLTM 0/120V	45.00		189	RELA1 ZRT 6V	22.00		283	CORINON 40MH	4.00		376	MYLAR 56NF	0.80	
5	AMPER 0/0.1A	45.00		190	RELA1 ZRT 12V	22.00		284	S CURINO 20MH	4.00		377	MYLAR 60NF	0.80	
6	AMPER 0/1 A	45.00		191	RELA1 4RT 6V	26.00		285	DISQ SCI 12MH	3.50		378	MYLAR 62NF	0.80	
7	AMPER 0/3 A	45.00		192	RELA1 4RT 12V	26.00		286	SUPP SCI 22MH	4.00		379	MYLAR 0.15MF	0.90	
8	AMPER 0/6 A	45.00		193	REL SUBM1 IRT	12.00		287	DISPRT DISQUE	15.00		380	MYLAR 0.18MF	0.90	
9	MILLIAMP 1 HA	38.20		194	REL SUBM1 ZRT	16.00		288	SACHET 6 MEUL	11.00		381	MYLAR 0.22MF	0.90	
10	DB METRE 308	54.00		195	REL SUBM1 ZRT	16.00		289	PASTILLES 2MH	10.20		382	MYLAR 0.33MF	0.90	
11	ANTEN TELESKO	51.00		196	SOUDBRE 45 G	6.00		290	PASTILLES 4MH	9.90		383	MYLAR 0.47MF	0.90	
12	ANTEN TELESKO	51.00		197	SOUDBRE 100 G	12.00		291	PASTILLES 5MH	9.90		384	MYLAR 0.56MF	0.90	
13	ARRT P0/G0	4.80		198	SUPP IRS 3 P	2.00		292	PASTILLES 6MH	12.50		385	MYLAR 0.68MF	0.90	
14	ARRT OC/27	3.60		199	SUPP IRS 4 P	1.00		293	PASTILLES 20MH	9.90		386	MYLAR 1.0MF	0.90	
15	ARRT FM/WF	2.80		200	SUPP IRS T03	4.00		294	BANDE 2MH	11.60		387	MYLAR 1.8MF	0.90	
16	VK Z00 RTC	2.80		201	SUPP IRS T066	4.00		295	BANDE 4MH	14.00		388	MYLAR 1.8MF	0.90	
17	FERRITE 10/10	4.80		202	SUPP CI 14 P	6.00		296	BANDE 4MH	14.00		389	MYLAR 2.2MF	0.90	
18	FERRITE 20/10	4.80		203	SUPP CI 16 P	5.00		297	BANDE 4MH	14.00		390	MYLAR 3.3MF	0.90	
19	BOB P0+5SECOND	4.00		204	SUPP CI 24 P	6.00		298	BANDE 5MH	17.00		391	MYLAR 4.7MF	0.90	
20	BOB P0+5SEC	6.00		205	SUPP 2 X 1.5	5.50		299	CUTER + LAME	21.00		392	MYLAR 6.8MF	0.90	
21	BOB P0+5+P FRR	8.00		206	SUPP 2 X 1.5	5.50		300	LAMES CUTER	17.50		393	VARLAB 1/10PF	32.00	
22	TEKO 1B	7.80		207	SUPP 6 X 1.5	6.80		301	MARQUEUR C. 1.	13.00		394	VARLAB 2/30PF	24.00	
23	TEKO 2B	8.50		208	SUPP 6 X 1.5	6.80		302	PERCHLORURE	9.80		395	VAR1 2X13.5PF	28.00	
24	TEKO 3B	8.50		209	SUPP 2 X 4.5	4.60		303	YF 20X10 0.4	7.00		396	VAR1 2X13.5PF	28.00	
25	TEKO 3B	9.60		210	SUP CH FUS 2.0	4.60		304	YF 30X20 0.4	18.00		397	AJSTAB 1/10PF	3.60	
26	TEKO 4B	13.20		211	SUP CI FUS 2.0	2.00		305	YF 20X10 1.6	7.50		398	AJSTAB 2/22PF	4.50	
27	TEKO P1	7.40		212	SUP CI FUS 3.0	2.00		306	YF 20X10 1.6	9.00		399	AJSTAB 3/40PF	4.50	
28	TEKO P2	9.90		213	TUBE XEN 40 J	56.00		307	YF 30X20 1.6	25.00		400	AJSTAB 6/60PF	4.50	
29	TEKO P3	14.50		214	TUBE XEN 100J	78.00		308	YF 30X20 1.6	25.00		401	VARLAB 5/500P	12.00	
30	TEKO P4	23.80		215	TUBE XEN 300J	84.00		309	YF PRE 20X10	14.00		402	CHIM 12 1M	1.60	
31	TEKO 331	20.40		216	TRFO 9/12 0.2	27.00		310	YF PRE 20X10	39.00		403	CHIM 12 2M	1.60	
32	TEKO 332	23.20		217	TRFO 9/12 0.5	25.00		311	YF PRE 30X20	21.00		404	CHIM 12 4.7M	1.60	
33	TEKO 333	28.00		218	TRFO 12 0.5	25.00		312	YF PRE 30X20	58.00		405	CHIM 12 6.8M	1.60	
34	BOIT STRAPU	12.00		219	TRFO 20 3A	72.00		313	BF 1.6 20X10	2.10		406	CHIM 12 6.8M	1.60	
35	BOIT ALIMENTA	70.00		220	TRFO 6A12 1	40.00		314	BF 1.6 30X20	6.00		407	CHIM 12 15M	2.00	
36	BOIT PSY 3 VS	36.00		221	TRFO 6A12 1.5	48.00		315	BF 1.6 30X20	6.00		408	CHIM 12 15M	2.00	
37	BOITON 12 MM	3.50		222	TRFO 6A24 2	60.00		316	CFRAM 1.2PF	0.50		409	CHIM 12 22M	2.00	
38	BOITON 16 MM	3.50		223	TRFO 5+12 0.1	30.00		317	CFRAM 2.2PF	0.50		410	CHIM 12 47M	2.00	
39	BOITON 24 MM	4.00		224	TRFO 2X15 0.8	40.00		318	CFRAM 3.3PF	0.50		411	CHIM 12 100M	2.40	
40	BOITON GRADUE	6.50		225	TRFO 2X18 0.8	40.00		319	CFRAM 3.9PF	0.50		412	CHIM 12 100M	2.40	
41	CAPT VEITARE	8.50		226	TRFO 2X18 0.8	40.00		320	CFRAM 4.7PF	0.50		413	CHIM 12 100M	2.40	
42	CASQUE 8 OHMS	48.00		227	TRFO 2X20 0.8	40.00		321	CFRAM 4.7PF	0.50		414	CHIM 12 1600M	4.80	
43	CASQUE 2000 u	48.00		228	TRFO 2X20 1A	62.00		322	CFRAM 5.6PF	0.50		415	CHIM 12 2200M	6.80	
44	COMMUT 1C 1P	12.00		229	TRFO 2X25 3A	85.00		323	CFRAM 6.8PF	0.50		416	CHIM 12 4700M	8.00	
45	COMMUT 2C 1P	12.00		230	TRFO 45 V 3A	80.00		324	CFRAM 8.2PF	0.50		417	CHIM 25 0.47M	1.80	
46	COMMUT 3C 1P	12.00		231	TRFO PSY 0.2M	12.00		325	CFRAM 8.2PF	0.50		418	CHIM 25 0.47M	1.80	
47	COMMUT 4C 1P	12.00		232	TRFO PSY FEFR	28.00		326	CFRAM 12PF	0.55		419	CHIM 25 2.2M	1.80	
48	ESKRA 15 G V	192.00		233	TRFO THT P100	32.00		327	CFRAM 12PF	0.55		420	CHIM 25 6.8M	1.80	
49	ESKRA 15 G V	432.00		234	TRFO THT P100	32.00		328	CFRAM 18PF	0.55		421	CHIM 25 6.8M	1.80	
50	ESKRA 15 G V	268.00		235	TRFO THT P100	32.00		329	CFRAM 18PF	0.55		422	CHIM 25 6.8M	1.80	
51	ESKRA 15 G V	432.00		236	TRFO THT P100	32.00		330	CFRAM 22PF	0.55		423	CHIM 25 10M	2.00	
52	ESKRA 15 G V	432.00		237	TRFO THT P100	32.00		331	CFRAM 27PF	0.55		424	CHIM 25 10M	2.00	
53	ESKRA 15 G V	432.00		238	TRFO THT P100	32.00		332	CFRAM 27PF	0.55		425	CHIM 25 22M	2.00	
54	ESKRA 15 G V	432.00		239	TRFO THT P100	32.00		333	CFRAM 39PF	0.55		426	CHIM 25 47M	2.00	
55	ESKRA 15 G V	432.00		240	TRFO THT P100	32.00		334	CFRAM 47PF	0.55		427	CHIM 25 100M	2.00	
56	ESKRA 15 G V	432.00		241	TRFO THT P100	32.00		335	CFRAM 47PF	0.55		428	CHIM 25 220M	2.80	
57	ESKRA 15 G V	432.00		242	TRFO THT P100	32.00		336	CFRAM 68PF	0.55		429	CHIM 25 470M	2.80	
58	ESKRA 15 G V	432.00		243	TRFO THT P100	32.00		337	CFRAM 82PF	0.55		430	CHIM 25 1000M	4.80	
59	ESKRA 15 G V	432.00		244	TRFO THT P100	32.00		338	CFRAM 109PF	0.55		431	CHIM 25 2200M	8.80	
60	ESKRA 15 G V	432.00		245	TRFO THT P100	32.00		339	CFRAM 129PF	0.55		432	CHIM 25 4700M	10.00	
61	ESKRA 15 G V	432.00		246	TRFO THT P100	32.00		340	CFRAM 180PF	0.55		433	CHIM 50 1M	2.00	
62	ESKRA 15 G V	432.00		247	TRFO THT P100	32.00		341	CFRAM 180PF	0.55		434	CHIM 50 2.2M	2.00	
63	ESKRA 15 G V	432.00		248	TRFO THT P100	32.00		342	CFRAM 270PF	0.55		435	CHIM 50 4.7M	2.00	
64	ESKRA 15 G V	432.00		249	TRFO THT P100	32.00		343	CFRAM 310PF	0.55		436	CHIM 50 10M	2.00	
65	ESKRA 15 G V	432.00		250	TRFO THT P100	32.00		344	CFRAM 470PF	0.55		437	CHIM 50 22M	2.00	
66	ESKRA 15 G V	432.00		251	TRFO THT P100	32.00		345	CFRAM 470PF	0.55		438	CHIM 50 47M	2.00	
67	ESKRA 15 G V	432.00		252	TRFO THT P100	32.00		346	CFRAM 60PF	0.35		439	CHIM 50 100M	2.00	
68	ESKRA 15 G V	432.00		253	TRFO THT P100	32.00		347	CFRAM 82PF	0.35		440	CHIM 50 100M	2.00	
69	ESKRA 15 G V	432.00		254	TRFO THT P100	32.00		348	CFRAM INF	0.35		441	CHIM 50 100M	2.00	
70	ESKRA 15 G V	432.00		255	TRFO THT P100	32.00		349	CFRAM 1.2NF	0.35		442	CHIM 50 220M	2.80	
71	ESKRA 15 G V	432.00		256	TRFO THT P100	32.00		350	CFRAM 1.2NF	0.35		443	CHIM 50 470M	3.90	
72	ESKRA 15 G V	432.00		257	TRFO THT P100	32.00		351	CFRAM 2.2NF	0.35		444	CHIM 50 1000M	4.80	
73	ESKRA 15 G V	432.00		258	TRFO THT P100	32.00		352	CFRAM 3.3NF	0.35		445	CHIM 50 1000M	4.80	
74	ESKRA 15 G V	432.00		259	TRFO THT P100	32.00		353	CFRAM 4.7NF	0.35		446	CHIM 50 1000M	4.80	
75	ESKRA 15 G V	432.00		260	TRFO THT P100	32.00		354	CFRAM 6.8NF	0.35		447	CHIM 50 1000M	4.80	
76	ESKRA 15 G V	432.00		261	TRFO THT P100	32.00		355	CFRAM 10NF	0.35					

QUANTITE	COMMANDE	PRIX TOTAL T.T.C.	QUANTITE	COMMANDE	PRIX TOTAL T.T.C.	QUANTITE	COMMANDE	PRIX TOTAL T.T.C.	QUANTITE	COMMANDE	PRIX TOTAL T.T.C.	QUANTITE	COMMANDE	PRIX TOTAL T.T.C.
CODE	DESIGNATION	P.U.	CODE	DESIGNATION	P.U.	CODE	DESIGNATION	P.U.	CODE	DESIGNATION	P.U.	CODE	DESIGNATION	P.U.
539	1/4M 15 KO	0.40	552	1/2M 360 HO	0.40	745	1/2M 5,6 MO	0.40	838	BE 107	3.00	931	LENTILL 20 MM	15.00
540	1/4M 16 KO	0.40	553	1/2M 390 HO	0.40	746	1/2M 6,2 MO	0.40	839	BE 108	3.00	932	SN 7600	2.50
541	1/4M 18 KO	0.40	554	1/2M 430 HO	0.40	747	1/2M 6,8 MO	0.40	840	BE 109	3.00	933	SN 7601	2.50
542	1/4M 20 KO	0.40	555	1/2M 470 HO	0.40	748	1/2M 7,5 MO	0.40	841	BE 142	6.70	934	SN 7602	2.50
543	1/4M 22 KO	0.40	556	1/2M 510 HO	0.40	749	1/2M 8,2 MO	0.40	842	BE 143	6.70	935	SN 7603	2.50
544	1/4M 24 KO	0.40	557	1/2M 560 HO	0.40	750	1/2M 10 MO	0.40	843	BE 177	3.00	936	SN 7604	3.60
545	1/4M 27 KO	0.40	558	1/2M 620 HO	0.40	751	1/2M 12 MO	0.40	844	BE 179	3.00	937	SN 7605	2.50
546	1/4M 30 KO	0.40	559	1/2M 680 HO	0.40	752	A35T 100 HO	1.50	845	BE 208	2.50	938	SN 7606	2.50
547	1/4M 33 KO	0.40	560	1/2M 750 HO	0.40	753	A35T 220 HO	1.50	846	BE 238	2.50	939	SN 7608	2.50
548	1/4M 36 KO	0.40	561	1/2M 820 HO	0.40	754	A35T 470 HO	1.50	847	BE 307	2.50	940	SN 7610	3.00
549	1/4M 39 KO	0.40	562	1/2M 910 HO	0.40	755	A35T 1 MO	1.50	848	BE 308	2.50	941	SN 7611	3.00
550	1/4M 43 KO	0.40	563	1/2M 1 MO	0.40	756	A35T 2,2 KO	1.50	849	BE 317	2.50	942	SN 7612	2.50
551	1/4M 47 KO	0.40	564	1/2M 1,1 KO	0.40	757	A35T 4,7 KO	1.50	850	BE 318	2.50	943	SN 7614	2.50
552	1/4M 51 KO	0.40	565	1/2M 1,2 KO	0.40	758	A35T 10 KO	1.50	851	BE 319	2.50	944	SN 7615	2.50
553	1/4M 56 KO	0.40	566	1/2M 1,3 KO	0.40	759	A35T 22 KO	1.50	852	BE 179	2.40	945	SN 7620	4.60
554	1/4M 62 KO	0.40	567	1/2M 1,5 KO	0.40	760	A35T 47 KO	1.50	853	BE 194	2.50	946	SN 7621	4.60
555	1/4M 68 KO	0.40	568	1/2M 1,6 KO	0.40	761	A35T 100 KO	1.50	854	BE 233	3.80	947	SN 7640	12.00
556	1/4M 75 KO	0.40	569	1/2M 1,8 KO	0.40	762	A35T 220 KO	1.50	855	BE 206	2.80	948	SN 7642	16.10
557	1/4M 82 KO	0.40	570	1/2M 2 KO	0.40	763	A35T 470 KO	1.50	856	BE 208	4.00	949	SN 7646	23.00
558	1/4M 91 KO	0.40	571	1/2M 2,2 KO	0.40	764	A35T 1 MO	1.50	857	BE 233	4.80	950	SN 7647	15.00
559	1/4M 100 KO	0.40	572	1/2M 2,4 KO	0.40	765	P20 A 2,2 KO	3.00	858	BE 143	3.80	951	SN 7648	29.00
560	1/4M 110 KO	0.40	573	1/2M 2,7 KO	0.40	766	P20 A 4,7 KO	3.00	859	BE 146	4.80	952	SN 7651	13.00
561	1/4M 120 KO	0.40	574	1/2M 3 KO	0.40	767	P20 A 10 KO	3.00	860	BE 143	3.80	953	SN 7654	6.60
562	1/4M 130 KO	0.40	575	1/2M 3,3 KO	0.40	768	P20 A 22 KO	3.00	861	BE 143	3.80	954	SN 7654	5.00
563	1/4M 150 KO	0.40	576	1/2M 3,6 KO	0.40	769	P20 A 47 KO	3.00	862	BE 2219	4.20	955	SN 7660	7.00
564	1/4M 160 KO	0.40	577	1/2M 4,3 KO	0.40	770	P20 A 100 KO	3.00	863	BE 2219	4.20	956	SN 7672	9.40
565	1/4M 180 KO	0.40	578	1/2M 4,7 KO	0.40	771	P20 A 220 KO	3.00	864	BE 2219	3.20	957	SN 7675	6.30
566	1/4M 200 KO	0.40	579	1/2M 5,1 KO	0.40	772	P20 A 470 KO	3.00	865	BE 2269	8.50	958	SN 7676	6.00
567	1/4M 220 KO	0.40	580	1/2M 5,4 KO	0.40	773	P20 A 1 MO	3.00	866	BE 2269	4.00	959	SN 7676	5.00
568	1/4M 240 KO	0.40	581	1/2M 5,7 KO	0.40	774	P20 A 2,2 MO	3.00	867	BE 2269	4.00	960	SN 7676	4.00
569	1/4M 270 KO	0.40	582	1/2M 6,2 KO	0.40	775	P20 A 4,7 MO	3.00	868	BE 2905	3.90	961	SN 7678	7.80
570	1/4M 300 KO	0.40	583	1/2M 6,8 KO	0.40	776	P20 B 1 KO	3.00	869	BE 2907	3.90	962	SN 7682	18.00
571	1/4M 330 KO	0.40	584	1/2M 7,5 KO	0.40	777	P20 B 2,2 KO	3.00	870	BE 3053	4.80	963	SN 7683	13.20
572	1/4M 360 KO	0.40	585	1/2M 8,2 KO	0.40	778	P20 B 4,7 KO	3.00	871	BE 3054	4.80	964	SN 7686	32.00
573	1/4M 390 KO	0.40	586	1/2M 9,1 KO	0.40	779	P20 B 10 KO	3.00	872	BE 3055	4.80	965	SN 7690	5.50
574	1/4M 430 KO	0.40	587	1/2M 10 KO	0.40	780	P20 B 22 KO	3.00	873	BE 3055	2.80	966	SN 7691	7.20
575	1/4M 470 KO	0.40	588	1/2M 11 KO	0.40	781	P20 B 47 KO	3.00	874	BE 3592	2.90	967	SN 7692	18.00
576	1/4M 510 KO	0.40	589	1/2M 12 KO	0.40	782	P20 B 100 KO	3.00	875	BE 3593	8.00	968	SN 7693	130.00
577	1/4M 560 KO	0.40	590	1/2M 13 KO	0.40	783	P20 B 220 KO	3.00	876	BE 3593	21.00	969	SN 7694	104.4
578	1/4M 620 KO	0.40	591	1/2M 15 KO	0.40	784	P20 B 470 KO	3.00	877	BE 3593	17.00	970	SN 7694	17.00
579	1/4M 680 KO	0.40	592	1/2M 16 KO	0.40	785	P20 B 1 MO	3.00	878	BE 3819	4.00	971	SN 7694	6.00
580	1/4M 750 KO	0.40	593	1/2M 18 KO	0.40	786	P20 B 2,2 MO	3.00	879	BE 6027	7.60	972	SN 7694	11.40
581	1/4M 820 KO	0.40	594	1/2M 2,2 MO	0.40	787	P20 B 4,7 MO	3.00	880	BE 102	1.20	973	SN 7694	13.00
582	1/4M 910 KO	0.40	595	1/2M 2,2 MO	0.40	788	P20 B 10 MO	3.00	881	BE 40 P1	0.90	974	SN 7694	28.00
583	1/4M 1 MO	0.40	596	1/2M 2,4 MO	0.40	789	P20 B 22 MO	3.00	882	BE 40 P1	1.20	975	SN 7694	32.00
584	1/4M 1,2 MO	0.40	597	1/2M 2,7 MO	0.40	790	P20 B 47 MO	3.00	883	BE 143	1.00	976	SN 7694	30.00
585	1/4M 1,5 MO	0.40	598	1/2M 3 KO	0.40	791	P20 B 100 MO	3.00	884	BE 146	1.00	977	SN 7694	15.20
586	1/4M 1,8 MO	0.40	599	1/2M 3,3 MO	0.40	792	P20 B 220 MO	3.00	885	BE 127	3.00	978	SN 7694	23.20
587	1/4M 2,2 MO	0.40	600	1/2M 3,6 MO	0.40	793	P20 B 470 MO	3.00	886	BE 134	3.00	979	SN 7694	23.50
588	1/4M 2,7 MO	0.40	601	1/2M 4,3 MO	0.40	794	P20 B 1 MO	3.00	887	BE 134	3.00	980	SN 7694	31.00
589	1/4M 3 MO	0.40	602	1/2M 4,7 MO	0.40	795	P20 B 2,2 MO	3.00	888	BE 146	1.50	981	SN 7694	44.00
590	1/4M 3,6 MO	0.40	603	1/2M 5,1 MO	0.40	796	P20 B 4,7 MO	3.00	889	BE 146	3.00	982	SN 7694	52.00
591	1/4M 4,3 MO	0.40	604	1/2M 5,4 MO	0.40	797	P20 B 10 MO	3.00	890	BE 146	3.00	983	SN 7694	32.40
592	1/4M 4,7 MO	0.40	605	1/2M 5,7 MO	0.40	798	P20 B 22 MO	3.00	891	BE 3,6 V	3.00	984	BE 4,7 V	4.00
593	1/4M 5,1 MO	0.40	606	1/2M 6,2 MO	0.40	799	P20 B 47 MO	3.00	892	BE 5,6 V	3.00	985	BE 5,6 V	3.00
594	1/4M 5,6 MO	0.40	607	1/2M 6,8 MO	0.40	800	P20 B 100 MO	3.00	893	BE 5,6 V	3.00	986	BE 5,6 V	3.00
595	1/4M 6,2 MO	0.40	608	1/2M 7,5 MO	0.40	801	P20 B 220 MO	3.00	894	BE 5,6 V	3.00	987	BE 5,6 V	3.00
596	1/4M 6,8 MO	0.40	609	1/2M 8,2 MO	0.40	802	P20 B 470 MO	3.00	895	BE 5,6 V	3.00	988	BE 5,6 V	3.00
597	1/4M 7,5 MO	0.40	610	1/2M 9,1 MO	0.40	803	P20 B 1 MO	3.00	896	BE 6,8 V	3.00	989	BE 6,8 V	3.00
598	1/4M 8,2 MO	0.40	611	1/2M 10 KO	0.40	804	P20 B 2,2 MO	3.00	897	BE 6,8 V	3.00	990	BE 6,8 V	3.00
599	1/4M 9,1 MO	0.40	612	1/2M 11 KO	0.40	805	P20 B 4,7 MO	3.00	898	BE 6,8 V	3.00	991	BE 6,8 V	3.00
600	1/4M 10 KO	0.40	613	1/2M 12 KO	0.40	806	P20 B 10 MO	3.00	899	BE 6,8 V	3.00	992	BE 6,8 V	3.00
601	1/4M 11 KO	0.40	614	1/2M 13 KO	0.40	807	P20 B 22 MO	3.00	900	BE 6,8 V	3.00	993	BE 6,8 V	3.00
602	1/4M 12 KO	0.40	615	1/2M 15 KO	0.40	808	P20 B 47 MO	3.00	901	BE 6,8 V	3.00	994	BE 6,8 V	3.00
603	1/4M 15 KO	0.40	616	1/2M 16 KO	0.40	809	BE 6,8 V	3.00	902	BE 6,8 V	3.00	995	BE 6,8 V	3.00
604	1/4M 18 KO	0.40	617	1/2M 18 KO	0.40	810	BE 6,8 V	3.00	903	BE 6,8 V	3.00	996	BE 6,8 V	3.00
605	1/4M 2,2 MO	0.40	618	1/2M 20 KO	0.40	811	BE 6,8 V	3.00	904	BE 6,8 V	3.00	997	BE 6,8 V	3.00
606	1/4M 2,7 MO	0.40	619	1/2M 22 KO	0.40	812	BE 6,8 V	3.00	905	BE 6,8 V	3.00	998	BE 6,8 V	3.00
607	1/4M 3 MO	0.40	620	1/2M 24 KO	0.40	813	BE 6,8 V	3.00	906	BE 6,8 V	3.00	999	BE 6,8 V	3.00
608	1/4M 3,3 MO	0.40	621	1/2M 27 KO	0.40	814	BE 6,8 V	3.00	907	BE 6,8 V	3.00	1000	BE 6,8 V	3.00
609	1/4M 3,6 MO	0.40	622	1/2M 30 KO	0.40	815	BE 6,8 V	3.00	908	BE 6,8 V	3.00	1001	BE 6,8 V	3.00
610	1/4M 4,3 MO	0.40	623	1/2M 33 MO	0.40	816	BE 6,8 V	3.						



## Frappez trois fois !

**J**ADIS il suffisait de frapper dans les mains pour qu'un valet vienne allumer ou moucher quelque chandelle. Il n'est heureusement plus question de cela à notre époque qui, en contrepartie, nous a donné l'électronique. Nous allons la substituer à la main humaine.

Notre montage n'a d'autre prétention que de commander une source de lumière ou un appareil électrique quelconque lorsque l'on frappera trois fois dans les mains ceci avec des intervalles réguliers et dans un temps défini afin que cet esclave ne réponde pas à des bruits parasites.

### *Principe général*

Un ampli opérationnel classique et quatre circuits CMOS courants et bien sûr une capsule de micro vont réaliser la fonction désirée.

On peut voir sur le schéma synoptique (fig. 1) les 8 étages différents qui vont servir convenablement cet interrupteur acoustique.

Les ondes constituées par le frappe-ment des mains sont tout d'abord amplifiées par le premier étage qui commande le monostable de mise en forme lequel va commander les deux monostables suivants et la porte Nand qui va autoriser le troisième monostable.

Le deuxième monostable détermine un

temps mini entre deux impulsions et où une temporisation alimente la porte Nand d'automation ce qui fait que toute impulsion arrivant sur le micro lorsque le monostable numéro 2 est déclenché freinera la RAZ du monostable ; de ce fait des claquements trop rapprochés ne seront pas enregistrés, cela peut paraître superflu mais la sensibilité de cet appareil est telle qu'il se verrait transformé en cli-gnoteur.

Le troisième monostable va déterminer un délai d'enregistrement des 3 claps, passé ce délai les compteurs sont initialisés et, de ce fait l'information ne sera pas transmise à la mémoire, ceci aura pour effet de ne pas prendre en compte des bruits trop espacés tels que claquements de portes, éclats de voix etc.

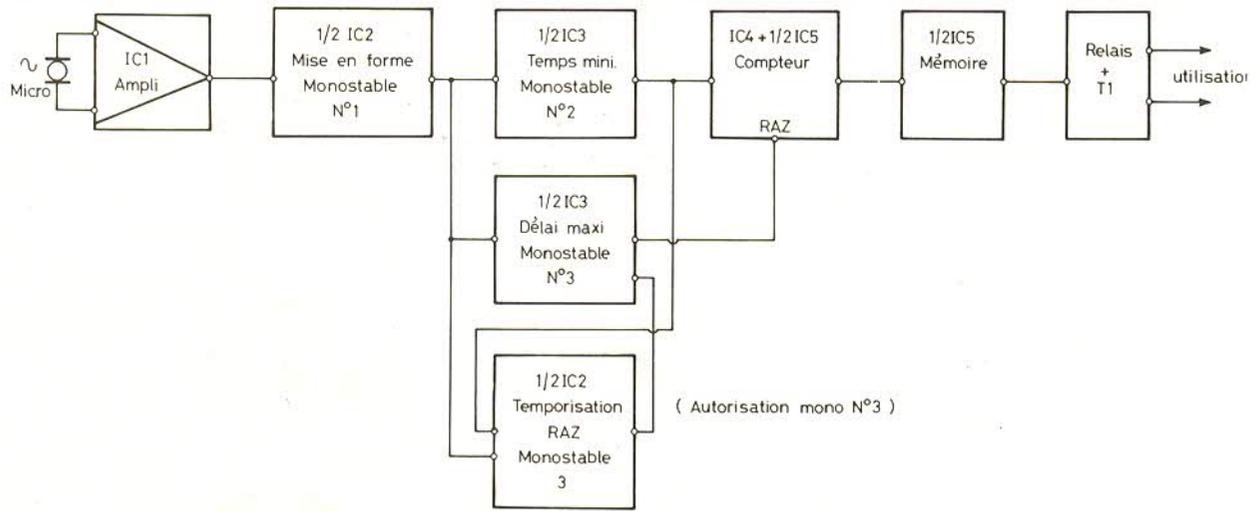


Fig. 1. - Un amplificateur opérationnel classique, quatre circuits C.MOS très courants et une capsule de micro vont permettre de constituer ce déclencheur acoustique.

Nous en arrivons au compteur constitué par un registre à décodage ; au bout de 3 impulsions venant du deuxième monostable la sortie prendra l'état haut et à l'issue du délai donné par le troisième monostable elle redeviendra basse.

L'élément qui présentera l'information du dernier étage, constitué d'un transistor pilotant un relais est une bascule dont la sortie passera alternativement de 0 à 1 à chaque impulsion.

### Schéma (fig. 2 et 3)

Nous avons utilisé pour un maximum de sensibilité une capsule de micro-condensateur qui se trouve assez facilement chez les revendeurs ; nous l'alimentons donc à travers  $R_6$  (à supprimer ainsi que  $R_2$  à strapper pour 1 micro dynamique).

L'ampli d'une alimentation double ; le signal est présenté par l'intermédiaire de  $C_1$  à l'entrée non inverseuse avec le micro l'adaptation d'impédance avec le micro l'entrée non inverseuse est reliée par l'intermédiaire de  $R_4$  au point milieu d'alimentation et par  $R_3$  à la sortie ces deux résistances donnant le gain de l'ampli ( $R_3/R_4 = DV$ ) (si on a trop de sensibilité réduire  $R_3$ ).  $C_2$  empêche les oscillations parasites du  $C_i$ .

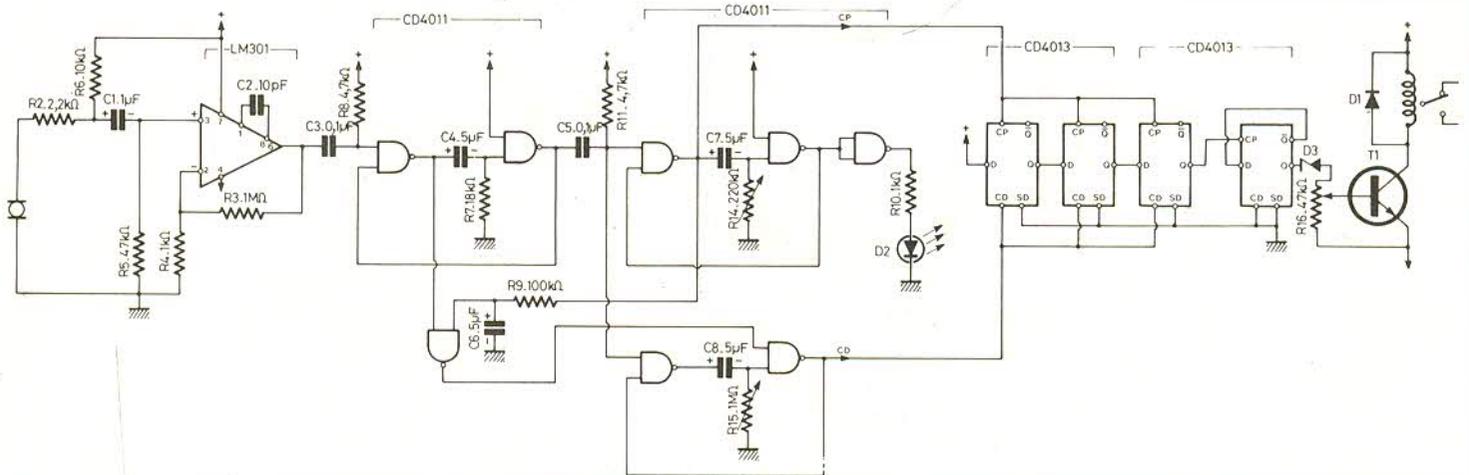
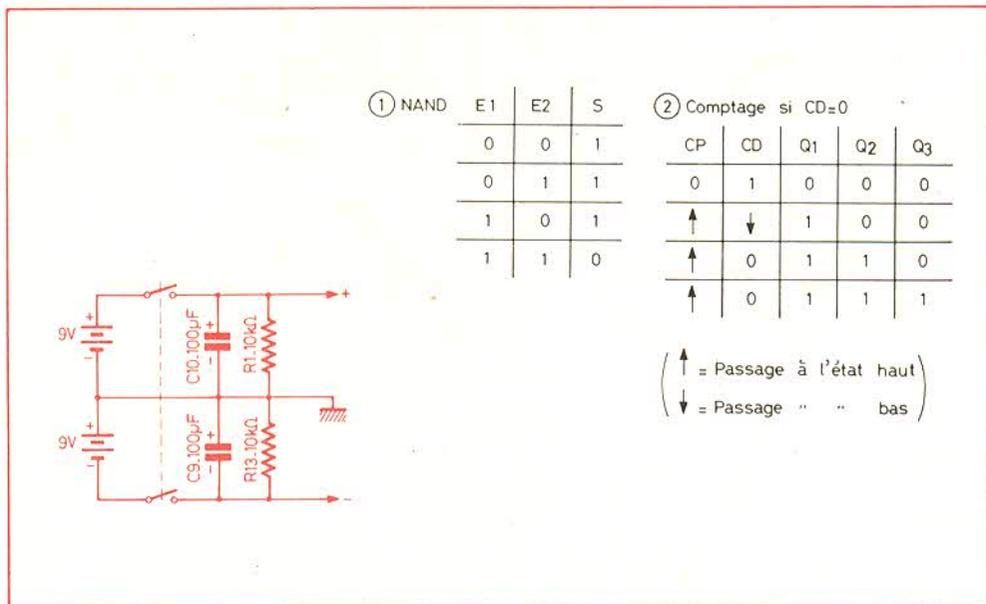


Fig. 2. - L'amplificateur opérationnel type LM 301 pourra avantageusement être remplacé par un  $\mu A$  741 à huit broches à condition bien entendu et comme nous le verrons de modifier le tracé du circuit imprimé et de supprimer  $C_2$ .



**Fig. 3. et 4. - Le dispositif d'alimentation est du type symétrique en raison de l'utilisation de l'amplificateur opérationnel. Tables de vérité.**

C<sub>3</sub> isole le monostable numéro 1 de toute composante continue venant d'IC<sub>1</sub>.

Les trois monostables fonctionnant selon le même principe nous bornons à décrire le premier.

En l'absence de signal l'entrée de la première porte Nand reliée à + par R<sub>8</sub> est maintenue à l'état haut par cette dernière et son autre entrée à l'état haut par la sortie de la deuxième porte, donc sa sortie à l'état bas. La deuxième porte à une sortie à l'état haut et l'autre à l'état bas par R<sub>7</sub>.

Lors d'une impulsion négative passant par C<sub>3</sub> à la première entrée de la première porte sa sortie va passer à 1 et charger C<sub>4</sub> qui donne l'état haut à la deuxième entrée de la deuxième porte portant sa sortie à 0 et mémorisant l'information 0 à l'entrée de la première porte jusqu'à ce que C<sub>4</sub> se soit déchargé par R<sub>7</sub> à ce moment le monostable reprendra son état d'origine (tableau logique Nand fig. 4).

Idem pour les deux autres mais pour le monostable 2 avec un temps plus long et pour le monostable 3 avec un temps beaucoup plus long.

Le premier et le deuxième monostables vont autoriser le troisième : lors d'une impulsion celle-ci va se présenter à l'entrée de la porte Nand d'autorisation par monostable 1 et à l'autre entrée par monostable 2, mais avec un certain retard

de cette manière la sortie de cette porte sera toujours à 1 sauf si on présente une autre impulsion alors que le monostable 2 est enclenché d'où remise à 0 du monostable 3.

Le registre à décalage est constitué de trois bascules D.

Chaque bascule fonctionne de la façon suivante : à chaque front montant préservé à l'entrée d'horloge CP la sortie Q va prendre l'état présenté à son entrée D à la seule condition que les entrées asynchrones CD et SD soient basses ici l'entrée D de la première bascule est branchée au + et sa sortie est reliée à l'entrée de la deuxième et ainsi de suite, donc au bout de trois tops la dernière sortie passera à l'état haut les trois entrées CD seront reliées au troisième monostable ; lorsqu'elles seront à l'état bas le décalage se fera et dès qu'elles seront à 1 toutes les sorties seront à l'état bas (tableau logique fig. 4).

La dernière bascule, à la différence des autres est toujours validée par CD à 0 de ce fait elle garde l'information en mémoire. Son entrée D est reliée à sa sortie Q et donc toujours à l'inverse de sa sortie Q. A chaque impulsion qui arrivera à son entrée CP la sortie changera d'état.

La fin du montage nécessite peu de connections si ce n'est la délicatesse du réglage de R<sub>16</sub> car le relais est alimenté

entre - 4,5 et + 4,5 V alors que la sortie de la bascule travaille entre 0 et + 4,5 V.

L'alimentation est constituée de deux piles plates de 4,5 V mais on peut grâce à R<sub>1</sub> et R<sub>13</sub> brancher une alimentation de 9 V (fig. 7).

## Réalisation

Le schéma du circuit imprimé est donné à l'échelle 1. Ne pas oublier les straps de liaison qui sont nombreux ; on pourra monter les CI sur support. Les grandes joues des cuivres ménagées aux extrémités du circuit servent à monter deux traces en époxy cuivré qui réaliseront la connexion avec les piles (fig. 8), elles seront soudées sur les côtés du circuit (voir photo). Elles maintiennent ainsi le montage dans le boîtier Teko réf. 4/B percé selon la figure 9. Ces percages sont donnés à titre indicatif car vous pouvez utiliser un autre type de micro ou un micro extérieur.

Monter l'inter, la diode et les fiches bananes Ø 2 ; placer les piles en ayant légèrement plié les électrodes pour qu'elles fassent ressort et contact sur les traces (l'électrode longue de la pile correspondant à la trace longue de la joue).

## Passons aux essais

Positionner R<sub>15</sub> pour avoir la résistance maximum.

Positionner R<sub>14</sub> au milieu de la piste.

Positionner R<sub>16</sub> à 45° à droite de son axe.

Frapper une fois la diode électroluminescente doit s'allumer, attendre son extinction et recommencer deux fois, chercher le collage du relais par R<sub>16</sub> recommencer le cycle et décoller le relais, on doit trouver la position idéale de R<sub>16</sub>. Il ne reste plus qu'à régler R<sub>15</sub> et R<sub>14</sub> pour avoir les constantes de temps désirées (T monostable 3 = 2,5 T monostable)

Si on a respecté la marche à suivre et ces valeurs des composants l'appareil doit fonctionner sans problème et étonner de par sa grande sensibilité.

Toutefois s'il ne se passe rien :

- vérifier le branchement des piles,
- vérifier le sens des circuits intégrés,
- vérifier le sens des condensateurs et s'il ne manque pas de straps.

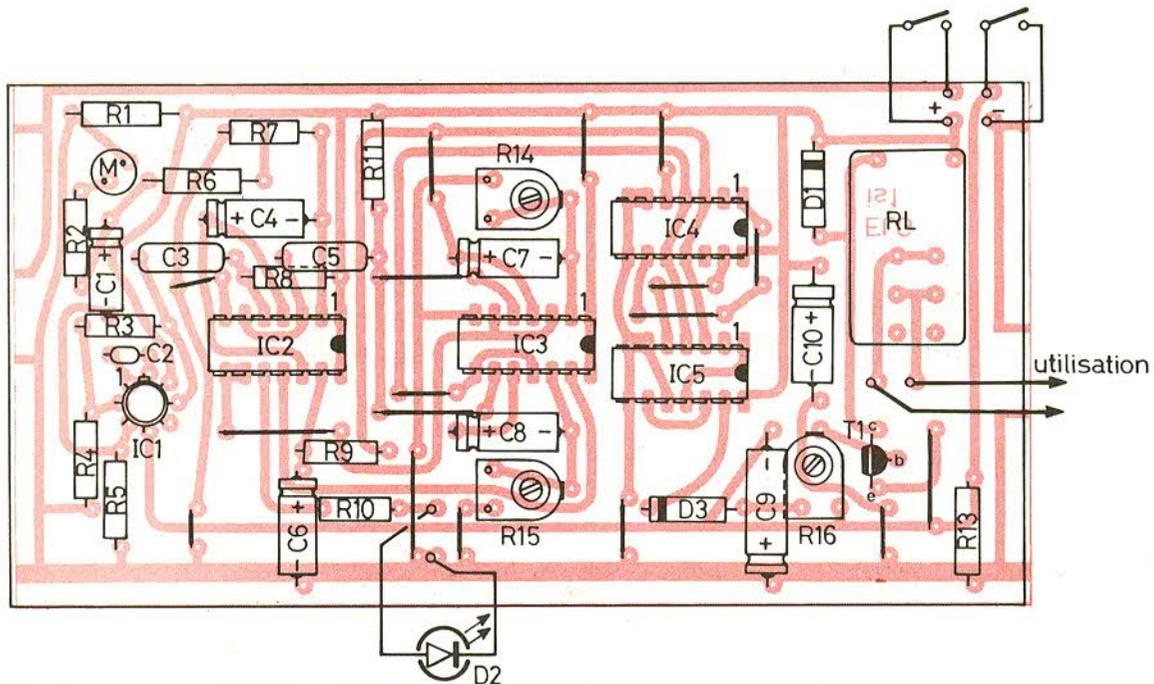
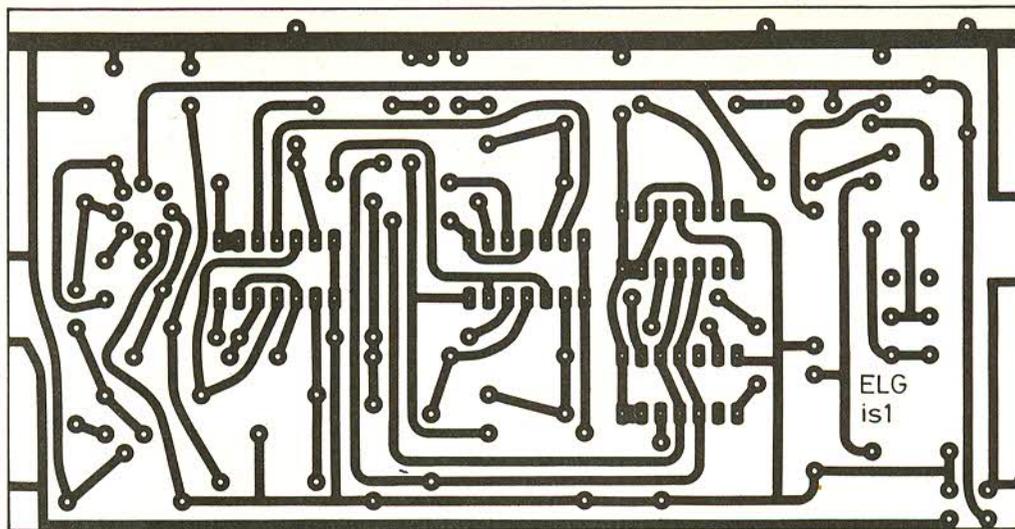


Fig. 5. et 6. - Le tracé du circuit imprimé est donné à l'échelle 1. Côté implantation des éléments de nombreux straps afin de ne pas avoir recours à un circuit double face.

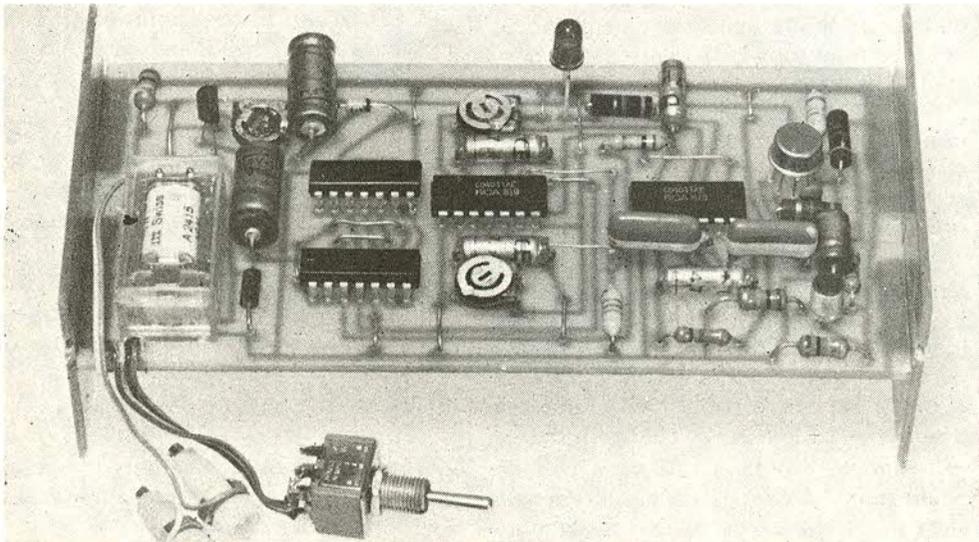


Photo A. - On remarquera sur les côtés les deux plaquettes, soudées et destinées à faire office de coupleur de piles.

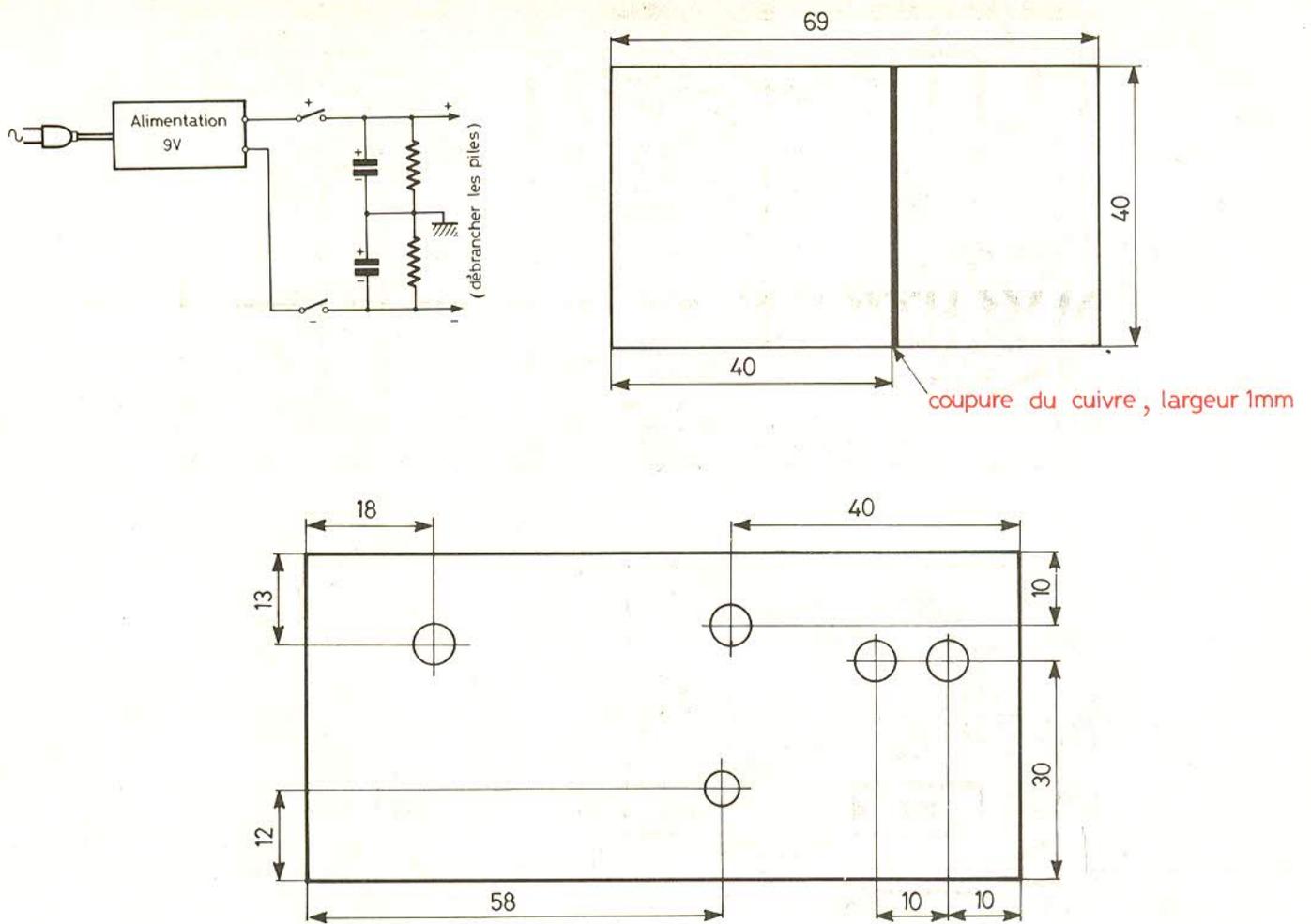


Fig. 7. et 9. - Création d'un point milieu d'alimentation. Très astucieux coupleur de piles 4,5 V. Plan de perçage du coffret Teko 4/B.

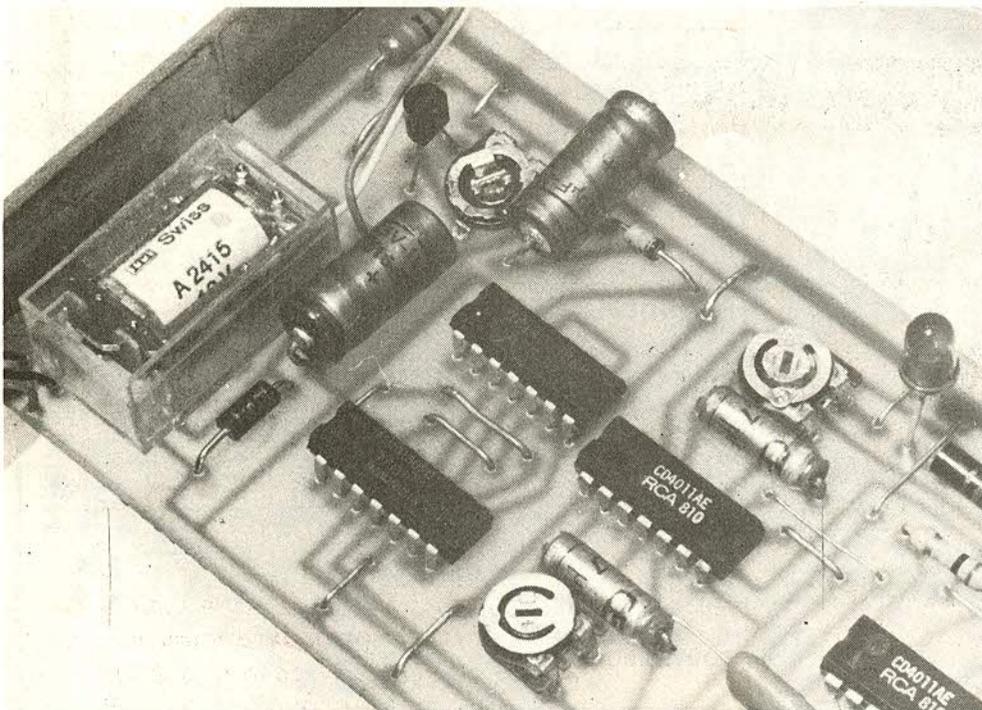


Photo B. - La présence de nombreux straps de liaison simplifiera le tracé du circuit imprimé.



## Conclusion

On peut brancher tout appareil électrique ne dépassant pas 2 A de consommation et 220 V d'alimentation, on aurait pu monter un Triac à la place du relais mais ceci nous aurait limité à la commande de courants alternatifs, alors que notre inter peut commander des courants de toute sortie.

On peut imaginer un système, similaire qui aurait pour faculté de déclencher plusieurs appareils indépendamment selon un code alloué à chacun mais on passerait à un montage plus sophistiqué.

L. GISCLONG

Photo C. - Les deux piles se placeront tête-bêche et épouseront les dimensions du coffret.

## Liste composants

R <sub>1</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	C <sub>6</sub> : 5 μF / 6 V
R <sub>2</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge).	C <sub>7</sub> : 5 μF / 6 V
R <sub>3</sub> : 1 MΩ (marron, noir, vert)	C <sub>8</sub> : 5 μF / 6 V
R <sub>4</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	C <sub>9</sub> : 100 μF / 6 V
R <sub>5</sub> : 47 kΩ (jaune, violet, orange).	C <sub>10</sub> : 100 μF / 6 V
R <sub>6</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	IC <sub>1</sub> : LM301
R <sub>7</sub> : 18 kΩ (marron, gris, orange).	IC <sub>2</sub> : CD4044
R <sub>8</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)	IC <sub>3</sub> : CD4011
R <sub>9</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune).	IC <sub>4</sub> : CD4013
R <sub>10</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).	IC <sub>5</sub> : CD4013
R <sub>11</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge).	D <sub>1</sub> : 1N4001
R <sub>13</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).	D <sub>2</sub> : diode LED Ø 5.
R <sub>14</sub> : ajustable pot 220 kΩ	T <sub>1</sub> : BC337 (NPN) BC408
R <sub>15</sub> : ajustable pot 1 MΩ	D <sub>3</sub> : DZ 4,7 V
R <sub>16</sub> : ajustable pot 47 kΩ	1 relais 6 V ITT ou tout relais 6 V plat
C <sub>1</sub> : 1 μF / 6 V	1 coffret Teko 4/B
C <sub>2</sub> : 10 pF céramique	2 piles plates de 4,5 V.
C <sub>3</sub> : 0,1 μF plaquette.	1 double inverseur.
C <sub>4</sub> : 5 μF / 6 V.	1 capsule de micro-condensateur.
C <sub>5</sub> : 0,1 μF plaquette.	

# LA MAISON DU POTENTIOMÈTRE

46, rue Crozatier - 75012 PARIS - Tél. : 343-27-22

Couvert tous les jours sauf dimanche et lundi de 9 h 30 à 12 heures et de 14 heures à 19 heures.

Minimum d'expédition 30 F + port et emballage - 8 F jusqu'à 2 kg, 15 F de 2 à 5 kg; au-delà tarif S.N.C.F. - Contre-rembours. frais en sus.

## POTENTIOMÈTRES

Type P20 sans inter. axe plastique 6 mm. de 47 Ω à 4,7 M en lin. de 2,2 k à 4,7 M en log	3,00
Type P20AI avec inter. axe 6 mm en log de 4,7 k. à 1 M	4,50
Type double sans inter en lin et log de 2 · 1 k à 2 · 1 M. axe 6 mm. Prix	8,50
Type double avec inter en log de 2 · 2,2 k à 2 · 1 M. Prix	9,50
Serie 45 Import axe 6 mm sans inter lin 1 k à 1 M log 5 k à 1 M	3,00
Serie AY45 idem double inter en log 5 k à 1 M. Prix	6,50
POTENTIOMETRE PISTE MOULEE - 1 k Ω - 2,2 k Ω - 4,7 k Ω - 10 k Ω - 22 k Ω - 47 k Ω - 100 k Ω - 220 k Ω - 470 k Ω - 1 M Ω en linéaire 14,00, en log 19,00.	
POTENTIOMÈTRES MINIBOB - 47 Ω - 100 Ω - 220 Ω - 470 Ω - 1 k Ω - 2,2 k Ω - 4,7 k Ω - 10 k Ω	15,00
POTENTIOMETRE PRECISION 10 TOURS - 100 Ω 500 Ω, 1k, 5k, 10k, 25k, 100k, lin	45,00
POTENTIOMETRE BOBINE de 25 Ω à 20 k Ω 2 watts	12,00
POTENTIOMÈTRES BOBINES 5 Ω, 25 Ω, 50 Ω en 5 watts Prix	38,00
POTENTIOMÈTRES BOBINES 10 Ω, 25 Ω, 50 Ω, 100 Ω, 200 Ω en 10 watts Prix	62,00
POTENTIOMÈTRES BOBINES 10 Ω, 25 Ω, 50 Ω, 100 Ω, 500 Ω en 25 watts Prix	62,00
POTENTIOMÈTRES SFERNICE PE25 - 4,7 k Ω, 10 K, 22 K, 47 K, 220 K linéaire	25,00

## POTENTIOMÈTRES AJUSTABLES :

10 tours 500 Ω à 500 Kz Prix ..... 12,00 F

## POTENTIOMÈTRES A GLISSIÈRE

Type S lin. 220Ω, 470Ω, Lin. ou log.  
1 k Ω 2,2 k Ω 4,7 k Ω 10 k Ω 22 k Ω 47 k Ω  
100 k Ω 220 k Ω 470 k Ω 1 M Ω  
Prix ..... 5,00

## POTENTIOMÈTRES A GLISSIÈRE

Type P lin. lin ou log 1 k , 2,2 k , 4,7 k  
10 k Ω, 22 k Ω, 47 k Ω, 100 k Ω, 220 k Ω  
470 k Ω, 1 M Ω.  
Prix ..... 7,50  
Boutons pour modèles S et P avec index ..... 1,00  
Bouton luxe ..... 2,00

## POTENTIOMÈTRES AJUSTABLES

de 47 Ω à 2,2 M Prix ..... 1,50

## POTENTIOMÈTRES A GLISSIÈRE

Type 158 fixation C.I., lin 1 k lin ou log 2,5 k  
5 k, 10 k, 50 k, 100 k, 250 k, 1 M ..... 7,50

Type 2-158 idem mais en double piste, lin. ou log. 2 × 10 k Ω, 2 × 25 k Ω,  
2 × 50 k Ω, 2 × 100 k Ω, 2 × 250 k Ω, 2 × 500 k Ω, 2 × 1 M Ω.  
Prix ..... 9,90

## POTENTIOMÈTRES AJUSTABLES

Au pas de 2,54 de 100 Ω à 1 M Ω VA05V et VA05H ..... 4,00

## POTENTIOMÈTRES A CURSEUR

71 mm de course

Rectiligne type professionnel en mono série 10360, lin. ou log. 10 k Ω,  
25 k Ω, 50 k Ω, 100 k Ω, 250 k Ω, 500 k Ω, 1 M Ω

Prix avec bouton ..... 37,00

Série 10431 tandem stéréo double piste, 1 curseur, lin. ou log. 2 × 10 k Ω,  
2 × 25 k Ω, 2 × 50 k Ω, 2 × 100 k Ω, 2 × 250 k Ω, 2 × 500 k Ω, 2 × 1 M Ω

Prix avec bouton ..... 52,00

Série 10428 stéréo double piste, 2 curseurs,

lin. ou log. 2 × 10 k Ω, 2 × 25 k Ω, 2 × 50 k Ω, 2 × 100 k Ω, 2 × 250 k Ω, 2 × 500 k Ω, 2 × 1 M Ω.

Prix avec boutons ..... 55,00

AINSI QUE LE PLUS GRAND CHOIX DE POTENTIOMÈTRES DE TOUTES SORTES.

NOUS CONSULTER PRIX PAR QUANTITÉS.

# Les circuits intégrés SGS-ATES

## Le TAA 611 C



### - I - Le boîtier

Le TAA611C est encapsulé dans un boîtier « Split-Dip » de puissance dont les dimensions sont fournies à la figure 1. Ce boîtier comporte, tout comme le TAA611B, 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 bien entendu du refroidisseur qui le coiffe.

### - II - Le circuit électrique interne

Le TAA611C est un circuit monolithique qui fonctionne en amplificateur basse fréquence, tout comme le TAA611B.

La puce de silicium qui contient cet ampli BF mesure 1,25 x 1,25 mm.

La figure 2 permet de suivre les différents étages et de constater qu'une si petite surface renferme 16 transistors et 7 résistances.

Cet amplificateur audio peut fournir une puissance de sortie de 3,3 W. La tension d'alimentation peut être comprise entre 6 et 16 V.

La figure 2 permet de différencier trois étages :

- étage préamplificateur différentiel du type darlington.
- Etage pilote qui travaille à bas courant de collecteur (environ 0,5 mA).
- Etage final en classe AB à symétrie quasi-complémentaire.

Les valeurs maximales admissibles pour le TAA611C sont les suivantes :

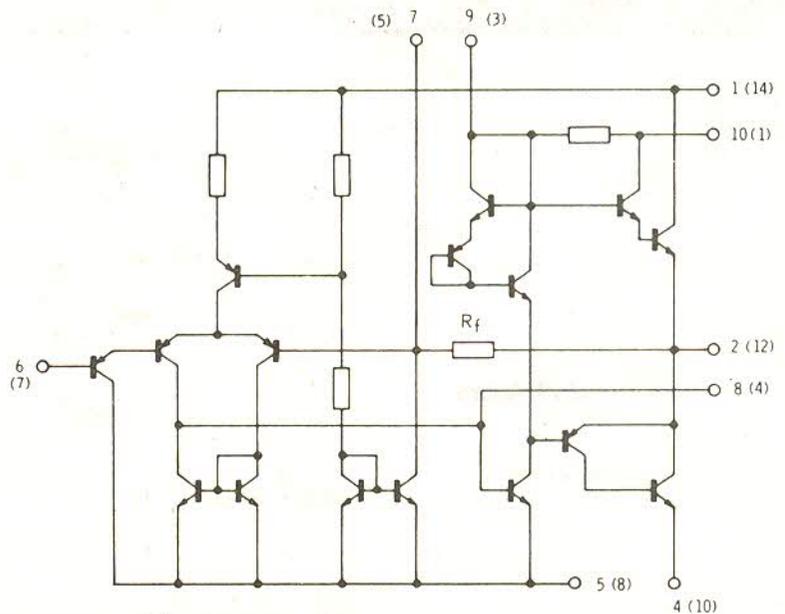
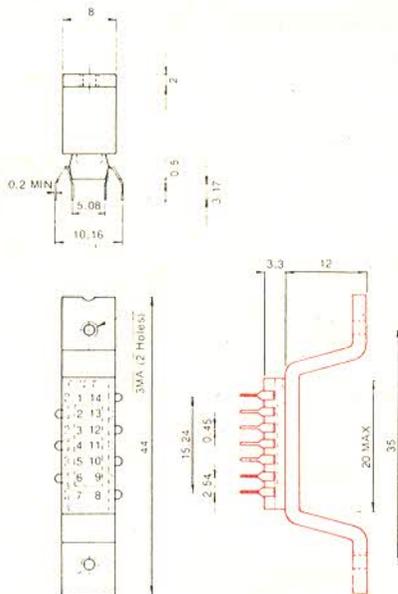
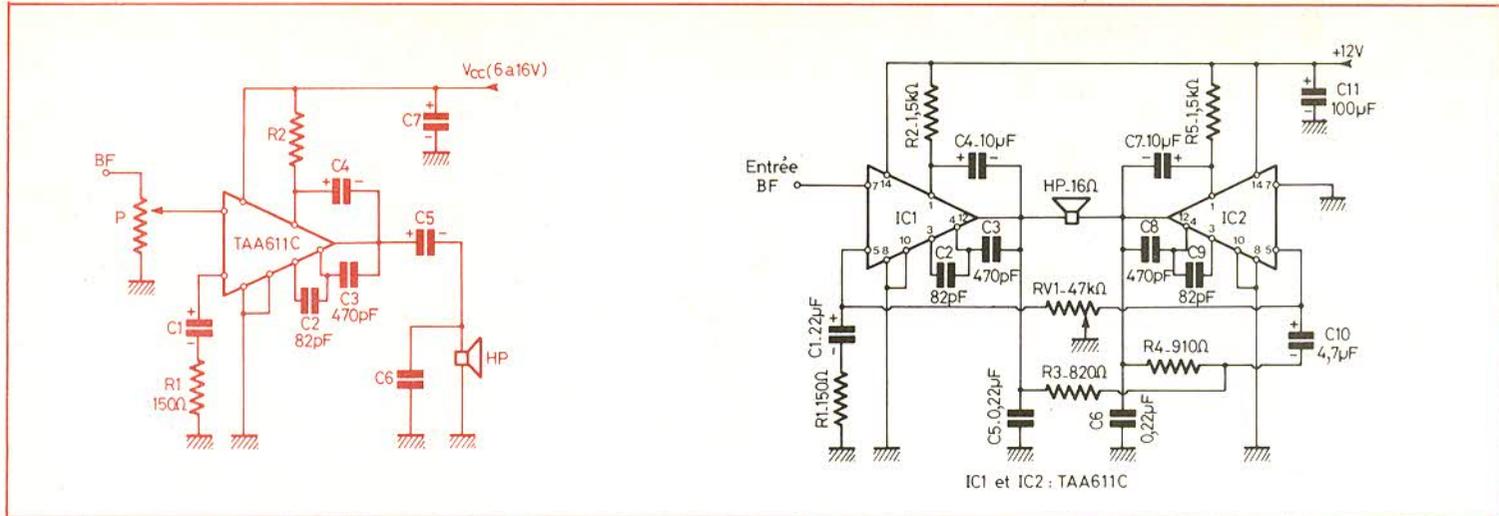


Fig. 1. et 2. - Nous avons eu l'occasion de publier, le mois dernier, le TAA 611 B, nous voici en présence du non moins connu TAA 611 C. Brochage et structure interne comme il se doit.



**Fig. 3. et 4. - Schéma de principe « type » et application du montage en « push-pull ».**

Tension d'alimentation : + 18 V.  
 Courant de sortie crête : 1 A  
 Tension d'entrée : -0,5 à + 20 V.  
 Température de fonctionnement : 0 °C à + 70 °C.  
 Température de stockage : -55 °C à + 125 °C.  
 Température de jonction maximale : 150 °C.

La puissance de sortie est fonction de la tension d'alimentation et de l'impédance de charge  $R_L$  ( $\Omega$ ) comme l'indique le tableau I. Le taux de distorsion suit bien entendu la variation de ces facteurs.

**- III -**  
**Le schéma électrique complet**

Ce schéma fait l'objet de la **figure 3**. On peut ainsi réaliser facilement un petit amplificateur pour électrophone, pour auto-radio en récepteur TV.

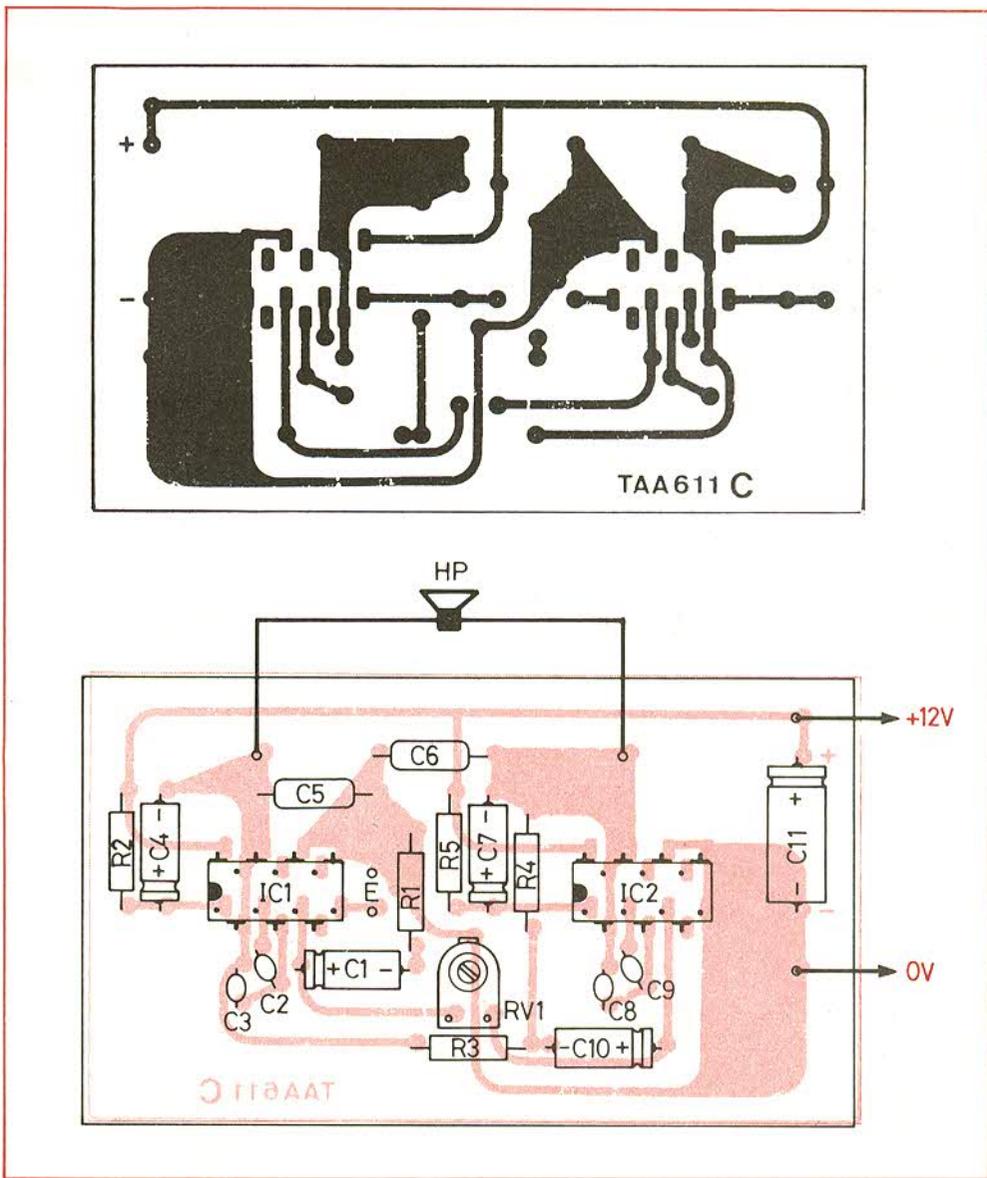
La résistance  $R_1$  - 150  $\Omega$  forme avec la résistance  $R_f$  interne au circuit intégré un diviseur qui détermine la contre-réaction. Cette valeur de 150  $\Omega$  donnée à  $R_1$  établit le gain de tout l'amplificateur.

La capacité  $C_3$  - 470 pF constitue conjointement avec  $C_2$  - 82 pF une contre réaction locale sélective qui modifie la bande passante et la phase globale de l'amplificateur.

La bande vers les fréquences basses est déterminée seulement par les constantes de temps  $Z_{HP}$ ,  $C_4$  et  $R_1$ - $C_1$ , puisqu'il s'agit d'un amplificateur à contre-réaction totale pour le courant continu.

Le gain du TAA611C peut être modifié en changeant simplement la valeur de la résistance  $R_1$  - 150  $\Omega$ .

Avec une valeur nulle de  $R_1$ , le gain de l'amplificateur est en boucle ouverte de 68 dB.



**Fig. 5. et 6. - Nous précisons à l'échelle 1 le tracé d'un circuit imprimé. Côté implantation on veillera à la bonne orientation du méplat caché sous le radiateur en étrier.**

Pour une valeur très grande de  $R_1$ , le gain en tension tend vers l'unité.

La polarisation de base du transistor d'entrée s'effectue simplement en bouclant le circuit vers la masse au moyen d'une résistance qui peut être celle d'un potentiomètre de volume.

– IV –

### Application du TAA611C

Cette application est tirée du schéma de la figure 4. Il s'agit d'un amplificateur en pont qui permet de tirer une puissance de 3,5 W avec une tension d'alimentation de + 12 V.

Ce montage est équivalent à un push-pull en classe A. Le TAA611C de droite travaille avec un gain de - 1, l'entrée du signal se faisant par l'accès normalement prévu pour la contre-réaction. Notons que cette attaque ne peut se faire que sous faible impédance, car le circuit intégré présente seulement 5 k $\Omega$  d'impédance dans cette condition.

L'autoéquilibrage interne des TAA611C permet d'attaquer le HP sans condensateur de liaison.

Le faible courant continu qui pourrait subsister dans le HP est annulé par le potentiomètre RV<sub>1</sub> - 47 k $\Omega$ .

– V –

### Le circuit imprimé

Les dimensions de la plaquette sont de 102 x 58 mm. Le dessin du circuit imprimé est proposé aux lecteurs, à la figure 5, à l'échelle 1, ce qui en facilite la reproduction.

Les liaisons peu nombreuses permettent même à un débutant de graver une telle plaquette.

Nous avons utilisé pour le prototype de la bande de 1,27 mm de largeur, des pastilles de  $\varnothing$  2,54 mm et des pastilles pour boîtiers Dual in Line.

Avant de commencer à câbler les composants, on désoxyde les pistes cuivrées en les frottant avec un tampon JEX, jusqu'à ce que le cuivre retrouve son éclat métallique.

Cette opération évitera de surchauffer les pattes des circuits intégrés et de leur faire « rendre l'âme », avant d'avoir servi.

– VI –

### Câblage du module

Le plan de câblage fait l'objet de la figure 6. Les commentaires sont superflus vu le peu de composants à souder au circuit imprimé.

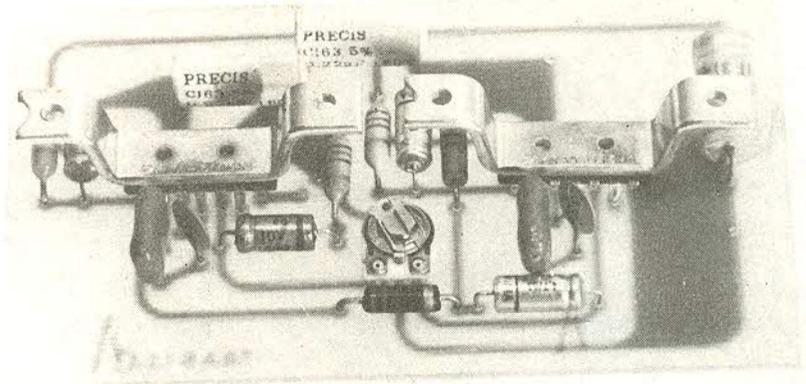


Photo A. – Les éléments apparaissent en situation, nous avons volontairement dessoudés les fils de liaison.

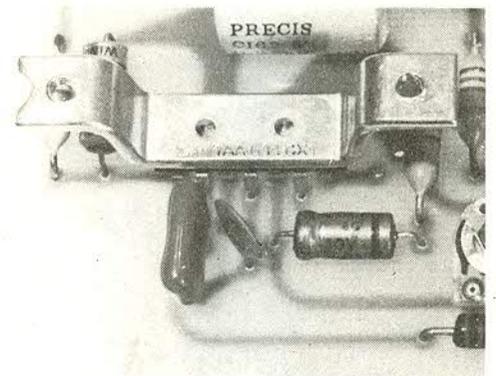


Photo B. – Gros plan sur l'étrier.

De par la disposition des pattes des TAA611C en quinconce, on ne peut pas les souder à l'envers.

Tous les composants étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter à la nomenclature pour en connaître et la valeur nominale et la tolérance de chacun d'eux.

Pour cette opération « fer à souder », un modèle de 30 à 40 W suffit, avec de la soudure à 60 %.

Le module soigneusement câblé, on dissout la résine des points de soudure avec du trichloréthylène ou de l'acétone. Au besoin, on peut pulvériser une couche de vernis protecteur.

– VII –

### Caractéristiques typiques

Tension d'alimentation : + 12 V.  
Résistance de charge ( $Z_{HP}$ ) : 16  $\Omega$  ou 8  $\Omega$ .  
Puissance de sortie à 1 kHz :  
– pour 2 % de distorsion – 2,5 W.  
– pour 10 % de distorsion – 3,8 W.  
Rendement : 65 %  
Gain en tension : 40 dB  
Courant de repos : 15 mA

– VIII –

### Réglage du module

Il suffit d'ajuster le potentiomètre RV<sub>1</sub> - 47 k $\Omega$  pour que la tension aux bornes de la charge soit nulle.

– IX –

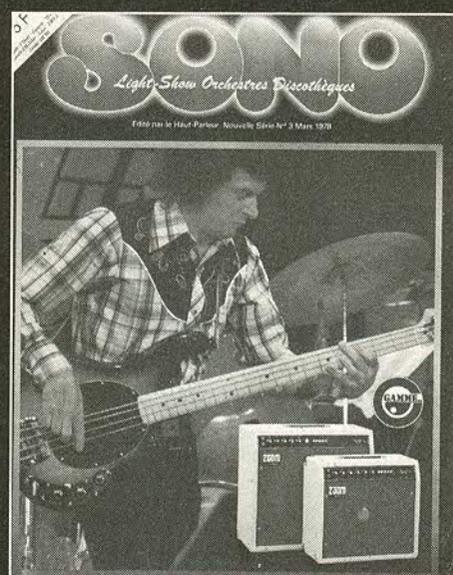
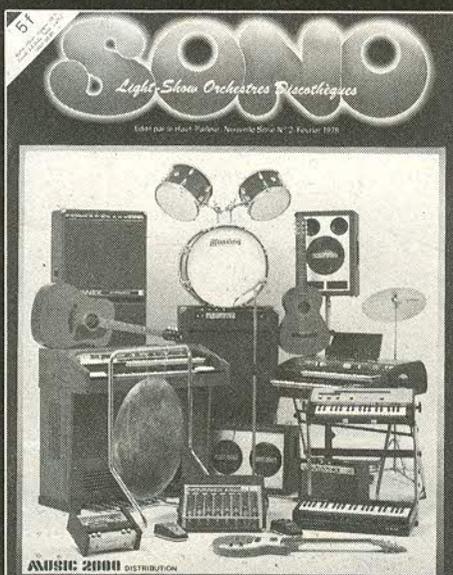
### Nomenclature des composants

\* Résistances  $\pm$  5 % à couche 0,5 W  
R<sub>1</sub> - 150  $\Omega$  (marron, vert, marron).  
R<sub>2</sub> - R<sub>5</sub> - 1,5 k $\Omega$  (marron, vert, rouge).  
R<sub>3</sub> - 820  $\Omega$  (gris, rouge, marron).  
R<sub>4</sub> - 910  $\Omega$  (blanc, marron, marron).  
\* Ajustable au pas de 2,54 VA05H  
RV<sub>1</sub> - 47 k $\Omega$   
\* Condensateurs non polarisés  
C<sub>2</sub> - C<sub>9</sub> - 82 pF céramique.  
C<sub>3</sub> - C<sub>8</sub> - 470 pF céramique.  
C<sub>5</sub> - C<sub>6</sub> - 0,22  $\mu$ F.  
\* Condensateurs électrochimiques  
C<sub>1</sub> - 22  $\mu$ F / 10 V  
C<sub>4</sub> - C<sub>7</sub> - 10  $\mu$ F / 35 V  
C<sub>10</sub> - 4,7  $\mu$ F / 63 V  
C<sub>11</sub> - 100  $\mu$ F / 16 V  
\* Circuits intégrés  
IC<sub>1</sub> - IC<sub>2</sub> - TAA611C

# SONO

*Light-Show Orchestres Discothèques*

**CHAQUE MOIS CHEZ VOTRE MARCHAND DE JOURNAUX**



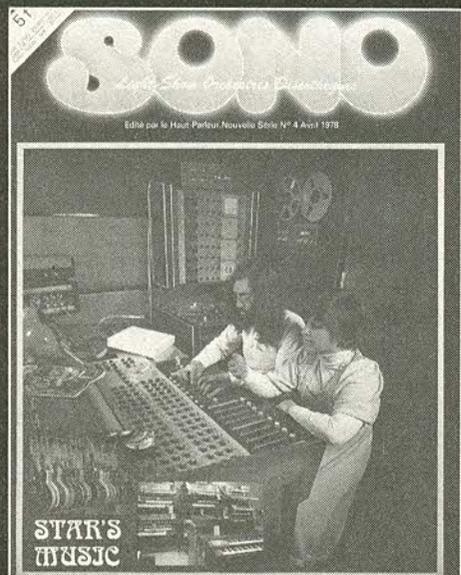
**SONO**  
*Light-Show Orchestres Discothèques*

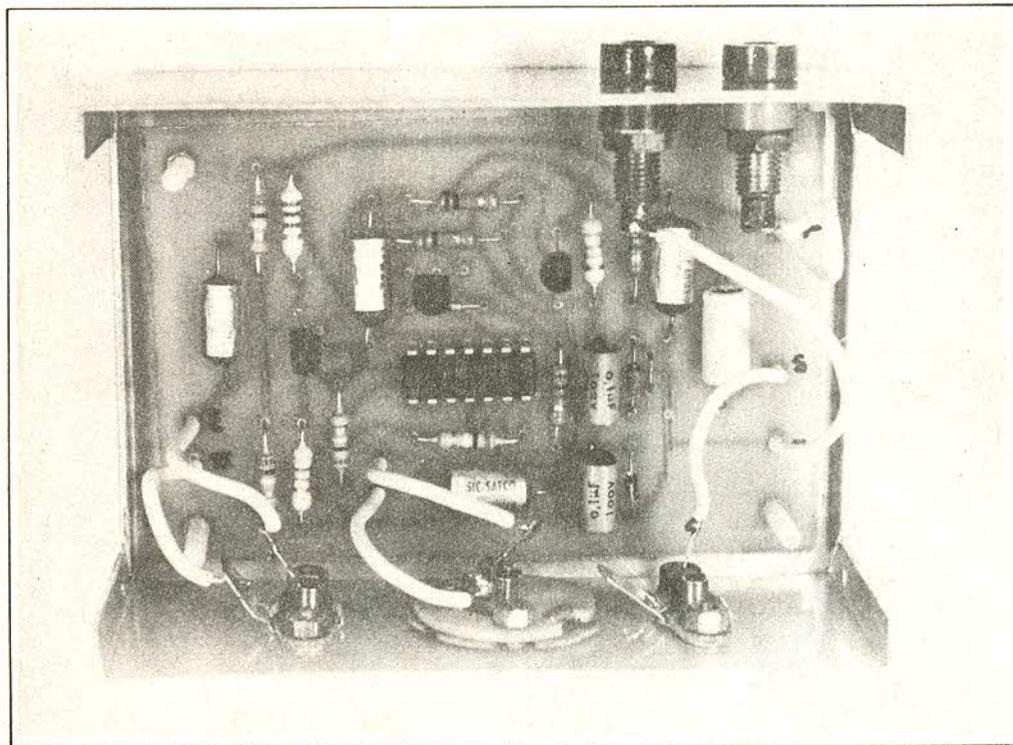
**SONO**  
*Light-Show Orchestres Discothèques*

**SONO**  
*Light-Show Orchestres Discothèques*

**SONO**  
*Light-Show Orchestres Discothèques*

**les dernières nouveautés - des informations**  
**chaque mois, une discothèque « DISCO »**  
**des bancs d'essais objectifs**  
**consultez nos petites annonces**





# Potentiomètre électronique

Il s'agit d'un atténuateur variable commandé par une tension, à intercaler dans un câble BF au niveau « auxiliaire » (environ 100 mVeff).

L'intérêt du montage est de pouvoir être disposé tout près des appareils à régler (connectés par des câbles blindés), bien que la commande du gain puisse se faire à une distance quasi-illimitée (au moins plusieurs centaines de mètres), par un potentiomètre. La liaison entre ce potentiomètre de réglage et le boîtier peut avec n'importe quelle sorte de fil (genre scindex par exemple), et ne nécessite absolument pas de fil blindé (fig. 1).

Au contraire, la même opération menée avec un simple potentiomètre assurant le réglage direct du niveau nécessite l'emploi de câble blindé beaucoup plus cher. De plus cette solution devient impraticable pour des longueurs de plus de quelques mètres, en raison des capacités parasites du câble blindé, qui amènent rapidement une atténuation catastrophique des fréquences élevées (fig. 2).

Il s'agit là de montages monophoniques. Pour opérer en stéréo, il n'est pas interdit de monter deux circuits imprimés

dans le même boîtier. Dans ce cas, un seul potentiomètre de commande est nécessaire, ainsi que la même ligne de commande à deux conducteurs quelconques. En effet, il suffit de brancher des bornes « P » des deux modules en parallèle (fig. 3).

## Fonctionnement du FET utilisé en résistance variable commandée

Reportons nous à la figure 4. Elle montre un réseau de caractéristiques qui nous renseigne sur le comportement d'un transistor à effet de champ (à canal N; il existe des modèles à canal P, moins employés). Ce fonctionnement n'est pas le même selon la tension Drain-Source ( $V_{DS}$ ) appliquée au transistor :

1) Si  $V_{DS}$  est très faible (moins de 1 V), l'espace Drain-Source du transistor se présente comme une résistance, dont la

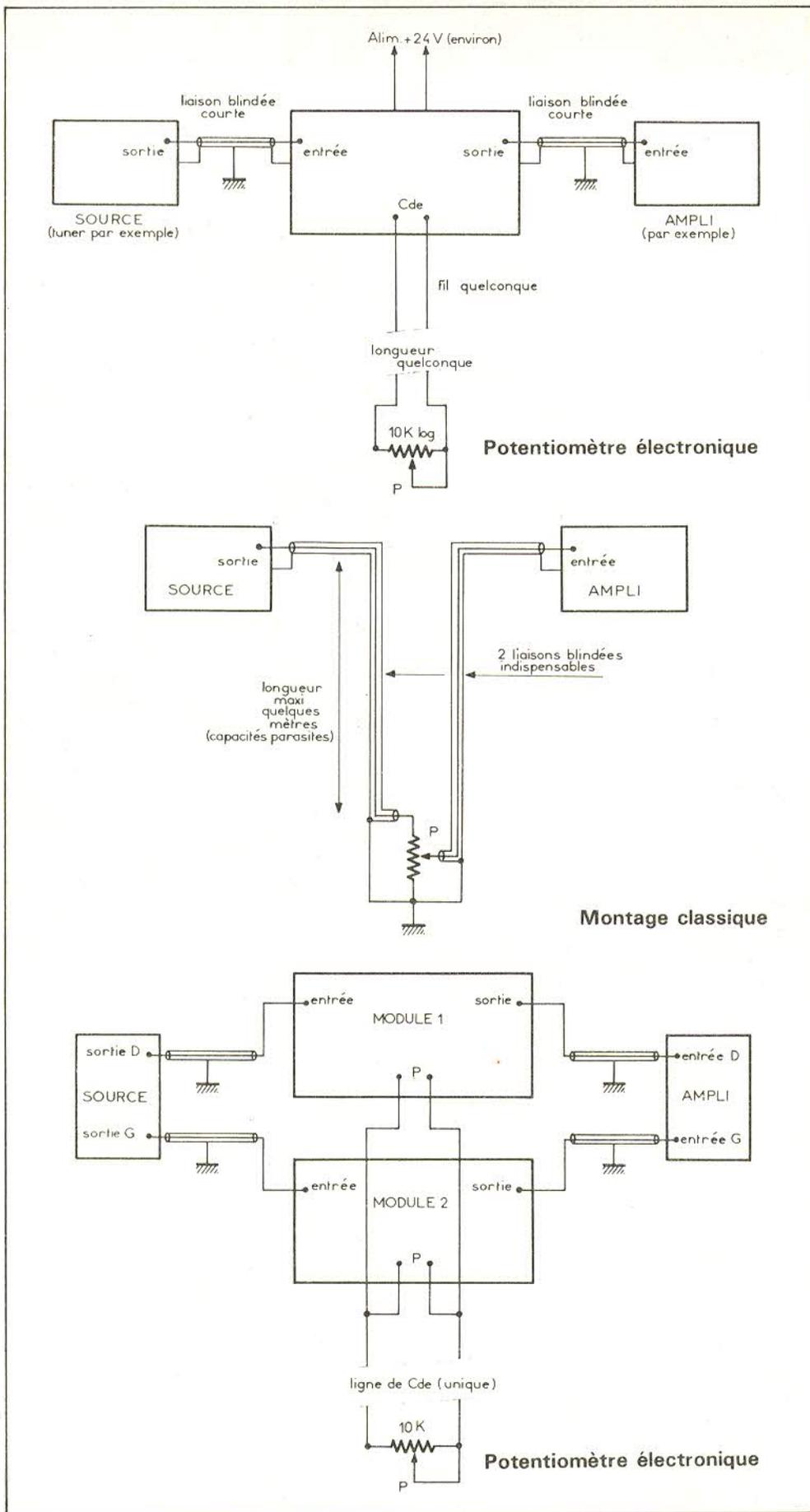


Fig. 1. à 3. - Utilisation générale du potentiomètre électronique. Montage réalisé avec un potentiomètre simple : nombreux inconvénients.

valeur est fonction de la polarisation (négative par rapport à la source) de grille :  $V_{GS}$ . Plus  $V_{GS}$  est négative, plus la résistance est élevée (pour une tension  $V_{GS}$  inférieure à  $-8$  V environ pour un 2N3819,  $R_{DS}$  est même presque infinie).

Quand  $V_{GS} = 0$ ,  $R_{DS}$  est très faible :  $500 \Omega$  par exemple

2) Si  $V_{DS}$  est plus grande que quelques volts. Alors le fonctionnement est tout à fait différent : le courant qui traverse le transistor du drain à la source ne dépend pas de  $V_{DS}$ , mais uniquement de  $V_{GS}$  (on dit que l'on est en régime de saturation) ; plus  $V_{GS}$  est négative, plus ce courant est petit.

Le cas du premier est celui que nous utilisons pour faire fonctionner le potentiomètre électronique.

Le cas du deuxième est le plus généralement employé quand on se sert du FET comme amplificateur.

Examinons ce qui va se passer si nous branchons notre FET comme sur la figure 5 :

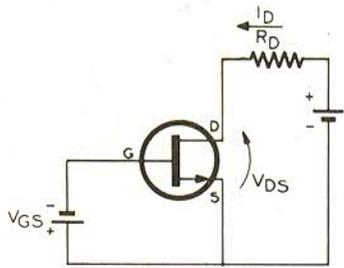
Nous réalisons un diviseur de tension ; la branche du haut est constituée par la résistance Drain-Source du FET, la branche du bas par une résistance R.

Quand nous augmentons  $V_{GS}$  (plus négative),  $R_{DS}$  augmente, R étant constante :  $V_{sortie}$  diminue. Et vice-versa. Nous obtenons un atténuateur (potentiomètre) dont l'efficacité est commandée par la tension de grille  $V_{GS}$ .

Cependant, un tel atténuateur ne fonctionne bien que pour des tensions d'entrée trop faibles dans notre cas : pas plus de 10 ou 20 mV, des tensions plus fortes sont distordues par l'effet de saturation du FET, qui commence à se faire sentir.

Pour pallier cet inconvénient, nous avons utilisé le montage de la fig. 6. La résistance R a été remplacée par un second FET, identique au premier, et commandé par une tension complémentaire de la première. (quand  $V_{GS1}$  diminue,  $V_{GS2}$  augmente, etc.).

Dans ce cas, en raison de la symétrie du montage, les non-linéarités des deux FETS se compensent, permettant des tensions d'entrée plus élevées (plus de 150 mVeff.).



FET canal N  
exemple 2N3819

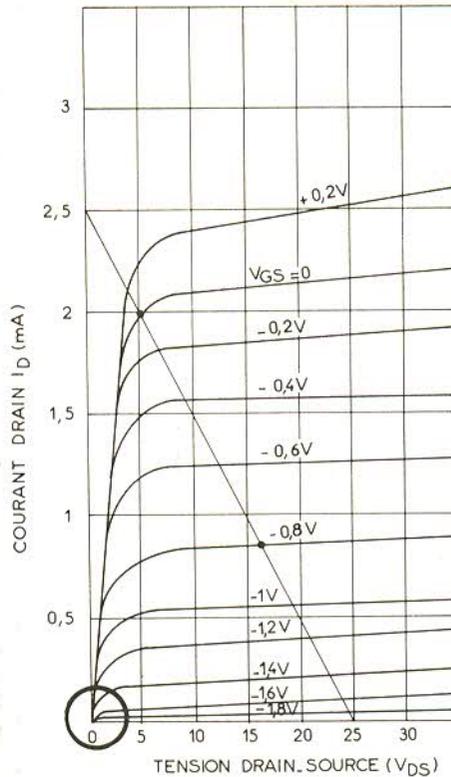
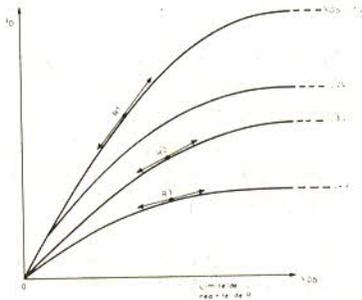


Fig. 4. - Réseau de caractéristiques d'un transistor FET utilisé en résistance variable. La pente au voisinage de l'origine représente une résistance qui est fonction de  $V_{GS}$ .

### Le schéma du potentiomètre électronique (fig. 7)

La partie active est identique à la fig. 6.  $T_2$  est précédé d'un transistor en collecteur commun, qui permet de l'attraper à basse impédance.

L'impédance d'entrée du module est de 50 k $\Omega$  environ ce qui ne devrait surcharger la sortie d'aucun appareil « source ».  $R_4 = 100 \Omega$  dans le collecteur sert à introduire une petite contre-réaction pour éviter des oscillations HF de  $T_1$ .

La masse de la figure 6 est ici à +12 V par rapport à la masse d'alimentation, tension fixée par  $D_1$  et  $D_2$ . Ceci permet de disposer d'une tension négative pour polariser les grilles de  $T_2$  et  $T_3$ , tout en n'utilisant qu'une alimentation +24 V (de +24 à +30 V).  $D_1$  fixe un point à +4 V, pour alimenter le 741, qui sert à obtenir  $V_{GS1}$  à partir de  $V_{GS2}$  (en l'inversant et soustrayant 12 V par  $D_3$ ).

$C_3$  shunte le potentiomètre P, il élimine ainsi les ronflements et autres signaux parasites induits dans les conducteurs de commande. (Il pourrait être augmenté si nécessaire).

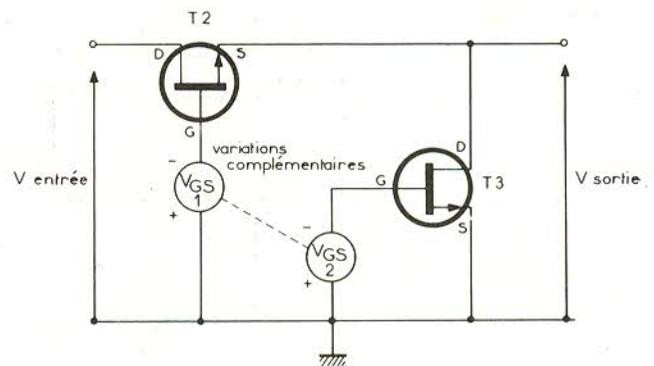
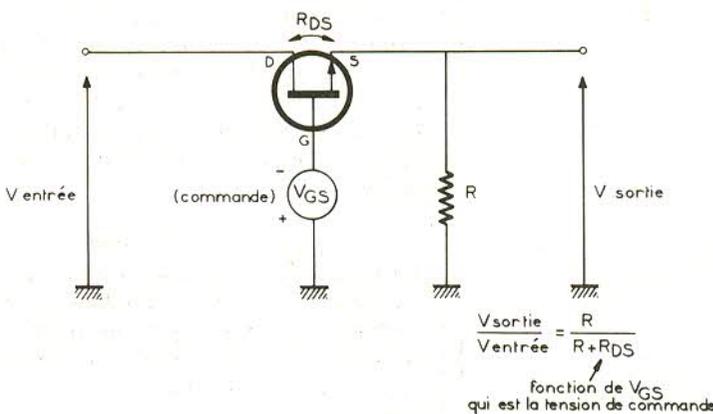
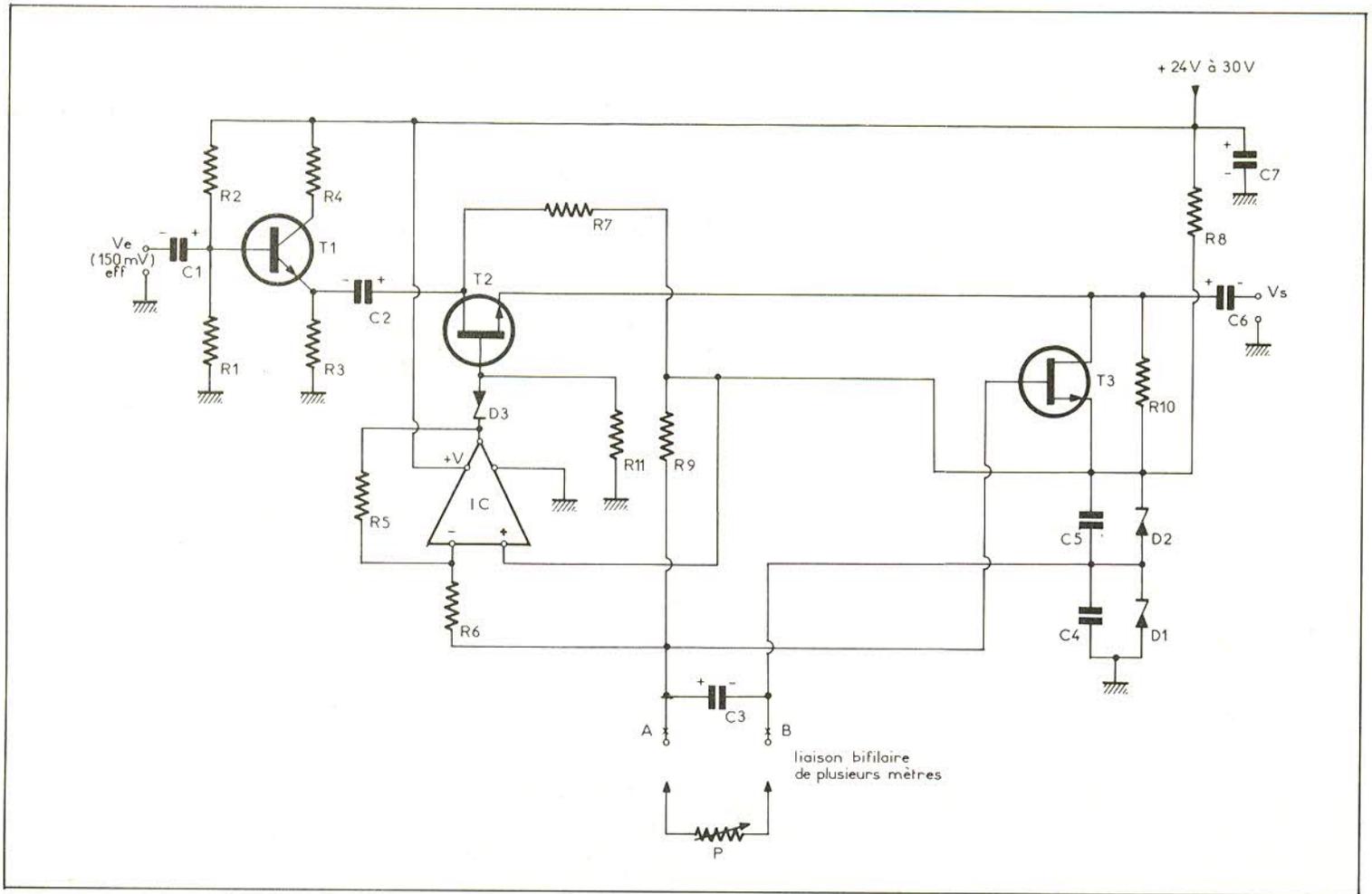
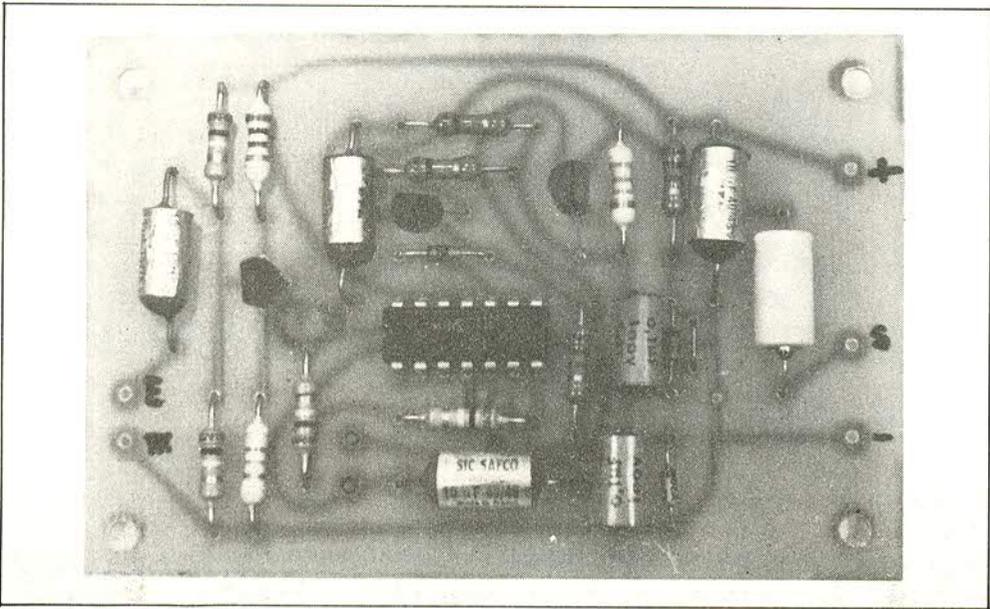


Fig. 5. et 6. - Branchement du FET en atténuateur commandé. Amélioration en montage symétrique.



**Fig. 7. - Le schéma de principe général fait appel à des composants très connus, NPN quelconque, 2N3819 et le célèbre  $\mu$ A 741.**



*Photo A. - Vous remarquerez quelques divergences au niveau de la photographie et de l'implantation des éléments.*

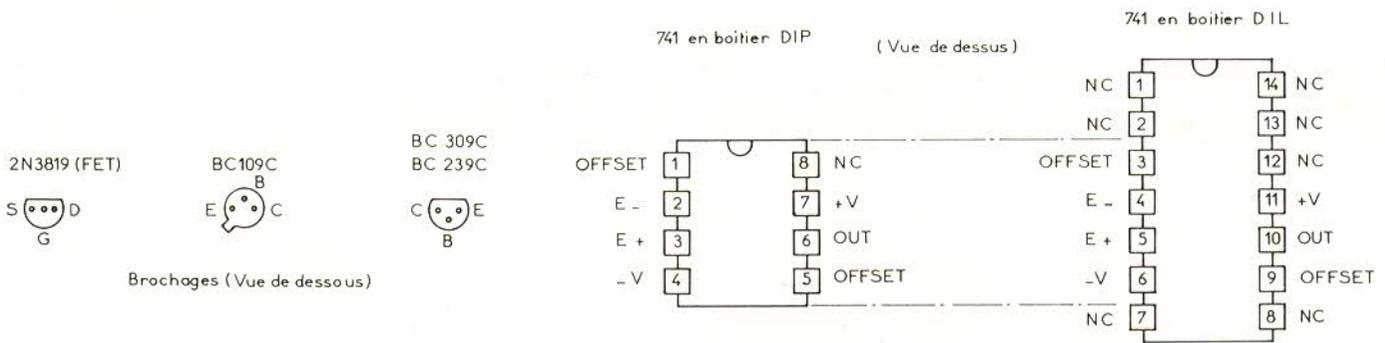
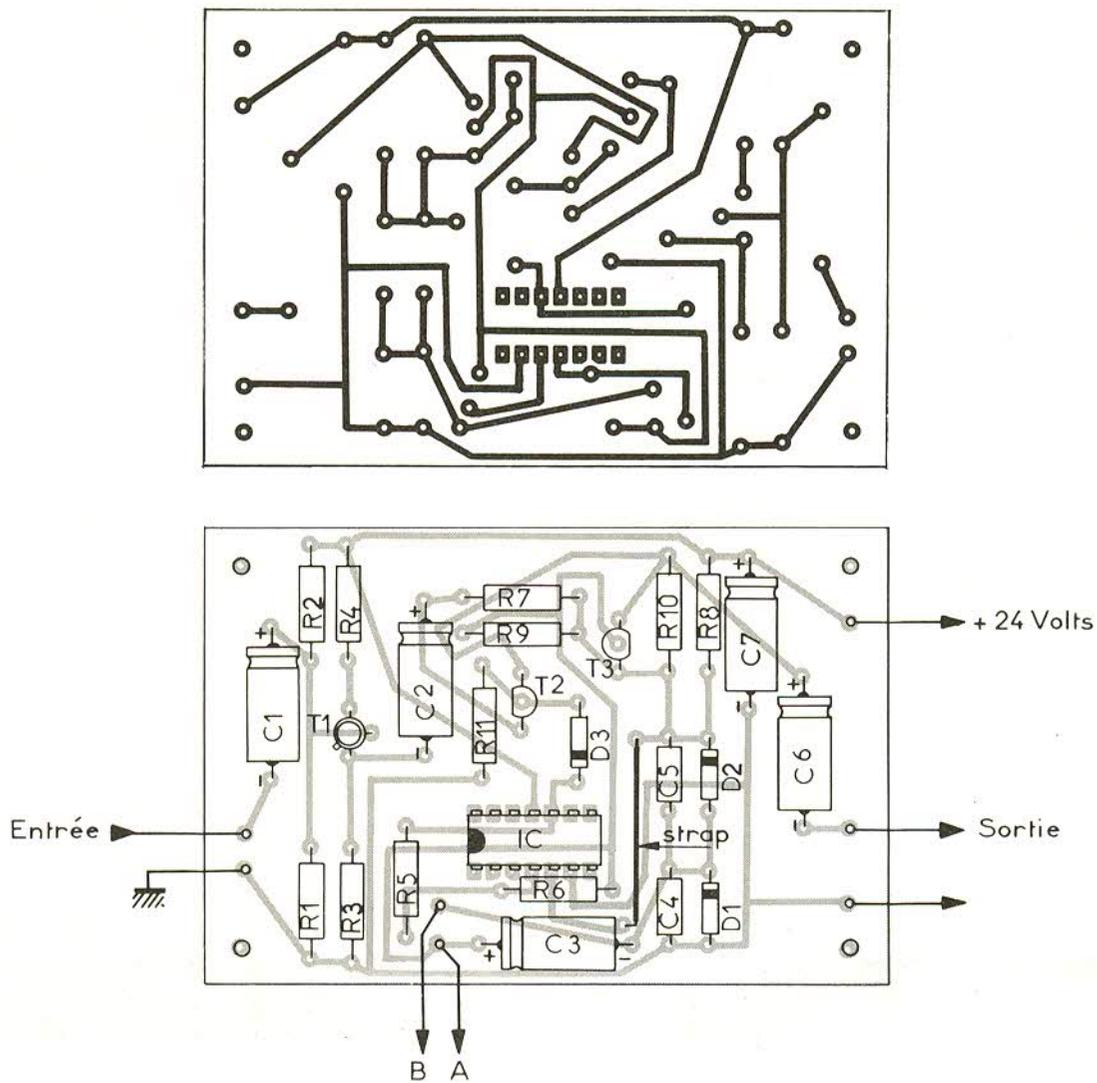
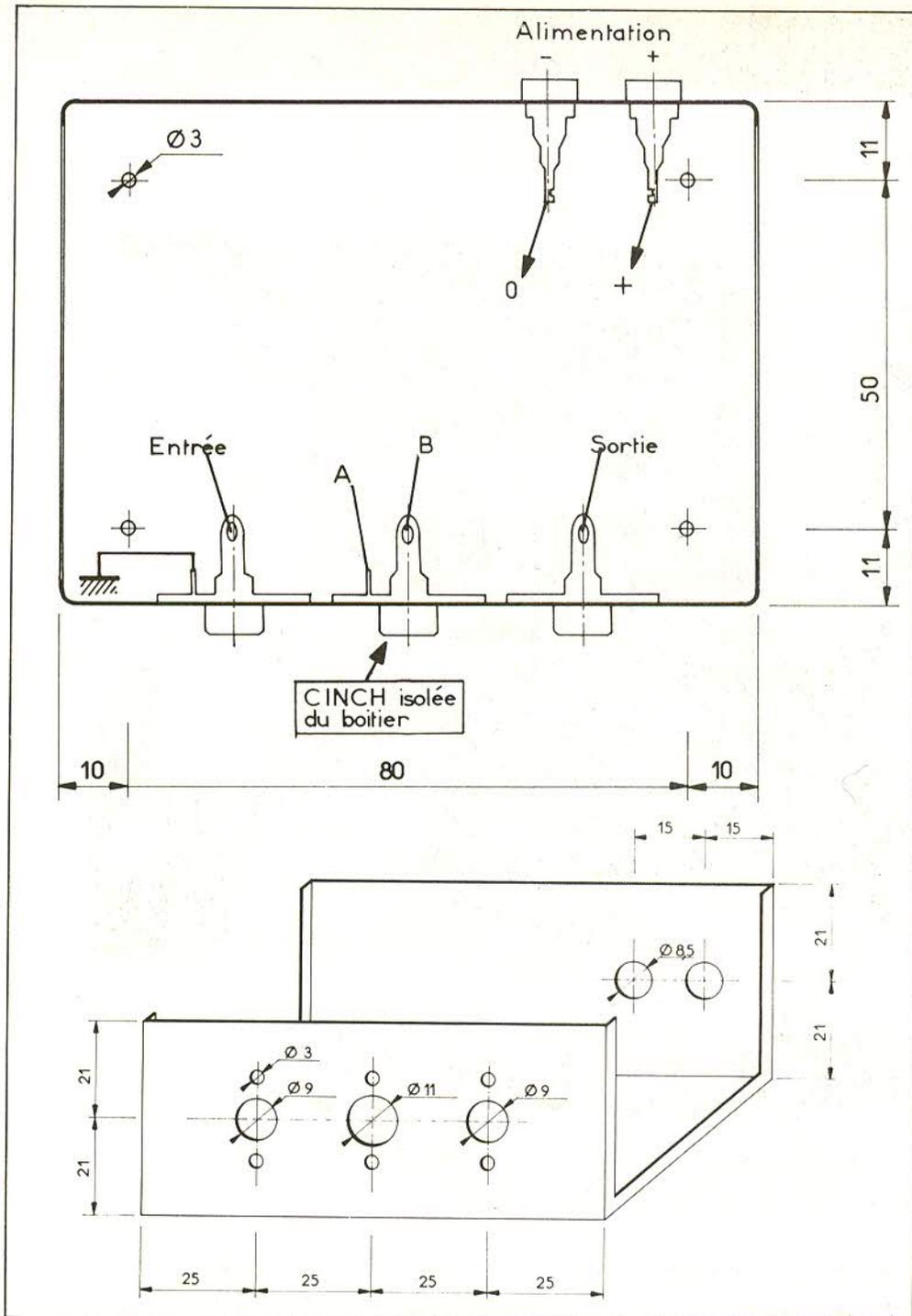
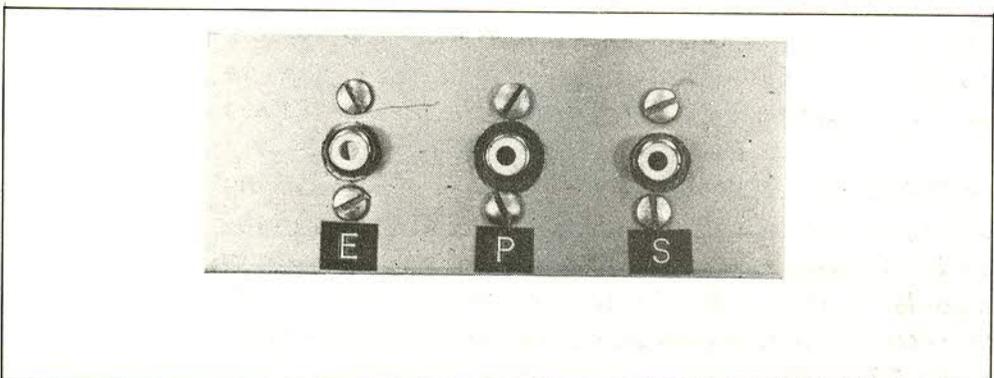


Fig. 8. et 9. - Pour le montage nous avons eu recours à l'emploi d'un circuit imprimé dont nous précisons à l'échelle 1 le tracé, afin de pouvoir aisément le reproduire. Côté implantation on remarquera la présence d'un strap de liaison qu'il ne faudra pas oublier. Analogie entre 741 à 8 broches et 741 à 14 broches.



**Fig. 10. et 11. - Plan de perçage du coffret 3/B et disposition des prises « cinch ».**



### Les performances

L'atténuation maximale est supérieure à 60 dB. Le taux de distorsion n'est pas extrêmement faible, mais il est tout de même inférieur à 1 % pour des atténuations comprises entre 0 et 40 dB.

La bande passante est extrêmement large (5 Hz - 100 kHz au minimum).

Le rapport signal/bruit est très supérieur à 60 dB.

### Réalisation pratique

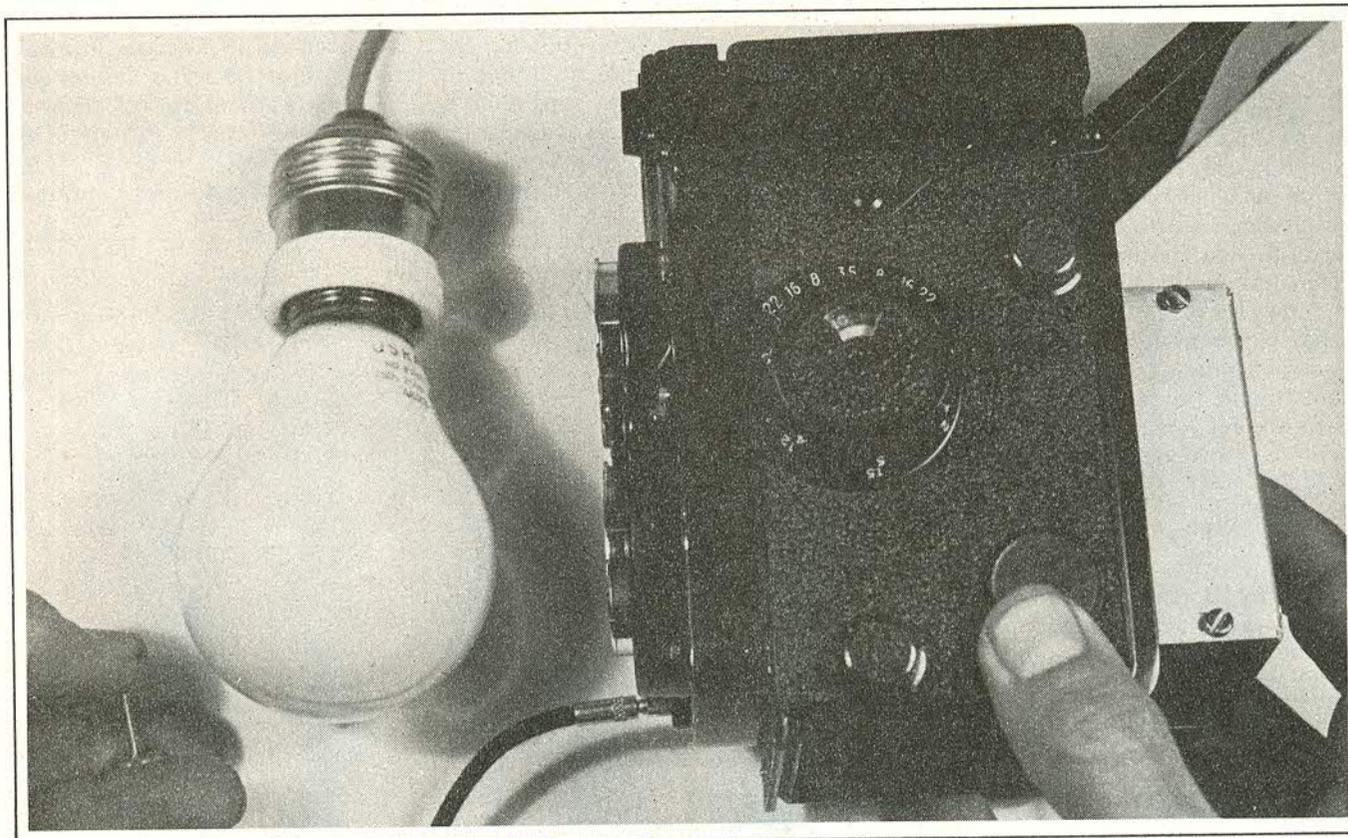
Nous avons disposé le circuit dans un coffret Teko 3B en aluminium, aux fins de blindage. Entrée, sortie et commande se font sur fiches cinch, l'alimentation arrive par deux bananes.

Les dessins nécessaires à la réalisation sont fig. 8, 9, 10, 11.

G.G. ■

### Nomenclature des composants

- Résistances 1/4 W 5 %
  - R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
  - R<sub>3</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge).
  - R<sub>4</sub> : 100 Ω (marron, noir, marron).
  - R<sub>5</sub>, R<sub>6</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune).
  - R<sub>7</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).
  - R<sub>8</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).
  - R<sub>9</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange).
  - R<sub>10</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange).
  - R<sub>11</sub> : 1 kΩ (marron, noir, rouge).
  - C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> : 10 μF / 25 V.
  - C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub> : 0,1 μF plaquette.
  - C<sub>6</sub>, C<sub>7</sub> : 10 μF / 25 V.
  - D<sub>1</sub> : zéner 3,9 V
  - D<sub>2</sub> : zéner 8,2 V
  - D<sub>3</sub> : Zéner 12 V
  - T<sub>1</sub> : BC109C, BC239C, BC309C, BC408B
  - T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub> : 2N3819 (FET)
  - IC : μA741, LM741...
  - P : potentiomètre 10 kΩ log.
  - 2 douilles bananes châssis (isolées).
  - 3 cinch simples (dont une avec isolateur).
  - 1 coffret Teko 3/B.
- Prévoir aussi quelques mètres de scindex (2 fils), un CINCH mâle et peut-être un petit boîtier pour le potentiomètre !!...



# LE CONTRÔLE OPTO des obturateurs photo

**U**N obturateur photographique est un mécanisme d'horlogerie qui, en vieillissant, devient paresseux et conduit ainsi à des clichés de plus en plus surexposés : on ne sait alors s'il faut accuser le posemètre, le développement ou l'obturateur qui fait du  $1/70^{\circ}$  de seconde quand on lui affiche du  $1/125^{\circ}$ s, et on a vu pire. C'est là aussi la grande inconnue pour un appareil acheté d'occasion. Pour les modèles de grandes marques un « dégomme » chez un bon réparateur remettra alors les choses en ordre, mais le dispositif que nous décrivons ici permet de tester instantanément n'importe quel obturateur, et son prix de revient étant très inférieur à celui d'une révision, celle-ci ne sera donc effectuée qu'à bon escient.

Dans un article antérieur, « Radio-Plans » n° 348, page 68, nous avons décrit une méthode qui consistait à prendre une série de clichés d'un oscilloscope, puis à dépouiller le négatif ainsi obtenu. Ici pas de film à développer ni d'oscilloscope, mais notre montage devra être branché sur un compteur d'impulsions, ou encore sur le « capacimètre-microchronomètre digital » publié dans « Electronique Pratique » n° 2, page 115.

## Le principe

Un petit boîtier contenant une photo-diode au silicium est plaquée sur la fenêtre d'exposition de l'appareil à tester ; une ampoule opale éclairée est disposée à quelques centimètres de l'objectif. Pendant l'ouverture de l'obturateur la diode ainsi éclairée va commander l'envoi d'un train d'ondes carrées de fréquence 10 kHz sur un compteur d'impulsions digital. Il suffira alors de diviser par 10 le comptage affiché pour avoir le temps d'obturation réel en multisecondes. Exemple : « 185 » signifie 18,5 ms soit  $1/54^{\circ}$  s.

Pour la réalisation, trois cas vont se présenter :

- Si vous avez déjà réalisé notre capacimètre, vous n'aurez qu'à confectionner le boîtier-sonde dont le prix de revient global est inférieur à 40 F.

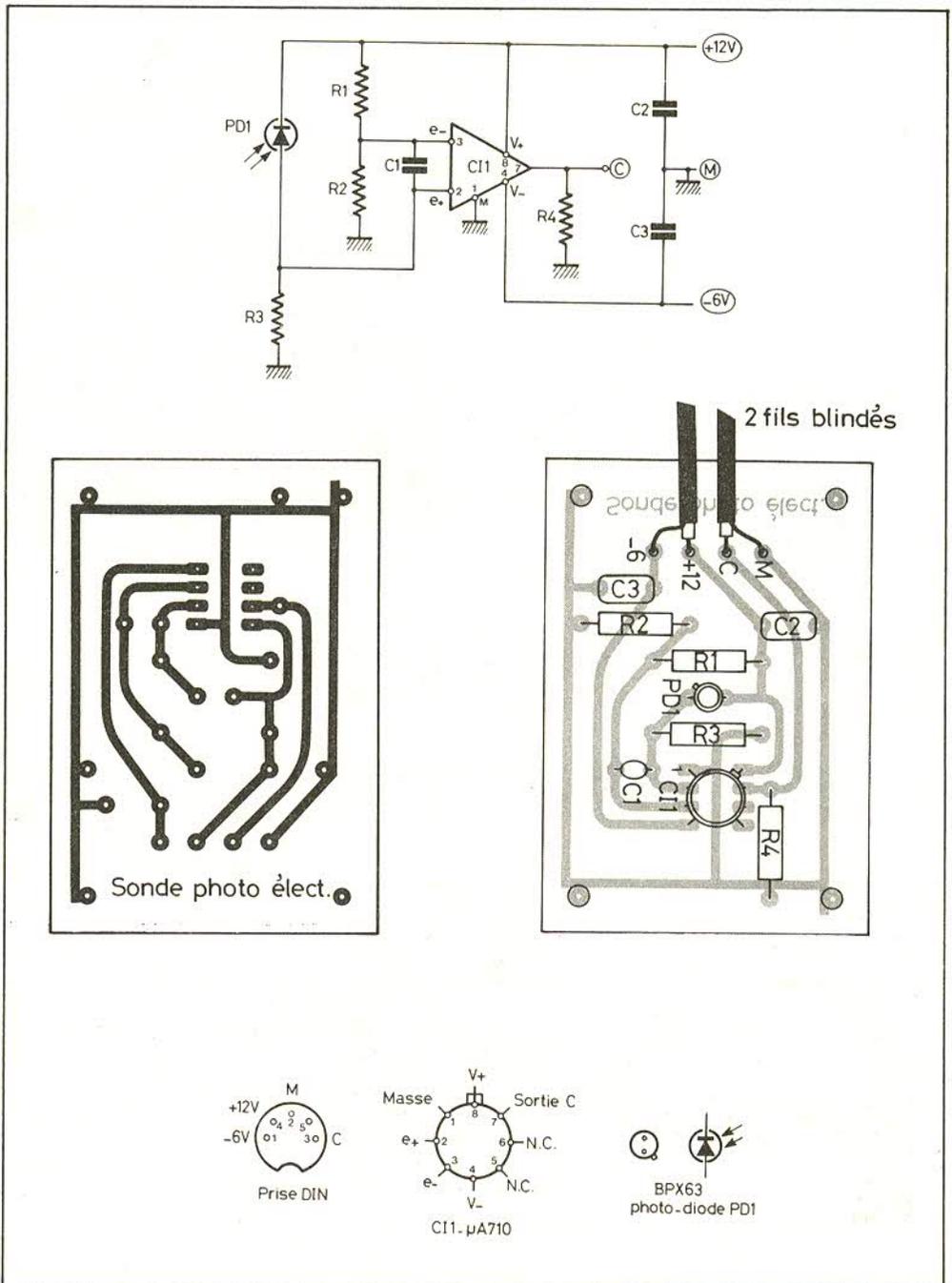
- Si vous avez seulement un compteur d'impulsion il vous faudra réaliser un petit boîtier intermédiaire contenant un générateur 10 kHz, une porte de commande et trois alimentations stabilisées à partir de trois petites piles de 9 V : + 5 V pour un CI TTL (encore le 7400) et + 12 et - 6 V pour le boîtier-sonde, le tout comme vous le verrez avec fort peu de composants.

- Si vous n'avez pas de compteur d'impulsions, vous aurez le choix entre les modules en kit, voir nos annonceurs, la reproduction du module compteur d'impulsions seul du capacimètre déjà cité, ou l'achat en kit ou monté du fréquencemètre Heathkit IM 4100, qui fait également compteur et périodimètre. (décrit dans « Electronique Pratique N° 1624 de décembre 77, page 154).

seur constitué par  $R_3$  et la photo-diode PD1. Lorsque celle-ci est suffisamment éclairée sa résistance chute, et la tension sur l'entrée directe devient supérieure à celle de l'entrée inverseuse, ce qui fait passer le potentiel de sortie « C » de 0 à + V. Le condensateur  $C_1$  de 1 nF entre les

deux entrées a pour effet de supprimer des oscillations parasites lors de la montée du signal de sortie. Les condensateurs de filtrages  $C_2$  et  $C_3$  sont facultatifs et la résistance de charge  $R_4$  permet la compatibilité TTL/MOS.

La réalisation du circuit imprimé est des



## La sonde photo-électronique

Le temps de réponse très bref a été le souci principal qui a imposé le choix des composants. Un comparateur rapide du type 710 (CI1) reçoit sur son entrée inverseuse « e- » une tension de référence fixée par le pont de résistances  $R_1$  et  $R_2$ , tandis que son entrée directe « e+ » reçoit le potentiel variable du pont divi-

Fig. 1. et 2. - La sonde photo-électronique emploie une photo-diode et un comparateur rapide  $\mu A$  710 à sortie TTL. Le petit circuit imprimé sera logé à l'intérieur d'un coffret 2 / A.

plus faciles, on veillera simplement à ce que la photo-diode soit au centre du montage. (Ne pas raccourcir ses pattes). A ce propos il faudra respecter la polarité de cette dernière : en effet comme une zéner une photo diode se monte à l'envers et l'appellation « anode » devient donc ambiguë. La position de l'ergot du boîtier ne semble pas être normalisée au sein des

fabricants... Aussi si vous utilisez un autre modèle que le nôtre (BPX63 de Siemens) le mieux est de le tester avec votre ohmmètre. A la limite, et pour vous rassurer, si votre photodiode est montée à l'envers la sortie C de C1 restera obstinément à + 4 V même dans l'obscurité, mais cela sera sans dommage pour le capteur.

Le module (voir figure 2) est logé dans le petit coffret métallique Teko modèle 2/A, à l'aide de quatre vis de 4 mm et entretoises afin d'amener la lentille du capteur à ras du trou central Ø 5 mm pratiqué dans le couvercle. C'est là un point important concernant la précision des mesures pour les temps courts avec les obturateurs à rideaux.

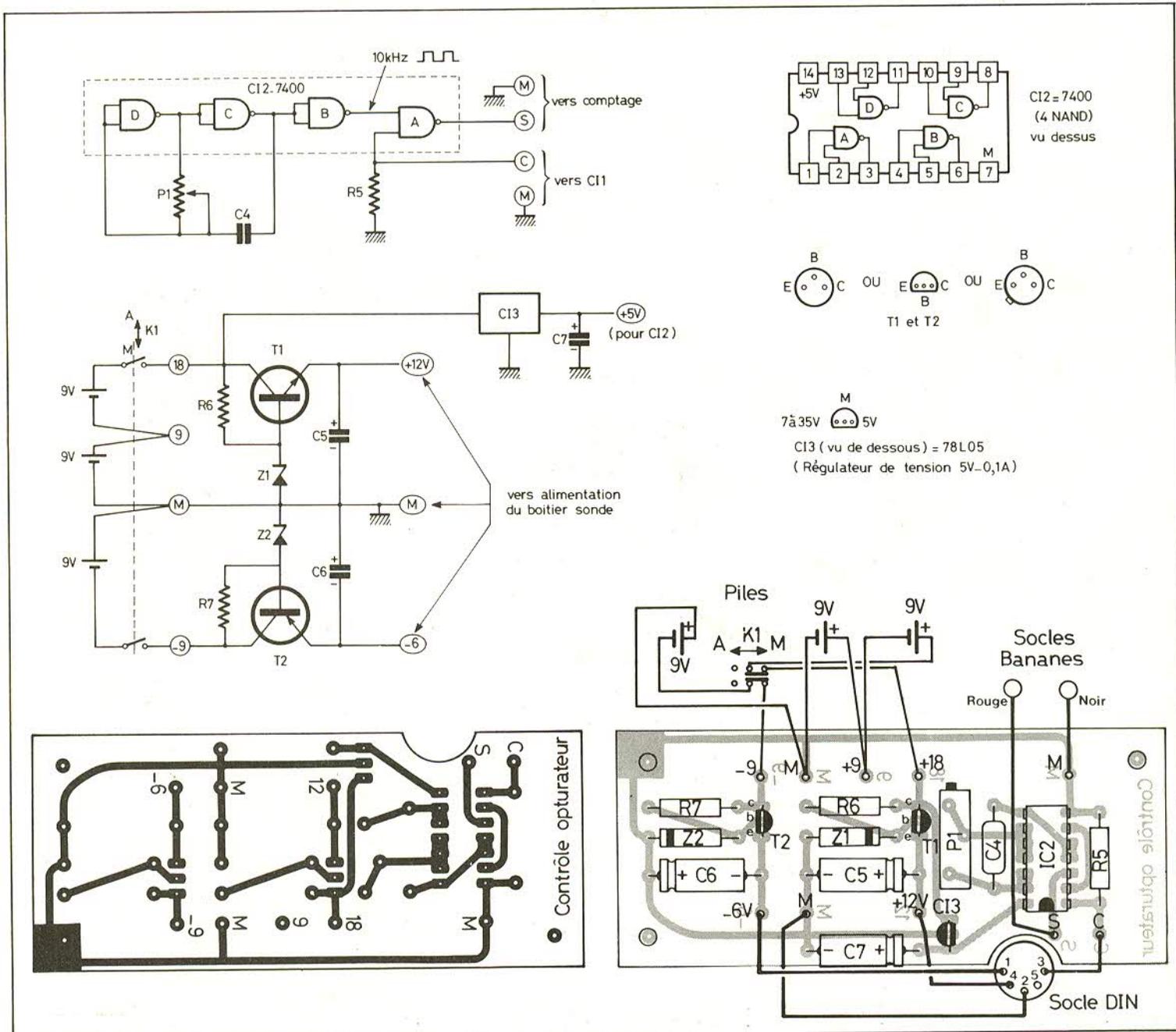
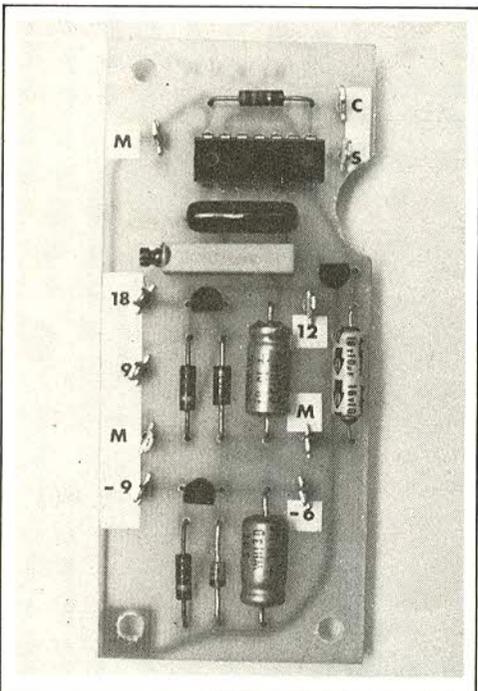
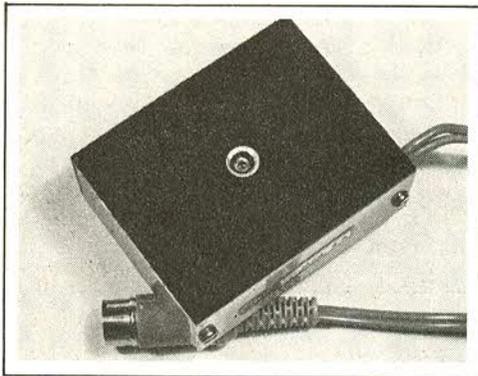


Fig. 3. et 4. - On devra pratiquer sur le circuit imprimé à la lime ronde une échancrure. Tracé à l'échelle 1 pour une meilleure reproduction. Implantation pratique des éléments et brochages des composants utilisés.

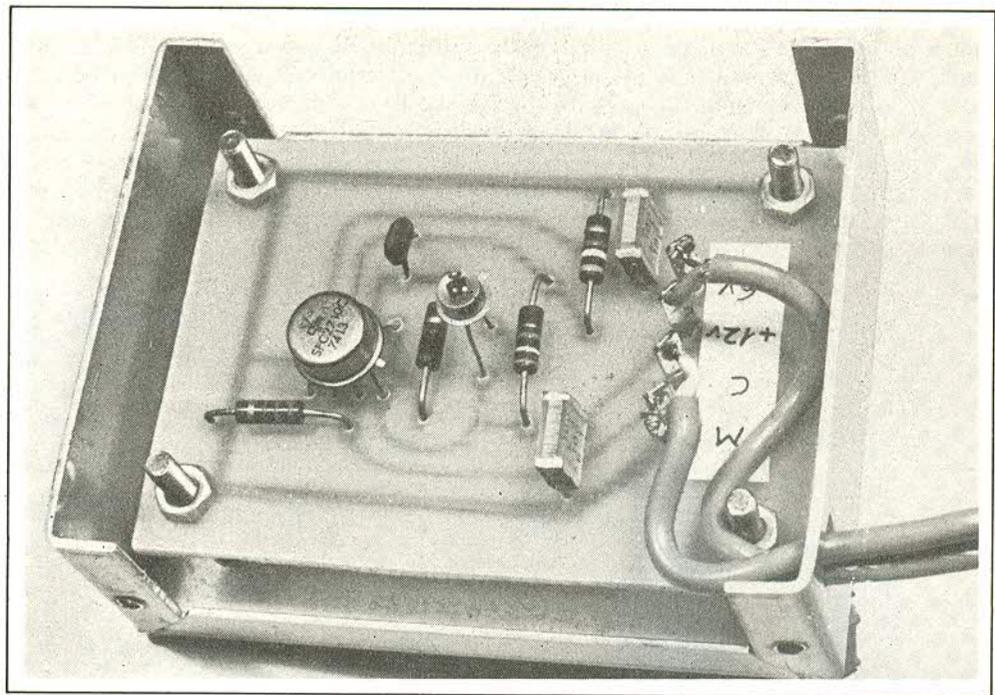


$\frac{1}{2}$   
 $\frac{3}{1}$

*Photo 1. – Le couvercle du boîtier sonde est recouvert d'une feuille de feutrine noire adhésive, avec en son centre un trou  $\varnothing$  5 mm pour la photo-diode.*

*Photo 2. – La hauteur du circuit imprimé dans le boîtier-sonde sera ajustée pour que la lentille de la photo-diode soit à la hauteur du couvercle.*

*Photo 3. – Dans le boîtier intermédiaire peu de composants suffisent pour trois alimentations stabilisées, un générateur 10 kHz et une porte de commande.*



### **Le boîtier intermédiaire (fig. 3 et 4)**

La hauteur des entretoises pourra être ajustée avec des rondelles. La face extérieure du couvercle est recouverte de feutrine noire adhésive afin d'éviter de faire des rayures sur les fenêtres d'expositions.

On peut aussi envisager de réduire le circuit imprimé pour qu'il entre dans le coffret Teko 1/A qui par sa largeur de 37 mm convient mieux aux boîtiers d'appareils 24 x 36 mm, mais le modèle 2/A est idéal pour les appareils 6 x 6 cm, le format préféré de l'auteur...

Un détail pratique consiste à coller sans le boîtier une reproduction du tableau 1.

Du boîtier sort un câble méplat blindé de 50 cm environ, c'est-à-dire 2 âmes et 2 blindages soit 4 conducteurs. Il est équipé d'une prise DIN mâle à 5 broches à 45° dotée du brochage suivant :

- Broche 1 : - 6 V
- Broche 2 : Masse (M)
- Broche 3 : Commande (C)
- Broche 4 : + 12 V
- Broche 5 : Non connectée.

Veillez à bien respecter la répartition des conducteurs indiquée **figure 2** : le fil C est l'âme ayant le blindage à la masse.

**Très important** : si vous avez réalisé le capacimètre-microchronomètre, il faudra **modifier le câblage interne du socle DIN** en conséquence, avant d'y brancher le boîtier-sonde.

Il est rappelons-le uniquement destiné à ceux qui n'ont pas réalisé le capacimètre-microchronomètre, mais qui disposent d'un compteur d'impulsions.

Trois petites piles de 9 V en série fournissent les tensions d'entrées + 18 et - 9 V, lesquelles sont abaissées respectivement à + 12 et - 6 V (environ) par d'ultra-classiques transistors-ballasts pilotés par les zénères Z<sub>1</sub> et Z<sub>2</sub>. Le + 18 V est aussi dérivé sur un abaisseur-régulateur Cl<sub>3</sub> qui fournit une tension de 5 V pour alimenter Cl<sub>2</sub>, un 7400 c'est-à-dire un CI logique TTL contenant quatre portes NAND.

Les portes D et C de Cl<sub>2</sub> sont montées en oscillateur avec C<sub>4</sub> et P<sub>1</sub> pour ajuster la fréquence à 10 kHz. La porte B fait office de trigger pour affiner ces signaux carrés, tandis que la porte A joue vraiment le rôle de porte NAND, c'est-à-dire que le signal périodique ne sortira que lorsque la borne C sera sous tension, borne reliée à la sortie « C » du comparateur Cl<sub>1</sub>. Le compteur d'impulsions sera donc connecté entre la borne S et la masse, matérialisées par deux socles pour fiches bananes.

Attention si vous utilisez l'appareil Heathkit précédemment cité : celui-ci est

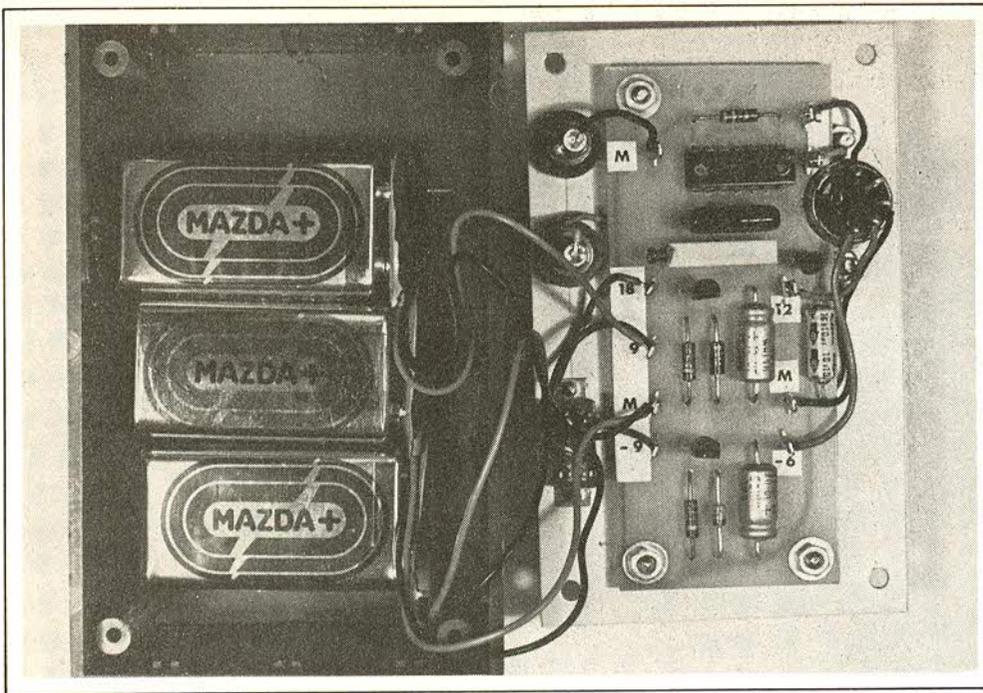


Photo 4. – Tout le circuit électronique est fixé sous le couvercle aluminium du boîtier intermédiaire. Les trois piles sont couchées au fond du coffret Teko P / 2 et une feuille de mousse les isolera du module.

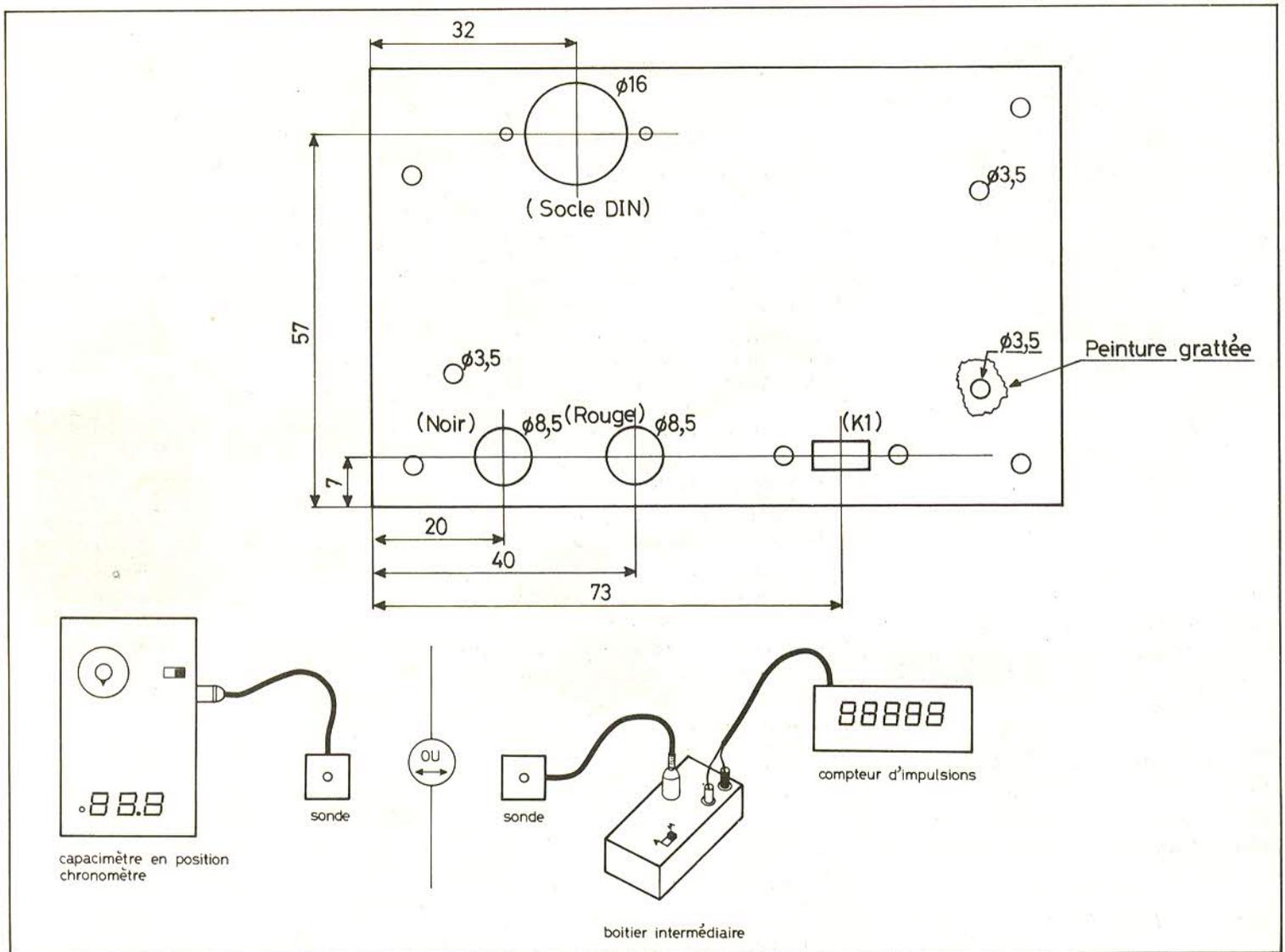


Fig. 5. et 6. – Plan de perçage du couvercle du boîtier intermédiaire est représenté côté intérieur. Deux possibilités de branchement selon que vous ayez ou non réalisé le capacimètre-microchronomètre.



5	6
	7

Photo 5. – Le dessus du boîtier intermédiaire avec son socle DIN d'entrée et ses douilles bananes à relier au compteur d'impulsions.

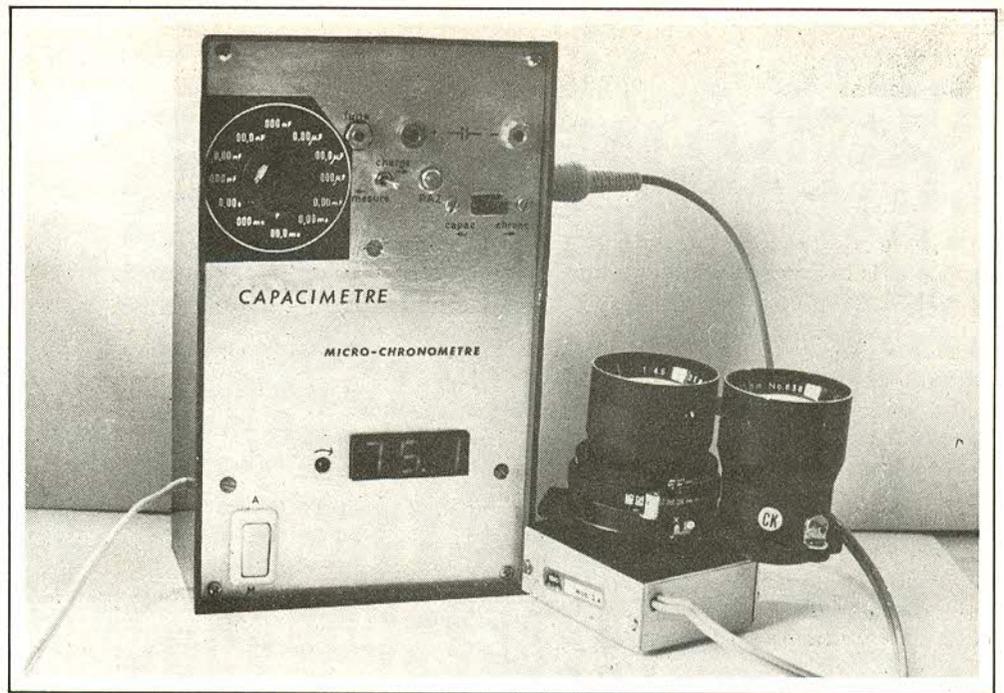


Photo 6. – Le boîtier-sonde peut être branché directement sur le capacimètre en position micronomètre. Ici un objectif de Mamiya C 330 au banc d'essai.

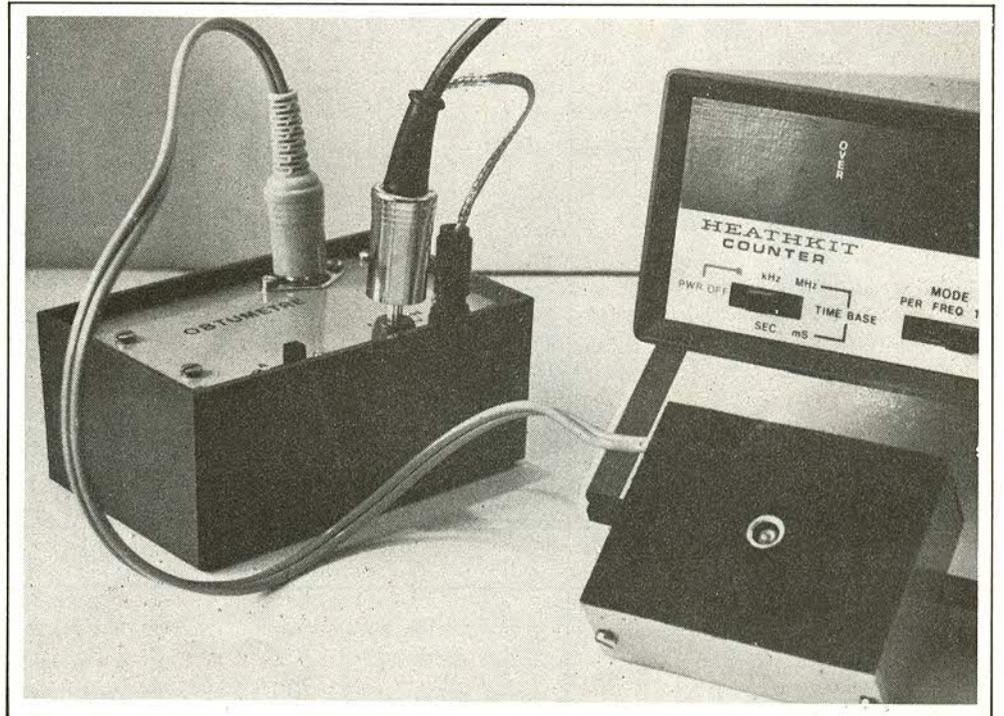


Photo 7. – Ici le boîtier sonde commande un compteur d'impulsions par le boîtier intermédiaire.

muni d'un amplificateur d'entrée, il faudra donc positionner son atténuateur sur « 100 » ou sur « 10 ».

Vous remarquerez que le circuit imprimé (fig. 4) a une échancrure à effectuer à la lime ronde, pour le passage du socle DIN (voir photo 4).

Le module est fixé au couvercle par trois vis de 3 mm et en guise d'entretoises, trois écrous de 4 mm. Pensez à gratter la peinture du couvercle côté intérieur autour du trou situé près de  $Z_2$ , ceci afin d'assurer la mise à la masse du couvercle du coffret Teko modèle P/2 (voir fig. 5).

L'ajustable dix tours  $P_1$  n'est pas équipé de résistance talon, aussi avant

de le souder prérezglez-le à  $330 \Omega$  à l'ohmmètre, car une résistance nulle pourrait être funeste à la porte D de  $Cl_2$ .

Si vous ne disposez pas de fréquence-mètre ou d'oscilloscope calibré pour ajuster la fréquence, vous pouvez vous contenter de ce réglage de  $P_1$  avec  $C_4 = 120 \text{ nF}$ . Si votre compteur a suffisamment d'afficheurs on peut figurer par le fait qu'une seconde correspond à 10 000 impulsions : une commande artificielle peut à cette occasion être réalisée en reliant la cosse C au + 5 V par une résistance comprise entre  $270$  et  $390 \Omega$ .

Le plan de perçage du couvercle est indiqué vu de l'intérieur figure 7. Les trois piles sont couchées au fond du boîtier

(voir photo 4), puis immobilisées par une feuille de mousse  $10 \times 5 \times 1,5 \text{ cm}$  environ, avant de mettre en place l'ensemble couvercle-module.

### La pratique des mesures

Le capteur opto-électronique a un temps de réponse très bref, mais il est peu sensible à la lumière, il faudra donc une source lumineuse importante, l'idéal étant une ampoule de 100 ou 250 W « blanche » spéciale pour agrandisseur. Celle-ci sera disposée à quelques centimètres devant l'objectif.

Ouvrir le dos de l'appareil photo à tester et plaquer le boîtier sonde contre la fenêtre d'exposition (voir photo).

Le compteur étant à zéro déclencher l'obturateur : le temps apparaît sur l'affichage. Vous avez certainement une calculatrice : mettez « 1000 » en mémoire et diviser cette valeur par le temps en millisecondes. Exemple : 37 ms ; cela donne  $1000 : 37 = 27$ . Il s'agit donc de  $1/27^e$  de seconde. Si vous utilisez la série sonde-boîtier intermédiaire compteur, mettez « 10 000 » en mémoire à diviser par la valeur affichée au compteur.

Un obturateur à rideaux peut donner des temps précis jusqu'à  $1/500^e$  s et une valeur pessimiste au  $1/1000^e$  s ; il ne faut pas pour autant accuser l'appareil mais le fait que la photodiode devrait avoir une surface active infiniment petite et se situer à ras de la fente entre les deux rideaux. En effet au  $1/1000^e$  s il s'agit d'une fente de 2,2 mm de large et de 24 mm de haut mettant  $1/60^e$  s pour balayer les 36 mm du cliché ; ainsi chaque point de la pellicule est exposé pendant  $1/1000^e$  s. La vitesse de translation des rideaux est celle recommandée pour le flash électronique, marquée « X », le contact synchro se faisant à l'instant où toute la fenêtre est découverte. Les vitesses plus rapides sont obtenues en faisant partir le deuxième rideau avec un retard de plus en plus faible sur le premier. Exemples :  $1/60^e$  s = retard de 36 mm ;  $1/125$  = retard de 18 mm etc. Donc le contrôle de la vitesse marquée « X » (neuf fois sur dix le  $1/60^e$  s) suffit pratiquement pour juger à lui seul la validité des vitesses supérieures. Une seconde mesure directement sur le  $1/500$  permettra de s'assurer que le deuxième rideau n'est pas « gommé ». Mais reste à savoir si la vitesse de translation est régulière : pour cela faire trois mesures au  $1/500$  ou au  $1/250^e$  avec la cellule en début, à demie et en fin de course de la fente.

Pour les obturateurs centraux le problème est tout différent car c'est toute la surface du cliché qui est exposée simultanément pendant le temps affiché, mais il est mécaniquement difficile d'atteindre le  $1/500^e$  s ; aussi est-il fréquent sur cette valeur de trouver entre  $1/350^e$  et  $1/450^e$  s, alors qu'au  $1/250^e$  et au-dessous les vitesses peuvent être très précises.

Les « vitesses lentes » sont rarement utilisées et sont de ce fait souvent « gommées » sans être usées. Si réglé sur une seconde vous obtenez des écarts de 20 % d'un essai à l'autre, l'obturateur est bon pour une révision chez un réparateur car le blocage complet est promis dans les prochains mois.

Pour les appareils de grandes marques l'expérience prouve que de longues périodes d'inaction sont plus néfastes qu'une utilisation presque intensive. Aussi pour éviter que les vitesses lentes de votre appareil soient grippées le jour de la revente, faites-les fonctionner à vide au moins trois fois par an et opérez de même avec le retardateur incorporé. Il est navrant de constater que ces coûteux mécanismes d'horlogerie sont loin d'avoir la robustesse d'une montre à 40 F achetée dans un bureau de tabac... Plus grave encore, si un appareil de moins de 900 F donne des signes de fatigue après une centaine de bobines ; il est généralement inutile de le faire réparer.

### Quelques détails annexes

Vous avez dû être étonnés de la faible sensibilité du capteur, ce n'est pourtant pas les moyens qui manquent pour amplifier un signal opto ! Nous avons commencé par là et nous avons essayé dans l'ordre chronologique : un photo-Darlington, deux photos-transistors, une photodiode à grande surface (BPY13 de RTC), une photodiode normale suivie d'un transistor HF en collecteur commun, puis en émetteur commun : tous ces dispositifs ont fonctionné parfaitement mais aucun n'étaient assez « nerveux ». Le montage présenté est le seul qui ait pu enregistrer fidèlement un éclair de 0,3 ms obtenu avec un flash à computer. Voilà pourquoi nous avons dû modifier le câblage du socle DIN du microchromètre.

Une ampoule opale de 25 W devant l'objectif est une source suffisante mais fournit une lumière fortement modulée en 100 Hz ; tandis que le filament légèrement survolté d'une lampe spéciale pour agrandisseur n'a guère le temps de se refroidir entre deux demi-alternances du secteur.

On peut trouver excessif tout notre arsenal de condensateurs de filtrages et de blindages, mais nous pensons qu'on ne s'entoure jamais assez de précautions.

Michel Archambault

Tableau 1

Temps d'obturation	Durée en ms	Nombre d'impulsions
1 seconde	1 000	10 000
1/2	500	5 000
1/4	250	2 500
1/8	125	1 250
1/15	67	667
1/30	33	333
1/60	17	167
1/125	8	80
1/250	4	40
1/500	2	20
1/1000	1	10

### Matériel nécessaire

Pour le boîtier-sonde

PD 1 : photo diode en silicium BPX13 (Siemens) ou équivalent.

C1<sub>1</sub> : comparateur rapide :  $\mu$ A710, SFC2710C, etc.

R<sub>1</sub> : 47 k $\Omega$  (jaune, violet, orange)

R<sub>2</sub> : 3,9 k $\Omega$  (orange, blanc, rouge) 1/4 ou 1/2 W à 5 %.

R<sub>3</sub> : 1 M $\Omega$  (marron, noir, vert).

R<sub>4</sub> : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge).

C<sub>1</sub> : 1 nF

C<sub>2</sub> : C<sub>3</sub> : 100 nF ou 47 à 220 nF

4 cosses pour circuit imprimé

Un circuit imprimé à réaliser 65 x 45 mm.

50 cm environ de câble méplat blindé

Une fiche DIN mâle à 5 broches à 45°

Un coffret Teko modèle 2/A

Pour le boîtier intermédiaire

C1<sub>2</sub> : circuit logique TTL7400

C1<sub>3</sub> : régulateur 5 V/100 mA : 78L05 ou équivalent

T<sub>1</sub> : NPN silicium ordinaire : exemple BC238, BC408, BC108, etc.

T<sub>2</sub> : PNP silicium ordinaire : exemple BC308

Z<sub>1</sub> : zéner 1/4 W 12 à 13 V

Z<sub>2</sub> : Zéner 1/4 W 6 à 7 V

C<sub>4</sub> : 120 nF

C<sub>5</sub> : 10  $\mu$ F/16 V minimum.

C<sub>6</sub> : C<sub>7</sub> : 10  $\mu$ F/10 V minimum

P<sub>1</sub> : ajustable multitours 470  $\Omega$  (à préréglé sur 330  $\Omega$ ).

R<sub>5</sub> : 330  $\Omega$  (orange, orange, marron).

R<sub>6</sub> : R<sub>7</sub> : 1,2 k $\Omega$  (marron, rouge, rouge) 1/4 ou 1/2 W

10 cosses pour circuit imprimé.

Un circuit imprimé à réaliser 92 x 40 mm (avec échancrure).

1 socle DIN femelle à 5 broches à 45°.

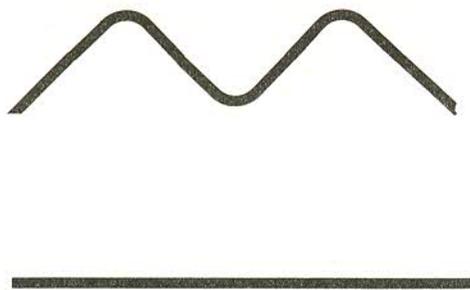
Deux socles bananes femelles, 1 noir, 1 rouge.

K<sub>1</sub> : mini inter-bipolaire.

Trois piles de 9 V miniatures.

Trois prise-agrafes pour d<sub>0</sub>

Un boîtier Teko modèle P/2.



# REGULATEURS DE TENSION

## Régulateur pour courants faibles

Dans de nombreux petits montages électroniques, le courant nécessaire à leur fonctionnement est égal ou inférieur à 10 mA, la tension étant modérée, par exemple 15 V. Dans ces conditions, la puissance consommée par l'appareil à alimenter, est, au maximum de  $15 \cdot 0,01 = 0,15$  W. Le régulateur de la **figure 1** de schéma assez simple répond à ces données. Il utilise le circuit intégré SFC 2100 M qui est présenté en boîtier cylindrique à huit fils. Sur le schéma, le boîtier est vu de dessus. Le fil huit est repéré par l'ergot.

Ce régulateur est économique et convient dans le cas où la source de la tension continue d'entrée,  $V_e$  est par exemple une pile.

En effet, la tension d'entrée est au maximum de 8 V ce qui donnera 15 V régulés à la sortie. Le courant de sortie c'est-à-dire celui qui consommera l'appareil à alimenter, pourra varier entre 0 et 10 mA sans que  $V_s$  varie d'une manière appréciable. Ainsi, si  $V_e$  varie de  $dV_e$  volts,  $V_s$  ne variera que de  $5/10\ 000$  de  $dV_e$ .

La dérive en fonction de la température est faible. Il y a peu de composants dans ce régulateur : un CI, un condensateur de 47 pF, trois résistances fixes, une résistance ajustable et deux diodes zener.

## Régulateur à courant plus élevé

Toujours sous 15 V, le courant fourni par le régulateur de la **figure 2** pourra varier entre 0 et 0,2 A donc alimenter un

appareil consommant au maximum  $15 \cdot 0,2 = 3$  W.

Dans ce montage, une forte variation de la tension d'entrée  $V_e$  est admise 18 à 40 V. Le courant de sortie sera compris entre 0 et 0,2 A. A noter la nécessité de monter les deux semi-conducteurs  $Q_1$  et CI-1 sur radiateur de  $10^\circ$  C/W.

Voici les régulations obtenues :  
Régulation de ligne :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} \leq 3/10000$$

Cela signifie que  $V_s$  variera, au maximum, de 3/10000 fois moins que  $V_e$ .

Soit par exemple, une variation de 2 V de  $V_e$ . Celle de  $V_s$  sera  $3,2/10000 = 0,6/1000$  V = 0,6 mV. Régulation de charge : elle est donnée par la relation

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta I_s} \leq 30/1000 \text{ ohm}$$

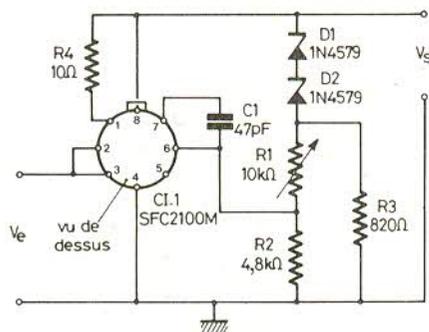


Fig. 1

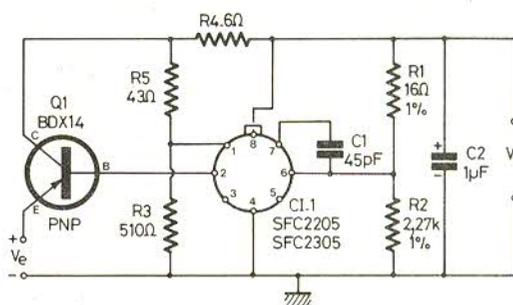


Fig. 2

Soit par exemple, une charge qui consomme normalement 0,1 A sous 15 V. Ces deux données permettent de calculer la charge  $R_L$ . On a en effet :  $R_L = 15/0,1 = 150 \Omega$ .

Supposons que le courant  $i_s$  ait varié de 0,01 A on a  $\Delta i_s = 0,01$  donc :

$$\Delta V_s = 0,01 \cdot 30/1000 \text{ volts}$$

ou

$$\Delta V_s = 0,0003 \text{ V} = 0,3 \text{ mV}$$

La régulation en charge est donc également excellente.

### Régulateur 15 V 1 A

Pour un courant plus élevé encore, toujours sur 15 V, voici à la **figure 3** le schéma d'un régulateur nécessitant deux transistors et un circuit intégré.

$Q_1$  est le transistor de puissance 2N3055 NPN qui doit être monté avec radiateur spécialement établi pour ce type.

$Q_2$  est un transistor PNP. Il commande  $Q_1$ . Le CI est un SFC2105 dont le brochage, vu de dessus, est indiqué sur le schéma.

Pour obtenir 15 V sous 1 A maximum à la sortie, on peut appliquer à l'entrée, une tension  $V_2$  de 25 à 45 V. Le radiateur à utiliser avec le CI doit avoir une résistance thermique comprise entre 3,8 °C/W (radiateur le plus important) et 15 °C/W (radiateur le moins important).

La dissipation du radiateur dépend aussi de la température ambiante. Plus celle-ci est élevée, plus le radiateur doit être de grande surface (donc  $R_{th}$  plus petite). Les valeurs données plus haut conviennent lorsque la température ambiante est égale ou inférieure à 35 °C. Si elle est égale ou inférieure à 70 °C,  $R_{th}$  variera entre 15 °C/W et 1,8 °C/W.

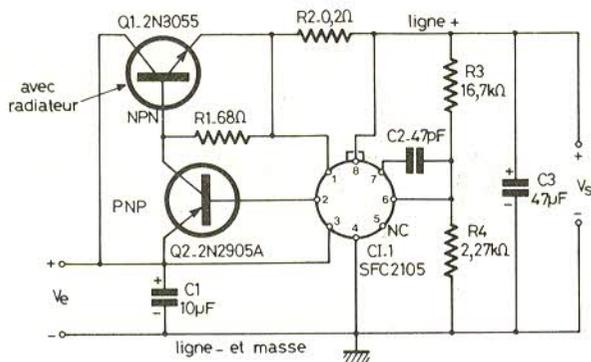


Fig. 3

Voici au tableau I ci-après les valeurs de  $R_{th}$  du radiateur, en fonction de  $t_{amb.}$ ,  $i_s$ ,  $V_e$ .

TABLEAU I							
Alimentation 15 V, 1 A							
$t_{amb.} 35 \text{ °C}$				$t_{amb.} 70 \text{ °C}$			
$i_s$ A	$V_e$	$R_{th}$ °C/W		$i_s$ A	$V_e$	$R_{th}$ °C/W	
0,2	0,5	1		0,2	0,5	1	
25 V	15	10		25 V	15	10	7
35 V	15	10	7	35 V	10	7	3,8
45 V	10	7	3,8	45 V	7	3,8	1,8

### Régulateur 7,5 V 1,5 A

Ce montage fonctionne avec une tension d'entrée  $V_e$ , fournie par un redresseur ou un accumulateur, pouvant varier entre 10,5 V et 35 V.

Il est évident qu'en pratique, une telle variation ne se produira que rarement.

La tension de sortie étant 7,5 V, on pourra très bien envisager une variation de la tension d'entrée comprise entre 10,5 V et 15 V seulement.

Dans ce schéma beaucoup plus simple que les précédents on a adopté un circuit intégré SFC2806 à trois broches de branchement que nous désignons par :

E = entrée

S = sortie

C = commun

Dans certains montages, le commun est relié à la ligne de masse.

Dans le présent régulateur, le point C, est relié à la réunion de  $R_1$  et  $R_2$ .

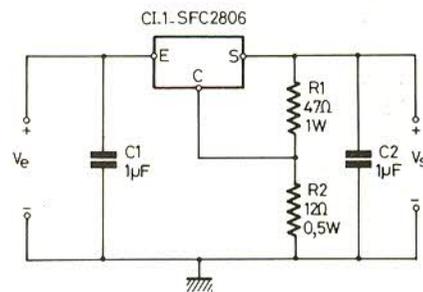


Fig. 4

Deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  de 1  $\mu$ F sont montés l'un à l'entrée et l'autre à la sortie ou  $V_s = 7,5$  V. La régulation de charge est calculable d'après la relation :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta i_s} \leq 0,3 \Omega$$

Soit une charge  $R_L$  de 5  $\Omega$  correspondant à un appareil consommant 7,5 sous 1,5 A.

Supposons que pour une raison quelconque, le courant  $i_s$  ait varié de 0,05 A. Comme la charge ne peut varier que de 0,3  $\Omega$  au maximum, on pourra écrire :  $\Delta V_s = 0,3 \cdot 0,05 = 0,015$ .

La tension de sortie sera donc modifiée de 0,015 V seulement.

D'autre part, la régulation de ligne est donnée par la relation :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta V_2} \leq 2/100$$

Soit une variation de la tension d'entrée  $V_e$  de 3 V. Celle de sortie,  $V_s$  aura varié dans le cas le plus défavorable de :

$$\Delta V_s = 3 \cdot 2/100 = 0,06 \text{ V.}$$

Pratiquement ce régulateur admet des courants de sortie depuis zéro jusqu'à 1,5 A. Voici au tableau II les valeurs de la résistance thermique du radiateur pour deux températures, 35 °C et 70 °C.

TABLEAU II							
Régulateur 7,5 V 1,5 A							
$t_{amb.} \text{ max.} = 35 \text{ °C}$				$t_{amb.} = 70 \text{ °C}$			
$i_s$ A	$V_e$	$R_{th}$ °C/W		$i_s$ A	$V_e$	$R_{th}$ °C/W	
0,1	0,5	1		0,1	0,5	1	
10	-	-	-	10	-	-	5
15	-	10	7	15	-	10	3,8
20	-	7	3,8	20	-	3,8	1,8

Soit par exemple, une charge qui consomme normalement 0,1 A sous 15 V. Ces deux données permettent de calculer la charge  $R_L$ . On a en effet :  $R_L = 15/0,1 = 150 \Omega$ .

Supposons que le courant  $i_s$  ait varié de 0,01 A on a  $\Delta i_s = 0,01$  donc :

$$\Delta V_s = 0,01 \cdot 30/1000 \text{ volts}$$

ou

$$\Delta V_s = 0,0003 \text{ V} = 0,3 \text{ mV}$$

La régulation en charge est donc également excellente.

### Régulateur 15 V 1 A

Pour un courant plus élevé encore, toujours sur 15 V, voici à la figure 3 le schéma d'un régulateur nécessitant deux transistors et un circuit intégré.

$Q_1$  est le transistor de puissance 2N 3055 NPN qui doit être monté avec radiateur spécialement établi pour ce type.

$Q_2$  est un transistor PNP. Il commande  $Q_1$ . Le CI est un SFC 2105 dont le brochage, vu de dessus, est indiqué sur le schéma.

Pour obtenir 15 V sous 1 A maximum à la sortie, on peut appliquer à l'entrée, une tension  $V_2$  de 25 à 45 V. Le radiateur à utiliser avec le CI doit avoir une résistance thermique comprise entre 3,8 °C/W (radiateur le plus important) et 15 °C/W (radiateur le moins important).

La dissipation du radiateur dépend aussi de la température ambiante. Plus celle-ci est élevée, plus le radiateur doit être de grande surface (donc  $R_{th}$  plus petite). Les valeurs données plus haut conviennent lorsque la température ambiante est égale ou inférieure à 35 °C. Si elle est égale ou inférieure à 70 °C,  $R_{th}$  variera entre 15 °C/W et 1,8 °C/W.

Voici au tableau I ci-après les valeurs de  $R_{th}$  du radiateur, en fonction de  $t_{amb.}$ ,  $i_s$ ,  $V_e$ .

TABLEAU I							
Alimentation 15 V, 1 A							
$t_{amb.} \text{ } 35 \text{ } ^\circ\text{C}$				$t_{amb.} \text{ } 70 \text{ } ^\circ\text{C}$			
$i_s \text{ A}$	0,2	0,5	1	$i_s \text{ A}$	0,2	0,5	1
$V_e$	$R_{th} \text{ } ^\circ\text{C/W}$			$V_e$	$R_{th} \text{ } ^\circ\text{C/W}$		
25 V		15	10	25 V	15	10	7
35 V	15	10	7	35 V	10	7	3,8
45 V	10	7	3,8	45 V	7	3,8	1,8

### Régulateur 7,5 V 1,5 A

Ce montage fonctionne avec une tension d'entrée  $V_e$ , fournie par un redresseur ou un accumulateur, pouvant varier entre 10,5 V et 35 V.

Il est évident qu'en pratique, une telle variation ne se produira que rarement.

La tension de sortie étant 7,5 V, on pourra très bien envisager une variation de la tension d'entrée comprise entre 10,5 V et 15 V seulement.

Dans ce schéma beaucoup plus simple que les précédents on a adopté un circuit intégré SFC 2806 à trois broches de branchement que nous désignons par :

E = entrée

S = sortie

C = commun

Dans certains montages, le commun est relié à la ligne de masse.

Dans le présent régulateur, le point C, est relié à la réunion de  $R_1$  et  $R_2$ .

Deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  de  $1 \mu\text{F}$  sont montés l'un à l'entrée et l'autre à la sortie ou  $V_s = 7,5 \text{ V}$ . La régulation de charge est calculable d'après la relation :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta i_s} \leq 0,3 \Omega$$

Soit une charge  $R_L$  de  $5 \Omega$  correspondant à un appareil consommant 7,5 sous 1,5 A.

Supposons que pour une raison quelconque, le courant  $i_s$  ait varié de 0,05 A. Comme la charge ne peut varier que de  $0,3 \Omega$  au maximum, on pourra écrire :

$$\Delta V_s = 0,3 \cdot 0,05 = 0,015.$$

La tension de sortie sera donc modifiée de 0,015 V seulement.

D'autre part, la régulation de ligne est donnée par la relation :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta V_2} \leq 2/100$$

Soit une variation de la tension d'entrée  $V_e$  de 3 V. Celle de sortie,  $V_s$  aura varié dans le cas le plus défavorable de :

$$\Delta V_s = 3 \cdot 2/100 = 0,06 \text{ V}.$$

Pratiquement ce régulateur admet des courants de sortie depuis zéro jusqu'à 1,5 A. Voici au tableau II les valeurs de la résistance thermique du radiateur pour deux températures, 35 °C et 70 °C.

TABLEAU II							
Régulateur 7,5 V 1,5 A							
$t_{amb.} \text{ max. } = 35 \text{ } ^\circ\text{C}$				$t_{amb.} = 70 \text{ } ^\circ\text{C}$			
$i_s \text{ A}$	0,1	0,5	1	$i_s \text{ A}$	0,1	0,5	1
$V_e$	$R_{th} \text{ } ^\circ\text{C/W}$			$V_e$	$R_{th} \text{ } ^\circ\text{C/W}$		
10	-	-	-	10	-	-	5
15	-	10	7	15	-	10	3,8
20	-	7	3,8	20	-	3,8	1,8

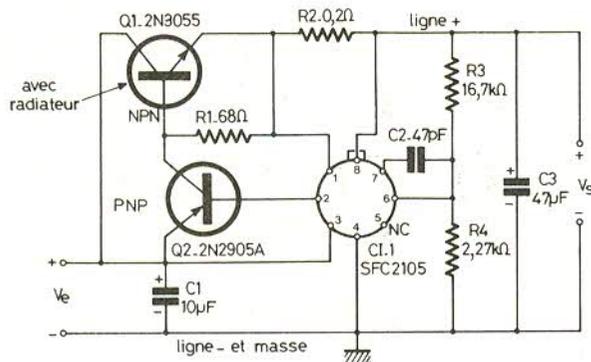


Fig. 3

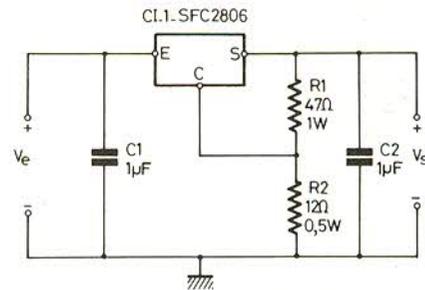


Fig. 4

## Régulateur 12 V 5 A

Ce régulateur est représenté par le schéma de la **figure 5**. Il est plus puissant que le précédent, en tension, 12 V et en courant 5 A. La variation de la tension d'entrée  $V_e$  est comprise entre 16 et 25 V pour une tension de sortie  $V_s$  de 12 V.

On voit que l'appareil pouvant être alimenté par l'intermédiaire de ce régulateur, pourra consommer 60 W. Il correspond à une charge de  $12/5 = 2,4 \Omega$ .

Ce régulateur utilise un CI à trois points de branchement, CI<sub>1</sub> = SFC 2X 13R et un transistor de puissance, sur radiateur, Q<sub>1</sub> = BDX 18 PNP.

A ces deux semi-conducteurs sont associés deux condensateurs de  $0,1 \mu\text{F}$  et  $1 \mu\text{F}$  et une seule résistance R<sub>1</sub> de  $10 \Omega$ .

Le point commun C du CI est connecté directement à la ligne de masse.

La régulation de ligne est donnée par :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} \leq 7/1000$$

et celle de charge par :

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta I_s} \leq 0,05 \Omega$$

Soit une consommation de 5 A de l'appareil à alimenter. La charge sera alors de :

$$R_L = 12/5 = 2,4 \Omega$$

Soit une variation de  $i_s$  de 0,5 A. On a  $\Delta i_s = 0,5 \text{ A}$  et de ce fait :

$$\Delta V_s \leq 0,05 \cdot 0,5 = 0,025 \text{ V}$$

donc une très faible variation de la tension de sortie.

Les radiateurs doivent être choisis d'après les indications du tableau III.

TABLEAU III							
Régulateur 12 V 5 A							
$t_{\text{amb. max.}} = 35^\circ\text{C}$				$t_{\text{amb. max.}} = 70^\circ\text{C}$			
$i_s$ A	1	3	5	$i_s$ A	1	3	5
$V_e$	$R_{\text{th}}$	$^\circ\text{C/W}$		$V_e$	$R_{\text{th}}$	$^\circ\text{C/W}$	
17	10	7	3,8	17	7	3,8	1,8
22	7	1,8	0,8	22	1,8	0,8	-
25	3,8	1,8	0,8	25	1,8	0,8	-

Il est utile de savoir quel est le radiateur qui convient lorsque le régulateur doit être utilisé avec des appareils différents pouvant consommer des courants de 0 à 5 A.

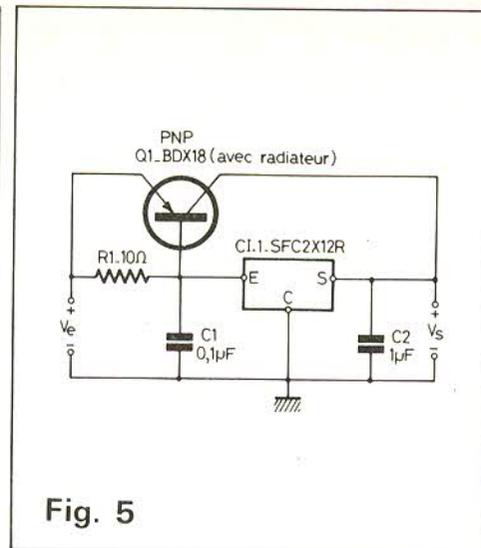


Fig. 5

La réponse est évidente : c'est le radiateur qui dissipe le maximum de chaleur, donc celui dont la résistance thermique est la plus petite.

Dans le cas du régulateur 12 V 5 A on prendra les radiateurs suivants :

$$t_{\text{amb.}} \leq 35^\circ\text{C} \quad t_{\text{amb.}} \leq 70^\circ\text{C}$$

$$R_{\text{th}} = 0,8^\circ\text{C/W} \quad R_{\text{th}} = 0,8^\circ\text{C/W}$$

A noter, après consultation du tableau III, que si la température ambiante peut atteindre  $70^\circ\text{C}$ , la tension d'entrée  $V_e$  ne doit pas dépasser 17 V donc être comprise entre 16 et 17 V seulement. La régulation sera moins bonne à des températures ambiantes élevées.

## Régulateurs + 15 V 0,2 A

Certains montages électroniques nécessitent une alimentation double désignée par  $\pm$  ; celle qui sera décrite est de  $\pm 15 \text{ V}, 0,2 \text{ A}$ .

Elle se présente d'une manière simplifiée comme le montre la **figure 6**. Le redresseur fournit à l'entrée du régulateur deux tensions continues  $V'_e$  et  $V''_e$  plus grandes que chacune des deux tensions de sortie  $V'_s$  et  $V''_s$ .

Dans notre cas,  $V_c$  peut varier entre 18 et 40 V tandis que  $V'_s$  et  $V''_s$  sont de 15 V.

Les deux tensions de sortie sont égales et sont mises en série dans le sens additif. De ce fait la tension positive est branchée avec le - à la masse et la tension négative avec le + à la masse. Cette dernière est donc le commun des deux tensions d'alimentation régulée de sortie.

Le schéma complet du régulateur  $\pm 15 \text{ V}, 0,2 \text{ A}$  est donné à la **figure 7**.

On a monté dans ce régulateur deux CI, CI<sub>1</sub> = SFC 2105-M et CI<sub>2</sub> = 2104-M.

Le premier est à huit fils et le second à dix fils. Leur brochage est indiqué dans l'ordre réel sur le schéma. Les CI sont vus de dessus comme dans les autres schémas.

Deux transistors 2N 3740 figurent également dans ce montage. Ils sont des PNP. Le seul composant commun aux

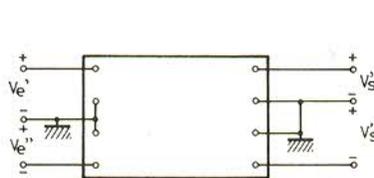


Fig. 6

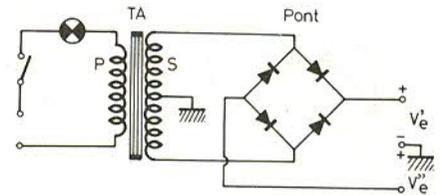


Fig. 8

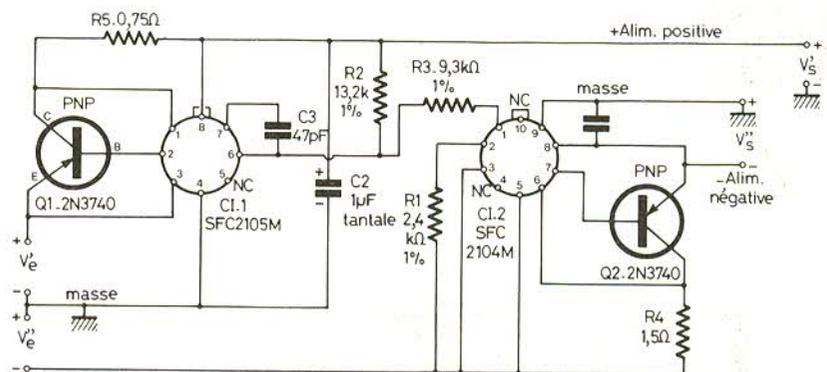


Fig. 7

deux parties du régulateurs est la résistance  $R_3$  qui relie le fil 6 de  $Cl_1$  au fil un de  $Cl_2$ .

Ce montage est assez économique car en plus des quatre semi-conducteurs on n'utilise que quatre résistances et deux condensateurs fixes.

Pour obtenir la tension de sortie exacte on a prévu la résistance  $R_1$  qui doit valoir  $2,4 \text{ k}\Omega$  à 1 % près. Une bonne solution est de la remplacer par une résistance ajustable réglée vers cette valeur avant tout essai.

Le CI SFC 2105 effectue la régulation de la tension positive. Elle est désignée par  $V'_e$  à l'entrée et  $V'_s$  à la sortie ou elle vaut 15 V.

D'autre part, la tension négative  $V''_s$  réglée est obtenue à partir de  $V''_e$  avec le CI SFC 2104 M. Grâce à  $R_3$  le courant de référence de  $Cl_2$  stabilise le premier CI. Dans de nombreuses applications la régulation obtenue avec ce montage est très satisfaisante. En effet, une variation de  $\pm 10\%$  de la tension de référence ne se traduit que par une variation de  $\pm 3\%$  de la tension de sortie.

L'ondulation de la sortie peut être réduite de cinq fois, en découplant vers la

masse, le fil 1 du SFC 2104 M avec un condensateur de  $10 \mu\text{F}$ .

Les courants de sortie peuvent être également inférieurs à 0,2 A. Remarquer que les tensions d'entrée sont de  $\pm 18 \text{ V}$ , valeur assez proche de  $\pm 15 \text{ V}$ . De ce fait, il y aura assez peu de réduction de tension entre l'entrée et la sortie.

En ce qui concerne le système redresseur, on recommande l'emploi d'un transformateur avec secondaire à prise médiane reliée à la masse et un pont de diodes.

On donne le schéma de ce redresseur à la figure 8. Ce système produit deux tensions:  $V'_e$  et  $V''_e$  égales.

Si le secondaire S est de 2 e volts alternatifs, les deux tensions continues sont égales à  $1,33 e$  volts chacune.

Par exemple, si  $e = 30 \text{ V}$ , donc  $S = 30 + 30 \text{ V}$ , on aura aux sorties:  $V'_e = V''_e = 40 \text{ V}$  environ.

Dans le cas de l'appareil régulateur proposé  $V'_e$  et  $V''_e$  doivent être égales ou supérieures à 18 V. Prenons  $V'_e = V''_e = 20 \text{ V}$ . Le secondaire sera donc de  $15 + 15 \text{ V}$  alternatif. Le régulateur  $\pm 15 \text{ V}$

0,2 A donne lieu à une régulation de ligne:

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta V_e} \leq 3/10000$$

Soit à l'entrée une variation de 10 V, donc  $\Delta V_e = 10 \text{ V}$ .

Celle de la tension de sortie sera, dans le cas le plus défavorable:  $\Delta V_s = 3 \cdot 10/10000 = 0,003 \text{ V}$ . La régulation de charge est:

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta i_s} < 3/100 \text{ ohm}$$

Comme le maximum de  $i_s$  est 0,2 A, supposons que le courant exigé ait été réduit de 0,2 à 0,1 A donc:  $\Delta i_s = 0,1 \text{ A}$ .

De ce fait, dans le cas le plus défavorable:  $\Delta V_s = 3 \cdot 0,1/100 = 0,003 \text{ V}$  ce qui est excellent.

Aucun radiateur n'est nécessaire dans ce régulateur.

F. JUSTER

Références : documents Sescosem (tous les semi-conducteurs cités sont de cette marque).

## A TOULON UN SPÉCIALISTE DE L'ÉLECTRONIQUE

# R. ARLAUD

## B.S.T.

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

PLAY KITS - JOSTY - OFFICE DU KIT

### DISTRIBUTEUR :

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

Envois dans toute la France contre remboursement

## R. ARLAUD

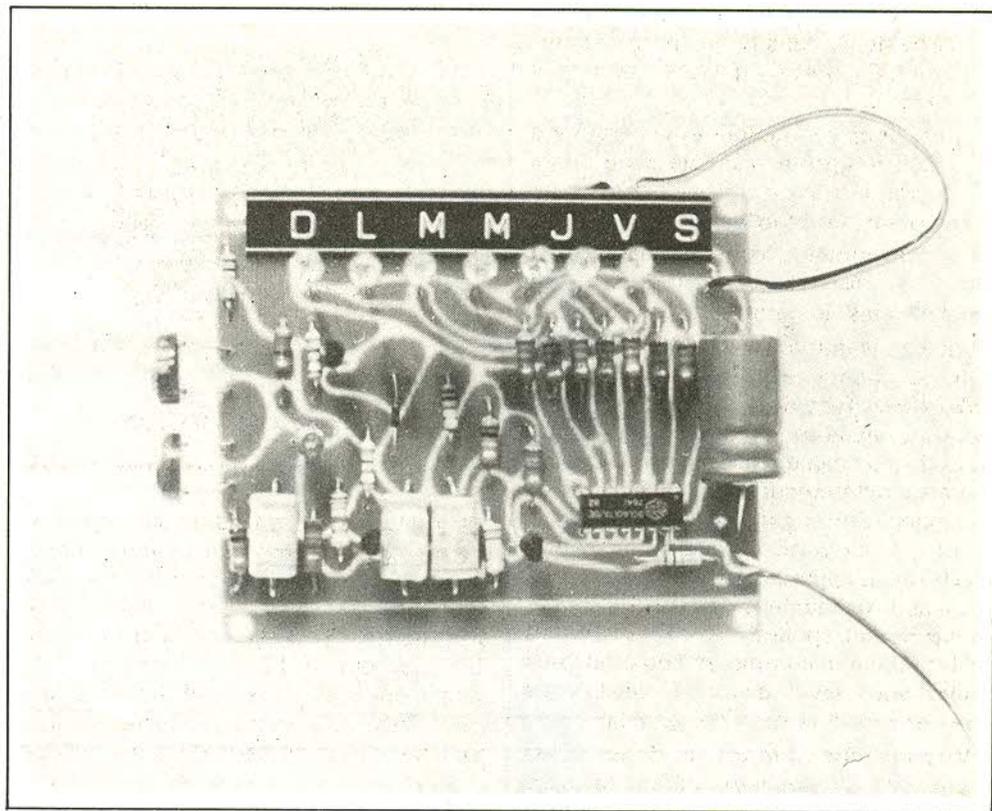
8-10, rue de la Fraternité, 83100 TOULON  
Tél. : (94) 41-33-65

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

NOS CONSEILLERS TECHNIQUES AU SERVICE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

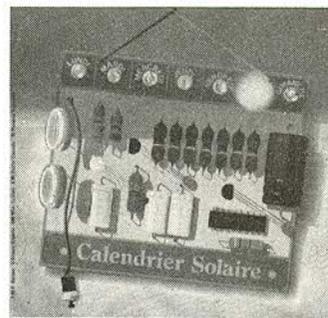
PRIX COMPÉTITIFS...

Notre  
couverture



# UN CALENDRIER SOLAIRE

**C**ET appareil, très écologique, permet de savoir, à son réveil, le jour de la semaine où nous nous trouvons. Les éclairs, les phares des voitures, les lampes extérieures n'ont pas d'effet sur le fonctionnement de cet appareil.



## Principe électrique

Le capteur solaire est constitué par 2 cellules LDR mises en série pour augmenter l'impédance dans l'obscurité, en série avec celles-ci ; une résistance fixe

permet lors de l'éclairement maximal des cellules une constante de temps de quelques minutes, la résistance  $R_2$  annule l'oscillation du 2N2646 lorsque les cellules sont dans la pénombre ou dans l'obscurité totale (résistances des LDR égales à  $2/3$  de  $R_2$ ).

Partons maintenant d'un temps 0, calendrier branché sur lundi, appareil dans l'obscurité : nous avons donc tension aux bornes de  $C_2$  et de  $C_3$  : 0 V, l'entrée comptage est donc directement reliée par  $R_9$  à la base négative du 2N2646, le soleil se lève, la résistance des LDR diminue dans un rapport très important (+ de 1 000), le seuil de déclenchement du 2646 est atteint et une impulsion apparaît dans sa base « - »,  $T_2$  et  $T_3$  passent à

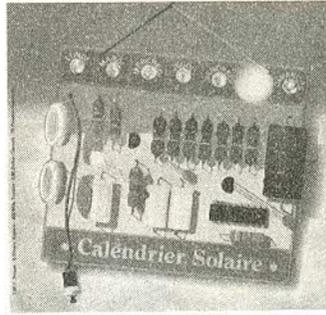
l'état conducteur pendant le temps de la décharge de  $C_1$  dans  $R_4$  et charge immédiatement  $C_2$ , puis  $C_3$  quelques secondes plus tard.

$T_4$  est donc conducteur et le comptage du circuit intégré est annulé juste après que la première impulsion ait fait basculer le compteur sur mardi.

Dans la journée, chaque impulsion provenant du 2N2646 recharge  $C_2$  et  $C_3$  en annulant ainsi le comptage des jours.

Lorsque la nuit tombe, la résistance des LDR augmente et les impulsions du 2N2646 se font de plus en plus lentes, mais la constante de temps de  $C_2$  et  $C_3$  étant de plus d'une heure, le soleil se couchera complètement avant que la résistance des LDR soit inférieure aux  $2/3$  de  $R_2$  (ce qui bloque ce transistor unijonction 2N2646). L'appareil est donc au repos jusqu'au prochain lever de soleil. Le petit défaut de cet appareil réside dans le fait qu'il fonctionne comme un coq et si vous voulez vous lever avant le soleil, vous serez encore à la date de la veille...

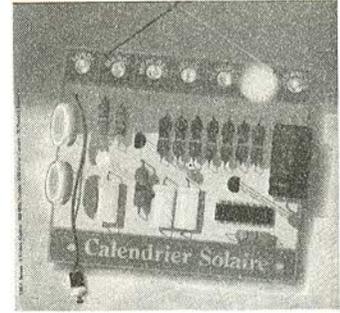
Voyons maintenant comment les impulsions lumineuses parasites sont supprimées sur cet appareil : orage : constante de temps  $R_1-C_1$ . Voitures : constante de temps  $R_1-C_1$  et  $R_2$ . Lampes extérieures :  $R_2$  niveau lumière.



### Schéma d'implantation

L'implantation est faite sur une plaquette de circuit imprimé en verre époxy ; tous les éléments sont montés sur cette plaquette, les sorties sont : alimentation 9 V, bouton poussoir de lecture de la date, les diodes LED, au nombre de 7, sont disposées dans l'ordre normal des jours, des résistances de fortes valeurs sont disposées en série dans les anodes.

On choisira des diodes LED de couleur carmin à haut rendement, le courant traversant celles-ci étant très faible (6 à 7 mA).



### Remarques régionales

Vous ne pouvez pas utiliser ce calendrier dans le Grand Nord ; plus sérieusement, si vous habitez le Nord ou le Sud de la France, vous n'allez pas avoir le même seuil d'ensoleillement (même s'il y a des nuages, les radiations solaires suffisent à déclencher cet appareil). Le montage peut être disposé dans un coffret où seuls dépasseront : bouton poussoir de lecture, diodes LED, et un trou destiné au passage de la lumière solaire (ou alors, disposez les 2 LDR dans un petit coffret séparé (1 B ou P<sub>1</sub> de Teko par exemple), le diamètre du trou de passage de lumière

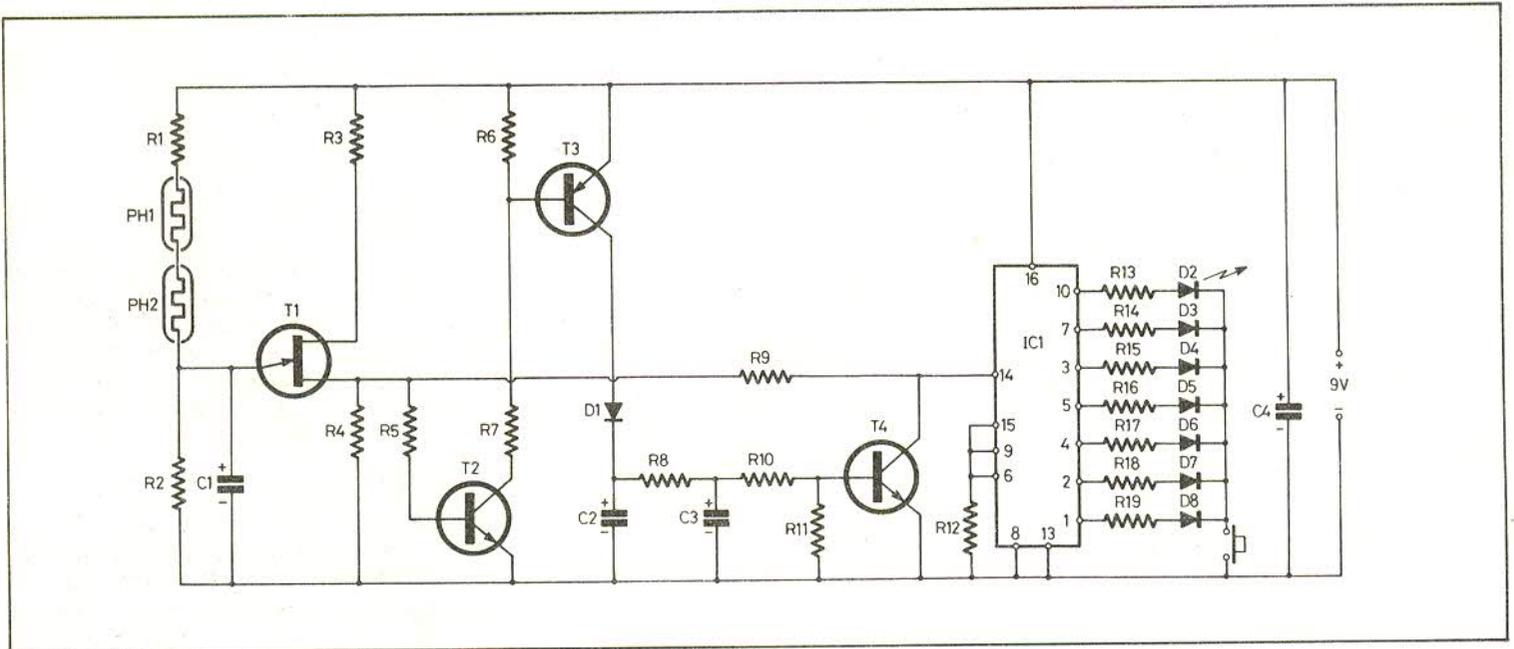


Fig. 1. - Cet appareil permet de savoir, à son réveil, le jour de la semaine où nous nous trouvons. Précisons que les éclairs, les phares des voitures, les lampes extérieures, n'ont pas d'effet sur le fonctionnement de cet appareil. Utilisation du circuit intégré CD 4017.

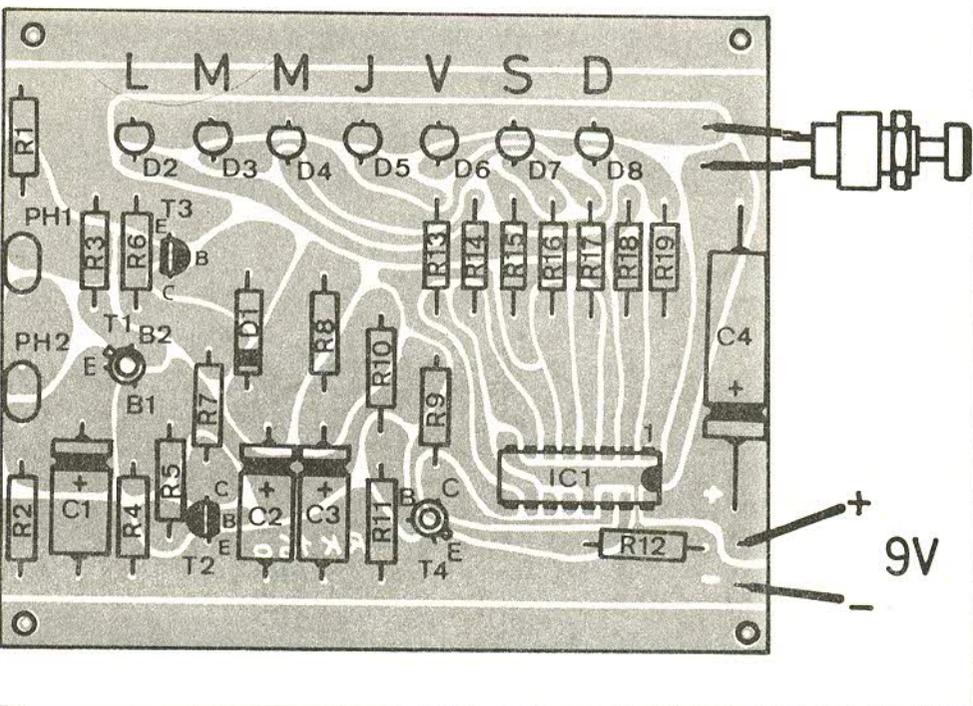
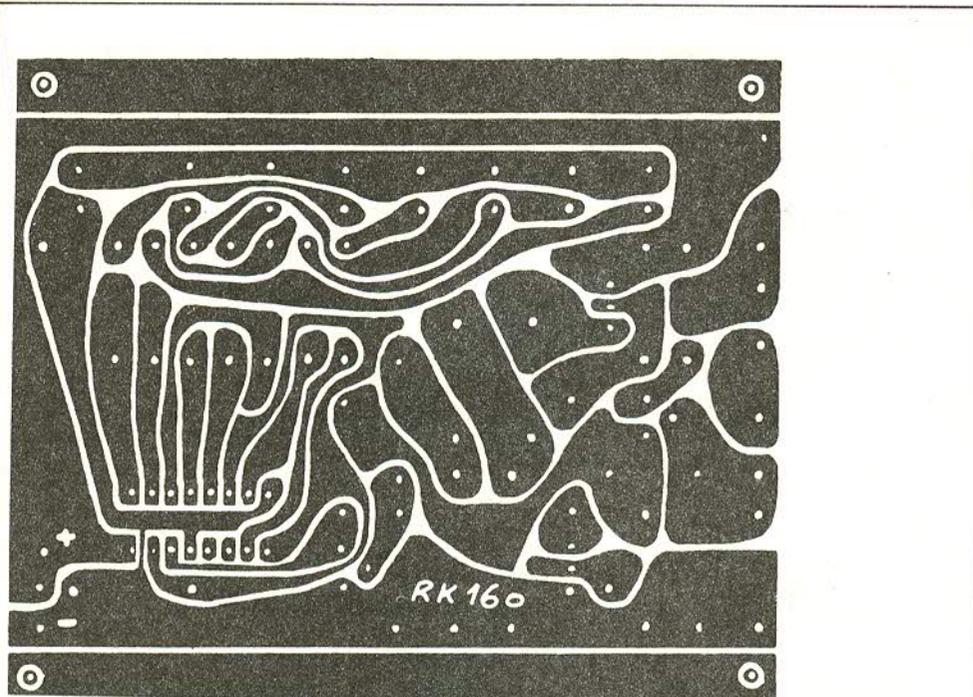
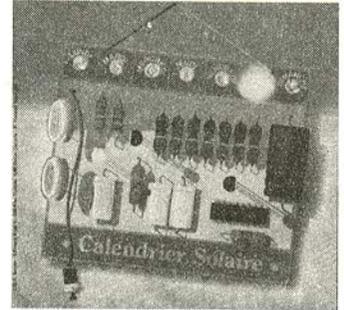


Fig. 2. et 3. – Le tracé du circuit imprimé sera beaucoup plus difficile à reproduire. Il s'agit de la méthode en « gravure anglaise ». Les traits blancs sont à interpréter comme des caniveaux isolants pratiques du côté cuivré de la plaquette époxy. Implantation des éléments.

sera fonction de la situation géographique (trou petit pour un éclairage important et grand pour un ensoleillement faible).



### Mise à l'heure du calendrier

Eclairer les LDR et court-circuiter  $R_{11}$ , les jours défilent ; arrivé au jour désiré, enlever le court-circuit de  $R_{11}$ , la date s'arrêtera automatiquement.

Bon montage et beaucoup de réveils solaires.

### Liste des composants

- $R_1$  : 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)
- $R_2$  : 1 M $\Omega$  (marron, noir, vert).
- $R_3$  : 750  $\Omega$  (violet, vert, marron).
- $R_4$  : 150  $\Omega$  (marron, vert, marron).
- $R_5$  : 560  $\Omega$  (vert, bleu, marron).
- $R_6, R_7$  : 2,7 k $\Omega$  (rouge, violet, rouge).
- $R_8$  : 1 k $\Omega$  (marron, noir, rouge).
- $R_9$  : 1,8 k $\Omega$  (marron, gris, rouge).
- $R_{10}$  : 100 k $\Omega$  (marron, noir, jaune).
- $R_{11}$  : 22 k $\Omega$  (rouge, rouge, orange).
- $R_{13}$  à  $R_{19}$  : 1,2 k $\Omega$  (marron, rouge, rouge).
- $C_1, C_2, C_3$  : 100  $\mu$ F / 10 V (marron, rouge, rouge).
- $C_4$  : 1 000  $\mu$ F / 16 V.
- $D_2$  à  $D_8$  : diodes électroluminescentes (rouge, verte, jaune ou incolore).
- $T_1$  : 2N2646
- $T_2$  : BC237, BC408B, BC108.
- $T_3$  : BC237, BC408B, BC108.
- $T_4$  : 2N2222
- PH1,2, LDR03, LDR07.
- IC : CD4017.

**D**E nombreux lecteurs nous ont reproché de ne pas avoir représenté les schémas théoriques du diviseur de fréquence et du compteur d'impulsions. Nous leur donnons ici satisfaction, mais en précisant qu'il ne s'agissait pas d'une négligence, en effet : les circuits intégrés de comptage (7490) et de décodage (7447) ont des entrailles excessivement complexes et s'utilisent donc selon un éventail de câblages « standards » parmi lesquels nous avons puisé, en fonction de nos desiderata. D'autre part, l'article en question étant déjà très long (13 pages), il aurait été soporifique d'y ajouter un exposé sur ces deux C.I., tellement classiques qu'on les retrouve en moyenne dans deux articles de chaque nouveau numéro de la revue.

Aussi nous ne présentons qu'un « digest » sur ces deux composants, en signalant toutefois qu'un article très détaillé et complet les concernant a déjà été publié dans le « Haut-Parleur » n° 1604 de juin 1977, p. 82.

Nous profiterons de ce complément d'article pour faire un petit rectificatif concernant le plan de câblage de la galette positionnant la virgule de l'affichage.

## Retour sur le capacimètre digital du numéro 2: CIRCUITS DE COMPTAGE

### Le CI 7490 dans le compteur d'impulsions

Il s'agit d'un circuit intégré logique renfermant une série de bascules bistables. Lorsqu'il reçoit des impulsions d'entrées ses quatre sorties A, B, C et D changent d'état, 0 ou 1 c'est-à-dire zéro ou 4 V environ. Le **tableau 1** résume son fonctionnement : on y voit que le comptage décimal est traduit en système binaire sur ses sorties.

Une remarque très importante : au cours de l'impulsion d'entrée ce n'est pas la montée en tension mais uniquement la **descente** qui déclenche le comptage. Or on remarque que le signal de sortie D prend le niveau 1 à la huitième impulsion et **descend** à zéro à la dixième impulsion ; donc en dérivant la sortie D vers l'entrée d'un deuxième compteur 7490 ce dernier comptera les **dizaines**. De même en reliant la sortie D de ce deuxième CI à l'entrée d'un troisième 7490 nous obtiendrons les centaines. On pourrait poursuivre ainsi mais nous nous sommes arrêtés là, et la sortie D du troi-

sième compteur est reliée à un montage qui allume la LED témoin de dépassement de « 99 ».

Les bornes 2 et 3 d'un 7490 sont les entrées d'une porte NAND qui provoquent la remise à zéro du comptage (RAZ), lorsqu'elles sont au niveau 1 ( $\approx +5$  V). De la même manière les bornes 6 et 7 servent à la remise à « 9 », mais comme on ne s'en sert pas elles sont maintenues au niveau zéro (masse).

### Le décodeur 7447 et l'afficheur 7 segments

Les entrées A, B, C, D du décodeur sont reliées directement aux sorties A, B, C, D du 7490. Le rôle du décodeur est de transformer le code binaire en « code d'allumage » pour les sept segments d'un afficheur. (On dit aussi digit au display). Voir **tableau 1**.

Il y a donc sept sorties dénommées a, b, c, d, e, j et g à relier aux segments (LED) correspondants. Mais ces liaisons ne se font pas directement mais pas l'intermédiaire

d'une résistance chutrice de quelques centaines d'ohms. Voici pourquoi :

Chaque borne de sortie du décodeur est en fait le collecteur d'un transistor NPN, interne bien sûr, dont l'émetteur est à la masse et qui va ainsi jouer le rôle d'interrupteur pour chaque segment (voir **fig. 1**). Toutes ces LED ont leurs anodes reliées en permanence au + 5 V, d'où le nom d'« afficheur à anodes communes ». Or l'intensité maxi d'une LED est de l'ordre de 30 mA et la loi d'ohm  $R = E/I$  nous conseille donc une résistance chutrice supérieure à  $5 : 0,030 = 170 \Omega$ . Nous avons alors choisi  $330 \Omega$  pour les résistances  $R_{12}$  à  $R_{32}$  ce qui donne 15 mA par segment, mais aussi 0,32 A quand l'affichage indique « 888 »... ( $0,015 \times 7 \times 3 = 0,318$ ). Il est donc normal qu'un décodeur chauffe.

On trouve aussi sur le 7447 trois bornes d'entrées accessoires = la borne « Test » n° 3 permet d'éclairer tout l'afficheur, sauf le point décimal, pour le contrôler. Les entrées 4 et 5 sont réservées à de savantes combinaisons gadgets comme par exemple l'extinction des afficheurs n'ayant pas encore reçu d'impulsion ; ainsi au lieu de « 068 » on lira « 68 ». Nous n'avons pas utilisé ce genre de possibilités afin de ne pas compliquer le câblage.

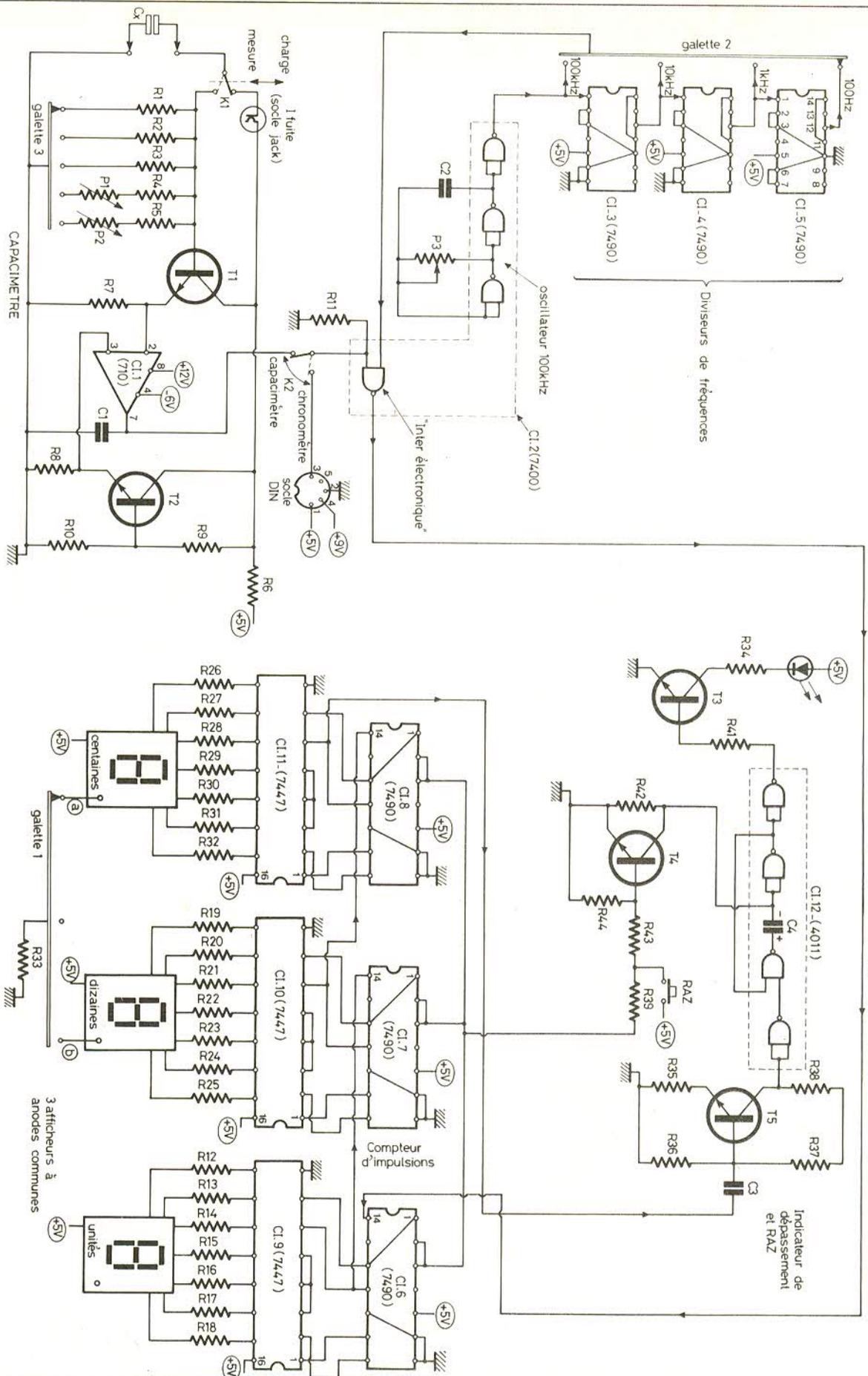


Fig. 1a. - De très nombreux lecteurs ont réclamé le schéma de principe général du capacimètre publié dans notre numéro 2 Nouvelle Série.

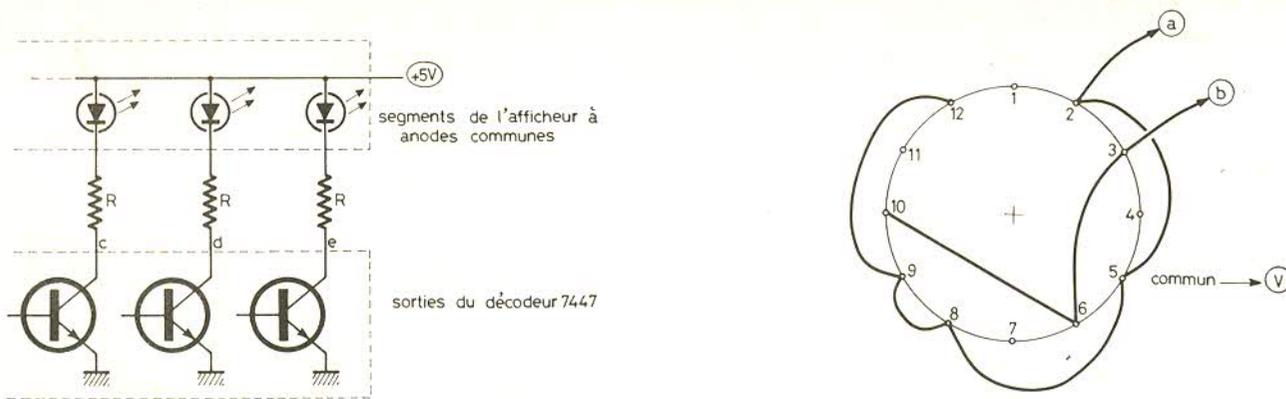


Fig. 1b et 2. – Les sorties du décodeur 7447 sont des collecteurs de transistors NPN de commutation. Les résistances extérieures servent à limiter l'intensité entre 10 et 20 mA par segment. Rectificatif galette 1 (virgule).

### Le CI 7490 en diviseur de fréquence

Le compteur 7490 est capable de diviser sa fréquence d'entrée par 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9 et 10; la division par 7 est très complexe mais possible. Nous avons utilisé le câblage type du diviseur par 10.

Le 7490 possède deux entrées, la borne 1 ou la borne 14 : on entre par la borne 1 et on sort par A (borne 12), tandis que la sortie D est reliée à l'entrée borne 14. Les bornes 2 et 3 (RAZ) et 6 et 7 (remise à 9) sont à la masse. Que le signal d'entrée soit des impulsions brèves ou des créneaux bien réguliers, la sortie restera au niveau 1 pendant 5 impulsions d'entrées puis au niveau zéro pendant les 5 minutes. On

obtient ainsi un signal rectangulaire où les durées 1 et 0 sont égales, et qui correspond très exactement au dixième de la fréquence d'entrée puisqu'il a fallu 10 impulsions pour boucler un cycle.

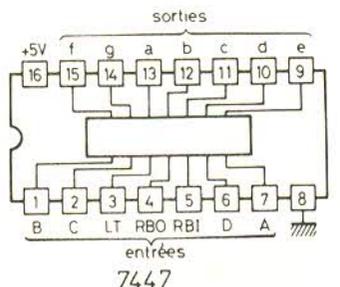
On saisit alors toute la différence entre les deux câblages présentés du 7490 : dans un compteur d'impulsions il y a une impulsion brève de sortie tous les 10 coups, tandis que dans un diviseur de fréquence par dix il y a un changement de niveau tous les 5 coups.

Quant aux portes NAND des CI 2 et 12 utilisées en oscillateur, opérateurs inverseurs et monostable, leur fonctionnement a déjà été décrit par l'auteur dans l'article « ABC des circuits logiques », « Electronique Pratique » n° 1624 (déc. 77) page 112.

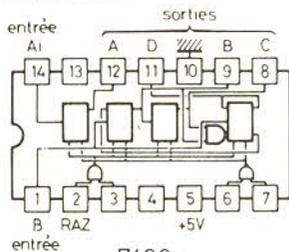
### Rectificatif (voir fig. 2)

Une erreur de dessin s'est glissée dans la figure 7 page 121, concernant le câblage de la galette 1 (positionnement de la virgule. Le plot 5 est relié au plot 2 et non pas au 3. Heureusement le tableau de la figure 7 vous aura sans doute déjà permis de corriger cette erreur dont nous nous excusons et qui avait déjà fait l'objet d'un rectificatif.

Michel ARCHAMBAULT



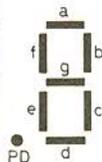
Décodeur-driver BCD → 7 segments  
Tension max. sur chaque sortie - 15V  
Puissance dissipation - 265mW

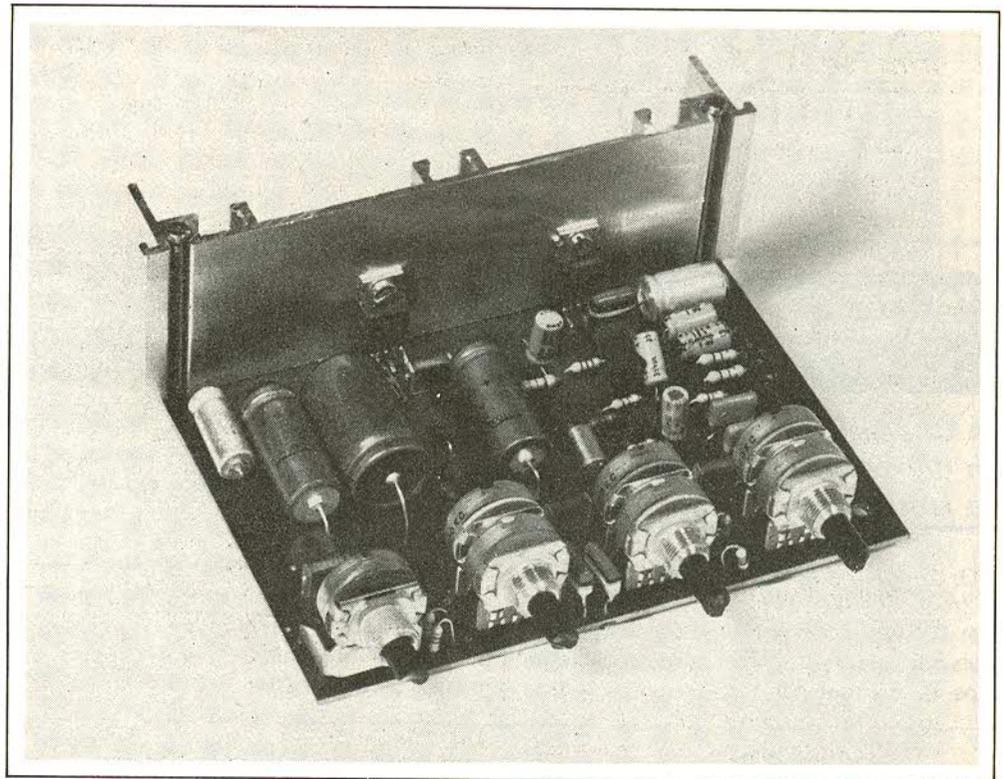


Compteur de décade  
Fréquence de comptage max. - 18MHz  
Impulsion mini d'horloge - 50n s.  
Puissance dissipation - 160mW

Fig. 3. – Brochage des circuits intégrés concernés.

Nombre d'impulsions	Etats logiques des sorties du compteur 7490				Réaction du décodeur (Segments allumés sur l'afficheur)						
	D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	0	x	x	x	x	x	x	—
1	0	0	0	1	—	x	x	—	—	—	—
2	0	0	1	0	x	x	—	x	x	—	x
3	0	0	1	1	x	x	x	x	—	—	x
4	0	1	0	0	—	x	x	—	—	x	x
5	0	1	0	1	x	—	x	x	—	x	x
6	0	1	1	0	—	—	x	x	x	x	x
7	0	1	1	1	x	x	x	—	—	—	—
8	1	0	0	0	x	x	x	x	x	x	x
9	1	0	0	1	x	x	x	—	—	x	x
10(0)	0	0	0	0	x	x	x	x	x	x	—





# L'ampli-préampli stéréo TSM 17



LES nouveaux circuits intégrés permettent une véritable révolution technique au niveau des ensembles « audio ». Les établissements Télé-Saint-Marc, conscients de cette évolution technique proposent toute une série de kits complets d'amplificateurs de toutes puissances.

Comme chacun sait toutes les applications destinées à l'automobile intéressent de très nombreux lecteurs, du reste les statistiques prouvent que les équipements autoradios progressent de 15 % par an.

Le module stéréophonique que nous allons décrire présente l'avantage de pouvoir s'alimenter à l'aide d'une tension continue de 7 à 14 V son emploi s'avère donc tout destiné à l'automobile, mais jugez-en plutôt par les caractéristiques.

## Caractéristiques techniques

Module 2 x 15 W musique 2 x 7,5 W efficace (sous 14 V<sub>cc</sub>)

Alimentation 17 V maxi. sous 1 amp. continu

A.B. Alimentation par transfo secondaire 12 V x 1,2 A.

Sensibilité : 150 mV – Impédance 47 k $\Omega$ .

Convient : – pour cellule piezo ou cristal.

Pour cellule magnétique, utiliser T.S.M.7  
Pour tête magnéto ou micro 200  $\Omega$ /500  $\Omega$ , utiliser T.S.M.8.

H.P. : impédance 2,5 à 8  $\Omega$ .

Distorsion à 12 W musique inférieure à 0,3 % à 1 000 Hz.

## Le schéma de principe

Le schéma de principe général d'un des deux canaux, est précisé **figure 1**.

Les circuits intégrés sont de véritables simplificateurs de montages et en applications B.F., ils présentent l'avantage de ne pas nécessiter de réglages ou de mises au point.

Chaque canal comporte un étage d'entrée, jouant le rôle d'adaptateur grâce à une structure en montage collecteur commun.

L'impédance d'entrée se situe vers  $50\text{ k}\Omega$  et il faut environ  $150\text{ mV}$  pour obtenir le maximum de puissance de sortie, qui dépend bien entendu de la tension d'alimentation.

Cette adaptation en impédance, nous permet d'attaquer un classique mais très efficace correcteur baxandall ou le potentiomètre  $P_1$  permettra de régler « les graves » et le potentiomètre  $P_2$  « les aigües ».

On notera un très efficace découplage dans l'alimentation du transistor afin d'éviter toutes les entrées en oscillation parasite.

Au curseur du potentiomètre  $P_2$ , les tensions BF corrigées sont appliquées au potentiomètre de volume  $P_3$ . Le curseur permet de prélever une fraction de ces tensions avant de les injecter à l'entrée du circuit intégré par l'intermédiaire d'un électrochimique de liaison.

Cette borne 1, reste simplement excitée, une résistance interne disposée vis-à-vis de la masse faisant partie intégrante du circuit.

L'alimentation se réalise au niveau des bornes (3) et (5) tandis que la sortie est prévue en bornes (4).

Un condensateur de  $1\ 000\ \mu\text{F}$  procure d'une part une bonne restitution des fréquences très basses et d'autre part une grande puissance de sortie.

Bien entendu, la borne restante (2) permet d'introduire une contre-réaction destinée au bon fonctionnement de l'ensemble.

## Le montage

Comme il s'agit d'un ensemble commercialisé sous la forme de kit complet, l'amateur n'a plus qu'à se livrer à l'insertion des éléments suivant un croquis donné.

En fait notre photographie de présentation nous montre la maquette prototype, mais le circuit imprimé comporte une sérigraphie, ce qui minimise les erreurs d'insertion.

Le module a été étudié pour comporter deux canaux afin de disposer d'une installation stéréophonique. L'amateur ne devrait pas avoir de problème d'insertion.

Les potentiomètres de réglage graves, aigües, volume et balance ont été judicieusement disposés afin de constituer un ensemble compact.

La puissance de sortie n'est par ailleurs obtenue que moyennant la mise en place d'un très large radiateur sur lequel les deux languettes de refroidissement des circuits intégrés sont vissées sans risque puisqu'isolées.

Précisons que le montage comporte également, les diodes de redressement et le condensateur de filtrage, dans le cas, d'utilisation secteur, il ne reste plus alors qu'à raccorder le secondaire d'un transformateur  $12\text{ V}$ , ce que tente, d'expliquer le schéma de principe.

Avant tout branchement, il faudra scrupuleusement vérifier point par point la bonne mise en place des composants, l'ensemble fonctionnant la dernière soudure effectuée, sans besoin de réglage.

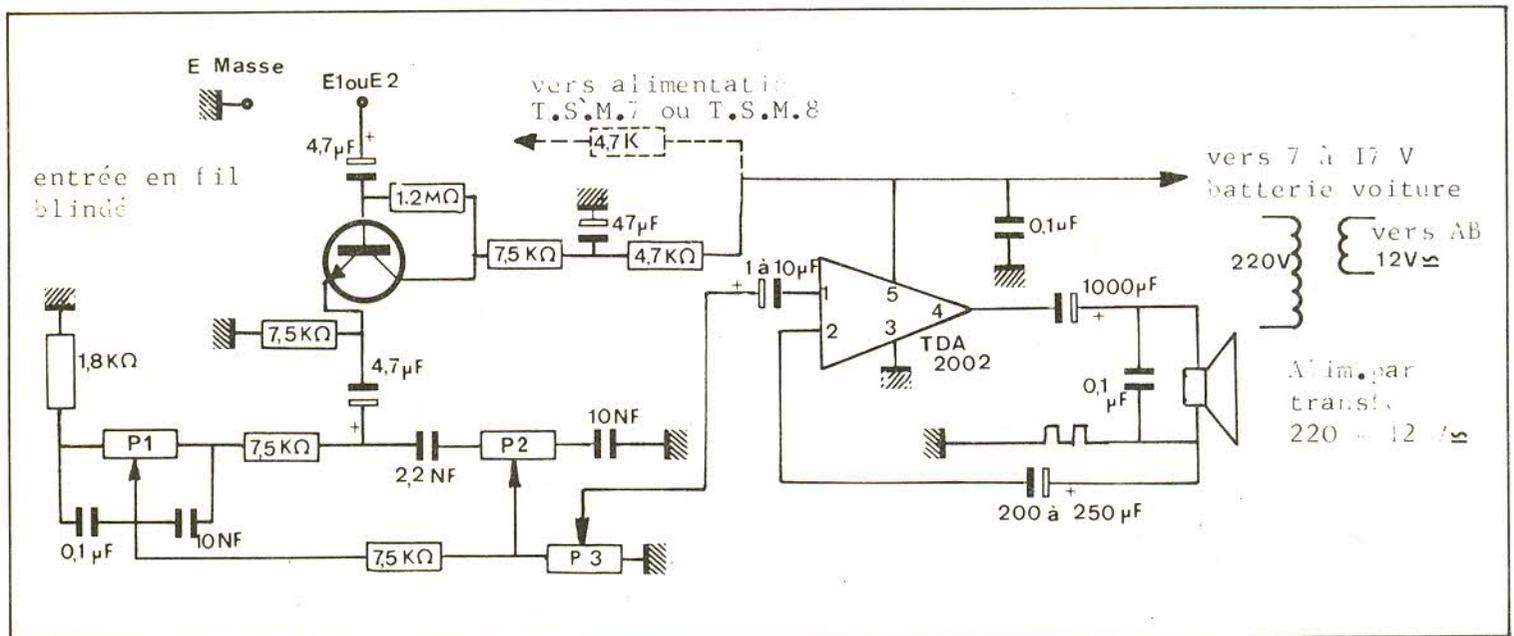
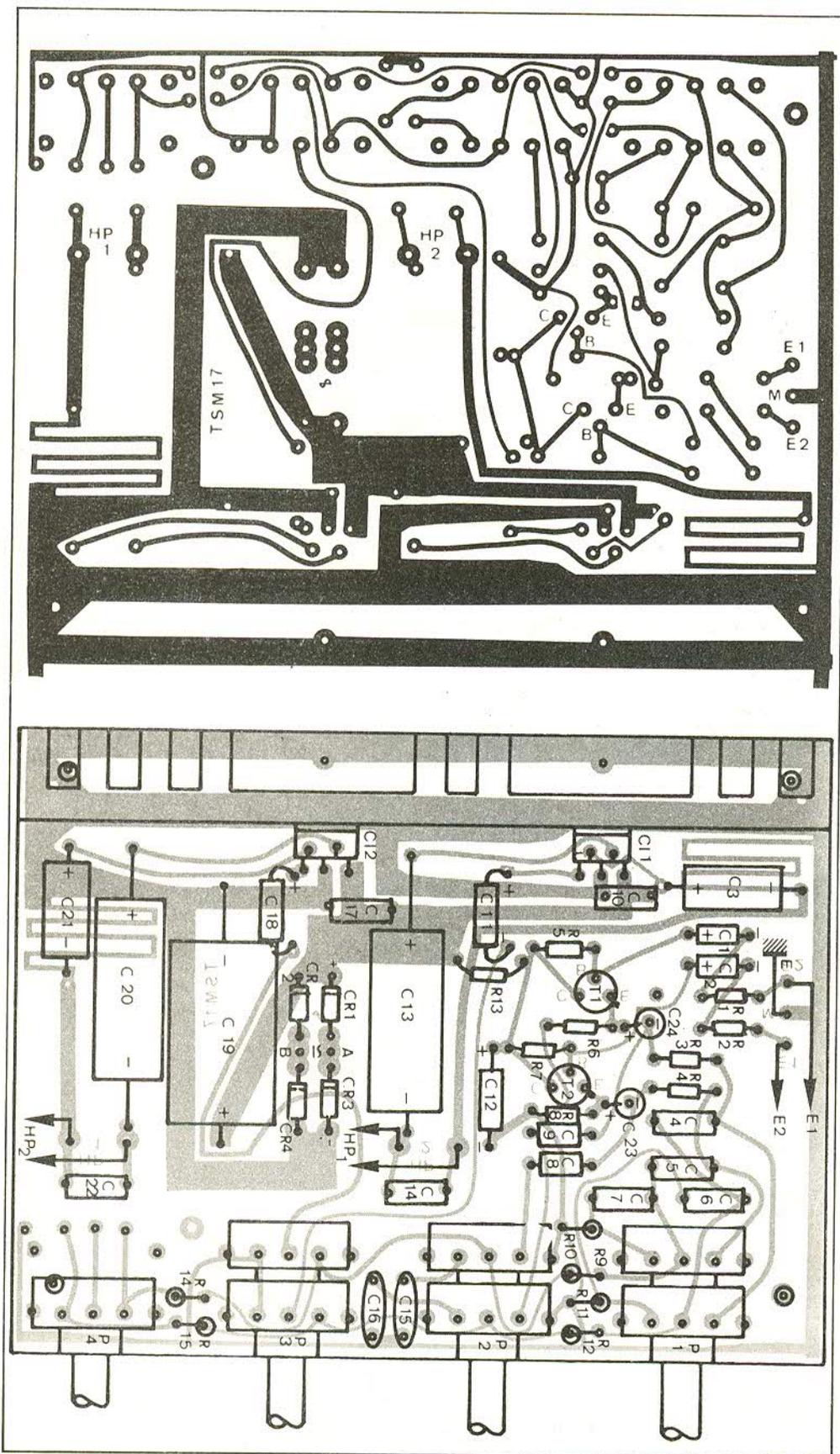


Fig. 1. — Nous ne représenterons qu'un seul des deux canaux de l'amplificateur stéréophonique équipé du circuit intégré TDA 2002, précédé d'un classique, mais très efficace correcteur Baxandall.



### Liste des composants

- R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> : 4,7 kΩ
- R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> : 8,2 kΩ
- R<sub>5</sub>, R<sub>7</sub> : 1 MΩ
- R<sub>6</sub>, R<sub>8</sub> : 8,2 kΩ
- R<sub>10</sub>, R<sub>11</sub> : 1,5 kΩ
- R<sub>9</sub>, R<sub>12</sub> : 4,7 kΩ
- R<sub>13</sub> : 7,5 kΩ
- R<sub>14</sub>, R<sub>15</sub> : 100 Ω
- C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> : 10 μF/25 V.
- C<sub>3</sub> : 220 μF/25 V
- C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub> : 22 nF mylar.
- C<sub>6</sub>, C<sub>7</sub> : 0,1 μF mylar.
- C<sub>8</sub>, C<sub>9</sub> : 2 nF.
- C<sub>10</sub> : 0,1 μF.
- C<sub>11</sub> : 4,7 μF/25 V.
- C<sub>12</sub> : 22 μF/25 V.
- C<sub>13</sub> : 1 000 μF 6 ou 12 V.
- C<sub>14</sub> : 0,1 μF mylar.
- C<sub>15</sub>, C<sub>16</sub> : 10 nF mylar.
- C<sub>17</sub> : 0,1 μF mylar.
- C<sub>18</sub> : 1 μF/25 V.
- C<sub>19</sub> : 1 600 μF/10 à 20 V.
- C<sub>20</sub> : 1000 μF 6/12 V.
- C<sub>21</sub> : 220 μF/12 V.
- C<sub>22</sub> : 0,1 μF mylar.
- C<sub>23</sub>, C<sub>24</sub> : 10 μF/25 V.
- CR<sub>1</sub>, CR<sub>2</sub>, CR<sub>3</sub>, CR<sub>4</sub> : diodes 1N4001 ou équivalent.
- CI<sub>1</sub>, CI<sub>2</sub>, TDA.2002
- T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> : BC148B ou équivalent.
- P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> : potentiomètre 47 à 220 kΩ variation (A).
- P<sub>3</sub> : potentiomètre 22 kΩ variation (B).
- P<sub>4</sub> : potentiomètre 100 kΩ variation (A).

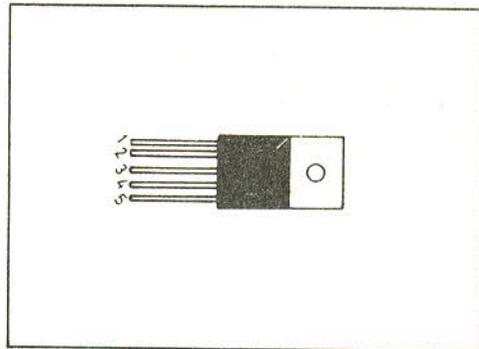


Fig. 2. à 4. - Le circuit intégré en question se présente sous la forme d'un boîtier analogue à celui d'un triac mais doté de cinq broches de sortie.



## Ampli 100W Magnétic France

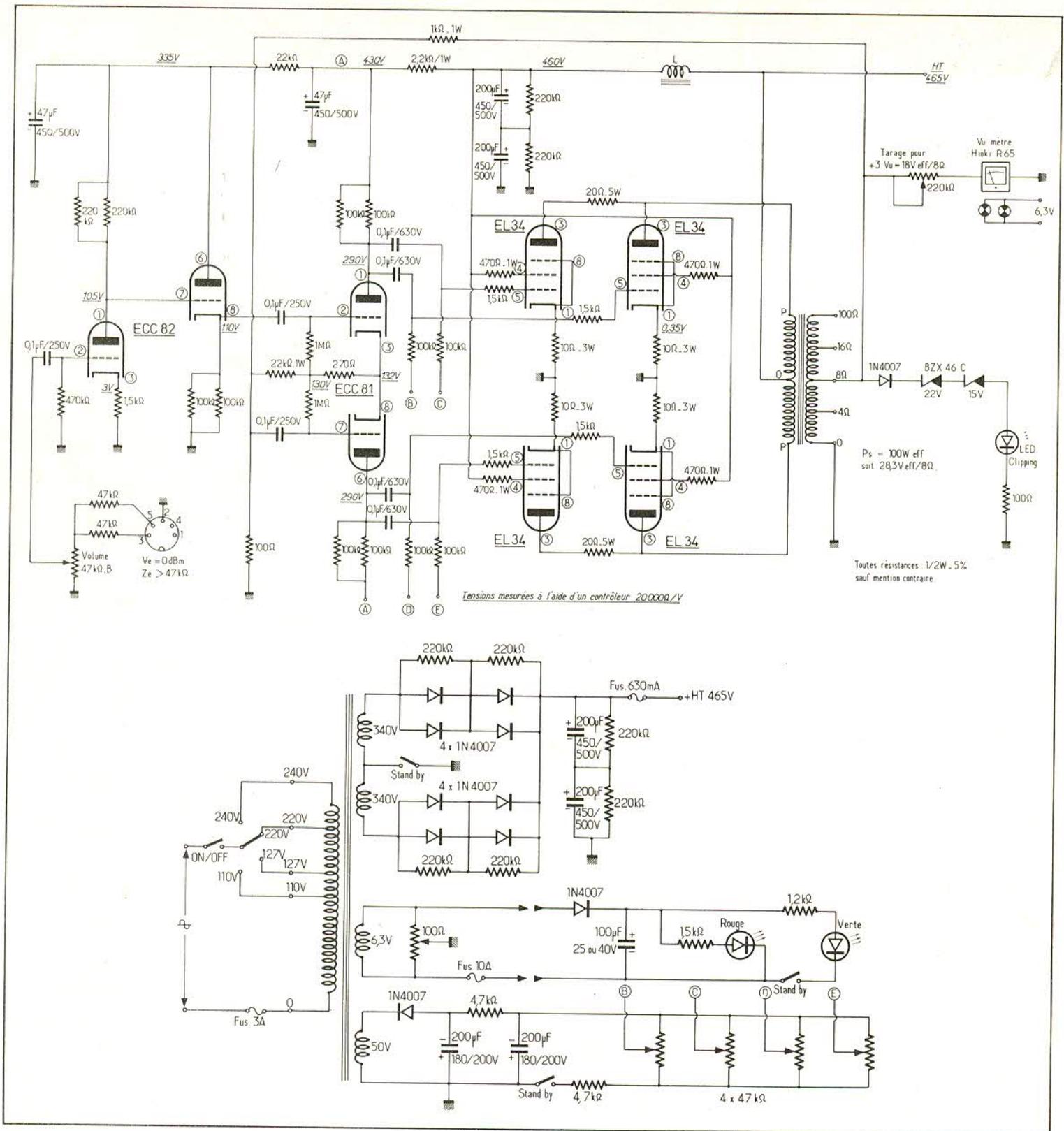
**P**UISQUE les années 1977-1978 sont et resteront marquées par la mode « rétro » dans tous les domaines, les fidèles lecteurs de cette revue ne seront pas surpris de trouver décrit dans ces colonnes, un amplificateur équipé et fonctionnant entièrement et exclusivement à l'aide de tubes thermoïoniques. Pourquoi un ampli à lampes ? M. De La Palisse, s'il avait vécu une telle situation, vous aurait sans doute répondu, dans sa logique mathématique qui le caractérisait, « parce qu'il y a des tubes... ». Les nostalgiques de la période « zazou » ont, à juste titre, des tas d'arguments pour vous prouver qu'on n'a rien fait de mieux depuis en matière d'amplification. La preuve est que, dans le domaine de la HiFi, les firmes japonaises qui contrôlent la quasi-totalité du marché mondial, n'ont pas hésité à refabriquer des amplis à lampes. Les établissements Magnetic France ont décidé également, à leur échelle, de relancer la fabrication d'un bon ampli « booster » lampes, à vocation : discothèque, contrôle monitor pour mini-studio, ou encore, pourquoi pas, associé à un préampli correcteur, en tant qu'ultime maillon d'une chaîne HiFi.

### Présentation

La présentation, sous forme de rack 19 pouces 3 unités, a été choisie pour la présentation de cet ampli.

Le châssis en tôle bichromatée, est formé de quatre parties distinctes qui s'assemblent par vis. Tout d'abord, une partie pliée en forme de U qui compose les côtés et l'arrière, arrière sur lequel viennent se fixer les prises secteur - DIN

HP - DIN modulation - répartiteur de tension. Entroissant ce premier châssis en U, un second élément, replié sur ses quatre côtés pour lui donner plus de rigidité, reçoit les chimiques et la self de filtrage, les supports de lampes, ainsi que tout le câblage conventionnel. Cet élément se fixe à l'aide de 2 fois 2 vis sur les 2 côtés du châssis en U, conférant à l'ensemble ainsi formé, une bonne rigidité mécanique. L'assemblage se visse ensuite sur le fond - troisième pièce du puzzle - sur



**Fig. 1. et 2. - Un schéma de principe classique mais désormais éprouvé équipé des très célèbres EL 34 en sortie.**

lequel sont boulonnés les transformateurs d'alimentation et de sortie, ainsi qu'un ventilateur - qui permet d'obtenir une convection forcée une fois que l'ampli est inséré dans une baie. - Pour terminer, un dessus vient coiffer le tout et complète ainsi le châssis. A noter que, pour amélio-

rer la ventilation, le fond et le dessus sont percés d'une vingtaine de trous de 10 m/m.

La face avant de l'ampli, réalisée en aluminium de 30/10, est anodisée noire mate, les inscriptions sont blanches et gravées en creux. On trouve, sur cette

plaque, les commandes et les organes suivants: Inter marche-arrêt avec son voyant à diode LED, Inter Stand By, permettant de mettre l'ampli « en attente », avec son voyant témoin à diode LED. Trois porte-fusibles (secteur - chauffage - Haute TENSION) - Le potentiomètre de

volume, un vu-mètre professionnel éclairé, associé à une diode LED qui indique la saturation en sortie de l'ampli.

Cette face avant se visse sur le châssis par l'intermédiaire de deux poignées chromées, qui serviront éventuellement pour le transport. Enfin, quatre découpes oblongues réalisées à l'extérieur des petits côtés de cette plaque, permettront de boulonner l'ampli dans une baie, si nécessaire.

## Caractéristiques générales

- ampli « Booster » double push pull EL34 classe AB
- Puissance : 100 W efficaces.
- Impédances de charge au choix : 4  $\Omega$ , 8  $\Omega$ , 16  $\Omega$  et 100  $\Omega$ /100 V. Sorties sur DIN HP normalisées.
- Impédance d'entrée : 47 k $\Omega$ .
- Sensibilité d'entrée : 0 dBm soit 775 mV. La modulation est injectée par l'intermédiaire d'une prise DIN 5 broches verrouillable (3 à 5 points chauds - 2 masse).
- Indicateur de niveau de sortie repéré à l'aide d'un vu-mètre éclairé de 110 x 75 mm.
- Indicateur de saturation (clipping) par diode LED.
- Bande passante :
  - à 1 W 10 Hz - 70 kHz à - 1 dB
  - à 10 W 10 Hz - 35 kHz à - 1 dB.
  - à 100 W 10 Hz - 30 kHz à - 1 dB.
- Distorsion harmonique à 1 kHz.
  - à 10 W  $\leq$  0,3 %
  - à 100 W  $\leq$  1,5 %
- Bruit de fond : - 85 dB.
- Secteur : 110 - 127 - 220 - 240 V.
- Consommation : 300 VA
- Rack 19 pouces - 3 unités.
- Dimensions : 483 x 132 x 285 mm.
- Poids : 15 kg.

## Etude du schéma

Comme il a été précisé dans l'introduction, cet ampli est entièrement réalisé à l'aide de tubes, hormis le redressement des alimentations haute-tension et de polarisation négative des lampes finales EL34.

**L'alimentation** : un transformateur largement dimensionné est utilisé pour obtenir les tensions nécessaires au fonctionnement de l'ampli. Au primaire tout d'abord, où grâce aux enroulements 0, 110, 127, 220 et 240 V, une des 4 tensions du réseau EDF pourra être choisie, permettant ainsi de réaliser une bonne adaptation. De même par l'intermédiaire des enroulements 127 et 240 V, on aura la possibilité de se réserver le droit d'une légère sous alimentation. Comme quatre tubes EL34 sont utilisés pour seulement 100 W eff. de puissance électrique (c'est-à-dire bien en dessous des possibilités des lampes, garantissant une bonne fiabilité) il est toujours possible, si l'on utilise des enceintes acoustiques, style « Bass Reflex ou exponentiel repliée », ayant un bon rendement électrique/accoustique, de sous alimenter les tubes. A ce moment l'insuffisance de chauffage filament augmentera encore un peu plus la durée de vie des lampes.

Au secondaire du transformateur trois enroulements sont indispensables. Tout d'abord un enroulement 2 x 340 V/300 mA qui va fournir après redressement et filtrage la haute tension de 480 V. Un enroulement 6,3 V/8 A assure le chauffage des filaments. Chaque tube EL34 absorbe 1,5 A soit 6 A pour les 4 lampes, les deux ECC81 et 82 mA chacune donc 600 mA, l'éclairage du vu-mètre 100 mA. La consommation des 2 LED témoin est négligeable, on obtient en tout environ 7 A. Se réservant 1 A de marge lors du calcul de l'enroulement du transfo, il faut prévoir un débit de 8 A, soit un peu plus de 50 VA pour porter les filaments à incandescence mais aussi de chauffer l'air environnant... Un loto de 100  $\Omega$ , qui sera câblé sur le chauffage 6,3 V du tube d'entrée, curseur à la masse, permettra d'amener le ronflement résiduel en sortie haut-parleur à son minimum soit environ 5 mV crête/crête sur la prise 8  $\Omega$ .

Enfin un enroulement 50 V/100 mA permet d'obtenir après redressement et filtrage la polarisation négative fixe de l'étage final.

Revenons à l'obtention de la haute tension. Comme l'enroulement du transformateur est double, le point milieu étant à la masse, il ne faut que deux diodes pour obtenir un redressement double alternance. Chaque diode équivalente dans

notre cas, est réalisé par quatre redresseurs IN4007. Chaque IN4007 supporte un courant dans le sens passant (dit direct) de 1 A et une tension inverse lorsqu'il est bloqué de 1 000 V maximum. Une association parallèle de 2 diodes à d'abord été choisie pour doubler le courant direct, pas tant pour la consommation des tubes, mais surtout lors de l'allumage, les condensateurs de filtrage déchargés se présentent alors comme de véritables courts-circuits. De même une configuration série de deux redresseurs IN4007 a été rendue nécessaire, puisque pendant l'alternance, où la diode équivalente est bloquée, la tension qu'elle doit pouvoir supporter à ses bornes est 2 V, 2 fois 340 V soit un peu moins de 1 000 V. Pour ne pas risquer d'être à la limite de la tension inverse donnée par le constructeur, il est plus sage de faire le petit sacrifice d'un second redresseur. Toutes ces raisons pour expliquer les 8 diodes IN4007 utilisées. Les résistances de 220 k $\Omega$ , câblées en parallèle, permettent d'obtenir exactement la demi-tension inverse aux bornes de chaque redresseur quand ceux-ci sont bloqués. Le filtrage « en tête » est assuré par 2 condensateurs chimiques de 200  $\mu$ F 450/500 V montés en série. De la même façon que pour les diodes, la tension de service étant à la limite des conditions normales de fonctionnement, deux condensateurs ont été nécessaires. Au courant de fuite près, les résistances de 220 k $\Omega$  répartissent la demi-haute-tension aux bornes de chaque chimique. La d.d.p. aux bornes de chaque capacité tombe donc à la moitié de la tension de service évitant ainsi que l'électrolyte ne perde ses qualités trop rapidement et le condensateur ses propriétés. La capacité équivalente, compte tenu du montage série, est divisée par deux mais la tension de service doublée, soit un 100  $\mu$ F, 900/1 000 V. Ce point de haute tension alimente à travers un fusible de 630 mA accessible en face avant et repéré « HT », les plaques des tubes de puissance EL34. Une self de filtrage de 5 henrys associée à une capacité équivalente de 100  $\mu$ F 900/1 000 V, réalisée dans les mêmes conditions que précédemment, filtre la haute tension appliquée sur les écrans des pentodes EL34. Un découplage résistance/capacité 2,2 k + 47  $\mu$ F ramène la haute-tension à une valeur raisonnable pour le déphaseur. De même un deuxième découplage RC22K + 47  $\mu$ F procure la tension

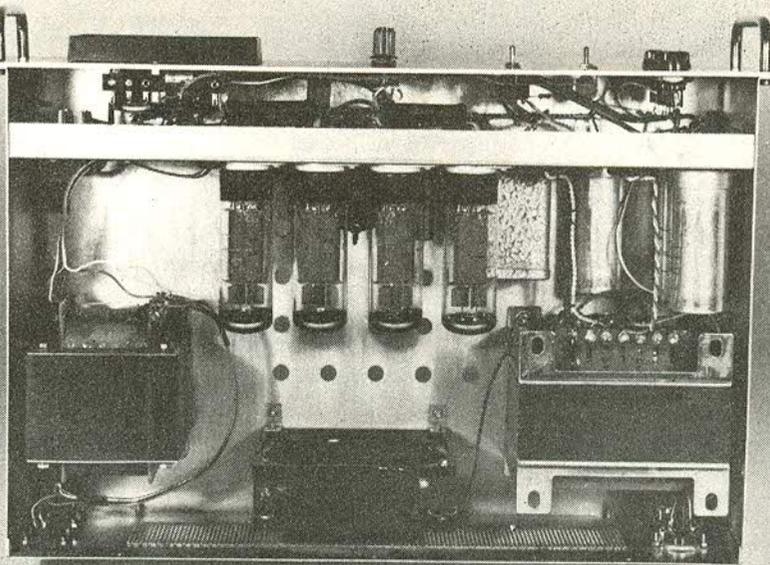
nécessaire à l'étage d'entrée et évite tout accrochage basse-fréquence.

La tension de polarisation négative, imposant aux tubes de puissance un fonctionnement en classe AB, est obtenue par un redressement mono-alternance, compte-tenu du faible débit, à l'aide d'une diode IN4007. Le filtrage en tête est assuré par un condensateur de  $200 \mu\text{F}/180 \text{ V}$ , puis la tension est ensuite « lissée » par un découplage R/C  $4,7 \text{ k} + 200 \mu\text{F}/180 \text{ V}$ . A ce point la tension négative est de  $-70 \text{ V}$  par rapport à la masse. Quatre potentiomètres ajustables de  $47 \text{ k}$  permettent de régler la polarisation négative de grille, donc le courant anodique de repos de chaque tube EL34. Cette configuration permet de compenser les différences dynamiques des lampes de par leur fabrication. Tous les ajustables ont un point commun qui revient à la masse, à travers une résistance de  $4,7 \text{ k}$  par l'intermédiaire de l'inter « Stand By ». Lorsque l'inter est ouvert, donc en fonction, la totalité de la tension de polarisation se retrouve sur les grilles, les tubes sont au « Cut Off » courant anodique quasi nul. Lors de la fermeture de l'inter, le pont diviseur imposé par chaque ajustable règle la polarisation optimum par tube.

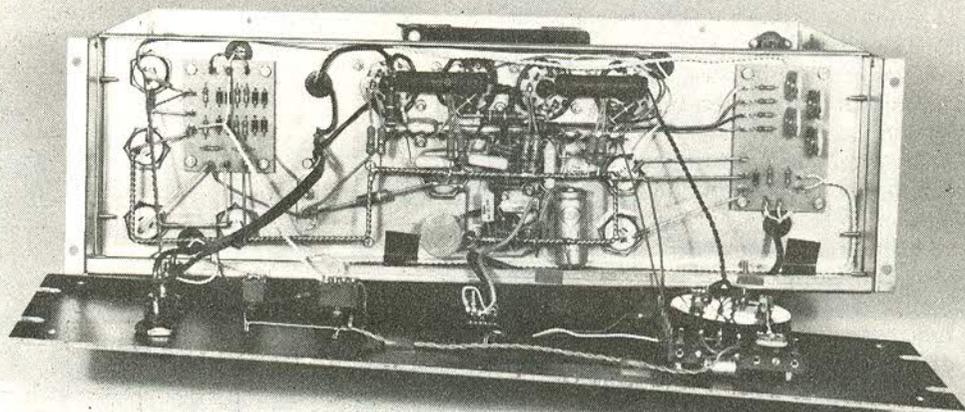
Enfin un redressement mono-alternance à partir du  $6,3 \text{ V}$  légèrement filtré par un chimique de  $100 \mu\text{F}/40 \text{ V}$  permet d'obtenir une tension continue suffisante pour l'alimentation des LED signalant la mise en fonctionnement et le « Stand By ».

**L'amplificateur :** la modulation incidente est appliquée à l'ampli par l'intermédiaire d'une prise 5 broches verrouillable. Le point 2 de cette prise est la masse, les picots 3 et 5 les points « chauds ». Deux résistances de  $47 \text{ k}\Omega$  mixent si nécessaire une modulation stéréo sur le potentiomètre de volume.

De par cette configuration l'entrée devient non saturable, la sensibilité maximale étant de l'ordre de  $0 \text{ dBm}$ . La modulation dosée par le potentiomètre est amplifiée par une  $1/2 \text{ ECC82}$ . La résistance de polarisation automatique de cathode de  $1,5 \text{ k}$ , n'étant pas découplée, procure une légère contre-réaction. La charge de plaque de  $100 \text{ k}\Omega$  est obtenue par l'association de deux  $220 \text{ k}\Omega 1/2 \text{ W}$  en parallèle, pour des raisons d'approvisionnement de résistances, propres au



**Photo A. – On remarquera le soin et la qualité du montage à l'intérieur du rack. En regard des tubes le ventilateur.**



**Photo B. – Une méthode de câblage traditionnelle et quand même deux petits circuits imprimés.**

constructeur. La résistance de fuite de grille est de  $470 \text{ k}\Omega$  et un condensateur de  $0,1/250 \text{ V}$  isole éventuellement le potentiomètre de volume d'une composante continue.

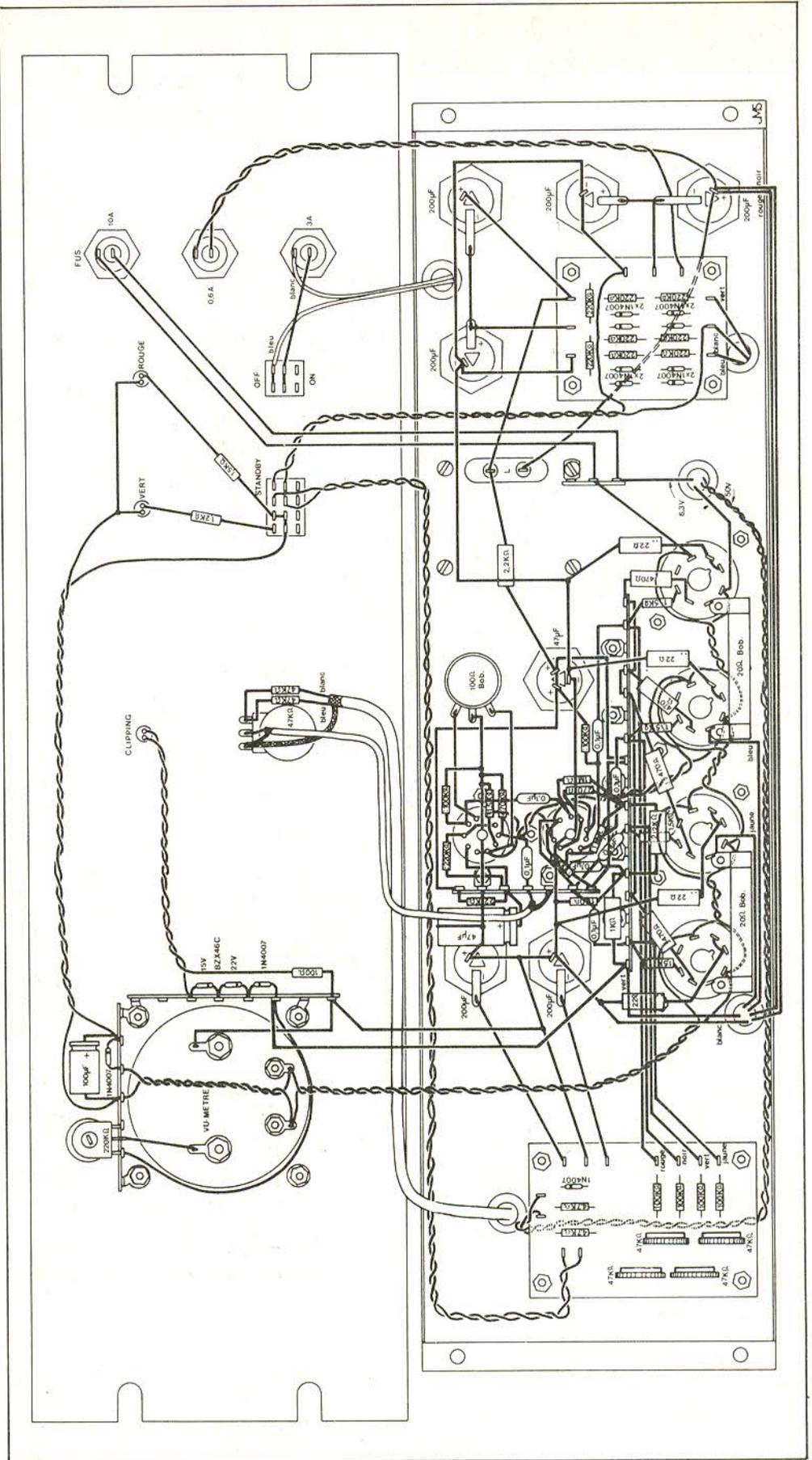
Une liaison continue entre les  $2 1/2 \text{ ECC82}$  est ensuite réalisée, la deuxième partie de la lampe étant montée en charge « cathodyne ». L'attaque du déphaseur est

ainsi faite à partir d'une source basse-impédance. Comme précédemment la résistance de charge du tube est formée de deux  $100 \text{ k } 1/2 \text{ W}$  en parallèle pour les mêmes raisons exprimées ci-dessus. L'idée première lors de l'étude de l'ampli était d'utiliser à plein les  $2 1/2 \text{ ECC82}$ , c'est-à-dire mélanger deux sources de modulation par l'intermédiaire du tube. Il

s'est avéré, lors des essais sur maquette que dans le cas où l'on utilise une résistance de charge commune aux deux plaques, compte tenu de la valeur relativement élevée de cette résistance, de l'inter-réaction d'un tube sur l'autre et vis-à-vis des capacités de sortie et parasite, la bande passante dans les aiguës est très médiocre. De même si les deux demi-tubes amplifient séparément, le mixage des signaux BF recueillis sur les plaques se faisant en haute-impédance, le résultat n'est guère beaucoup plus concluant. D'où cette configuration de deux triodes en liaison continue avec sortie sur la cathode qui peut paraître un luxe, mais qui donne entière satisfaction. Il fallait bien utiliser le tube entièrement ! surtout qu'augmenter la sensibilité d'entrée, en multipliant le gain des deux lampes n'était pas encourageant du point de vue rapport signal/ bruit.

Le montage déphaseur est une variante d'un déphaseur de « Smith » appelé déphaseur « Mullard ». Le couplage s'effectue par une résistance commune dans les cathodes. Une double triode ECC81, pour ses performances un peu plus grandes en courant que ses sœurs ECC82 et 83, a été choisie. Une demi-triode reçoit sur sa grille la modulation issue du montage cathodyne. On retrouve dans sa plaque le signal amplifié dans le rapport des résistances de plaque et de couplage cathode mais déphasé de  $180^\circ$ . La deuxième demi-triode montée en grille commune, c'est-à-dire que la grille est à la masse en alternatif par le  $0,1 \mu\text{F}/400 \text{ V}$ , amplifie sans déphasage toujours dans le rapport résistance plaque cathode, le signal aux bornes de la résistance de couplage.

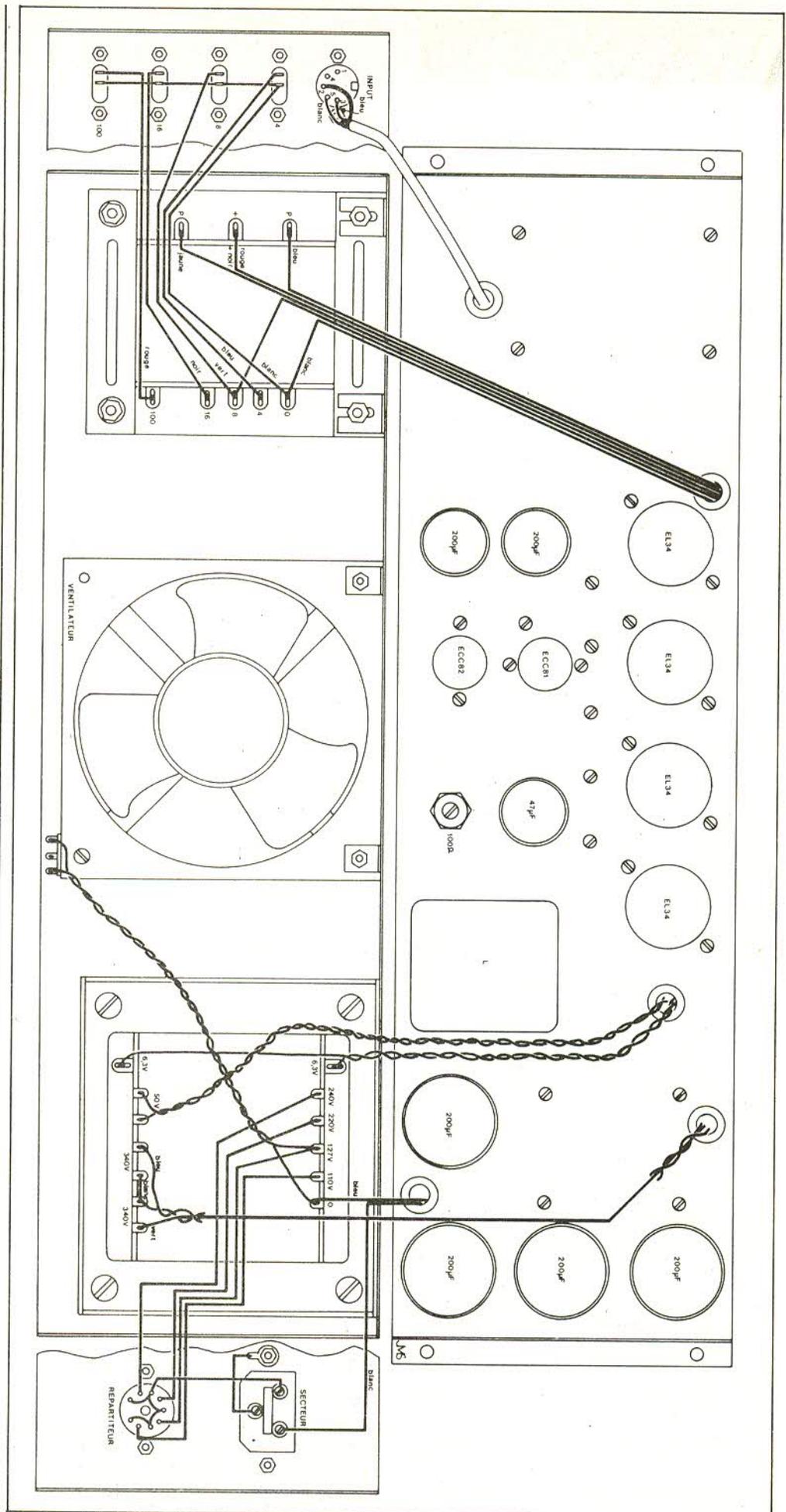
On trouve bien deux signaux de même amplitude mais déphasés de  $180^\circ$  dans les plaques des deux triodes. Leur polarisation automatique est obtenue par une  $270 \Omega$  qu'il n'a pas été jugé bon de découpler. Chaque triode attaque à son tour deux tubes de puissance EL34. Les condensateurs de  $0,1 \mu\text{F}$  en liaison ont une tension de service de  $630 \text{ V}$  garantissant un bon isolement en continu. Une résistance de  $1 \text{ k } 5$  en série dans chacune des grilles des lampes de sortie, évite les oscillations parasites. La résistance de fuite de grille de  $100 \text{ k}$  retourne sur le curseur du potentiomètre ajustable de  $47 \text{ k}$  et amène ainsi la polarisation négative nécessaire. Chaque EL34 a dans sa



**Fig. 3. et 4. - Compte tenu de l'utilisation des tubes électroniques on a recours à une méthode câblage conventionnelle sur châssis et barrettes à cosses relais.**

cathode une résistance de  $10\ \Omega$  2 W. Celle-ci a deux fonctions précises. Tout d'abord pouvoir mesurer, à l'aide d'un millivoltmètre branché aux bornes, le courant anodique et écran parcourant le tube en l'absence de modulation. On réglera la polarisation négative à l'aide de l'ajustable correspondant de façon à obtenir 350 mV aux bornes de la  $10\ \Omega$  soit un courant la + I écran égal à 35 mA. A ce moment la tension de polarisation négative doit être comprise entre - 37 et - 42 V. En second lieu si le tube venait à s'emballer, c'est-à-dire que le courant anodique augmente, faire croître la chute de tension aux bornes de la  $10\ \Omega$ . On décale alors la polarisation grille cathode vers le « cut off » le système s'autorégule évitant ainsi de faire rougir la plaque des tubes de puissance par une trop forte dissipation. Les écrans sont alimentés par l'intermédiaire de résistances de  $470\ \Omega$  1 W à partir de la haute tension lissée par la self de filtrage et le condensateur de découplage d'alimentation. Ces résistances limiteront éventuellement le courant écran, évitant une trop forte dissipation thermique de ceux-ci. Enfin deux des quatre lampes de puissance ont en série dans leur plaque une résistance de  $20\ \Omega$ /5 W qui protège la mise en parallèle des tubes contre les risques d'oscillations.

L'impédance dynamique du transformateur de sortie est de  $3,2\ k\Omega$  plaque à plaque. Une contre-réaction d'un taux de 10 % revient de la prise haut-parleur  $8\ \Omega$  sur le déphaseur par une  $1\ 000\ \Omega$  1 W sur le pied d'une résistance de  $100\ \Omega$  faisant partie de la résistance de cathode. L'indicateur de saturation réalisé à l'aide d'une diode LED est pris également en dérivation, sur la prise HP  $8\ \Omega$ . Le redressement de la tension BF est assuré par une diode IN4007 et le seuil de déclenchement par deux diodes zéner montées en série. La tension BF devra donc être d'au moins 37 V crête pour que les diodes zéner deviennent conductrices, le courant dans la LED étant alors limité par une résistance de  $100\ \Omega$ . Pratiquement comptenu de la chute de tension dans la IN4007 et dans la LED, l'allumage a lieu pour environ 39 V crête qui correspond à peu de chose près aux 100 W efficaces. Le vu-mètre, qui comporte incorporé par construction son propre redresseur, est tout simplement branché en série avec un potentiomètre ajustable de 220 k pour permettre son étalonnage. Le tarage est



## STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT DE L'OSCILLOSCOPE par R. RATEAU

Dans le laboratoire de l'électronicien, l'oscilloscope occupe une place dont nul ne peut sous-estimer l'importance. Son exploitation rationnelle suppose que soient, d'abord, bien maîtrisées les techniques relativement simples, mais nombreuses, qui concourent à l'élaboration finale de l'oscillogramme.

Voilà l'objectif principal que vise cet ouvrage. Le technicien, professionnel ou amateur y trouvera à la fois les bases théoriques indispensables, et une abondante documentation, rassemblant des schémas typiques. Il s'agit donc là de la première étape vers la familiarisation avec les techniques de l'oscilloscope.

Nous l'avons voulu fondée, au moins autant sur l'image que sur le texte ; le livre est donc d'abord essentiellement pratique, et devrait trouver sa place, autant sur l'établi, que dans une bibliothèque.

Un ouvrage de 96 pages, format 11,7 x 16,5 ; 96 schémas, couverture couleur. Prix : 19 F.

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

Diffusion exclusive : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

réalisé quand, pour 18 V efficaces, aux bornes du HP, l'aiguille atteint la graduation + 3 vu en régime permanent. On compense ainsi dans un régime de modulation courant l'inertie du cadre. Le temps de montée pour ce genre de vu-mètre étant d'environ 300 ms.

### Réalisation pratique

Nous n'allons pas reproduire les nombreuses pages de la notice technique de montage du constructeur dont on connaît désormais le sérieux.

Précisons que cet ensemble est disponible sous la forme de Kit complet, et qu'évidemment, il ne s'adresse pas aux amateurs « tout débutants ».

Le matériel nécessaire pour la réalisation du montage mécanique et du câblage reste tout à fait conventionnel hormis bien entendu la puissance du fer à souder qui passera à 60 W car, il ne s'agit plus de circuits intégrés.

Il faudra, par ailleurs, pour une bonne mise au point disposer d'un contrôleur universel.

### Conclusion

En guise de conclusion, l'auteur de ces lignes voudrait vous faire une confiance. J'ai un « hobby » que d'ailleurs certains lecteurs partagent, j'en suis sûr, le chemin de fer en général et le train miniature en particulier.

Etant vaporeux à 99 %, je ne peux m'empêcher d'établir une analogie entre une locomotive à vapeur et un ampli à lampes... Je m'explique ! tous deux représentent à mes yeux, une certaine apogée du génie humain à l'époque où, peut être, l'amour du travail passait avant la rentabilité.

Aujourd'hui la vapeur a complètement disparu en France.

Après s'être empressé de démonter toutes les voies secondaires, que la génération de nos arrière-grands-parents, avait eu tant de peine à construire, on s'est non moins empressé de dépecer les machines à vapeur encore valides.

Les amplis à lampes, quant à eux, après une période de gloire entre les années

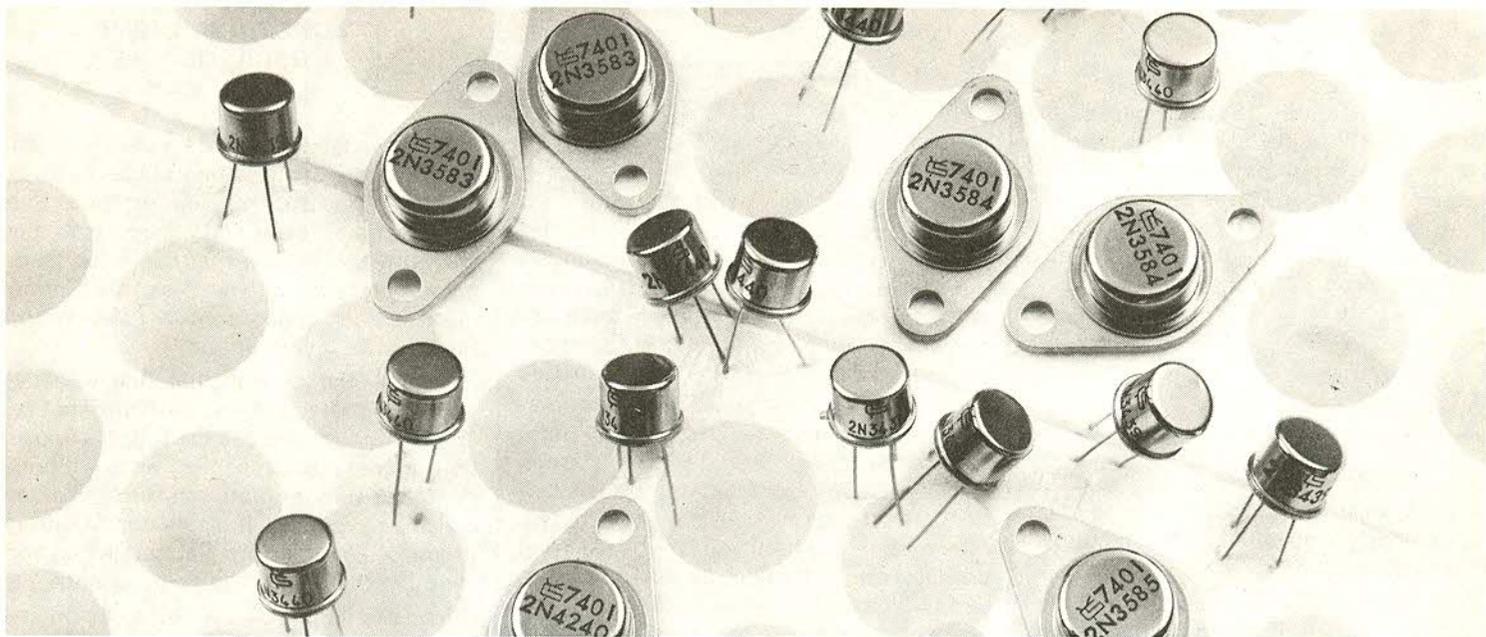
1950-1960, n'ont pas encore complètement disparu malgré leur prix de vente de plus en plus élevé.

Le mécanicien et son chauffeur savaient exactement suivant le hallètement de leur machine ce qui manquait. De même le technicien ou l'utilisateur entraîné peut s'assurer du bon fonctionnement d'un ampli à lampes simplement en le regardant. Il suffit d'avoir du bon sens pour s'apercevoir une anomalie, la couleur des tubes ne ment pas. Allez donc regarder ces rondelles métalliques que sont les transistors, rien ne transparait. C'est la froideur même, sauf le jour où vous mettez le doigt dessus et où la peau reste collée ! ... Evidemment, que les semi-conducteurs sont indispensables dans 95 % du marché électronique. Sans eux, le développement technologique aurait été impossible. Toutefois dans le domaine audio qui nous intéresse il n'est pas prouvé que la lampe, n'ait pas encore aujourd'hui son mot à dire. Malheureusement, le coût de fabrication, par le prix des composants et par une main-d'œuvre bien trop importante a freiné la construction des amplis à tubes.

Une différence « vraie » difficile à définir mais qui se ressent sur le délié et la précision d'écoute. Certainement que les recherches sur les semi-conducteurs permettront, peut être grâce à des transistors à très large bande passante soumis à un taux de contre-réaction faible (on en parle beaucoup) de réaliser des amplificateurs dont le moelleux et le plaisir d'écoute seront comparables à leurs aînés. Ça se fait déjà, mais à quel prix !

Pardonnez-moi d'être aussi borné, mais je puis vous assurer qu'un ampli à lampes construit il y a 20 ans, équipé de transformateurs 100 % français fabriqués par les Etablissements Millerieux, montés par Magnétic France et pilotant une enceinte à un haut-parleur également française, construite par M. Léon (Elipson) peut encore concurrencer, (sans que les tubes aient à rougir !) pas mal de réalisations beaucoup plus sophistiquées de nos jours. C'est très bien d'avoir voulu démocratiser la HiFi, mais vouloir prétendre vendre au détail une chaîne compacte moins de 2 000 F et faire croire aux « heureux » possesseurs par une publicité, paraissant le plus souvent dans les journaux du cœur, qu'ils possèdent un ensemble de qualité... C'est dommage, vraiment dommage.





## - Nouvelle série : LE TEST DE LA BASCULE

### 4.40 Les variantes des bascules bistables

#### 4.4.0 Les variantes des bascules bistables

Nous avons bien dit (par 4.2.) qu'avec la bascule astable et avec celle-ci seulement, la source auxiliaire  $V'_N$  était de même polarité que la source d'alimentation  $V_N$  par rapport à la masse, et que cela était un avantage.

Avec les bascules bistables nous n'avons plus cette chance qui permettait d'utiliser  $V_N$  à 2 fins :

- comme alimentation générale,
- comme source auxiliaire, par le jeu d'un simple diviseur de tension (par 4.2.4.), ou même, directement, sans lui (par 4.2.5.).

#### 4.3.1. Une situation défavorable

La source auxiliaire  $V_{N2}$  des bascules bistables (et monostables) est en effet de polarité inverse de celle de  $V_{N1}$  : le pôle positif de  $V_{N1}$  (à la masse) est aussi, en effet le pôle négatif de  $V_{N2}$ .

Ces polarités, on s'en souvient, venaient du type de transistors choisis (PNP). Avec des NPN la situation, quoique inverse serait restée la même puisque les deux sources auraient **toutes deux** changé de polarité.

#### 4.3.2. Un artifice élément

Pourtant, si l'on regarde de près le schéma, très simple, d'un unique transistor alimenté par une source  $V_{N1}$  et bloqué par une source  $V_{N2}$  de polarité opposée (fig. 46) avec une charge  $R_C$  et une résistance de base  $R_B$ , une solution apparaît, qui utilise une source  $V_{N2}$  de même polarité que  $V_{N1}$  (fig. 47).

Il suffit, pour cela de faire « glisser » dans le circuit base-émetteur, la source  $V_{N2}$  tout entière de l'autre côté de la masse.

Cette nouvelle position de la source  $V_{N2}$  crée un fait nouveau car elle est maintenant, insérée dans un circuit auquel nous n'avions jamais touché (sauf pour certaines impulsions de commande) : la connexion **émetteur-masse**.

En effet, si cette source  $V_{N2}$  est, maintenant, positive vers la masse (comme  $V_{N1}$ ) et négative vers le collecteur ; si, par surcroît la résistance de base  $R_B$  revient, cette fois, simplement à la masse, la base n'en est pas moins **positive par rapport à son émetteur** et donc **bloquée**.

#### 4.3.3. Une alimentation de collecteur qui décroît

La seule différence de la figure 47 avec la figure 46 est précisément une différence... de potentiels. Celle qui engendre, finalement la tension  $V_{CE}$ , désormais fixée (à travers la charge  $R_C$ ) par :

$$V_{CM} - V_{EM} = V_{N1} - V_{N2}$$

(M est, rappelons le, symbole de la masse)

Donc, si nous avons conservé 4,3 V pour  $V_{N1}$  et bloqué la base avec + 1,5 V dans la figure 46, la source de - 1,5 V placée dans la connexion de l'émetteur (fig. 47) bloque tout aussi bien la même base par + 1,5 V (=  $V_{BE}$ ) mais, cette fois, en réduisant d'autant la tension du collecteur ( $V_{CE}$ ), c'est-à-dire  $V_N$  pour un transistor bloqué.

$$V_{CE} = - 4,3 - (- 1,5) = 4,3 + 1,5 = - 2,2 \text{ V}$$

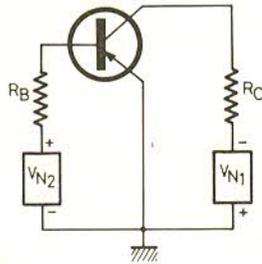


Fig. 46

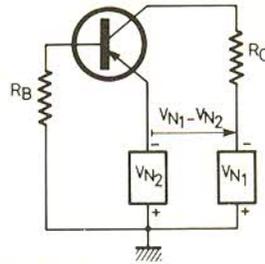


Fig. 47

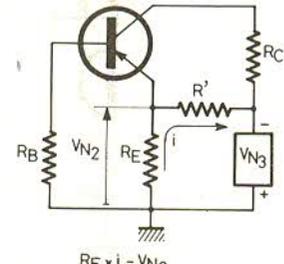


Fig. 48

$$R_E \times i = V_{N2}$$

$$V_{N1} = V_{N1} + V_{N2}$$

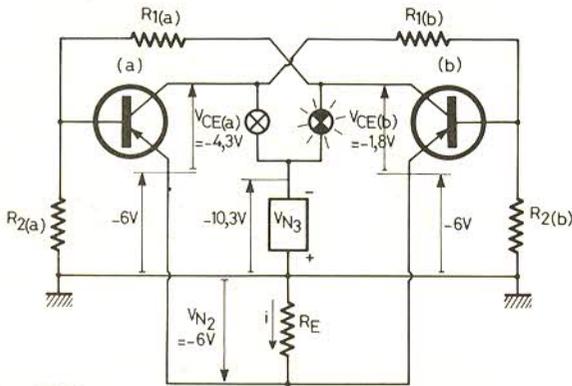


Fig. 50

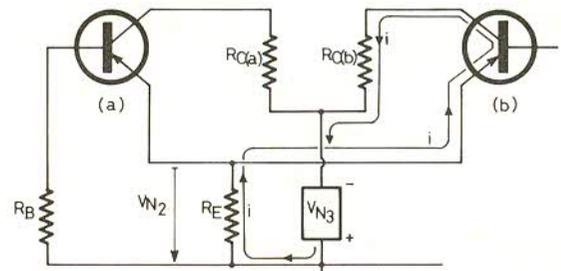


Fig. 49

$$R_E \times i = V_{N2}$$

$$V_{N1} = V_{N1} + V_{N2}$$

#### 4.3.4. Une variante de la variante

Tout cela est un peu décevant car si l'on a réussi à remplacer l'ancienne source  $V_{N2}$  (positive par rapport à la masse) par une autre source  $V_{N2}$  (négative par rapport à la masse), on n'a pas, pour cela, **supprimé cette source auxiliaire**.

Or, la **figure 48** y parvient. Sa seule nouveauté est qu'au lieu d'insérer une véritable source  $V_{N2}$  dans la connexion d'émetteur, on choisit une source, disponible, de même polarité et de force électromotrice plus élevée que  $V_{N2}$  afin de l'appliquer entre émetteur et masse, par l'intermédiaire d'un diviseur de tension  $R'$ ,  $R_E$ .

$V_{N1}$  pourrait bien être cette source disponible.

En effet, le procédé s'applique bien à une source  $V_{N1}$  de  $-4,3$  V et à la tension de blocage souhaitée de  $-1,5$  V.

En revanche, il semble bien que ce ne soit plus le cas pour une vraie bascule bistable car on se souvient que pour un  $V_{N1}$

de  $-4,3$  V il fallait un  $V_{N2}$  de  $+6$  V (qui ici serait  $-6$  V, malheureusement supérieur à  $V_{N1}$ ).

Heureusement tout redevient possible si l'on « majore »  $V_{N1}$  (alimentation du connecteur) de la valeur  $V_{N2}$  (« alimentation » de l'émetteur).

Ainsi, dans le cas du schéma partiel de la **figure 48**, il faut, pour rétablir la situation augmenter la valeur de  $V_{N1}$  d'une quantité égale à  $V_{N2}$ . c'est-à-dire :

– dans le cas de l'exemple que nous venons de prendre ;

$$V_{N3} = V_{N1} + V_{N2} = -4,3 + (-1,5) = -5,8 \text{ V}$$

– dans le cas d'une « vraie » bascule bistable conforme à celle que nous connaissons :

$$V_{N3} = V_{N1} + V_{N2} = -4,3 + (-6) = -10,3 \text{ V}$$

Tout ceci ne serait encore guère remarquable s'il n'y avait pas une autre façon d'exprimer ce qui se passe :

Au lieu de parler de source  $V_{N2}$  remplacée par  $V_{N1}$  (devenue  $V_{N3}$ ) et suivie d'un diviseur de tension  $R'$ ,  $R_E$ , on peut aussi bien écrire que la tension de blocage de

la base du transistor ( $V_{BE}$ ), qui est la tension aux bornes de  $R_E$ , est due à la circulation d'un courant dans cette résistance (le courant du diviseur).

D'une manière de plus en plus générale on dira que la tension de blocage de base apparaît dès que la résistance  $R_E$  voit circuler un courant ( $i$ ) dans le sens (conventionnel) de la flèche (**fig. 48**). Un courant  $i$  tel que  $R_E \times i$  soit une tension suffisante pour bloquer la base.

En d'autres termes : **un courant de blocage**.

#### 4.3.5. L'origine du courant de blocage

Certes, ce n'est pas le transistor que nous avons représenté qui peut faire circuler son propre courant de blocage... puisque, précisément, il est bloqué.

On ne peut pourtant pas, ne pas remarquer que si un tel courant circulait, son sens de circulation serait précisément celui qui donnerait naissance à une tension de polarité convenable.

Fig. 51

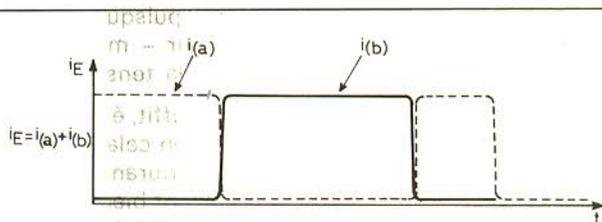


Fig. 52

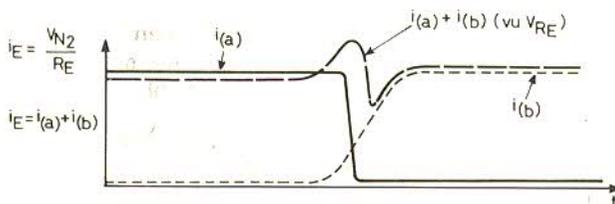


Fig. 54

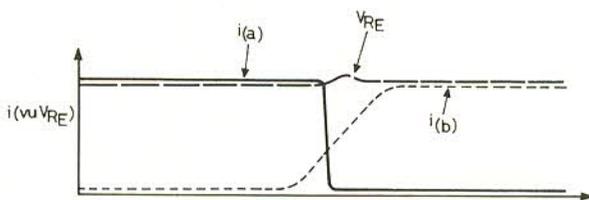


Fig. 53

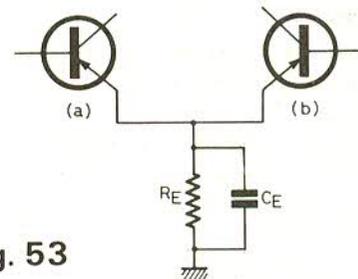
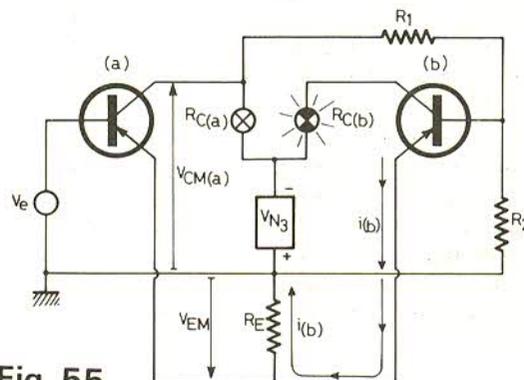


Fig. 55



C'est ainsi que l'on en vient à penser que tout autre transistor de même type (PNP) dont l'émetteur serait relié à l'émetteur du premier, jouerait fort bien le rôle de R' s'il était, lui, passant (fig. 49).

Or, c'est, précisément, le cas de l'autre transistor de la bascule. En conséquence, il faut et il suffit que les deux émetteurs des transistors d'une bascule bistable, soient réunis et reliés à la masse par l'intermédiaire d'une résistance commune  $R_E$ , de valeur convenable, pour que puisse être remplacée la source  $V_{N2}$  (fig. 50).

Il faut noter que, pour le cas où la bascule changerait d'état, le transistor dont nous étudions le comportement deviendrait celui que, jusqu'ici nous avons appelé « l'autre » et vice versa.

#### 4.3.6. Une tension de blocage constante, mais...

Ainsi, dans la mesure où les deux parties de la bascule sont bien symétriques (les transistors comme leurs résistances de charge et de liaison, de même que les capacités des condensateurs qui accélèrent cette dernière), la résistance  $R_E$ , commune aux deux émetteurs, voit toujours

passer un courant, toujours le même, quel que soit l'état de la bascule.

La tension auxiliaire  $V_{N2}$  est donc bien toujours engendrée par chute dans  $R_E$ . Toutefois, une précaution s'impose encore :

Quand bien même la symétrie serait telle que les intensités des courants  $i_{E(a)}$  et  $i_{E(b)}$  des deux transistors (a) et (b) seraient parfaitement égales, cette égalité ne concernerait que les fractions de temps où l'état de la bascule est stable, quel qu'il soit (fig. 51).

En revanche, au moment des basculements, il serait hardi de compter sur la parfaite complémentarité des intensités  $i_{E(a)}$  et  $i_{E(b)}$  dont l'une disparaît pendant que l'autre apparaît, ou l'inverse.

La figure 52 donne un exemple du genre :  $i_{(a)}$  (symbolisation simplifiée de  $i_{E(a)}$ ) décroît assez vite avant de disparaître, tandis que  $i_{(b)}$  (symbolisation simplifiée de  $i_{E(b)}$ ) croît bien plus lentement avant de prendre sa valeur stable. L'effet est sans doute très exagéré mais c'est pour bien montrer que le courant  $i_E$  qui engendre la tension  $V_{N2}$  aux bornes de la résistance  $R_E$ , monte d'abord avec  $i_{(b)}$  qui augmente déjà alors que  $i_{(a)}$  est encore présent, d'où la pointe. Pointe d'ailleurs suivie d'une crevasse puisque  $i_{(b)}$  n'a pas encore atteint son plafond tandis que  $i_{(a)}$  a déjà disparu.

On dit que les formes d'onde des transistions de  $i_{(a)}$  et  $i_{(b)}$  ne sont pas complémentaires à leur total  $i_E$ .

On a, en effet :  $i_E = i_{(a)} + i_{(b)}$  à tout moment et, en particulier, durant les états stables :

ou bien :  $i_E = i_{(a)} + 0$  c'est-à-dire  $i_E = i_{(a)}$ ,  
ou bien :  $i_E = 0 + i_{(b)}$  c'est-à-dire  $i_E = i_{(b)}$

Les formes d'onde de transition sont donc les principaux points critiques.

Il y a, fort heureusement un excellent moyen d'éviter les perturbations provoquées par ce phénomène : un simple condensateur de capacité telle que la constante de temps qu'il forme avec la résistance  $R_E$  soit largement supérieure (plus de dix fois) à la plus longue durée de basculement prévisible, conservera une parfaite stabilité à la tension développée aux bornes de  $R_E$ , durant les changements d'état (schéma partiel de la figure 53 et nouvelle forme d'onde de  $V_{RE}$ , c'est-à-dire de  $V_{N2}$  fig. 54).

#### 4.3.7. Le rattrapage nécessaire de la tension d'alimentation

Comme on l'a déjà dit (par 4.3.3.), la tension de blocage ( $V_{RE}$  ou  $V_{N2}$ ) se

déduit de la tension  $V_{N1}$ , du point de vue de l'espace  $V_{CE}$ .

Si donc on a, prudemment, mis au point une bascule bistable avec une tension annexe  $V_{N2}$  indépendante (ce qui est bien commode) et si l'on désire finalement se débarrasser de celle-ci par l'élégant artifice de la résistance commune d'émetteurs avec capacité de stabilisation (et non pas de découplage, comme on ne le dit que trop souvent), il faudra simplement porter  $V_{N1}$  à la tension qui a servi à la mise au point, **plus** la tension de  $V_{N2}$  qui sera produite par chute de tension aux bornes de  $R_E$ . C'est bien ce qu'a déjà montré la **figure 50**.

A cette seule condition, la bascule ainsi construite mérite qu'on dise qu'elle a été **étudiée**. Ce n'est, autrement, qu'application aveugle de recettes de cuisine dont on sait fort bien que, pour les appliquer avec succès, il faut, déjà, être un bon cuisinier.

#### 4.3.8. La bascule de SCHMITT

L'usage d'une résistance commune aux deux émetteurs d'une bascule à transistors n'est pas limitée au seul remplacement de la source auxiliaire  $V_{N2}$ . C'est ce que nous apprend un dispositif imaginé par SCHMITT au temps des tubes électroniques... et transistorisé depuis.

Il s'agit d'une bascule bistable qui diffère de celle que nous connaissons sur deux points principaux :

1) L'une des deux liaisons entre les transistors ne se fait plus par le diviseur résistif  $R_1, R_2$  en provenance d'un collecteur et en direction de la base opposée mais, précisément, par une résistance commune aux deux émetteurs ( $R_E$ ).

L'autre liaison reste classique (**fig. 55**).

La commande du basculement n'est plus impulsionnelle (alternée ou séquentielle) mais procède par variation plus ou moins lente d'un signal d'entrée  $V_e$ .

En dessous d'un seuil critique, la tension de ce signal d'entrée laisse la bascule dans un certain état stable, **toujours le même**, qu'on appellera **état passif**.

Au-dessus de seuil critique, le même ou un autre, comme on le verra, la bascule de SCHMITT passe brusquement dans son autre état qu'on appellera **état actif**.

Tout ce que nous avons vu sur les bascules en général et sur les bascules bistables en particulier, va nous montrer à quel point « avoir appris à comprendre (aussi) pourquoi fonctionne un dispositif », aide à saisir sans peine le fonctionnement d'un nouveau circuit.

A – situation du transistor (a) en l'absence de signal.

Supposons d'abord que le signal d'entrée  $V_e$  soit nul.

Si la source  $V_e$ , même égale à zéro, représente, au moins, une certaine résistance (sinon, on peut toujours en ajouter une, en parallèle), on peut dire que la base du transistor (a) est au potentiel de la masse.

Le collecteur du même transistor (toujours PNP) est, quant à lui, au potentiel  $V_{N3}$ , négatif, à travers la charge  $R_{C(a)}$ .

Or, quand bien même aucun courant  $i$  ne circulerait dans  $R_E$ , l'absence de courant de base du transistor (a) l'inciterait plutôt au blocage.

De plus, pour le cas, déjà improbable, où un tel courant existerait (qu'il soit dû à l'un ou l'autre des deux transistors), il ne pourrait que développer dans la résistance commune aux deux émetteurs ( $R_E$ ), une tension  $V_{EM}$  (tension émetteur-masse, alias  $V_{N2}$ , alias  $V_{RE}$ ) positive et donc bloquante pour le transistor (a) qui, rappelons-le, a sa base à la masse puisque  $V_e = 0$ .

B – Situation du transistor (b) en l'absence de signal

Il n'en est pas de même pour le transistor (b) car, quoiqu'il reçoive, éventuellement, comme le transistor (a), une tension bloquante  $V_{EM}$ , il est seul à recevoir, sur sa base, une tension négative en provenance du collecteur de (a), par l'intermédiaire du diviseur classique  $R_1, R_2$  qu'il n'est plus besoin d'appeler comme autrefois  $R_{1(b)}$  et  $R_{2(b)}$ , puisqu'il n'y a plus de diviseur de liaison dans le sens inverse.

Or, puisqu'on a vu (paragraphe A ci-dessus) que le transistor (a) était nécessairement bloqué en l'absence de signal  $V_e$ , cette tension négative que  $R_1$  transmet à la base de (b) dans le rapport :

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

est la tension  $V_{CE(a)}$  et non plus la tension  $V_{CE(a)}$ .

Enfin, puisque (a) est bloqué, sa tension collecteur – masse  $V_{CM}$  est simplement égale à la tension de source  $V_{N3}$ .

Cela suffit, évidemment à rendre b passif et, en cela, le rendre aussi responsable du courant  $i$  dans la résistance  $R_E$ , confirmant bien par là le blocage du transistor (a) par  $V_{EM} = R_E \times i(b)$ .

Il faut, bien sûr que la tension  $V_{EM}$  en question ne s'oppose pas au débit du transistor (b).

En effet,  $V_{EM}$  est aussi négatif pour le transistor (b) que pour le transistor (a) mais il ne faut pas oublier que  $V_{N3}$  est l'ancienne source  $V_{N1}$  majorée, précisément de la tension développée aux bornes de la résistance commune aux deux émetteurs ( $R_E$ ).

Il n'y a donc, en l'absence de signal  $V_e$ , qu'un seul état possible pour la bascule : l'état où (a) est bloquant, (b) passant et, puisque nous nous intéressons spécialement à (a) qui reçoit le signal d'entrée, un seul état possible, l'état **passif**.

C – Le signal  $V_e$  apparaît

Si  $V_e$  devenait positif pour la base du transistor (a), par rapport à la masse, il ne pourrait que confirmer l'état de blocage de ce transistor et, par là maintenir la bascule dans son état passif.

En revanche si le signal  $V_e$  devient négatif pour la base du transistor (a) par rapport à la masse, et, plus encore s'il atteint, en valeur absolue, le niveau de  $V_{EM}$ , l'espace base – émetteur est amené à un potentiel nul et le transistor (a) risque de se débloquer.

Il ne manque pas de le faire dès que  $V_e$  dépasse le seuil que l'on vient de définir, en rendant franchement négative la tension base-émetteur du transistor (a).

D – Le signal  $V_e$  augmente

Comme on vient de le dire, il est une valeur précise pour laquelle l'augmentation qui suit l'apparition du signal  $V_e$  (dans le sens convenable) fait passer subitement la bascule dans son état actif.

En effet, dès que le courant de base du transistor (a) apparaît, il provoque une chute de tension dans la résistance  $R_E$ . La tension collecteur-émetteur s'en trouve moins négative et la variation de cette tension est transmise au transistor (b) par la résistance  $R_1, R_2$ .

La base du transistor (b) devient donc moins négative. Il n'en faut pas plus pour

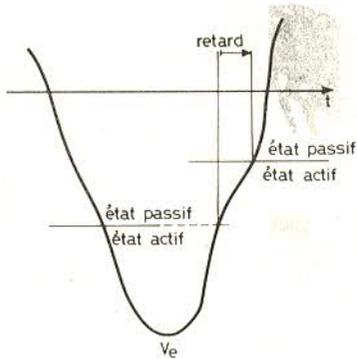


Fig. 58

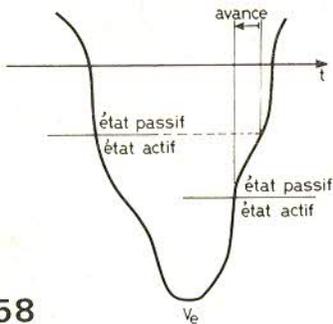


Fig. 57

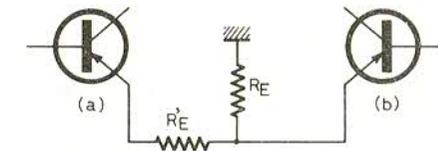
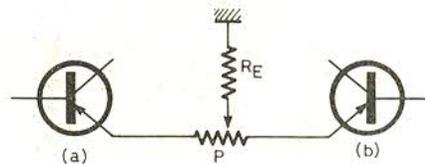


Fig. 56

que le courant de son collecteur et donc de son émetteur, diminue.

En diminuant, ce courant qui passe dans  $R_E$ , devrait réduire la tension à ses bornes ; or, il n'en est rien puisqu'en même temps et même avant lui, le courant collecteur donc, aussi, le courant émetteur du transistor (a) est né et que, maintenant, il augmente.

Le courant du transistor (a) augmente même si vite qu'il va se stabiliser à une valeur maximale qui dépend du signal  $V_e$  et de la résistance  $R_E$ . Ainsi, le transistor (a) restera passant et le transistor (b) bloquant tant que le signal  $V_e$  restera supérieur à ce seuil qu'il a franchi. On voit déjà l'intérêt du dispositif que l'on appelle bascule de SCHMITT : transformer un courant ou une tension plus ou moins lentement variable en signal stable, à front d'apparition raide et conserver ce signal stable tant que la tension ou le courant plus ou moins lentement variable restera supérieure à cette valeur précise qui avait déclenché la bascule, en la portant de son état passif à son état actif.

D - Le signal  $V_e$  diminue

En revanche, si le signal d'entrée  $V_e$  vient à diminuer (en ce sens qu'il devient moins négatif, du moins avec des transistors PNP), un nouveau seuil le guette : celui où  $V_e$  ne surpassera plus - en valeur absolue - la tension aux bornes de  $R_E$ .

Toutefois, il est possible que le transistor (b) soit, dans l'état actif, plus énergiquement bloqué que ne l'était le transistor (a) dans l'état passif.

Si tel est le cas, il faudra, pour revenir à l'état passif, que le signal d'entrée  $V_e$  décroisse - en valeur absolue - jusqu'à

une valeur plus basse que celle du seuil auquel s'était déclenché l'état actif.

Les mécaniciens diraient que le système « a du jeu ».

Les électroniciens disent que la bascule de SCHMITT a de l'hystérésis (du grec hysterein : être en retard, ici : retard de l'effet - le basculement - sur la cause - la variation du signal  $V_e$ ).

E - La réduction de l'hystérésis

Un seuil de passage « actif-passif » et un seuil de passage « passif-actif » différents l'un de l'autre peuvent présenter un inconvénient sérieux.

Le remède évident serait de disposer de résistances  $R_E$  distinctes pour les deux émetteurs. Le réglage indépendant de chacune d'elles permettrait d'ajuster les tensions de blocage de chaque transistor.

Or, s'il n'est pas possible de le faire sans se priver du même coup de l'une des deux liaisons internes de la bascule, il est parfaitement possible de le faire... partiellement.

L'opération consiste à insérer une résistance supplémentaire,  $R'_E$ , faible devant  $R_E$  et, s'il le faut, réglable, dans la connexion d'émetteur du seul transistor (a). La figure 56, limitée à la fraction nécessaire du schéma de la figure 55, illustre cette description.

Pour le cas où certaines caractéristiques particulières inverseraient le phénomène mais sans supprimer pour cela la « plage » de recouvrement, on peut aussi relier chacun des deux émetteurs à chacune des deux extrémités de la piste d'un potentiomètre P (de valeur faible devant  $R_E$ ).

Le curseur de ce potentiomètre est alors le point de départ de la résistance  $R_E$  vers la masse (fig. 57, également limitée à la fraction nécessaire de la fig. 55).

Pour le réglage, il faut seulement savoir que le seuil de blocage est atteint d'autant plus « tôt » que la part de  $R_E$  (avec  $R'_E$  ou une fraction de P) est plus grande (fig. 58).

La bascule de SCHMITT est une bascule bistable d'un emploi, très particulier. Alors que les autres bascules bistables, qu'elles soient à commande alternée ou séquentielle, sont toujours sensibles au temps puisqu'elles « répondent » (en basculant) au moment où on les commande, la bascule de SCHMITT est sensible à un niveau (l'hystérésis, correctement maîtrisé permet même de dire : à deux niveaux).

Alors qu'on prend toutes dispositions pour que l'amplitude des impulsions de commande d'une bascule bistable, intervienne le moins possible dans son comportement et pour qu'elles ne respectent que le rythme, la bascule de SCHMITT doit être sensible à l'amplitude de son signal de commande et répondre précisément en donnant le moment où cette amplitude prend une (ou deux) valeurs convenues.

La bascule de SCHMITT et quelques autres qui exercent des fonctions analogues, auraient peut-être mérité d'être classées et présentées à part dans la famille des bascules.

Enfin, le dispositif de SCHMITT est-il réellement une bascule ou un détecteur de niveau ?

J.-C. Stern

(à suivre)



# Toutes les applications du — NE 555 —

## Essais de solénoïdes et relais

**A**VEC l'appareil d'essais représenté à la figure 1 on pourra vérifier des bobines telles que solénoïdes ou celles des relais, de divers dispositifs électromécaniques, en régime d'impulsions.

Ce montage est proposé par **J.E. Fleagle**, dans *Electronics* vol. 48 N° 20. Il utilise deux 555 mais il doit être possible de les remplacer par un seul 556. On a fait appel à deux transistors : un NPN  $Q_1 = 2N 3567$ , un PNP  $Q_2 = MJE 2901$  à deux diodes,  $D_1$  du type 1N 4001 qui est utilisé souvent comme redresseuse de puissance modérée, et  $D_2$  du type 1N4754, une zéner de 39 V.

En plus des résistances et des condensateurs fixes, cet appareil comprend aussi quatre potentiomètres ; son alimentation est de 12 V.

## Fonctionnement

L'ensemble constitue une sorte de multivibrateur astable. On pourra ajuster d'une manière indépendante les temps de conduction et ceux de blocage, entre 10 ms et 1 seconde, ce qui permettra d'obtenir une gamme étendue de signaux,

avec des valeurs différentes, au choix, des rapports cycliques.

Ces réglages s'effectueront à l'aide des potentiomètres  $R_8$  et  $R_{11}$ , montés en résistances variables.

Ce sont des composants de précision, à 10 tours, avec des cadrans gradués en millisecondes. Dans le fonctionnement de l'appareil de E. Fleagle, les variations, de la tension d'alimentation qui est de 12 V en valeur nominale, dues aux fluctuations d'un secteur normal, sont sans effet sur le fonctionnement des temporisateurs 555. De ce fait, une alimentation donnant 12 V sans régulation peut donner satisfaction. Lorsque l'appareil est branché à son alimentation, le CI-1 passe au déclenchement, immédiatement, car le niveau de tension au point trigger (broche 2) est bas.  $C_T$  est déchargé et le niveau est haut au point 2 trigger du deuxième 555.

À l'expiration de l'impulsion de sortie du 555 (1) point 3, l'alternance négative de ce signal déclenche le temporisateur 555 (2), le signal passant alors, par  $C_5$  au point 2 de ce CI. Celui-ci donne un signal à la sortie point 3 qui, transmis par  $R_{12}$  à la base de  $Q_1$  rend ce transistor à l'état conducteur. Dans ces conditions, le collecteur de  $Q_1$  est proche du potentiel nul de masse. Etant relié au point RESET (remise à zéro) broche 4 du 555 (1) ce point se trouve à zéro volt.

Il en résulte une sécurité contre le déclenchement avant que le signal fourni par le 555 (2) soit terminé. Lorsque  $Q_1$

passé à la conduction, la base de  $Q_2$  transistor PNP est également au niveau bas, étant reliée par  $R_{14}$  au collecteur de  $Q_1$ . De ce fait  $Q_2$  devient conducteur. Ce transistor, dont le collecteur est relié par l'intermédiaire du circuit en essai, à la masse, fournit un courant à impulsion, de 2 A maximum. Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  constituent un réseau protecteur de  $Q_2$ , évitant qu'une tension inverse, provenant du circuit inductif en essai, puisse détruire ce transistor de puissance, à monter sur radiateur. Il est possible d'étalonner les deux réglages  $R_8$  et  $R_{11}$ . Le premier,  $R_8$  agit sur le temps de blocage et le second  $R_{11}$  sur le temps de conduction. Les temps pourront être lus sur les cadrans. A cet effet on fera appel pour l'étalonnage à un oscilloscope. Cet appareil sera connecté à la sortie du premier 555 point 3. Désignons le temps de conduction par  $T_c$  et celui de blocage par  $T_b$ .

La période totale est par conséquent :  $T = T_c + T_b$  et la fréquence du signal est  $f = 1/T$  avec  $f$  en hertz et les temps en secondes. L'oscilloscope étant relié à la sortie 3 du 555 (1) régler  $R_8$  au minimum de sa résistance, déterminer sur l'écran de l'oscilloscope le temps correspondant à cette position. Si l'on mesure par exemple 10 ms comme durée de l'impulsion, caler le cadran de manière à ce qu'il indique cette valeur du temps, régler ensuite le cadran de manière à ce qu'il indique 999 ms, modifier le réglage de  $R_2$  jusqu'à ce que l'on mesure sur l'écran de l'oscilloscope 999 ms.

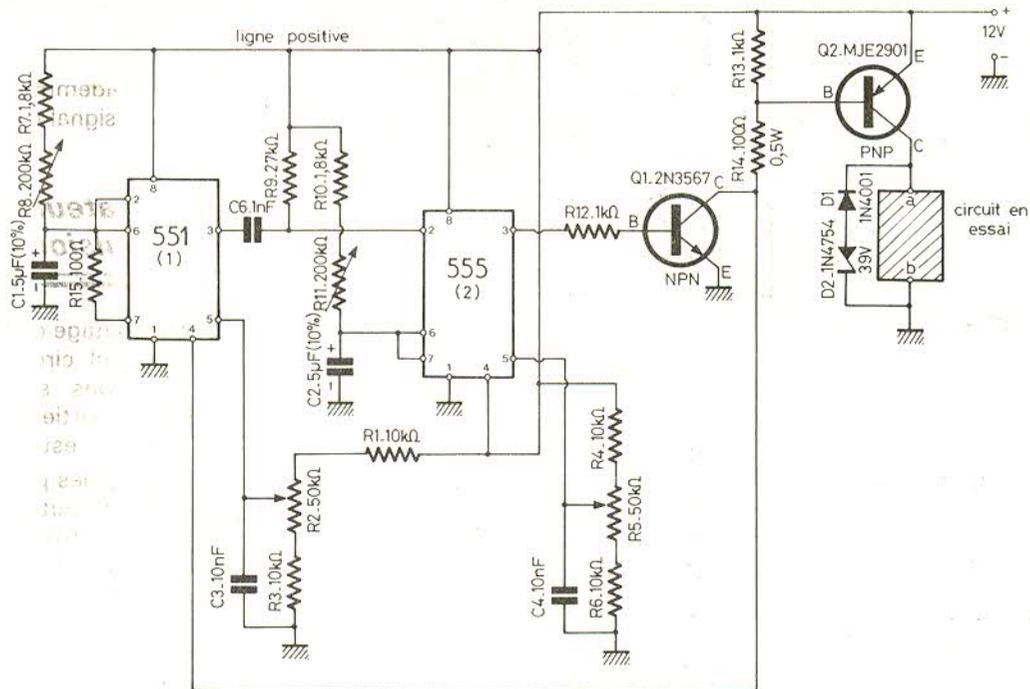


Fig. 1

Ces deux réglages n'étant pas indépendants, il est nécessaire de les effectuer alternativement plusieurs fois, en agissant sur  $R_8$  et  $R_2$ . Reste à régler l'indicateur du temps de conduction à l'aide de  $R_{11}$ .

A cet effet connecter l'oscilloscope à la sortie de 555 (2) au point 3.

Agir comme précédemment, sur  $R_{11}$  et  $R_5$  pour obtenir une lecture exacte aux points 0 et 999 du cadran de  $R_{11}$ . Ces cadrans tournent 10 fois. Dans un montage plus économique mais moins précis, on pourra utiliser des potentiomètres ordinaires.

### Analyse du schéma

Les deux 555 doivent être du type à boîtier cylindrique ou rectangulaire à 8 broches ou fils. Le brochage est le même, c'est celui indiqué sur le schéma. Les points, broches ou fils de branchement sont :

- 1) à la masse et négatif de l'alimentation de 12 V ;
- 2) trigger = déclenchement ;
- 3) sortie du signal ;
- 4) reset = remise à zéro.

Dans 555 (1) ce point est relié au collecteur de  $Q_1$  et dans 555 (2) il est relié à la ligne positive.

5) Control voltage = tension de commande. Cette tension est obtenue en

réglant  $R_2$  ou  $R_5$  des potentiomètres normaux, linéaires de 50 k $\Omega$  ;

6) **threshold** = seuil - relié directement à (2) dans le premier 555 et par  $R_{11}$  dans le deuxième ;

7) **discharge** = décharge. Relié à (6) par  $R_{15}$  de 100  $\Omega$  dans 555 (1) et directement à (6) dans 555 (2) ;

8) + 12 V dans les deux CI.

Ayant réglé les temps  $T_c$  et  $T_b$  séparément on lira sur les cadrans leur valeur. Leur somme sera la période totale et l'inverse de la période sera la fréquence. Exemple :  $T_c = 50$  ms,  $T_b = 100$  ms, on a  $T = T_c + T_b = 150$  ms = 0,15 s  $f = 1/0,15 = 6,66$  Hz

Bien entendu le choix de ces données s'effectuera selon la bobine à essayer à l'aide de signaux à impulsions.

Toutes les résistances sont de 0,25 W à tolérance de 10 % sauf celle notée  $R_{14} = 100 \Omega$  0,5 W.

### Détecteur de défauts de signaux à 555

Un signal qui normalement doit avoir une forme régulière ce qui est le cas d'un signal périodique, peut présenter de temps en temps un ou plusieurs défauts. Dans certaines applications on peut désirer connaître leur fréquence.

A cet effet, on pourra utiliser le montage de la figure 2 utilisant un seul CI,

555 et un transistor PNP du type 2N 4403 ou équivalent.

Voici à la figure 3 quelques formes de signaux non sinusoïdaux :

En (A) il s'agit d'un signal rectangulaire à alternances négatives plus courtes que les alternances positives. La durée d'une période est par exemple,  $T = 0,1$  ms = 0,0001 s, ce qui correspond à une fréquence,  $f = 1/T = 1/0,0001 = 10\ 000$  Hz.

En (B) de la même figure, le signal de même forme que le signal (A) présente un défaut. En effet, pendant une durée égale à deux alternances positives et une alternance négative le signal reste constant. Cela correspond aussi à la disparition d'une alternance négative. Grâce au montage proposé, on pourra détecter ce défaut au moment même où il se produit. La détection agira sur un avertisseur visuel ou sonore.

### Analyse du schéma

Revenons au schéma de l'appareil figure 2. Les composants passifs ont les valeurs suivantes :  $C_1 = 10$  nF,  $C_T = 0,1$   $\mu$ F,  $R_L = 1$  k $\Omega$  à 20 k $\Omega$  valeur non critique,  $R_T = 1$  k $\Omega$ .

On applique le signal à surveiller à l'entrée du 555, au fil ou broche 2, cas des boîtiers à huit points de contact (voir fig. 4). Les lecteurs qui ont lu nos précédents articles traitant du 555, ont reconnu dans le montage proposé, les

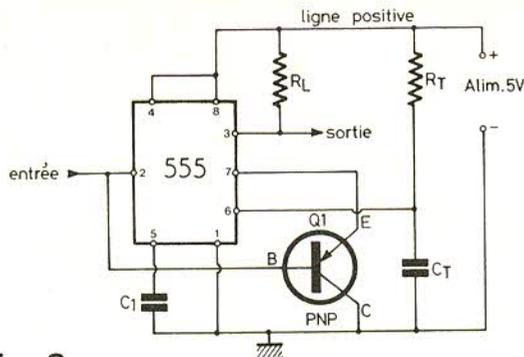


Fig. 2

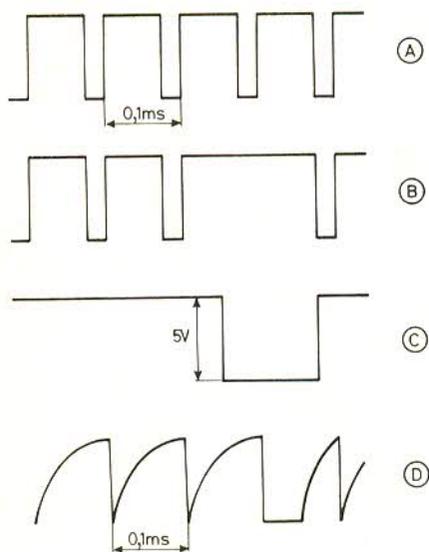


Fig. 3

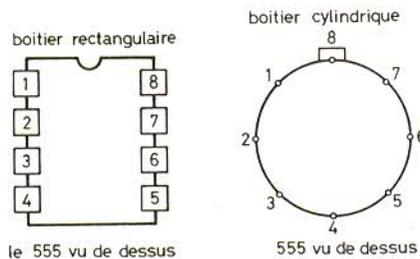


Fig. 4

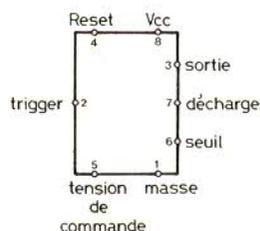


Fig. 5

connexions d'un multivibrateur monostable dit aussi univibrateur. Ce genre de multivibrateur ne donne un signal à la sortie 3 que si un signal est appliqué à l'entrée. On sait aussi que l'impulsion de sortie a une forme ne dépendant pas de la forme du signal d'entrée.

Avec  $R_T$  et  $C_T$  on pourra régler la forme du signal du point 3 du 555.

Considérons la constante de temps  $T_1 = R_T C_T$  (avec  $R_T$  en ohms et  $C_T$  en farads). Si  $R_T = 1 \text{ k}\Omega$  et  $C_T = 0,1 \mu\text{F}$  on trouve  $T_1 = 10^3 / 10^7 \text{ s}$  ou  $T_1 = 0,0001 \text{ s} = 0,1 \text{ ms}$ . L'alimentation du 555 peut être comprise entre 5 V et 15 V. Dans le présent appareil on trouve que 5 V sont suffisants pour un excellent fonctionnement. A noter que cette possibilité de bon fonctionnement entre deux limites de tensions aussi différentes (rapport 1 à 3) constitue un avantage supplémentaire à l'actif du 555.

En effet, une variation même importante de la tension d'alimentation aura peu d'influence sur les résultats requis. On pourra par conséquent utiliser une ali-

mentation non régulée. Lorsque le 555 est à l'état de conduction  $C_T$  se décharge dans une résistance intérieure du circuit intégré. Cette résistance est reliée au point de seuil 6 (voir aussi la fig. 5). Si le signal à vérifier, appliqué au point 2 (trigger) produit une impulsion négative, on a, à la sortie 3 l'état haut et dans ces conditions  $C_T$  commence à se charger. Dès que la tension aux bornes de  $C_T$  atteint le niveau du point 6 (seuil threshold) ce qui exige une durée déterminée par  $R_T C_T$ , la tension de sortie point 3 revient immédiatement au niveau bas. Dans le cas de l'application considérée ici l'intervalle de temporisation suit la période de l'impulsion d'entrée tant que sa durée est inférieure à  $1,1 R_T C_T$ .

Si  $f$ , fréquence du signal diminue ou, ce qui revient au même, la période  $T$  du signal augmente, ou encore, une ou plusieurs impulsions sont manquantes (voir B fig. 3), cela équivaut à une augmentation de la période, le temps de charge de  $C_T$  peut s'achever ce qui produit le signal

d'alarme (C) (fig. 3). En (D) même figure, on donne la forme de la tension aux bornes du condensateur  $C_T$ . A noter que le signal d'alarme C, est une longue impulsion négative de 5 V. La période du signal D est évidemment de même valeur que celle du signal d'entrée, 0,1 milliseconde.

## Générateur simple d'impulsions

Le montage de la figure 6 ne nécessite qu'un seul circuit intégré 555. Il peut fournir des signaux rectangulaires à périodes partielles inégales  $T_2$  et  $T_3$  dont la somme  $T$  est l'inverse de la fréquence  $f$ .

Si l'une des périodes est très petite par rapport à l'autre par exemple,  $T_3 \ll T_2$  le signal est dit « à impulsions » l'impulsion étant la partie du signal de plus courte durée, dans notre cas  $T_1$ . Une impulsion peut être positive ou négative. Le montage proposé a été décrit dans **Radio Electronics de mars 1976** par **R.E. Scott**. On reconnaît en examinant le schéma, le montage d'un multivibrateur astable, dont le rapport cyclique dépend des valeurs de  $R_{Ta}$  et  $R_{Tb}$  les deux résistances reliées au point 7 du CI, en boîtier à 8 points de contact. Lorsqu'on se donne la période  $T = T_2 + T_3$  et le rapport cyclique il est possible de calculer rapidement, les valeurs des éléments du montage.

A cet effet, on se servira des relations suivantes :

$$T_1 = (R_{Ta} + R_{Tb}) C_T \quad (1)$$

$$T_2 = 0,693 R_{Tb} C_T \quad (2)$$

$$T_3 = 0,693 R_{Ta} C_T \quad (3)$$

Le rapport cyclique est donné par :

$$r = \frac{R_{Ta}}{R_{Ta} + R_{Tb}} \quad (4)$$

Les signaux sont indiqués à la figure 7. L'impulsion positive est  $T_3$ .

En (B) de la même figure on indique la forme du signal aux bornes de la capacité de charge  $C_T$ . Cette tension est proche de la tension en dents de scie, surtout si l'on diminue  $T_3$  par rapport à  $T_2$ . C'est une dent de scie négative.

Remarquons que cette tension peut être prélevée aisément car elle est obtenue entre la masse et la réunion des points 2 et 6. Le schéma de la figure 6 ressemble au schéma classique d'un multivibrateur astable à CI 555 mais on y trouve en plus les deux diodes  $D_1$  et  $D_2$ . Ce montage convient lorsque le rapport cyclique est inférieur à 50 %. La diode  $D_1$  est connectée entre les points (7) et 6 + 2. Dans ces conditions  $C_T$  ne se charge que par l'intermédiaire de  $R_{Ta}$  car  $R_{Tb}$  est court-circuitée par la diode, celle-ci étant conductrice durant le cycle de charge. De

ce fait, le rapport cyclique est celui donné en 4, alors que normalement, son expression est différente. Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  peuvent être d'un type courant comme par exemple 1N914.

Des relations (2) et (3), on tire :

$$\frac{R_{Tb}}{R_{Ta}} = \frac{1-r}{r}$$

Voici un exemple numérique de calcul de composants. La fréquence du signal est :

$$f = 10 \text{ Hz et } C_T = 0,5 \mu\text{F}$$

Le rapport cyclique doit être tel que l'on ait :  $T_2/T_3 = 10$ , autrement dit que l'impulsion positive soit dix fois plus petite que l'alternance négative du signal. Comme :

$$\frac{R_{Tb}}{R_{Ta}} = \frac{T_2}{T_3}$$

relation obtenue en divisant membre par membre (2) et (3), il vient :  $R_{Tb} = 10 R_{Ta}$  et  $R_{Ta} + R_{Tb} = 0,1/0,693 C_T$

Comme  $C_T = 0,5 \mu\text{F}$ , on trouve :  $R_{Ta} + R_{Tb} = 288 600 \Omega$  et on a finalement :  $R_{Ta} = 26 236 \Omega$  et  $R_{Tb} = 262 364 \Omega$ , valeurs qui pourront être arrondies aux valeurs normalisées les plus proches.

Dans tous les cas, il est nécessaire de pouvoir régler la fréquence  $f = 1/T$  à la valeur requise. Il suffira de remplacer  $R_{Ta}$  ou  $R_{Tb}$  par une résistance variable. Ainsi si  $R_{Ta} = 25 000 \Omega$ , on la remplacera par une résistance fixe de  $20 \text{ k}\Omega$  en série avec une résistance ajustable de  $10 \text{ k}\Omega$ . Cette variante est indiquée à la **figure 8**.

Les durées des périodes partielles dont  $T_3 = 9,09 \text{ ms}$  et  $T_2 = 90,91 \text{ ms}$ . Ce montage peut également être modifié en remplaçant  $R_{Ta}$  et  $R_{Tb}$  par un potentiomètre unique dont la valeur serait  $R_{Ta} + R_{Tb}$  (voir **fig. 9**). En remarquant que la  $T$  est égale

à la somme des périodes partielles et que celles-ci sont proportionnelles aux résistances  $R_{Ta}$  et  $R_{Tb}$ , il est évident qu'avec le montage de la **figure 9** on pourra modifier le rapport cyclique sans que la période  $T$  et par conséquent la fréquence  $f$  varient. Sur la **figure 7** on peut voir que la tension aux bornes de  $C_T$  varie entre  $0,33 \text{ Vcc}$  et  $0,66 \text{ Vcc}$ . Si la tension d'alimentation est de  $5 \text{ V}$  par exemple, la tension sur  $C_T$  variera entre  $1,66 \text{ V}$  et  $3,33 \text{ V}$ . Une autre variante est réalisable à partir des montages des figures précédentes, en remplaçant  $C_T$  par un commutateur à plusieurs positions différentes par exemple  $5 \mu\text{F}$ ,  $0,5 \mu\text{F}$ ,  $50 \text{ nF}$ ,  $5 \text{ nF}$ ,  $500 \text{ pF}$  ou autres valeurs.

La fréquence sera inversement proportionnelle à  $C_T$ .

En partant du montage de la **figure 6** on pourra aussi rendre les deux résistances  $R_{Ta}$  et  $R_{Tb}$  variables. Dans ce cas on pourra modifier à volonté la fréquence et le rapport cyclique. On voit que l'oscillateur proposé permet de nombreuses expériences et ouvre à l'utilisateur la possibilité de l'essayer dans diverses applications, en mesures, musique électronique, essais de condensateurs, démonstrations à l'oscilloscope, etc.

## Vérificateur du facteur de réflexion

L'appareil de vérification du facteur de réflexion d'une surface étudiée par **Sudarshan Sarpangal (Inde)** a été décrit dans **Electronics**, vol. 51 n° 9.

Dans ce montage dont le schéma est donné à la **figure 10** on a utilisé trois semi-conducteurs, un 555 à huit points de branchement, un OPB 730, composé d'une LED émettrice de lumière et d'un phototransistor récepteur de lumière. Le troisième élément actif est un MV 5491 contenant deux LED, l'une rouge et l'autre verte montées en tête bêche. Le phototransistor est en réalité un photodarlington composé d'un transistor NPN PT2 de sortie, précédé d'un phototransistor PT1. La surface dont on veut vérifier le facteur de réflexion (ce qui équivaut aussi à vérifier le facteur d'absorption de lumière) est représentée par  $S$  et doit être placée à  $1 \text{ cm}$  du circuit OPB730.

Cet appareil a été destiné plus particulièrement à la vérification des cellules solaires. Il est de faible prix de revient et permet des essais rapides d'un grand nombre d'échantillons  $S$ , disposés au même emplacement l'un après l'autre ou défilant devant le OPB730. L'observation se fait par la luminescence de l'une des deux LED du MV 5491.

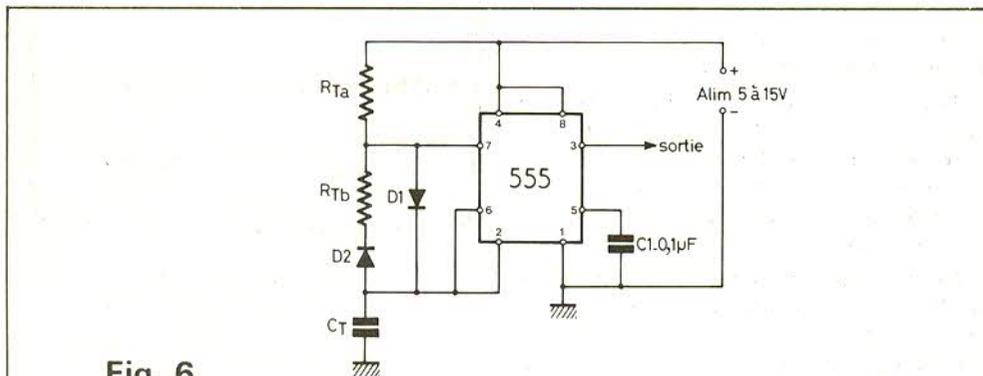


Fig. 6

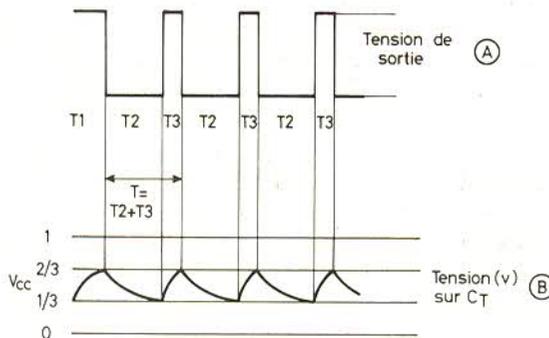


Fig. 7

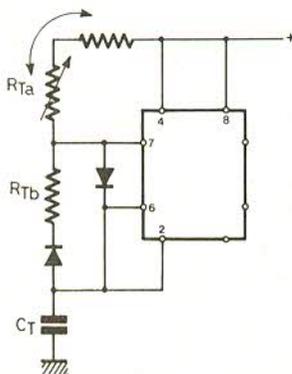


Fig. 8

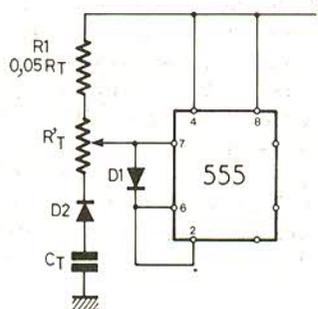


Fig. 9

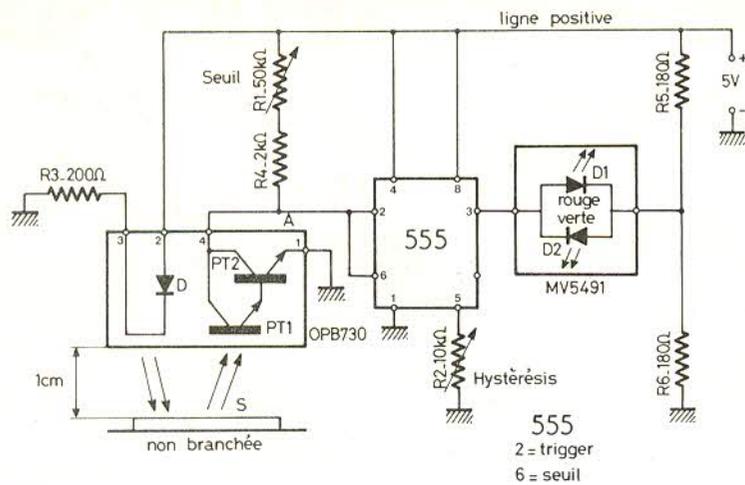


Fig. 10

On obtient une indication « bonne » ou « mauvaise » cellule solaire.

On sait que dans cellule solaire S la face sensible à la lumière est recouverte d'une couche antiréfléchissante afin que le rendement de la cellule soit maximum.

Ce rendement, égal au rapport de la puissance reçue par la puissance fournie est directement proportionnel à la luminosité solaire transformée en électricité. Cette dernière est égale à :  $K(1 - R)$  où K est une constante et R est le facteur de réflexion de la couche d'antiréflexion de la surface de la cellule. La valeur de R peut être comprise entre 0,015 et 0,03 dans les modèles spatiaux.

Si  $R = 0,05$ , la cellule peut être considérée, dans cette catégorie comme insuffisante et à rejeter.

## Fonctionnement

Dans le montage de S. Sarpangal, le transducteur OPB 730 contient une diode D émettant des rayons infrarouges et un récepteur photodarlington PT1-PT2, qui reçoit les rayons réfléchis plus ou moins bien, par la surface de la cellule S. Avec ce dispositif on pourra déterminer si la valeur de R excède la limite admissible comme indiqué plus haut. A cet effet on a fait appel au 555 et au MV 5491 à deux diodes électroluminescentes.

Les deux éléments, OPB 730 et S sont disposés de manière à être protégés contre toute lumière extérieure et aussi contre celles des diodes électroluminescentes de sortie.

Une partie de l'infrarouge, émise par D est renvoyée sur le photodiode PT1 du photodarlington. La couche d'antiréflexion est souvent choisie parmi les suivantes  $TiO_2$ ,  $TrO_2$  ou  $CeO_2$  c'est-à-dire des bioxydes de titane, de zirconium ou

de cérium. Si l'effet d'antiréflexion de la couche est élevé, la tension au point A (point 4 du OPB 730 relié aux points 2-6 du 555) monte et dépasse la tension de déclenchement, réglée par  $R_1$  de 50 kΩ.

Dans ces conditions le 555 monté en trigger de Schmitt, donne à la sortie de 3 un niveau bas de tension. Il en résulte l'allumage de la diode verte car sa cathode sera à une tension inférieure à celle de l'anode.

A noter que l'anode de  $D_2$  et la cathode de  $D_1$  sont connectées ensemble à un point du diviseur de fréquence  $R_5 - R_6$  donc à une tension de 2,5 V environ, si la tension d'alimentation est de 5 V comme prévu. Si la tension du point A est inférieure à la limite réglée par  $R_1$ , donc facteur R élevé et cellule à rejeter, la sortie 3 du 555 est au niveau haut de sortie et seule la diode rouge  $D_1$  s'allumera.

La résistance  $R_2$  règle l'hystérésis du temporisateur 555. Pratiquement  $R_1$  et  $R_2$  devront être réglées à l'essai d'une cellule mesurée préalablement à l'aide d'appareil de mesure précis, ou essayé préalablement pour en déterminer le rendement énergétique.

Si ce rendement est satisfaisant la cellule admise servira d'élément de réglage de  $R_1$  et  $R_2$  qui resteront ensuite inchangées lors de la vérification des autres cellules du même type. Le principe du fonctionnement de cet appareil est utilisable pour imaginer des appareils analogues. Le circuit OPB 730 est fabriqué par Optron Inc à Carrollton Texas 75006 USA qui dispose également d'autres circuits analogues comme les OPB 706 et OPB 707. Il doit être possible de remplacer le MV 5491 par deux LED différentes si cet élément n'est pas imposé en France.

F. JUSTER

CHOISIR LE N° 1  
en toute sécurité

# AMTROP

une gamme complète touchant tous  
les domaines de l'électronique

les Kits  peuvent être livrés  
montés (Réf. W)

\*

CATALOGUE ET TARIF SUR DEMANDE

(Joindre 8 F. F. ex.)

\*\*

Importé et distribué en France par:

**électronique-promotion**

IMPORT - EXPORT



B.P. 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

## TABLES DE MIXAGE ET MODULES DE MIXAGE (2<sup>e</sup> édition) par Siegfried WIRSUM

Siegfried Wirsum est un auteur célèbre très apprécié. Son nouveau livre, par ses qualités de clarté et par l'intérêt du sujet traité, prend place parmi les meilleurs de la collection de poche.

La sonorisation des films, la création des ambiances musicales, les reportages demandent la superposition de documents sonores variés qui doivent être amplifiés, dosés et parfois modifiés et ceci en permanence.

Les tables de mixage permettent d'obtenir satisfaction. L'auteur donne les renseignements indispensables, afin que l'amateur ait en main toutes les données du problème et puisse réaliser les tables passives ou actives des plus simples aux plus compliquées.

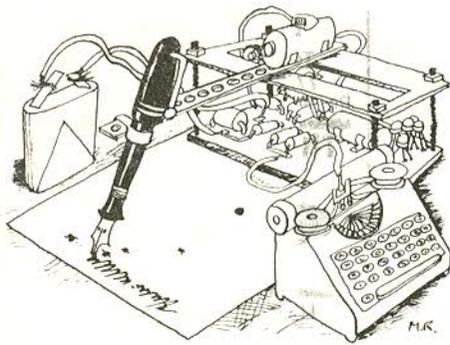
Le mixage des bandes magnétiques, disques, films sonores, etc., et du microphone sera parfait.

Un ouvrage de 168 pages, format 117 x 16,5, 70 schémas, couverture couleur.

Prix : 27 F. En vente chez votre libraire habituel ou à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

Diffusion exclusive: E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

# 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

### UN TEMPORISATEUR A USAGE GENERAL n° 1605, page 85

La référence du relais a pu paraître très barbare à nos lecteurs. Il s'agit tout simplement d'un relais classique de 6 à 9 V doté de deux ou quatre contacts et présentant une résistance de 200 à 300 Ω pour la bobine.

La distribution des couleurs mentionnées entre parenthèse dans les listes des composants est toujours à prendre en considération plutôt que les chiffres et lettres indiquées. Ainsi la résistance R<sub>2</sub> fait bien 2,2 kΩ et non 2,2 Ω comme précisé.

### AMATEURS

### HILL ELECTRONIC

Vente au détail de :  
pièces détachées

composants électroniques

TEXAS — MOTOROLA — ITT — RTC — SESCOSEM — RCA — GENERAL ELECTRIC — SIEMENS — FAIRCHILD — NATIONAL — GENERAL INSTRUMENT — SILEC — SGS — SIGNETICS — TELEFUNKEN, etc.

LYON 69006  
103, rue Ney  
Tél. (78) 52.17.95

PARIS 75018  
2, rue J.-Dijon  
Tél. (1) 257.97.46  
Métro SIMPLON

MARSEILLE 13001  
73-75, Canebière  
Tél. (91) 39.10.98  
Métro VIEUX PORT

Nombreux lots de résistances et condensateurs  
Nous n'expédions pas de catalogue

CONGES ANNUELS DU 15-07-78 au 15-08-78

### PROFESSIONNELS

### PA Electronique Pratique

Réalisation de circuits imprimés d'après revue technique, calque, etc., à l'unité, petite, moyenne série (présensibilisé, sérigraphie). Ex. : à l'unité le dm<sup>2</sup> d'époxy simple face d'après revue technique, prece (50 trous) : 36 F. Matériel pour circuits imprimés : Ex. : perchlorure de fer 8 F le litre.  
RADIO CHARME - 2, rue Dequerry (angle 128, avenue Parmentier), 75011 PARIS - Tél. 357.24.88.

Marne - Vignoble champenois.  
A VENDRE ELECTRO-MENAGER - RADIO - TELEVISION - ELECTRICITE GENERALE AVEC MURS - C.A. 800 000 F à développer - PRIX DU TOUT : 350 000 F. S'adresser : TRICONNET - Notaire, B.P. 34, 51130 VERTUS.

Recherchons jeune personne pour emploi à plein temps à la rédaction d'Electronique Pratique. Niveau BTS, grande expérience dans la réalisation des montages. Ecrire (ou téléphoner 200.33.05) à Electronique Pratique, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Pour vos jeux de lumière psychédélique, gradateurs, ou chenillards un lot de MATERIEL PROFESSIONNEL  
10 TRIACS + 10 POTENTIOMETRES seulement 75 F port franco.  
TRIACS : 8 A/500 V isolés - Igt : 50 mA max. Vgt : 2,5 V max. - POTARS : OHMIC, 1 kilo lin. axe 6 mm, métal, P = 2,25 watts.  
GRATUITE la liste de nos promos d'été. SUR SIMPLE DEMANDE à MEDELOR - B.P. 7, 69390 VERNAISON.

### EN JUILLET ET AOUT « DAP » RESTE OUVERT ET EXPEDIE SOUS 48 HEURES COMME D'HABITUDE



NOS DERNIERES PUBLICITES SONT TOUJOURS VALABLES

10, RUE DES FILLES-DU-CALVAIRE - 75003 PARIS

Tél. : 271-37-48

Métro : Filles-du-Calvaire

SYNONYME DE QUALITE

Ouvert du lundi au samedi de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

118, rue de Paris - 93100 MONTREUIL

Comptoir  
electro  
montreuil  
**FERMÉ**  
**EN AOÛT**

LE LIBRE-SERVICE DE LA RÉGION EST DE PARIS



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° 431 - 3<sup>e</sup> trimestre 1978

Copyright © 1978

Société des PUBLICATIONS  
RADIOELECTRIQUES et SCIENTIFIQUES

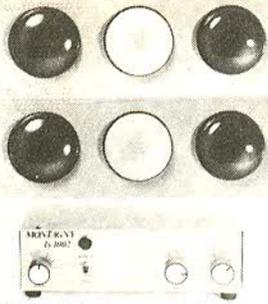


La reproduction et l'utilisation même partielles de tout article (communications techniques ou documentation) extrait de la revue - Electronique Pratique - sont rigoureusement interdites ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique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

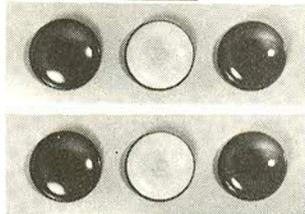
Toute demande à autorisation pour reproduction quel que soit le procédé, doit être adressée à la Société des Publications Radio Electriques et Scientifiques.



# DIFAPSON



**Modulateur 2 voies, 1 500 W, avec régl. sépar. des graves et des aigus, réglage de sensibilité générale (déclenchement 250 mW)**  
 + 2 rampes lumin. équip. de 3 lampes de 60 W de couleurs différentes  
**PRIX avec modulateur en Kit l'ensemble ..... 218 F**  
**PRIX avec modulateur monté l'ensemble ..... 248 F**



**Modulateur 3 voies, 1 500 W, avec régl. séparés des graves, médiums et aigus, réglage de sensibilité générale (déclenchement 250 mW)**  
 + 2 rampes lumin. équip. de 3 lampes de 60 W de couleurs différentes  
**PRIX avec modulateur en Kit l'ensemble ..... 250 F**  
**PRIX avec modulateur monté l'ensemble ..... 316 F**

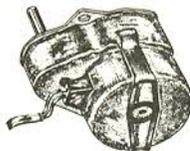
## SUPPORT POUR DOUILLE



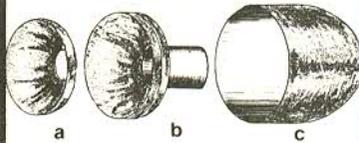
3 F  
 Pour 10 :  
 2 F

Douille E 27 ..... 3 F • Par 10 ..... 2 F

**MOTEUR INDIVIDUEL POUR PROJECTEURS LIGHT-SHOW**  
 PRIX : 50 F



## REFLECTEURS



20 F      30 F      40 F

## BOBINE D'IMPULSION POUR STROBOSCOPE

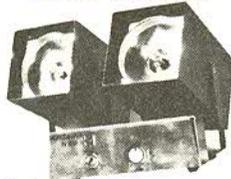


TK 1 spéciale de 0 à 100 joules ..... 25 F  
 TK 2 spéciale pr puissance supérieure à 100 joules ..... 50 F  
**PAR 5, LA 6<sup>e</sup> GRATUITE**



Condensateur spécial pr montage stroboscope 15 µ, 500 V, non polarisé ..... 60 F

## LS 100 BASCULE

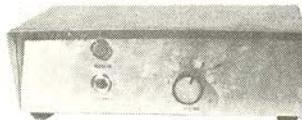


Permett. des effets n'ayant aucune comparaison avec un stroboscope normal. En effet, celui-ci étant alterné lors du fonctionnement de ce dernier. Le changement du sens des ombres permet de voir onduler un personnage immobile. C'est une illusion d'optique vraiment spectaculaire  
 En ordre de marche ..... 490 F

## LS 100

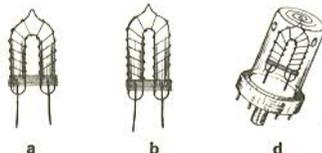
Même caractérist. que ci-dess. mais de puissances différentes 100 joules  
 Inverseur 3 positions : marche, arrêt général, marche modulation  
 Entr. modul. par fiche DIN  
 Cordon de 5 m pr télécommande  
 En ordre de marche ..... 260 F  
 En « kit » ..... 230 F

## CLIGNOTEURS LS CL 1 BASCULE



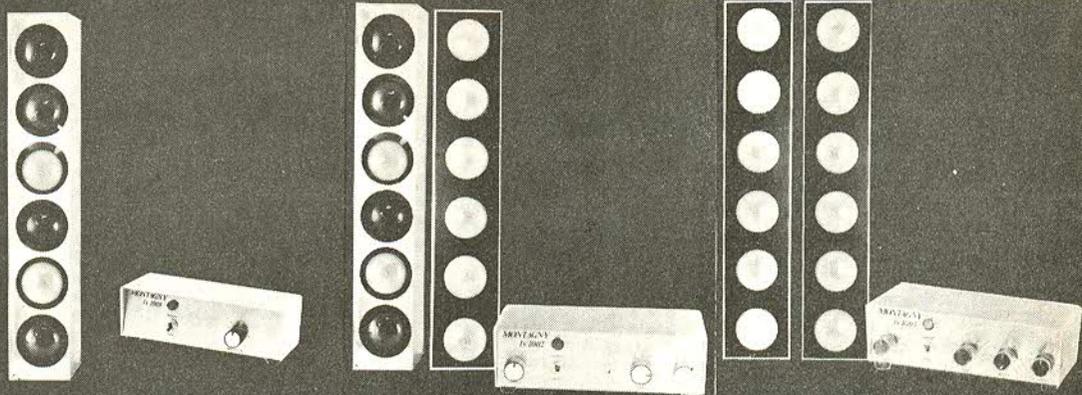
Clignoteur électronique 2 canaux à battements alternés 2x1 500 W/220 V  
 Vitesse réglable par potentiomètre. Protection par fusible. Présentation boîtier métal  
 En ordre de marche ..... 320 F  
 En « kit » ..... 290 F

## LAMPES SPECIALES STROBOSCOPES



a - 40 joules, 6 000 W ..... 28 F  
 b - 100 joules ..... 35 F  
 d - Sous-cloche ..... 120 F

# DIFAPSON



**Modulateur 1 voie, 1 500 W, av. réglage de sensibilité (déclenchement 250 mW)**  
 + 1 rampe lumin. équipée de 6 lampes de couleurs différentes  
**PRIX avec modulateur en Kit l'ensemble ..... 145 F**  
**PRIX avec modulateur monté l'ensemble ..... 165 F**

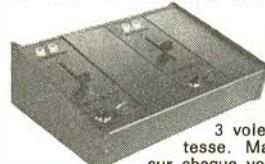
**Modulateur 2 voies, 1 500 W, avec régl. sépar. des graves et des aigus, réglage de sensibilité générale (déclenchement 250 mW)**  
 + 2 rampes lumin. équip. de 6 lampes de 60 W de couleurs différentes  
**PRIX avec modulateur en Kit l'ensemble ..... 343 F**  
**PRIX avec modulateur monté l'ensemble ..... 373 F**

**Modulateur 3 voies, 1 500 W, avec régl. séparés des graves, des médiums et des aigus, réglage de sensibilité générale (déclenchement 250 mW)**  
 + 2 rampes lumin. équip. de 6 lampes de 60 W de couleurs différentes  
**PRIX avec modulateur en Kit l'ensemble ..... 370 F**  
**PRIX avec modulateur monté l'ensemble ..... 440 F**

## GRADATEURS

### LS G 1

Gradateur 1 voie 1 500 W avec démarrage du zéro  
 En ordre de marche ..... 45 F  
 En « kit » ..... 35 F

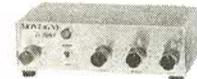


### LS G 3

Gradateur 3 voies avec vitesse. Marche/arrêt sur chaque voie et néon de présence qui s'allume en même temps que les lampes. 1 500 watts par canal

- LS G 3 En ordre de marche 400 F • Kit 370 F
- LS G 4 - 4 voies En ordre de marche 480 F • Kit 450 F

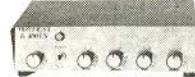
## LS 1002 ET 1003 ELECTRONIQUES



Puissance : 1 500 watts par canal

Déclenchement à 0,5 mV  
**EN ORDRE DE MARCHÉ :**  
 1003 E électronique ..... 295 F  
 1002 E électronique ..... 255 F  
 1003 ..... 245 F  
**EN KIT : 1002 ..... 205 F**

## LS 1003 N ELECTRONIQUE



4 canaux dont 1 négatif  
 Puissance : 1 500 watts par canal  
 Déclenchement à 0,5 mV  
 En ordre de marche ..... 350 F  
 En « kit » ..... 320 F

## RAMPE MODULATEUR RYTHM 3 ELECTRONIQUE



**GRAVES, AIGUS, MEDIUMS**  
 Prise pour extension. Puissance jusqu'à 1 500 watts par canal. Déclenchement à 0,5 mV  
 En ordre de marche ..... 262 F

## MODULATEURS

### MINI-DARLING



Puissance 800 watts  
 Prise mâle/femelle pour raccord toutes sources de modulation  
 Spot de Ø 80 mm  
 En ord. de marche 120 F  
 Modulateur seul ..... 90 F  
 EN KIT ..... 80 F

## CHENILLARD

avec modulateur incorporé



Pour effets de chenille. Particularités : prise de modulation qui permet d'avoir un défilement + ou - rapide selon les passages musicaux. A l'arrêt de celle-ci le chenillard reprend sa fonction automatique qui est pré-régl. par l'utilisateur + 3 rampes lumin. équip. de 3 lampes de 60 W de coul. différentes  
**600 F**  
 L'ensemble .....

## LAMPES COULEURS

COLORIS DISPONIBLES : BLEU, ROUGE, VERT, JAUNE, TURQUOISE, MAUVE, ORANGE, ROSE  
**LAMPE COLOREE 60 W**



60 W, Ø 80 mm  
 A l'unité ..... 7 F  
 Par 6 ..... 6 F  
 100 W, Ø 80 mm  
 A l'unité ..... 9 F  
 Par 6 ..... 8 F  
 100 W, Ø 95 mm ..... 12 F



**FLOOD**  
 100 W, Ø 125 mm  
 A l'unité ..... 20 F



**LAMPE DICHRO COLOR**  
 Couleurs disponibles : ambre, bleu, jaune, vert, rouge ..... 51 F



**LAMPES LUMIERE NOIRE**  
 220 volts  
 A l'unité ..... 76 F • Par 3 ..... 70 F

# DIFAPSON

28, rue Geoffroy-Saint-Hilaire  
75005 PARIS  
Tél. : 707-25-07  
Métro : Censier-Daubenton

OUVERT :

de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h  
du mardi au samedi inclus

## BOUTON VERNIER DE MULTIPLICATEUR

pour axes de 6,3 mm

- V 1, Ø 36 mm ..... 21 F  
Prix  
V 2, Ø 50 mm ..... 28 F  
Prix  
V 3, Ø 50 mm ..... 47 F  
Prix



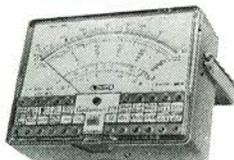
## PERCEUSE MINIATURE DE PRECISION

Alim. :  
9/12 V  
ou piles  
4,5 V



Modèle professionnel Super 30  
Surpuissant. Livré en coffret-valise avec  
30 accessoires ..... 151 F  
Mini-Super 10  
Avec neuf accessoires ..... 99 F  
Support spécial permettant l'utilisation  
en perceuse sensitive (position verticale)  
et tourne miniaturé (position horizontale)  
Prix ..... 49 F  
Transfo ..... 59 F

## APPAREILS DE MESURE CENTRAD



310, 20 000 Ω/V, 48 gammes de mesure  
avec cordon et étui. Prix ..... 258 F  
(port en sus)  
312, Le plus petit appareil sur le marché  
20 000 Ω/V, 36 gammes de mesure, avec  
cordon et étui. Port (port en sus) 197 F  
819, 20 000 Ω/V, 80 gammes de mesure,  
avec cordon de mesure et étui  
Prix (port en sus) ..... 297 F

## ALIMENTATION VOC

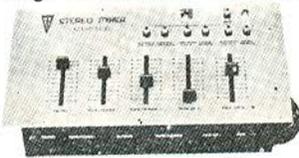
AL 5, 2 à 15 V, 2 A ..... 342 F  
AL 4, 3 à 30 V, 1,5 A ..... 442 F  
AL 5, 4 à 40 V, régl. de 0 à 2 A ..... 542 F  
AL 6, 0 à 25 V, régl. de 0 à 5 A ..... 750 F

## PLAQUES SEULES

3 trous ..... 6 F | 6 trous ..... 10 F  
3 fentes ..... 6 F | 6 fentes ..... 10 F

## TABLE DE MIXAGE STEREO

Mixage entre toutes les voies



Dim. : 80x178x48 mm  
● 1 entrée micro  
● 2 entrées tuner ou magnéto  
● 2 entrées PU  
● Précécoute sur toutes les voies  
● Entrée PU commutable magnétique ou  
céramique  
Prix .. 650 F - Par 2 .. 600 F

DEMANDE

- DOCUMENTATION GENERALE : 3 F  
 CATALOGUE COMPOSANTS : 3 F

E.P.

Nom :

Adresse :

Joindre 3 ou 6 F en timbres

## CONDITIONS DE VENTE

Nos prix s'entendent T.T.C., emballage compris. Port en sus. Expédition rapide des commandes. Tout envoi supérieur à 50 F doit être accompagné d'un acompte égal à 50 % du prix. Solde payable à livraison. Détaxe, exportation, commande minimum : 100 F.

## ANTENNES DIELA

(canal à préciser)

- 3 éléments, 1<sup>er</sup> chaîne .....  
6 éléments, 1<sup>er</sup> chaîne .....  
7 éléments, 1<sup>er</sup> chaîne Sevic perfo .....  
9 éléments, 1<sup>er</sup> chaîne .....  
6 éléments, 2<sup>e</sup> chaîne .....  
9 éléments, 2<sup>e</sup> chaîne .....  
15 éléments, 2<sup>e</sup> chaîne .....  
21 éléments, 2<sup>e</sup> chaîne .....  
Mixte 3 et 7 .....  
Mixte 5 et 13 .....

## Antenne panneau

- 2 étages 21 à 69 .....  
4 étages 21 à 69 .....  
Atténuateur de 3 à 20 dB .....  
Mat emboîtable Ø 80, L 1,50 .....  
Cercelage double .....  
Feuillard, les 5 m .....

## FICHES COAXIALES

Mâle ou femelle, pièce ..... 2,00 F

## PLAQUETTES « M. BOARD »

Fournitures pour la réalisation de circuits imprimés  
Plaquettes de bakélite stratifiée de haute qualité, dotées de bandes conductrices parallèles  
Convient à tous les montages décrits dans cette revue

Types	Formats	Pas	Prix
M 2	95x150	2,54x2,54	14,50 F
M 3	88x112	2,54x2,54	11,80 F
M 6	65x90	2,50x2,50	7,60 F
M 7	90x130	2,50x2,50	12,20 F
M 9	49x90	3,81x3,81	13,70 F
M 10	60x90	2,50x2,50	21,90 F
M 12	125x115	2,50x2,50	29,30 F
M 17	28x62	3,81x3,81	3,30 F
M 19	49x94	3,81x3,81	7,10 F
M 23	49x79	2,50x2,50	6,60 F

Perchlorure de fer prêt à l'emploi, le litre ..... 15,00 F  
Vernis photo sensible en aérosol 45,40 F  
Bain d'étamage chimique à froid 15 cl ..... 6,00 F  
Pastilles BRADY ..... 7,50 F  
Pastilles graphique étude (Alfac) 4,00 F  
Bakélite XXXP, 130x200 mm ..... 11,00 F  
Epoxy 130x200 mm ..... 20,90 F  
Stylo marqueur spécial chargé de résine ..... 19,00 F  
Plaquette bakélite percée non cuivrée au pas de 5,08. Dim. : 100x200 mm 8,00 F



Couteau spécial pour bande étude Mylar ..... 12,50 F  
Lame rechange. Pièce ..... 3,00 F



Outil spécial pour coupure ..... 9,00 F

## EXCEPTIONNEL !

Pour circuits imprimés  
1 litre de perchlorure  
1 stylo marqueur  
1 plaque XXP

32 F T.T.C.

## BOULE H.P.

7 WATTS



Livrée par paire avec fil et vis de fixation  
Présentation luxueuse  
La paire ..... 100 F

## POTENTIOMETRES



Type P 20, sens inter., axe plastique 6 mm, de 47 Ω à 4,7 MΩ en lin., de 2,2 kΩ à 4,7 MΩ en log. .... 3,00 F  
Type P 20 AI avec inter., axe 6 mm en log. de 4,7 kΩ à 1 MΩ ..... 4,50 F

## POTENTIOMETRE PISTES MOULE

1 kΩ, 4,7 kΩ, 10 kΩ, 47 kΩ, 100 kΩ, 1 k, 4,7 kΩ, 10 kΩ, 47 kΩ, 100 kΩ, 220 kΩ, 470 kΩ, 1 MΩ ..... 11,50 F

## POTENTIOMETRES A GLISSIERE



De 470 Ω à 4,7 MΩ  
PGP 40 ..... 5,00 F  
PGP 58 ..... 7,50 F

## POTENTIOMETRES AJUSTABLES

De 47 Ω à 2,2 MΩ ..... 1,50 F

## ROTACTEURS



1 CIRCUIT 12 POSITIONS  
PRIX ..... 8,00 F - Par 6 ..... 6,20 F

## AFFICHEUR TOSHIBA

TLR 308  
7 segments  
Afficheur hauteur 20 mm  
Cathode commune  
PRIX ..... 16 F

## INTERR. « MINIATURE »

Unipolaire ..... 8,50 F  
Inverseur simple ..... 8,50 F  
Inverseur 3 p. Arr. central ..... 11,00 F  
Inverseur double ..... 12,00 F  
Inverseur double, Arr. central ..... 14,50 F  
Inverseur tétrapolaire ..... 27,50 F

## SUPPORT UNIVERSEL

J.B.C.  
pour fers  
stylo  
PRIX :  
30,40 F

DISPONIBLE : toute la gamme des fers à souder JBC (document. sur demande)

## « RECORDS CLEANER » EC 004



Bras dépoussiéreur de disques Antistatique  
PRIX : 35 F

## CASSETTES HI-FI

C 45 ..... 8,20 F ● C 60 ..... 9,30 F  
SAC 60 ..... 19,90 F ● C 90 ..... 12,80 F  
SAC 90 ..... 26,00 F ● C 180 ..... 40,00 F  
— Remises par quantités —

# DIFAPSON

Autre point de vente :  
Centre commercial

## CONTINENT DU VAL MAUBUEE

TORCY — Tél. : 005-20-13

77360 VAIRES-SUR-MARNE

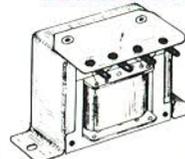
De 10 h à 22 h, du lundi au samedi

## TRANSFO MODULATION



Petite puissance  
12 F  
Par 6 ... 9 F pièce  
Grande puissance  
15 F

## TRANSFO D'ALIMENTATION



9, 12 V, 0,35 A  
25 F  
6, 9, 12 V, 0,50 A  
28 F  
6, 9, 12, 18, 24 V,  
1 A  
32 F

## BOUTONS



Plastiques axes 6 mm  
1,80 F  
Par 10 ... 1,50 F pièce  
Pour pot rectiligne  
1,50 F

## VOYANTS LUMINEUX



Néon perçage  
Ø 12 mm, 220 V  
rouge  
jaune, blanc  
PRIX 5 F ● Par 10 3 F

## Modèle « Luxe »



Ø de perçage 9 mm  
Mêmes couleurs  
que ci-dessus  
PRIX ..... 6 F

## FICHES « DIN » et « JACK »

3 br. châssis 1,60 F - Par 5 1,10 F pièce  
Mâle 2,40 F - Par 5 1,60 F pièce  
Femelle 2,40 F - Par 5 1,60 F pièce

5 br. châssis 1,75 F - Par 5 1,20 F pièce  
Mâle 3,00 F - Par 5 2,00 F pièce  
Femelle 3,00 F - Par 5 2,00 F pièce

H.P. châssis 1,20 F - Par 5 0,80 F pièce  
Mâle 1,75 F - Par 5 1,15 F pièce  
Femelle 1,60 F - Par 5 1,10 F pièce

RCA châssis 2,00 F - Par 5 1,40 F pièce  
Mâle 2,00 F - Par 5 1,40 F pièce  
Femelle 2,00 F - Par 5 1,40 F pièce

## « JACK »

MONO 6,35  
Châssis 2,65 F - Par 5 1,75 F pièce  
Mâle 2,65 F - Par 5 1,75 F pièce  
Femelle 2,65 F - Par 5 1,75 F pièce

STEREO 6,35  
Châssis 4,30 F - Par 5 2,90 F pièce  
Mâle 4,30 F - Par 5 2,90 F pièce  
Femelle 4,30 F - Par 5 2,90 F pièce

## MULTIPRISE EN CROIX



Déconnectable  
Avec inverseur de polarité  
PRIX ..... 10 F

## FER-STYLO THUILIER



48 ou 62 W, bitension 110/220 V 31,00 F

# CIBOT

1, RUE DE REUILLY - 75012 PARIS  
 3, RUE DE REUILLY - 75012 PARIS  
 12, RUE DE REUILLY - 75012 PARIS  
 136, BOULEVARD DIDEROT - 75012 PARIS  
 TEL. : 346.63.76 - 343.66.90 - 343.13.22 - 307.23.07  
 A TOULOUSE : 25, RUE BAYARD. TEL. : (61) 62.02.21

## DANS TOUTES LES SPECIALITES : LA GAMME COMPLETE DE TOUTES LES GRANDES MARQUES

### COMPOSANTS

Distributeur "SIEMENS"  
 Tous les circuits intégrés - Tubes électroniques et cathodiques - Semi-conducteurs. ATEs - RTC - RCA - SIGNETICS - ITT - SESCOSEM - Optoélectronique - Leds Afficheurs.

### RADIO - TELEVISION

SONY - RADIOLA - PHILIPS - ITT - GRUNDIG  
 SHARP - NATIONAL - TELEFUNKEN - Auto-Radio : PHILIPS - RADIOLA - SHARP - PIONEER - ITT - CLAIRVOX - SANKEI.

### SONORISATION JEUX DE LUMIERE

### PIECES DETACHEES

plus de 20.000 articles en stock.

### HAUTE-FIDELITE

Tous les Amplis - Tuners - Tables de lecture - Magnétophones et Enceintes. AKAI - AMSTRONG - B et O - BST - G P ELECTRONIC - HARMAN - KARDON - JELCO - KENWOOD - LUXMAN - MARANTZ - MARTIN - ONKYO - PHONIA - PIONEER - QUAD - SANSUI - SCOTT - SONY - TANDBERG - TECHNICS, etc.

### APPAREILS DE MESURE

Distributeur "METRIX"  
 CdA - CENTRAD - ELC - HAMEG - ISKRA - NOVOTEST - VOC - TECHTRONIX  
 Démonstration et Vente par Techniciens Qualifiés

### PROMOTIONS IMBATTABLES

#### KITS KITS

✦ UK 230. Amplificateur d'antenne pour auto-radio. Augmente considérablement la sélectivité et la sensibilité. Gammes AM/FM. Consommation 5 à 10 mA. Alimentation 9/15 V c.c.  
 Prix sensationnel ..... 43 F

✦ UK 262. Générateur de rythmes amplifié. Cet appareil est très utile pour ceux qui étudient la musique ou possèdent seulement un instrument et ont besoin d'accompagnement rythmique musical.  
 Alimentation : 115/220-250 V - 50/60 Hz. Sortie HP : 4Ω. Niveau et impédance de sortie pour amplificateur externe : 200 mV/1kΩ. Puissance de sortie : 10 W. Touche Stop/Start. Régulation de la vitesse de rythme et de volume. Rythmes obtenus : Slow-rock - Latin - Twist - Fox - Valse.  
 Prix sensationnel ..... 320 F  
 Monté en ordre de marche ..... 420 F

✦ UK 263. Générateur de rythmes à 15 rythmes.  
 Complet. Prix sensationnel ..... 630 F  
 Monté en ordre de marche ..... 785 F

✦ UK 875. Allumage électronique à décharge capacitive pour moteurs à combustion. Economie de carburant. Economie de bougies notamment aux vitesses élevées. Moteur beaucoup plus nerveux. Alimentation 9/15 V c.c.  
 Prix sensationnel ..... 175 F

✦ UK 527. Récepteur VHF 110-150 MHz. L'excellente sensibilité de ce récepteur, relativement simple, permet de recevoir toutes les émissions AM ou FM qui transmettent dans la gamme de fréquences qui va de 110 à 150 MHz. Alimentation (piles incorporées) 12 V c.c. Consommation max.: ~ 100 mA. Haut-parleur 8Ω  
 Prix sensationnel ..... 205 F

✦ UK 220. Injecteur de signal. Cet appareil est un instrument indispensable pour tous les techniciens qui s'occupent de la réparation des récepteurs radio et des amplificateurs B.F.  
 Alimentation : pile de 1,4 V. Fréquence : 500 Hz. Harmoniques : jusqu'à 30 MHz. Tension de sortie : 1 V crête à crête.  
 Prix sensationnel ..... 36 F

#### LE RECEPTEUR QUE VOUS ATTENDEZ! "MARC" (Made in Japan) VHF - AIR - MARINE - FM

Fonctionne sur secteur 110/220V, avec piles incorporées (8 x 1,5 V), ou sur batterie voiture 12 V (cordon de branchement fourni).



2 antennes télescopiques incorporées : 1 pour O.C., 1 pour VHF. Prises pour antennes extérieures. 12 GAMMES - 5 gammes O.C. en AM, PO-GO-FM (2 gammes FM), bande Marine, VHF 400 Mcs, double conversion, VHF 144 Mcs, AIR - LPB - HPB. Tous systèmes décodages incorporés (BLU, LSB, VSB). Squelch. Réglage de tonalité.  
 Complet avec piles (prix exceptionnel) ..... 1.570 F

## DEMANDEZ NOTRE NOUVEAU CATALOGUE

182 pages abondamment illustrées.

C'est une documentation indispensable pour tous ceux qui s'intéressent aux COMPOSANTS ELECTRONIQUES - PIECES DETACHEES et APPAREILS DE MESURE  
 Ce catalogue est en vente dans nos différents magasins au prix de 20 F ainsi que par correspondance, en nous adressant le Bon ci-dessous.

## BON A DECOUPER (ou à recopier)

et à adresser à CIBOT, 1, RUE DE REUILLY - 75012 PARIS

NOM \_\_\_\_\_ PRENOM \_\_\_\_\_

ADRESSE \_\_\_\_\_

CODE POSTAL \_\_\_\_\_

Ci-joint la somme de 20 F :

en chèque bancaire  en chèque postal  en mandat-lettre

