

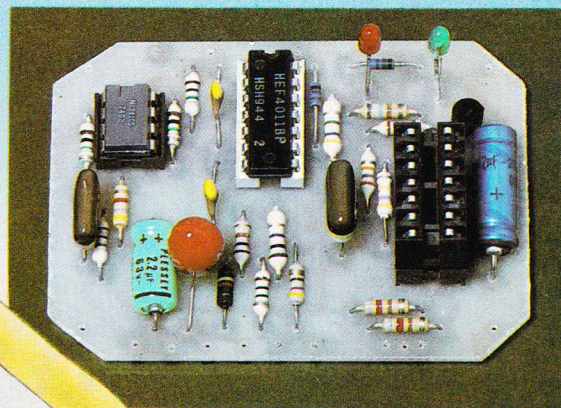
8 f

édité par le Haut-Parleur

# électronique pratique

Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Expérimentations

sommaire détaillé p.70



**CADEAU**

Un transfert  
pour réaliser un appareil  
de multi-mesures:  
injecteur de signal,  
vérificateur de transistors,  
amplificateur de contrôle,  
test d'isolement,  
test de continuité etc ...

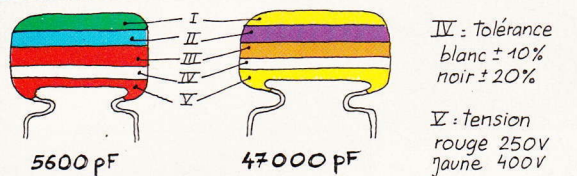
Canada : \$ 1,00 - Belgique : 65 FB - Suisse : 4,00 F - Espagne : 125 Pesetas - Tunisie : 920 Mil. - Italie : 2 800 Lire

# électronique pratique

n° 34

Janvier 1981

Sommaire

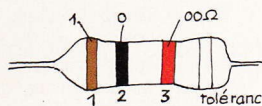


IV : tolérance  
blanc  $\pm 10\%$   
noir  $\pm 20\%$

V : tension  
rouge 250V  
jaune 400V

I 1 <sup>er</sup> chiffre	II 2 <sup>ème</sup> chiffre	III multiplicateur
	0	X 1
1	1	X 10
2	2	X 100
3	3	X 1 000
4	4	X 10 000
5	5	X 100 000
6	6	
7	7	
8	8	
9	9	

exemple: 10.000 pF,  $\pm 10\%$ , 250V distribution des couleurs : marron, noir, orange, blanc, rouge.



tolérance : or  $\pm 5\%$  argent  $\pm 10\%$

1 <sup>ère</sup> bague 1 <sup>er</sup> chiffre	2 <sup>ème</sup> bague 2 <sup>ème</sup> chiffre	3 <sup>ème</sup> bague multiplicateur
	0	X 1
1	1	X 10
2	2	X 100
3	3	X 1 000
4	4	X 10 000
5	5	X 100 000
6	6	X 1 000 000
7	7	
8	8	
9	9	

pour les très faibles valeurs, on emploie une couleur "or" pour le multiplicateur 0,1 ex: 2,7  $\Omega$  = rouge, violet, or soit  $27 \times 0,1 = 2,7 \Omega$

## Réalisez vous-mêmes

Une boîte à musique	73
LE VUDELIC	74
Applications de la calculatrice	
Calcul de la vitesse instantanée	75
Un appareil de multi-mesures	76
Le transfert cadeau	79
Un testeur de « 741 »	104
Un triple indicateur d'états logiques	109
Un tuner super pour autoradio	132

## En kit

Les aventures de RESI et TRANSI de CEDITEL	130
--	-----

## Pratique et initiation

Caractéristiques et brochages des transistors	89
L'interchangeabilité des composants	140
Application des MOS de puissance	145
Caractéristiques des modules hybrides SANKEN	150

## Divers

ENCART EURELEC	35-36
ENCART TRANSFERT	77 à 80
ENCART UNIECO	113-114

### ADMINISTRATION-REDACTION : Société des Publications Radio-Electriques et Scientifiques.

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

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

Avec la participation de R. Rateau, B. Jarrige, R. Knoerr, H. Schreiber, H. Liégeois, B. Roux, P. Gasser, M. Archambault.

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

PUBLICITE : Société Auxiliaire de Publicité, 70, rue Compans, 75019 Paris. - Tél. : 200.33.05 (lignes groupées) CCP Paris 3793-60

Chef de Publicité : Alain OSSART

ABONNEMENTS : Abonnement d'un an comprenant : 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE - Prix : France : 70 F. Etranger : 110 F  
Nous laissons la possibilité à nos lecteurs de souscrire des abonnements groupés, soit :

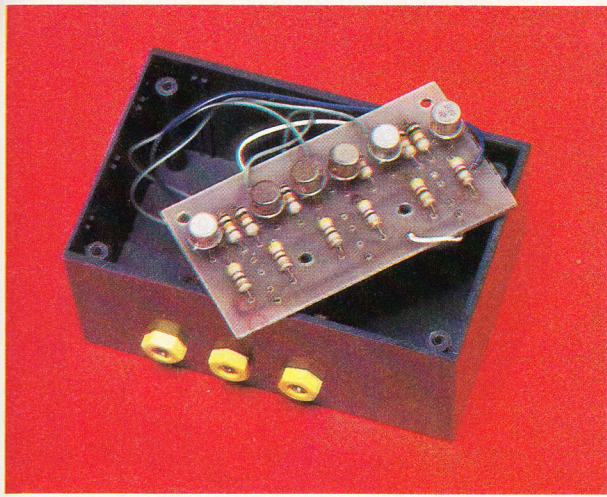
LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 140 F - Etranger à 260 F

SONO + LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 200 F - Etranger à 350 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 .... 8 F

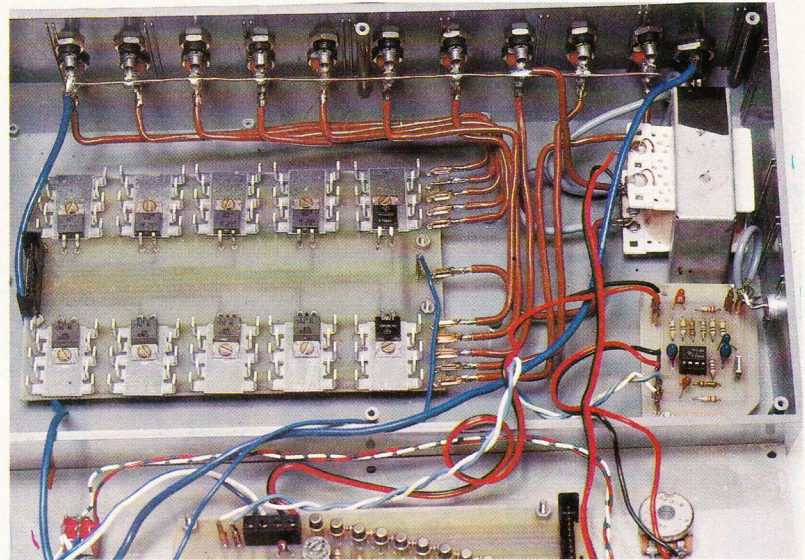
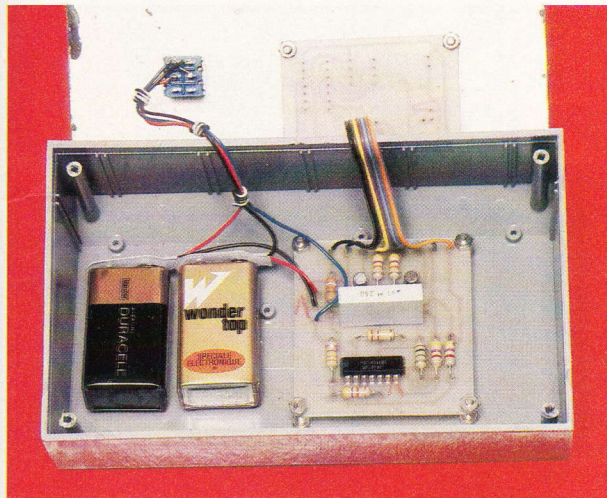
Les règlements en espèces par courrier sont strictement interdits. ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent. ● Pour tout changement d'adresse, joindre 1 F et la dernière bande.



	3
1	4
2	5



TOUTE L'EQUIPE  
D'ELECTRONIQUE  
PRATIQUE  
VOUS PRESENTE  
SES VŒUX  
LES PLUS SINCERES  
POUR 1981



# ELECTRONIQUE PRATIQUE N° 34 Janvier 1981

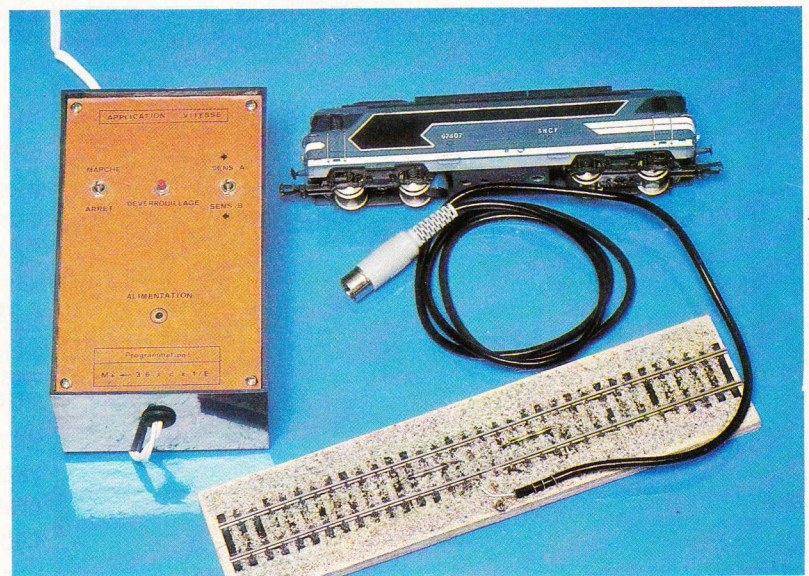
1) Un aspect de la sonde trilogique équipée de transistors classiques (p. 109).

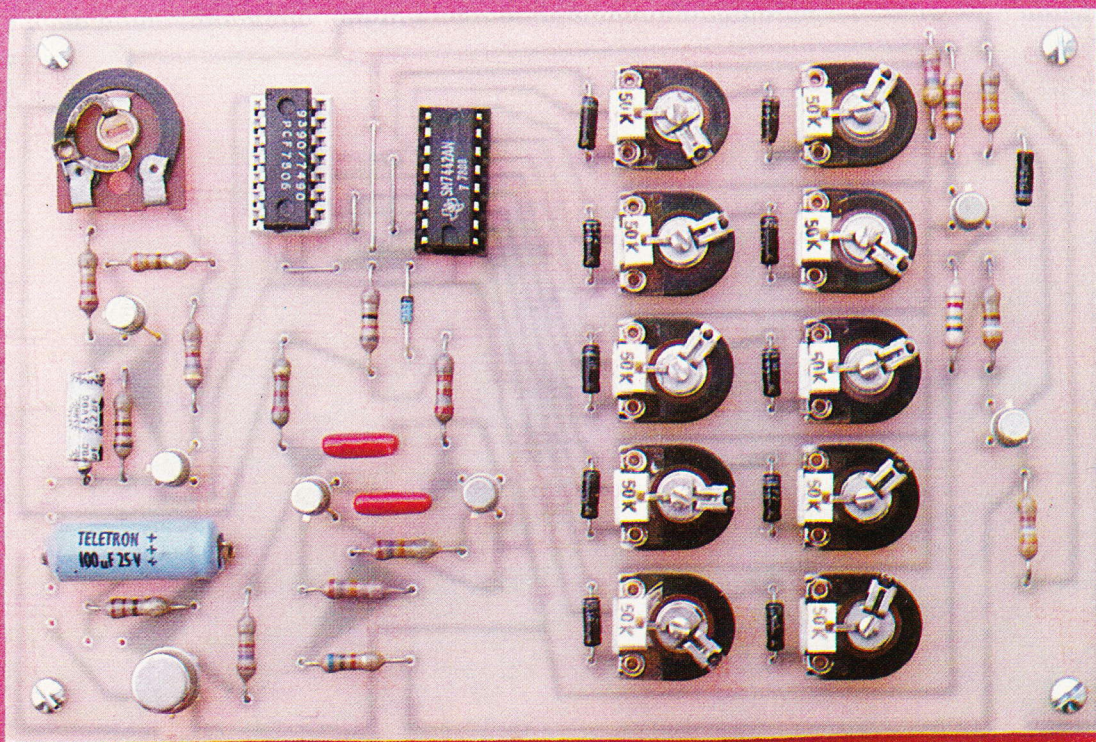
2) Un des deux modules du testeur de 741. On aperçoit les deux piles d'alimentation 9 V miniatures (p. 104).

3) La boule au plafond, en couleur, à facettes et en kit « DMIP » (p. 112).

4) Un jeu de lumière nouveau le « Vudélic », de circonstances avec la saison (p. 74).

5) Deuxième volet des applications d'une calculatrice : calcul de la vitesse d'un train miniature ou d'un circuit routier (p. 75).





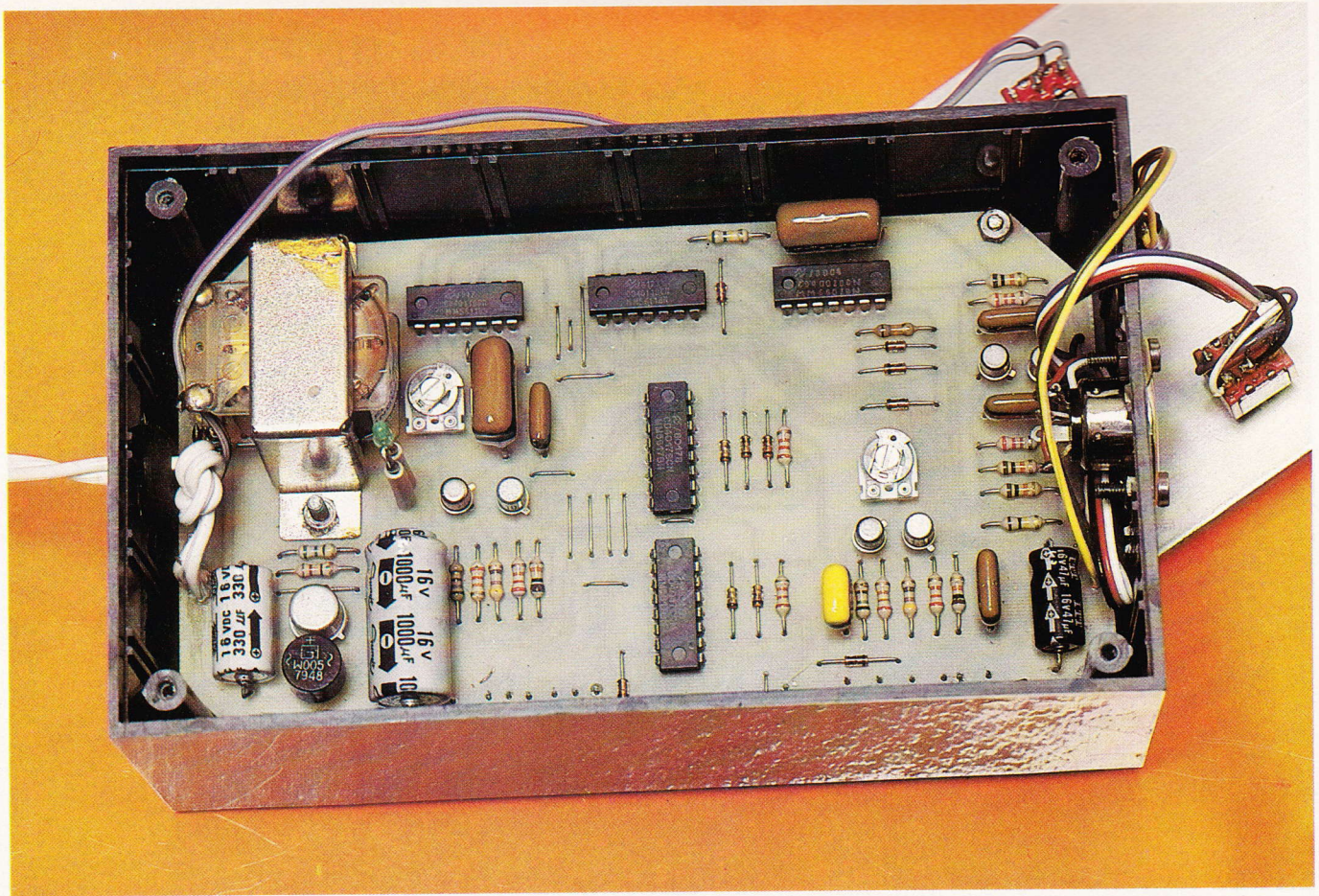
# BOITE A MUSIQUE (version 1981)

**A**UTREFOIS, les « boîtes à musique », dans lesquelles un cylindre muni d'ergots pinçait des lamelles métalliques de différentes longueurs, faisaient la joie de nos grands-pères. On les trouvait dans les dessous-de-plat à musique, dans les coffrets à cigares, etc. C'est une version moderne de ces appareils, où l'électronique remplace la mécanique, que nous proposons ici à nos lecteurs. L'ensemble, alimenté par une petite pile de 9 V, et qu'un simple contact met en marche, pourra trouver des applications diverses.

## *I — Principe de fonctionnement*

Commençons par examiner le synoptique très simplifié de la **figure 1**. Un oscillateur d'horloge délivre, à un rythme réglable, de courtes impulsions périodiques. Chacune de ces dernières fait avancer d'un pas, un ensemble de circuits logiques à dix sorties, numérotées ici de 0 à 9. Les sorties, normalement à l'état haut, passent donc une par une, successivement, à l'état bas.

(suite page 92)

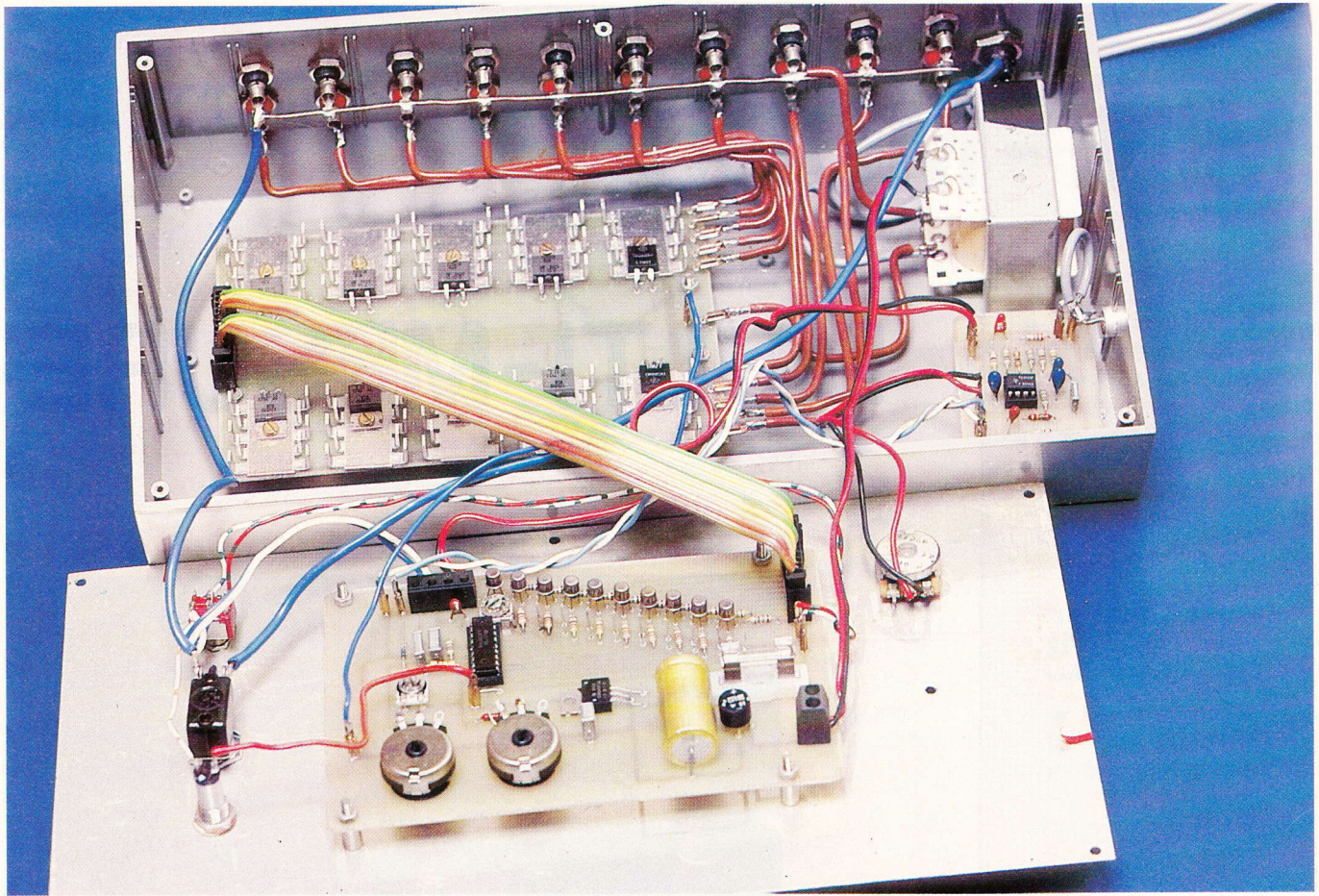


**D**ANS notre dernier numéro d'EP nous avons décrit le fonctionnement et la réalisation de deux boîtiers communs à un certain nombre d'applications diverses. Il s'agissait de la confection d'un boîtier « Calculatrice » et d'un boîtier « mémoire de Transfert » : ces derniers étant montés sur un support pouvant recevoir un troisième boîtier spécifique à une application donnée. L'objet du présent article est la description d'une première application qui intéressera sans aucun doute nos amis lecteurs passionnés de réseaux ferroviaires ou de circuits routiers. En effet, notre « indicateur de vitesse » affichera sur la calculatrice la vitesse, transposée à l'échelle réelle, d'un train ou d'une voiture avec toute la précision requise.

## Des applications d'une calculatrice de poche :

# 2. INDICATEUR DE VITESSE pour réseaux ferroviaires et circuits routiers

(suite page 115)



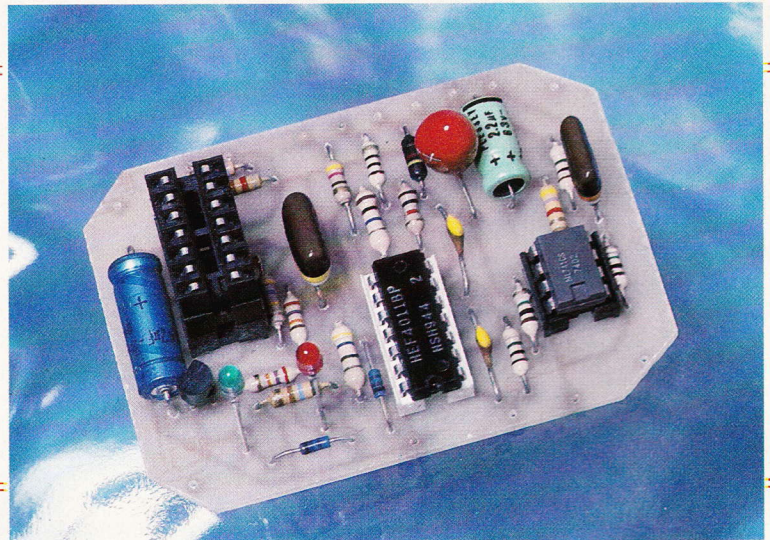
## Le VU - DELIC à micro-électret

**S**ANS trop de manipulations génétiques, nous vous proposons de créer une espèce hybride, le « Vu-delic », né de la rencontre d'un VU-mètre à LED avec un modulateur de lumière. Beaucoup connaissent les VU-mètres à LED pour les avoir pratiqués avec toutes sortes de composants, y compris les fameux UAA 170 ou 180. Nous préférons vous parler aujourd'hui d'un autre circuit, de chez National Sémi-Conductor : le LM 3914. Mal connu ou oublié, ce circuit, déjà ancien va nous aider dans ce montage grâce à ses deux possibilités d'affichage, que ne possèdent pas ses concurrents : l'affichage en spot lumineux et l'affichage en barre lumineuse. Le résultat de cette hybridation est donc un jeu de lumière tout à fait surprenant, du plus bel effet, où les lampes « montent et descendent » au rythme des crêtes de la modulation. A vous de trouver des applications originales.

(suite page 96)

# MINI - MODULE

## de MULTI-MESURE



**M**ESURER, c'est savoir. Et l'industrie de l'appareil de mesure nous offre, en effet, de quoi savoir le gain d'un transistor à quelques unités près, ou de quoi mesurer une résistance avec une précision de 0,1 %. Mais lors de la mise au point ou du dépannage d'un appareil, ce « besoin de savoir » concerne souvent des données très simples. Est-ce que le courant passe, ou non, dans telle connexion ? Est-ce que tel condensateur présente une fuite ? Est-ce qu'il existe une tension entre deux points donnés ? Est-ce que telle diode conduit bien dans un sens, et pas aussi dans l'autre ? Est-ce que tel transistor est encore bon ? Quelle est la disposition de ses connexions ? Est-ce que tel amplificateur – ou étage d'amplification – délivre bien, à sa sortie, une tension qui est plus grande que celle d'entrée ? Toutes ces questions, et beaucoup d'autres, souvent d'autant plus importantes qu'elles sont plus banales, le mini-module de multi-mesure ( $M^4$  pour les initiés, ou encore Mimomume) permet de les résoudre efficacement. Il a été créé pour toutes les applications où on a besoin plutôt d'une mesure rationnelle que d'une mesure précise.

## Fonctions d'utilisation

**1° Multivibrateur injecteur de signal.** Il fonctionne sur une fréquence acoustique et permet la vérification d'amplificateurs, d'appareils radio, etc. Constitue une « source de signal » pour les applications les plus diverses, même pour circuits CMOS.

**2° Amplificateur de contrôle.** Amplificateur BF à très fort gain, pour écouteur ou petit haut-parleur. Pour vérification de toutes sortes de circuits, suivant le principe du signal-tracer. Est également un amplificateur universel d'expérimentation.

**3° Test de continuité.** Indicateur de passage de courant, répondant à toute résistance inférieure à 500  $\Omega$  environ, par l'allumage d'une LED. Vérification de liaisons, de connecteurs, d'interrupteurs, de soudures, de résistances faibles. Il vérifie également la conduction de diodes et d'autres jonctions de semi-conducteurs.

**4° Test d'isolement.** Comme précédemment, mais répond à toute résistance inférieure à 10 M $\Omega$  environ. Vérification de courants de fuite (semi-conducteurs, condensateurs) et isolement de câbles. Les tests se font avec une « mémoire », pour visualisation de contacts accidentels de très courte durée.

**5° Vérificateur de transistors.** Accepte des NPN, PNP, forte ou faible puissance, transistors à effet de champ, portes CMOS. Permet de repérer les connexions et la polarité d'un type inconnu. Répond par un clignotement d'une lentille d'autant plus majestueuse que le gain en courant du transistor est plus élevé. Protection absolue, pour l'appareil et pour l'échantillon à l'essai, contre toute surcharge accidentelle.

**6° Indicateur de présence de tension.** Sonde auxiliaire, comportant un transistor et une résistance, répondant indifféremment à toute tension comprise entre 0,7 et 300 V, par l'allumage d'une LED.

## I - CIRCUITS FONCTIONNELS

Mesurer, c'est aussi savoir, du moins en gros, comment fonctionnent les circuits du mesureur dont on se sert. D'autant plus qu'en l'occurrence, il ne s'agit pas d'un mesureur à fonction spécifique et unique, mais d'un engin d'une grande souplesse d'utilisation. Son amplificateur de contrôle est un  $\mu A$ , utilisé de façon classique. Toutes les autres fonctions sont assurées, pour l'essentiel, par les quatre portes d'un circuit CMOS 4011.

### Multivibrateur injecteur de signal

La figure 1 montre que le multivibrateur d'injection est d'un type bien classique, utilisant deux des quatre portes d'un CD 4011.

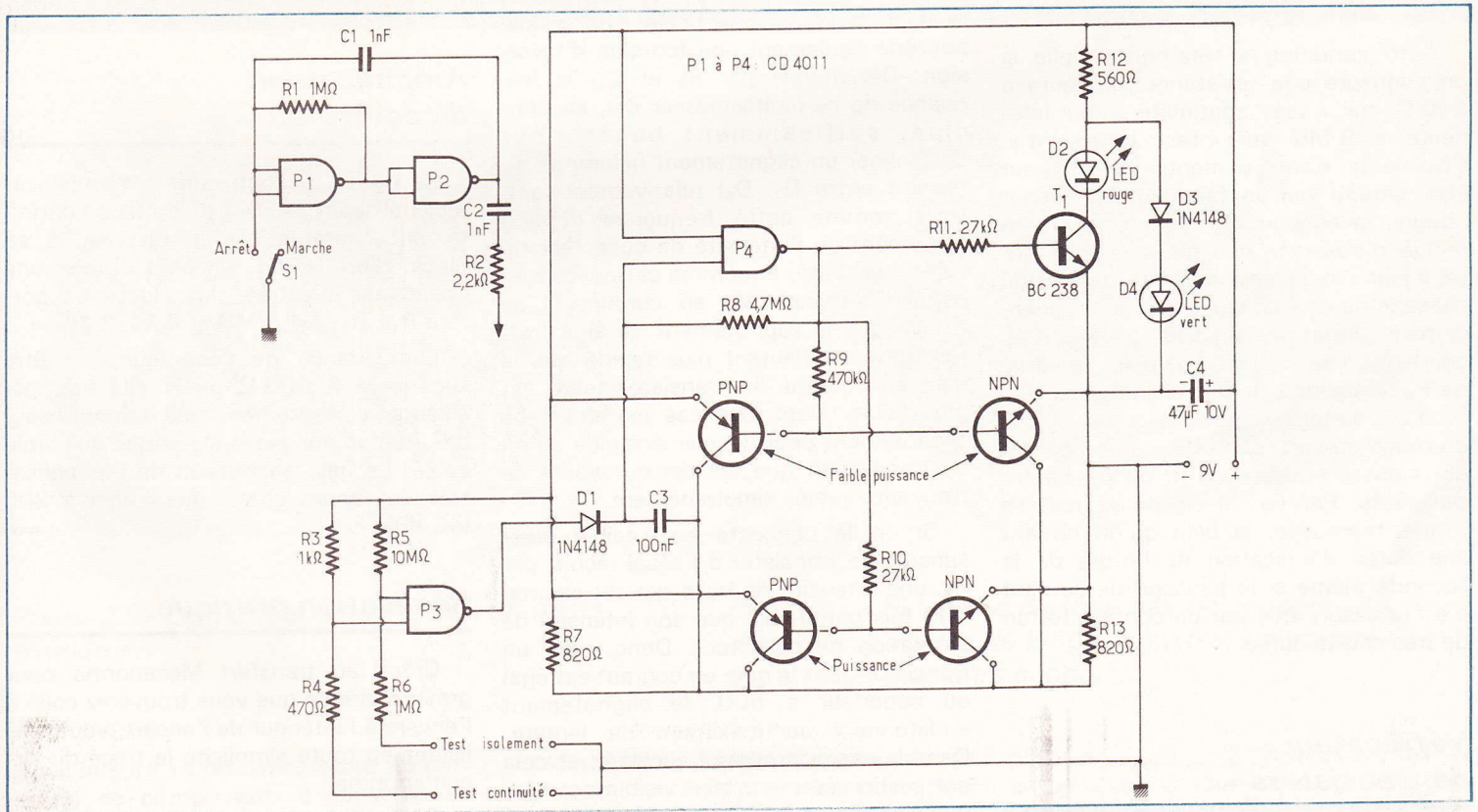


Fig. 1. et 2. – Les portes NAND P1 et P2 constituent l'injecteur de signal tandis que les autres éléments servent aux circuits de test et à la vérification des transistors.



La fréquence de fonctionnement (1 000 Hz environ) est inversement proportionnelle à la valeur des éléments  $R_1$  et  $C_1$ , on peut donc facilement la modifier.

Quand on ne se sert pas du multivibrateur, on a avantage à le couper, de façon à éviter toute possibilité de perturbation des autres circuits. Cette coupure se fait par l'interrupteur  $S_1$  qui peut aussi être constitué par une touche fugitive, fermée au repos.

## Circuits de test

La figure 2 montre que le transistor  $T_1$  commande deux diodes lumineuses,  $D_2$  et  $D_4$ , de façon que l'une soit allumée quand l'autre est éteinte. Au repos ( $D_1$  sans courant),  $P_4$  se trouve polarisée, par  $R_8$ , de façon que  $T_1$  reçoive une intensité de base suffisante pour provoquer l'allumage de  $D_2$ . Il en sera ainsi tant que la tension sur l'une ou l'autre des entrées de  $P_3$  reste supérieure au « seuil » de cette porte, soit, en gros, supérieure à la moitié de la tension d'alimentation.

Cette condition ne sera plus remplie, si on connecte une résistance inférieure à  $500 \Omega$  sur « test continuité », ou inférieure à  $9 M\Omega$  sur « test isolement ». Comme le « seuil » mentionné ne peut être garanti par le fabricant du circuit intégré, avec une grande précision, on risque d'observer quelque tolérance sur les valeurs indiquées. Mais en tout cas, le passage de ce « seuil » implique un changement d'état à la sortie de  $P_3$ , d'où conduction de  $D_1$ , tension nulle à la sortie de  $P_4$ , extinction de  $D_2$ , allumage de  $D_3$ . En d'autres termes, la signalisation passe du rouge au vert, quand il y a un courant qui « passe » lors de l'un ou de l'autre des tests. Par  $C_3$ , le signal de test se trouve mémorisé, si bien qu'on obtient une durée d'indication de l'ordre de la seconde même si le passage de courant n'a été assuré que par un contact fortuit de très courte durée.

## Vérificateur de transistors

La figure 2 montre quatre emplacements possibles pour le transistor à vérifier. Bien entendu, on n'en met qu'un à

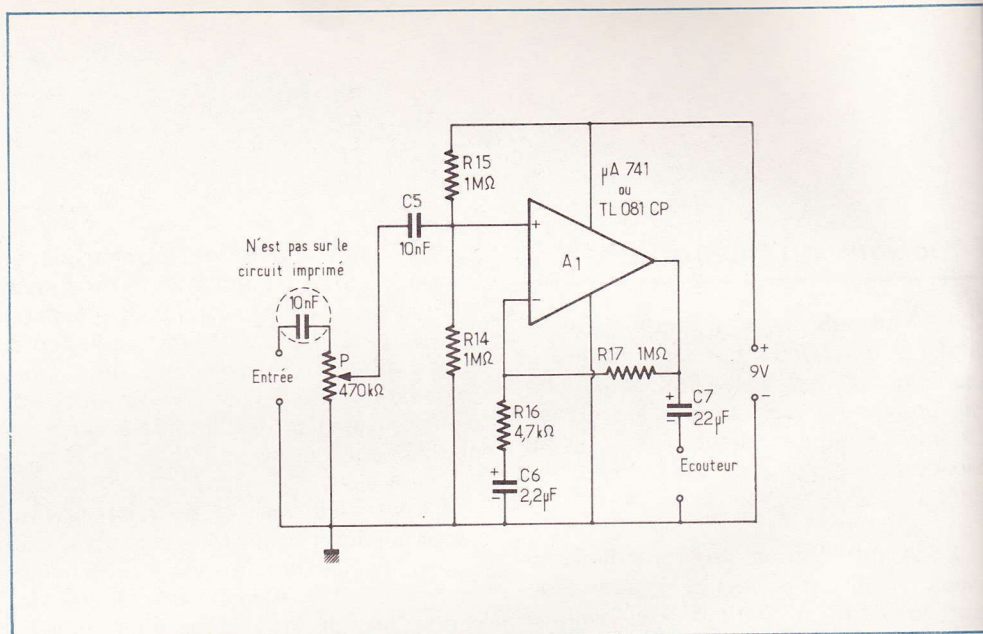


Fig. 3. — Pour l'amplificateur de contrôle, l'auteur a retenu l'emploi d'un 741, mais les « puristes » pourront disposer d'un TL 081 en modifiant quelques valeurs de résistance.

la fois, et on laisse les quatre emplacements vides, tant qu'on ne se sert pas de la fonction « vérificateur de transistors ».

Mais si on connecte un transistor, de polarité correcte, celui-ci est utilisé en inverseur de phase, et il forme alors un multivibrateur avec la porte  $P_4$ , laquelle possède également une fonction d'inversion. Déterminée par  $R_8$  et  $C_3$ , la fréquence de ce multivibrateur est, en principe, suffisamment basse pour déterminer un clignotement (allumage alternant entre  $D_2$ ,  $D_4$ ) relativement lent. Mais comme cette fréquence dépend également de l'intensité de collecteur du transistor testé, et comme cette intensité dépend de son gain en courant, il se trouve que le clignotement de signalisation devient d'autant plus rapide que le gain en courant du transistor testé est plus faible. Dans des cas extrêmes, ce clignotement peut devenir si rapide qu'on a l'impression que les deux voyants se trouvent allumés simultanément.

Si on le connecte en « faible puissance », le transistor à l'essai reçoit, par  $R_9$ , une intensité de base qui est environ 500 fois plus faible que son intensité de saturation de collecteur. Donc, pour un transistor dont le gain en courant est égal ou supérieur à 500, le clignotement « plafonne » au maximum de lenteur. Dans le cas contraire, il accélère, et cela est particulièrement bien visible pour les gains inférieurs à 100.

En position « puissance », le transistor à l'essai reçoit, par  $R_{10}$ , une intensité de base nettement plus importante, alors

que son intensité maximale de collecteur est la même que précédemment, soit quelques milliampères. Les conditions d'utilisation étant ainsi inhabituelles pour un transistor de puissance, la fréquence de clignotement ne permet guère de conclusion sur le gain en courant.

## Amplificateur de contrôle

La figure 3 montre que cet amplificateur utilise un  $\mu A 741$  d'une façon parfaitement courante. Si on dispose, à sa place, d'un TL081, on peut obtenir une impédance d'entrée plus élevée en portant  $R_{14}$ ,  $R_{15}$  à  $4,7 M\Omega$  et  $P$  à  $2,2 M\Omega$ .

L'impédance de l'écouteur doit être supérieure à  $200 \Omega$ , mais elle est, par ailleurs, suffisamment peu critique pour qu'un écouteur piézo-électrique soit utilisable. Le gain en tension de l'amplificateur est approximativement égal à 200 (46 dB).

## Réalisation pratique

Grâce au transfert Mecanorma pour gravure directe que vous trouverez collé à l'envers à l'intérieur de l'encart, vous réaliserez en toute simplicité le tracé du circuit imprimé.

Côté implantation, il ne vous restera plus qu'à suivre le croquis donné.

Pour les connexions des transistors à tester, le module utilise un support de

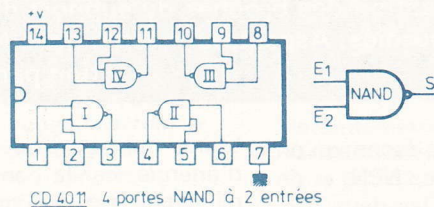
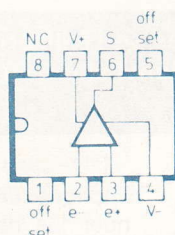
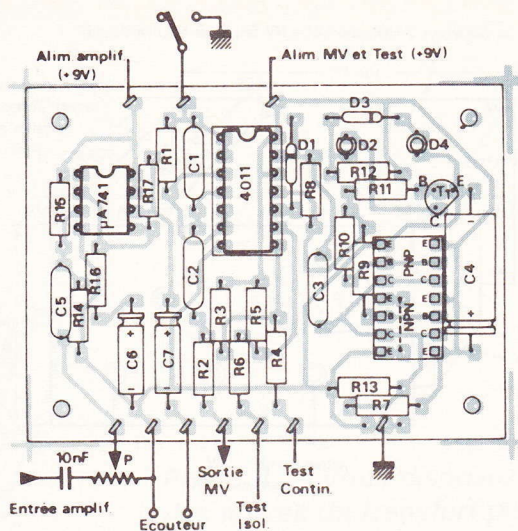
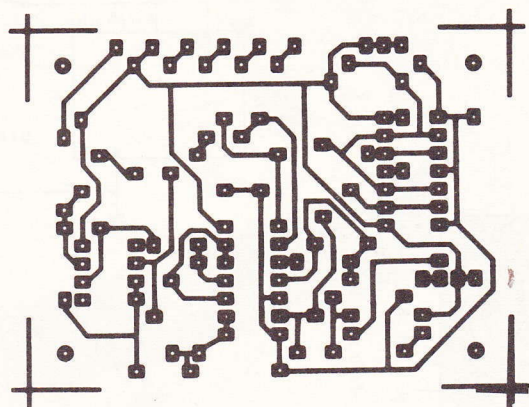


Fig. 4. et 5. — Nous reproduisons le tracé du circuit imprimé que vous obtiendrez à l'aide du transfert Mecanorma encarté dans la revue. Côté implantation, il ne faudra pas oublier le strap placé sous le support pour circuit intégré et symbolisé par un pointillé.

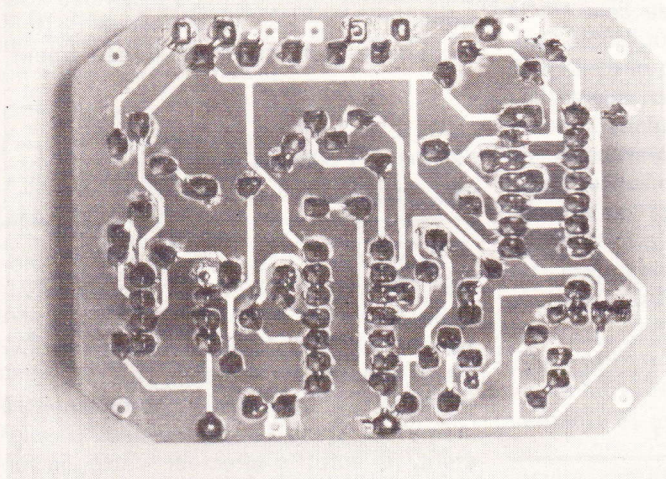


Photo 2. — Le module, vu côté cuivre, après soudures.

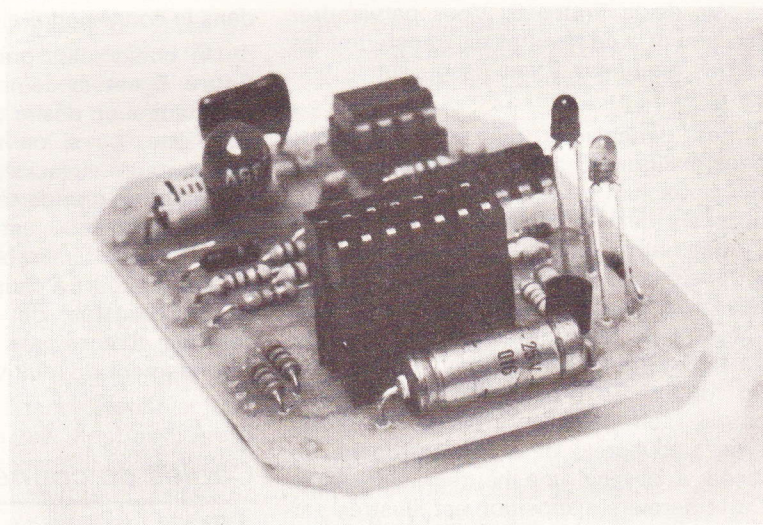


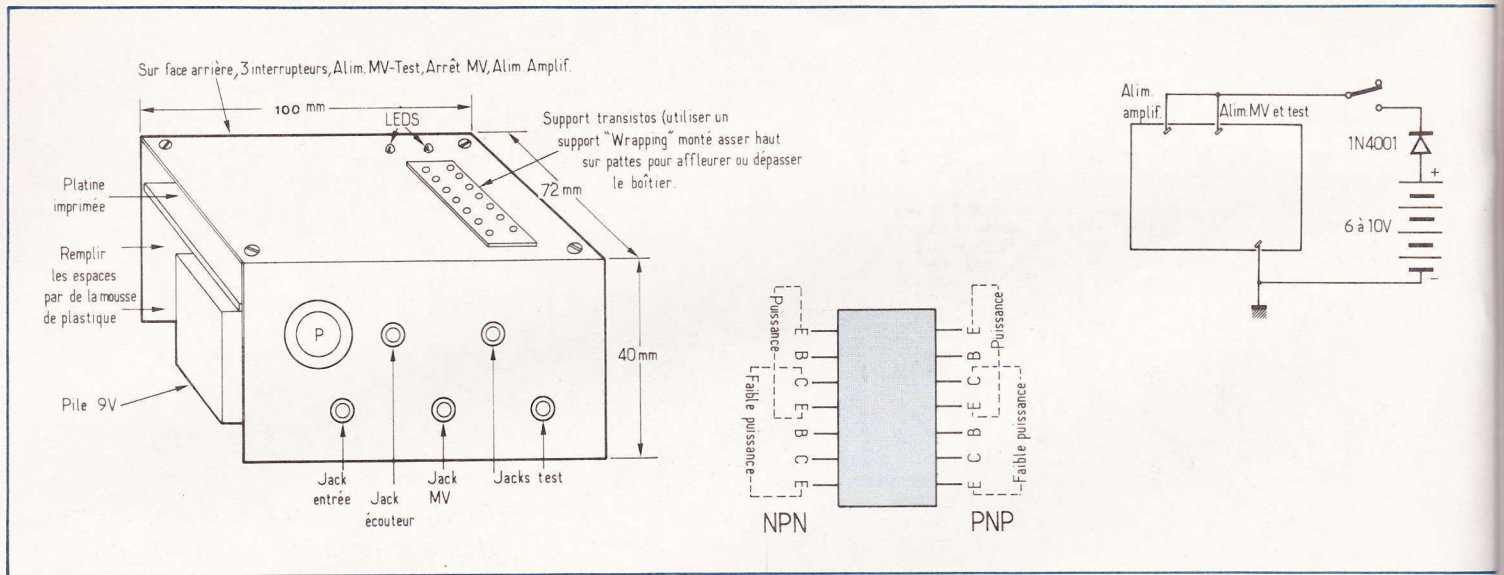
Photo 3. — Si l'on ne dispose pas de support « wrapping » avec de longues pattes, on pourra superposer plusieurs supports.

circuit intégré 14 broches. Avant de parler de ce composant, il convient de signaler que le seul et unique « strap » du montage passe, très discrètement, en dessous de ce support. On le placera donc en premier lieu.

Afin d'aboutir à des dimensions vraiment « mini », on a prévu le modulé pour des résistances d'une longueur de 7,5 mm, se logeant au pas de 2,56 mm. A défaut, on peut parfaitement utiliser des composants plus grands en les re-

pliant en « épingle à cheveux ». Pour T<sub>1</sub>, on peut utiliser tout transistor NPN dont le gain en courant, mesuré avec un courant de collecteur I<sub>c</sub> voisin de 10 mA, est supérieur à 50.

Les 14 accès du support « test tran-



**Fig. 6. et 7. — Identification des broches du support d'essais. Les lettres se réaliseront à l'aide du transfert grâce aux écritures fournies. Aspect du module introduit à l'intérieur d'un Teko 3/B. Protection d'alimentation par diode.**

sistors » ont été utilisés de façon qu'on dispose d'une rangée pour les NPN, et de l'autre pour les PNP. Dans les deux cas, ces accès ont été connectés de façon qu'on puisse obtenir, successivement, les dispositions E-C-B, C-B-E et B-E-C pour les transistors de faible puissance, ou E-C-B et B-C-E pour ceux de puissance. Pour se retrouver dans cette attribution des connexions, on aura avantage à reporter sur la surface du boîtier (fig. 5), le dessin de la figure 6. Vous parviendrez facilement à ce résultat en transférant les lettres destinées à cet usage sur le boîtier.

Les dimensions qui sont indiquées dans la figure 5 correspondent à un boîtier aluminium « Teko » qu'on trouve couramment dans le commerce. Pour que les diodes lumineuses et le support « transistors » puissent effleurer ou dépasser la face supérieure de ce boîtier, il convient de les monter assez « haut sur pattes ». Pour cela, on peut utiliser soit un support 14 broches du type « wrapping », soit deux ou trois supports du type « soudure » et qu'on embroche de façon à obtenir une hauteur suffisante. Cette dernière disposition est illustrée par les photos de la maquette. Elle permet de remplacer facilement le support du haut quand ses douilles sont usées.

Le circuit imprimé de la figure 4 comporte deux entrées d'alimentation distinctes, pour l'amplificateur de contrôle, et pour tout ce qui concerne le 4011. Le plus simple, c'est évidemment de relier ces deux entrées ensemble pour les conduire, par l'intermédiaire d'un interrupteur unique, au positif de la pile de 9 V. Mais l'utilisation de deux interrup-

teurs permet une certaine économie d'énergie, car la consommation de l'amplificateur est de l'ordre de 3 mA seulement, alors que le reste du circuit en demande environ 20.

Il est également possible de faire fonctionner le module sur une alimentation externe (6 à 10 V). Pour éviter les fâcheuses conséquences d'une inversion accidentelle de polarité, on peut, comme le montre la figure 7, placer une diode dans la connexion d'alimentation.

Un boîtier plus grand que celui de la figure 5 est évidemment utilisable, notamment si on désire y loger une pile plus puissante, ou si on tient à utiliser des interrupteurs ou jacks particulièrement robustes et de grande taille. Néanmoins, un boîtier métallique est à conseiller dans tous les cas, car un blindage est avantageux d'une part à cause de la forte impédance d'entrée de l'amplificateur de contrôle, d'autre part du fait de l'effet de rayonnement du multivibrateur.

### Câbles de connexion

Pour les raisons qui viennent d'être mentionnées, il est indispensable d'utiliser un câble blindé pour l'entrée de l'amplificateur de contrôle, de même que pour le test d'isolement dont l'impédance d'entrée est assez élevée pour qu'une réponse à une perturbation externe soit possible dans certains cas.

Quant au multivibrateur, il est évident que son câble de sortie risque de rayonner des perturbations, s'il n'est pas blindé. Mais par ailleurs, un tel blindage

implique une capacité qui risque d'atténuer les harmoniques de rang élevé, et dont on a besoin pour certaines vérifications sur des récepteurs radio.

On aura donc avantage à se préparer deux types de câbles, un blindé, un non blindé. Une longueur de 40 à 50 cm suffit, car il est très facile de déplacer le module. Les câbles se termineront par deux pointes de touche ou par une pointe et une pince crocodile de masse. Le module admet également des sondes (démodulation et test de présence de tension) dont il sera question ultérieurement.

### Mise en service du module

Quand on établit l'alimentation du module, la diode lumineuse rouge s'allume pour signaler qu'il est prêt à fonctionner. On peut immédiatement vérifier les deux « tests » en reliant les deux entrées correspondantes successivement à la masse. Dans le cas du test d'isolement, il suffit d'effectuer cette liaison avec les deux doigts d'une main.

Le test transistor peut se vérifier en introduisant un quelconque transistor, un BC108, par exemple, convenablement dans le support. Les voyants se mettent alors à clignoter.

L'amplificateur de contrôle fonctionne correctement, si on perçoit, dans l'écouteur, un bruit lorsqu'on touche à la main sa connexion d'entrée, ou lorsqu'on y approche simplement la main. Si on met alors le multivibrateur en service, son

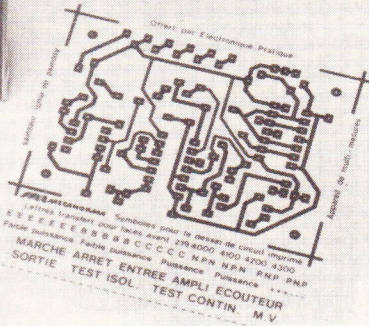
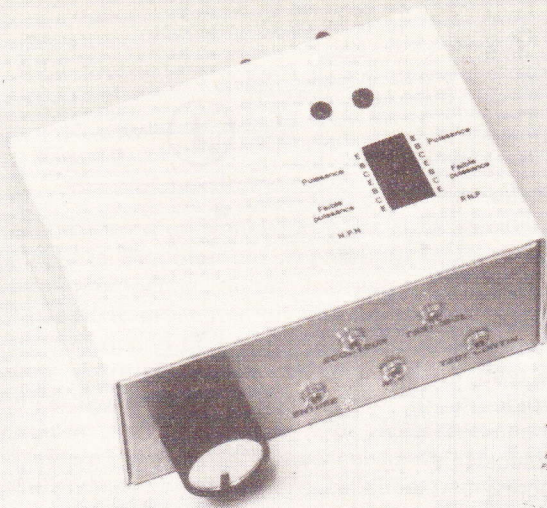


Photo 4. – Vous disposez même des lettres de transfert pour le boîtier et la finition du montage...

### Liste des composants

#### Résistances 1/4 W

- R<sub>1</sub> = 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R<sub>2</sub> = 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R<sub>3</sub> = 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R<sub>4</sub> = 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R<sub>5</sub> = 10 MΩ (marron, noir, bleu)
- R<sub>6</sub> = 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R<sub>7</sub> = 820 Ω (gris, rouge, marron)
- R<sub>8</sub> = 4,7 MΩ (jaune, violet, vert)
- R<sub>9</sub> = 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
- R<sub>10</sub> = 27 kΩ (rouge, violet, orange)
- R<sub>11</sub> = 27 kΩ (rouge, violet, orange)

- R<sub>12</sub> = 560 Ω (vert, bleu, marron)
- R<sub>13</sub> = 820 Ω (gris, rouge, marron)
- R<sub>14</sub> = 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R<sub>15</sub> = 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R<sub>16</sub> = 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R<sub>17</sub> = 1 MΩ (marron, noir, vert)
- C<sub>1</sub> = 1 nF/100 V céramique
- C<sub>2</sub> = 1 nF/100 V céramique
- C<sub>3</sub> = 100 nF mylar
- C<sub>4</sub> = 47 μF/16 V chimique
- C<sub>5</sub> = 10 nF mylar
- C<sub>6</sub> = 2,2 μF/25 V chimique

- C<sub>7</sub> = 22 μF/25 V chimique
- Potentiomètre P = 470 kΩ variation linéaire
- T<sub>1</sub> = BC238, NPN époxy
- A<sub>1</sub> = μA 741, 8 broches
- A<sub>2</sub> = MC14011, CD4011
- D<sub>1</sub>, D<sub>3</sub> = 1N4148, 1N914
- D<sub>2</sub> = LED Ø 3 mm, rouge
- D<sub>4</sub> = LED ⊆ 3 mm, vert.
- 1 écouteur piézo ou cristal
- Supports de circuits intégrés.

bruit devient faiblement perceptible dans l'écouteur, notamment tant que le module ne se trouve pas encore abrité par son boîtier de blindage.

## II – LES POSSIBILITES D'UTILISATION DU MODULE

Mesurer, c'est évidemment aussi savoir se servir de son mesureur. Et souvent, cela est d'autant plus simple que le mesurer est plus complexe. En effet, un engin qui place automatiquement des transistors sur un support, pour imprimer ensuite tout aussi automatiquement une feuille donnant les caractéristiques de ces transistors, ce n'est pas difficile à faire fonctionner. Mais dans le cas d'un appareil très simple, il se peut qu'on n'arrive à une utilisation « astucieuse », qu'après quelques exercices.

### Test de continuité

C'est très simple, il suffit de relier l'entrée correspondante à la masse pour voir l'allumage basculer du rouge au vert. Et

cela se fait avec une certaine persistance, si bien qu'il suffit d'un contact accidentel très bref pour obtenir un allumage nettement visible, du fait de la fonction mémoire du circuit. Excellent moyen pour vérifier un condensateur variable dont les lames se touchent dans une certaine position, ou un câble qui se met en court-circuit quand on le plie d'une certaine façon.

La résistance « critique » du test de continuité est de l'ordre de 500 Ω. On peut la déterminer exactement en connectant une résistance variable (potentiomètre) de 1 kΩ sur l'entrée correspondante et en cherchant le point d'ajustage pour lequel l'allumage bascule. Ensuite, il suffit de mesurer, à l'ohmmètre, la valeur à laquelle on aura ainsi

ajusté cette résistance. On saura alors que le test de continuité répond à toute résistance qui est inférieure à cette valeur.

### Conduction d'une diode ou d'une jonction de semi-conducteur

Le test de continuité est également utilisable pour vérifier une diode, ou pour en déterminer le sens de conduction.

L'appareil répond, quand on connecte la diode comme cela est indiqué dans la figure 8. Il reste indifférent, quand on connecte la diode dans l'autre sens.

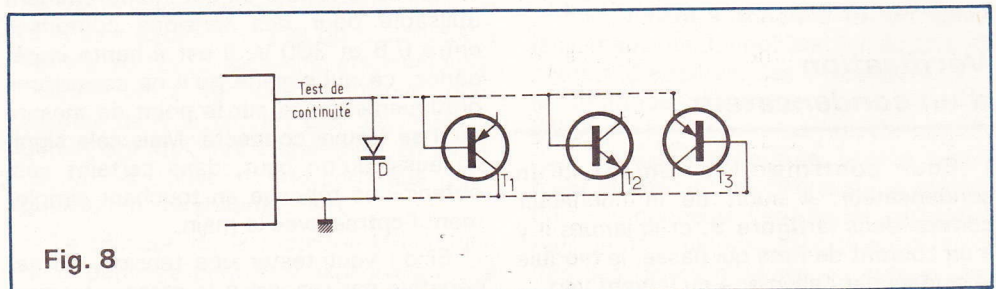


Fig. 8

On peut, de la même façon, vérifier une jonction de transistor. A titre d'exemple, la **figure 8** montre, pour des transistors NPN et PNP, des dispositions de connexion auxquelles l'appareil répond par l'allumage de la diode lumineuse verte. D'une façon semblable, on pourra expérimenter avec des thyristors, des transistors unijonction ou à effet de champ, etc.

## Test d'isolement

En principe, ce test fonctionne de la même façon que le précédent. Sauf que le seuil d'intensité est maintenant si bas que l'appareil répond déjà à un « court-circuit » que son opérateur effectue avec deux de ces doigts. Ce qui signifie, évidemment, qu'on ne peut utiliser valablement ce test que si on ne met pas ses mains sur les conducteurs correspondants.

Le test d'isolement peut servir pour vérifier un câble, un contacteur, un interrupteur. On peut également l'utiliser pour contrôler la conduction entre le curseur et la piste d'un potentiomètre.

Une application importante est la recherche de fuites dans une jonction de semi-conducteur. En effet, en test d'isolement, l'appareil répond déjà à un courant de l'ordre du microampère, alors que plusieurs milliampères sont nécessaires dans le cas du test de continuité. Si le test d'isolement répond à une diode (ou autre jonction de semi-conducteur) qu'on connecte dans un sens qui est opposé à celui indiqué dans la **figure 8**, cette réponse signifie que le semi-conducteur analysé se trouve affecté d'un courant de fuite qui risque d'être prohibitif pour la plupart des applications.

Le schéma de principe du module montre que l'entrée du test d'isolement comporte une résistance de  $1\text{ M}\Omega$ . Cette entrée se trouve ainsi efficacement protégée contre toute tension externe (plus de 100 V) qu'on appliquerait accidentellement sur cette connexion de test. Il n'en est pas de même pour le test de continuité, si bien qu'une forte tension externe risque d'y présenter un effet destructif.

## Vérification d'un condensateur

Pour contrôler l'isolement d'un condensateur, il suffit de le connecter comme dans la **figure 9**, et si jamais il y a un courant de fuite qui passe, le module le signale par l'allumage du voyant vert.

Ce principe fonctionne bien pour les petits condensateurs, mais pour les plus gros, il faut d'abord attendre que le courant de mesure ait chargé le condensateur. Pour un condensateur de  $1\text{ }\mu\text{F}$ , cette durée de charge, pendant laquelle l'allumage reste sur vert, est de 5 à 10 secondes. Pour un de  $100\text{ }\mu\text{F}$ , il faudrait donc attendre une dizaine de minutes avant d'avoir une réponse.

Comme cela ne serait guère commode, on a avantage à procéder en deux temps. On connecte le condensateur (en respectant la polarité, **fig. 9**) d'abord sur « test continuité ». Il se charge alors rapidement, ce qui est indiqué par un bref allumage du voyant vert. Puis, on le déplace sur « test isolement ». S'il est de bonne qualité, il conserve sa charge pendant cette manipulation, si bien que le voyant vert ne répond plus lors du second branchement.

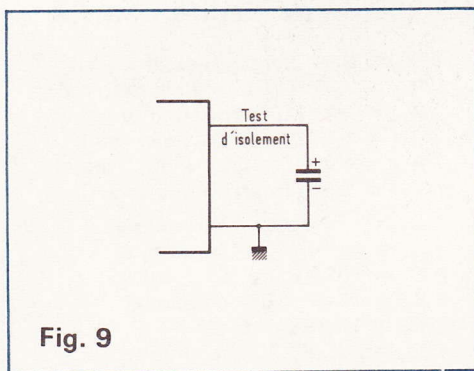


Fig. 9

## Indicateur de présence de tension

Lorsqu'on vérifie une installation ou le circuit d'alimentation d'un appareil, on peut souvent se contenter d'une indication concernant la présence ou l'absence d'une tension, sans qu'il soit nécessaire d'en déterminer la valeur.

Quand il s'agit d'une tension alternative ou positive (par rapport à la masse), le montage de la **figure 10** est utilisable pour une telle indication. Nul besoin d'un circuit imprimé pour un transistor et une résistance. On soude simplement les deux composants ensemble, on raccorde le câble test sur le transistor, et on abrite le montage dans un tube isolant qu'on peut coiffer d'une pointe de touche. Le circuit de la **figure 10** est indifféremment utilisable pour des tensions comprises entre 0,6 et 300 V. Il est à haute impédance, ce qui signifie qu'il ne consomme pratiquement rien sur le point de mesure où il se trouve connecté. Mais cela signifie aussi qu'on peut, dans certains cas, obtenir une réponse en touchant simplement l'entrée avec la main.

Si on veut tester une tension qui est négative par rapport à la masse, on peut

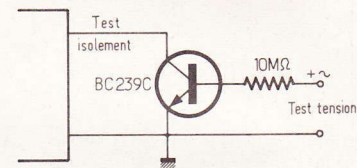


Fig. 10

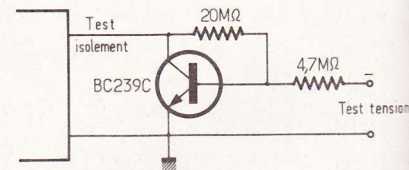


Fig. 11

utiliser le circuit de la **figure 11**, où la résistance de  $20\text{ M}\Omega$  peut être constituée par la mise en série de deux résistances de  $10\text{ M}\Omega$ . Le transistor est connecté de façon qu'il soit conducteur au repos, ce qui fait qu'il commande alors le voyant vert, et le rouge ne s'allume que si on applique une tension négative (0,7 à 300 V) à l'entrée. Le circuit de la **figure 11** ne répond pas à des tensions alternatives.

## Vérification de transistors de faible puissance

En gros, on peut considérer comme transistors « de puissance » tous ceux qui sont prévus pour être fixés sur un radiateur. Tous les autres sont donc à vérifier sur les accès « faible puissance » du support.

Quand on ignore polarité et sens de branchement de l'échantillon, il suffit d'en disposer les fils de sortie de façon qu'on puisse les introduire dans trois trous consécutifs du support. La **figure 12** montre qu'on obtient les 6 conditions de branchement qui sont possibles, en introduisant l'échantillon d'abord dans un sens, puis dans l'autre, dans trois des cinq accès « NPN faible puissance » du support. Ensuite, on peut procéder de même du côté PNP.

Lors d'une telle expérience, on aura quelquefois la surprise de constater un clignotement lent dans un sens de branchement tel que E-B-C, et un clignotement si rapide que les deux voyants semblent simultanément allumés, lors d'un branchement en sens inverse, soit C-B-E. Bien entendu, la bonne position de branchement, celle qui permet d'identifier les

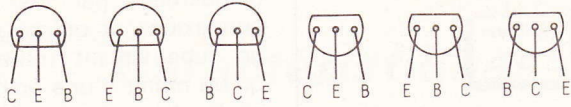


Fig. 12

connexions d'un transistor, c'est celle qui donne le clignotement le plus lent. Mais cela n'empêche qu'un transistor peut également présenter un certain gain en courant quand on le connecte avec inversion entre collecteur et émetteur. En effet, la structure d'un transistor est en principe symétrique, du type NPN par exemple, une zone P prise en sandwich entre deux zones N dont chacune peut être, a priori, soit émetteur, soit collecteur.

Dans le cas des transistors à effet de champ et à jonction, cette symétrie est même si parfaite qu'on ne constate aucune différence de fonctionnement, quand on intervertit source et drain. Dans le circuit d'indication, ces transistors fonctionnent toujours avec un clignotement très lent.

Par contre, la rapidité de ce clignotement est, dans le cas des transistors bipolaires, fonction du gain en courant. On peut ainsi comparer divers échantillons en observant ce clignotement.

### Vérification de transistors de puissance

Les conditions d'essai « faible puissance » et « puissance » ne diffèrent que quant au courant de base. Il n'y a donc aucun danger à essayer une « faible puissance » dans les accès « puissance ». En revanche, il n'y a plus guère de relation significative entre la rapidité du clignotement et le gain en courant de l'échantillon.

Les pattes de connexion des transistors de puissance sous boîtier plastique sont généralement assez fines pour qu'on puisse les introduire directement dans les accès correspondants du support. Dans le cas des boîtiers métalliques, genre TO3 ou TO66, on peut procéder soit par des fils de connexion qu'on soude ou visse provisoirement sur le transistor, soit par un support intermédiaire qui comporte de tels fils de branchement.

### Vérification de portes CMOS

Comme les portes NAND et NOR ont une fonction d'inversion, le circuit « test transistor » permet de les vérifier. Pour

cela, il faut évidemment alimenter le circuit intégré qui contient la porte qu'on veut tester. Cette alimentation peut être prise sur celle du module.

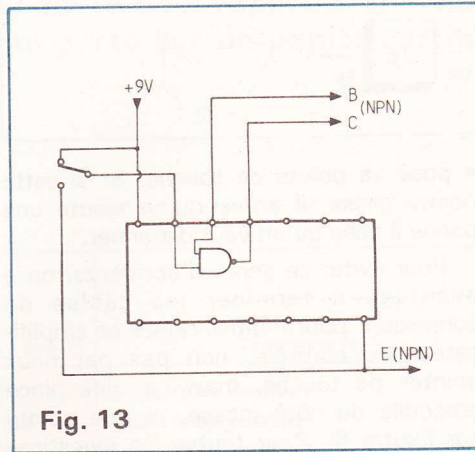


Fig. 13

A titre d'exemple, la figure 13 montre comment on peut vérifier l'une des quatre portes NAND d'un CD4011. On s'arrange pour pouvoir connecter l'une des deux entrées de la porte soit au plus, soit au moins de l'alimentation. Dans le premier cas, on doit observer un clignotement lent, alors que le voyant rouge reste seul allumé dans le second. Avec une porte NOR, on observera l'effet contraire. Si on veut vérifier une porte à plusieurs entrées, on connecte l'une de ces entrées sur l'accès « base » du support, et les autres, ensemble, successivement sur le positif et le négatif de l'alimentation. La vérification de portes TTL, DTL ou ECL n'est pas possible avec le dispositif décrit.

### Multivibrateur d'injection

Conjointement avec l'amplificateur de contrôle, le multivibrateur d'injection permet la mise en œuvre de cette méthode de dépannage qui est connue sous le nom de « dynamique » et qui s'applique à toutes sortes d'appareils électroniques. Puisque cette méthode se trouve mentionnée dans la plupart des ouvrages de dépannage qui sont disponibles en librairie, on ne trouvera ci-dessous que quelques exemples d'application.

Le principe de la méthode dynamique de dépannage peut être expliqué à l'aide de la figure 14, présentant une chaîne

d'amplification de conception modulaire. Une panne d'une telle chaîne peut être d'ordre général : défaut d'alimentation, coupure d'une liaison. En pareil cas, il est facile d'en déterminer l'origine à l'aide d'un voltmètre et d'un ohmmètre, voire avec les fonctions « test » (continuité, isolement, tension) du module décrit.

Mais il y a des pannes plus subtiles, et qui font qu'un maillon de la chaîne ne fonctionne plus. Pour savoir lequel, il suffit d'utiliser le multivibrateur du module pour injecter un signal d'abord dans l'entrée de l'amplificateur de sortie, puis dans l'ensemble « préamplificateur plus amplificateur de sortie », etc., jusqu'à ce qu'on constate que le signal ne parvient plus au haut-parleur, ou seulement d'une manière insuffisante.

Le multivibrateur du module produit un signal riche en harmoniques. Cela signifie que ce signal contient des fréquences suffisamment élevées pour qu'on puisse encore le capter avec un récepteur de radio, jusqu'aux gammes des ondes courtes. Ainsi, il devient possible d'appliquer la méthode dynamique au dépannage d'un radiorécepteur, si on divise son circuit électronique en « étages », comme le montre la figure 15. Si, par exemple, le signal du multivibrateur passe, quand on l'applique à l'entrée de la démodulation, alors qu'il ne passe plus quand on l'applique à l'entrée du second étage de fréquence intermédiaire (FI), il est évident que c'est l'étage FI2 qui est en cause.

Bien entendu, une pratique rationnelle de cette méthode implique quelques expériences préalables. On peut effectuer de telles expériences avec un récepteur sur lequel on provoque volontairement des pannes. On constatera alors que la méthode devient assez aléatoire quand on essaie de l'étendre sur les circuits d'entrée d'un récepteur à modulation de fréquence, et qu'elle n'est pas utilisable pour les étages VHF ou UHF d'un téléviseur, alors qu'elle est cependant exploitable avec les circuits d'amplification vidéo et son.

### Amplificateur de contrôle

En revenant à la figure 14, on conçoit facilement que l'amplificateur de contrôle permet d'effectuer les investigations de la méthode dynamique, en allant du début de la chaîne à sa fin. On applique donc un signal à l'entrée, le plus simplement en plaçant un disque sur le plateau. Puis, on connecte l'entrée de l'amplificateur de contrôle successivement aux sorties des divers modules ou étages, pour poursuivre le signal jusqu'à l'endroit où



Fig. 14

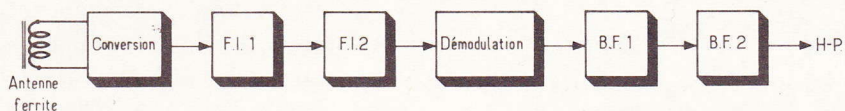


Fig. 15

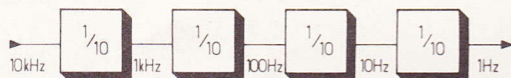


Fig. 16

sa voie se trouve coupée. De la même façon, on peut déterminer le maillon de la chaîne qui serait, par exemple, siège d'une distorsion ou d'un bruit.

Sur ce point, la méthode de l'amplificateur de contrôle s'avère donc nettement plus souple que celle du multivibrateur. En revanche, cet amplificateur n'accepte que des signaux BF. Dans l'exemple de la **figure 15**, il n'est donc utilisable qu'après la démodulation, à moins qu'on ne l'utilise avec la sonde HF dont il sera question plus loin.

Cela n'empêche que l'amplificateur de contrôle soit également utilisable pour un grand nombre d'investigations sur des circuits logiques. A titre d'exemple, la **figure 16** montre le cas banal d'une chaîne de quatre décades (CMOS, TTL ou autre technologie) utilisées pour une division de fréquence. Les fréquences de 10 kHz, de 1 kHz et de 100 Hz correspondent à des sons audibles, et cela fait que l'amplificateur de contrôle permet facilement de les mettre en évidence. Et comme les décades délivrent des signaux à front raide, la forme de 10 Hz est audible sous forme d'un bruit de crécelle, alors que celle de 1 Hz se manifeste comme une lente suite de claquements. Si on constate, lors d'une telle manipulation que l'un des circuits n'effectue pas la division qui lui incombe, il reste à vérifier s'il se trouve correctement connecté et alimenté, si sa remise à zéro ne se trouve pas constamment validée, si une goutte de soudure ne court-circuite pas deux de ses connexions, etc.

De la même manière, on peut évidemment vérifier d'autres montages logiques, quitte à les commander, au moment de l'expérience, par un signal dont la fréquence soit susceptible de déterminer un son audible au point analysé.

Cette méthode auditive peut présenter un avantage éminent sur la méthode visuelle de l'oscilloscope. En effet, quand on regarde un oscilloscope, on ne peut plus regarder l'endroit du montage où on

a posé sa pointe de touche. Et si cette pointe glisse, il arrive qu'on ajoute une panne à celle qu'on veut dépanner.

Pour éviter ce genre d'accidents, on a avantage à terminer les câbles de connexion, pour multivibrateur et amplificateur de contrôle, non pas par deux pointes de touche, mais par une pince crocodile du côté masse, et une pointe sur l'autre fil. Pour toutes les investigations, on peut relier, en permanence, la masse du module avec la masse de l'appareil examiné.

circuit sous forme d'un montage qui tient uniquement par les soudures de ses connexions et qu'on glisse ensuite dans un tube isolant (tube de médicament) qu'on munit d'une pointe de touche d'un côté, alors que le câble blindé et le fil d'alimentation 9 V sortent de l'autre côté. Pour éviter tout effet de main, on aura avantage à entourer ce tube d'une petite feuille de tôle qu'on relie électriquement à la masse.

La sensibilité de l'ensemble sonde-amplificateur est telle qu'elle autorise une réception radio, même avec un récepteur dont l'alimentation est coupée. Il suffit, comme le montre la **figure 18**, de connecter la sonde HF sur celle des deux cellules du condensateur variable du récepteur qui se trouve reliée à l'antenne de ferrite. Si cette antenne est constituée par un bâtonnet de 15 à 20 cm, le circuit de la **figure 18** permet de capter plusieurs émissions en ondes longues et ondes moyennes. Même à l'écouteur, l'audition est généralement assez faible, mais elle est néanmoins parfaitement intelligible. Bien entendu, on obtient une écoute nettement plus confortable, quand on connecte la sonde à la sortie d'un étage de conversion ou FI d'un récepteur normalement alimenté.

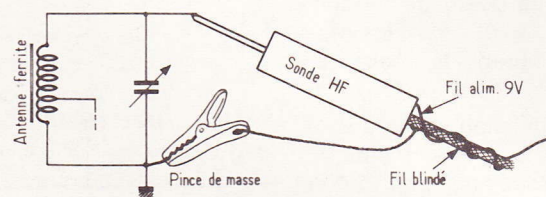
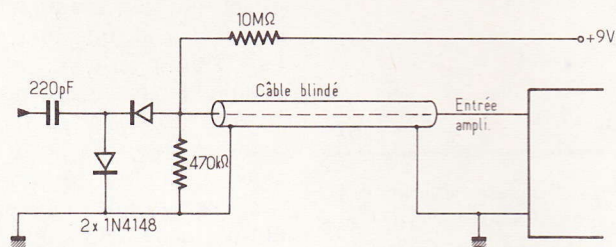


Fig. 17

### Sonde haute fréquence

Si on fait précéder l'amplificateur de contrôle d'une sonde de démodulation, on peut effectuer, dans un radiorecepteur, des investigations dans les circuits qui précèdent l'étage de démodulation de celui-ci. La **figure 17** montre le schéma d'une telle sonde. Ses deux diodes au silicium reçoivent une polarisation par une résistance de 10 MΩ. On peut réaliser ce

Pour pouvoir se servir efficacement de la sonde HF comme outil de dépannage, quelques expériences d'apprentissage seront nécessaires, tout comme c'est le cas des autres fonctions du module décrit. Mais les expériences et observations qu'on peut faire avec sont si amusantes qu'on ne pense plus guère « pédagogie » quand on se sert de ce charmant mini-module de multi-mesure.

H. SCHREIBER

## Caractéristiques et équivalences de quelques transistors

Afin de tirer un meilleur parti de votre appareil de multi-mesures, nous avons établi la liste des transistors, les plus courants, et notamment utilisés dans les montages d'ELECTRONIQUE PRATIQUE. Vous remarquerez que cette page, destinée à être détachée, devra se « rapprocher » du dos de l'encart comportant le transfert (p. 80) qui porte sur un papier cartonné les différents boîtiers cités en référence.

P = PNP N = NPN S = Silicium G = Germanium	VCEO	VEBO	Ic	P	Gain	Commentaires	Complém.	Boîtiers	Equivalents
P AC 125 G	32 V	10 V	100 mA	500 mW	50	Audio, faible courant		To 1	AC 184
P AC 126 G	32 V	10 V	100 mA	500 mW	100	Audio, faible courant		To 1	AC 125
N AC 127 G	32 V	10 V	1 A	1,3 W	50	Audio, moyen courant	AC 128	To 1	ASY 74
P AC 128 G	32 V	10 V	1 A	1,3 W	100	Audio, moyen courant	AC 127	To 1	AC 180
P AC 132 G	32 V	10 V	200 mA	1 W	135	Audio, moyen courant		To 1	AC 180
N AC 187 G	25 V	10 V	1 A	1 W	100	Audio, moyen courant	AC 188	To 1	AC 181
P AC 188 G	25 V	10 V	1 A	1 W	100	Audio, moyen courant	AC 187	To 1	AC 180
P AD 149 G	30 V	20 V	3,5 A	22 W	60	Audio, fort courant		To 3	AD 166
N AD 161 G	20 V	10 V	1 A	4 W	200	Audio, fort courant	AD 162	MD 17	AD 165
P AD 162 G	20 V	10 V	1 A	4 W	200	Audio, fort courant	AD 161	MD 17	AD 262
P AF 124 G	32 V	2 V	10 mA	75 mW	50	VHF, faible courant		To 72	AF 125
P AF 125 G	32 V	2 V	10 mA	75 mW	50	VHF, faible courant		To 72	AF 124
P AF 126 G	32 V	2 V	10 mA	75 mW	50	VHF, faible courant		To 72	AF 125
P AF 127 G	32 V	2 V	10 mA	60 mW	50	VHF, faible courant		To 72	AF 126
P AF 139 G	20 V	0,3 V	10 mA	60 mW	10	UHF, faible courant		To 72	AF 239
P AF 239 G	15 V	0,3 V	10 mA	60 mW	20	UHF, faible courant		To 72	2N1868
N BC 107 S	45 V	6 V	100 mA	0,3 W	110/450	Audio, faible courant, universel	BC 177	To 18	BC 107 A,B,C, 2N929
N BC 108 S	20 V	5 V	100 mA	0,3 W	110/800	Audio, faible courant, universel	BC 178	To 18	BC 108 A,B,C, 2N414'
N BC 109 S	20 V	5 V	100 mA	0,3 W	200/800	Audio, faible courant, faible bruit	BC 179	To 18	BC 107 A,B,C, 2N414'
N BC 113 S	30 V	6 V	50 mA	200 mW	200	Audio, faible bruit		To 106	2N3391
N BC 141 S	100 V	7 V	1 A	0,7 W	250	Audio, moyen courant	BC 161	To 39	BC 301
N BC 142 S	80 V	5 V	1 A	0,8 W	20	Audio, moyen courant	BC 143	To 39	BC 140
P BC 143 S	60 V	5 V	1 A	0,7 W	20	Audio, moyen courant	BC 142	To 39	BC 161
N BC 147 S	50 V	6 V	200 mA	250 mW	110	Audio, moyen courant	BC 157	MM 10	BC 107
N BC 148 S	30 V	5 V	200 mA	250 mW	200	Audio, moyen courant	BC 158	MM 10	BC 108
N BC 149 S	30 V	5 V	200 mA	250 mW	200	Audio, moyen courant	BC 159	MM 10	BC 109
P BC 157 S	50 V	5 V	100 mA	300 mW	70	Audio, faible courant	BC 147	MM 10	BC 177
P BC 158 S	30 V	5 V	100 mA	300 mW	70	Audio, faible courant	BC 148	MM 10	BC 178
N BC 167 S	50 V	6 V	200 mA	300 mW	125	Audio, faible courant	BC 257	To 92	BC 171
N BC 168 S	30 V	5 V	200 mA	300 mW	125	Audio, faible courant	BC 258	To 92	BC 108
N BC 169 S	30 V	5 V	200 mA	300 mW	240	Audio, faible courant	BC 259	To 92	BC 109
N BC 170 S	20 V	5 V	100 mA	300 mW	100	Audio, faible courant	BC 250	To 106	BC 108
N BC 171 S	50 V	6 V	100 mA	300 mW	125	Audio, faible courant	BC 251	X 64	BC 107
N BC 172 S	30 V	5 V	100 mA	300 mW	125	Audio, faible courant	BC 252	X 64	BC 108
N BC 173 S	30 V	5 V	100 mA	300 mW	250	Audio, faible courant	BC 253	X 64	BC 109
P BC 177 S	45 V	5 V	100 mA	0,3 W	75/150	Audio, faible courant, universel	BC 107	To 18	BCY 70, 2N3965
P BC 178 S	25 V	5 V	100 mA	0,3 W	75/150	Audio, faible courant, universel	BC 108	To 18	BCY 70, 2N3965
P BC 179 S	20 V	5 V	100 mA	0,3 W	75/260	Audio, faible courant, amplificateur	BC 109	To 18	BCY 70, 2N3965
N BC 207 S	45 V	5 V	100 mA	0,3 W	110/450	Audio, faible courant, universel	BC 204	To 18 époxy	2N4966
N BC 208 S	20 V	5 V	100 mA	0,3 W	110/800	Audio, faible courant, universel	BC 205	To 18 époxy	2N4966
N BC 211 S	40 V	7 V	1 A	800 mW	50/70	Audio, moyen courant, universel	BC 313	To 5	BFY 51, 2N2297

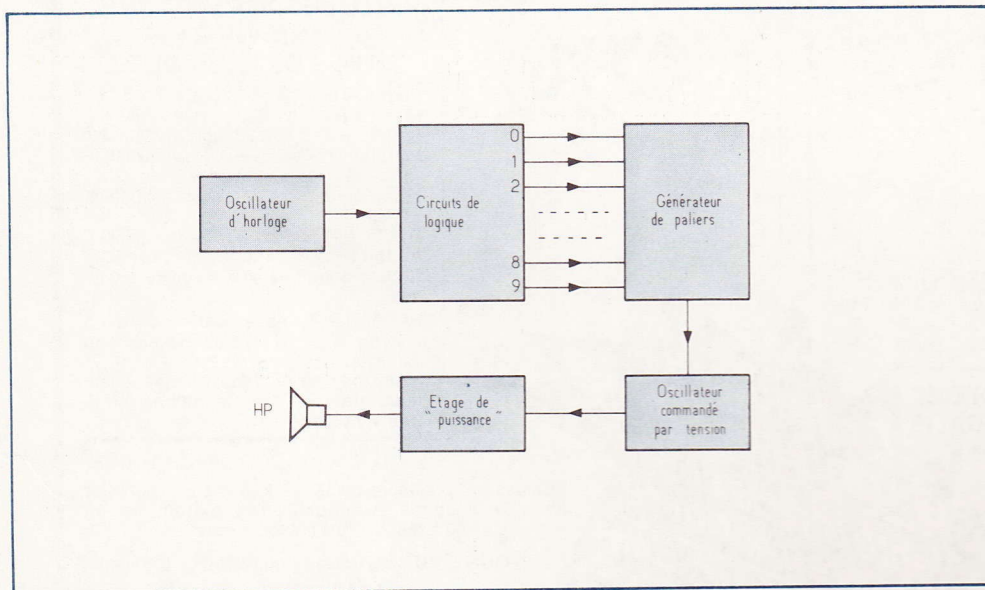


P = PNP N = NPN S = Silicium G = Germanium	V <sub>CEO</sub>	V <sub>EB0</sub>	I <sub>c</sub>	P	Gain	Commentaires	Complém.	Boîtiers	Equivalents
P BC 212 S	50 V	5 V	200 mA	0,3 W	40/120	Audio, faible courant, universel	BC 182	To 92	BC 212 L, 2N6015
P BC 213 S	30 V	5 V	200 mA	0,3 W	40/140	Audio, faible courant, faible bruit	BC 183	To 92	BC 213 K, L, 2N6003
P BC 214 S	30 V	5 V	200 mA	0,3 W	100/140	Audio, faible courant, universel	BC 184	To 92	BC 214 K, L, BC 309
N BC 237 S	15 V	6 V	200 mA	0,3 W	120/460	Audio, faible courant, universel	BC 307	To 92	BC 414 B, A 157 B
N BC 238 S	20 V	6 V	200 mA	0,3 W	120/800	Audio, faible courant, universel	BC 308	To 92	BC 237 B
N BC 239 S	20 V	6 V	200 mA	0,3 W	210/800	Audio, faible courant, faible bruit	BC 309	To 92	BC 109 B, BC 169 B
P BC 250 S	20 V	5 V	100 mA	300 mW	50	Audio, faible courant	BC 170	X 64	BC 558
P BC 251 S	45 V	5 V	100 mA	300 mW	100	Audio, faible courant	BC 171	X 64	BC 178
P BC 252 S	25 V	5 V	100 mA	300 mW	150	Audio, faible courant	BC 172	X 64	BC 514
P BC 307 S	45 V	5 V	200 mA	0,3 W	70/460	Audio, faible courant, universel	BC 237	To 92	2N6015
P BC 308 S	25 V	5 V	200 mA	0,3 W	80/800	Audio, faible courant, universel	BC 238	To 92	BC 307, 2N6015
P BC 309 S	20 V	5 V	200 mA	0,3 W	100/800	Audio, faible courant, faible bruit	BC 239	To 92	2N6003
N BC 317 S	45 V	6 V	150 mA	310 mW	110/450	Audio, faible courant, universel	BC 320	To 92	BC 167, 2N5209
N BC 318 S	25 V	5 V	150 mA	300 mW	150/300	Audio, moyen courant, universel	BC 320	To 92	BC 317
P BC 327 S	45 V	5 V	300 mA	625 mW	100/630	Audio, moyen courant, universel	BC 337	To 92	2N5819
P BC 328 S	25 V	5 V	300 mA	625 mW	100/630	Audio, moyen courant, universel	BC 338	To 92	BC 327
N BC 337 S	50 V	5 V	800 mA	625 mW	75	Audio, moyen courant, universel	BC 327	To 92	BC 377
N BC 338 S	30 V	5 V	800 mA	625 mW	75	Audio, moyen courant, universel	BC 228	To 92	BC 378
N BC 407 S	50 V	5 V	100 mA	250 mW	150	Audio, faible courant	BC 417	To 18 p	BC 107
N BC 408 S	20 V	5 V	200 mA	250 mW	120/800	Audio, faible courant, universel	BC 418	To 18 plastik	BC 207, 2N4966
P BC 415 S	45 V	5 V	100 mA	300 mW	150	Audio, faible courant	BC 413	X 64	BC 560
P BC 418 S	25 V	5 V	200 mA	250 mW	120/460	Audio, faible courant, universel	BC 408	To 18 plastik	BC 204, 2N4249
N BC 546 S	80 V	6 V	400 mA	500 mW	75	Audio, faible courant	BC 556	To 92	BC 174
N BC 547 S	50 V	6 V	200 mA	500 mW	75	Audio, faible courant	BC 557	To 92	BC 207
N BC 548 S	30 V	6 V	200 mA	500 mA	100	Audio, faible courant	BC 558	To 92	BC 208
N BC 549 S	30 V	5 V	100 mA	500 mW	240/900	Audio, moyen courant, universel	BC 559	To 92	BC 548, 2N5818
N BD 124 S	45 V	6 V	2 A	6 W	25/60	VHF, fort courant, universel		To 66	BLY 36
N BD 135 S	45 V	5 V	1,5 A	12,5 W	40	Audio, fort courant	BD 136	To 126	BD 165
P BD 136 S	45 V	5 V	1,5 A	12,5 W	40	Audio, fort courant	BD 135	To 126	BD 176
N BD 241 S	45 V	5 V	3 A	20 W	25	Audio, fort courant, universel	BD 242	To 220	BD 533
N BF 167 S	40 V	4 V	25 mA	200 mW	60	VHF, TV		To 72	BF 198
N BF 179 S	160 V	5 V	50 mA	700 mW	20	Vidéo, TV		TO 5	BF 257
N BF 194 S	20 V	5 V	30 mA	200 mW	100	AM, FM, VHF		MM 10	BF 332
N BF 195 S	20 V	5 V	30 mA	200 mW	50	AM, FM, VHF		MM 10	BF 333
N BF 233 S	30 V	4 V	30 mA	300 mW	150	AM, FM, VHF		To 106	BF 224
N TIP 29 S	40 V	5 V	1 A	2 W	15/75	Audio, moyen courant, universel	TIP 30	To 220	BD 589, 2N6123
N TIP 31 S	40 V	5 V	3 A	2 W	10/50	Audio, fort courant, universel	TIP 32	To 220	BDX 73, 2N6101
P TIP 32 S	40 V	5 V	3 A	2 W	50	Audio, fort courant, universel	TIP31	To 220	BD242
N 2N 708 S	40 V	5 V	200 mA	300 mW	50	faible courant, universel		To 18	2N2369
N 2N 914 S	40 V	5 V	200 mA	350 mW	50	faible courant, universel		To 18	2N2369
N 2N 930 S	45 V	5 V	30 mA	300 mW	100/300	Audio, faible courant, faible bruit		To 18	2N929, 2N2388
N 2N 1613 S	50 V	7 V	500 mA	800 mW	40/120	Audio, moyen courant, universel		To 39	BFY 34, T 1613
N 2N 1711 S	50 V	7 V	1 A	800 mW	100/300	Audio, moyen courant, universel		To 39	BFY 46, C 425
N 2N 2218 S	60 V	5 V	800 mA	800 mW	50	universel, moyen courant	2N2904	To 5	2N2219
N 2N 2219 S	30 V	5 V	800 mA	800 mW	100/300	Radiofréquence, moyen courant, universel		To 5	2N2788, BFX 96
N 2N 2222 S	30 V	5 V	800 mA	500 mW	100/300	Radiofréquence, moyen courant, universel		To 18	BSW 64
N 2N 2369 AS	15 V	4,5V	200 mA	360 mW	40/120	UHF, faible courant, interrupteur		To 18	2N914
P 2N 2904 S	40 V	5 V	600 mA	600 mW	40/120	Audio, moyen courant, universel	2N2218	To 5	BFX 30, 2N2905
P 2N 2905 S	40 V	5 V	600 mA	600 mW	100/300	Audio, moyen courant, universel	2N2219	To 5	BFX 30
P 2N 2907 S	40 V	5 V	600 mA	400 MW	100/300	Audio, moyen courant, universel	2N2222	To 18	BSW 24
N 2N 2926 S	18 V	5 V	100 mA	200 mW	90/470	Audio, faible courant, universel		To 98	2N2713, BC 170
N 2N 3053 S	40 V	5 V	700 mA	1 W	50/250	Audio, moyen courant, universel	2N4037	To 5	2N3664
N 2N 3054 S	55 V	7 V	4 A	25 W	25/100	Audio, fort courant, universel	BDX 14	To 66	BDY 71, BDY 78
N 2N 3055 S	70 V	7 V	15 A	115 W	20/70	Audio, fort courant, haute tension	BDX 18 N	To 3	BDX 10, BDY 73
N 2N 3391 S	25 V	4 V	100 mA	200 mW	250/500	Audio, faible courant, faible bruit	2N3395	To 98	PCB 109, 2N6008
N 2N 3392 S	25 V	4 V	100 mA	200 mW	250/500	Audio, faible courant, faible bruit	2N3396	To 98	2N6008
N 2N 3711 S	30 V	6 V	30 mA	360 mW	180/660	Audio, faible courant, faible bruit	2N4062	To 92	BF 255
P 2N 4903 S	80 V	5 V	5 A	87 W	20/80	Radiofréquence, fort courant, hte tens.		To 3	2N4906
N 2N 4944 S	40 V	5 V	50 mA	600 mW	40/100	Audio, moyen courant, universel		To 5	2N4945, 2N4946



# BOITE A MUSIQUE (version 1981)

(suite de la page 73)



**Fig. 1. — Synoptique complet de cette boîte à musique, nouvelle version et encore supérieure au traditionnel carillon.**

Un ensemble baptisé « générateur de paliers » sur la **figure 1**, comporte à son tour dix entrées, sur lesquelles sont appliquées les étapes de cette séquence. Sur sa sortie unique, il délivre une succession de paliers de hauteurs réglables, séparées par des transitions brusques (voir, plus loin, la **fig. 7**).

Un oscillateur commandé par tension, élabore des créneaux de fréquences audibles, dont chacune est déterminée par la valeur de la tension d'entrée : on construit ainsi les différentes notes, qui se succèdent au rythme imposé par l'horloge, et qu'un étage de puissance transmet au haut-parleur.

## II — Analyse détaillée des schémas

Pour plus de commodité, nous décomposerons l'appareil en ses différentes parties, ce qui facilitera nos explications.

La **figure 2** représente l'oscillateur d'horloge. Un transistor unijonction  $T_1$ , décharge périodiquement le condensateur  $C_1$ , dont la vitesse de charge dépend de l'intensité du courant traversant les résistances  $R_1$  et  $AJ_{11}$ . Au point A, on recueille des dents de scie, formées de fragments d'exponentielles. A chaque flanc descendant des dents de scie, l'in-

tensité de décharge traverse  $R_2$ , y fournissant une courte impulsion de tension, positive, dont l'amplitude avoisine le volt.

Cette impulsion débloque et sature brièvement le transistor NPN  $T_2$ , alimenté sous 5 V : au collecteur de  $T_2$ , on dispose donc d'impulsions négatives, aux normes TTL, c'est-à-dire évoluant entre + 5 V, et la masse.

La **figure 3** montre la forme des signaux relevés aux principaux points du circuit de la **figure 2**, et établit leur correspondance. On remarquera que la tension de base de  $T_2$ , normalement située au-dessous du seuil de conduction (environ 0,6 V), dépasse ce seuil aux moments des retours des dents de scie.

L'ensemble des circuits logiques, regroupe une décade de type 7490, et un décodeur BCD/décimal, de type 7442. Les impulsions d'horloge appliquées sur l'entrée de la décade (**fig. 4**), commandent la succession des états des sorties A B C D. Les dix sorties 0 à 9 du décodeur, passent successivement de l'état « 1 » à l'état « 0 », pendant l'intervalle entre deux impulsions : c'est ce que montre le diagramme de la **figure 5**. Après dix impulsions, le système revient dans son état d'origine, et un nouveau cycle commence.

La **figure 6** regroupe le générateur de paliers, et l'oscillateur commandé par tension. Le potentiel du collecteur de  $T_3$ ,

dépend du courant qui traverse  $R_7$ , donc l'espace émetteur-collecteur de ce transistor. Ce et, d'autre part, par le potentiel de base. Or, sur l'ensemble des diodes  $D_1$  à  $D_{10}$ , neuf sont bloquées, et seule conduit celle dont la cathode se trouve au potentiel de la masse, c'est-à-dire sur la sortie à l'état bas du décodeur 7442. Supposons que ce soit, par exemple, la diode  $D_1$  : le potentiel de base de  $T_3$  est alors déterminé par  $R_5$  et la résistance ajustable  $AJ_1$ . A l'impulsion suivante,  $D_2$  conduit à son tour, et la résistance  $AJ_2$  fixe maintenant le potentiel de base de  $T_3$ , et ainsi de suite.

Sur le collecteur de  $T_3$ , puis sur celui de  $T_4$  (point D du schéma de la **fig. 6**), on trouve donc une succession de paliers de hauteurs réglables par les dix résistances ajustables. La **figure 7** montre ces paliers au point D.

On remarquera la liaison par la diode  $D_{11}$ , entre  $T_3$  et  $T_4$  : ceci est rendu nécessaire par le fait que  $T_3$  est alimenté sous 5 V, comme les circuits de logique, tandis que  $T_4$  fonctionne sous 9 V, comme les circuits de sortie.

L'oscillateur commandé en tension est un multivibrateur très classique, construit autour des transistors  $T_5$  et  $T_6$ . La fréquence d'oscillation dépend de l'ensemble  $C_2, C_3, R_{11}, R_{12}$  et  $R_{13}$ , mais aussi de la tension appliquée à  $R_{11}$ , qui reçoit les paliers de la **figure 7**. Ainsi, pour chaque palier, on obtient une fréquence déterminée. La **figure 8** précise cette correspondance : un palier bas donne une fréquence faible, donc une note basse ; un palier élevé donne au contraire une fréquence plus grande, donc une note haute.

La dernière partie de l'appareil est l'amplificateur de « puissance », illustré dans le schéma de la **figure 9**. Il s'agit, comme on le voit, d'un montage très simple, utilisant le seul transistor  $T_7$ , mais qui suffit à actionner très efficacement un petit haut-parleur de 7 à 8 cm de diamètre. Le condensateur  $C_4$  n'est pas indispensable. En son absence, le signal au collecteur de  $T_7$ , se compose de créneaux bien rectangulaires : on obtient un son riche en harmoniques de rangs élevés.

Avec un condensateur de 100 nF environ, les temps de montée et de descente des créneaux s'allongent, fournissant une tonalité plus douce.

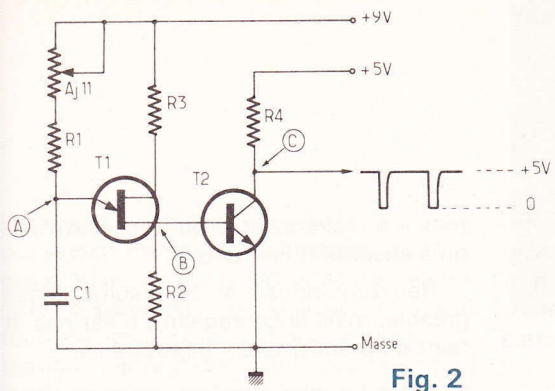


Fig. 2

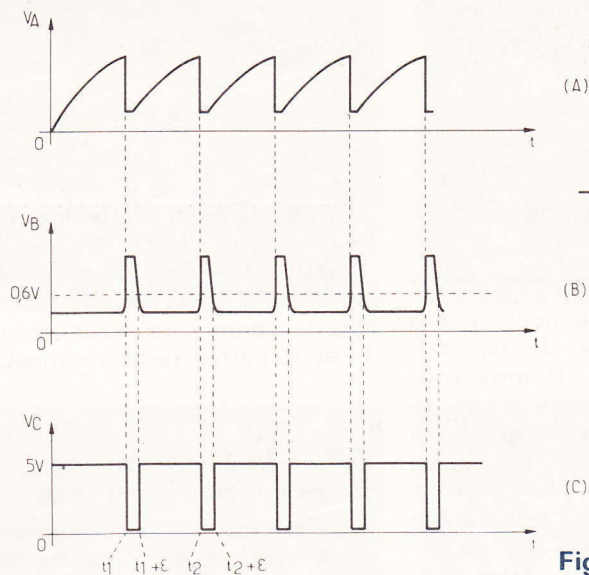


Fig. 3

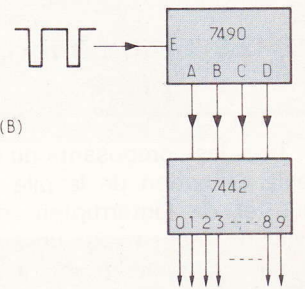


Fig. 4

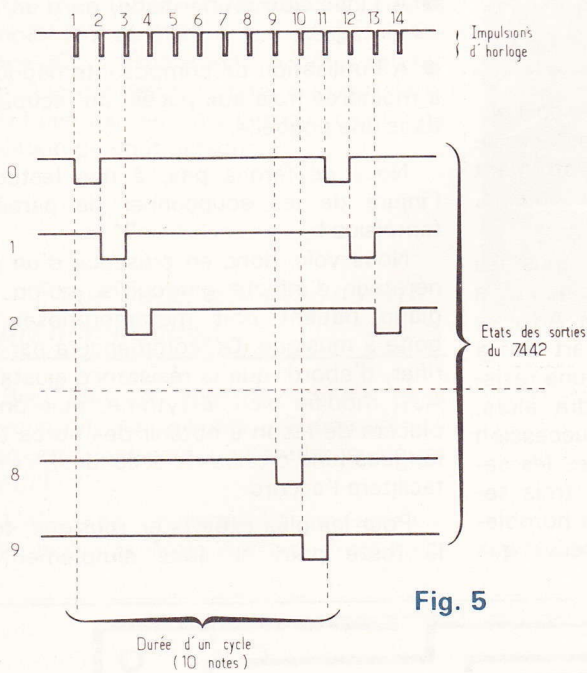


Fig. 5

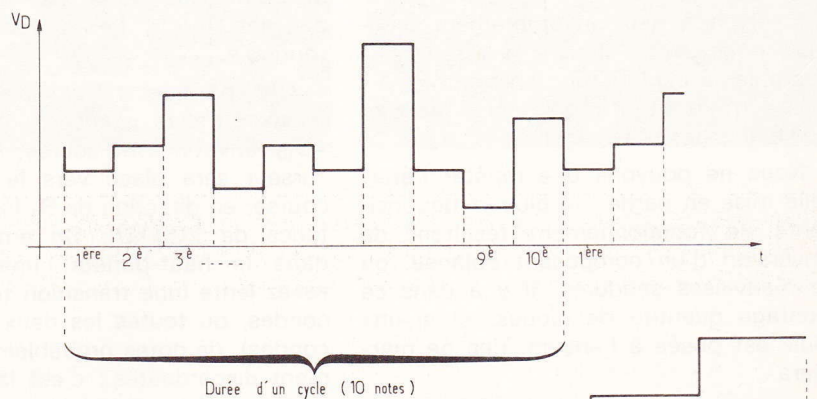


Fig. 7

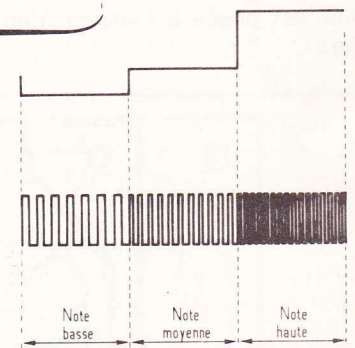


Fig. 8

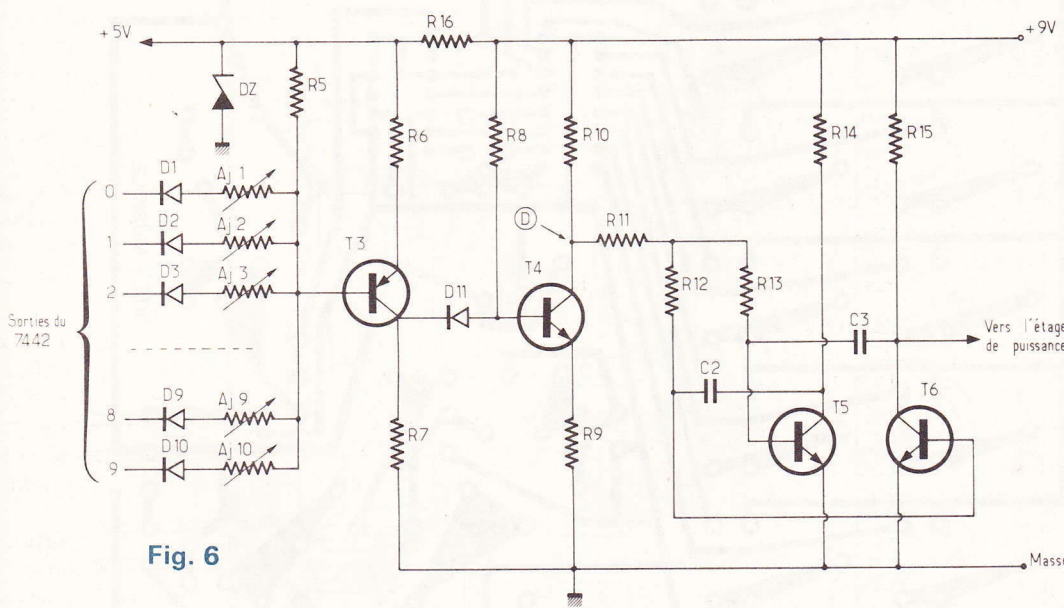


Fig. 6

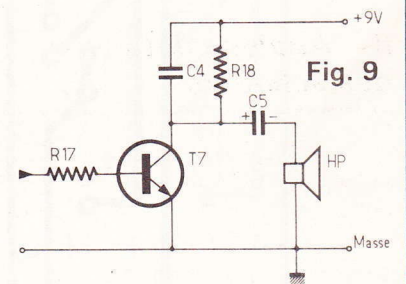


Fig. 9

Fig. 2. à 9. — L'oscillateur d'horloge — Forme des divers signaux relevés aux points du circuit — La « décade » — Etat des sorties du décodeur pendant l'intervalle entre deux impulsions — Le générateur de paliers et l'oscillateur commandé par tension — Pour chaque palier, on obtient une fréquence déterminée — Correspondance entre les notes — L'amplificateur.

### III – Le circuit imprimé et son câblage

Tous les composants du montage, à la seule exception de la pile, du haut-parleur, et de l'interrupteur de mise sous tension, tiennent sur un seul circuit imprimé, dont on trouvera le dessin, à l'échelle 1 et vu par la face cuivrée du substrat, dans la **figure 10**. La **figure 11** précise l'implantation des composants : attention à ne pas oublier les quatre « straps », près des circuits intégrés.

En dépit de leur encombrement supérieur, nous avons choisi des résistances ajustables à implantation horizontale, car elles permettent un réglage plus facile et plus précis des notes émises.

Nous ne pouvons que répéter l'éternelle mise en garde : la plupart des incidents de fonctionnement résultent de l'inversion d'un composant polarisé, ou de mauvaises soudures. Il y a dans ce montage quantité de diodes, et si une seule est posée à l'envers, rien ne marchera...

On fera aussi très attention à l'orientation des deux circuits intégrés, qui sont disposés tête-bêche (bien repérer la broche 1 de chaque circuit). Nous conseillons de monter ceux-ci sur des supports à 14 et 16 pattes, respectivement.

### IV – Mise au point

Malgré la relative complexité de l'appareil, il est possible d'effectuer la mise au point sans l'aide d'aucun instrument de mesure... à l'exception de l'oreille, toutefois.

On commencera par placer tous les curseurs des résistances ajustables AJ<sub>1</sub> à AJ<sub>10</sub>, environ à mi-course. Pour AJ<sub>11</sub>, le curseur sera placé vers le quart de la course, en direction de R<sub>1</sub> (soit une résistance de 200 k $\Omega$ ). On entendra alors, dans le haut-parleur, une succession assez lente (une transition toutes les secondes, ou toutes les deux ou trois secondes), de notes probablement horriblement discordantes : c'est la preuve que

tout « marche », et... qu'il ne reste plus qu'à accorder l'instrument.

Répétons-nous : si ce résultat (désagréable, mais encourageant) n'est pas atteint du premier coup, il faut penser :

- A une (ou plusieurs) mauvaise soudures.
- A l'inversion d'une diode, ou d'un circuit intégré.
- A l'utilisation de composants négociés à moindres frais aux puces, ou récupérés dans une poubelle.

Nous ne ferons pas, à nos lecteurs, l'injure de les soupçonner de pareilles fantaisies !

Nous voici donc en présence d'un générateur d'infacts gargouillis, qu'un réglage patient doit métamorphoser en boîte à musique. On commencera par vérifier, d'abord, que la résistance ajustable AJ<sub>11</sub> modifie bien le rythme, puis on le placera de façon à obtenir des notes très longues (une dizaine de secondes), ce qui facilitera l'accord.

Pour les plus experts en musique, tout le reste peut se faire simplement à

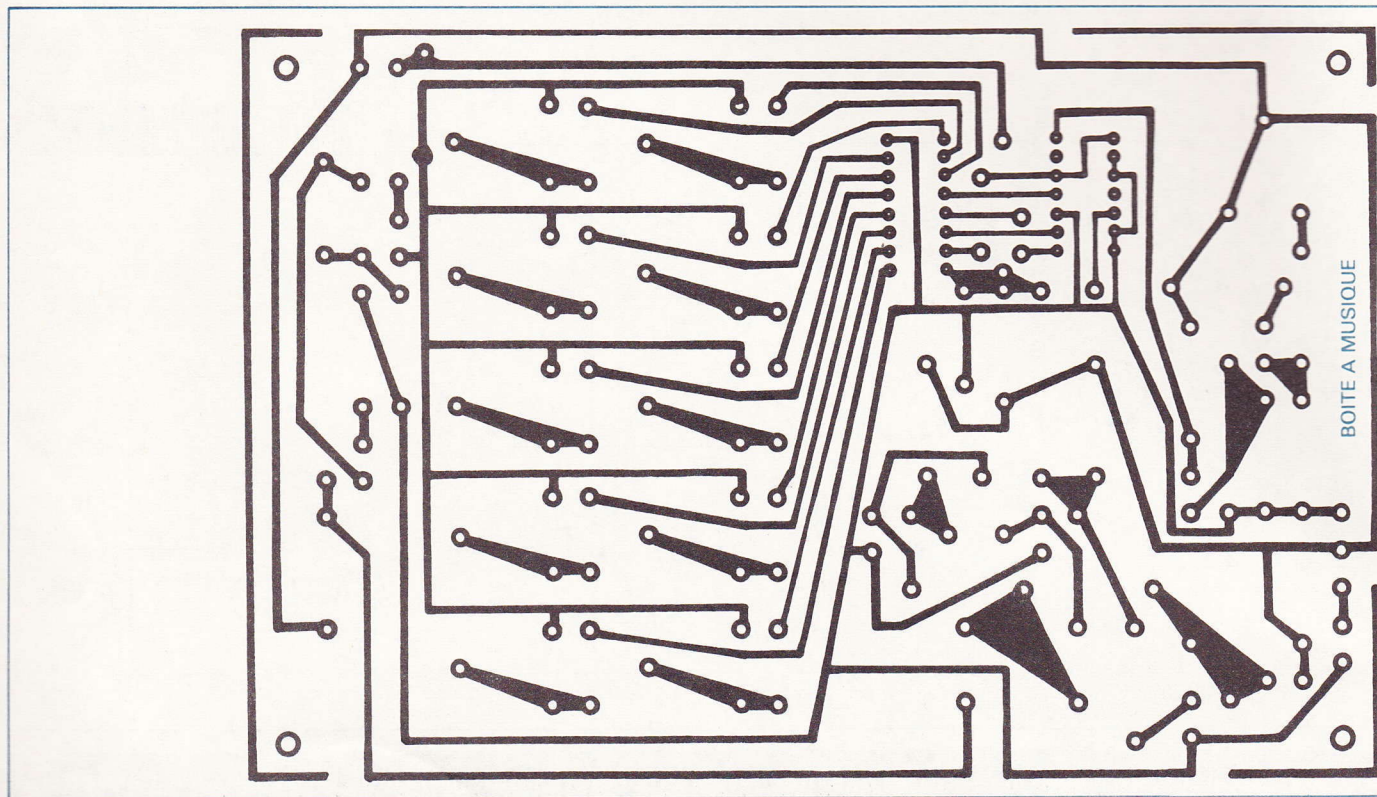


Fig. 10. – Le tracé du circuit imprimé, publié grandeur nature, se reproduira facilement à l'aide d'éléments de traçage claire et pratique destinée à admettre

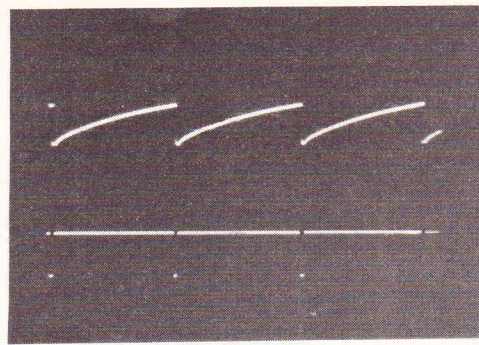
l'oreille. Les autres gagneront à s'aider d'un instrument de référence (guitare, piano, pipeau, etc.). On ajustera chaque note séparément, en utilisant un petit tournevis pour commander le curseur. Attention, les réglages sont très fins, et il faut beaucoup de délicatesse.

Une fois le travail dégrossi, on pourra figoler en accélérant le rythme (résistance AJ<sub>11</sub>). Finalement, il nous semble agréable d'obtenir un tempo assez alerte (4 notes par seconde), mais c'est une question de goût personnel.

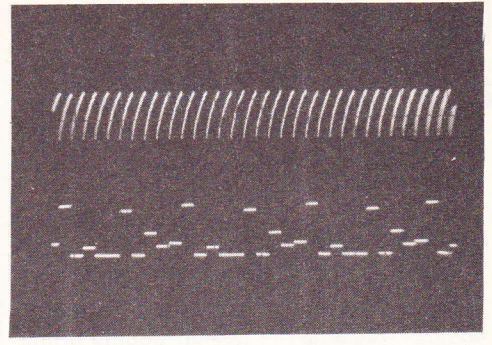
### V – Pour ceux qui disposent d'un oscilloscope

Bien que cet appareil, comme nous l'avons dit, ne soit pas indispensable, il peut être instructif d'effectuer quelques contrôles.

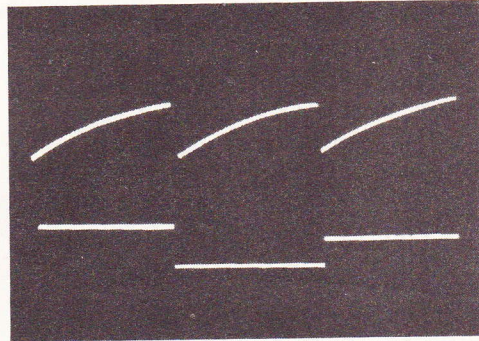
L'idéal est évidemment un oscilloscope bicourbe. Mais, surtout, il est pres-



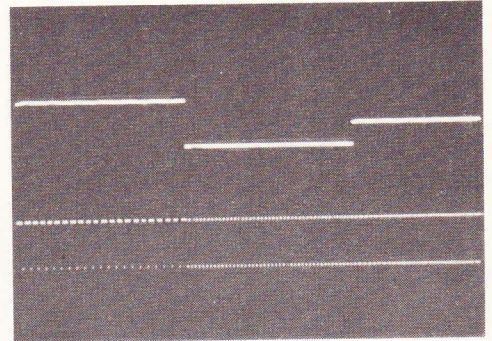
A



B

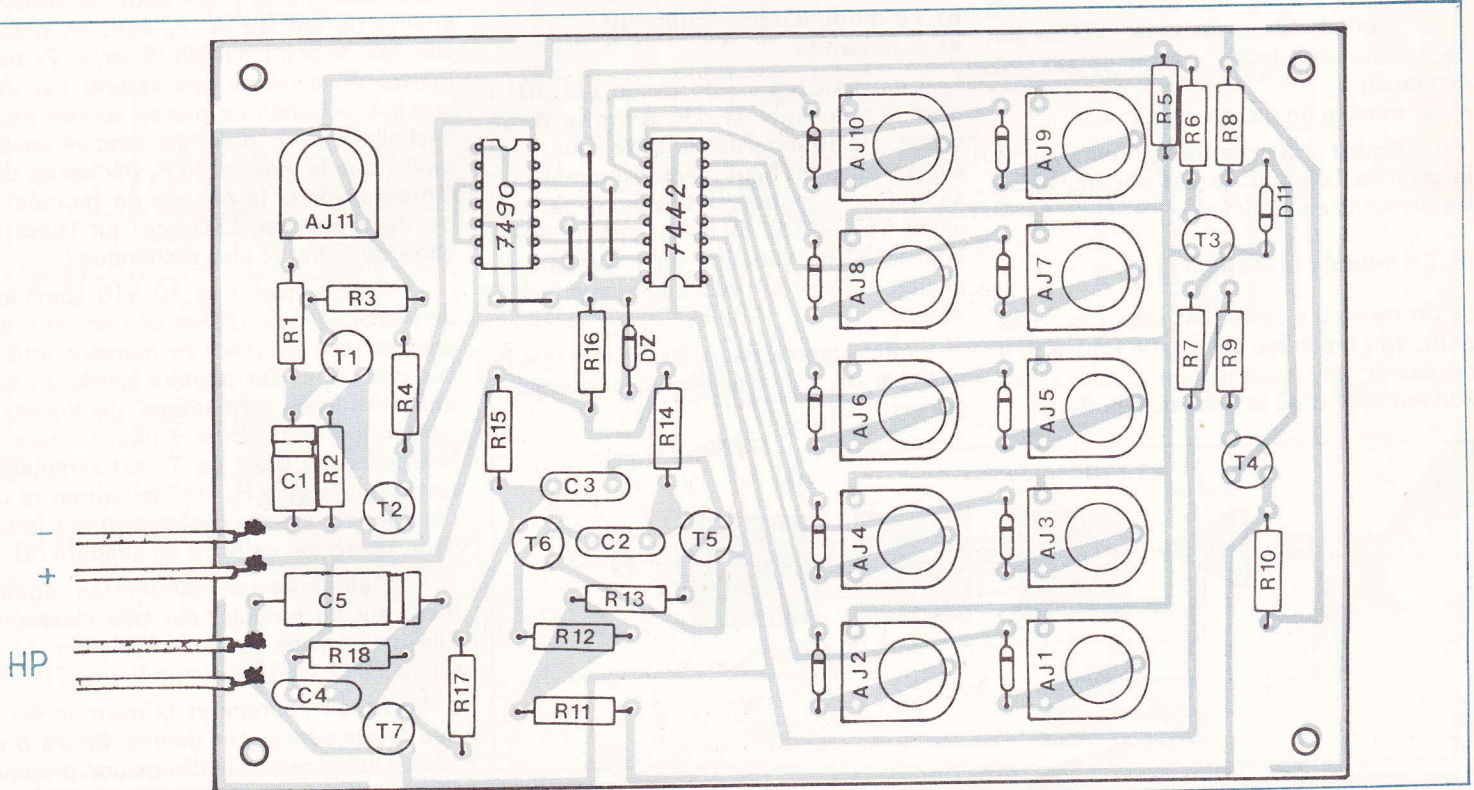


C



D

(suite page 108)



sert direct ou bien par la méthode photographique. Côté implantation des éléments, l'auteur a choisi une disposition plusieurs types de résistances ajustables.

# Le VU - DELIC à micro-électret

(suite de la page 75)

## I - Principe

Le niveau sonore capté par un micro-électret est amplifié par un double ampli-op puis le signal obtenu est appliqué au circuit d'entrée du LM3914 qui comporte dix sorties pour des LED.

Chaque sortie commande également un transistor qui permet de déclencher un triac.

On a ainsi obtenu une duplication ou reproduction de l'affichage des LED sur des lampes.

Le schéma synoptique de la **figure 1** vous permettra de mieux suivre... la fécondation.

## II - Schéma détaillé

L'appareil comprend, en fait, 3 modules que nous allons successivement examiner :

- un module pré-ampli de micro-électret ;
- un module commande de LED et de déclenchement (avec l'alimentation de l'appareil) ;
- un module de puissance à triacs.

La **figure 2** permettra de comprendre le schéma complet de cet appareil avec les divisions en modules.

### a) Le module pré-ampli

Un micro à électret est utilisé ici ; très petit, son brochage est donné **figure 3**. Il nécessite une polarisation positive sur son entrée 1 d'où la présence de  $R_1$ .

On remarquera que le blindage de l'électret est relié à la masse. Or, la masse, dans le montage, est aussi une phase du secteur !

On prendra donc soin d'isoler ce blindage avec un isolant, ou mieux, de l'enrober d'une colle époxy pour le fixer dans un trou du coffret en plastique (et surtout pas sur une plaque métallique !).

Nous reviendrons en détail sur ce point au chapitre de la réalisation. L'amplification est donnée par deux ampli-op montés en cascade ; on utilisera donc un  $C_1$  type LM 358N comprenant 2 ampli-op et dont le brochage est donné **figure 4**.

Le réglage du gain s'effectue par le potentiomètre  $P_1$  monté en résistance ajustable. La polarisation ainsi que les éléments satellites du LM 358N sont tout à fait classiques et nous ne nous étendons pas sur ce point. Le circuit imprimé et le câblage de ce petit module sont donnés en **figure 5** et **5bis** ; on pourra constater les faibles dimensions de ce module, grâce à l'emploi de condensateurs au tantale type « goutte » (d'un emploi facultatif).

### b) Le module déclenchement et commande

Il est bâti autour du circuit LM 3914 dont le brochage est donné **figure 6**. Ce circuit est (tranquillisons le lecteur !) facile à trouver et peut même se remplacer, sans aucune autre modification, par son jeune frère le LM 3915 qui, lui, possède une échelle à variation logarithmique au pas de - 3 dB ; les brochages étant identiques.

L'effet lumineux sera également identique par le jeu des réglages possibles prévus.

Le signal sortant du module préampli est appliqué sur une diode  $D_1$  de redressement puis filtré grâce à  $C_7$  et  $R_{11}$  pour ne pas obtenir un scintillement désagréable. On constate que l'on peut modifier le filtrage d'entrée grâce à  $C_8$  mis en service par l'interrupteur  $S_1$ .

En effet, le LM 3914 permet deux modes d'affichage grâce à  $S'_1$  :

- la barre lumineuse obtenue en reliant la broche 9 à V+ ;
- le spot lumineux obtenu en laissant la broche 9 en l'air.

L'expérience a prouvé que le défilement en spot est plus rapide, pour les mêmes réglages de l'appareil, que le défilement en rampe. Aussi, afin de conserver l'analogie des effets lumineux quel que soit le mode, avons-nous mis  $S_1$  en service simultanément avec  $S'_1$ ,  $S_1$  étant fermé quand  $S'_1$  est ouvert et vice-versa.

La résistance ajustable  $P_2$  sert à régler la luminosité des LED,  $R_{12}$  étant une résistance de protection quand  $P_2$  est au minimum.  $P_3$  agit sur le réglage de la tension de référence et détermine d'ailleurs, avec  $P_2$  le point haut du diviseur interne du LM 3914.  $P_4$  agit, en revanche, sur le point bas du diviseur.  $P_3$  permettra donc de ne pas saturer par une brusque variation de niveau sonore toute l'échelle à LED (donc les lampes aussi), tandis que le réglage de  $P_4$  permettra des fantaisies dans la vitesse de montée et de descente des LED, ce qui laisse le choix de l'effet le plus esthétique !

Les dix sorties 1 et 10 à 18 commandent chacune une LED et un transistor qui déclenchent un triac de manière tout à fait classique. On prendra garde au fait que les sorties sont toutes identiques, à l'exception de la sortie 1 pour laquelle la résistance de base de  $T_1$  est remplacée par une ajustable  $P_5$  afin de permettre un réglage critique du déclenchement (nous reviendrons sur ce point au chapitre IV).

L'alimentation, implantée également sur ce module, est très classique. Elle est régulée par un régulateur 12 V genre 7812 (voir brochage **figure 7**).

Le circuit imprimé et la mise en place des composants sont donnés **figure 8** et **8bis**. On observera la disposition pratique des LED qui sont « côté cuivre », et, par ailleurs, les potentiomètres  $P_3$  et  $P_4$  fixés sur l'époxy par mesure de sécurité (isolation car  $P_3$  et  $P_4$  ont une borne reliée à la masse donc à une phase du secteur).

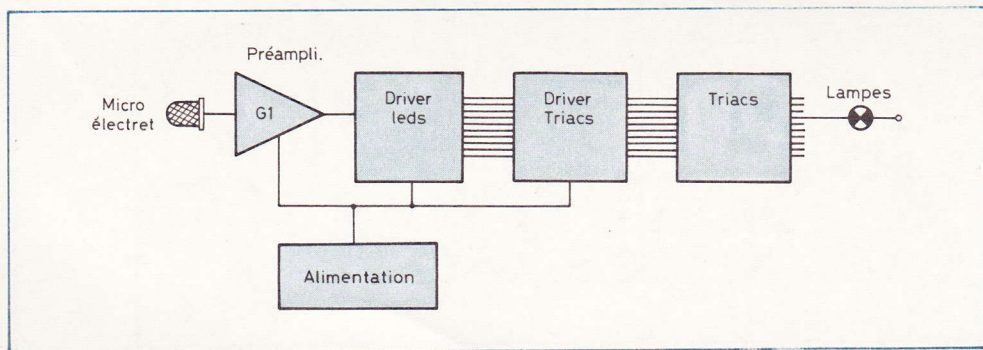


Fig. 1. - Synoptique complet de ce nouveau jeu de lumière à dix voies.

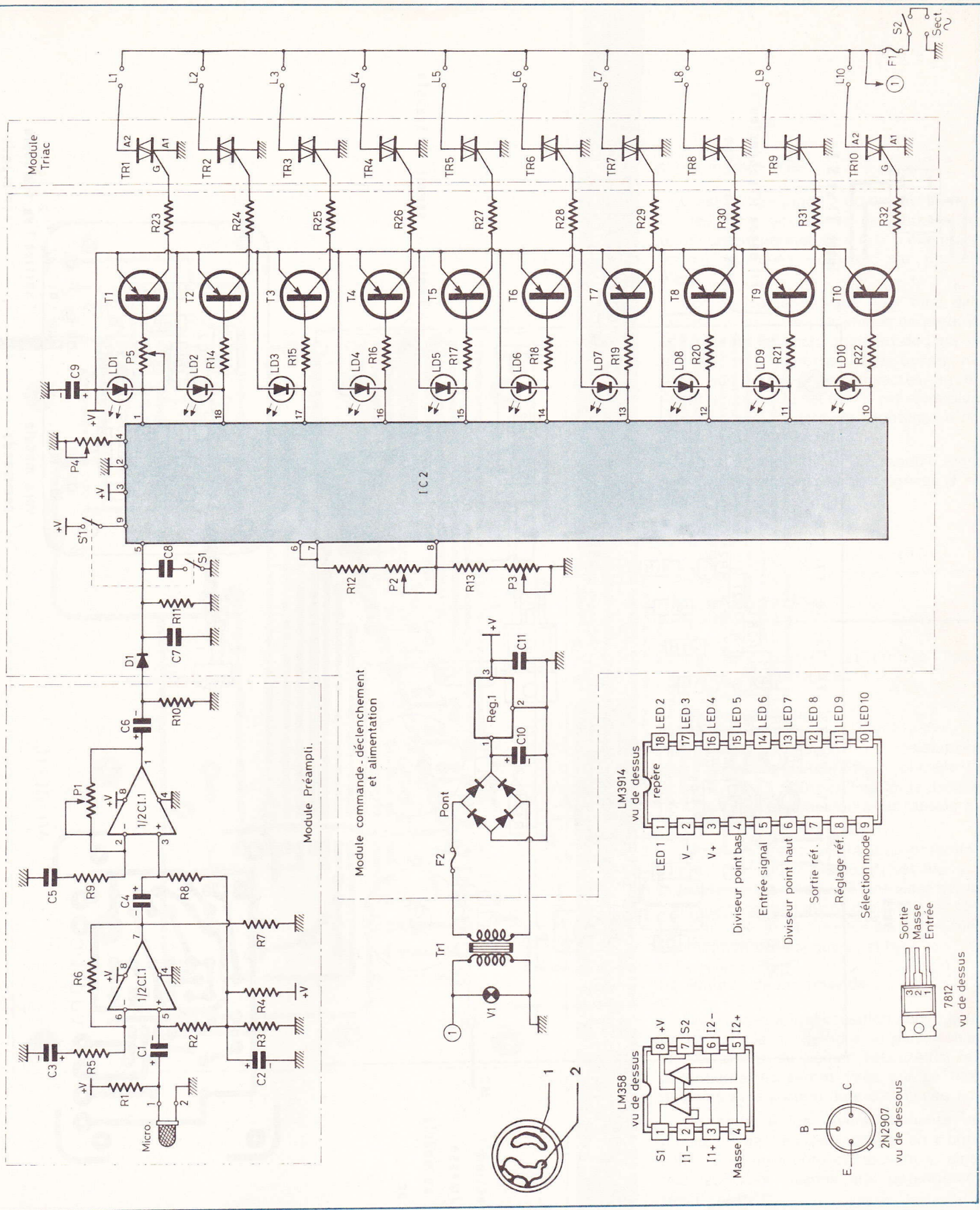


Fig. 2 a.b. — Le schéma de principe général se construit essentiellement autour d'un circuit intégré LM 3914. La section préamplificatrice emploie un double préamplificateur LM 358. Les signaux BF proviennent d'un micro à électret miniature.





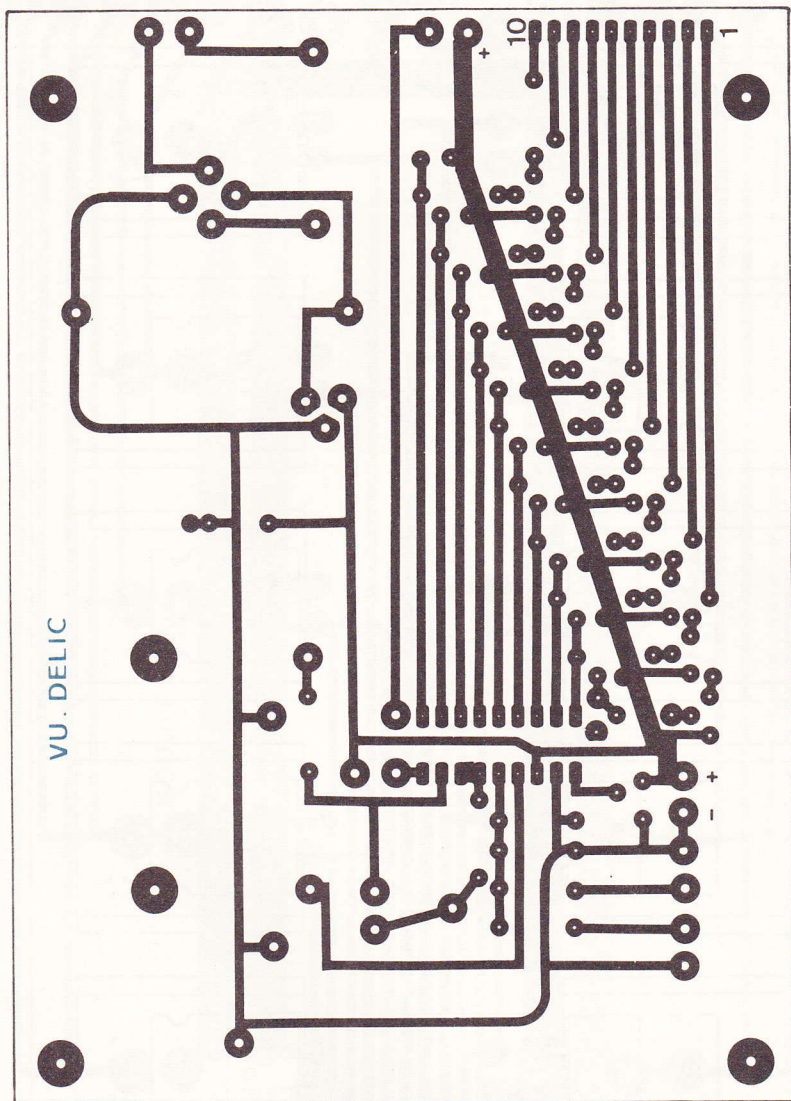


Fig. 8. et 9. — Le montage, pour plus de clarté, se scinde en plusieurs modules qui font l'objet de différents circuits imprimés et implantations d'éléments publiés à l'échelle.

### c) Le module triac

C'est sur ce module qu'ont été installés les 10 triacs munis de leurs radiateurs, ce qui permet de « tirer » éventuellement quelques ampères sur chacun d'eux.

Notons, toutefois, que pour faire des essais, on peut ne pas utiliser ce module et ne garder le fonctionnement de l'appareil qu'en VU-mètre. Une borne de connexion masse-phase du secteur se retire et la phase du secteur n'est alors plus présente sur le reste du montage, d'où une plus grande sécurité.

Le circuit imprimé de ce module ainsi que le câblage sont visibles figures 9 et 9bis.

## III — Réalisation

On se procurera un coffret Teko type 364 (forme pupitre).

### a) Module préampli

On soudera d'abord les résistances puis les condensateurs ; on placera le support du CI ; on veillera à la bonne polarité des condensateurs au tantale et à l'orientation du CI.

On reliera les sorties (AB) au potentiomètre  $P_1$  par du fil blindé.  $P_1$  est fixé sur la face avant, le module étant vissé sur le fond horizontal à l'avant droit. M+ et M- iront au M+ et M- prévus sur le module de commande ainsi que  $b_1$  et  $b_2$ .

### b) Module de commande

On observera la disposition particulière de ce module qui viendra se placer sous la face avant du boîtier Teko. Ainsi les potentiomètres seront fixés sur ce module, les axes sortant du « côté cuivre ».

On soudera les divers éléments en n'oubliant pas les deux straps, un « côté cuivre » et un « côté composant », ainsi que les deux liaisons aux potentiomètres  $P_3$  et  $P_4$ .

Les 10 LED seront soudées « côté cuivre » et à une hauteur qui dépendra de la longueur des entretoises prévues. Il est recommandé d'utiliser des entretoises de hauteur 10 mm environ.

Attention également aux sens du LM 3914 et du 7812. En ne reliant pas la sortie M2 de ce module au point M2 du module triac, on rend la masse du montage indépendante de la phase secteur.

Le plan de câblage, pour le reste, sera plus explicite que de longues phrases, aussi reportez-vous aux croquis.

### c) Le module triac

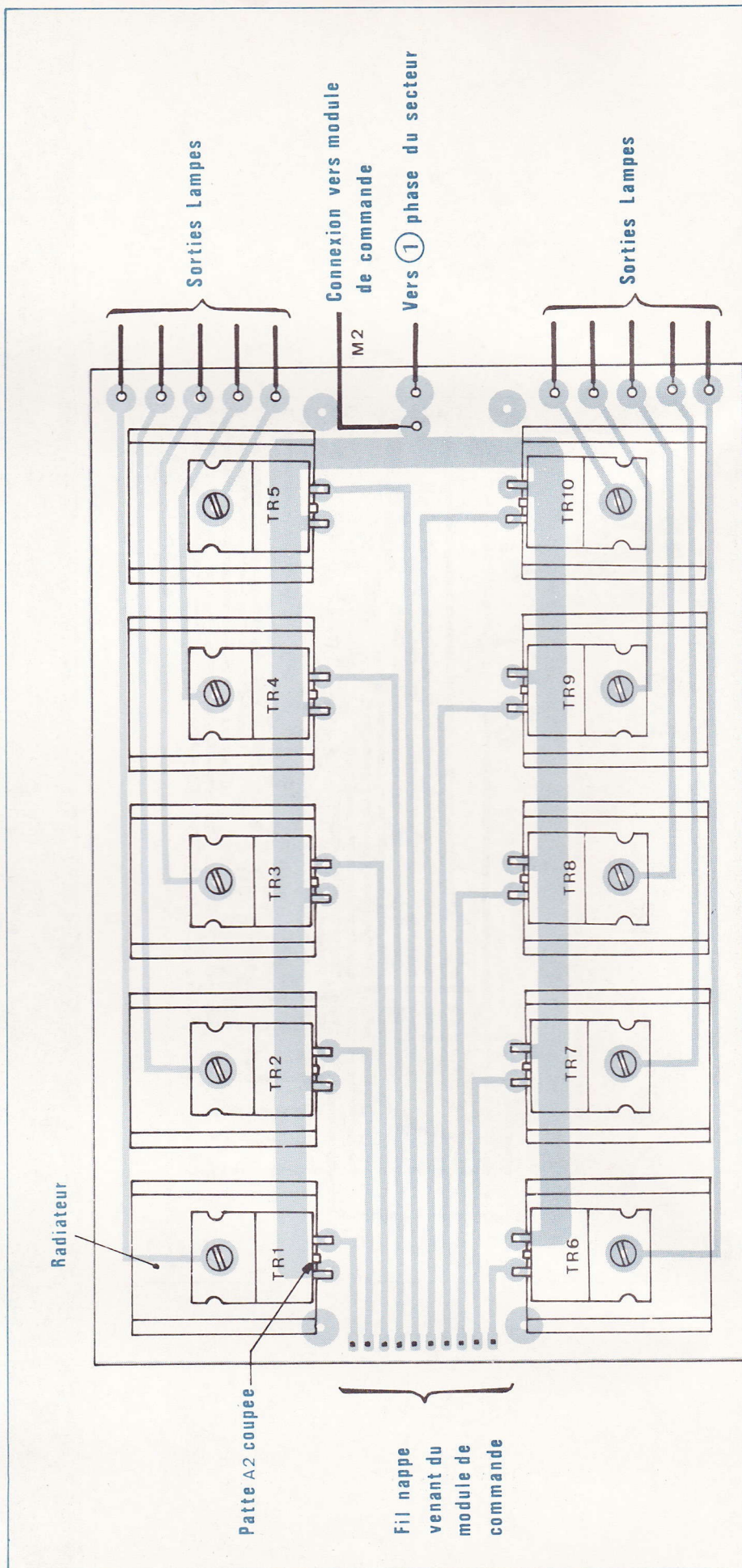
Aucune difficulté particulière. On veillera à ce que les radiateurs ne se touchent pas entre eux. Car on remarquera que la partie métallique du triac et donc du radiateur, avec la combinaison vis-écrou-circuit imprimé, remplace l'anode 2, celle-ci ayant été coupée sur les triacs.

On fixera le module triac sur le fond du boîtier Teko. Le transformateur étant vissé au fond à droite, on commencera les diverses connexions ; il est recommandé d'effectuer les 10 liaisons module de commande - module de triac par du fil en nappe et si possible à l'aide de connecteurs, ce qui autorise des démontages éventuels plus faciles.

Pour le reste des modules, les liaisons peuvent se faire grâce à des picots et des borniers.

## IV – Réglage et mise au point

- Dans un premier temps, ne brancher que le module préampli et le module de commande. Ne pas mettre sous tension.
- Régler P<sub>1</sub> sur la sensibilité maximale, c'est-à-dire sur la résistance la plus grande.
- Mettre P<sub>2</sub> à moitié de sa course (luminosité moyenne).
- Mettre P<sub>5</sub> à moitié de sa course.
- Brancher le secteur maintenant et mettre l'ambiance musicale ! Suivant la position de S<sub>1</sub>, on observera la « danse des LED » (si évidemment on ne les a pas montées à l'envers).
- Régler P<sub>4</sub> pour obtenir la vitesse désirée.



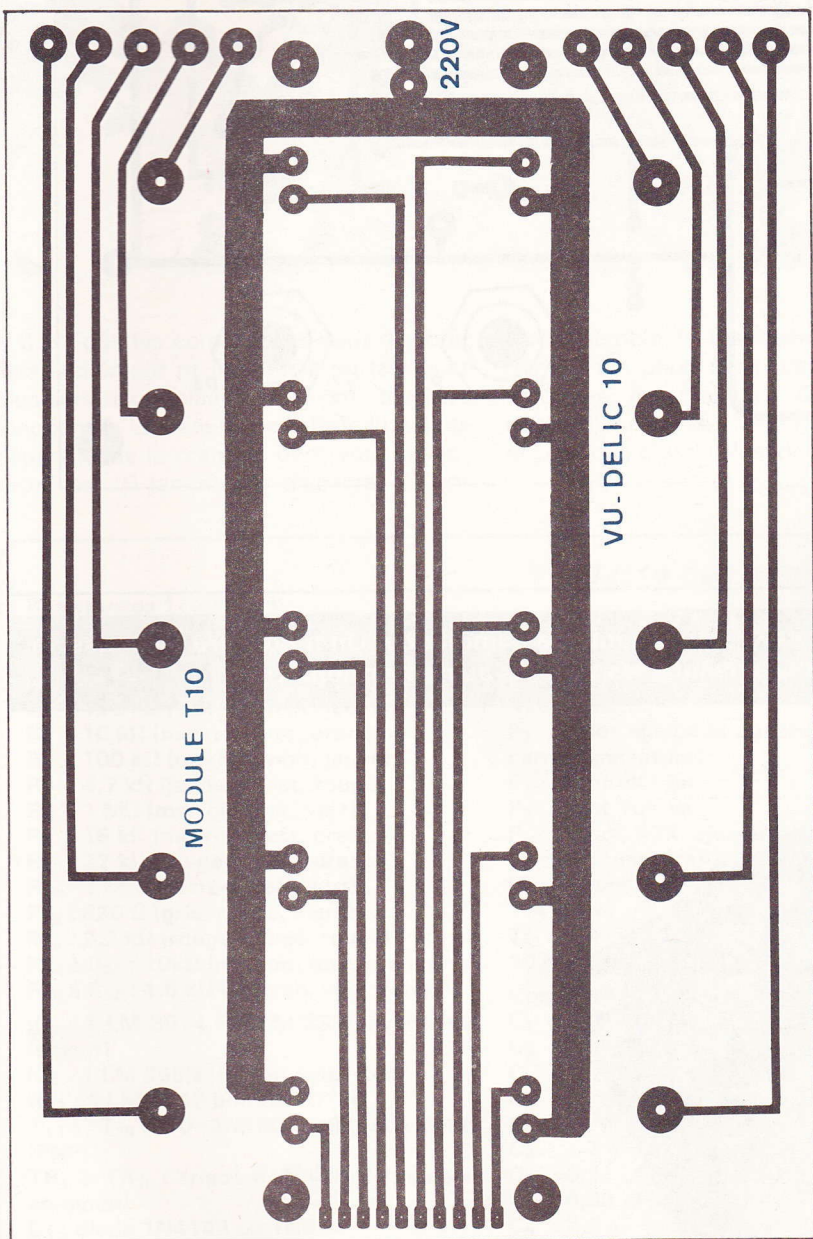


Fig. 8 c. et 9 c. – L'auteur a préféré disposer d'un module triac ou puissance séparé. Une large place a été réservée aux dissipateurs des triacs. Le tracé est précisé grandeur nature.

– Régler  $P_3$  de façon à obtenir tout juste l'allumage de la 10<sup>e</sup> LED quand le niveau sonore est assez fort. Ainsi, seul le réglage de  $P_1$  permettra d'agir en fonction du niveau sonore. Pour un niveau sonore faible, il faudra – et dans ce cas seulement – réajuster  $P_3$ .

Si l'essai a été concluant avec les LED, brancher alors le module triac et la connexion masse-secteur. Brancher les dix lampes sur les sorties.

Les lampes doivent suivre exactement les LED. Si la lampe n° 1 est éteinte, ajuster  $P_5$  en tournant vers la droite jusqu'à ce qu'elle s'allume (quel que soit le mode). Si cette même lampe reste allumée en position spot lumineux, tandis qu'une autre « grimpe », tourner  $P_5$  vers la gauche jusqu'à l'extinction limite.

Il convient de noter cependant le réglage extrêmement délicat de  $P_5$ . Il est d'ailleurs presque impossible de conserver ce réglage, car, suivant le temps d'utilisation, la dérive thermique dans  $T_1$  fait que l'auteur n'a pu maîtriser cet allumage de la première lampe... le reste fonctionnant, d'ailleurs, tout à fait bien.

Quoiqu'il en soit, ne pas s'énerver sur  $P_5$ , quitte à laisser la première lampe allumée en permanence (cela ne concerne que le mode en spot).

Voilà donc réalisé le vu-delic !

N'oubliez jamais que, avant toute manipulation, il faut débrancher l'appareil du secteur.

Prenez **toute précaution** pour que l'on ne puisse pas toucher la capsule de micro-electret de l'extérieur : il est possible de mettre un cache isolant et un enrobage d'époxy tout autour.

Veillez aussi à ce qu'aucun organe du module de commande, fixé sur la face avant, ne vienne toucher les radiateurs des triacs.

Le perçage du boîtier restera le point le plus ennuyeux. Il faut percer avec minutie le passage des LED et des potentiomètres car la beauté du montage en dépend directement. La décoration de l'ensemble sera un effet de votre imagination, la photo qui accompagne cet article n'ayant qu'une valeur d'exemple.

Les 10 leds sont  
soudées côté cuivre

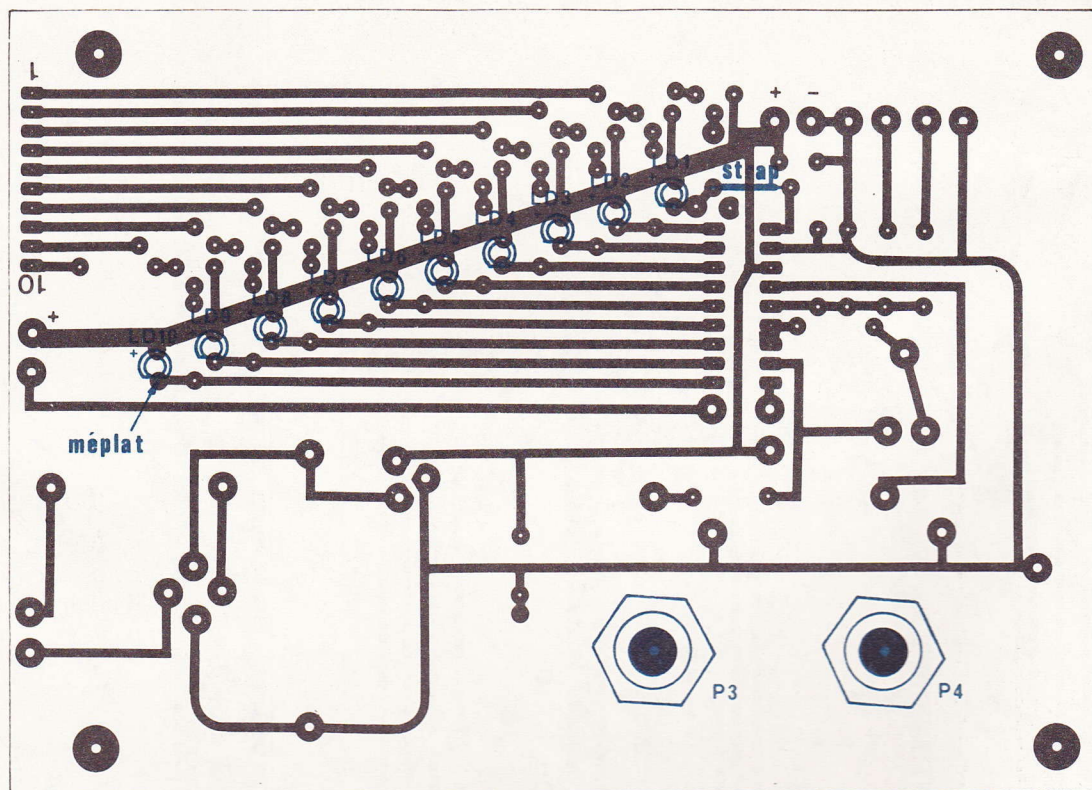


Fig. 10. – Les diodes LED seront soudées du côté cuivré du module de commande. On n'oubliera pas aussi le strap à placer côté cuivré également, ainsi que les liaisons aux potentiomètres.

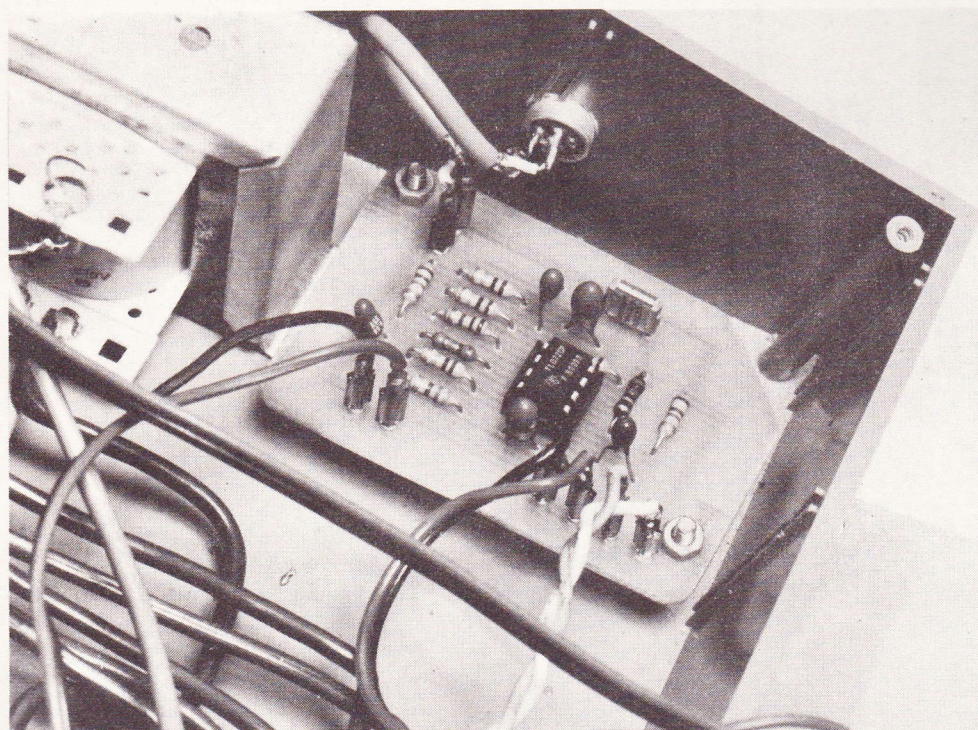


Photo 2. – Le module préampli,  
tout seul dans un coin.

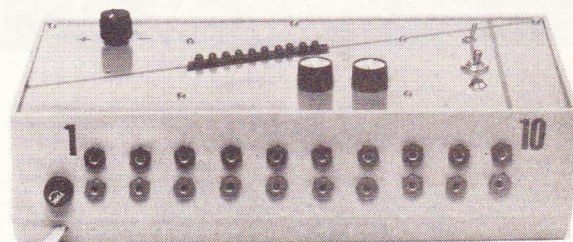
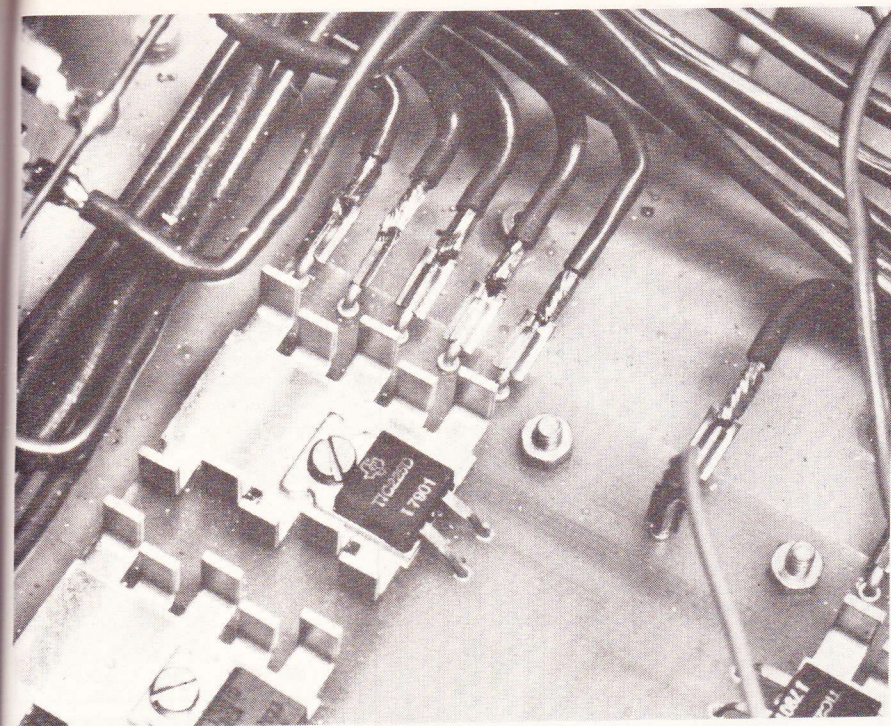


Photo 4. — Le coffret en question avec les rangées de douilles isolées.

Photo 3. — Détails des éléments de raccord du module de commande du module de puissance.

N.B. : Tous les composants sont disponibles facilement et l'auteur a pu fabriquer plusieurs exemplaires qui ont toujours fonctionné. La beauté des effets lumineux dépendra de la manière dont vous disposerez les 10 lampes de couleurs ; la co-

lonne semble la disposition la plus évidente ! On peut aussi brancher plusieurs colonnes de couleurs différentes aux coins d'une pièce, le long d'un plafond, etc. à vous d'avoir des idées !

Bertrand JARRIGE

### V — Liste des composants

#### Résistances 1/4 W 5 %

R<sub>1</sub> : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R<sub>2</sub> : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R<sub>3</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

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

R<sub>5</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>6</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R<sub>7</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R<sub>8</sub> : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R<sub>9</sub> : 15 kΩ (marron, vert, orange)

R<sub>10</sub> : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R<sub>11</sub> : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R<sub>12</sub> : 820 Ω (gris, rouge, marron)

R<sub>13</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

R<sub>14</sub> à R<sub>22</sub> : 10kΩ (marron, noir, orange)

R<sub>23</sub> à R<sub>32</sub> : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)

IC<sub>2</sub> : 1 LM 3914 (ou LM 3915 éventuellement)

IC<sub>1</sub> : 1 LM 358N (DL) ou équivalent

Rg<sub>1</sub> : 1 LM 7812 boîtier TO220

T<sub>1</sub> à T<sub>10</sub> : 10 2N2907 ou équivalent (PNP)

TR<sub>1</sub> à TR<sub>10</sub> : triacs 6 A 400 V (modèle commun)

D<sub>1</sub> : diode 1N4148 ou 1N914

LD<sub>1</sub> à LD<sub>10</sub> : LED rouge Ø 5 mm + support LED plastique noir

1 micro-electret genre WM 034

1 support 8 broches pour CI

1 support 18 broches pour CIP<sub>1</sub> : 1 pot 470 kΩ log

P<sub>2</sub> : 1 pot ajustable couché 4,7 k (type cermet miniature)

P<sub>3</sub> : 1 pot 4K7 lin

P<sub>4</sub> : 1 pot 10K lin

P<sub>5</sub> : 1 pot 47K ajustable couché (type cermet miniature)

Pg : 1 pont de diodes genre WS005 (ou 1 A 50 V)

Tf<sub>1</sub> : 1 transformateur 220 V/12 V 1 A

10 radiateurs pour triacs

#### Condensateurs

C<sub>1</sub> : 1 μF tantale goutte 16 V

C<sub>2</sub> : 10 μF tantale goutte 16 V

C<sub>3</sub> : 0,68 μF tantale goutte 16 V

C<sub>4</sub> : 10 μF tantale goutte 16 V

C<sub>5</sub> : 22 nF MKH ou mylar

C<sub>6</sub> : 2,2 μF tantale goutte 16 V

C<sub>7</sub> : 0,33 μF ou mylar

C<sub>8</sub> : 0,33 μF ou mylar

C<sub>9</sub> : 2,2 μF tantale goutte 10 V

C<sub>10</sub> : 1 000 μF 16 V chimique cartouche

C<sub>11</sub> : 100 nF MKH

1 coffret Teko 364

1 porte-fusibles châssis

1 porte-fusibles pour circuit imprimé

1 fusible F<sub>1</sub> 10 A 250 V

1 fusible F<sub>2</sub> 0,5 A 250 V

1 inter-bipolaire à 2 circuits (S<sub>1</sub> et S'<sub>2</sub>)

1 inter-secteur 10 A 250 V (S<sub>2</sub>)

50 cm de fil en nappe 10 conducteurs

2 couples de connecteurs 10 broches, genre mini-modul de Lumberg

1 bornier à 2 entrées

1 bornier à 4 entrées

une trentaine de picots pour CI avec leur cosse femelle correspondante

fil de câblage, fil micro-bande

10 entretoises et visseries

20 fiches châssis pour branchement des lampes

1 prise mâle secteur

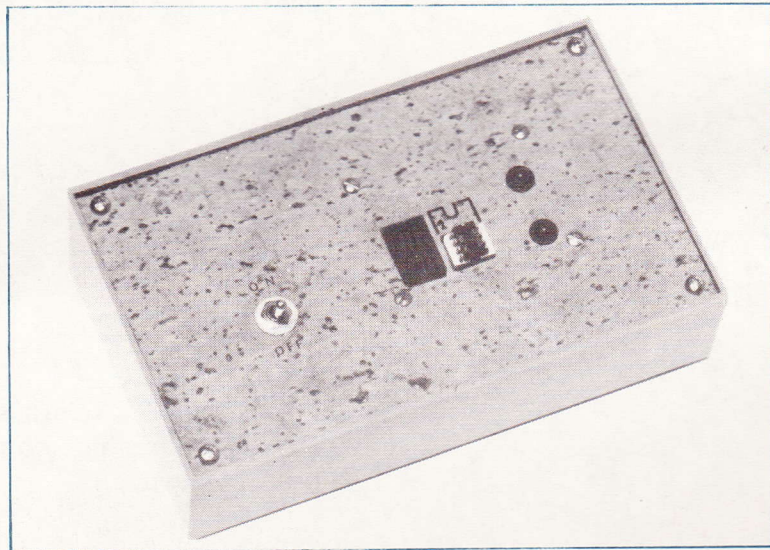
1 passe-fil

3 époxy (présensibilisés éventuellement) :

2 plaques 150 x 100 mm

1 plaque 75 x 100 mm

3 boutons pour les potentiomètres de réglage



**L'**AOP 741 est un circuit intégré linéaire bien connu du bricoleur, du fait de son emploi quasi-universel : (préamplificateurs, oscillateurs, comparateurs). Pour le lecteur se livrant à la récupération d'AOP, voici un petit testeur pratique, à faible coût, qui permettra de vérifier rapidement les « amplis OPS » du type 741 avant implantation.

## Testeur de 741

### Principe

Le schéma synoptique du montage est donné **figure I**.

Un multivibrateur astable génère des impulsions positives et négatives à l'entrée de l'amplificateur opérationnel à tes-

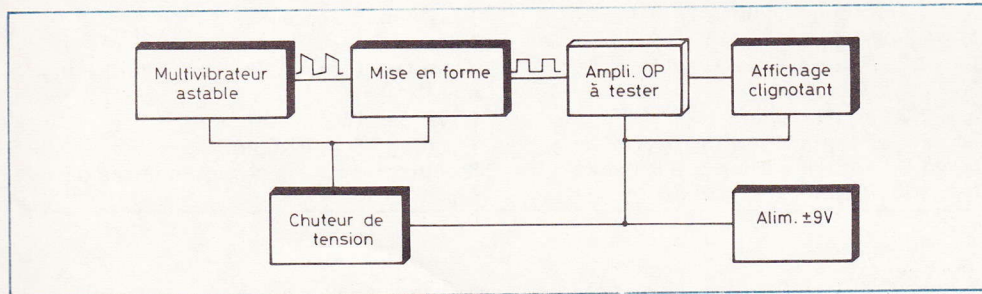
ter. Celui-ci fonctionne donc en commutation. Sa sortie commande un affichage clignotant, constitué de deux diodes LED.

Si l'AOP à vérifier est en bon état, les diodes clignotent alternativement. Si par contre, il est défectueux, une seule diode est allumée en continu.

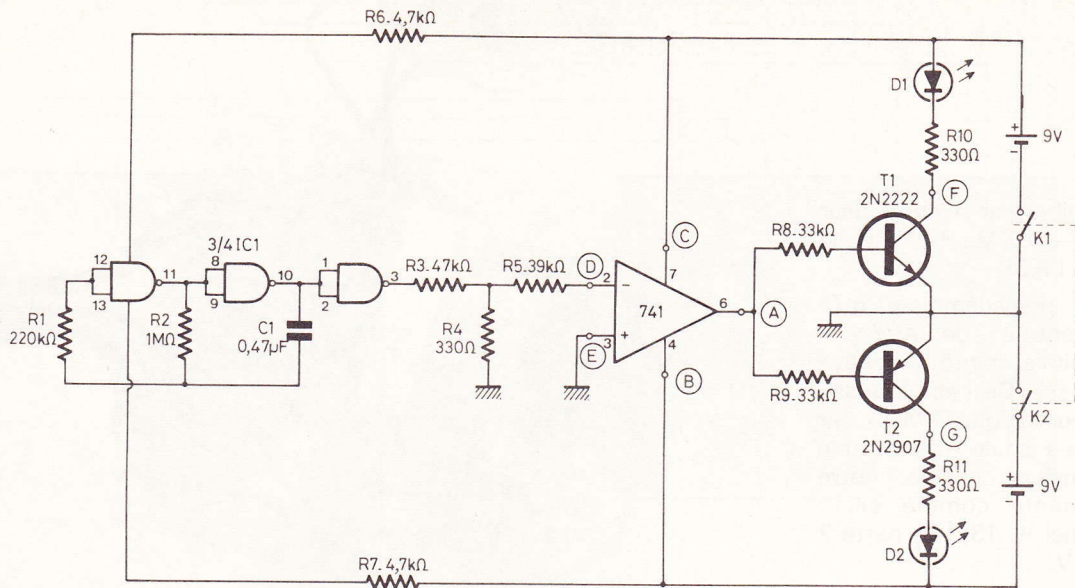
### Fonctionnement électronique

Notre AOP à tester est alimenté par deux sources de tensions : + et - 9 V. De ce fait, les deux valeurs extrêmes de la tension de sortie patte n° 6 seront + 9 V où - 9 V selon l'entrée. Voir schéma de principe **figure II**.

Un AOP comporte deux entrées : une entrée notée + appelée entrée non-inverseuse et une entrée notée - appelée entrée inverseuse. Ici, l'entrée non inverseuse est mise à la masse, et l'entrée inverseuse est reliée au multivibrateur. Si on applique une tension légèrement négative sur cette broche, l'AOP, étant monté en boucle ouverte (absence de contre-réaction), a un gain d'environ 100 000, et va donc commuter une tension positive en sortie égale à la tension d'alimentation : + 9 V.



**Fig. 1. — Synoptique complet du montage destiné à vérifier les AOP avec visualisation à l'aide de deux diodes LED.**



**Fig. 2. — Le montage relativement simple se construit autour d'un CD 4011 et de deux transistors complémentaires. Vous noterez la nécessité d'employer deux sources de tension, à savoir deux piles miniature 9 V.**

Lorsque l'on applique une tension légèrement positive à l'entrée, il va commuter une tension négative égale à  $-9\text{ V}$ .

Il est à noter que l'AOP est sans cesse saturé. Si on relie les deux entrées à la masse, la sortie doit être à zéro.

### L'affichage

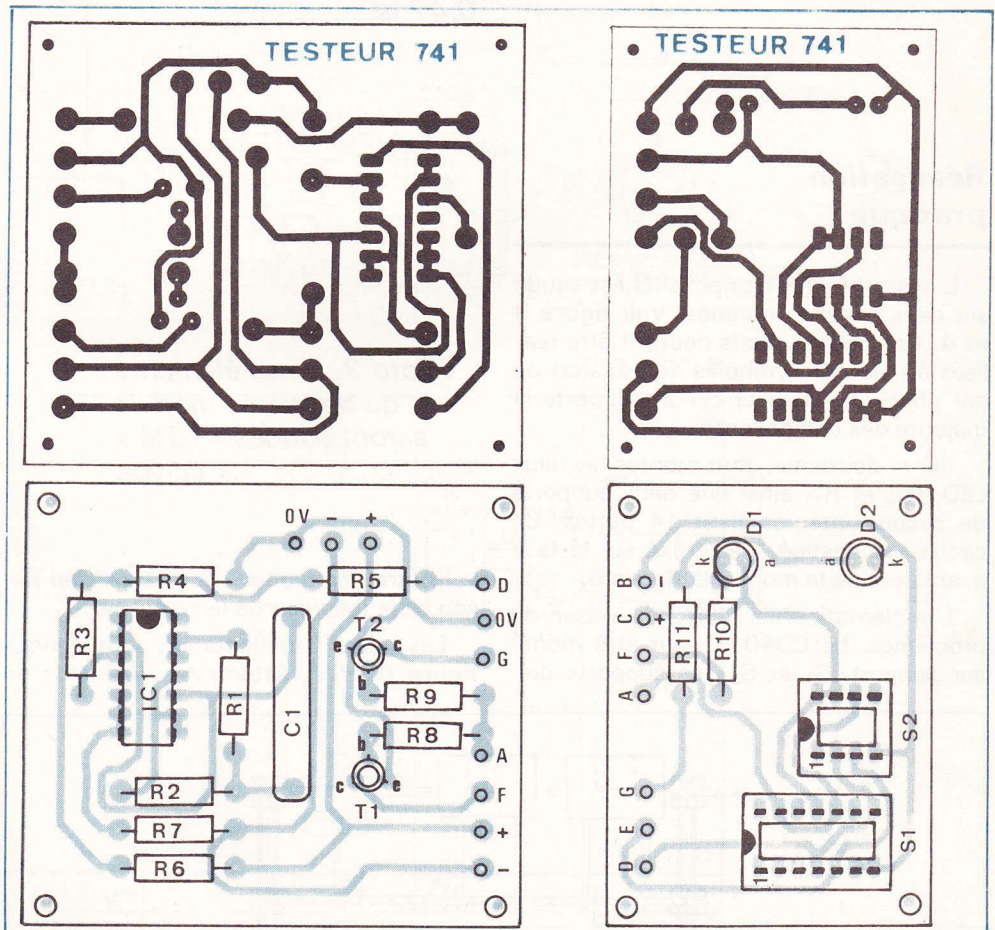
Pour commander les deux LED, on a fait appel à un classique « push-pull » simplifié. Lorsque la patte 6 de l'AOP est au potentiel  $+9\text{ V}$ ,  $T_2$  est bloqué, et  $T_1$  est saturé. La diode  $D_1$  s'allume donc. Par contre, quand la sortie de l'AOP est à  $-9\text{ V}$ ,  $T_1$  est bloqué,  $T_2$  est saturé.  $D_1$  s'éteint,  $D_2$  s'allume à son tour.

$R_{10}$  et  $R_{11}$  limitent le courant dans les diodes à environ  $20\text{ mA}$ .  $R_8$  et  $R_9$  constituent les résistances de base de  $T_1$  et  $T_2$ .

### L'oscillateur

Il est réalisé à l'aide d'un circuit intégré C-MOS bon marché : le CD4011.  $R_2$  et  $C_1$  déterminent sa fréquence de fonctionnement qui est ici d'environ  $2\text{ Hz}$ .

La troisième porte NAND utilisée, sert à mettre en forme le signal. Un pont diviseur constitué de  $R_3$ - $R_4$  chute la tension



**Fig. 3. à 7. — Au niveau de la réalisation, on utilisera deux circuits imprimés publiés à l'échelle 1. Les éléments du second circuit se câbleront exceptionnellement du côté cuivré.**

de sortie du multivibrateur à une valeur d'environ  $+ 0,2$ ,  $- 0,2$  V.  $R_5$  limite le courant d'entrée de l'AOP.

Nous avons vu précédemment qu'il fallait appliquer à l'entrée - de l'AOP une tension tantôt positive, tantôt négative par rapport à la masse. Ceci est impossible avec un opérateur logique C-MOS, car il ne requiert qu'une seule alimentation (positive). Pour arriver à cela, notre CD4011 est alimenté comme ceci : patte 14 au potentiel  $+ 13,3$  V, patte 7 au potentiel  $+ 4,7$  V.

Ce qui fait que par rapport à la masse, la sortie de l'oscillateur varie de  $- 4,3$  V à  $+ 4,7$  V.

En somme, le CD4011 est alimenté à un « point flottant » ceci est réalisé par  $R_6$  et  $R_7$ .

La sortie du multivibrateur est abaissée par  $R_3$ ,  $R_4$ .

## Réalisation pratique

L'ensemble des composants est soudé sur deux circuits imprimés. Voir **figure 3** et **4**. Ces petits circuits peuvent être réalisés à l'aide de symboles de transfert où par photo. Le premier circuit supporte la majorité des composants.

Sur le deuxième, sont montés les deux LED,  $R_{10}$  et  $R_{11}$  ainsi que deux supports de circuits intégrés 8 et 14 pattes. Ce circuit est destiné à être fixé sur la face avant comme le montre la **figure 5**.

L'implantation ne doit pas poser de problèmes. Le CD4011 peut être monté sur support.  $S_1$  et  $S_2$ , les supports doi-

*Photo 2. — On aperçoit au centre du module le condensateur de  $0,47 \mu F$ .*

*Photo 3. — Les éléments du deuxième module seront soudés « côté » cuivre.*

vent être des modèles à wrapper, en raison de la longueur de leurs pattes.

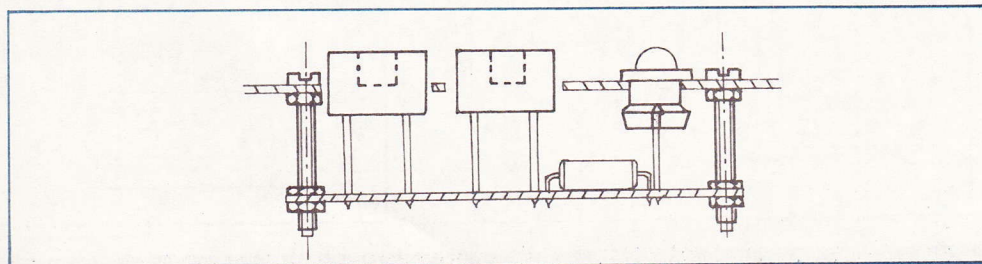
Les plans d'implantation sont donnés **figure 6** et **7**. Attention ! Pour plus de

solidité, l'implantation de  $Cl_2$  se fait du côté cuivre. Voir photos.

Après vérification, on effectue le câblage général d'après la **figure 8**, ce travail est considérablement simplifié s'il est réalisé à l'aide d'un câble nappe à 7 conducteurs.

Les deux piles seront fixées au fond du boîtier à l'aide de scotch double face.

Pour améliorer l'esthétique de l'ensemble, on peut coller deux « clips » par LED sur la face avant, voir **figure 5**. Notre boîtier est un Teko « Pupitre 362 » sur lequel on a collé une feuille de liège en face avant. Esthétiquement, le résultat est atteint, voir photo.



**Fig. 5. — Ce croquis donne l'explication et les raisons d'une implantation d'éléments pratiquée du côté cuivré.**



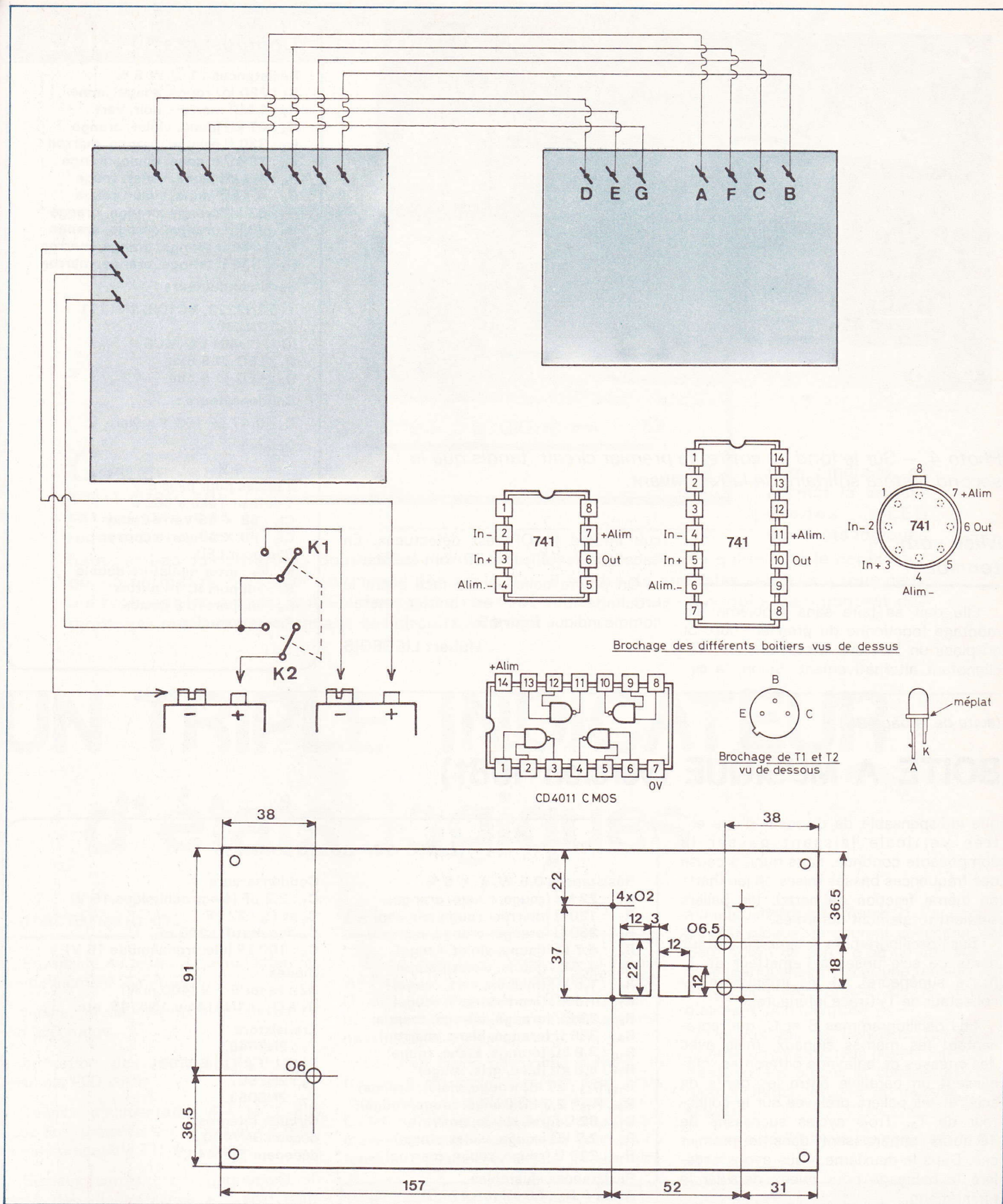


Fig. 8. à 10. – Diverses liaisons entre les deux modules devront être réalisées. Nous rappelons le brochage des différents boîtiers de 741 disponibles. Le montage s'introduira à l'intérieur d'un coffret Teko de forme pupitre et de référence « 362 ».

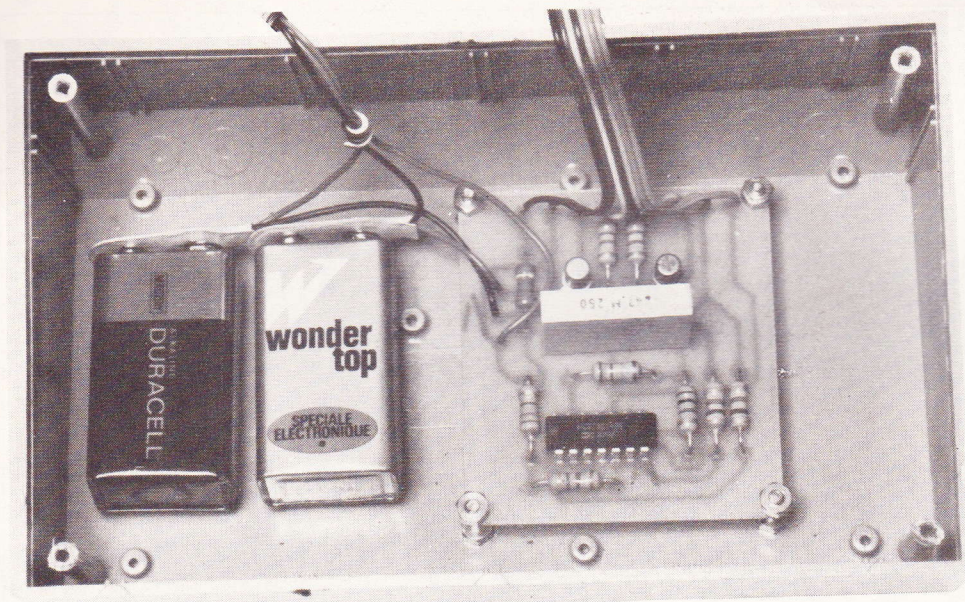


Photo 4. — Sur le fond du coffret le premier circuit, tandis que le second restera solidaire de la face avant.

### Mise sous tension

Elle doit se faire sans problème. Le montage fonctionne du premier coup. Si on place un 741 sur le support, les LED clignotent alternativement. Sinon, le cir-

cuit intégré (l'AOP) est défectueux. En l'absence de 741, les LED sont éteintes.

On pourra coller sur la face avant le brochage du 741 en boîtier métal, comme indiqué figure 9.

Hubert LIEGEOIS

### Composants

Résistances : 1/2 W 5 %

- R<sub>1</sub> : 220 kΩ rouge, rouge, jaune
- R<sub>2</sub> : 1 MΩ marron, noir, vert
- R<sub>3</sub> : 47 kΩ jaune, violet, orange
- R<sub>4</sub> : 330 Ω orange, orange, marron
- R<sub>5</sub> : 39 kΩ orange, blanc, orange
- R<sub>6</sub> : 4,7 kΩ jaune, violet, rouge
- R<sub>7</sub> : 4,7 kΩ jaune, violet, rouge
- R<sub>8</sub> : 33 kΩ orange, orange, orange
- R<sub>9</sub> : 33 kΩ orange, orange, orange
- R<sub>10</sub> : 330 Ω orange, orange, marron
- R<sub>11</sub> : 330 Ω orange, orange, marron.

Semi-conducteurs :

- T<sub>1</sub> : 2N2222, BC108, 2N1711
- T<sub>2</sub> : 2N2907
- IC<sub>1</sub> : CD4011 C-MOS
- D<sub>1</sub> : LED Ø 5 mm
- D<sub>2</sub> : LED Ø 5 mm

Condensateurs :

- C<sub>1</sub> : 0,47 μF 150 V mylar.

Divers :

- 2 piles 9 V
- 2 prises pour piles 9 V
- 1 coffret Teko « 362 »
- Cl<sub>1</sub> : 58 × 66 Verre époxy
- Cl<sub>2</sub> : 59 × 43 verre époxy
- Clip pour LED
- K<sub>1</sub>, K<sub>2</sub> : inter miniature double
- S<sub>1</sub> : support IC 14 pattes
- S<sub>2</sub> : support IC 8 pattes
- Picots à souder.

(suite de la page 95)

## BOITE A MUSIQUE (version 1981)

que indispensable de disposer d'une entrée verticale laissant passer la composante continue, sans quoi, à cause des fréquences basses mises en jeu (hertz ou même fraction de hertz), les paliers seraient totalement déformés.

Sur l'oscillogramme A apparaissent les dents de scie prises à l'émetteur de T<sub>1</sub> (trace supérieure), et les impulsions au collecteur de T<sub>2</sub> (trace inférieure).

Les oscillogrammes B et C, qui représentent les mêmes signaux, mais avec des vitesses de balayage différentes, établissent un parallèle entre les dents de scie, et les paliers prélevés sur le collecteur de T<sub>3</sub>. Trois cycles successifs de 10 notes apparaissent dans le premier cas. Dans le deuxième, nous avons accéléré le balayage pour mieux détailler le phénomène.

Enfin, dans l'oscillogramme D, on peut observer la correspondance entre la hauteur de deux paliers successifs, et la fréquence des créneaux délivrés par le multivibrateur.

### Liste des composants

Résistances 0,5 W, à ± 5 %

- R<sub>1</sub> : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
- R<sub>2</sub> : 120 Ω (marron, rouge, marron)
- R<sub>3</sub> : 330 Ω (orange, orange, marron)
- R<sub>4</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R<sub>5</sub> : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R<sub>6</sub> : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
- R<sub>7</sub> : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
- R<sub>8</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R<sub>9</sub> : 390 Ω (orange, blanc, marron)
- R<sub>10</sub> : 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)
- R<sub>11</sub> : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R<sub>12</sub>, R<sub>13</sub> : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
- R<sub>14</sub>, R<sub>15</sub> : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R<sub>16</sub> : 82 Ω (gris, rouge, noir)
- R<sub>17</sub> : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
- R<sub>18</sub> : 220 Ω (rouge, rouge, marron)

Résistances ajustables

- AJ<sub>1</sub> à AJ<sub>10</sub> : 50 kΩ (ou 47 kΩ)
- AJ<sub>11</sub> : 1 MΩ

Condensateurs

- C<sub>1</sub> : 2,2 μF (électrochimique 15 V)
- C<sub>2</sub> et C<sub>3</sub> : 22 nF
- C<sub>4</sub> (facultatif) : 100 nF
- C<sub>5</sub> : 100 μF (électrochimique 15 V)

Diodes

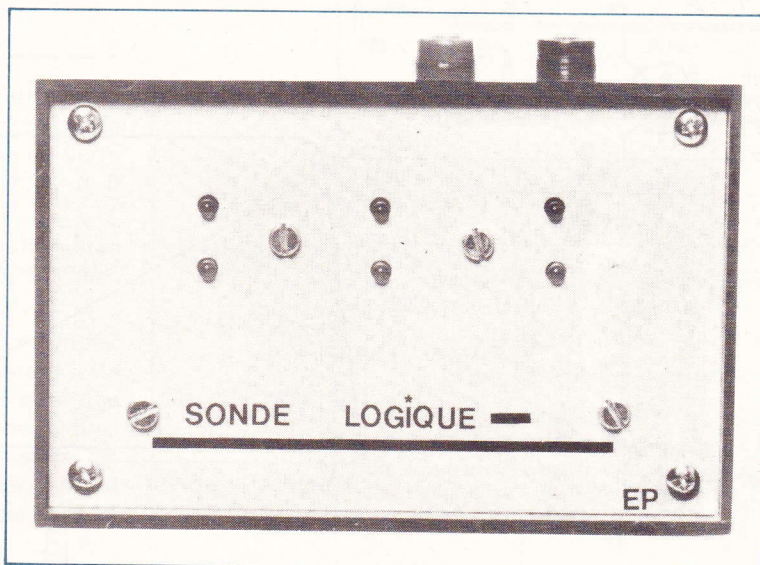
- DZ : zener 5,1 V (400 mW)
- D<sub>1</sub> à D<sub>11</sub> : 1N914 ou 1N4148, etc.

Transistors

- T<sub>1</sub> : 2N2646
- T<sub>2</sub>, T<sub>4</sub>, T<sub>5</sub>, T<sub>6</sub> : BC109
- T<sub>3</sub> : 2N2907
- T<sub>7</sub> : 2N3053.

Circuits intégrés

- décade SN7490
- décodeur SN7442.



**C**OMME son petit montage sation par des rouges et vertes

nom l'indique, ce permet la visuali- diodes LED des états logiques

hauts et bas des différents points d'un circuit. D'utilisation plus souple qu'un simple contrôleur qui ne permet de surveiller qu'un seul point à la fois, il rendra de multiples services à tous ceux qui réalisent les circuits publiés dans cette revue et surtout à tous ceux qui expérimentent des montages personnels contenant des circuits intégrés.

## UN TRIPLÉ INDICATEUR d'états logiques

### Caractéristiques

- Possibilité de tester 3 points différents simultanément (3 entrées).
- Indication des niveaux hauts (niveau 1) par LED rouge.
- Indication des niveaux bas (niveau zéro) par LED verte.
- Tension d'alimentation 4 à 15 V. Elle peut être prélevée sur le circuit en essai et est compatible TTL et C-MOS.
- Signaux carrés : le clignotement alterné des diodes rouge et verte reste visible jusqu'à une fréquence d'environ 20 Hz.

### Le principe

Le schéma de principe (**fig. 1**) repose sur l'utilisation de transistors PNP et NPN ( $T_1$  et  $T_2$ ) fonctionnant en « tout ou rien » et commandant les deux indicateurs lumineux (LED).

Dans ce mode de fonctionnement, le transistor est caractérisé par deux états extrêmes : l'état bloqué et l'état saturé. L'état saturé correspond à un courant maximum dans le collecteur, donc à une tension collecteur-émetteur ( $V_{ce}$ ) mini-

mum (point A sur la **figure 2**). Par contre, à l'état bloqué, le courant collecteur devient voisin de zéro, d'où un courant de base pratiquement nul et une tension collecteur-émetteur proche de la tension d'alimentation (point B).

On voit que le transistor fonctionne comme un interrupteur ouvert lorsque le transistor est bloqué et comme un interrupteur fermé lorsque le transistor est saturé.

On en déduit alors les conclusions suivantes :

Etat logique 0 à l'entrée	$T_1$ saturé $T_2$ bloqué	Courants max. Courants min.	$L_1$ allumée $L_2$ éteinte
Etat logique 1 à l'entrée	$T_1$ bloqué $T_2$ saturé	Courants min. Courants max.	$L_1$ éteinte $L_2$ allumée

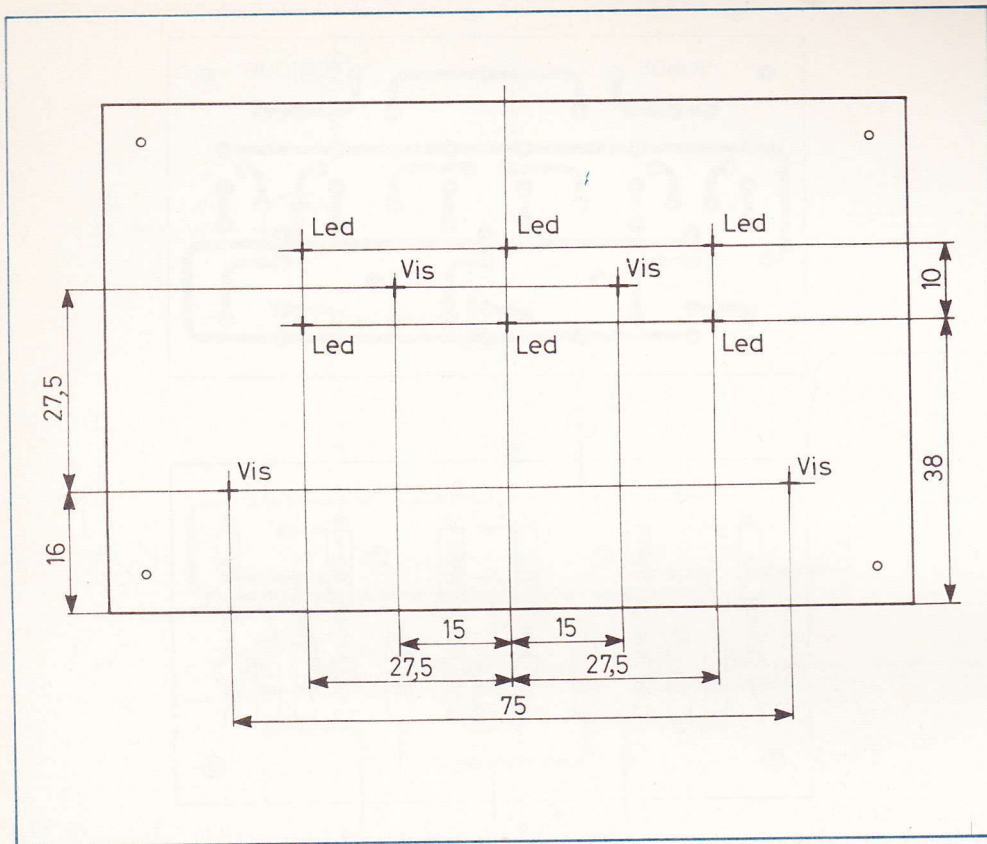


Fig. 4. – Un coffret Teko de référence P/2 permettra de loger tous les composants. Plan de perçage de la face avant.

Sur l'un des grands côtés du boîtier, percer trois trous ( $\varnothing$  8 mm) et y fixer trois embases femelles bananes à relier aux trois entrées. Sur l'une des autres faces fixer de même deux embases femelles bleue et rouge pour le raccordement à l'alimentation.

P. GASSEF

- Nomenclature**
- R<sub>1</sub> = 6 résistances de 10 k $\Omega$  (marron, noir, orange)
  - R<sub>2</sub> = 6 résistances de 470  $\Omega$  (jaune, violet, marron)
  - L<sub>1</sub> = 3 LED miniatures  $\varnothing$  3 mm vertes
  - L<sub>2</sub> = 3 LED miniatures  $\varnothing$  3 mm rouges
  - T<sub>1</sub> = 3 transistors 2N2905 ou équivalent
  - T<sub>2</sub> = 3 transistors 2N1711 ou équivalent
  - 1 plaque de verre époxy de 8,5 x 4,5 cm
  - 1 boîtier Teko, type P2
  - Vis, entretoises...

# UNE BOULE A FACETTES EN KIT « DMIP »

**E**N marge des traditionnels générateurs de lumière psychédélique et autres chenillards, la boule à facettes tient une place de plus en plus importante dans le monde du light-show.

Boule de cristal au départ, les matériaux modernes et originaux nous permettent de la retrouver sous la forme d'un kit complet, grâce à l'initiative d'un constructeur astucieux « DMIP ».

La boule à facettes en question, de référence BK30C se compose de deux demi-sphères moulées en plastique choc d'un diamètre de 30 cm, et emboîtables par simple pression.

Ces demi-sphères, comme l'exprime le croquis comporte toute une constellation de petits trous destinés à recevoir les facettes.

Le montage de ces dernières se réalise par encliquetage en appuyant fermement

avec le pouce sur celles-ci. Dans ces conditions le kit ne nécessite ni colle, ni outil.

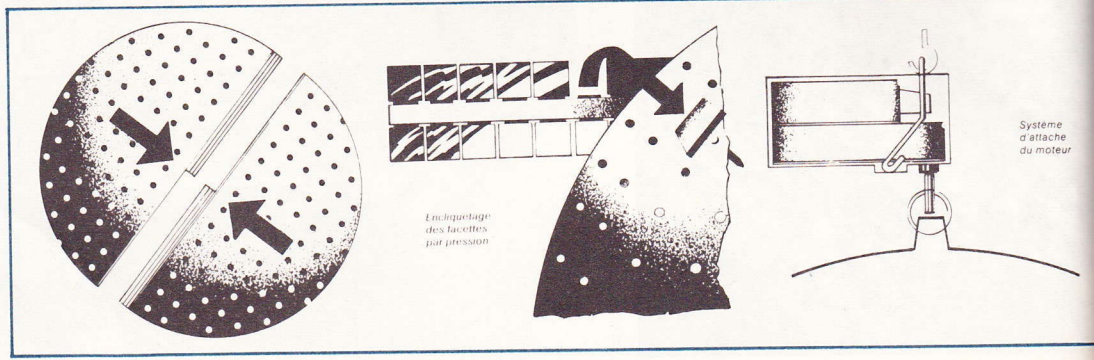
L'ensemble comporte, tout aussi astucieusement que le reste, 1 152 facettes, soit 528 argentées et 624 en quatre couleurs panachées à savoir, rouge, bleu, jaune, vert.

Les facettes se placent une à une et chacun selon son goût répartira sur les demi-sphères les couleurs de son choix. On notera que le fabricant propose, néanmoins, sous la référence BK 30A la même boule, mais

comportant uniquement des facettes argentées.

Le kit comprend également un moteur (2 tr/mn, 220 V) qui se fixe par un anneau au sommet de la boule et un crochet solidaire du moteur permet enfin de fixer la boule au plafond.

Disponible chez la plupart des revendeurs, cette boule se présente dans un emballage en polystyrène expansé fermé par un carton rigide. Dimensions : 40 x 30 x 34 cm. Poids : 2,5 kg.



# Des applications d'une calculatrice de poche:

(suite de la page 74)

## Le principe

La figure 1 reprend le schéma synoptique de fonctionnement de l'ensemble.

### a) Principe de la détermination de la vitesse

Il est très simple : il consiste à calculer cette dernière en partant du concept ma-

thématique de la notion de vitesse, à savoir le quotient de l'espace parcouru dans l'unité de temps. En choisissant l'espace suffisamment petit, nous nous rapprochons d'autant plus de la vitesse « instantanée » ce qui est justement le but recherché.

Le dispositif chronométrera donc le temps nécessaire à une voiture ou à un

train, pour parcourir un espace connu de longueur « d ». En pratique, cet espace est délimité par l'installation sur le terrain de deux ILS (interrupteurs à commande magnétique) successivement fermés par le passage d'un aimant permanent fixé sous le châssis du mobile. Ce chronométrage effectué et le temps correspondant stocké dans la « mémoire de transfert »,

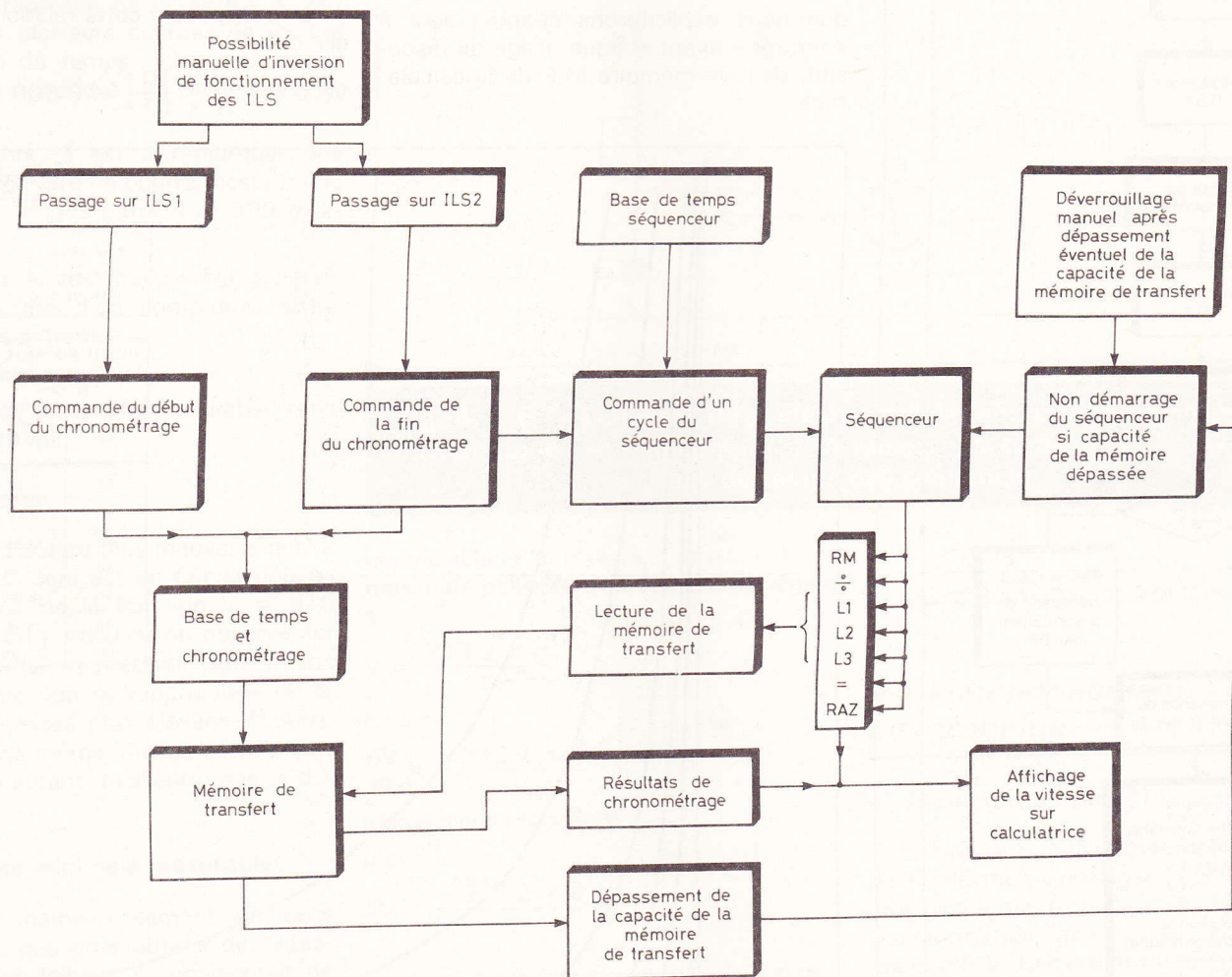


Fig. 1. — Nous avons eu le privilège le mois dernier de publier le boîtier calculatrice et la mémoire de transfert, et nous avons promis de passer aux boîtiers « applications ». Nous débuterons donc par le boîtier « application vitesse ». Le synoptique reprend le fonctionnement de l'ensemble.

un processus automatisé commande à la calculatrice un certain nombre d'opérations basées sur la formule bien connue :

$$\text{Vitesse} = \frac{\text{Distance}}{\text{Temps}}$$

affectée d'un coefficient tenant compte de l'échelle du mobile.

Bien entendu, le démarrage de ce pro-

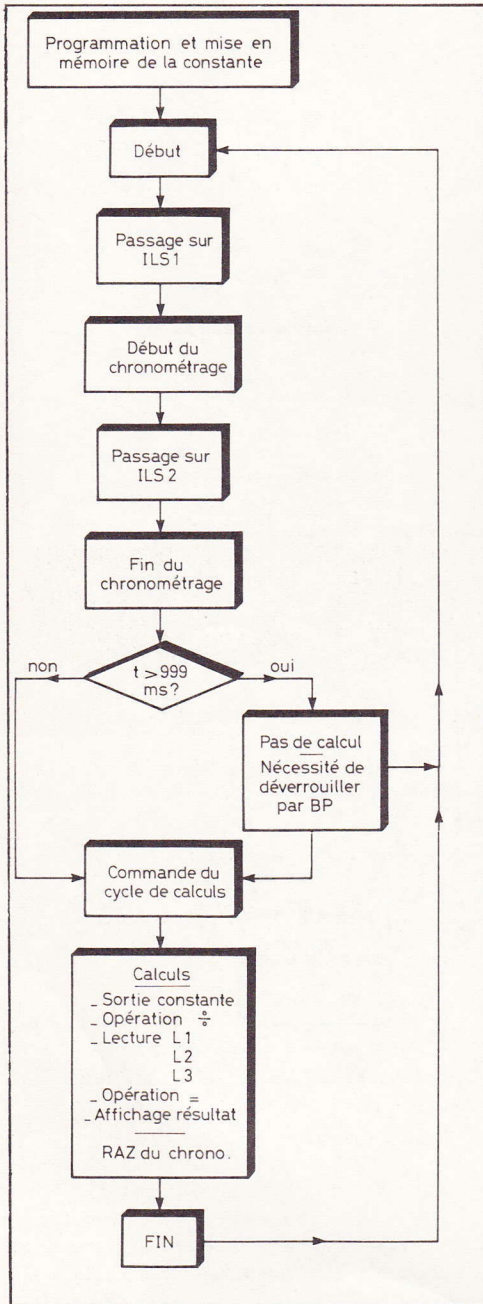


Fig. 2. — Etat de l'algorithme de fonctionnement de l'ensemble.

cessus est automatique et l'affichage du résultat subsiste jusqu'à un nouveau passage du véhicule sur les ILS.

Un inverseur permet de sélectionner le sens de passage choisi. Par ailleurs, au cas où le véhicule s'immobiliserait accidentellement entre les deux ILS (ou si sa vitesse est vraiment trop faible), le calcul ne s'effectuera pas. Dans ce cas, une LED rouge signale le dépassement de la capacité de la « mémoire de transfert ». Un bouton-poussoir permet le déverrouillage du système pour les mesures suivantes.

Enfin, une certaine valeur constante que nous expliciterons ci-après sera à « rentrer » avant chaque usage du dispositif, dans la mémoire M+ de la calculatrice.

La figure 2 fait état de l'algorithme de fonctionnement de l'ensemble.

### b) Choix de la distance « d » (fig. 3)

(Exemple de l'échelle 1/87)

Pour des raisons de tarage du chronomètre nous choisirons la ms ( $10^{-3}$  seconde) comme unité de temps. Dans ce cas, en exprimant la distance « d » en millimètres, nous pouvons exprimer la vitesse V en mm/ms, par la relation :  $V = d/t$ .

En transposant cette relation en km/h elle devient :

$$V_{\text{km/h}} = \frac{d \times 10^{-6}}{t \times 10^{-3}} \times 3600$$

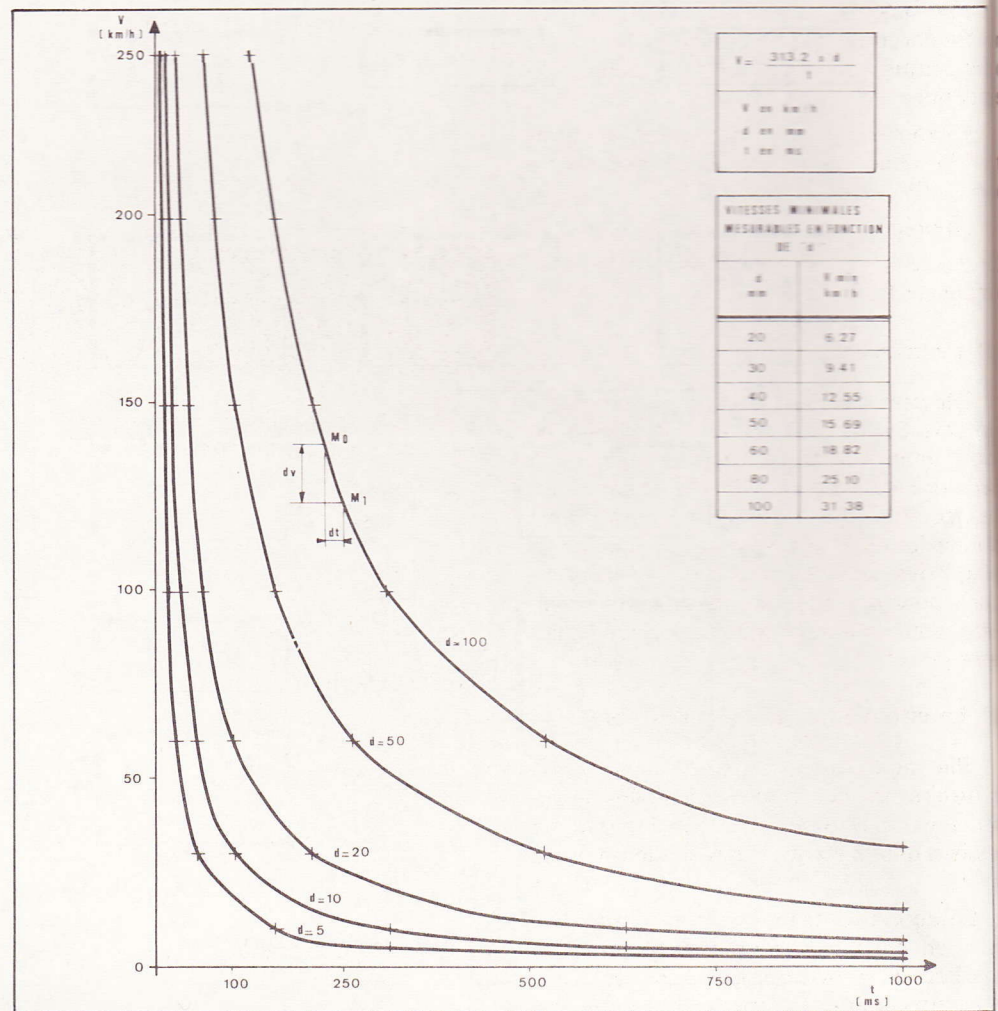


Fig. 3. — Importance de la distance « d » sur la précision des résultats obtenus.

ait :

$$= 3,6 \frac{d}{t}$$

Mais comme nous voulons obtenir la vitesse réelle, exprimée en km/h à l'échelle réelle, il convient de multiplier cette valeur par 1/E (échelle du modèle réduit).

$$= \frac{3,6 d}{t} \times \frac{1}{E}$$

Par exemple, dans le cas d'un train HO (E = 1/87), l'expression devient :

$$= \frac{3,6 \times 87 \times d}{t} = 313,2 \times \frac{d}{t}$$

Sur le graphique de la figure 3, ont été portées plusieurs courbes de vitesse en fonction du temps ; chacune de ces courbes correspond à une certaine valeur de d.

Par ailleurs, il est à remarquer que notre chronomètre ne pourra mesurer que des temps compris entre 0 et 999 milli-secondes.

L'examen de ces courbes fait apparaître la nécessité d'un compromis entre deux critères extrêmes :

1° La précision.

2° La vitesse minimale mesurable sans dépasser 999 ms.

3° La précision

Elle sera d'autant plus mauvaise que le rapport  $dv/dt$  (qui est en fait la dérivée mathématique de la fonction  $V = d/t$ ) sera grand. En particulier on observe sur ces courbes que la précision sera moins bonne lorsque l'on se rapprochera de la plage des vitesses plus élevées. D'autre part, pour une même vitesse cette précision sera d'autant meilleure que « d » sera grand.

2° La vitesse minimale mesurable

Elle agit malheureusement en sens contraire, vu que pour obtenir des vitesses minimales faibles, il conviendrait de choisir des distances « d » elles-mêmes faibles.

En définitive ces deux critères agissent bien en sens contraire. Pratiquement la solution  $d = 50$  représente un compromis raisonnable. En effet, pour cette valeur de « d » la vitesse minimale mesurable est de l'ordre de 16 km/h. La mesure d'une vitesse inférieure à cette valeur n'offrirait de toute façon aucun intérêt

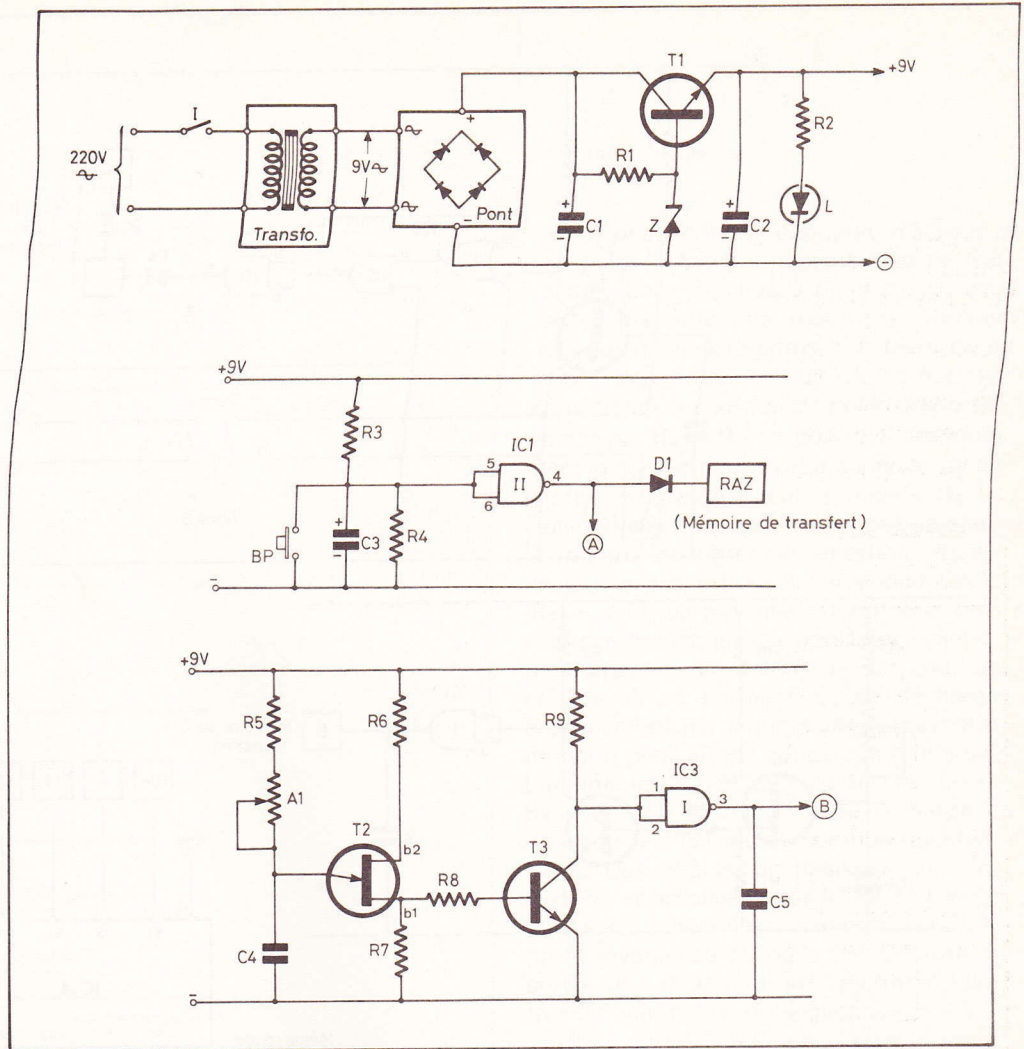


Fig. 4. à 6. — Schémas de principe de l'alimentation. Remises à zéro automatiques et effacement à la mise sous tension de l'ensemble. Base de temps des séquences.

appréciable. Par ailleurs, l'erreur relative maximale possible à 150 km/h est égale à :

$$V = \frac{313,2 \times d}{t}$$

d'où :

$$\frac{dV}{dt} = - \frac{313,2 \times d}{t^2}$$

(dérivée de la fonction)

d'où :

$$dV = - \frac{313,2 \times d}{t^2} dt$$

Or  $dt \leq 1 \text{ ms}$  (conception du chronomètre)

donc

$$dV \leq \frac{-313,2 \times 50}{(104,4)^2} \Rightarrow dV \leq 1,4373$$

ce qui donne une erreur relative maximale :

$$e \leq \frac{1,4373 \times 100}{150}$$

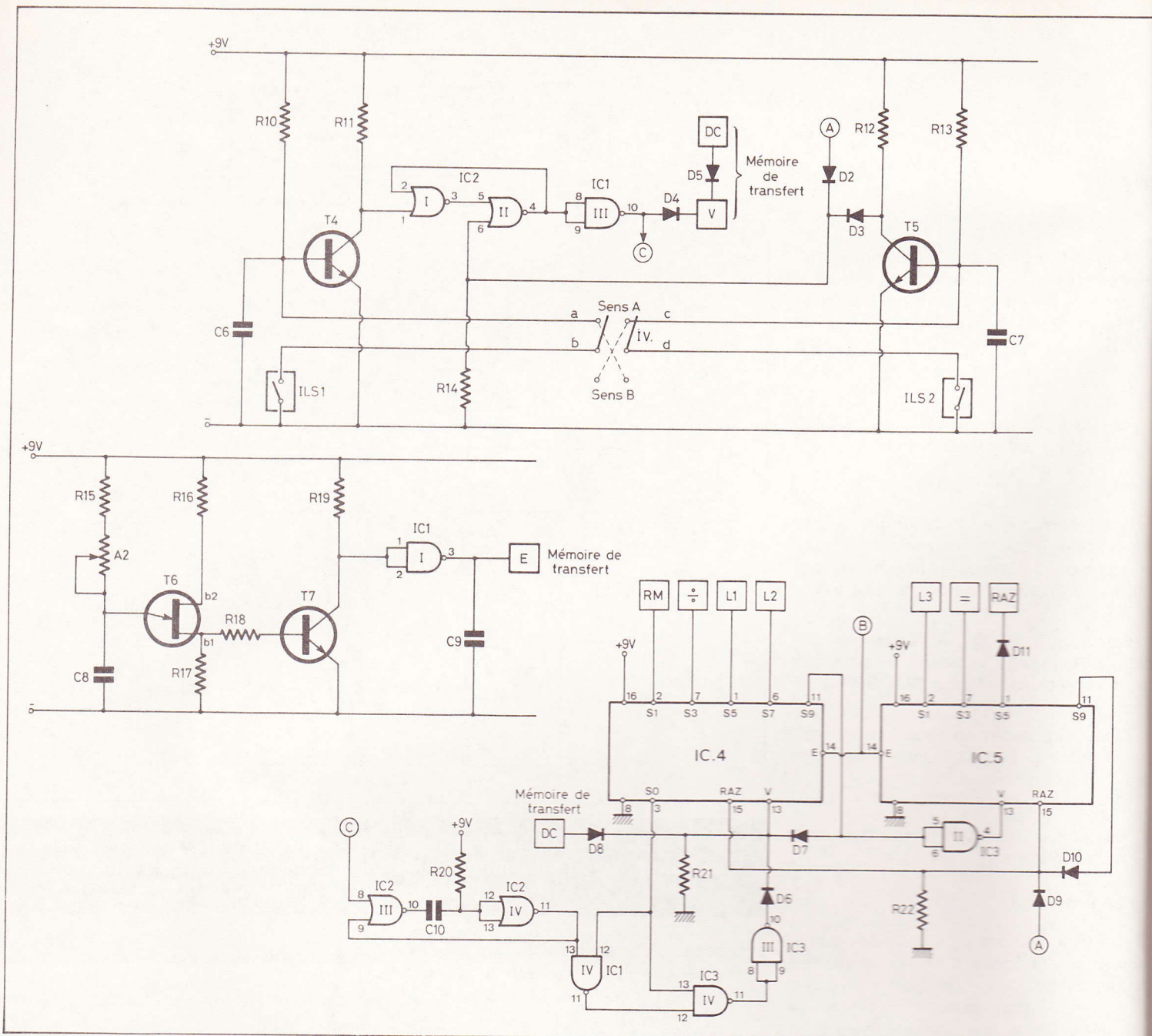
$$\Rightarrow e \leq 0,95 \%$$

ce qui est tout à fait acceptable.

## II - Fonctionnement électronique

### a) Alimentation (fig. 4)

Elle reste très classique. Compte tenu de l'utilisation envisagée, l'énergie peut être directement prélevée du secteur. Un transformateur abaisse la tension primaire à 9 V. Cette tension alternative est redressée par un pont de Wheatstone (redressement double alternance). Un transistor NPN T<sub>1</sub> de moyenne puissance dont la base est polarisée par une diode Zéner de 10 V, fournit au niveau de son émetteur une tension continue de l'ordre de 9 à 9,5 V. Les capacités C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> font office de capacités de filtrage. Une LED (diode électroluminescente) témoigne du bon fonctionnement de l'alimentation.



**Fig. 7. à 9. — Commande de l'intervalle de chronométrage. Base de temps de chronométrage. Le séquenceur constitue la pièce maîtresse de tout le montage.**

Rappelons que cette même alimentation fournit également l'énergie nécessaire au fonctionnement de la mémoire de transfert ainsi que de la calculatrice.

**b) Remise à zéro automatique et effacement des informations à la mise sous tension (fig. 5)**

Au moment de la mise sous tension de l'ensemble, la mémoire de transfert ainsi que le séquenceur de commande (que nous verrons plus loin) qui sont essentiellement constitués de compteurs, risquent de prendre n'importe quelle position différente de zéro. Il est donc important qu'une remise à zéro se produise automa-

tiquement au moment de cette mise sous tension. De même, comme nous l'expliquerons dans un paragraphe ultérieur, le dispositif de commande du chronométrage peut éventuellement s'armer. Afin d'éviter ces différents inconvénients, le dispositif représenté en **figure 5** a pour mission de fournir une impulsion positive pendant la première demi-seconde suivant la mise en marche de l'ensemble. En effet, lors de l'établissement de la tension d'alimentation, que l'on peut considérer comme pratiquement instantanée, la capacité  $C_3$  se charge progressivement par la résistance  $R_3$ . Ce temps de charge est proportionnel au produit  $R_3 \times C_3$ .

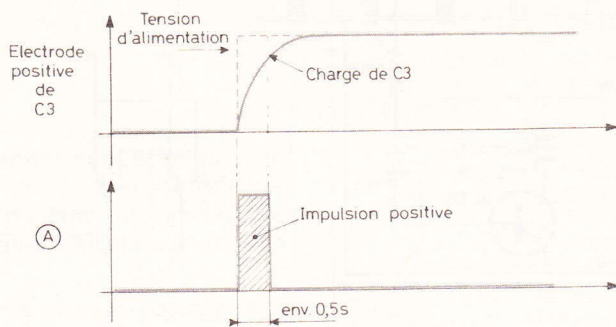
Tant que  $C_3$  n'a pas atteint un niveau de charge suffisant, le niveau logique ou niveau de l'entrée de la porte inverseuse NAND II de IC<sub>1</sub> est nul.

En conséquence, le niveau logique de la sortie de cette porte est égal à 1. Ce niveau 1 subsistera tant que  $C_3$  ne sera pas suffisamment chargé (de l'ordre de 0,5 s).

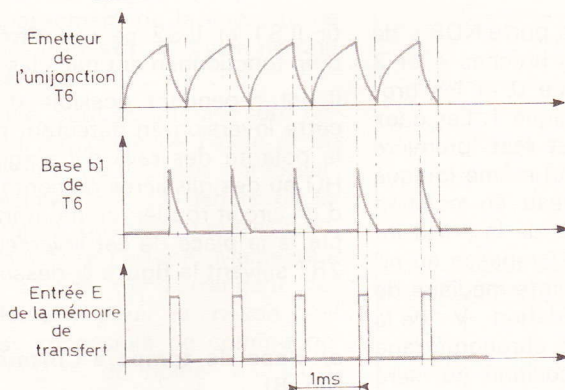
Cette impulsion positive, à travers  $D_1$ , provoque la remise à zéro de la mémoire de transfert ; d'autre part elle est également disponible au point A dont nous verrons les répercussions ultérieurement. La résistance  $R_4$  permet le déchargement de  $C_3$  en cas de coupure de l'alimentation



a) RAZ automatique au moment de la mise sous tension :



b) Base de temps "chronométrage"



c) Commande de l'intervalle de chronométrage :

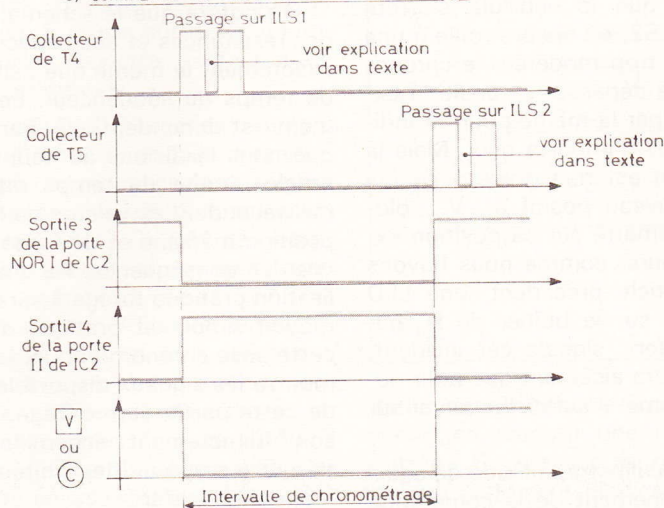


Fig. 10. — Allure des signaux en divers points du circuit, notamment au niveau de la base de temps chronométrage.

afin que  $C_3$  soit à nouveau prête à jouer son rôle à la réalimentation éventuelle suivante.

Il est à noter que  $R_4 = 10 \times R_3$  ce qui permet, au moment où  $C_3$  est chargée, de disposer des 10/11 de la tension d'alimentation au niveau de l'entrée de la porte NAND et d'être ainsi certain de présenter un niveau 1 à cet endroit.

Enfin, le bouton-poussoir BP permet d'effectuer manuellement ces divers remises à zéro et effacement, en cas de besoin.

La figure 10a montre l'allure des variations des potentiels intéressant le fonctionnement de ce dispositif.

### c) Base de temps du séquenceur (fig. 6)

Il s'agit à ce niveau, de produire des impulsions à front raide positif, destinées à assurer l'avance du séquenceur qui, comme nous le verrons ultérieurement, représente la pièce maîtresse du montage. Les oscillations de base sont générées par le transistor unijonction  $T_2$ . Il

n'est peut être pas dépourvu d'intérêt de rappeler le fonctionnement d'un tel transistor. Entre les bases  $b_2$  et  $b_1$ , ce transistor présente une résistance ohmique de quelques kilo-ohms, si bien qu'au repos (en absence de potentiel sur l'émetteur), à cause de la polarisation apportée par  $R_6$  et  $R_7$ , un potentiel pratiquement nul existe sur  $b_1$ . La capacité  $C_4$  se charge progressivement à travers  $R_5$  et l'ajustable A1, ce qui a pour conséquence la montée du potentiel émetteur. Après un temps proportionnel au produit  $C_4 \times (R_5 + A1)$ , ce potentiel atteint une tension caractéristique du transistor unijonction appelée « tension de pic ou de crête ». A ce moment  $C_4$  se décharge brusquement par la jonction du transistor ce qui a pour effet l'opposition d'une subite impulsion positive au niveau de la base  $b_1$ . Par la suite  $C_4$  se recharge à nouveau et le cycle continue indéfiniment. Ces impulsions positives sont inversées et amplifiées par le transistor  $T_3$ , puis sont acheminées aux entrées d'une porte inverseuse NAND I de  $IC_3$  dont la sortie B attaquera ultérieurement l'entrée de commande du séquenceur.

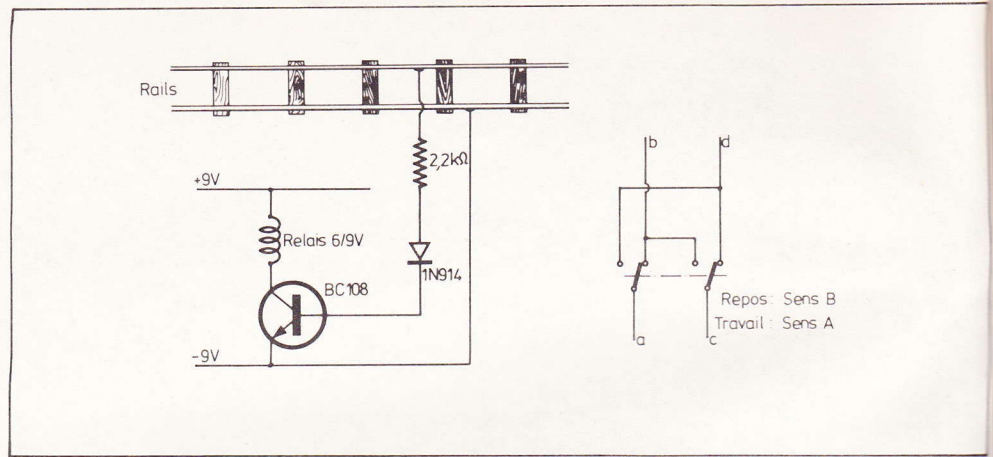
Lorsque l'ajustable A1 occupe sa position médiane, la période de ces impulsions se situe aux alentours de 300 ms. Le lecteur notera que cette fréquence déterminera la vitesse de calcul de la calculatrice et qu'un réglage sera à effectuer par l'action sur A1 afin d'obtenir une vitesse de calcul convenable.

### d) Commande de l'intervalle de chronométrage (fig. 7)

Le but de cette partie du montage consiste à commander le début et la fin de la phase « chronométrage ». Ce début et cette fin correspondent respectivement au passage du véhicule sur ILS1 et ILS2. En imaginant que l'inverseur IV se trouve positionné « SENS A », on remarquera, les 2 ILS étant bien entendu ouverts, que les transistors  $T_4$  et  $T_5$  sont tous les deux saturés grâce à leurs courants de base acheminés respectivement par  $R_{10}$  et  $R_{13}$ . Le potentiel disponible au niveau de leurs collecteurs est donc nul. En particulier l'entrée 1 de la porte NOR I de  $IC_2$  se trouve à un niveau logique 0. L'unité 6 de la porte NOR II de  $IC_2$  se trouve également à un niveau logique nul. Nous admettrons provisoirement que la sortie 4 présente également ce même niveau nul ainsi que l'entrée 2. En conséquence, (voir tableau de fonctionnement de la fi-

gure 12) les broches 3 et 5 présentent un niveau logique 1. Le dispositif se trouve ainsi en position de stabilité. Mais à ce niveau, il convient d'ouvrir une parenthèse : en effet, en imaginant que les broches 4 et 2 se trouvent à un niveau logique 1, ce qui implique un niveau nul pour les broches 3 et 5, il en résulte un deuxième état, lui aussi parfaitement stable. Or ce dernier état représentera justement l'état de chronométrage. Autrement dit, sans précaution particulière, au moment de la première mise sous tension de l'ensemble, on peut déduire que ce second état « indésirable » risque de se produire avec 50 % de chances. Mais, le lecteur l'aura deviné, il n'en est rien...

En effet, au moment de cette mise sous tension, il se produit au point A une impulsion positive, ce qui a pour effet le passage momentané au niveau logique 1 de l'entrée 6 de la porte NOR II de IC2. En conséquence les broches 2 et 4 passent **forcément** au niveau logique 0 et **resteront** à ce niveau même lorsque cette impulsion aura cessé. En définitive, il se produit lors de la première mise sous tension, une « démemorisation » automatique. Ces explications données, passons maintenant à la suite des phénomènes qui se produiront. Dans un premier temps, l'aimant permanent fixé sous le véhicule assurera la fermeture de ILS1, ce qui provoquera le blocage momentané de T<sub>4</sub>, d'où l'apparition d'un niveau logique 1 à l'entrée 1 de la porte NOR I de IC2. Les broches 3 et 5 présenteront ainsi le niveau logique 0 et les broches 4 et 2, le niveau logique 1. Le lecteur vérifiera aisément que cet état subsiste, même lorsque ILS1 s'ouvre à nouveau une fois le véhicule éloigné de ce premier interrupteur magnétique. Grâce à la porte inverseuse NAND III de IC1, un niveau logique nul apparaît à l'anode de D<sub>4</sub>. Comme l'entrée V de la mémoire de transfert est reliée à la masse par une résistance, (voir article dans n° EP précédent) cette dernière passera à un niveau logique nul. En conséquence, et comme il le sera explicité au paragraphe suivant, des impulsions positives émanant de la base de temps « chronométrage » feront avancer les trois compteurs montés en série de la mémoire de transfert transformée ainsi en chronomètre. Le chronométrage a donc démarré. Après un certain temps, le véhicule passant sur ILS2, le transistor T<sub>5</sub> se trouve momentanément bloqué. Une impulsion positive se trouve donc ache-



minée sur l'entrée 6 de la porte NOR II de IC2. En conséquence les broches 4 et 2 passent au niveau logique 0 et les broches 3 et 5 au niveau logique 1. Les deux portes resteront dans cet état (première position d'équilibre stable) même lorsque ILS2 se trouve à nouveau en position d'ouverture. La sortie 10 de la porte inverseuse NAND III de IC1 repasse au niveau logique 1 qui, par l'intermédiaire de D<sub>4</sub> bloque l'entrée de validation V de la mémoire de transfert. Le chronométrage cesse et reste sur sa position qui sera d'ailleurs exploitée et « lue » par la suite. En admettant que le véhicule s'arrête entre ILS1 et ILS2, ou encore roule à une allure vraiment trop modérée, le chronomètre risque de dépasser sa position extrême (999) et par là-même pourrait indiquer à peu près n'importe quoi. Mais là non plus il n'en est rien grâce à D<sub>5</sub> qui achant le chronomètre sur sa position extrême. Par ailleurs, comme nous l'avons vu lors de l'article précédent, une LED rouge disposée sur le boîtier de la mémoire de transfert, signale cet incident. Le lecteur vérifiera aisément que pour débloquer le système, il suffit d'appuyer sur BP.

La figure 10c illustre, à l'aide de courbes, le fonctionnement de la commande de l'intervalle de chronométrage. A ce sujet, on notera que le passage sur un ILS produit en réalité deux impulsions positives au niveau du collecteur du transistor correspondant. Ce phénomène est dû à la configuration de l'aimant permanent utilisé par l'auteur. Cet aimant est une pastille de 10 mm de diamètre et de 5 mm d'épaisseur. Au moment précis où cet aimant se trouve exactement au dessus des contacts de l'ILS, ce dernier s'ouvre momentanément parce que les lignes de force ne sont plus véhiculées dans une masse métallique et magnétique suffisante. Ce phénomène n'est absolument pas gênant étant donné que seules les premières impulsions sont prises en compte par le système, que ce soit le début ou la fin du chronométrage.

tir ILS1 et ILS2 ce qui offre l'avantage d'un fonctionnement dans les deux sens.

Il est cependant possible d'automatiser cette polarisation en détectant par exemple la polarité des rails s'il s'agit d'un train HO ou des glissières de contact s'il s'agit d'un circuit routier, en montant par exemple, à la place de cet inverseur, un relais 2RT suivant la figure ci-dessus :

#### e) Base de temps « Chronométrage » (fig. 8)

On notera que le schéma, aux valeurs des résistances et des capacités près, est exactement le même que celui de la base de temps du séquenceur. Le fonctionnement est donc identique. Par contre ainsi que nous le disions au début du présent article, l'unité de temps retenue est la milliseconde. Les valeurs de R<sub>15</sub> + A2 en position médiane et de C<sub>8</sub> sont donc prévues en conséquence. Au chapitre « Réalisation pratique tarage » sera explicité un moyen simple et pratique de tarage de cette base chronométrique. La figure 10b montre les signaux disponibles à la sortie de cette partie du montage. Ces signaux sont directement acheminés sur l'entrée E (compteur des unités) de la mémoire de transfert.

#### f) Séquence (fig. 9)

Il constitue la pièce maîtresse de tout le montage. Son rôle est simple : après passage d'un véhicule, le chronométrage venant de s'effectuer, il doit :

- « Sortir » la constante préalablement programmée sur la calculatrice.
- Commander l'opération « diviseur »
- Afficher successivement les centaines, dizaines et unités de temps en millisecondes du chronomètre.
- Commander l'opération « égal ».
- Remettre le chronomètre à zéro afin de le rendre apte pour le fonctionnement suivant.

Ces opérations successives sont commandées par l'alimentation des bases des transistors d'amplification des relais CELDUC de la calculatrice. (voir article précédent).

De plus, après chaque passage d'un véhicule sur les ILS, il ne doit effectuer son cycle qu'une seule fois. Enfin, dans le cas d'un dépassement de la capacité de la mémoire de transfert, ce cycle ne doit pas se réaliser.

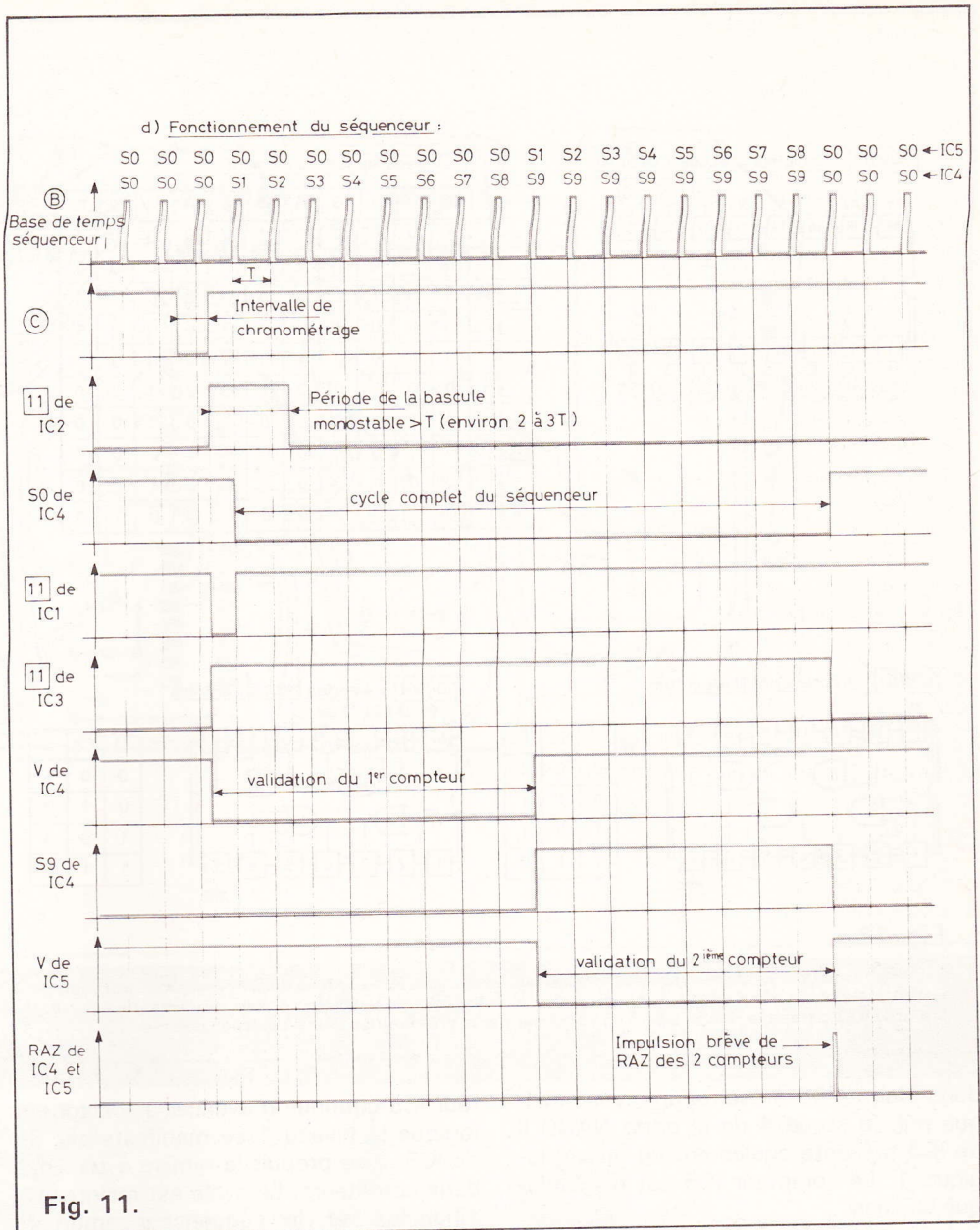
En définitive, sept opérations sont nécessaires pour un cycle de calcul et on pourrait conclure qu'un seul compteur-décodeur décimal (qui, en dehors de sa position de repos, possède 9 autres positions) pourront faire l'affaire. Malheureusement, les choses ne s'arrangent pas aussi simplement pour la raison suivante : il est impossible de commander les relais CELDUC du boîtier « Calculatrice » de façon successive et sans intervalle de temps. En effet, le passage du niveau logique 1 d'une sortie de compteur à la sortie suivante s'effectue de façon quasi instantanée.

Les relais CELDUC possèdent, malgré leur légèreté d'armature mobile, une inertie qui a pour conséquence la fermeture simultanée de deux relais pendant quelques micro-secondes. Or, les calculatrices de poche n'acceptent pas un tel traitement et refusent abstinément d'opérer... la solution ? Elle est simple et consiste à ménager entre deux opérations consécutives un « trou » en sautant une sortie sur deux. Manque de chance, un compteur à dix sorties du type CD4017 ne suffit plus. C'est la raison pour laquelle, il a été nécessaire de prévoir deux compteurs de ce type, l'ensemble de ces deux CD4017 constituant le séquenceur.

## Fonctionnement

Afin de faire démarrer le séquenceur, seulement lorsque le mobile a franchi le deuxième ILS, une bascule monostable constituée par les portes NOR III et IV de IC2 a pour mission de déceler la fin de l'opération « chronométrage ». La figure 11 représente les différents signaux relatifs au fonctionnement de la commande du séquenceur.

Lorsque le véhicule passe sur le premier ILS le niveau logique de C passe à la valeur zéro ; mais ceci n'a aucune inci-



dence sur la bascule monostable qui ne prend en compte que l'instant où son entrée C repasse au niveau logique 1 qui est justement l'indice de fin de chronométrage.

Quand le véhicule se trouve entre les deux ILS, le niveau logique de C est nul ; il en est de même en ce qui concerne la sortie 11 de la porte NOR IV. En effet, C<sub>10</sub> ayant la même polarité à ses deux électrodes, les entrées reliées 12 et 13 sont au niveau logique 1. Dès que le véhicule actionne ILS2, le niveau de C redevient égal à 1. En conséquence la sortie 10 passe au niveau 0, ce qui provoque la charge de C<sub>10</sub> par R<sub>20</sub>. Tant que C<sub>10</sub> n'est pas suffisamment chargée les entrées 12 et 13 restent au niveau logique 0 d'où le passage au niveau 1 de l'entrée 9 ne change rien quant au niveau de la sortie 10. Après un temps proportionnel au produit C<sub>10</sub> × R<sub>20</sub>, la

capacité C<sub>10</sub> étant suffisamment chargée, les entrées 12 et 13 passent au niveau logique 1 et la sortie 11 au niveau 0, ainsi que l'entrée 9. En définitive, le passage sur ILS2 a provoqué à la sortie 11 de la bascule une impulsion positive dont la durée est d'environ de deux à trois fois supérieure à la période des impulsions de commande du séquenceur. Les compteurs occupent tous les deux la position S0.

A la mise sous tension, l'impulsion positive disponible au niveau de A a d'ailleurs provoqué cette position des compteurs. En l'absence d'un niveau positif sur la sortie 11 de la boucle, la sortie 11 de la porte NAND IV de IC1 présente un niveau logique 1. (voir tableau de fonctionnement d'une porte NAND en figure 12). Le niveau de la sortie 11 de la porte NAND IV de IC3 est donc nul et celui de la sortie 10 de la porte NAND III de IC3 est égale à 1. Le compteur IC4 est

CD4017 : Compteur - décodeur décimal.

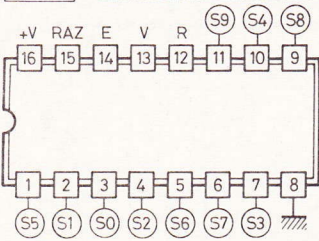
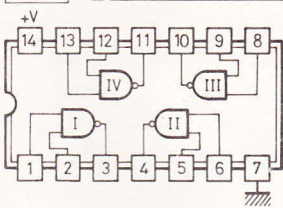


Tableau de fonctionnement

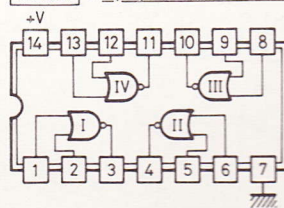
E	S0	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	R
↕	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
↕	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
↕	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
↕	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
↕	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
↕	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
↕	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
↕	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
↕	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
↕	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0

CD4011 : 4 portes NAND à 2 entrées



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

CD4001 : 4 portes NOR à 2 entrées



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

Fig. 12.

Le niveau logique 1 se déplace successivement sur les dix sorties au rythme des impulsions de front raide positif présentées sur l'entrée E, sous réserve que l'entrée de validation V soit au niveau logique 0. L'entrée RAZ permet la remise à zéro du compteur par la présentation d'une impulsion positive.

donc bloqué. S9 présente un niveau logique nul, la sortie 4 de la porte NAND II de IC3 présente également un niveau logique 1. Le compteur IC5 est donc bloqué lui aussi.

Dès que le véhicule passe sur ILS2, nous avons vu qu'une impulsion positive se produisait à la sortie de la bascule. En conséquence :

- Le niveau de 11 de IC1 passe à 0
- Le niveau de 11 de IC3 passe à 1
- Le niveau de 10 de IC3 passe à 0.

Le compteur IC4, validé, démarre et le séquenceur débute son cycle. Lorsque le niveau logique 1 quitte S0 pour aller sur S1 (le niveau 1 subsistant toujours sur la sortie de la bascule) rien ne change au niveau de l'entrée de validation V de IC4. De même quand, par la suite (après 2 ou 3 impulsions en provenance de la base de temps « séquenceur ») la sortie de la bascule repasse au niveau logique 0, l'entrée de validation V de IC4 reste toujours au niveau logique 0 et IC4 continue d'avancer jusqu'au moment où le niveau 1 apparaît sur S9. Il s'en suit le blocage du premier compteur et le déblocage du second grâce à la porte II de IC3. Le comp-

teur IC5 continue d'avancer à son tour et lorsque le niveau 1 se manifeste sur S9 de IC5, il se produit la remise à zéro des deux compteurs. Le cycle est maintenant « bouclé » et le séquenceur amorcera seulement un autre cycle lorsque le mobile repassera sur ILS2.

Enfin, en cas de dépassement de capacité de la mémoire de transfert, le niveau logique 1 disponible à la sortie DC du boîtier « mémoire de transfert » bloquera la validation de IC4 et l'empêchera de démarrer son cycle.

### III - Réalisation pratique

#### a) Le circuit imprimé

Il est représenté à l'échelle 1 en figure 13. Sa réalisation n'appelle pas de remarque particulière. Il a cependant une configuration relativement serrée, et la bandelette adhésive utilisée a 0,5 mm de largeur. Il peut être obtenu soit directement par un procédé photographique dont beaucoup de fournisseurs de

composants électroniques sont équipés, soit reproduit directement sur le cuivre, toujours à l'aide de produits de transfert.

Une méthode intermédiaire consiste à la reproduire sur Mylar (feuille plastique transparente) par superposition en utilisant, bien entendu, les produits de transfert appropriés. Par la suite, en se servant de verre époxy présensibilisé, il suffit d'exposer ce dernier à travers le calque ainsi réalisé aux ultraviolets produits par exemple par une lampe solaire ou encore par un tube actinique. Auparavant, il convient, surtout pour les novices en la matière, de procéder à des essais sur des chutes d'époxy présensibilisé afin de déterminer expérimentalement le temps d'exposition idéal. Ce temps se situe aux alentours de 3 mn, lorsque l'époxy est éloigné de quelques centimètres d'un tube actinique. Il suffit ensuite de révéler le « positif » ainsi obtenu à l'aide d'un révélateur lui aussi disponible auprès de la plupart des fournisseurs. Ensuite, la plaque est plongée, cuivre tourné vers le bas dans le traditionnel bain de perchlore de fer qui fait de si belles taches sur les chemises et qui fait la joie de nos épouses... Afin de le maintenir en flottaison, on peut, par exemple, coller à l'aide de ruban adhésif de petits morceaux de bois sur la face opposée cuivre. Enfin, il faut savoir que le perchlore chauffé aux alentours de 40 °C réduit le temps de gravure à 5 mn (et même moins) tout en donnant une netteté plus grande au circuit imprimé ainsi élaboré.

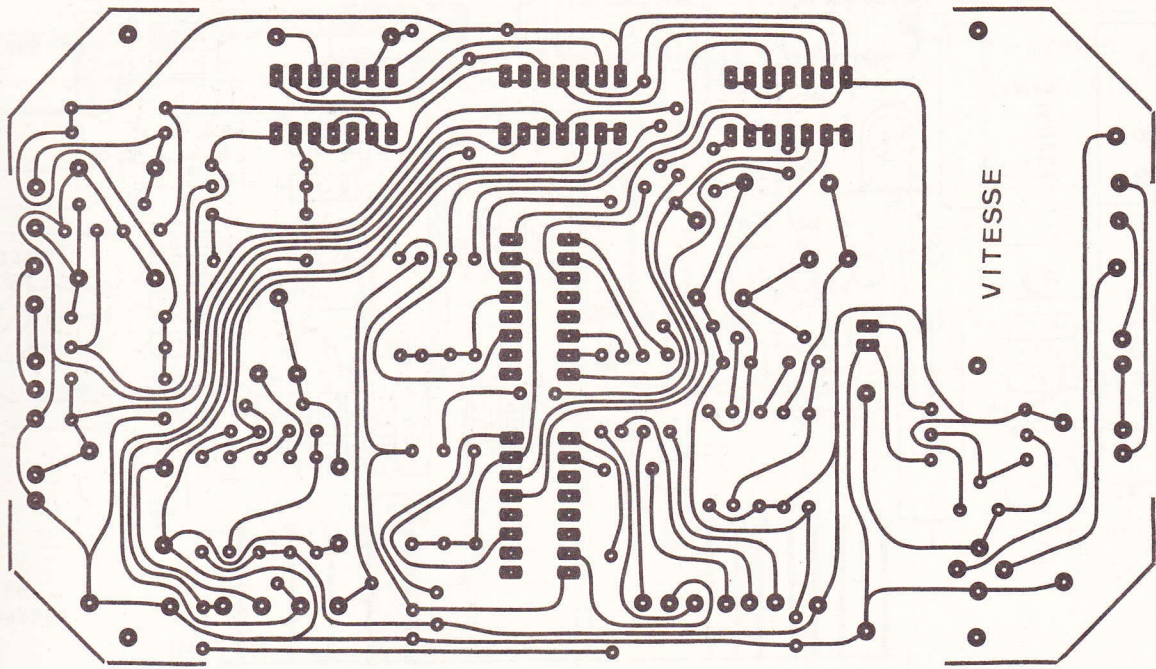
Les divers trous de passage des « pattes » des composants seront percés à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Les trous correspondants aux pastilles plus conséquentes, le seront avec un foret de 1 mm.

Des « straps » relativement nombreux (17 en tout) ont été nécessaires. Mais leur présence, surtout dans le cas d'implantation de circuits intégrés, constitue la seule possibilité d'éviter le « double-face » dont la mise en œuvre pose de sérieux problèmes à l'amateur.

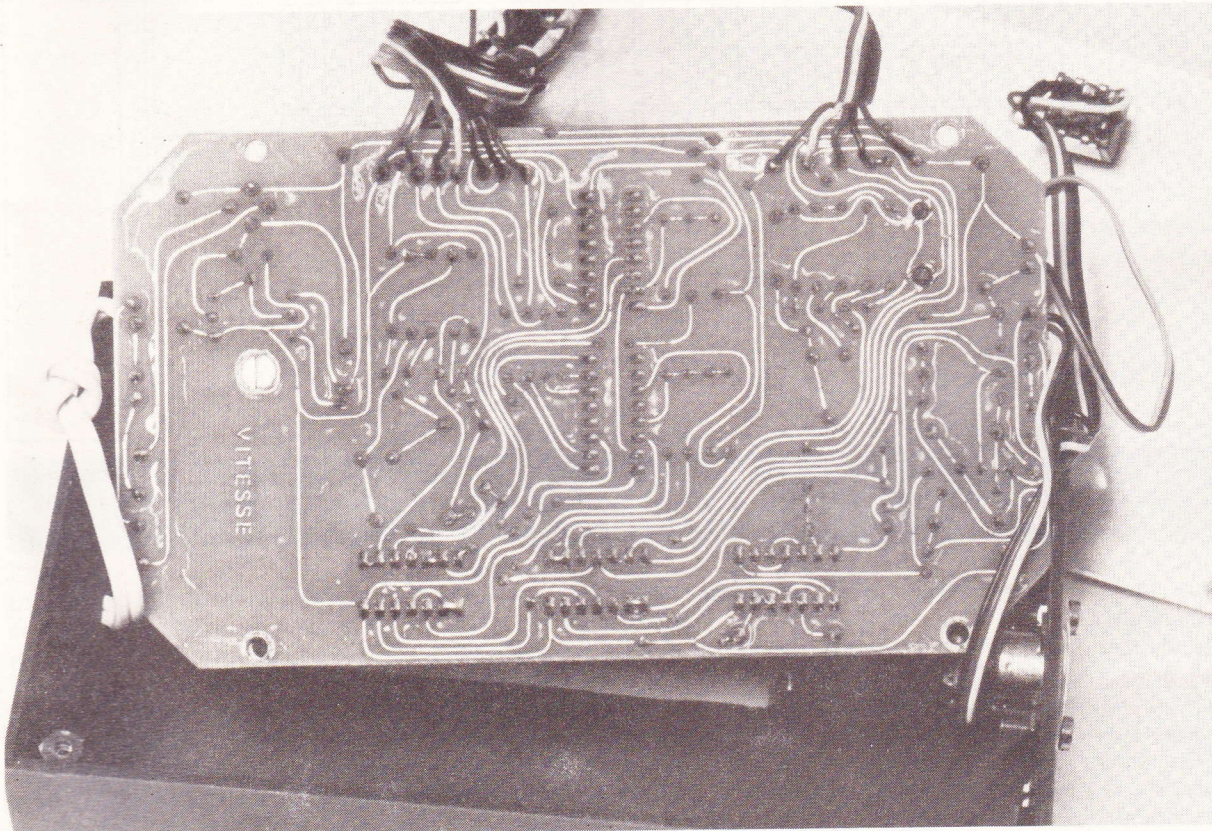
#### b) Implantation des composants (fig. 14)

Comme toujours, on plantera en premier lieu les straps de liaison, les résistances et les diodes (en prenant garde à leur orientation).

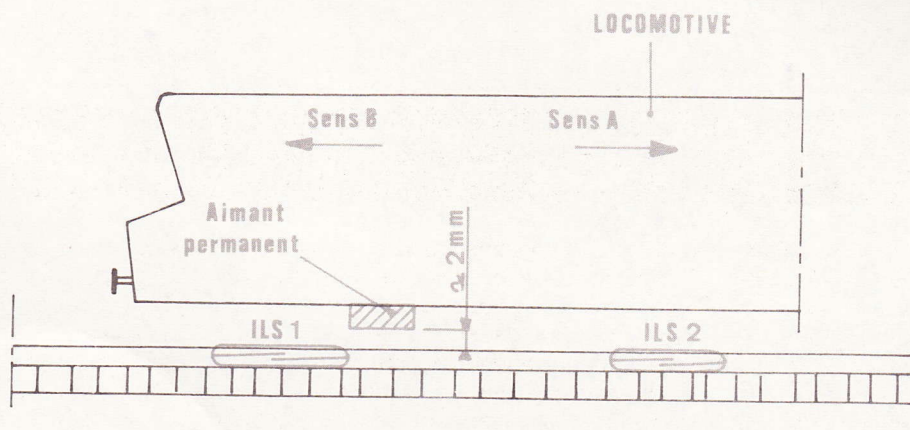
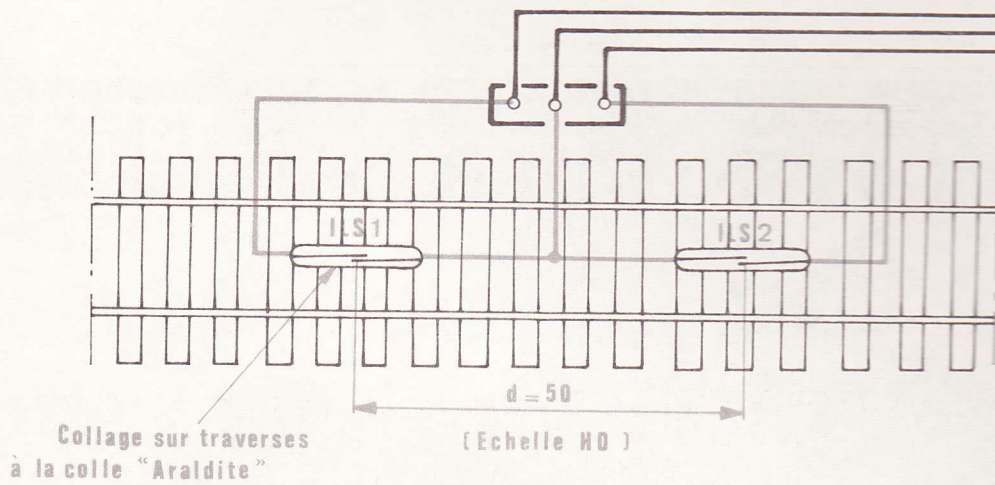
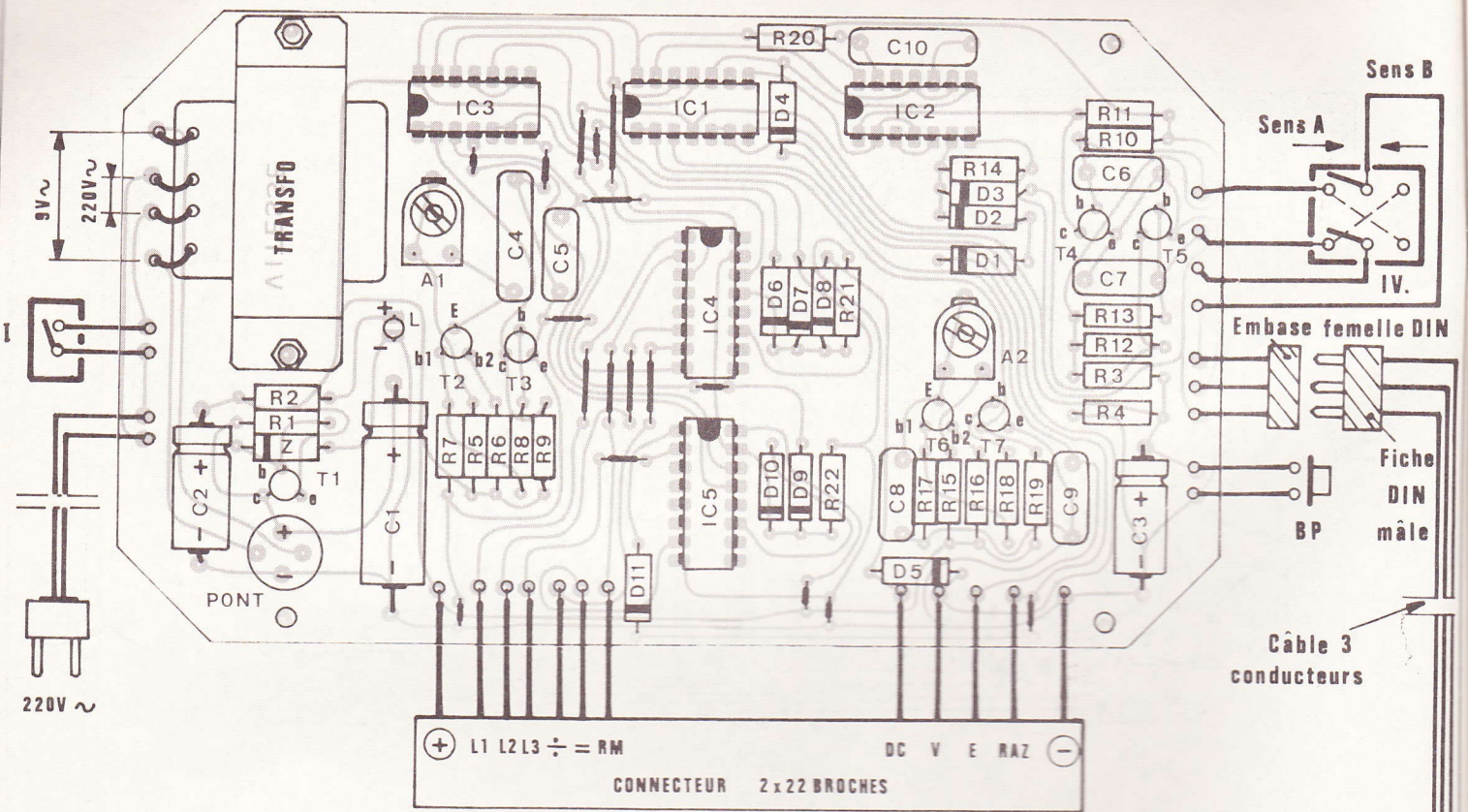
Par la suite, on plantera les deux ajustables, les capacités et les transis-

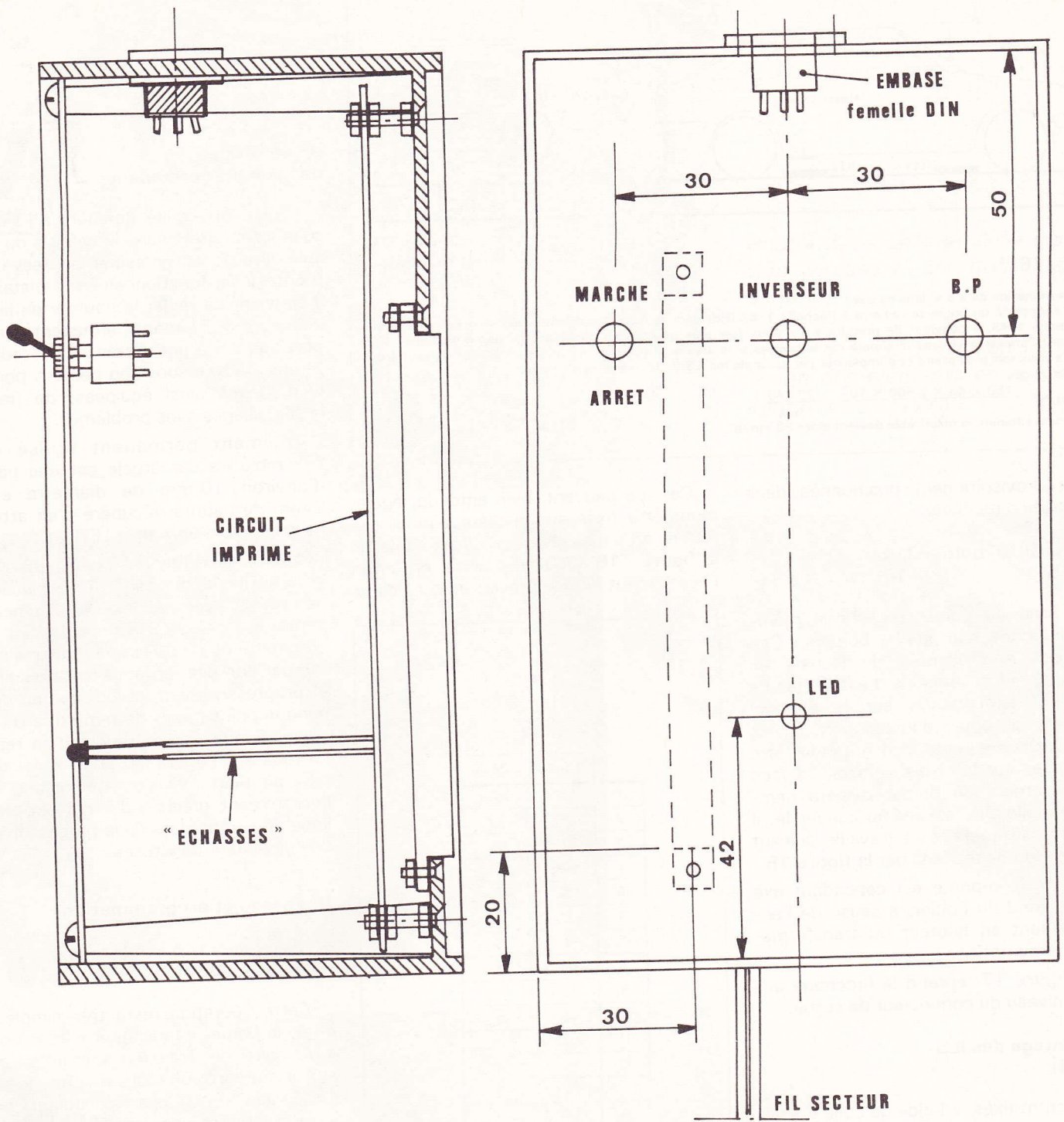


**Fig. 13. et 14. – Le tracé du circuit imprimé, publié grandeur nature, ne pourra guère se reproduire que par la méthode photographique. Implantations des composants. Quelques straps permettent d'éviter le circuit double face.**



*Photo 2.  
Le circuit imprimé sera taillé sur les côtés.*





**Fig. 15. — Comme déjà précisé, tous les montages s'introduiront à l'intérieur du coffret Teko P/3 et seront maintenus en place sur le « bâti » à l'aide d'un connecteur spécial.**

tors, ainsi que le pont redresseur. Enfin, ce sera le tour des circuits intégrés. Pour cette opération, on peut, par exemple, (l'orientation du circuit intégré étant vérifiée, on n'insistera jamais assez sur ce point) souder en premier lieu deux broches diagonalement opposées et ceci, pour chaque CI. Ensuite, on soudera toutes les broches n° 5, puis les n° 3

(l'ordre n'a pas beaucoup d'importance). Par ce procédé, on ménage au niveau de chaque CI un temps de refroidissement suffisant entre deux interventions avec le fer à souder, lequel par précaution pourra avoir sa panne reliée à la terre (canalisation d'eau par exemple) surtout lorsqu'il s'agit d'un fer alimenté directement par le secteur. Toutes les liaisons « extérieu-

res » étant soudées (départ de fils en nappe multiconducteurs). Le vernis laissé par les soudures pourra être enlevé très facilement à l'aide d'un pinceau imbibé d'un peu d'acétone.

On notera que la « LED » a été soudée sur « échasses » afin de pouvoir déboucher par un trou pratiqué dans le couvercle du boîtier. Enfin, les deux ajustables

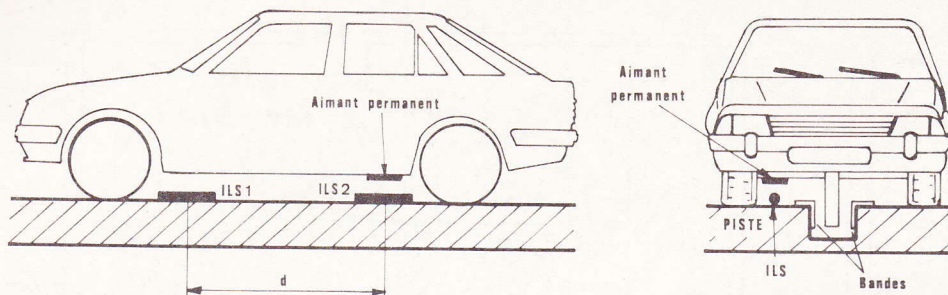


Fig. 16.

Détermination de « d » dans ce cas :

Par rapport à un engin ferroviaire à l'échelle 1/87 (Ho) pour les circuits routiers, qui sont en général à l'échelle 1/43, il convient de prendre « d » deux fois plus grand, afin de garder la même précision de calcul. Comme la vitesse minimale est beaucoup plus élevée, il peut même être intéressant de prendre « d » trois fois plus grand et d'implanter par exemple les ILS à 150 mm l'un de l'autre.

Dans ce cas

$$V_{\text{km/h}} = \frac{150 \times 43 \times 3\,600 \times 10^3}{10^6 \times t} = \frac{23\,220}{t_{\text{ms}}}$$

la vitesse minimale mesurable devient alors 23 km/h.

seront provisoirement positionnés dans leur position médiane.

### c) Travail du boîtier Teko (fig. 15)

Le fond du boîtier recevra le même type de connecteur que les boîtiers « Calculatrice » et « Mémoire de Transfert ». De plus, pour des raisons d'esthétique de montage des boîtiers sur le support commun, les cotes d'installation de ces connecteurs devront, bien entendu, être les mêmes sur les trois boîtiers. La face latérale arrière du boîtier recevra l'embase femelle DIN. Quant au couvercle, il peut, par exemple, être travaillé suivant les dispositions reprises par la figure 15.

Le circuit imprimé est cependant fixé près du fond du boîtier, à cause de l'encombrement en hauteur du transformateur d'alimentation.

La figure 17 reprend le brochage utilisé au niveau du connecteur de sortie.

### d) Montage des ILS (fig. 14)

Ils seront fixés, à l'aide de colle « Araldite » sur les traverses (grand axe longitudinal) de la voie HO. L'écartement retenu : 50 mm est à respecter approximativement au moment de leur fixation. La précision de l'indicateur n'en sera pas péjorée autant étant donné, que lors de la programmation, nous tiendrons compte de l'écartement précis. Les fils de liaison provenant du câble à trois conducteurs peuvent être soudés sur un bornier fixé à proximité de la voie. Ce bornier aura ses cosses reliées par du fil isolé fin aux électrodes des ILS. Il n'est, en effet, pas souhaitable que des tensions mécaniques s'exercent sur les ILS.

Ces ILS peuvent, bien entendu, également être fixés sur la piste d'un circuit routier en s'inspirant des dispositions de la figure 116, laquelle précise, en outre, l'écartement « d » à prévoir dans ce cas.

	HAUT	
	Gauche	Droite
1	NC	⊖
2	NC	V $\bar{x}$
3	NC	RM
4	S100	M $^-$
5	RAZ	M $^+$
6	E	=
7	V	⊕
8	DC	x
9	L3	-
10	L2	+
11	L1	.
12	NC	9
13	NC	8
14	NC	7
15	NC	6
16	NC	5
17	NC	4
18	NC	3
19	NC	2
20	NC	1
21	NC	0
22	NC	⊕

BAS

Fig. 17.

### e) Montage de l'aimant permanent

Il peut être collé, toujours à l'aide de colle « Araldite » sous le châssis du véhicule dont on veut mesurer la vitesse. Afin d'obtenir un fonctionnement satisfaisant, il convient de régler la hauteur de la face inférieure de l'aimant permanent par rapport aux ILS à une distance de l'ordre de 2 mm. Cette disposition permet, pour les locomotives ainsi équipées, de franchir les aiguillages sans problèmes.

L'aimant permanent utilisé dans l'exemple de cet article est une pastille d'environ 10 mm de diamètre et de 5 mm de hauteur récupéré d'un attelage magnétique d'un train « LEGO »...

L'aimant permanent étant monté sous le véhicule, il convient, à ce niveau de déterminer avec précision la distance séparant les deux ILS. En se servant d'un ohmmètre ou d'une lampe témoin alimentée par une pile, en poussant doucement et progressivement le véhicule, on détermine le point précis de fermeture du premier ILS que l'on marquera d'un repère. En répétant l'opération pour le deuxième ILS, on peut mesurer, très exactement l'écartement précis « d » qui entrera en ligne de compte lors de la programmation de l'indicateur de vitesse.

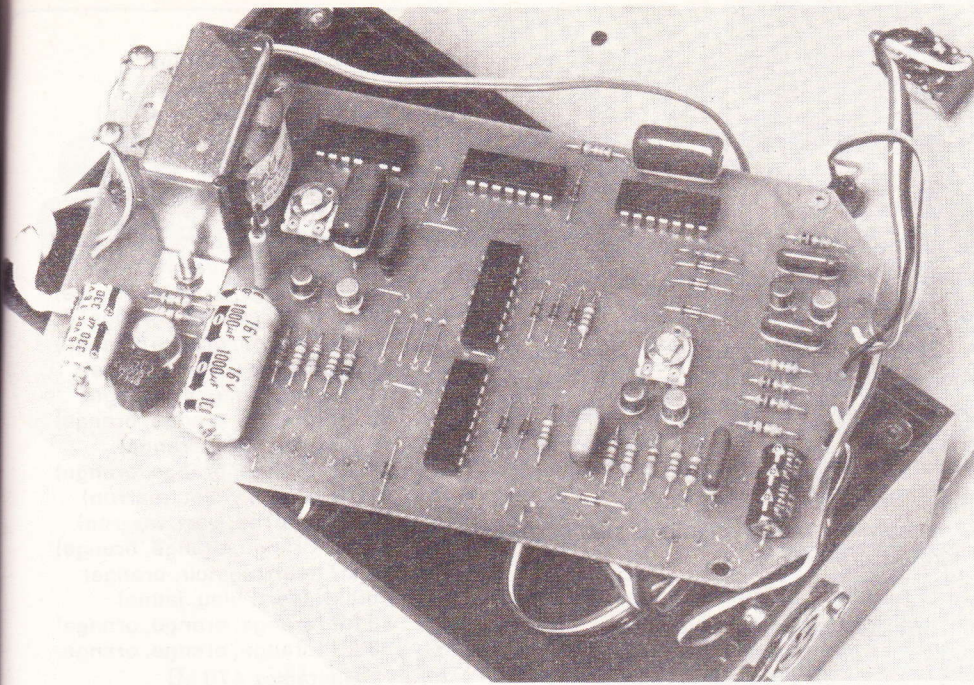
### f) Tarage et programmation

#### 1° Tarage de la base de temps du chronomètre

Cette opération reste très simple. En effet, le boîtier « Indicateur » et le boîtier « Mémoire de Transfert » étant montés sur le support commun, il suffit de tarer l'intervalle de temps s'écoulant entre deux allumages consécutifs de la LED de signalisation de dépassement de capacité de la mémoire de transfert. Mais pour que ce dépassement ainsi que le comptage puissent effectivement se produire et de manière périodique, il convient de supprimer provisoirement les liaisons D4 → V et D5 → V (voir fig. 7) dont les rôles consistent d'une part à valider le comptage de la « Mémoire de Transfert » après franchissement de ILS1, et d'autre part à bloquer éventuellement les compteurs lorsqu'ils atteignent la position limite de 999.

En pratique, il suffit d'isoler le contact mâle V du support commun du contact





3	
4	5
6	

Photo 3. — Le module « application vitesse », tel qu'il se présente.

Photo 4. — On reconnaît l'implantation des éléments en XY, chère à l'auteur.

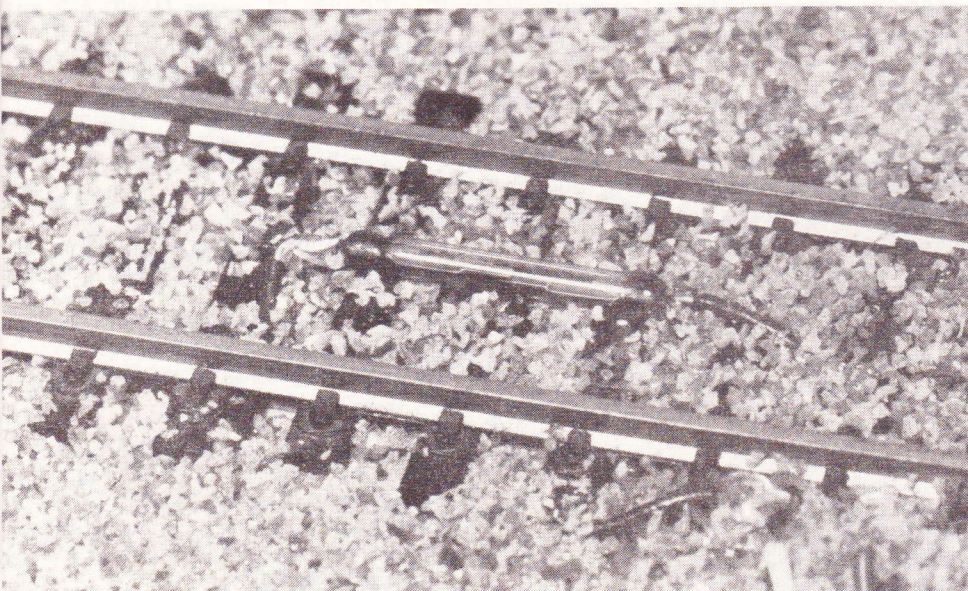
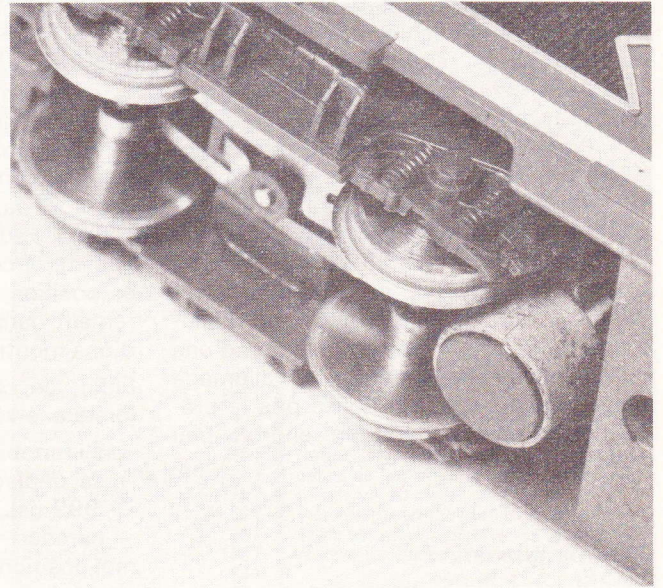
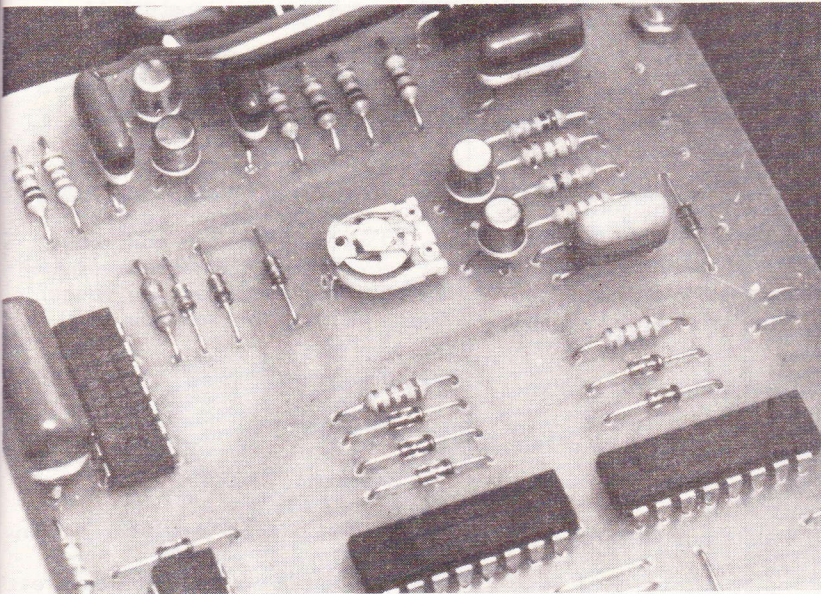


Photo 5. — Disposition pratique de l'aimant permanent sous la locomotive.

Photo 6. — Mise en place sur les rails du contacteur ILS.

femelle correspondant du connecteur, par l'interposition d'un adhésif. L'entrée V de la « Mémoire de Transfert » étant toujours reliée au « moins » par une résistance (voir article précédent) la validation des compteurs s'effectuera ainsi de façon permanente.

De plus, V étant isolé, la sortie DC n'aura plus d'incidence sur le comptage. En mettant l'ensemble des deux boîtiers sous tension, la LED de la « Mémoire de Transfert » s'allumera périodiquement. La fréquence de ces allumages doit être égale à 1 Hz. En effet, puisque l'unité de temps retenue est la milliseconde, et que le compteur de la « Mémoire de Transfert » peut fonctionner de 0 à 999, un cycle se trouve résolu toutes les secondes lorsque le tarage est correct. Afin d'obtenir une meilleure précision, on peut, par exemple, se baser sur 10 ou 20 allumages consécutifs dont le temps global doit, bien entendu, représenter autant de secondes. En tournant l'ajustable A2 dans le sens des aiguilles d'une montre, la fréquence de comptage augmente ; dans le sens inverse, cette fréquence diminue. Il faut noter que le temps d'allumage de la LED n'est, en fait, que d'une milliseconde : cependant, cet allumage reste visible surtout si l'on a pris la précaution d'opérer dans un endroit peu éclairé.

## 2° Programmation

L'adhésif isolant dont il était question au paragraphe précédent étant enlevé, on monte le boîtier « Calculatrice » sur le support. Auparavant, et dans le but de ne pas risquer des « ratés » de calculs dus à une commande trop rapide de la calculatrice, on positionnera A1 sur sa résistance maximale, en la tournant à fond dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

Il s'agit maintenant de programmer la calculatrice de façon à mémoriser la constante de la formule :

$$V = \frac{3,6 d}{V} \times \frac{1}{E}$$

(Chapitre I : Principe).

Cette constante étant égale à  $3,6 d \times 1/E$ .

Par exemple, s'il s'agit de la vitesse d'un train HO (échelle 1/87) et que d

= 49 mm ; il suffit de réaliser sur le clavier de la calculatrice les opérations :

$$3 \cdot 6 \times 49 = \times 87 = M + C$$

Ensuite, en faisant passer successivement le véhicule sur ILS1 et ILS2 (l'inverseur étant positionné correctement), on verra, aussitôt après le passage sur ILS2, apparaître sur l'afficheur de la calculatrice et de manière successive :

– le contenu de la mémoire précédemment programmée ;

– le nombre de millisecondes écoulées entre le passage du véhicule sur ILS1 et ILS2 ;

– la vitesse exprimée en kilomètres-heure. Cette dernière indication va d'ailleurs subsister jusqu'à un nouveau passage du véhicule sur les ILS.

En tournant A1 dans le sens des aiguilles d'une montre, la vitesse de calcul ira en augmentant. Il arrivera fatalement un moment où la calculatrice « décrochera ». Dans ce cas, par mesure de sécurité, et surtout afin d'obtenir une bonne fiabilité, il convient de positionner A1 sur sa position définitive en le décalant légèrement dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

Enfin, ce calcul ne doit pas s'effectuer lorsque le véhicule :

- s'immobilise entre ILS1 et ILS2 ;
- se déplace à une allure trop faible ( $t \geq 999$  ns) ;
- parcourt « d » alors que l'inverseur est mal positionné.

Dans les trois cas, la LED rouge de la « Mémoire de Transfert » s'allumera. L'action sur BP permet alors de déverrouiller le système.

Le boîtier « indicateur de vitesse » est maintenant opérationnel et l'on sera sans doute surpris de constater que les amateurs de circuits ferroviaires ont toujours tendance à faire rouler leurs trains à une allure bien trop grande... surtout lorsque la locomotive n'a pas à assurer la traction d'un convoi. Dans un tel cas, cette vitesse ne doit pas dépasser 100 km/h si l'on veut rester pur en matière de réglementation ferroviaire...

**Robert KNOERR**

## Composants

- 17 straps { 4 horizontaux  
13 verticaux
- R<sub>1</sub> : 820 Ω (gris, rouge, marron)
- R<sub>2</sub> : 560 Ω (vert, bleu, marron)
- R<sub>3</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R<sub>4</sub> : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R<sub>5</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R<sub>6</sub> : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R<sub>7</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron)
- R<sub>8</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R<sub>9</sub> : 10 kΩ (Marron, noir, orange)
- R<sub>10</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R<sub>11</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R<sub>12</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R<sub>13</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R<sub>14</sub> : 68 kΩ (bleu, gris, orange)
- R<sub>15</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R<sub>16</sub> : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R<sub>17</sub> : 150 Ω (marron, vert, marron)
- R<sub>18</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R<sub>19</sub> : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R<sub>20</sub> : 560 kΩ (vert, bleu, jaune)
- R<sub>21</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R<sub>22</sub> : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- A1 } 2 ajustables 470 kΩ
- A2 } (implantation horizontale)
- D<sub>1</sub> à D<sub>11</sub> : 11 diodes-signal 1N914
- Z : Zener 10 V
- L : LED verte Ø 3
- C<sub>1</sub> : 1 000 µF/16 V Electrolytique
- C<sub>2</sub> : 330 µF/16 V Electrolytique
- C<sub>3</sub> : 47 µF/16 V Electrolytique
- C<sub>4</sub> : 1 µF Mylar (marron, noir, vert)
- C<sub>5</sub> : 10 nF Mylar (marron, noir, orange)
- C<sub>6</sub> : 1 nF Mylar (marron, noir, rouge)
- C<sub>7</sub> : 1 nF Mylar (marron, noir, rouge)
- C<sub>8</sub> : 4,7 nF Mylar (jaune, violet, rouge)
- C<sub>9</sub> : 1 nF Mylar (marron, noir, rouge)
- C<sub>10</sub> : 1 µF Mylar (marron, noir, vert)
- T<sub>1</sub> : NPN 2N1711
- T<sub>2</sub> : unijonction 2N2646
- T<sub>3</sub> }
- T<sub>4</sub> } NPN BC108
- T<sub>5</sub> }
- T<sub>6</sub> : unijonction 2N2646
- T<sub>7</sub> : NPN BC108
- IC<sub>1</sub> : CD4011 (4 portes NAND à 2 entrées MOS)
- IC<sub>2</sub> : CD4001 (4 portes NOR à 2 entrées MOS)
- IC<sub>3</sub> : CD4011 (4 portes NAND à 2 entrées MOS)
- IC<sub>4</sub> : CD4017 (compteur décodeur décimal MOS)
- IC<sub>5</sub> : CD4017 (compteur décodeur décimal MOS)
- 1 transformateur 220/9 V 0,2 A
- 1 pont 500 mA (type W005-7948 ou équivalent)
- I : Interrupteur unipolaire
- IV : Inverseur bipolaire (avec position neutre)
- BP : Bouton-poussoir à contact travail
- 1 embase femelle DIN 3 broches
- 1 fiche mâle DIN 3 broches
- ILS1 } 2 interrupteurs ILS
- ILS2 }
- 1 connecteur femelle 2 × 22 broches
- Fil secteur
- 1 fiche mâle secteur
- Câble (blindé ou non) 3 conducteurs
- Fil multiconducteurs en nappe
- 1 coffret Teko P/3



**L**ES jeunes se passionnent aujourd'hui pour des jeux beaucoup plus scientifiques qu'auparavant, aussi l'électronique les attire-t-elle merveilleusement.

L'initiation peut commencer avec l'aide des parents dès l'âge de neuf ans, mais il faut, pour cela, une méthode de présentation claire et attrayante.

Seule la bande dessinée pouvait espérer faire franchir ce trait d'union de l'intérêt à la réalisation concrète.

Les établissements CEDITEL, conscients de l'évolution du marché et de l'engouement des jeunes dans ce domaine viennent de commercialiser le premier album des aventures de « Rési et Transi ».

D'autres albums sont en préparation, mais l'originalité du produit repose non seulement sur la possibilité d'apprendre l'électronique sous la forme de bandes dessinées mais également d'aborder l'aspect pratique par le montage d'un kit complet.

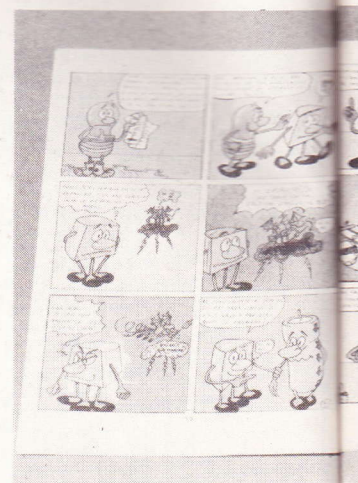
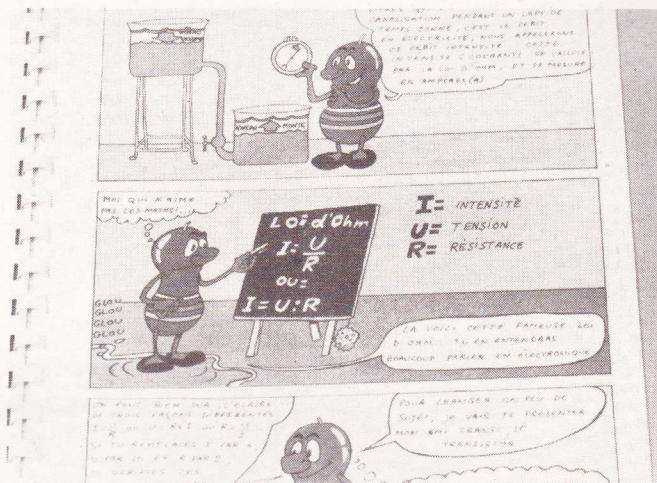
Le premier album est consacré à la réalisation d'un récepteur grandes ondes à 5 transistors.

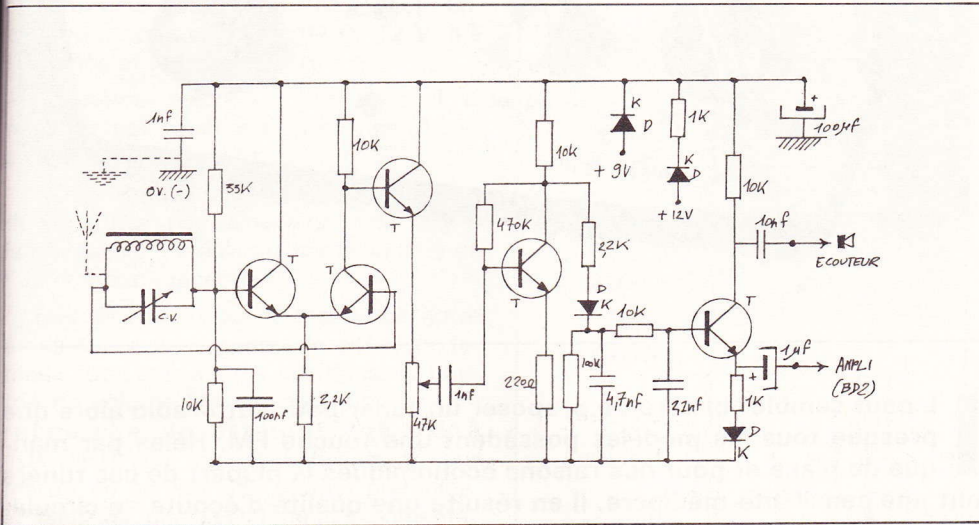
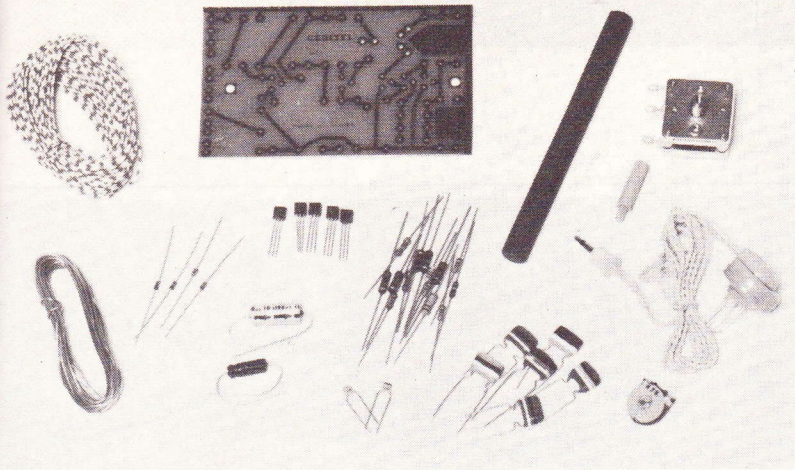
## Les Aventures de RESI et TRANSI

### Les premières aventures

La plupart des kits existant sur le marché, proposent aux réalisateurs une notice détaillée, mais trop souvent succincte. L'album en question comporte 48 pages format 21 x 29,7 entièrement en B.D. et en couleur.

Si certaines notices rappellent, comme il se doit le code des couleurs sous la forme d'un tableau, on fait ici, et d'abord la connaissance de « Rési » qui précise qu'elle constitue un frein à la circulation d'un courant électrique et que comme tout frein, elle est susceptible de s'échauffer...





Des exemples, des associations de résistances en série en parallèle, l'analogie à l'hydraulique, la loi d'Ohm, et c'est déjà l'apparition des cousins de Resi ; les transistors NPN et PNP – « L'un aime s'extérioriser, l'autre est plus renfermé, les flèches représentent le sens du courant ».

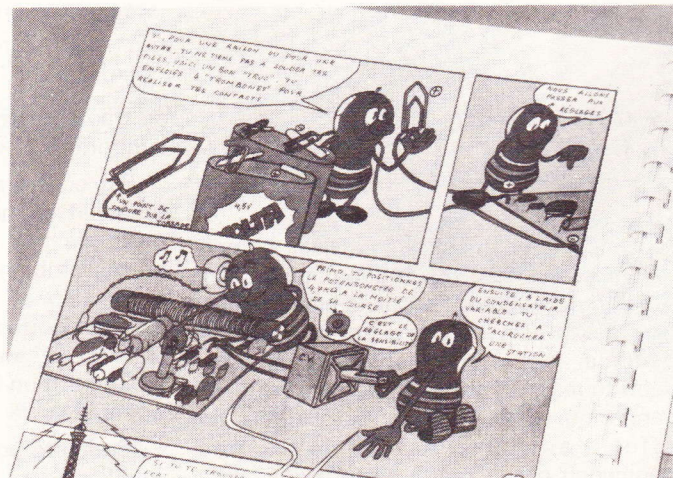
Saturé, bloqué, gain, mobilité des « trous » et l'on se retrouve très vite avec

les condensateurs et les autres éléments de montage du kit.

S'en suivent quelques conseils pratiques d'utilisation du circuit imprimé contenu dans le coffret tout comme le reste des composants nécessaires à la réalisation du récepteur.

Le schéma de principe est publié à la vingt-cinquième page avec l'inévitable ta-

NOMENCLATURE			
Nb.	REFERENCE (NOM)	FORME REELLE	SYMBOLE
<b>RESISTANCES</b>			
1	220 Ω		
2	1 K		
2	2,2 K		
5	10 K		
1	33 K		
1	100 K		
1	470 K		
<b>CONDENSATEURS</b>			
<b>CERAMIQUES</b>			
1	47 pF		
1	100 pF		
<b>Plastiques</b>			
2	1 nF		
1	2,2 nF		
1	4,7 nF		
1	10 nF		
1	100 nF		
<b>CHIMIQUES</b>			
1	2,2 μF ou 4 μF 16 V.		
1	47 μF ou 100 μF 16 V.		
1	Potentiometre ajustable 47K		
4	Diodes 1N4148 ou 1N914		 ATTENTION AU SENS
5	TRANSISTORS BC238 ou BC237 ou BC183		 ATTENTION AU SENS
1	Condensateur Variable		
1	ferrite		
1	Écouteur PIEZZO		



bleau de la représentation schématique. Ensuite bien que le circuit imprimé époxy soit livré prêt à l'emploi, gravé et percé, l'auteur de l'album n'hésite pas également à expliquer la fabrication des circuits imprimés.

En tournant les pages, on tombe sur l'implantation pratique des éléments et notamment, les conseils de réalisation de la bobine 150 tours de fil jointif bobinés sur le cadre ferrite.

Les grands principes du circuit accordé et les derniers conseils de réglage terminent cet album qui ne manque pas d'originalité et qui comblera les plus jeunes amateurs.



Il peut sembler bizarre de proposer un tuner pour auto-radio alors que presque tous les modèles possèdent une touche FM. Hélas par manque de place et pour des raisons économiques la plupart de ces tuners ont une sensibilité médiocre, il en résulte une qualité d'écoute en circulation urbaine généralement inférieure à celles des G.O. ou P.O. Afin de pouvoir profiter des programmes musicaux FM nous avons donc fait appel à un module tuner de  $1,5 \mu\text{V}$  de sensibilité, mais d'un prix très abordable, que nous avons logé dans un petit coffret annexe. Nous avons surtout étudié la conception générale afin que la mise en place et l'utilisation soient simples.

## TUNER super pour auto-radio

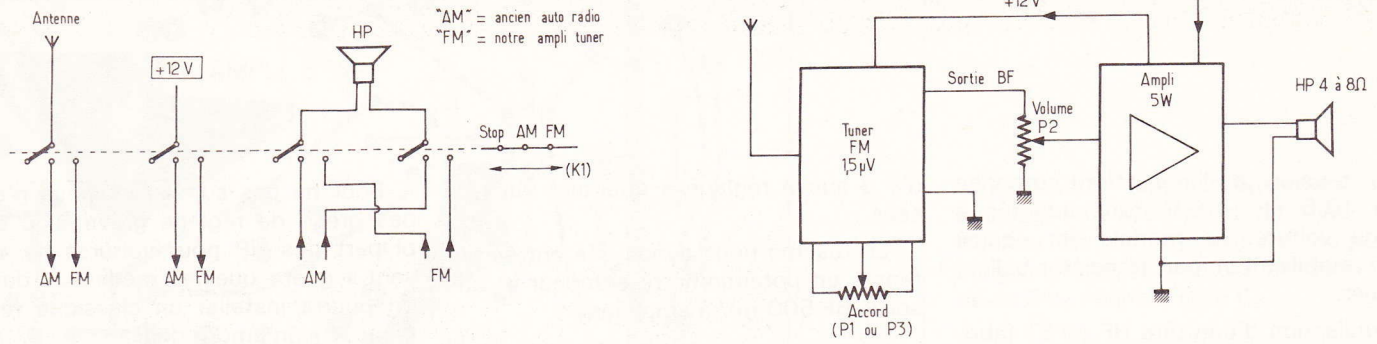
### La conception de l'appareil

Il n'est pas question d'utiliser l'ampli de puissance de l'auto-radio en place, car cette commutation serait d'une réalisation délicate et compromettante pour la garantie. Aussi associons-nous le nouveau tuner à un ampli BF de 5,5 W, puissance qui nous semble suffisante ; en effet l'auteur n'est toujours pas convaincu par la mode actuelle qui tente

de transformer un habitacle de voiture en auditorium  $2 \times 50 \text{ W}$ .

Par contre nous utilisons la même antenne et le même HP, mais nous tirons profit de ces commutations (voir fig. 1) en rassemblant la commande de l'ancien auto-radio et du nouveau tuner FM par **un seul bouton**. Il s'agit d'un rotacteur à trois positions qui va aussi commuter l'alimentation 12 V vers l'un des deux appareils :

— Première position : « STOP », arrêt général.



**Fig. 1. et 2. – Un rotacteur à trois positions sélectionne un des deux récepteurs. Notre montage comprend un module tuner de haute qualité du commerce relié à un petit ampli de 5 W.**

– Deuxième position : « AM », seul l'ancien auto-radio est alimenté en 12 V, il a l'antenne et il est relié au HP.

– Troisième position : « FM », seul le nouvel ampli tuner est en service (12 V, antenne et HP).

Notre appareil possédant son bouton de volume on peut ainsi passer de l'AM à la FM sans avoir à retoucher le volume de l'un ou l'autre récepteur.

Peu de choses sur la façade de notre ampli tuner (voir photo de titre), le fameux rotacteur à trois positions, le bouton de volume FM, un potentiomètre de recherche de stations (de 88 à 104 MHz), un inverseur facultatif pour mettre en service une station pré-réglée, et bien sûr une LED témoin d'alimentation.

Bien que ce module tuner ait les performances voulues pour alimenter un décodeur stéréo notre appareil est monophonique, car une simple antenne de voiture ne peut honnêtement fournir un signal suffisamment élevé pour une écoute stéréo sans souffler.

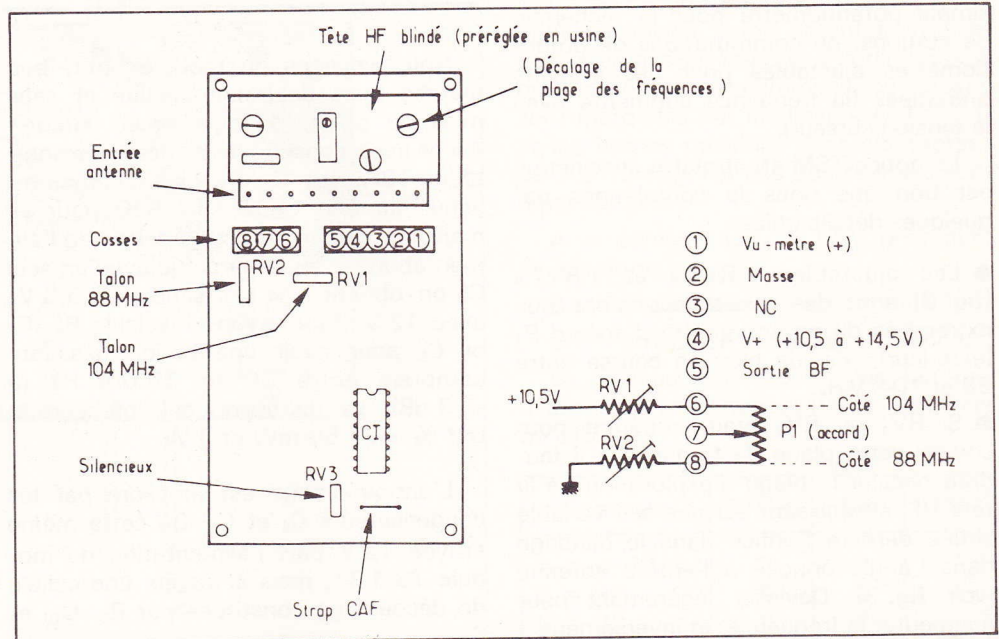
Ce montage pourra aussi vous inspirer plusieurs variantes, à savoir :

- Un module ampli BF plus puissant.
- Une multitude de stations pré-réglées.
- La conception d'un ampli tuner fixe pour votre local de travail, si les récepteurs portatifs du commerce ne vous ont pas fourni une écoute satisfaisante parce que pas assez sensibles.

### Le module tuner (fig. 3 et photo 1)

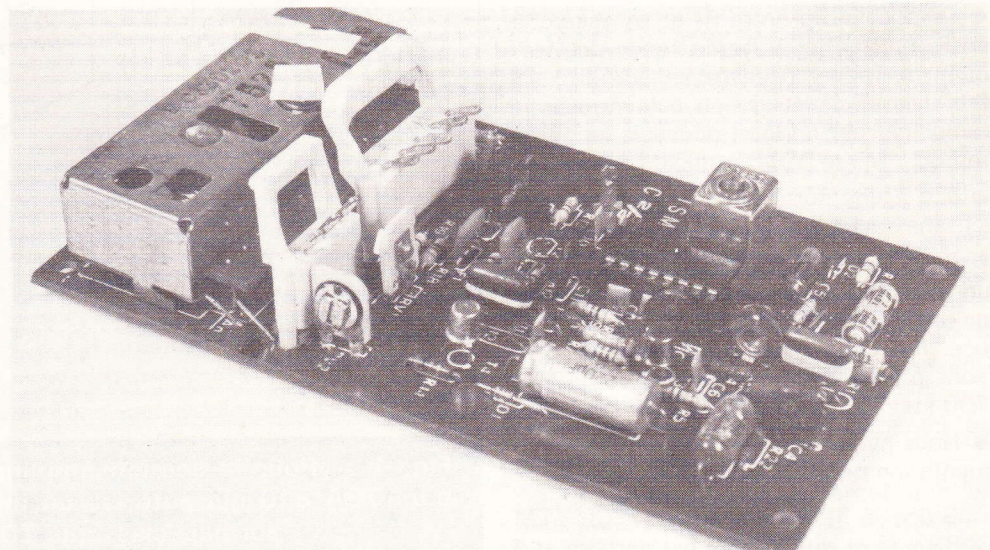
Il s'agit d'un kit récent de « Télé Saint Marc » le TSM 31 ; il a retenu notre choix pour les raisons suivantes :

- Son rapport qualité-prix : 210 F pour 1,5 µV de sensibilité.



**Fig. 3. – Le montage se construit en fait autour d'un module tuner « TSM 31 » dont le croquis ci-dessus localise les principaux points.**

Photo 1. – Le tuner TSM 31, une conception compacte et moderne.



— Sa tension d'alimentation comprise entre 10,5 et 14,5 V donc adaptée à l'usage voiture. Le module est équipé d'une stabilisation par transistor-ballast et zener.

— L'utilisation d'une tête HF à FET fabriquée par « Toko » (R.F.A.) pré-réglée en usine, suivie d'un ampli FI utilisant le circuit intégré LM 3089 N de « National Semi-Conductors ».

— L'accord par diodes varicap, donc un simple potentiomètre pour la recherche de stations, ou commutations de potentiomètres ajustables pour des stations pré-réglées (la fréquence augmente avec la tension curseur).

La notice TSM étant plutôt succincte il est bon que nous la complétions par quelques détails utiles :

- Les ajustables « RV<sub>1</sub> » et « RV<sub>2</sub> » (fig. 3) sont des résistances-talons aux extrémités du potentiomètre d'accord P<sub>1</sub> (extérieur), afin de fixer sa course entre 88 et 104 MHz.

- Si RV<sub>1</sub> ou RV<sub>2</sub> était inopérant pour couvrir cette plage de fréquences il faudrait décaler la plage d'exploration de la tête HF, en agissant sur une self variable située derrière l'orifice dans le blindage dans l'angle opposé à l'entrée antenne (voir fig. 3). Dévisser légèrement pour augmenter la fréquence, et inversement.

- L'ajustable RV<sub>3</sub> est le réglage de « SQUELCH » ou Silencieux **entre deux stations**. Attention, en soufflant d'un tuner on perd en sensibilité, il faut donc choisir un juste milieu c'est-à-dire un bruit tolérable.

- Le petit strap entre R<sub>2</sub> et C<sub>2</sub> assure le CAF (contrôle automatique de fréquence) ; pour un usage en auto-radio il faut laisser ce strap, ou à la rigueur le remplacer par un inter-poussoir fermé au repos.

- Il y a une sortie pour Vu-mètre, mais ici sans aucun intérêt.

- Pour la recherche de stations utilisez un potentiomètre P<sub>1</sub> de 47 kA plutôt qu'un 100 kA comme indiqué dans la notice. Par contre les ajustables pour stations pré-réglées pourront être des 47 ou 100 kΩ.

- Nous avons mesuré une intensité d'alimentation de 50 mA en 12 V.

Grâce à la conception du CI « LM 3089 » la qualité sonore est parfaite et il

n'y a aucun réglage à effectuer dans ce sens.

En résumé nous avons une entrée antenne, un potentiomètre extérieur et une sortie BF 500 mV à amplifier.

### L'amplificateur de puissance (fig. 4 et 5 et photo 2)

Nous voulons un module petit, bon marché mais de bonne qualité et sans mise au point, donc à circuit intégré. Après avoir consulté les notices des nombreux TBA... et TDA... nous sommes revenus au bon vieux TBA 810 pour sa meilleure immunité aux parasites de l'alimentation, et aussi parce qu'avec un seul CI on obtient une puissance de 5,5 W avec 12 V. Nous avons recalculé R<sub>1</sub>, C<sub>4</sub> et C<sub>5</sub> pour avoir une bande passante comprise entre 30 et 15 000 Hz (à -3 dB). La distorsion est inférieure à 0,3 % entre 50 mW et 3 W.

L'antiparasitage est amélioré par les condensateurs C<sub>8</sub> et C<sub>9</sub>. De cette même arrivée 12 V part l'alimentation du module TSM 31, mais à travers une cellule de découplage constituée par R<sub>3</sub>, C<sub>10</sub> et C<sub>11</sub>.

Pour ne pas surcharger nous n'avons pas prévu de réglage grave/aigu car la plupart des HP pour voitures ne « passent » guère que les médium. Toutefois on pourra installer un classique réglage « passif » en amont de P<sub>2</sub>.

### Le circuit imprimé (fig. 5)

Le TBA 810 est un petit CI avec deux ailettes pour son refroidissement, soit reliées vers le bas (TBA 810-S) pour être soudées côté cuivre à travers l'époxy (peu pratique), ou bien les ailettes horizontales (TBA 810-AS) avec deux trous Ø 3,5 pour y visser un petit radiateur, très pratique mais difficile à trouver. Nous sommes partis du modèle S dont on a redressé délicatement les ailettes ; après étamage on y a soudé un morceau de clinquant de laiton : deux languettes « moins » de piles 4,5 V usagées pourraient convenir. Très important, il faut souder le radiateur **avant** de souder le CI au circuit. En usage normal le tiédissement est très faible.

Le point repère du CI a peu d'importance car il est impossible de l'enficher à l'envers. Faute de place les condensateurs C<sub>2</sub> et C<sub>3</sub> ont été fixés verticalement. Il n'y a aucun strap..

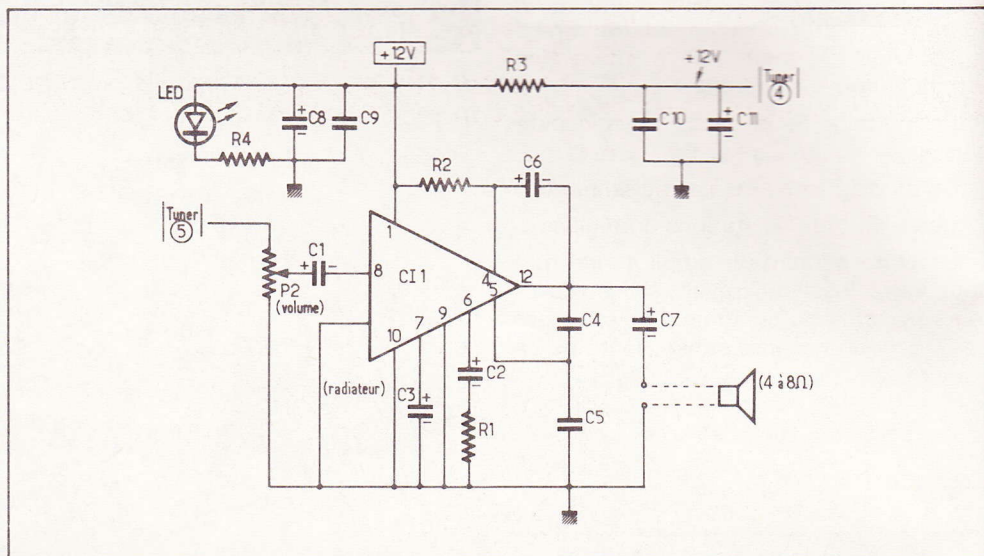


Fig. 4. — Pour la section amplificatrice, l'auteur a préféré l'emploi d'un TBA 810 qui autorise un meilleur « antiparasitage » qu'un désormais classique TDA 2002 ou TDA 2004.

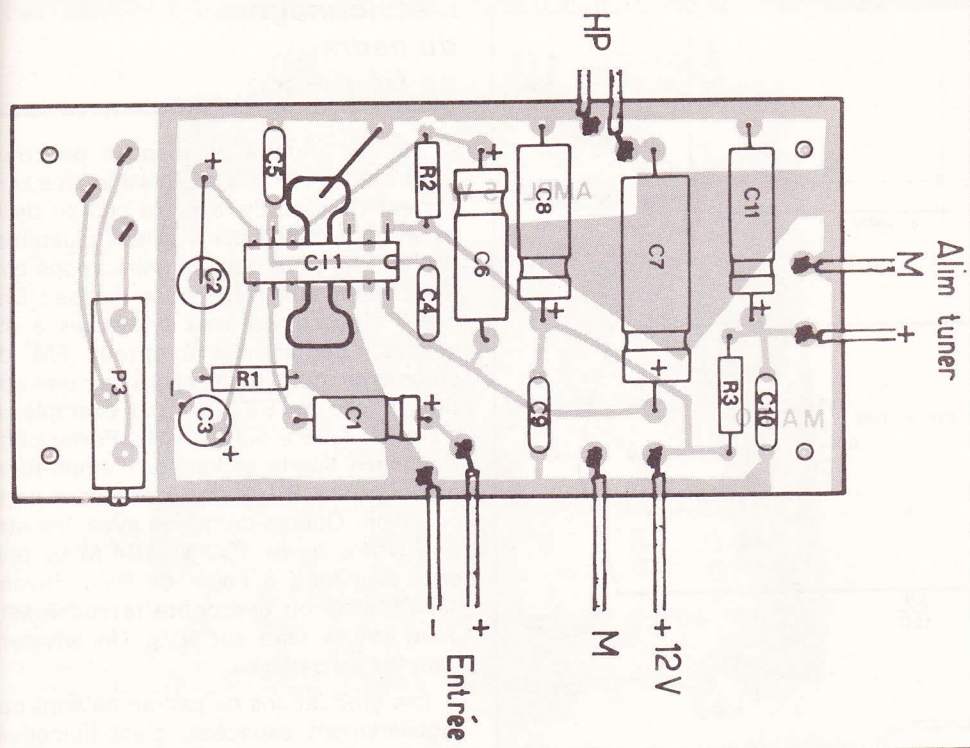
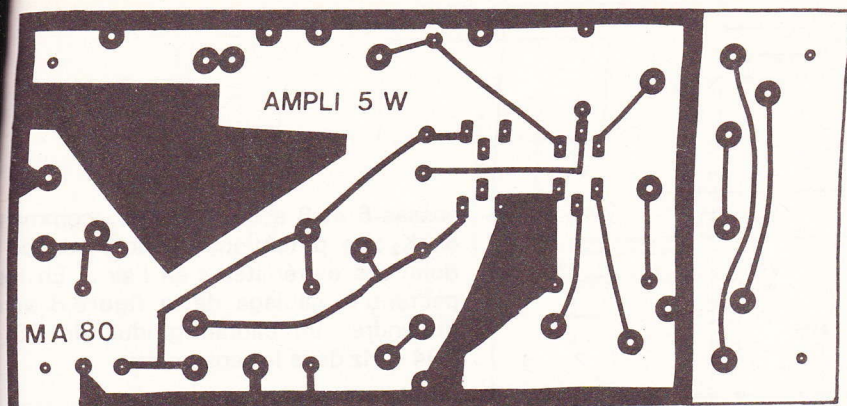
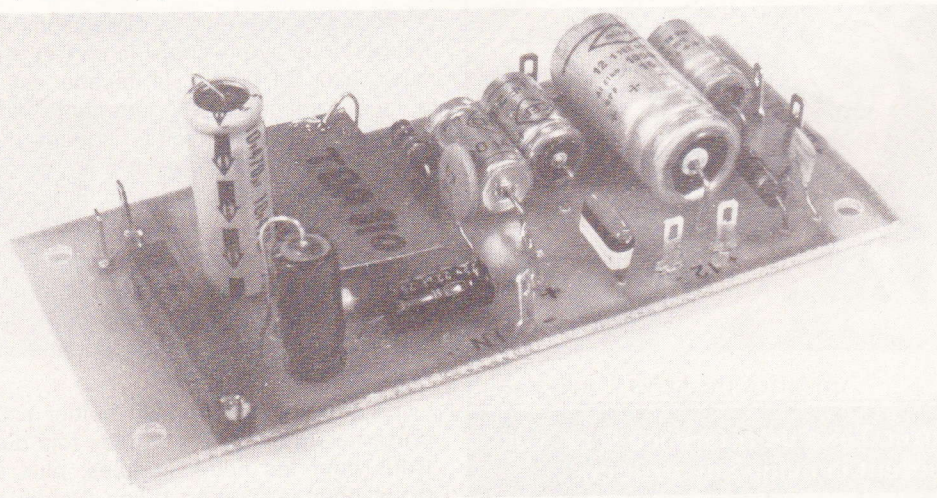


Fig. 5. — Sur un même circuit imprimé, publié grandeur nature, seront regroupés l'ampli, l'alimentation du tuner et le système de pré-régulation de la station.

Photo 2. — Notre module ampli de 5 W équipé du classique TBA 810, ici caché par son radiateur.



Le module supporte également le découplage d'alimentation du tuner et le trimmer 10 tours P<sub>3</sub> pour l'ajustage de la station pré-régulée ; sa vis de commande devra être orientée côté C<sub>3</sub>.

### Le commutateur principal K1

Il s'agit d'un rotacteur 4 voies 3 positions encapsulé forme potentiomètre, et de préférence de marque « Lorlin » parce que les bornes des communs (ou voies) y sont marquées par les lettres A, B, C, D et les bornes positions sont numérotées de 1 à 12 (fig. 8). Les quatre voies sont réparties ainsi :

A = alimentation + 12 V provenant de la voiture.

B et C = les deux fils venant du HP.

D = l'arrivée de l'antenne extérieure.

Le tableau ci-dessous avec l'intitulé des cosses rend impossible toute erreur de câblage :

Commun	STOP	AM	FM
A = + 12 V	3	2	1
B = HP	6	5	4
C = HP	9	8	7
D = antenne	12	11	10

Les bornes de la colonne STOP ne sont bien sûr pas câblées. Comme le HP subit une commutation double il n'y a aucun problème de polarité signal-masse entre l'auto-radio AM et l'ampli tuner.

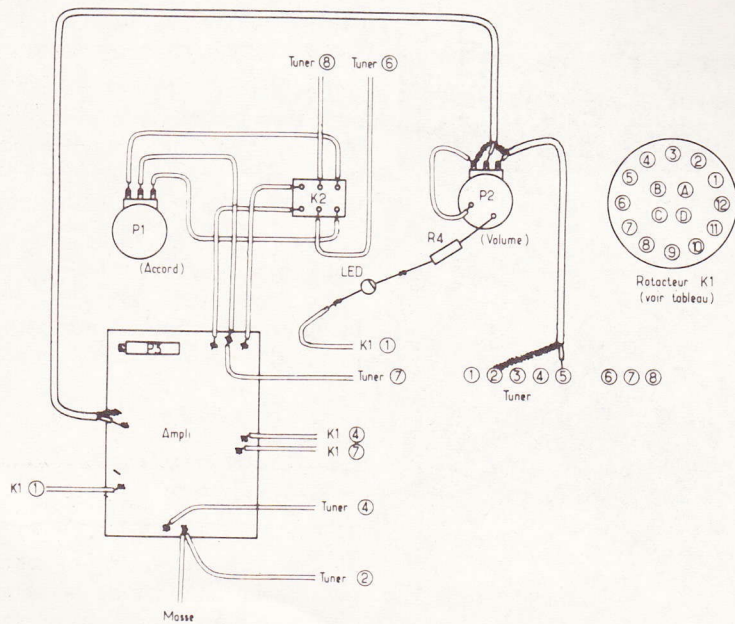
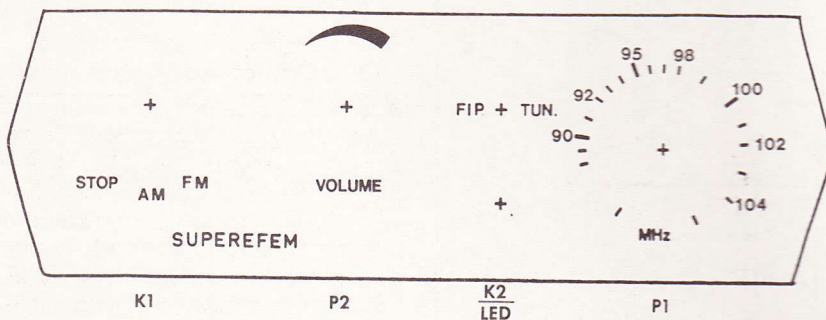
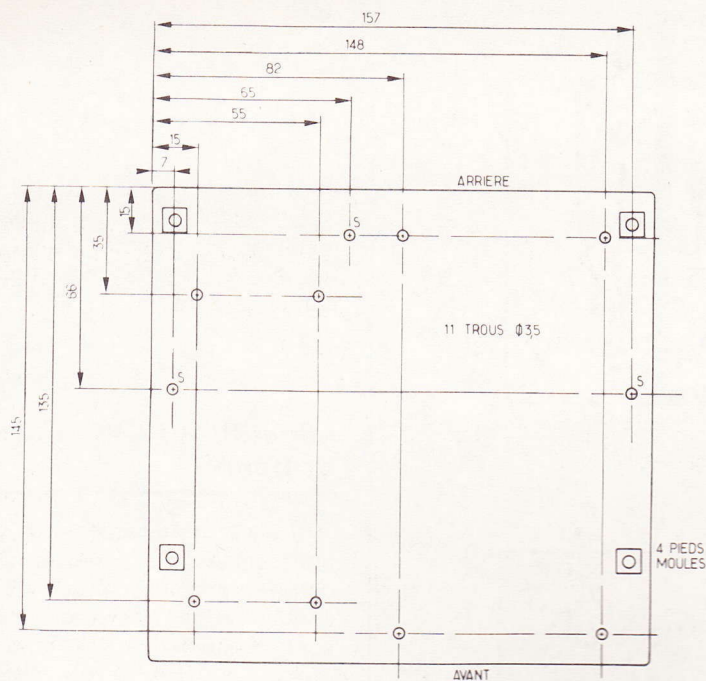
Nous avons choisi le sens anti-horaire pour la succession STOP-AM-FM ; pour l'ordre inverse il suffit de refaire le tableau en permutant droite-gauche les numéros des colonnes STOP et FM.

### Le commutateur d'accord K2

C'est un inverseur double de préférence à levier qui met en service la station pré-régulée par R<sub>3</sub> ou la recherche de stations par P<sub>1</sub>.

Sur la figure 8 on remarque que les deux curseurs sont en liaison permanente avec la cosse 7 du tuner, tandis que les





cosses 6 et 8 sont reliées aux communs de  $K_2$  ; le potentiomètre hors service a donc ses extrémités « en l'air ». En respectant le câblage de la **figure 8** vous obtiendrez un cadran gradué de 88 à 104 MHz dans le sens horaire.

### L'étalonnage du cadran en fréquence

Tout le monde ne dispose pas d'un générateur VHF calibré, aussi le plus simple est de reproduire notre cadran de la **figure 7** et d'agir sur les deux ajustables  $RV_1$  et  $RV_2$  pour que les graduations correspondent aux fréquences reçues : Disposer d'abord les deux ajustables à mi-course. Régler un récepteur FM du commerce, donc déjà calibré, sur une station proche de 88 MHz, par exemple un « France culture » à 90 MHz. Porter cette fréquence sur le cadran de l'ampli-tuner puis agir sur  $RV_2$  jusqu'à entendre cette émission. Opérez de même avec une station située entre 100 et 104 MHz, puis en « alignant » à l'aide de  $RV_1$ . Revenir sur 90 MHz où une petite retouche sera peut être à faire sur  $RV_2$ . Un amusant petit jeu de patience.

Les graduations du cadran ne sont pas régulièrement espacées, c'est l'inconvénient de l'accord par diodes varicap par rapport à l'accord par condensateur variable.

### La mise en coffret

Pour sa forme et ses dimensions extérieures nous avons choisi le coffret plastique Teko D14 dont la façade est une plaque transparente légèrement teintée. Le boîtier couleur ivoire risquant d'être trop « voyant » a été peint à la bombe en une teinte foncée assortie à l'habitacle.

Le dessin de la façade (**fig. 7**) a été reproduit sur aluminium sensibilisé CIF (voir « Electronique Pratique » nouvelle série n° 31 page 142), puis collé sur la vitre en plastique. Percer après collage avec des **mèches à bois**.

Le perçage du fond du boîtier est représenté **figure 6**. Il y a deux fois quatre trous pour les deux modules, plus trois trous pour la fixation d'une plaque sup-

Fig. 6. à 8. — Plan de perçage du coffret Teko de référence D14. Les trois trous marqués « S » concernent la plaque de fixation.

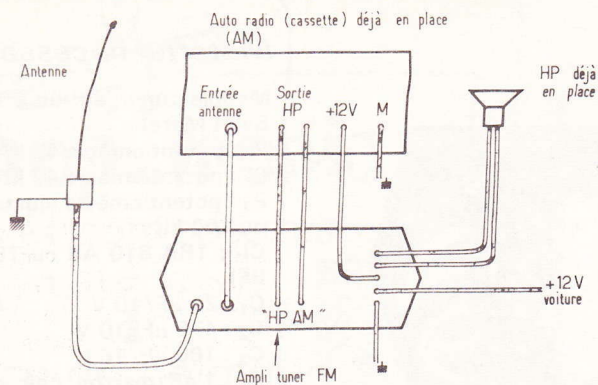


Fig. 9. - Schéma de câblage externe.

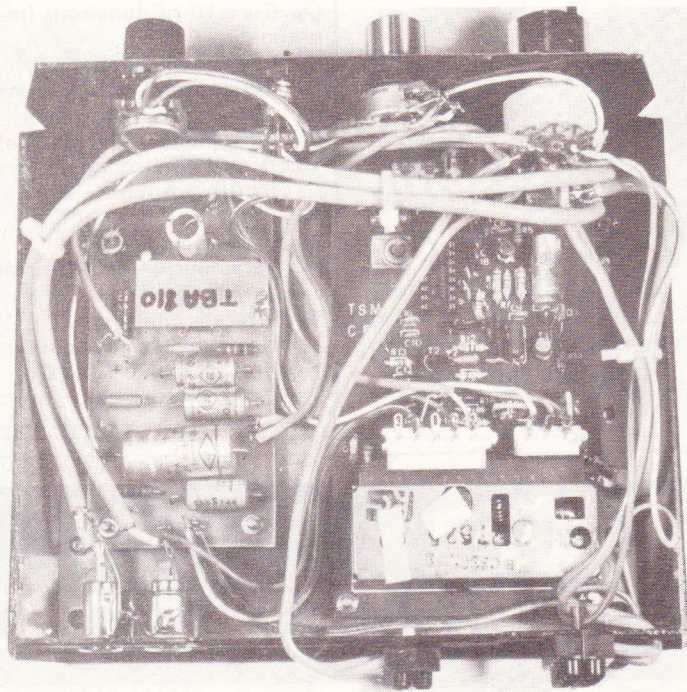


Photo 3. - Les deux modules sont fixés côte à côte au fond du boîtier.

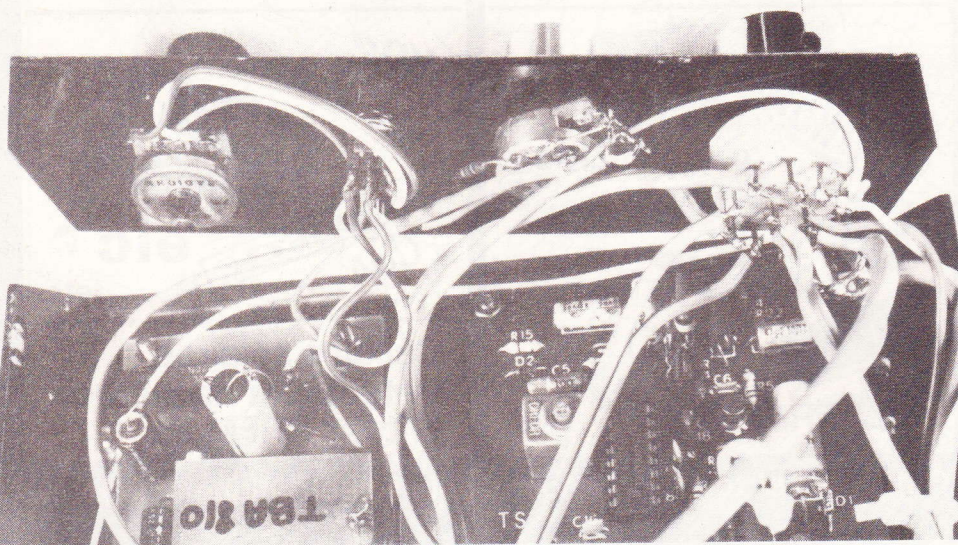


Photo 4. - Le câblage derrière la façade est assez serré.

port en aluminium. Une de ces trois vis sera reliée à la masse du circuit (à l'intérieur) par un fil muni d'une cosse plate  $\varnothing 3,5$  mm. Ce blindage sommaire semble suffisant, un avantage de la FM sur l'AM.

A l'avant du flanc inférieur droit un trou  $\varnothing 4,5$  mm permet d'accéder avec un tournevis au réglage de la station pré-réglée.

L'arrière de la coquille inférieure a été percée pour recevoir deux socles femelles pour fiches d'antenne et départ vers l'ancien auto-radio. D'autre part nous y avons fixé sept borniers (« sucres ») en plastique  $\varnothing 3$  mm) pour les autres entrées-sorties. Voir photo 5.

### Le câblage interne (fig. 8 et photos 3 et 4)

Commencer par équiper la façade de ses composants ; la LED est simplement collée dans son trou. Orienter vers le haut les cosses des deux potentiomètres. Utiliser du fil isolé de 9 ou 12/10<sup>e</sup> pour relier les cosses masse des modules au bornier. Il faut du câble blindé fin ( $\varnothing \approx 3$  mm) pour connecter la sortie BF du tuner au potentiomètre P<sub>2</sub>, puis de celui-ci à l'entrée de l'ampli. Prendre du câble blindé spécial antenne radio ( $\varnothing 5$  à 6 mm) pour aller des deux socles femelles au rotacteur, puis de celui-ci à l'entrée antenne du tuner. Pour toutes les autres liaisons du fil fin isolé est suffisant. Souder un fil rigide entre le boîtier du potentiomètre de volume et la masse (soudures des blindages). Pour la LED amener un fil fin de la cosse n° 1 de K<sub>1</sub> à l'anode de la LED, puis souder la résistance R<sub>4</sub> entre le fil côté méplat et le boîtier de P<sub>2</sub>.

### Le câblage externe (fig. 9)

Pour relier la sortie « antenne AM » à l'entrée de l'auto-radio déjà en place, il faudra confectionner une petite rallonge en gros câble blindé terminé par deux fiches mâles. Pour les liaisons HP et alimentation le schéma est suffisamment explicite.

Nous n'indiquerons pas de plan de la plaque support pour fixer l'ampli tuner

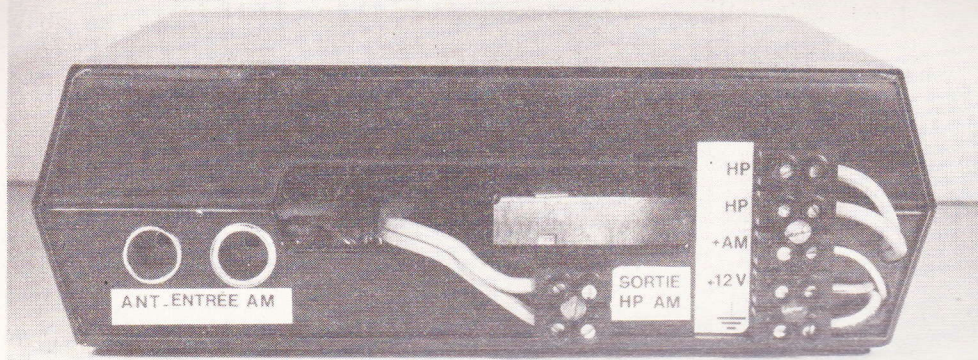


Photo 5. — Toutes les entrées et sorties ont été groupées à l'arrière de la coquille inférieure.

dans l'habitacle, elle sera adaptée à votre cas particulier. Pour notre cas le coffret est « posé » sur une tablette existante, mais pour une fixation sous le tableau de bord, il serait plus rationnel de faire les trous dans la coquille supérieure du Teko D14.

Des tuners FM aussi sensibles équi-

pent certains gros auto-radios de prestige, mais ceux-ci sont plus volumineux et de prix assez dissuasifs, c'est la loi des petites séries. Notre boîtier FM additionnel est donc à qualité égale une solution bien plus économique et ne posant pas davantage de problèmes de logement.

Michel ARCHAMBAULT

### Matériel nécessaire

Module tuner en kit « TSM 31 » (Télé Saint Marc)

P<sub>1</sub> : potentiomètre 47 k $\Omega$

P<sub>2</sub> : potentiomètre 47 k $\Omega$  (log)

P<sub>3</sub> : potentiomètre ajustable 10 tours 47 ou 100 k $\Omega$

Cl<sub>1</sub> : TBA 810 AS ou TBA 810 S (ampli BF)

C<sub>1</sub> : 22  $\mu$ F / 10 V

C<sub>2</sub> : 470  $\mu$ F / 10 V

C<sub>3</sub> : 100  $\mu$ F / 16 V

C<sub>4</sub> : 1 nF (marron, noir, rouge)

C<sub>5</sub> : 4,7 nF (jaune, violet, rouge)

C<sub>6</sub> : 100  $\mu$ F / 10 V

C<sub>7</sub> : 1 000  $\mu$ F / 10 V

C<sub>8</sub>, C<sub>11</sub> : 100  $\mu$ F / 16 V

C<sub>9</sub>, C<sub>10</sub> : 10 nF (environ) (marron, noir, orange)

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

R<sub>2</sub> : 100  $\Omega$  (marron, noir, marron)

R<sub>3</sub> : 10  $\Omega$  (marron, noir, noir)

R<sub>4</sub> : 680  $\Omega$  (bleu, gris, marron)

1 LED  $\varnothing$  5 mm (rouge ou verte)

1 circuit imprimé à réaliser 110 x 52 mm

10 cosses-poignards

K<sub>1</sub> : rotacteur 4 voies/3 positions (marque Lorlin)

K<sub>2</sub> : inverseur bipolaire

2 socles femelles pour antenne

1 coffret plastique Teko D14

DEPUIS 1946

LE CHOIX DES MARQUES... + LE STOCK.

#### HP et KITS HI-FI

Peerless  
"ROSELSON"  
PHILIPS  
CORAL  
SIARE  
BST  
AUDAX  
ITT  
pre-vox  
WIGO  
heco  
Celestion  
SUPRAVOX  
etc...

#### KITS ELECTRONIQUES

PANTEC  
AMTRON  
POLYKIT  
PHILIPS  
Thomsen  
IMD  
mtc  
JUSTYKIT micom  
ILP  
ASSO  
PRAL  
Kuruskitt  
etc...

#### MESURE

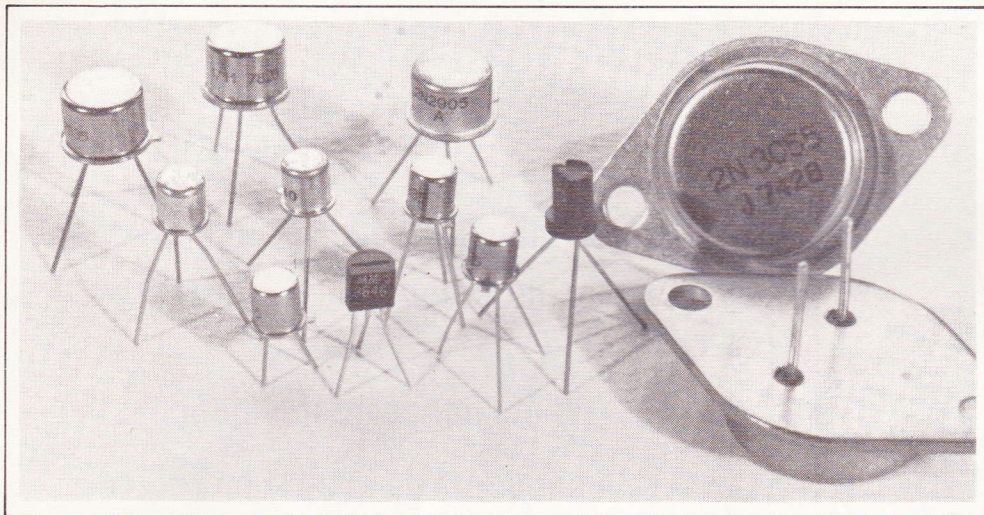
VOC  
SINCLAIR  
LENIRAD  
PANTEC  
HAMEG  
-CdA-  
MATEIX  
elc  
etc...

Cellules solaires.  
DéTECTEURS de métaux  
Witnay SRFM etc...

Composants actifs et passifs. Outillages et tous accessoires pour l'électronique et la Hi-Fi.

TOUT POUR LA RADIO Électronique

66, cours Lafayette 69003 LYON - Tél. (7) 860.26.23



**O**N connaît l'éternel problème : plongé, le samedi soir, dans le tout dernier numéro d'Electronique Pratique acheté au kiosque voisin et fleurant bon l'encre fraîche, vous en feuillotez fébrilement les pages. Hasards de la séduction d'une photographie aux couleurs chatoyantes, rencontre avec l'accessoire pour téléphone ou le dernier jeu de lumière dont vous rêviez depuis si longtemps, vous jetez votre dévolu sur le montage qui accaparera votre week-end. Las ! Voilà que l'auteur a utilisé des transistors XX999, les seuls dont vous êtes démunis ? Et un condensateur électrochimique de 22  $\mu$ F (10/12 V de tension de service), dont le dernier a été utilisé pour construire le temporisateur de votre laboratoire photographique ? Evidemment, il pleut à verse, et d'ailleurs les magasins viennent de fermer... Que faire ? Utiliser d'autres transistors, pardi ! Et changer la capacité du condensateur. La série d'articles qui s'ouvre aujourd'hui vous guidera dans ces modifications beaucoup plus faciles qu'on ne le croit généralement. Et puisque, de tous les composants, les transistors comportent la plus grande variété des modèles, commençons par régler leur cas. Ce sera long, mais nous espérons que ce sera décisif.

# Interchangeabilité des COMPOSANTS

## I – Loi fondamentale de sélection des transistors

Prévenons, car déjà nous entendons s'élever la clameur des faux techniciens moroses : la loi qui suit va surprendre, voire choquer. Aussi bien, nous prendrons soin de la justifier point par point. Théoriquement, d'abord, mais de façon simple. Pratiquement, ensuite, en proposant des expériences ou des mesures que chacun d'entre vous pourra reproduire sans matériel compliqué. Voici donc la LOI !

### Article premier

A la fabrication, et à la distribution, les transistors se classent en six catégories :

- les petits transistors NPN
- les gros transistors NPN
- les petits transistors PNP
- les gros transistors PNP
- les transistors chers, et les transistors beaucoup trop chers
- les transistors difficiles à trouver, et ceux qu'on trouve partout.

### Article 2

A l'intérieur de chaque catégorie, et sauf pour des applications très exceptionnelles, n'importe quel transistor peut remplacer n'importe quel autre.

### Article 3

Quand on les utilise, les transistors ne se classent plus qu'en deux catégories principales :

- Les transistors « qui marchent », parce qu'on les a proprement soudés.

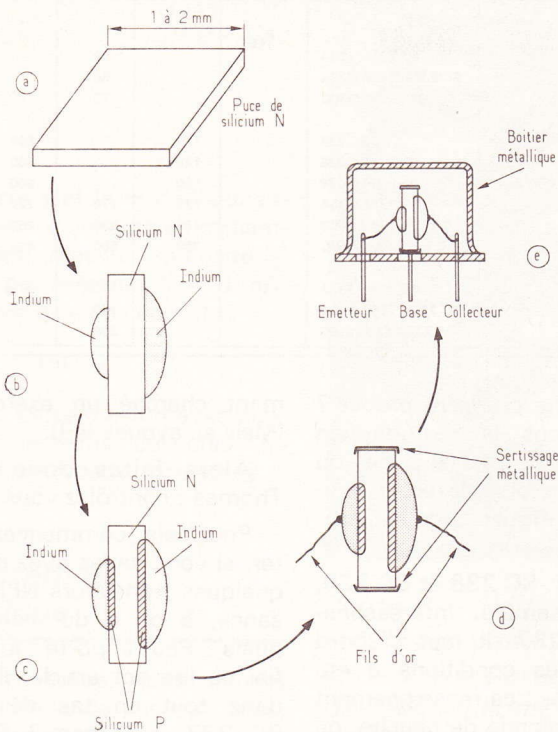


Fig. 1

● Les transistors « qui ne marchent pas », parce que la soudure est ratée, ou qu'on a inversé les pattes.

#### Article 4

Les listes d'équivalence sont des atrape-nigauds. Dans le meilleur des cas, elles ne servent à rien (l'hygiène exige, de nos jours, qu'on emballe le poisson dans des feuilles d'aluminium). Dans quelques cas plus graves, elles permettent de sélectionner le seul transistor qui remplacera mal le modèle initialement prévu.

## II – D'abord, qu'est-ce qu'un transistor ?

Rassurez-vous : nous n'allons pas ré-écrire le n<sup>ème</sup> cours d'électronique théorique. Quelques rappels suffiront.

Différentes techniques sont utilisées pour fabriquer un transistor. Toutes, pour l'essentiel, aboutissent au résultat de la méthode que nous illustrons dans la figure 1, et qui s'applique au cas d'un transistor PNP.

Pour commencer, ayant préparé du silicium très pur, on y ajoute volontairement une proportion extrêmement faible d'un élément baptisé « dopant », et dont la couche externe de chaque atome est entourée de 5 électrons au lieu de 4 comme dans le silicium. Il existe alors des

électrons **en trop**, qui transportent des charges négatives (d'où la notation N), et se déplacent facilement dans le cristal.

Dans ce cristal, on découpe une « puce » très petite, par exemple de 1 à 2 mm de côté, et de 0,2 mm d'épaisseur. La figure 1.a montre cette puce en perspective.

Par simple pression, on dispose ensuite, sur chaque face de la puce, une goutte d'un élément dont les atomes ne sont entourés que de 3 électrons. C'est ce que montre la figure 1.b, où la puce de silicium est maintenant vue par sa tranche. L'élément ajouté sur les faces, peut être de l'indium, dans ce cas.

Dans une troisième étape, on laisse séjourner le tout à l'intérieur d'un four à température élevée. Les gouttes d'indium fondent, et une partie pénètre dans la puce de silicium N. Sur chaque face de cette puce (fig. 1.c), il se forme une mince zone riche en indium, et où il manque des électrons libres. Tout se passe donc comme s'il y avait des trous à la place de ces électrons manquants, et ces trous portent une charge positive (semi-conducteur P).

Pour terminer le transistor PNP, il ne reste plus qu'à souder trois fils très minces, en or (l'indium interposé se comporte comme un simple conducteur, et ne fait pas partie du transistor lui-même), qui iront vers les pattes de sortie : ce sont le collecteur, la base et l'émetteur (fig. 1.d).

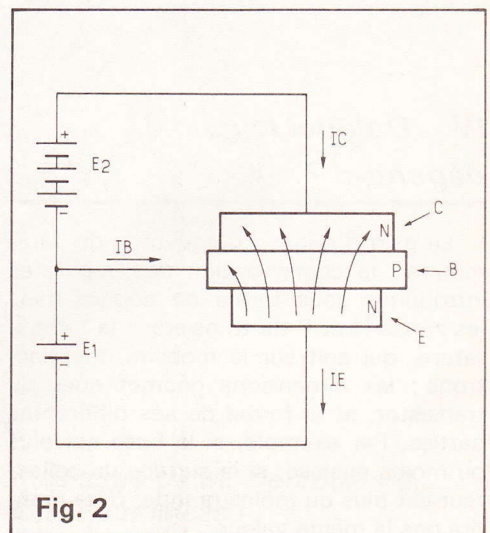
Le travail final consiste à loger le tout dans un boîtier, métallique ou plastique. La figure 1.e illustre le premier cas, où le collecteur est électriquement relié au boîtier, tandis que la base et l'émetteur en sont isolés.

La fabrication d'un transistor NPN repose sur le même principe, mais en partant d'une puce de silicium P.

## III – L'amplification en courant : le gain $\beta$

Pour expliquer complètement ce que les spécialistes appellent « l'effet transistor », il faudrait recourir à des notions complexes de physique des solides, que nous voulons éviter ici.

La figure 2 permet pourtant une petite approche du phénomène. Il s'agit d'un transistor NPN. Les flèches à l'intérieur du transistor, montrent comment se déplacent les électrons. A l'extérieur du transistor, elles indiquent le sens des courants qui, par convention, est opposé à celui du déplacement des électrons.



D'après les polarités des sources  $E_1$  et  $E_2$ , on voit que :

● La diode émetteur-base, polarisée dans le sens direct, est traversée par un courant, d'intensité  $I_E$ , dans le sens base-émetteur. Cela veut dire que des électrons sont émis par l'émetteur (d'où son nom).

● La diode collecteur-base, polarisée en inverse, ne devrait pas conduire. Mais, comme la base est très mince, presque tous les électrons de l'émetteur parviennent à la jonction PN supérieure, et la traversent. Il existe donc un courant de collecteur,  $I_C$ , presque égal à  $I_E$  (le collecteur **collecte** les électrons).

Que deviennent les quelques malheureux électrons qui, cependant, n'atteignent pas le collecteur ? Ils sortent par la connexion de base, et donnent le courant  $I_B$ .

Précisons les ordres de grandeur. Si, sur 100 électrons sortant de l'émetteur, 98 atteignent le collecteur, on aura :

$$I_C = 0,98 I_E$$

Pratiquement, on peut donc écrire :

$$I_C = I_E$$

Les deux autres électrons sortent par la base. Donc :

$$I_C = \frac{98}{2} = 49 I_B$$

Finalement, en envoyant un courant  $I_B$  dans la base, on fait passer un courant  $I_C$  49 fois plus intense dans le collecteur. On dit que le gain en courant  $\beta$  du transistor, est égal à 49 :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = 49$$

#### IV – De quoi le gain $\beta$ dépend-il ?

Le gain  $\beta$  dépend de quantité de paramètres : la concentration des impuretés introduites sous forme de dopant dans les zones N et P du transistor ; la température, qui agit sur la mobilité des électrons ; les dimensions géométriques du transistor, et la forme de ses différentes parties. Par exemple, si la base est plus ou moins épaisse, si la surface du collecteur est plus ou moins grande,  $\beta$  ne prendra pas la même valeur.

Dans ces conditions, on comprend qu'il est impossible, dans une fabrication en grande série, d'obtenir des échantillons offrant tous le même gain en courant, même s'ils sont fabriqués ensemble, avec les mêmes matériaux, et de la même façon. Les différences sont mêmes parfois considérables, et peuvent atteindre des rapports de 1 à 5, ou plus !

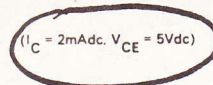
ON CHARACTERISTICS			
DC Current Gain ( $I_C = 10 \mu\text{Adc}$ , $V_{CE} = 5 \text{Vdc}$ )		$h_{FE}$	
	BC 237A/238A		90
	BC 237B/238B/239B		150
	BC 237C/238C/239C		270
	BC 237	120	800
	BC 238	120	800
	BC 239	180	800
	BC 237A/238A	120	170
	BC 237B/238B/239B	180	290
	BC 237C/238C/239C	380	500
	BC 237A/238A		120
	BC 237B/238B/239B		180
	BC 237C/238C/239C		300

Fig. 3

En voulez-vous une première preuve ? Nous vous proposons la reproduction d'une partie de l'une des 1019 pages du catalogue des transistors Motorola (édition 1977) : c'est la **figure 3** de cet article.

Les types BC 237, BC 238 et BC 239, y sont étudiés ensemble. Intéressons-nous au type BC 237. Il faut d'abord préciser dans quelles conditions a été mesuré  $\beta$ , noté ici  $h_{FE}$  : ce renseignement est donné dans la colonne de gauche, où nous lisons :

$$I_C = 2 \text{ mA}, V_{CE} = 5 \text{ V}$$

On voit que, pour un BC 237 sans spécification spéciale,  $\beta$  peut être compris entre 120 et 800 (ligne notée 1 à la main). Si le constructeur a effectué un tri après la fabrication, il peut proposer trois groupes (lignes notées 2) :

$$\text{BC 237 A } 120 < \beta < 220$$

$$\text{BC 237 B } 180 < \beta < 460$$

$$\text{BC 237 C } 380 < \beta < 800$$

Voilà : que penser, maintenant, d'un individu qui oserait établir des listes d'équivalences en se fondant sur la valeur du gain en courant ? Mieux vaut concevoir des montages où  $\beta$  n'a pas d'influence sur le fonctionnement, ce qui permettra, pour ce paramètre en tout cas, de « choisir » n'importe quel transistor dans un fond de tiroir !

C'est ce que font les électroniciens comme Monsieur Débrouillard, en s'amusant beaucoup de Monsieur Vantard (regardez donc, sur nos photographies, les boîtes à transistors de ces deux techniciens...).

C'est aussi ce que font, fort heureusement pour vous, les auteurs collaborant à Electronique Pratique.

#### V – Une vérification expérimentale

Vous avez peur que notre photographie de la **figure 3** soit truquée ? Ou vous craignez que nous ayons longue-

ment cherché un exemple particulier ? (Mais si, avouez-le !).

Alors faites donc comme Saint-Thomas : contrôlez vous-même.

Pour cela, commencez donc par acheter, si vous ne les avez pas sous la main, quelques transistors NPN de petite puissance, 5 ou 6 du même modèle. Lesquels ? Peut importe : lorsque vous aurez fini de lire cet article, ils vous serviront dans tout un tas de montages. Des BC 237, justement ? Si vous voulez... Des 2N2222 ? Pourquoi pas...

Pour mesurer le  $\beta$  de ces échantillons, point n'est besoin d'un matériel compliqué. Une pile pour lampe de poche (4,5 V), votre contrôleur universel, et une résistance, suffisent.

Vous dites ? Quelle valeur pour la résistance ? Bof... Prenez donc n'importe quoi entre 47 k $\Omega$  et 100 k $\Omega$ , et réalisez le montage de la **figure 4**, que nous expliquons rapidement.

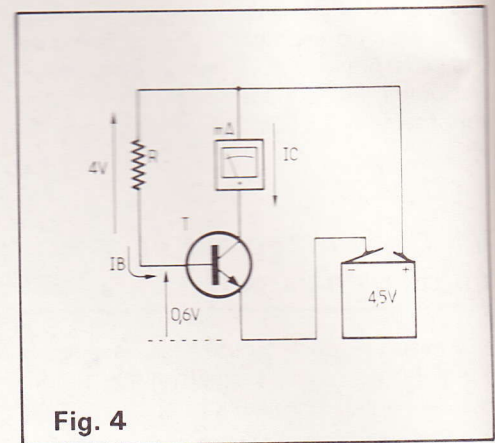


Fig. 4

On sait qu'entre la base et l'émetteur d'un transistor au silicium, la différence de potentiel reste toujours voisine de 0,6 V. Si votre pile est neuve, elle délivre 4,6 V environ. Aux bornes de la résistance R, il vous reste alors 4 V. Si R vaut 100 k $\Omega$  par exemple, le courant qui la traverse, c'est-à-dire le courant de base du transistor, a pour intensité :

$$I_B = \frac{4 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega} = 0,04 \text{ mA}$$

Entre le collecteur et le + de l'alimentation, le contrôleur, connecté en milliampèremètre contenu, mesure l'intensité  $I_c$ . Si vous trouvez, par exemple,  $I_c = 6 \text{ mA}$ , le transistor a pour gain en courant :

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{6}{0,04} = 150$$

Recommencez cette mesure avec chaque exemplaire de votre collection de transistors du même type, et comparez.

## VI – Et maintenant... dans la pratique ?

Au fil de notre étude, nous verrons paraître une multitude de cas qui, tous, illustreront la merveilleuse souplesse de l'électronique. Proposons, dès maintenant, deux exemples précis.

Le premier (fig. 5) est celui d'un étage amplificateur construit autour du seul transistor T, et alimenté sous une tension de 9 V. Les valeurs des quatre résistances sont directement portées sur le schéma. Commençons par justifier le choix de ces valeurs.

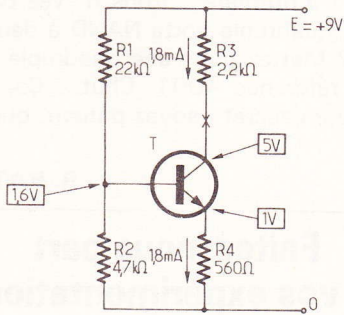


Fig. 5

Pour  $R_3$ , nous avons pris, tout à fait arbitrairement, 2,2 kΩ. Afin d'obtenir un signal de sortie offrant la plus grande amplitude possible sans qu'apparaisse un écrêtage dissymétrique, nous imposerons un potentiel continu de 5 V sur le collecteur (c'est la tension continue au repos, sans signal alternatif sur l'entrée). Aux bornes de  $R_3$ , la chute de tension doit donc être égale à 4 V, ce que nous per-

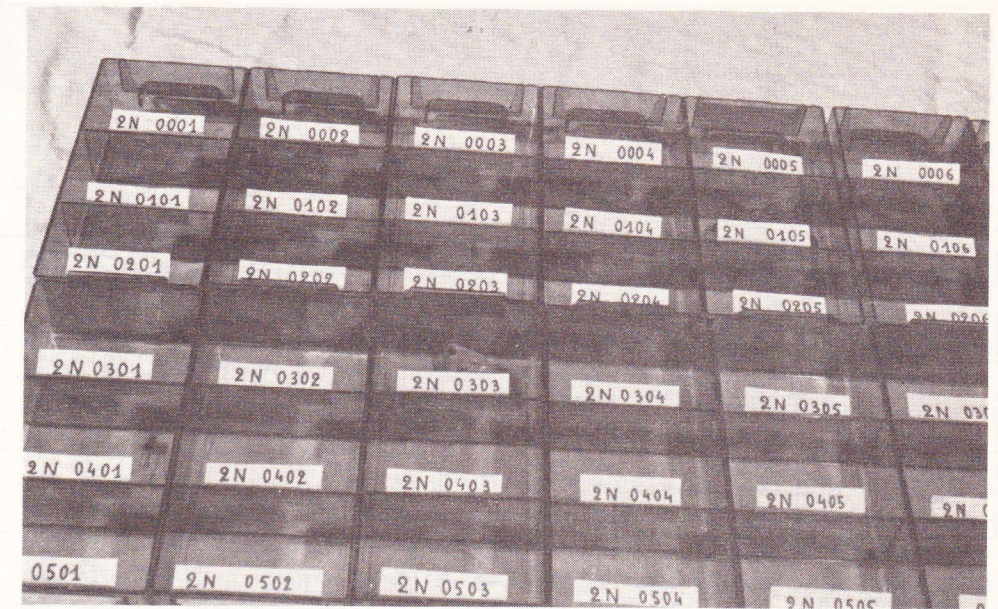


Photo B. – Boîte de rangement des transistors de M. Vantard, technicien parlant beaucoup d'électronique, mais n'y touchant jamais (vue partielle). On remarquera la classification très logique des échantillons, mais aussi le nombre imposant des cases vides. M. Vantard, en effet, n'a pas les moyens d'acheter les quelque 400 000 types de transistors fabriqués dans le monde...

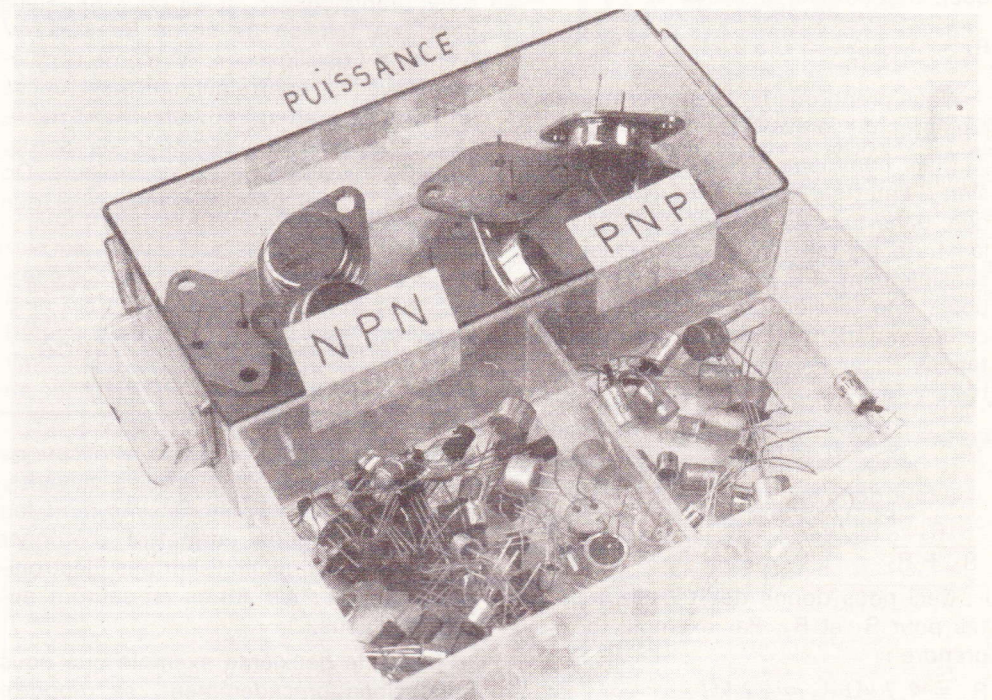


Photo C. – Boîte de rangement des transistors de M. Débrouillard, qui réalise plusieurs maquettes par mois. Pour la case « puissance », on pourrait éventuellement faire l'économie d'une étiquette.

met de calculer l'intensité du courant de collecteur  $I_c$  qui traverse cette résistance :

$$I_c = \frac{4 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} = 1,8 \text{ mA}$$

Comment imposer cette intensité  $I_c$  ?

Nous savons que l'utilisation d'une résistance de base unique, comme dans le figure 4, n'est pas possible, car il faudrait la calculer en fonction du gain en courant  $\beta$  du transistor, ce que nous souhaitons éviter.

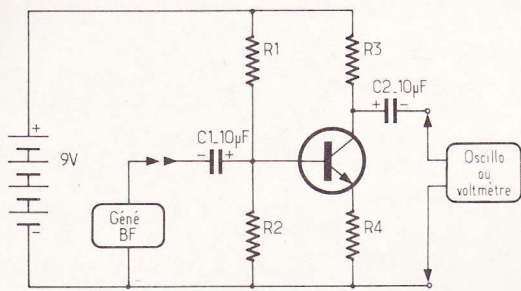


Fig. 6

Heureusement, nous avons vu, plus haut, que les courants  $I_C$  (collecteur) et  $I_E$  (émetteur) sont pratiquement égaux. Nous allons donc imposer un courant d'émetteur de 1,8 mA. Pour cela, il suffit de choisir le potentiel de repos de l'émetteur, par exemple 1 V (ainsi, la différence de potentiel  $V_{CE}$  dans le transistor, est égale à la chute de tension dans  $R_3$ , ce qui donnera bien un écrêtage symétrique). On peut alors calculer  $R_4$  :

$$R_4 = \frac{1 \text{ V}}{1,8 \text{ mA}} = 0,55 \text{ k}\Omega$$

Nous prendrons la valeur normalisée la plus proche, soit 560  $\Omega$ .

Mais comment faire pour que la tension d'émetteur égale 1 V ? Nous savons que, dans tous les transistors au silicium, la chute de tension émetteur-base vaut sensiblement 0,6 V : il suffit donc d'imposer une tension de 1,6 V sur la base, ce qu'on obtient à l'aide du pont de résistances  $R_1$  et  $R_2$ . En effet, la tension de base  $V_B$  est :

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$$

Il faut donc que :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_B}{E} = \frac{1,6}{9} = 0,18$$

Ceci nous donne des tas de possibilités pour  $R_1$  et  $R_2$ . Par exemple, on peut prendre :

$$R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega \quad R_1 = 22 \text{ k}\Omega$$

(Ne perdons jamais de vue qu'il suffit d'effectuer les calculs à 5 % près, puisque c'est la tolérance habituelle sur les résistances.)

Et le  $\beta$  du transistor, dans tout cela ? Nous n'avons pas eu besoin d'en tenir compte : on pourra utiliser n'importe quel transistor NPN au silicium, de petite puissance.

Vérifions-le expérimentalement, et d'abord en continu. Si on insère un milliampèremètre au point marqué d'une

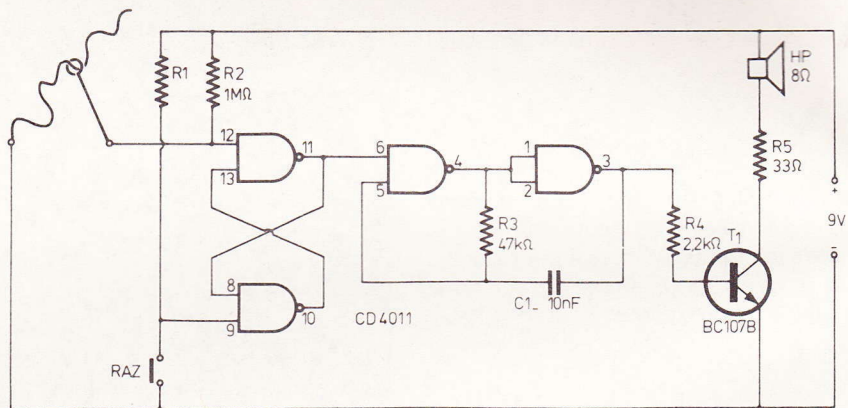


Fig. 7

croix dans la figure 5, on lira 1,8 mA, quel que soit le transistor (à quelques % près, toujours à cause de la tolérance sur les composants). Si on branche un voltmètre entre le collecteur et la masse du montage, on trouvera 5 V, quel que soit le transistor !

Et en alternatif, maintenant ? Ajoutons les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , pour éliminer la composante continue (fig. 6). A l'entrée, branchons un générateur BF, donnant une tension de sortie de 100 mV (vérifier à l'oscilloscope, ou même simplement avec le contrôleur universel utilisé en tant que tension alternative de sortie, après  $C_2$  (oscilloscope ou contrôleur). On trouvera à peu près 400 mV, quel que soit le transistor !

## VII - Une petite expérience pour étonner les copains

Nous anticipons sur des explications qui viendront dans les articles suivants, mais c'est pour terminer sur un petit feu d'artifice, et vous permettre d'étonner vos amis (ceux qui ne lisent pas Electronique Pratique : les autres en sauront autant que vous...).

Donc, le deuxième exemple que nous annonçons précédemment, se rapporte au montage de « jeu d'adresse », décrit page 73 du n° 32 (novembre 1980). Nous en rappelons, sans commentaire, le schéma théorique (fig. 7).

Nous savons déjà qu'on peut remplacer le transistor par quantité d'autres types. D'ailleurs, l'auteur le précise bien, dans la liste des composants (BC 107 B, 2N2222, etc.).

Et pour le reste ? Essayons donc.

**Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  :** Vous n'avez pas de 1 M $\Omega$  sous la main ? Met-

tez 100 k $\Omega$  : rien ne change. 10 k $\Omega$  ? Ça marche !

**Le condensateur  $C_1$  :** Vos boîtes de rangement ne contiennent plus de 10 nF ? Essayez 4,7 nF : le son est plus aigu, mais vous retrouvez la tonalité d'origine en remplaçant  $R_3$  par une 100 k $\Omega$ . Essayez 22 nF : le son est plus grave... mais vous retombez encore sur vos pieds en remplaçant  $R_3$  par une 22 k $\Omega$ .

**La pile :** Vous n'avez pas de pile de 9 V ? Essayez 4,5 V. Ça marche, mais avec moins de puissance. Alors remplacez  $R_5$  par 15  $\Omega$ ... et vous retrouvez la même puissance !

Dans quelques articles, nous aurons éclairci tout cela, et vous pourrez vous-même décider des remplacements possibles !

Ah ! J'oubliais... Vous n'avez pas de 4011, quadruple porte NAND à deux entrées ? Mettez donc une quadruple porte NOR, référez 4001. Chut... Ça, c'est encore un secret : soyez patient, que diable !

R. RATEAU

**Faites-nous part  
de vos expérimentations  
personnelles  
en nous soumettant  
une maquette  
électronique**

**Rédaction :  
ELECTRONIQUE  
PRATIQUE**

**2 à 12, rue de Bellevue  
75940 Paris Cedex 19**



**U**TILISE dans un multivibrateur ou un oscillateur RC, le transistor MOS de puissance permet la production de fréquences très basses avec des capacités de valeur relativement faible. Il est ainsi possible d'obtenir une rectangulaire de puissance, à moins de 1 Hz, si on veut avec des moyens nettement plus simples que dans le cas des transistors bipolaires, où on ne peut s'en tirer qu'avec un multivibrateur suivi d'un amplificateur de puissance, soit au moins trois transistors.

Ces performances en basse fréquence n'empêchent pas les MOS de puissance d'être d'excellents composants HF. Ainsi, on peut les utiliser dans des oscillateurs à quartz qui fonctionnent encore admirablement au-delà de 30 MHz. Comme pour les applications précédemment publiées, on peut utiliser les types VN 46 AF (jusqu'à 40 V d'alimentation), BF 522 et VN 66 AF (60 V), VN 88 (80 V). Si on désire élaborer une version « canal P » de l'un des montages, on pourra l'équiper d'un BD512.

## DIX MULTIVIBRATEURS ET OSCILLATEURS équipés de transistors MOS de puissance

### Multivibrateur de puissance

Contrairement au multivibrateur classique, à transistors NPN, celui de la **figure 1** produit une rectangulaire à flancs bien raides, et la puissance dissipée dans l'étage d'attaque, T<sub>1</sub>, est négligeable devant celle disponible dans la résistance de charge, R<sub>6</sub>.

En prenant C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub>, on obtient un signal bien « carré », c'est-à-dire que la durée des alternances positives est très voisine de celle des alternances négatives. Avec les valeurs indiquées, la fré-

quence de fonctionnement est de 800 Hz, et elle tombe à 400 Hz, si on alimente avec 12 V. Une large modification est possible en jouant sur les valeurs de C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>. En utilisant des valeurs inégales pour ces deux condensateurs, on peut obtenir une rectangulaire plus ou moins asymétrique.

En rendant R<sub>1</sub> variable (1 MΩ fixe en série avec 4,7 MΩ ajustable), il devient possible de **modifier progressivement** la fréquence, dans un rapport voisin de 5. Cet ajustage n'a que très peu de répercussion sur le rapport cyclique de la rectangulaire.

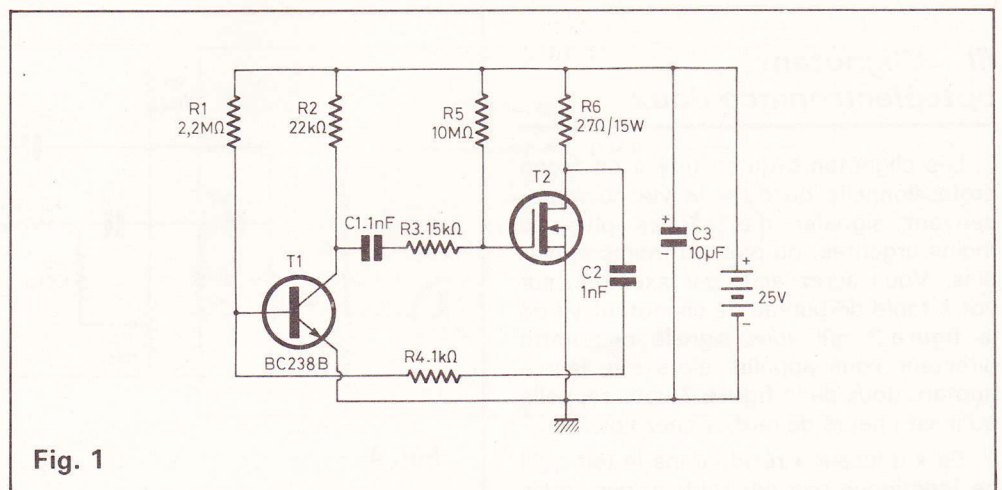
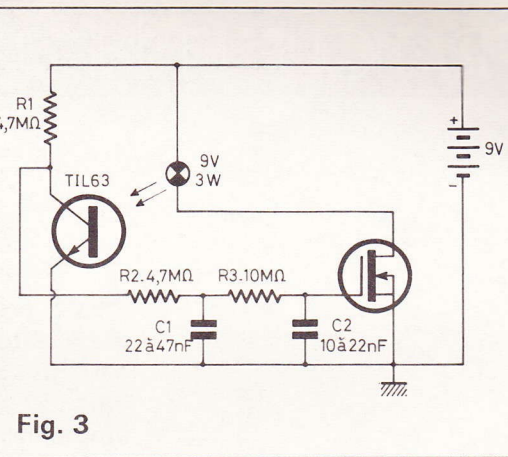
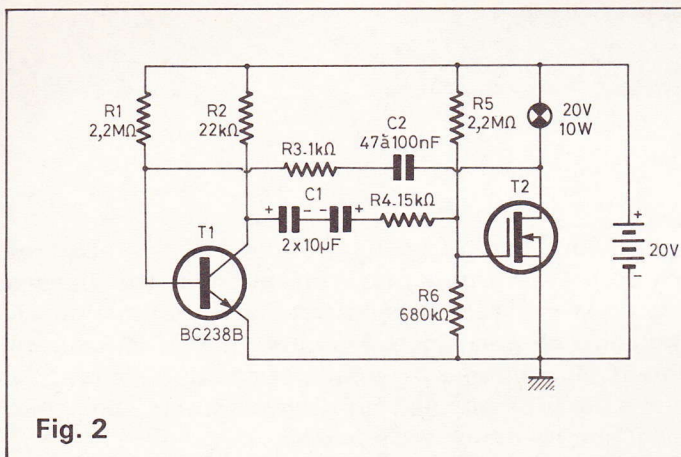


Fig. 1



## II – Clignotant de haut rendement

La consommation d'énergie d'un clignotant reste faible, quand les durées d'allumage de l'ampoule sont nettement plus courtes que les durées d'extinction. Un tel rapport cyclique donne, de plus, au clignotement un aspect particulièrement vif.

Le montage de la figure 2 fournit, toutes les secondes environ, un éclair dont la durée est voisine de 100 ms. La résistance à froid de l'ampoule doit être telle que l'intensité limite du transistor ne puisse être dépassée, soit  $10 \Omega$  dans le cas d'une ampoule de 20 V, commandée par un VN 46 AF. Par ailleurs, le montage est utilisable, avec les valeurs indiquées pour une tension d'alimentation comprise entre 15 et 25 V. Pour l'adapter à une tension non comprise dans cette plage, on prendra, en première approximation,  $R_5$  égale à  $100 \text{ k}\Omega$  multipliée par cette tension d'alimentation.

Une modification de la tension d'alimentation se répercute sur la fréquence de clignotement. Au besoin, on peut corriger cette fréquence en agissant sur la valeur de  $R_1$ , alors qu'une modification de  $C_2$  permet d'agir sur le rapport cyclique.

## III – Clignotant optoélectronique doux

Les clignotants qu'on utilise de façon professionnelle ou dans la vie courante, peuvent signaler des tâches plus ou moins urgentes, ou plus ou moins agréables. Vous aurez ainsi par exemple, sur votre table de bureau, le clignotant vif de la figure 2 qui vous signale que votre directeur vous appelle, alors que le clignotant doux de la figure 3 vous rappelle qu'il est l'heure de rentrer chez vous.

Sa « douceur » réside dans le fait qu'il ne fonctionne pas par tout ou rien, mais

d'une manière à peu près sinusoïdale, c'est-à-dire avec des allumages et extinctions assez progressifs. Ce type de fonctionnement a été obtenu en faisant appel au principe de l'oscillateur à triple déphaseur. Deux de ces déphaseurs sont constitués par les éléments  $R_2-C_1$  et  $R_3-C_2$ , alors que le troisième résulte tout simplement de l'inertie thermique de l'ampoule. Cette dernière est disposée à moins de 1 cm de la face sensible du phototransistor TIL 63. On doit se limiter à une puissance plus faible que précédemment, car le transistor dissipe pendant les transitions lentes.

La fréquence de fonctionnement, de 1 à 2 Hz environ, peut être modifiée en agissant sur les valeurs de  $C_1$ ,  $C_2$ , dans les limites indiquées dans le schéma. Cette fréquence dépend également quelque peu du type d'ampoule.

Le clignotement s'arrête quand on soumet le phototransistor à un fort éclaircissement externe. La consommation de repos est alors de quelques microampères seulement. Ainsi, le montage est utilisable comme clignotant de chantier, avec mise en marche automatique dès la tombée de la nuit. En prenant  $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$ , il devient possible de remplacer le phototransistor par une photorésistance dont on peut obscurcir partielle-

ment la surface sensible, si on constate une trop grande sensibilité à l'éclaircissement ambiant.

## IV – Oscillateur RC à grande amplitude

Un oscillateur BF produisant, sous basse impédance, une tension à peu près sinusoïdale d'une amplitude de 45 V crête-à-crête, et équipé d'un seul transistor, cela ne se conçoit guère avec les NPN ou PNP. Pourtant, la figure 4 montre que la chose est facile avec un MOS de puissance, si on fait appel au principe du triple déphaseur, déjà évoqué plus haut.

Avec les valeurs indiquées dans le schéma, la fréquence de fonctionnement est voisine de 600 Hz. Si on veut diminuer cette fréquence, on peut augmenter, dans des proportions identiques, soit  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ , soit  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_5$ . Par contre, une augmentation de fréquence (on peut atteindre au moins 10 kHz) n'est guère possible qu'en diminuant les résistances mentionnées, car une forte diminution du gain de boucle, du fait de la capacité d'entrée du transistor. Avec  $R_4$  on ajuste

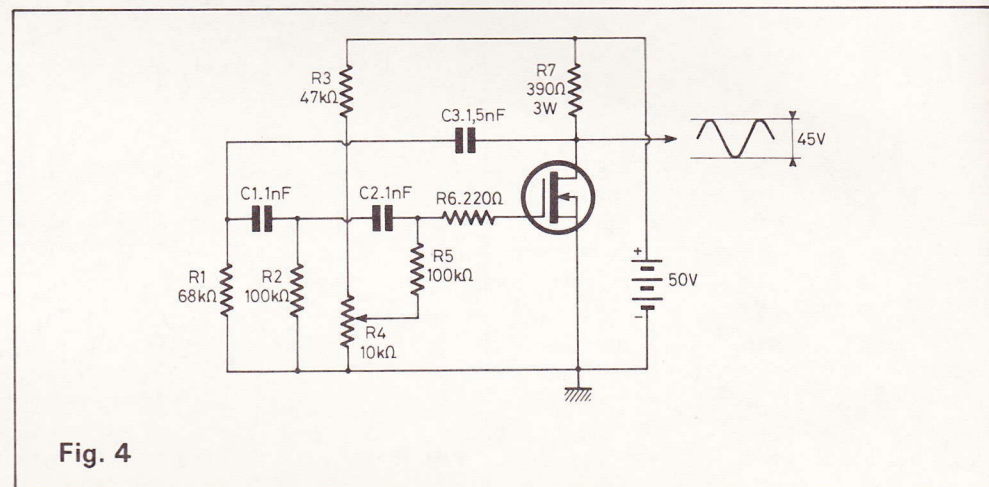


Fig. 4

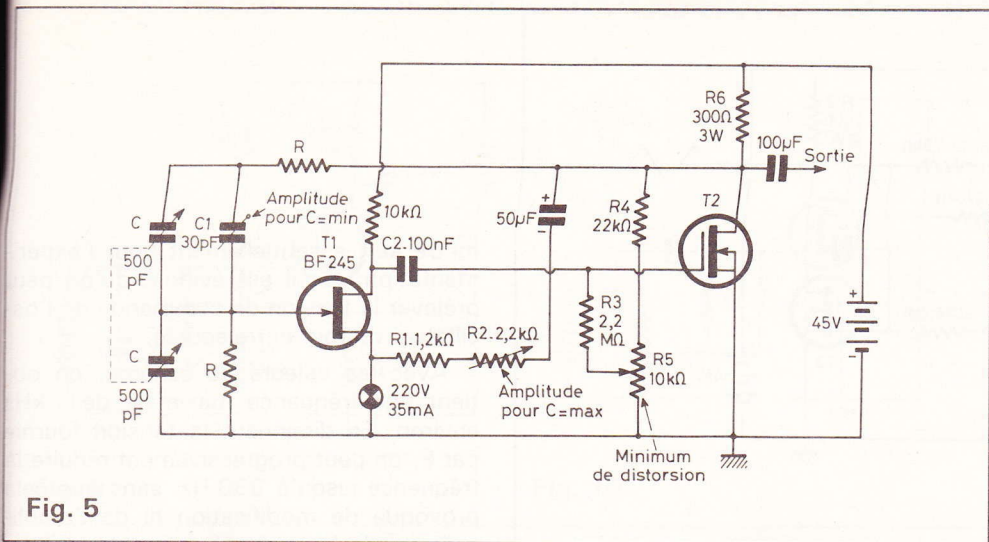


Fig. 5

la polarisation du transistor et, partant, l'amplitude des oscillations.

Un fonctionnement avec une tension d'alimentation nettement plus faible n'est guère possible, car  $R_6$  limiterait alors le courant de drain du transistor à une valeur qui ne permet plus d'obtenir la valeur de transconductance qui est nécessaire au fonctionnement du montage. En effet, l'oscillateur à triple déphaseur demande un produit « transconductance par résistance de charge », c'est-à-dire un gain en tension qui ne pourra être bien inférieur à 30.

## V – Générateur BF à pont de Wien

Un générateur BF relativement puissant, produisant 12 V<sub>eff</sub> sous 300 Ω avec un taux de distorsion voisin de 0,2 %, c'est possible avec seulement deux transistors, si ceux-ci sont à effet de champ.

Dans la figure 5,  $T_1$  est un type à jonction, alors que  $T_2$  est un MOS de puissance. L'ajustage de fréquence se fait par un condensateur variable double, et il sera ainsi nettement plus progressif que dans le cas des potentiomètres bobinés dont sont souvent équipés les générateurs BF du commerce. On notera que ce n'est pas le bâti de ce condensateur qui se trouve relié à la masse, mais l'une de ses armatures. Il faut donc monter ce condensateur sur un support isolant de bonne qualité, et le coiffer d'un blindage, relié à la masse.

Entre les deux butées de C, la fréquence varie dans un rapport au moins égal à 10. Si on s'impose la fréquence qu'on veut obtenir pour la valeur maximale de C,  $C_{max}$ , on peut calculer la valeur de R par  $R = 1/(2 \pi f C_{max})$ . La valeur de  $C_{max}$  pourra être différente de 500 pF, mais il faut obligatoirement utiliser un

condensateur variable dont les deux éléments soient identiques.

Une fréquence minimale de 10 Hz peut être obtenue avec  $R = 33 \text{ M}\Omega$ , mais il faut alors entièrement blinder le montage. Pour R, on devra utiliser des résistances de précision ( $\pm 2 \%$ ), ou du moins de bonne stabilité. Une commutation de R permettra d'obtenir plusieurs gammes, et une fréquence maximale de 500 kHz est possible. Pour une bonne concordance des gammes, et une tension de sortie constante à l'intérieur de chaque gamme, on aura avantage à prévoir, par commutation, un ajustable  $C_1$  différent pour chaque gamme et à commuter, de même, des ajustables de 10 pF entre le gate de  $T_1$  et la masse.

Lors de la mise en service, on tourne C au maximum de sa capacité et on ajuste  $R_2$  de façon à obtenir une tension alternative de sortie de 12 V. Puis on reprend, avec la valeur minimale de C, ce même ajustage avec  $C_1$ . Si on constate, sur une autre gamme de fréquence, et pour la valeur maximale de C, une tension de sortie différente, il convient de corriger expérimentalement la valeur de l'une des

deux résistances R du montage. On pourra, pour cela, procéder par une petite résistance d'appoint.

L'ajustage au minimum de distorsion, par  $R_5$ , ne pourra être précis que si on dispose d'un distorsiomètre. Sur la maquette, un taux de distorsion inférieur à 0,2 % a été mesuré à 3 kHz. Ce taux peut encore être diminué, si on se contente d'une tension de sortie de 10 ou de 6 V seulement.

La régulation d'amplitude se fait par une ampoule « veilleuse » 220 V. On pourra la remplacer par toute autre ampoule de plus de 30 V et consommant moins de 50 mA, mais il se peut que le fonctionnement correct ne soit alors obtenu que si on diminue ou court-circuite  $R_1$ .

## VI – Générateur de dents de scie

L'avantage du générateur de la figure 6 réside surtout dans le fait qu'il permet de produire, avec une capacité de valeur relativement faible, des oscillations de fréquence très basse. Par contre, on n'a pas cherché à obtenir une dent de scie particulièrement linéaire.

Dans le montage de la figure 6,  $T_1$  et  $T_2$  forment un trigger qui se trouve déclenché, sur la base de  $T_1$ , par un signal prélevé du drain de  $T_3$ . Les résistances qu'on trouve dans la connexion correspondante,  $R_9$  et  $R_{10}$ , ont été calculées de façon que ce déclenchement se fasse, dans un sens, quand la tension de drain a

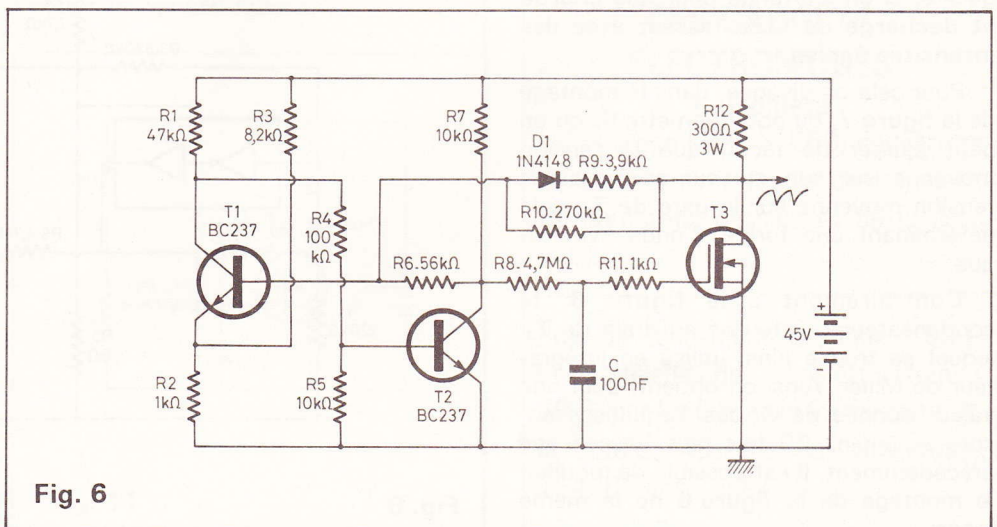
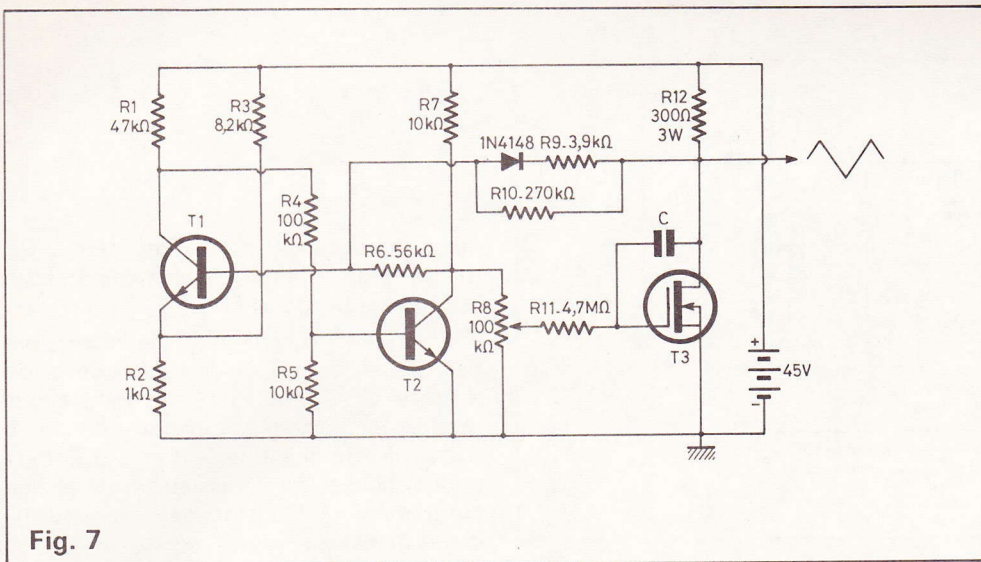


Fig. 6



mètre sert essentiellement pour l'expérimentation, car il est évident qu'on peut prélever la tension de commande de l'oscillateur de tout autre source.

Avec les valeurs du schéma, on obtient une fréquence maximale de 1 kHz environ. En diminuant la tension fournie par P, on peut progressivement réduire la fréquence jusqu'à 330 Hz, sans que cela provoque de modification ni de l'amplitude, ni de la forme du signal de sortie. De telles modifications n'apparaissent que si on diminue la tension de commande en dessous de 2,7 V, ce qui permet de diminuer la fréquence jusqu'à 100 Hz.

Pour transposer la gamme couverte vers des fréquences plus élevées, il suffit de réduire  $R_6$ . Un fonctionnement correct peut ainsi être obtenu au moins jusqu'à 100 kHz.

### IX – Oscillateur LC

Grâce à son impédance d'entrée élevée, le transistor MOS de puissance est utilisable dans un montage oscillateur dont le bobinage ne possède ni prise, ni enroulement auxiliaire.

La figure 9 montre qu'on obtient une résistance négative d'entrée, au moyen d'un circuit de source,  $R_5$ - $C_4$ , et en augmentant, au besoin, la capacité drain-source du transistor par un condensateur  $C_3$ .

presque atteint 45 V, et dans l'autre sens, via  $D_1$ , quand cette tension est presque tombée à zéro. On arrive à une amplitude de sortie voisine de 35 ou 40 V, crête-à-crête.

La dent de scie est produite par intégration (C,  $R_8$ ) de la tension de collecteur de  $T_2$ . La montée (en sortie) correspond à la conduction de  $T_2$ , et elle est lente, car la tension accumulée sur C n'est alors que de quelques volts. Par contre, la charge de C est plus rapide, puisqu'elle se fait, quand  $T_2$  est bloquée, par une tension voisine de 45 V.

Avec les données de la figure 6, la fréquence de fonctionnement est de 4 Hz. On peut la modifier en jouant soit sur  $R_8$ , soit sur C. Par  $R_{11}$ , on évite des oscillations spontanées de  $T_3$ .

### VII – Générateur de triangulaires

Le principe du circuit précédent est utilisable pour la production d'une triangulaire, si on s'arrange pour que charge et décharge de C se fassent avec des intensités égales.

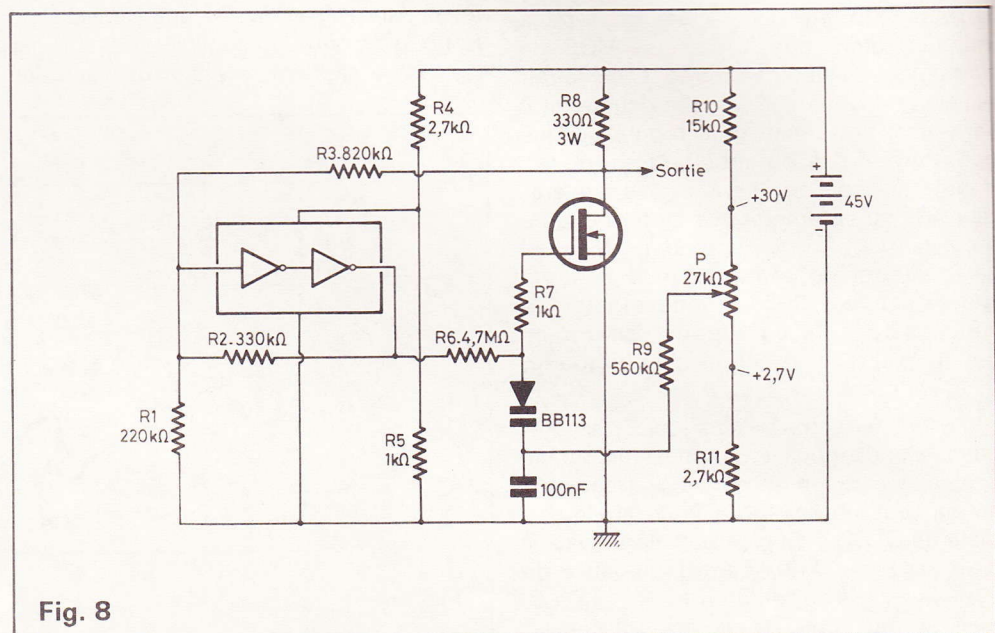
Pour cela on dispose, dans le montage de la figure 7, du potentiomètre  $R_8$  qu'on peut ajuster de façon que la tension moyenne sur son curseur soit égale à tension moyenne sur le gate de  $T_3$ , cela déterminant une forme d'onde symétrique.

Contrairement à la figure 6, le condensateur C retourne au drain de  $T_3$ , lequel se trouve ainsi utilisé en intégrateur de Miller. Ainsi on obtient, pour une valeur donnée de C, des fréquences encore au moins 20 fois plus basses que précédemment. Il est possible de modifier le montage de la figure 6 de la même façon.

### VIII – Oscillateur commandé par tension (VCO)

Dans la figure 8, le trigger des deux circuits précédents n'est plus constitué par deux transistors, mais par deux inverseurs C.MOS (ou deux portes NAND, NOR, CD 4001, CD 4011, entrées de chaque porte reliées ensemble), l'alimentation de ce circuit intégré étant assurée par le diviseur  $R_4$ ,  $R_5$ . Bien entendu, cette variante est transposable aux figures 6 et 7 dont le trigger à transistors s'adapte, de même, à la figure 8.

Par ailleurs, le condensateur C de la figure 6 se trouve remplacé par une triple diode à capacité variable, BB 113, dont les trois éléments se trouvent tout simplement connectés ensemble. On applique à cette diode une tension variable de commande de 2,7 à 30 V, prélevée du curseur du potentiomètre P. Ce potenti-



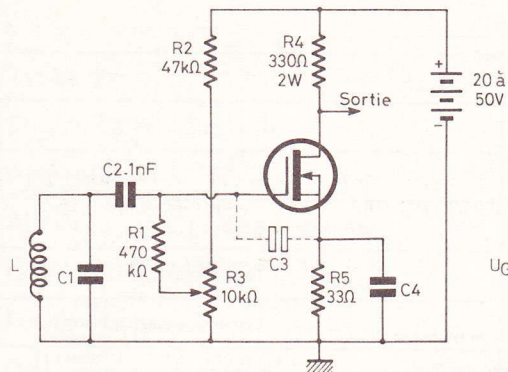


Fig. 9

La valeur de  $C_4$  sera de 47 nF pour une fréquence de 10 kHz, de 4,7 nF pour 100 kHz, de 470 pF pour 1 MHz et de 220 pF pour 2 MHz et plus. Tant que la capacité d'accord,  $C_1$ , ne sera pas supérieure à 50 pF, on pourra généralement omettre  $C_3$ . Autrement, on procèdera expérimentalement, après avoir ajusté  $R_3$  de façon à obtenir, aux bornes de  $R_4$ , une chute de tension approximativement égale à la moitié de la tension d'alimentation. Après obtention des oscillations,  $R_3$  pourra servir pour ajuster l'amplitude de sortie. Notamment quand on travaille en dessous de 20 kHz, une modification de  $R_3$  implique une légère variation de la fréquence, de 2,5 % environ.

Souvent, un oscillateur doit être utilisé avec une charge qui n'est pas constituée par une résistance, comme  $R_4$ , mais par un bobinage ou un circuit oscillant. Dans de telles conditions, l'utilisation d'un transistor MOS de puissance est assez délicate, car rien ne limite plus son intensité de drain. D'autre part, ce transistor n'offre pas non plus cette possibilité de limitation de la tension d'entrée qui se fait, dans le cas des bipolaires et des JFET, par la diode d'entrée (base-émetteur ou gate-source). Cette diode produit, en redressant le signal, une composante continue qui charge le condensateur de liaison par une tension qui tend à polariser le transistor dans la région de blocage, d'où protection automatique contre tout signal d'entrée de trop forte amplitude.

Avec le MOS de puissance, c'est plutôt le contraire, car en cas d'amplitude excessive d'entrée, la diode de zener de gate va d'abord conduire en sens direct, d'où naissance d'une composante continue qui tend à augmenter la tension positive de gate. Pour éviter qu'un oscillateur ne subisse, de ce fait, un emballement électrique, on peut prévoir, comme le montre la figure 10, dans son circuit de polarisation une diode ayant le même

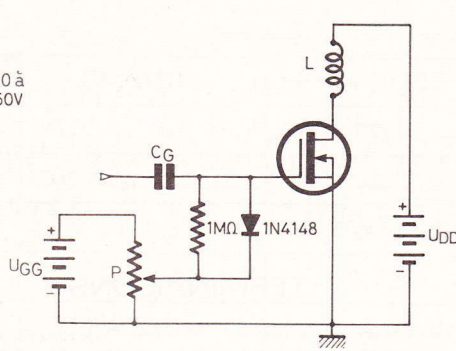


Fig. 10

effet que la diode d'entrée d'un transistor bipolaire ou d'un JFET. Cette diode empêche la tension de gate de s'emballer dans le sens positif, à condition que l'impédance de la source de polarisation soit suffisamment basse. Il faut ainsi donner une valeur assez faible au potentiomètre P de la figure 10. Plus précisément, cette valeur dépend de l'intensité maximale que peut fournir le circuit qui précède  $C_G$  dans le montage. Ce n'est guère que par expérimentation qu'on arrivera à déterminer le compromis optimal entre ces deux grandeurs.

### X - Oscillateur à quartz

Produire une tension HF relativement élevée, de fréquence précise et sous faible impédance, c'est possible avec le montage de la figure 11. Le quartz y est utilisé en résonance série, c'est-à-dire que ce n'est que sur la fréquence nominale du quartz qu'il peut y avoir un courant qui crée, dans  $C_1$ , une chute de tension qui est appliquée au gate, pour l'entretien des oscillations.

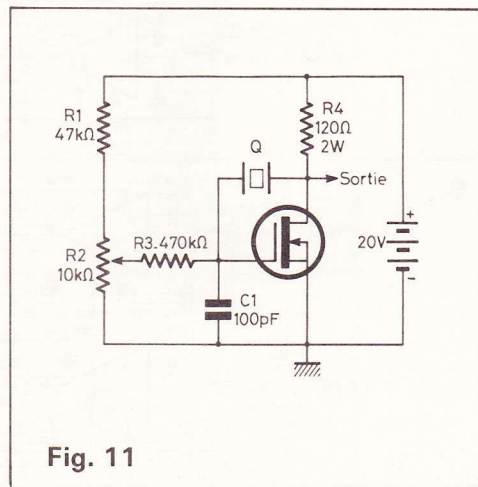


Fig. 11

Le montage de la figure 11 a été expérimenté avec des quartz dont la fréquence nominale était comprise entre 5 et plus de 30 MHz. Souvent, un fonctionnement à des fréquences plus basses est possible, notamment si on augmente quelque peu la valeur de  $C_1$ .

Si on veut remplacer la résistance de charge  $R_4$  par un circuit oscillant ou par un bobinage, on devra faire face aux problèmes d'emballement électrique, mentionnés plus haut. De plus, on risque alors d'arriver à des puissances suffisamment élevées pour que l'amplitude de vibration du quartz devienne telle qu'il se brise.

Les oscillateurs à charge de faible valeur ohmique représentent ainsi un domaine d'application où le MOS de puissance présente, certes, des avantages, de simplicité notamment, mais où sa mise en œuvre est quelque peu plus délicate que dans les autres montages décrits, lesquels ne demandent que des précautions très élémentaires de mise en œuvre.

J.-M. LAMBERT

**Votre premier GADGET :  
UN TRANSFERT !**

pour réaliser plusieurs circuits imprimés destinés à de nombreuses applications de

**L'ELECTRONIQUE DE LOISIRS**

**LE LIVRE  
DES GADGETS  
ELECTRONIQUES**

**B. Fighiera**

Un ouvrage (190 x 260) couverture cartonnée, avec feuille de transfert, de nombreux dessins et de la couleur.

Prix de lancement pratiqué : **55 F** (avec feuille de transfert), franco **69 F**, par **La Librairie Parisienne de la Radio**, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

# Les modules amplificateurs SANKEN

**B**EAUCOUP d'amateurs se lancent à corps perdu dans la réalisation d'amplificateurs BF, et se tournent volontiers vers des descriptions à transistors à la seule lecture de la puissance de sortie annoncée. Ces expérimentateurs se trouvent alors confrontés aux problèmes de réglage et d'assemblage des principaux composants, notamment des divers transistors de puissance sur un même dissipateur, avec les précautions d'isolation nécessaires.

Peut-être beaucoup de complications, quand on apprend que Sanken propose une solution séduisante : les modules « Hybrides ». En effet, les modules amplificateurs de la série SI-1000G se constituent d'éléments multicouches et de composants discrets d'où leur appellation. Ils conviennent dans la plupart des cas à toutes les applications en audio : Hi-Fi, instruments de musique électronique, sonorisation.

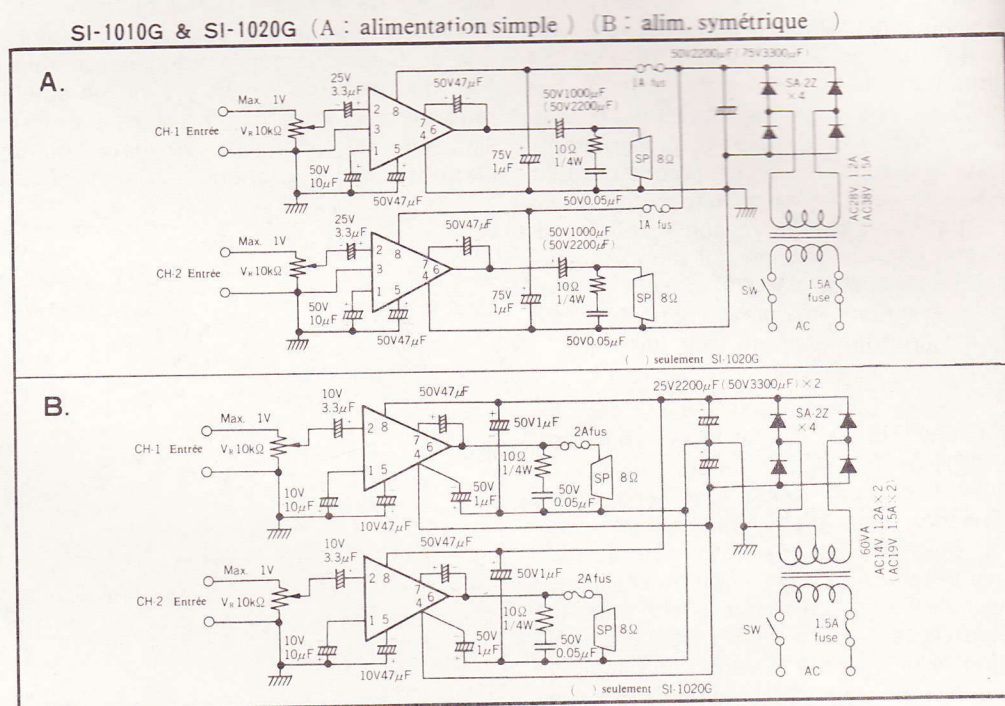
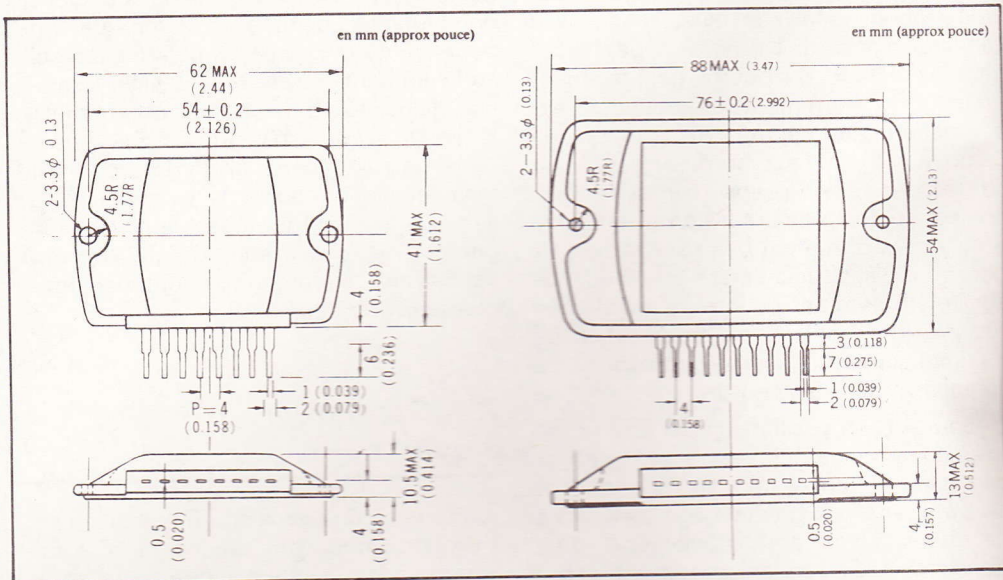
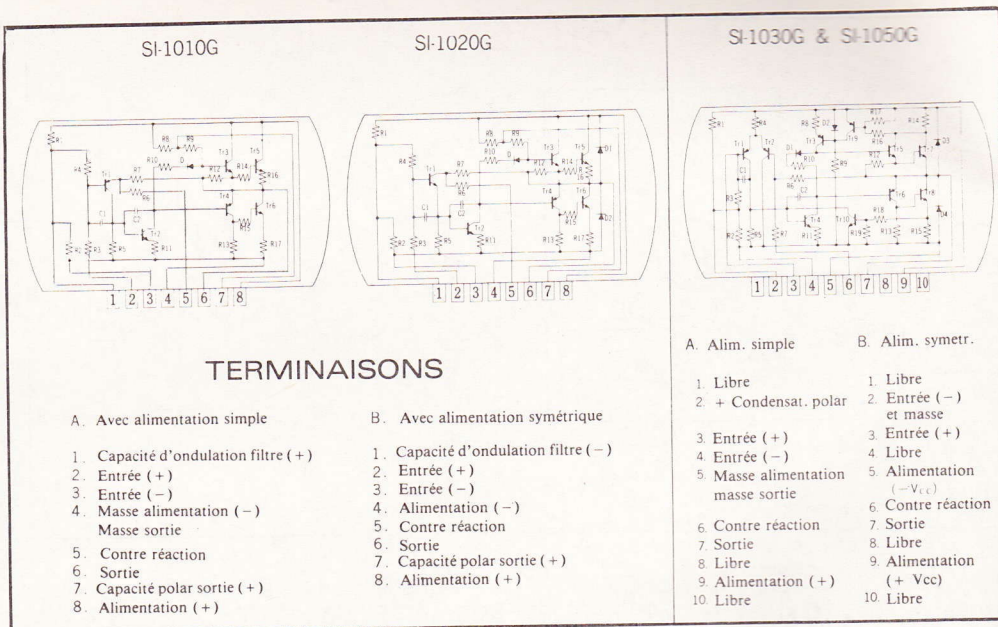
Il y a quelque temps, au moment de leur apparition sur le marché, leur prix semblait élevé. Aujourd'hui, ils s'inscrivent dans un budget raisonnable et presque équivalent aux montages traditionnels.

## Caractéristiques et présentation

Sanken propose quatre modèles qui diffèrent par leur puissance de sortie :

- SI1010G puissance 10 W,
- SI1020G puissance 20 W,
- SI1030G puissance 30 W,
- SI1050G puissance 50 W.

Ces modules se présentent sous la forme d'énormes circuits intégrés, encapsulés à l'intérieur de deux types de boîtiers.

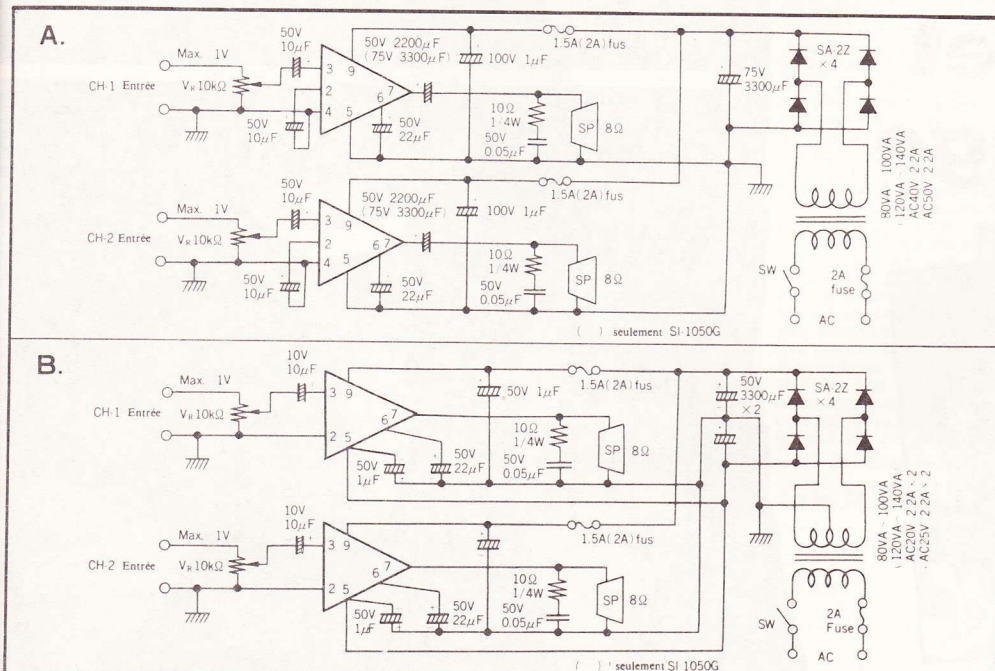


# CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES

à 25 °C ambiant 1 kHz,  $R_L = 8 \Omega$

Types n°	SI-1010G	SI-1020G	SI-1030G	SI-1050G
Puissance efficace max	10 W	20 W	30 W	50 W
Alimentation	34 V ou $\pm 17$ V	46 V ou $\pm 23$ V	54 V ou $\pm 27$ V	66 V ou $\pm 33$ V
Alimentation à ne pas dépasser	45 V ou $\pm 22,5$ V	55 V ou $\pm 25$ V	60 V ou $\pm 30$ V	80 V ou $\pm 40$ V
Courant d'alimentation	0,50 A	0,72 A	0,86 A	1,1 A
Fusible de protection	1 A rapide	1 A rapide	1,5 A rapide	2 A rapide
Distorsion harmonique	0,5 % max.	0,5 % max.	0,5 % max.	0,5 % max.
Voltage d'entrée	0,30 V typ.	0,42 V typ.	0,52 V typ.	0,70 V typ.
Voltage d'entrée max.	1 V	1 V	1 V	1 V
Gain avec C.R. max ( $P_o = 1$ W)	30 dB typ.	30 dB typ.	30 dB typ.	30 dB typ.
Impédance d'entrée	40,000 $\Omega$ typ.	40,000 $\Omega$ typ.	40,000 $\Omega$ typ.	40,000 $\Omega$ typ.
Impédance de sortie ( $P_o = 1$ W)	0,2 $\Omega$ typ.	0,2 $\Omega$ typ.	0,2 $\Omega$ typ.	0,2 $\Omega$ typ.
Courant de charge (Rms)	1,12 A typ.	1,58 A typ.	1,94 A typ.	2,50 A typ.
Voltage de sortie (Rms)	8,95 V typ.	12,65 V typ.	15,5 V typ.	20,0 V typ.
Rapport (signal/bruit)	90 dB typ.	90 dB typ.	90 dB typ.	90 dB typ.
Courant de repos	20 mA typ.	20 mA typ.	20 mA typ.	20 mA typ.
Gamme fréq. ( $P_o = 1$ W)	20 Hz à 100 kHz	20 Hz à 100 kHz	20 Hz à 100 kHz	20 Hz à 100 kHz
Bande passante (-3 dB)	20 Hz à 20 kHz	20 Hz à 20 kHz	20 Hz à 20 kHz	20 Hz à 20 kHz
Température en fonction	-10 °C à +70 °C	-20 °C à +80 °C	-20 °C à +80 °C	-20 °C à +80 °C
Température en stockage	-25 °C à +85 °C	-30 °C à +100 °C	-30 °C à +100 °C	-30 °C à +100 °C
Protection incorporée	-	-	Limiteur	Limiteur

SI-1030G & SI-1050G (A : alimentation simple) (B : aliment. symétrique)



La tâche de l'amateur se résume donc à l'exploitation des diverses bornes de sortie conformément aux schémas d'application du constructeur.

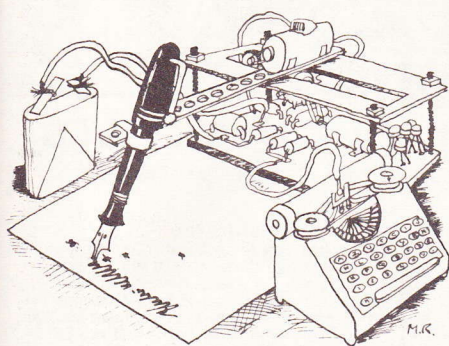
Les modules fonctionnent en classe B à sortie quasi-complémentaire. Ils utilisent des transistors à couche active de haute performance et des transistors de puissance donnant toute garantie de fiabilité.

Nous nous bornerons à vous préciser les caractéristiques générales de ces modules, et à publier les schémas d'application.

Dans chaque série d'application, deux types d'alimentation restent possibles, alimentation simple ou alimentation symétrique auquel cas on peut faire abstraction du condensateur électrochimique de sortie.

Rappelons que ces modules devront être fixés sur de grands dissipateurs et que leur semelle épaisse se prête à un montage facile et rapide.

# 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

18 F la ligne de 34 lettres, signes ou espaces, taxe comprise.

Supplément de 6 F pour domiciliation à la Revue.

Toutes les annonces doivent parvenir avant le 5 de chaque mois

à la Sté AUXILIAIRE DE PUBLICITÉ (Sce EL Pratique), 70, rue Compans, 75019 Paris C.C.P. Paris 3793-60. Prière de joindre le montant en chèque C.P. ou mandat poste.

## RECTIFICATIF

### ALIMENTATION 0/30 V N° 33, Nouvelle Série, p. 137

Dans la liste des composants, il manquait la valeur du potentiomètre  $P_1 = 10 \text{ k}\Omega$  variation linéaire, et, par ailleurs, pour  $R_3 = 820 \Omega$ , il vaut mieux utiliser une 1 W au lieu de 1/2 W.

### TROIS MINUTERIES N° 31, Nouvelle Série, p. 124

La base du transistor  $T_3$  se relie aux bornes (3) et (5) du CD 4081 et non à la borne (2). La borne (4) du 555 se connecte à la borne (15) du CD 4060 et non à la borne (16).

### TEMOIN RESERVE N° 32, Nouvelle Série, p. 104

Le condensateur  $C_5$  a été omis à la figure 2. Il doit être branché entre la borne (3) de  $IC_1$  et la masse, comme le montre le dessin du circuit imprimé



Composition  
Photocomposition : ALGAPRINT, 75020 PARIS  
Impression - couverture : S.P.I., 75019 PARIS  
Distribution : S.A.E.M. TRANSPORTS PRESSE

Le Directeur de la publication :  
A. LAMER

Dépôt légal - 4<sup>e</sup> trimestre 1980 N° 585

Copyright © 1980  
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.

Vds microoord. KIM 1 :  
1 100 F, 2716 : 140 F. 2732 :  
350 F, RAM 4116 : 60 F. Tél.  
721.04.10.

Brevetez vous-même vos inventions, grâce à notre guide complet. Vos idées nouvelles peuvent vous rapporter gros mais cela il faut les breveter « demandez la notice 78 » Comment breveter ses inventions contre 2 timbres à Ropa BP 41, 62101 Calais.

Philat. vd collect. envelop. 1<sup>er</sup> jour s. soie, bas prix. 60 % catalog. Lepollotec, 2, rue R.-Prévert, 44600 St-Nazaire.

Partant de tous documents, réalisons vos C.I. sur V.E. 18 F le  $\text{dm}^2$  1 face, 23 F 2 faces, film, étam, perçage inclus. (Chèque à la commande + 5 F de port global). Imprelec Le Villard, 74550 Perrignier. Tél. (50) 72.41.25 ou 72.42.41.

Circuits imprimés en 24 h à Paris. Epoxy le  $\text{dm}^2$  : 18 F. Envoi au dépôt, document + chèque + 1,80 F timbre/ $\text{dm}^2$  : C.I. Delau, 12, av. de Verdun, 92120 Mont-rouge.

A vendre cours Eurelec Electronique Industrielle (complets). Ecr. avec proposition au journal qui transmettra.

A partir d'une photocopie, réalise vos C.I. sur V.E. (qualité professionnelle). Série me consulter. Prix : 20 F/ $\text{dm}^2$ . Rivero, 153, rue Paradis, 13006 Marseille. Tél. (91) 53.58.01 (19 heures).

Vends pont de mesure Heathkit monté : résist., self, capa en 3 gammes en TBE. Prix : 300 F, paie envoi. Jourdain Yves. Rés. Châteaubriand, 36 I Mireuil-la-Rochelle 17000.

## repertoire des annonceurs

ALBION	25	LEXTRONIC	63
ARLAUD	20	LOISITEK	6-7
BERNARD CORDE DETEC ELECTRO	28	MABEL	63
BH ELECTRONIQUE	6-7	MAGNETIC FRANCE	18-19
BHV	8	MDK	47
BOUSSEAU ELECTRONIQUE	153	MECANORMA	32-33
CEDITEL	20-139	MEDELOR	155
CENTRE ETUDES LANGUES	155	OPPERMANN ELECT. FRANCE	46
CENTRE ETUDES MEMOIRE	153	PANTEC	40
CIBOT	4 <sup>e</sup> de couv.	PARIS COMPOSANT	65 à 67
CIRATEL	155	PENTASONIC	3-4-5
CIRQUE RADIO	25	PERLOR RADIO	129
COMINDUS	153	SALON INTERNATIONAL	
COMPTOIR LANGUEDOC	156	AUDIO-VISUEL	48
COMPOKIT	38-39	POUSSIELGUES DIFF ELECTRONI	27
COMPTOIR ELECTRO MONTREUIL	24	RADIO CHAMPERRET	6-7
COPIOX	3 <sup>e</sup> de couv.	RADIO KIT	44-45
LES CYCLADES	31	RADIO MJ	37
DISTRONIC	26	RAM	16-17
DUNOD	156	REUILLY COMPOSANTS	158-159
EFC	13	ROCHE	30
ELECTRONIKIT	139	SAINT-QUENTIN RADIO	14-15
ELECTROME	41 à 43	SHOP TRONIC	139
EREL	34	SEPA	2 <sup>e</sup> de couv.
ETSF	56-57	SMOKE SIGNAL BROADCASTING	58
EURELEC	29-157d35-36	STE NOUVELLE RADIO PRIM	25
ELECTRO STYLE	12	SOAMET SA	91
FRANCLAIR ELECTRONIQUE	64	SOGEFOM	69 et 72
HBN	49 à 51	SONEL DIFFUSION	21
HOHL DANNER	40	STAREL	22-23
IMD (RAB)	9	TELE SAINT MARC	59 à 62
INSTITUT ELECT. RADIO	68	TERAL	154
ISKRA	162	TOUT POUR LA RADIO	138
LAG ELECTRONIQUE	10-11	TPE TOUT POUR L'ELECTRONIQUE	162
LDTM	54-55	UNIECO	52-53-113-114



**TELEQUIPMENT**



D 32

• **Type D 32**  
 2 voies, 10 MHz.  
 Batteries incorporées.  
**Prix avec 2 sondes TP2 ..... 5 850 F**  
 Pour cet appareil, prévoir un délai.



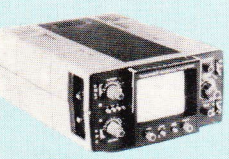
D 67 A

• **Type D67 A. Double trace. 25 MHz**  
 Surface utile de l'écran : 8 x 10 cm.  
 Double base de temps.  
 Sensibilité : 10 mV à 5 V/cm.  
 Précision de mesure : 3 %.  
 Balayage retardant, retardé et déclenché.  
 Post-accelération 10 kV.  
**Prix avec 2 sondes TP2 ..... 9 100 F**



DM 64

• **Type DM 64**  
 2 voies, 10 MHz. Modèle à mémoire.  
 Sensibilité 1 mV.  
**Prix avec 2 sondes TP2 ..... 11 500 F**



Série D 1000

**SÉRIE D 1000**  
 Caractéristiques communes :  
 • Ecran rectangulaire 8 x 10 cm.  
 • Vitesse 0,2 s à 40 ns/Division en X5.  
 • Déclenchement automatique normal TV lignes et trames intérieure et extérieure. Entrée X.  
 • Alimentation 110 et 220 volts. Poids : 8 kg.

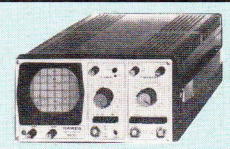
• **D 1010**  
 2 x 10 MHz. Sensibilité 5 mV à 20 V/Division  
**Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée 3 540 F**

• **D 1011**  
 2 x 10 MHz. Sensibilité 1 mV à 20 V/Division.  
**Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée 3 890 F**

• **D 1015**  
 2 x 15 MHz. Sensibilité 5 mV à 20 V/Division.  
**Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée 4 470 F**

• **D 1016**  
 2 x 15 MHz. Sensibilité 1 mV à 20 V/Division.  
**Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée 5 110 F**

**HAMEG**



HM 307/3

• **HM 307/3. Simple trace - Écran Ø 7 cm. AM-PLI V : simple trace DC 10 MHz (-3 dB)**  
 Atténuation d'entrée à 12 positions ± 5 %.  
 De 5 mV à 20 V/Division. Vitesse de 0,2 s à 0,5 µs.  
 Testeur de Composants incorporé.  
**Prix avec 1 cordon gratuit ..... 1 590 F**

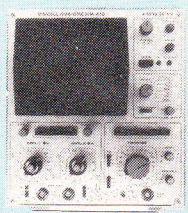


HM 312/8

• **HM 312/8 - AMPLI V : Double trace 2x20 MHz à 5 mV/cm.**  
 Temps de montée 17,5 ns. Atténuateur : 12 positions. Entrée : 1 M/30 pF.

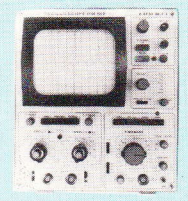
**AMPLI X : de 0 à 1 MHz à 0,1 V/cm. B. de T. de 0,3 s/cm à 0,3 micro/s en 12 positions. Loupe électronique x 5.**  
**SYNCHRO INTER. EXTER. T.V. : Générateur de signaux carrés à 500 Hz 2 V pour étalonnage.**

**Équipements : 34 transistors, 2 circuits intégrés, 16 diodes, tube D 13 - 620 GH, alim. sous 2 kV. Secteur 110/220 V - 35 VA. Poids : 8 kg.**  
 Dim. : 380x275x210 mm.  
**Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 ..... 2 440 F**



HM 412/4

• **HM 412/4 - Double trace. Écran de 8 x 10 cm 2x20 MHz.**  
**AMPLI V : DC 15 MHz (-3 dB). Atténuateur d'entrée 12 positions ± 5 %.**  
**AMPLI X : déclenché DC 30 MHz. Balayage en 18 posit. Alim. stabilisée. Retard de balayage. Rotation de Traces.**  
**Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 ..... 3 580 F**  
 (Pour cet appareil, prévoir un délai.)



HM 512/8

• **HM 512/8 - 2x50 MHz - Double trace.**  
 2 canaux DC à 50 MHz, ligne à retard. Sensib. 5 mVcc-20 Vcc/cm. Régl. fin 1 : 3. Base de temps 0,5 s-20 ns/cm (+x5). Déclenchement 1 Hz à 70 MHz, +/-, touche TV. Fonction XY sur les 2 canaux av. même calibration. Sommat. des deux canaux. Différence par inversion du canal I. Dim. de l'écran 8x10 cm. Accél. 12 kV, gratuite lumineuse.  
**Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 ..... 5 830 F**  
 (Pour cet appareil, prévoir un délai.)

**VOC - TRIO (KENWOOD)**



VOC 5

• **OSCILLOSCOPE (Made in Japan)**  
**UN EXCELLENT APPAREIL TRÈS SOIGNÉ**  
 2 traces du continu à 15 MHz.  
 Tube de 13 cm. Réticule lumineuse.  
 Entrée différentielle. Synchro TV lignes et trames.  
 Base de temps de 0,5 s à 0,5 µs.  
 Entièrement transistorisé.  
 Fonctionnement en mode X-Y. Loupe X5.  
 Livré avec 2 sondes combinées 1/1 et 1/10 ..... **3 700 F**



OC 975

**CENTRAD NOUVEAU! OC 975**  
 Double trace 2 x 20 MHz  
 Prix de lancement ..... **2 950 F**

**metrix**



OX 713

• **OX 712 B 2x15 MHz**  
 Tube avec post-accelération de 3 kV du continu.  
 Sensibilité 1 mV/cm.  
 Possibilité de synchro au-delà de 40 MHz.  
 Fonction X-Y. Addition et soustraction des voies.  
 Réglages progressifs des gains et vitesses.

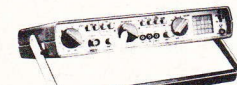
**GARANTIE 2 ANS**  
**Prix ..... 4 500 F**

• **OX 713 2x10 MHz**  
**Prix ..... 3 822 F**

**SD 742. Sondes combinées 1/1 et 1/10 ..... 190 F**  
 Sonde 1/1 TP1 ..... 148 F  
 Sonde 1/10 TP2 ..... 163 F  
 Traceur de courbes 987 F

**HAMEG**  
 HZ 20. Adaptateur BNC. Banane ..... 47 F  
 HZ 22. Charge de passage (50 Ω) ..... 88 F  
 HZ 30. Sonde atténuatrice 10 : 1 ..... 88 F  
 HZ 39. Sonde démodulatrice ..... 111 F  
 HZ 32. Câble de mesure BNC. Banane ..... 52 F  
 HZ 33. Câble de mesure BNC-HF ..... 52 F  
 HZ 34. Câble de mesure BNC-BNC ..... 52 F  
 HZ 35. Câble de mesure avec sonde 1 : 1 ..... 106 F  
 HZ 36. Sonde atténuatrice 10 : 1/1 : 1 ..... 211 F  
 HZ 37. Sonde atténuatrice 100 : 1 ..... 258 F  
 HZ 38. Sonde atténuatrice 10 : 1 (200 MHz) ..... 294 F  
 HZ 43. Sacoche de transport (312, 412, 512) ..... 211 F  
 HZ 44. Sacoche de transport (307) ..... 129 F  
 HZ 47. Visière ..... 47 F  
 HZ 55. Testeur de semi-conducteurs ..... 211 F  
 HZ 62. Calibrateur 2110 F  
 HZ 64. Commutateur (4 canaux) ..... 2110 F

**sinclair**



NOUVEAU : OSCILLO SC 110

Dimensions de l'écran : 32 x 26 mm.  
 Bande passante : DC à 10 MHz, ± 3 dB à 1 div.  
 Sensibilité 10mV/div. à 50 mV/div. en 12 positions.  
 Alimentation par piles (option batterie rechargeable + bloc secteur chargeur)  
**Prix ..... 1 950 F**

**elc**

**PROMOTION SC 754**  
 0 à 12 MHz 5 mV  
**PORTABLE**



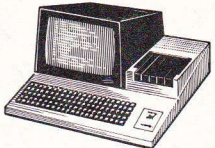
Base de temps déclenchée avec relaxation automatique en l'absence de signal étalonnée de 1 µs à 5 ms en 12 positions.  
 Synchronisation : positive ou négative en interne ou externe séparateur T.V.I. et T.V.L.  
 Tube rectangulaire D 7201 GH.  
 180 - 75 - 300 mm. Masse 3,5 kg. **Prix 1 700 F**

Ordinateur de poche utilisant le langage « PC 1211 » **SHARP** « MZ-80 K »



**BASIC.** Traite des calculs complexes. Affichage avec matrice à points jusqu'à 24 chiffres avec affichage flottant. Capacité de programme 1424 pas. 26 mémoires avec protection. Programmes et données peuvent être gardés sur magnéto. (Interface en option)  
 L'appareil ..... **1300F**  
 Avec interface pour magnéto. à K7 ..... **1390F**

**Ordinateur personnel MICROPROCESSEUR Z80**  
 Basic étendu 14K. Rom 4K.  
 Mémoire 20K RAM, extensible jusqu'à 48K. Permet de programmer par exemple : vidéo, jeux sportifs, échecs, programmes musicaux, etc.  
 Comptabilité : calculs complexes, analyse de statistiques, etc.  
**Prix ..... 6 900 F** Documentation sur demande



• Extension 12K ..... **780 F**  
 • Extension 28K ..... **1 500 F**  
 Unité double de Floppy disques ..... **9 800 F**  
 — Imprimante SHARP : 80 caractères-ligne, 40 caractères élargis, 225 caractères imprimables, 1,2 ligne/sec ..... **6 700 F**  
 Panier interface comprenant alimentation et place pour 5 interfaces ..... **1 050 F**  
 Plaque Interface Floppy ..... **1 050 F**  
 Câble Floppy ..... **NC**  
 Interface imprimante ..... **NC**

Pour tous ces accessoires, un délai est nécessaire

**DEMANDEZ LE NOUVEAU CATALOGUE DECEMBRE 1980**  
 182 pages abondamment illustrées de COMPOSANTS ELECTRONIQUES, PIÈCES DETACHEES et APPAREILS DE MESURES (contre 20 F)

**BON A DÉCOUPER (ou à recopier)**  
 et à adresser à CIBOT, 3, rue de Reuilly, 75012 Paris.  
 Nom ..... Prénom .....  
 Adresse .....  
 Code postal ..... Ville .....  
 Ci-joint la somme de 20F :  en chèque bancaire  en chèque postal  en mandat-lettre

**POSSIBILITES DE CREDIT (CREG et CETELEM)**  
 de 3 à 21 mois selon désir et réglementation en vigueur.

**A PARIS : 3, rue de Reuilly, 75012 - Tél. : 346.63.76 (lignes groupées)**  
 Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

**A TOULOUSE : 25, rue Bayard, 31000. Tél. : (61) 62.02.21**  
 Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 19 heures sans interruption, sauf dimanche et lundi matin.

**EXPÉDITIONS RAPIDES PROVINCE ET ÉTRANGER**