

8 f

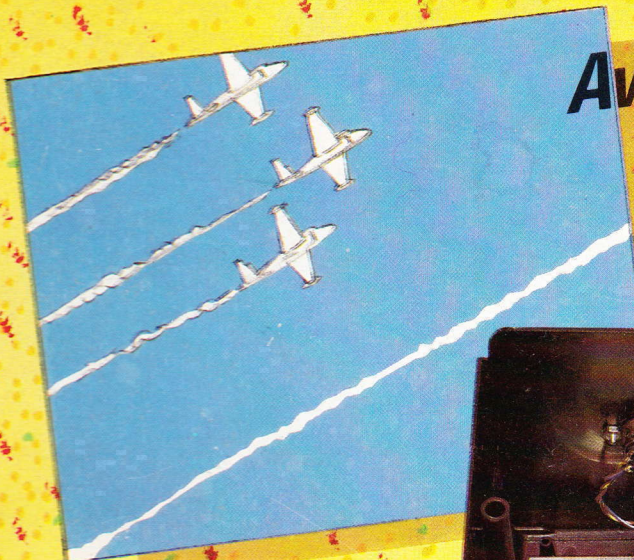
édité par le Haut-Parleur

électronique pratique

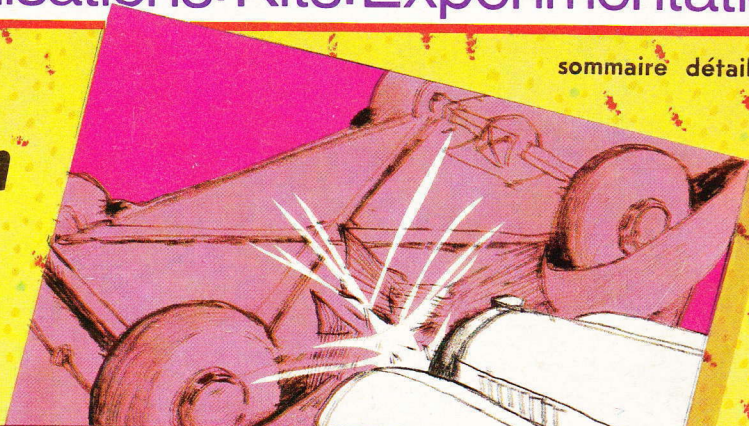
Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Expérimentations

sommaire détaillé p. 71

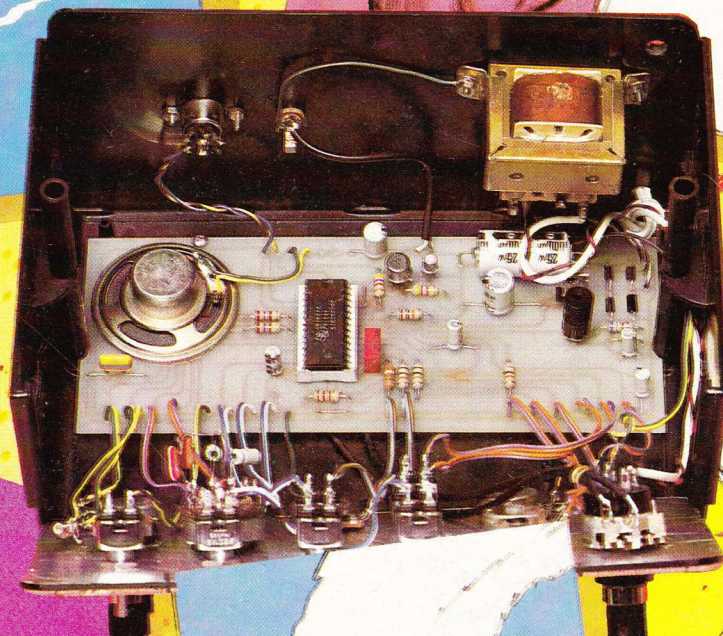
Avion



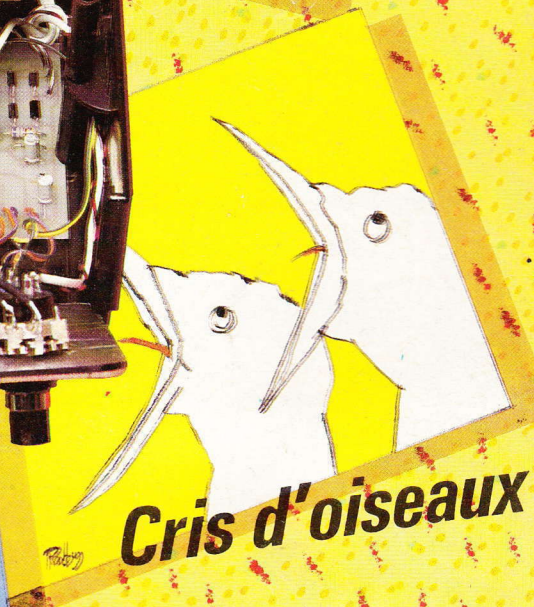
Crash voiture



Un mini synthétiseur



Cris d'oiseaux



Course moto



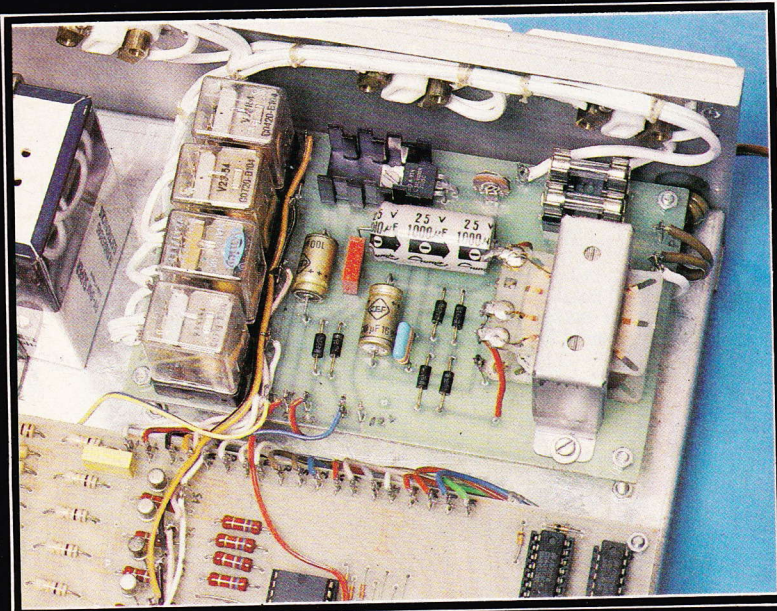
Train à vapeur etc ...



Canada : \$ 1,90 - Belgique : 65 FB - Suisse : 4,00 F - Espagne : 125 Pesetas - Tunisie : 920 Mil. - Italie : 3 000 Lire

ELECTRONIQUE PRATIQUE N° 36 - MARS 1981

1
2
3
4
5



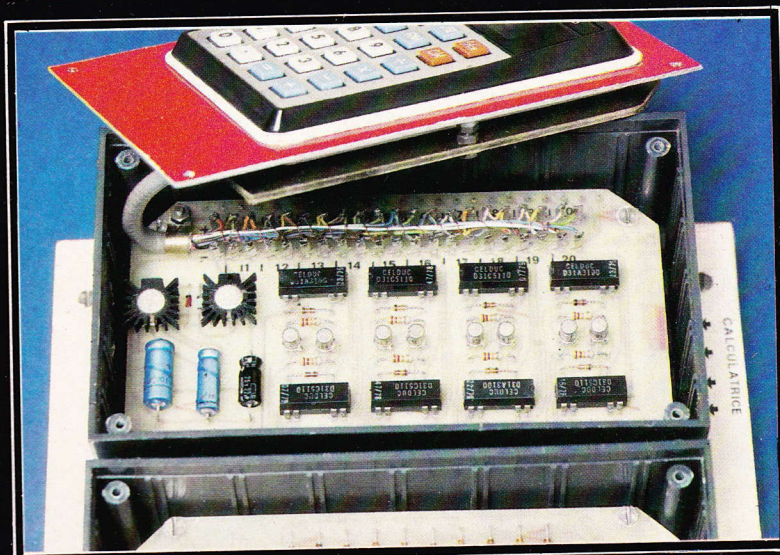
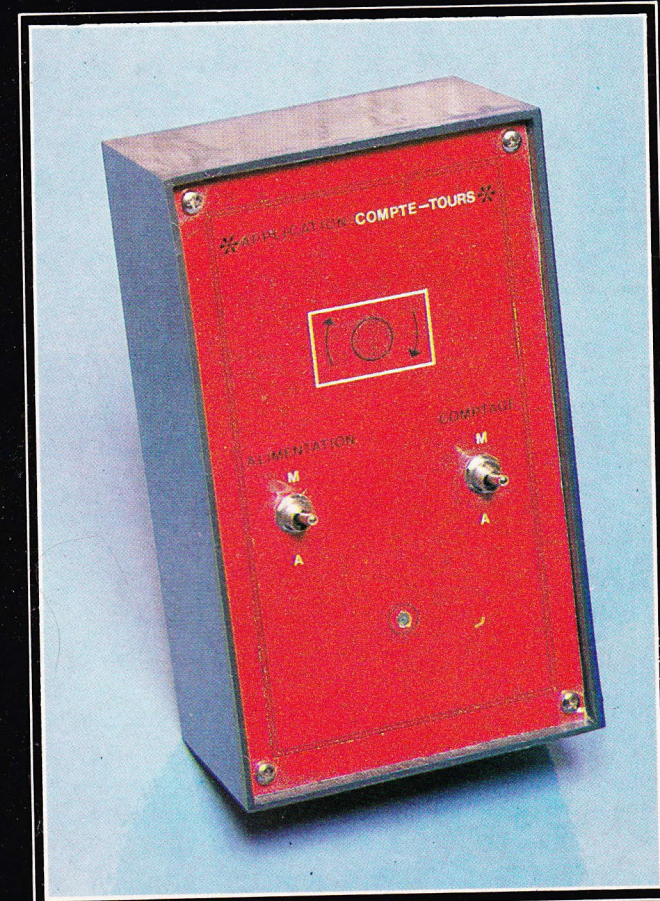
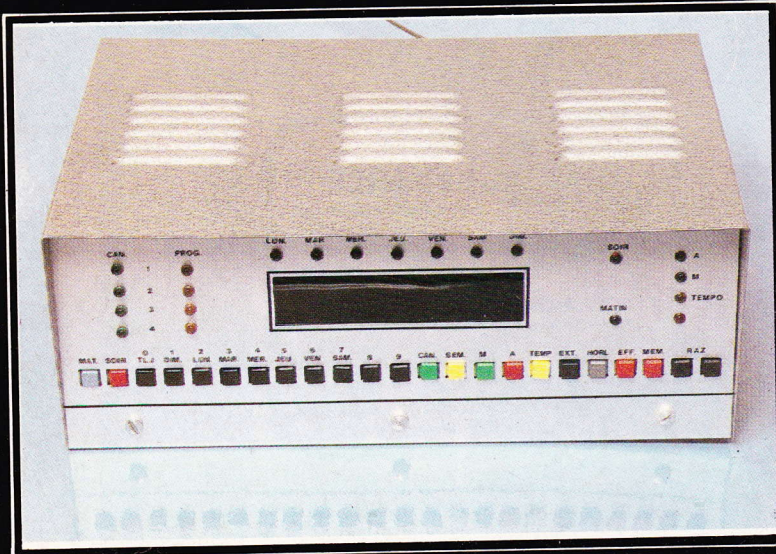
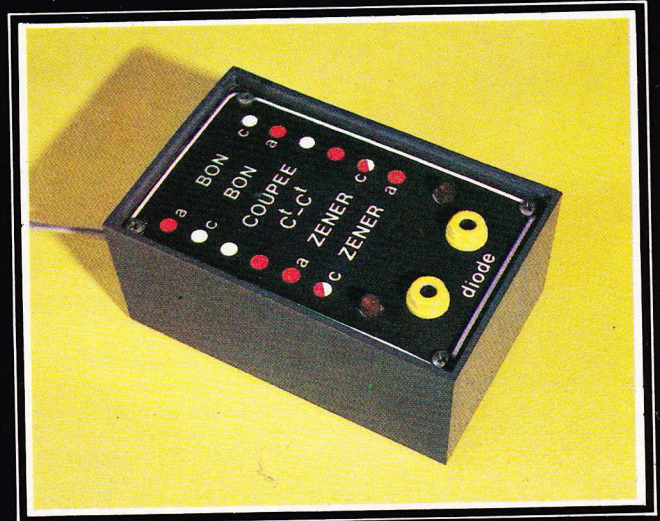
1) La section alimentation de l'horloge pourvue de quatre relais.

2) On pourra se livrer à une véritable programmation à l'aide des touches.

3) Toujours les modules de base de la calculatrice.

4) Un testeur de diodes simplifié.

5) La sobriété de la face avant de l'application compte-tours.



électronique pratique

n° 36

Mars 1981

Sommaire

Réalisez vous-mêmes

- Un préamplificateur pour PU magnétique original** 72
- Un compte-tours digital de précision avec la calculatrice** 73
- Un labyrinthe électronique avec des diodes LED** 74
- Un chargeur de batterie 12 V automatique** 75
- Un mini-synthétiseur avec le SN 76477** 76
- Un capacimètre simple et précis de 0,2 à 20 000 μ F** 106
- Une alimentation réglable 0/30 V / 2 A avec le L 200** 113
- Un testeur de diodes simplifié** 116
- Une horloge à quartz programmable avec le TMS 1122 NL** 120

En kit

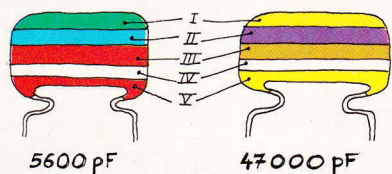
- ASSO 2044 – Un thermostat équipé d'un nouveau circuit intégré** 134

Pratique et initiation

- Les transistors MOS de puissance : deux amplis de 10 W classe B** 137

Divers

- ENCART EURELEC** 35-36
- Page abonnement** 154
- Nos Lecteurs** 155



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

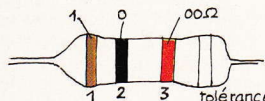
V : tension
rouge 250V
jaune 400V

5600 pF

47000 pF

I 1 ^{er} chiffre	II 2 ^{ème} chiffre	III multiplicateur
	0	X1
1	1	X10
2	2	X100
3	3	X1 000
4	4	X10 000
5	5	X100 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 ^{ère} bague 1 ^{er} chiffre	2 ^{ème} bague 2 ^{ème} chiffre	3 ^{ème} bague multiplicateur
	0	X1
1	1	X10
2	2	X100
3	3	X1000
4	4	X10 000
5	5	X100 000
6	6	X1 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 Ω = rouge, violet, or soit
27 x 0,1 = 2,7 Ω

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

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

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

Avec la participation de G. Amonou, R. Knoerr, G. Isabel, B. Duval, H. Liegeois, M. Archambault, F. Monteil, R. Rateau, D. Roverch, B. Roux, H. Schreiber.

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

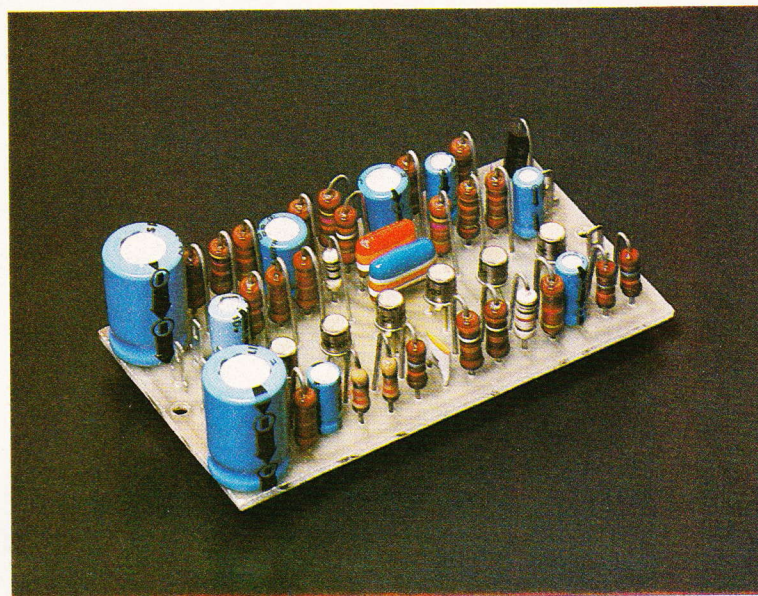
SONO + LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 210 F - Etranger à 360 F

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.

NOUS vous proposons ce mois-ci un préampli P.U. original. Il est en effet entièrement réalisé avec des transistors montés en amplificateurs différentiels. Cette configuration donne d'excellents résultats, par sa bande passante et sa stabilité en température. Tous les composants utilisés sont très courants, le coût du montage est donc très intéressant et accessible à toutes les bourses. De plus, le fait de n'utiliser que des transistors classiques est d'un intérêt théorique évident, comparativement à l'emploi de circuits intégrés amplificateurs.



PREAMPLI pour PU magnétique

Le schéma de principe

Il est proposé la **figure 1**, et un premier coup d'œil nous laisse voir les six transistors montés deux par deux en différentiels. L'alimentation, comme cela se doit, est symétrique. Elle est découplée par les cellules de filtrage $R_{24}-C_{10}$, $R_{25}-C_{11}$, R_7-C_4 , et R_8-C_5 .

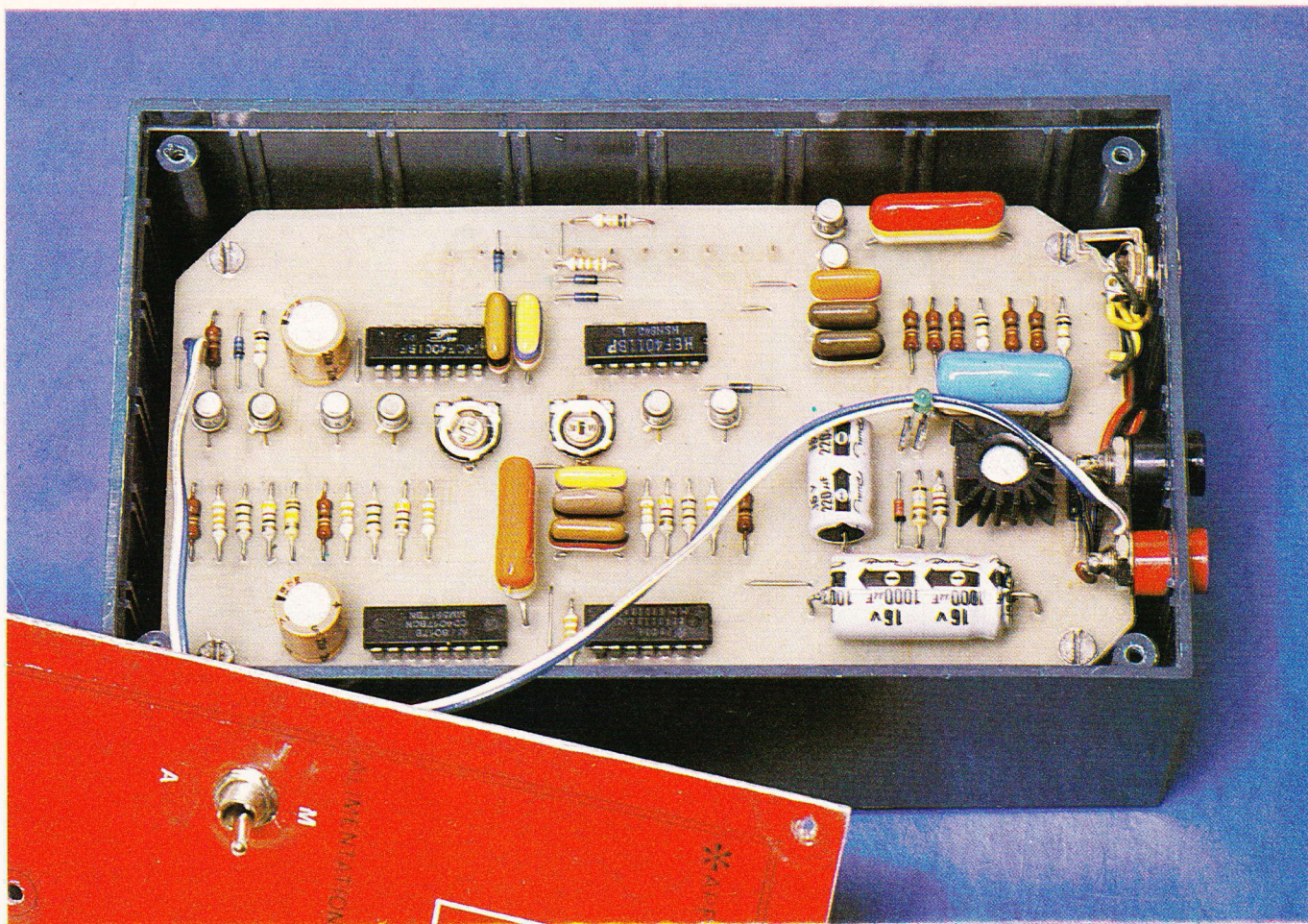
Comme vous le voyez, nous n'avons pas lésiné sur la quantité pour obtenir la qualité. Toujours de notre premier coup d'œil, nous voyons que l'ensemble composé autour de $T_1-T_2-T_3-T_4$ doit donner une amplification conforme à la courbe de réponse R.I.A.A., et que l'ensemble constitué autour de $T_3-T_4-T_5-T_6$ nous donne une amplification linéaire, de façon à pouvoir attaquer avec un niveau correct l'amplificateur de puissance. Etu-

dions maintenant de façon plus détaillée le rôle des différents composants.

Commençons par l'entrée : elle se fait sur C_1 qui transmet le signal à la base de T_1 . La résistance R_1 de $47\text{ k}\Omega$ fixe l'impédance d'entrée, tandis que C_2 évite les démodulations hautes fréquences. L'amplificateur constitué autour de T_1 et T_2 comporte deux entrées : une sur la base de T_1 et l'autre sur la base de T_2 . L'entrée 2 est inverseuse par rapport à l'entrée 1, si la sortie se fait sur le même collecteur, ce qui est le cas. La résistance R_6 constitue le générateur de courant de T_1 et T_2 . Les résistances R_4 et R_5 introduisent une contre-réaction qui linéarise l'amplification. R_2 constitue la résistance de charge de sortie tandis que R_3 se contente de symétriser cet étage. Le courant de repos de T_1 et T_2 est ainsi fixé

à $0,3\text{ mA}$, ce qui permet de minimiser au maximum le bruit à l'entrée.

Passons maintenant au deuxième étage qui est construit de façon identique, et complémentaire du premier. Nous nous passerons donc de l'analyse du rôle des résistances $R_{12}-R_{13}-R_{14}-R_{15}-R_{16}$. Remarquons que, les liaisons entre ces deux premiers étages se faisant en continu, les potentiels des collecteurs de T_1 et T_2 sont les mêmes que ceux des bases de T_2 et T_3 , de même que les potentiels des collecteurs de T_2 et T_3 sont les mêmes que ceux des bases de T_1 et T_2 . Et idem pour $T_3-T_4-T_5-T_6$.



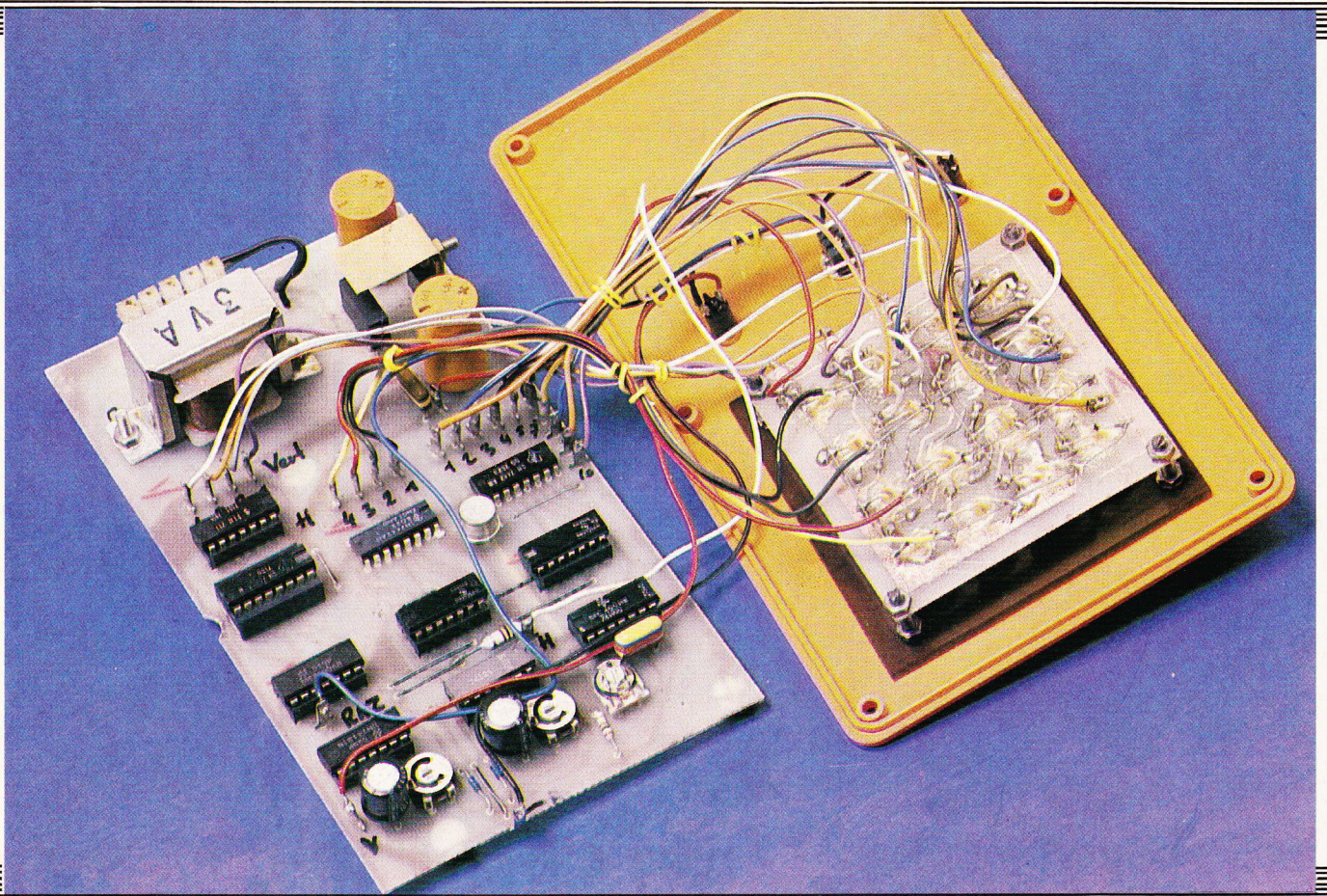
Des applications d'une
calculatrice de poche :

4. COMPTE-TOURS DIGITAL

LES compte-tours digitaux courants affichent en général le chiffre des mille et celui des centaines en présentant en permanence le chiffre zéro pour les dizaines et les unités. Cette disposition a donc l'inconvénient d'introduire au niveau du résultat une marge d'erreur relativement importante allant de 2 % pour 5 000 tr/mn à 10 % pour 1 000 tr/mn. L'application proposée dans le présent article permettra la réalisation d'un compte-tours digital dont le principe reste basé sur un véritable calcul de la vitesse de rotation d'un moteur et ceci avec une erreur relative variant de 0,1 à 0,5 % pour les vitesses courantes.

Cette performance peut être atteinte grâce à un processus automatisé d'un calcul repris périodiquement et intégrant la notion de temps. Enfin, et moyennant une programmation très simple, notre compte-tours pourra indifféremment s'adapter à un moteur de quatre ou de six cylindres.

(Suite page 94)



LABYRINTHE ELECTRONIQUE

L nous est arrivé à tous de rechercher dans une revue, à l'aide d'un crayon, le bon trajet pour sortir d'un labyrinthe ; à chaque obstacle, il nous faut rechercher un autre passage pour rejoindre la sortie convoitée. Le montage proposé permet de déplacer un point lumineux sur une grille, en essayant d'éviter les obstacles qui viennent se mettre sur son parcours et en ne se faisant pas enfermer. Outre la distraction qu'il procurera, ce module vous donnera l'occasion d'utiliser quelques circuits logiques très courants, base de nombreux montages digitaux.

Le schéma synoptique

L'arrivée sur le marché des nouvelles diodes LED plates autorise des combinaisons lumineuses inédites. Il nous a semblé amusant de les utiliser ici pour simuler des obstacles dans une grille sur laquelle le joueur déplace un « pion » lumineux, en l'occurrence une traditionnelle diode LED ronde miniature. Une grille de 4 lignes et 4 colonnes permet l'allumage de 16 LED ou pions. A partir de la position de dé-

part, le joueur « déplace » son pion d'une case à l'autre, mais seulement verticalement ou horizontalement ; il ne pourra revenir en arrière si un obstacle se présente à lui ou s'il se fait enfermer.

Le hasard prend part au jeu dans la mesure où les obstacles se placent d'une manière entièrement aléatoire dans la grille et se déplacent à chaque action sur l'un des deux poussoirs du jeu. La grille proposée est de dimensions modestes, mais peut facilement être étendue sans

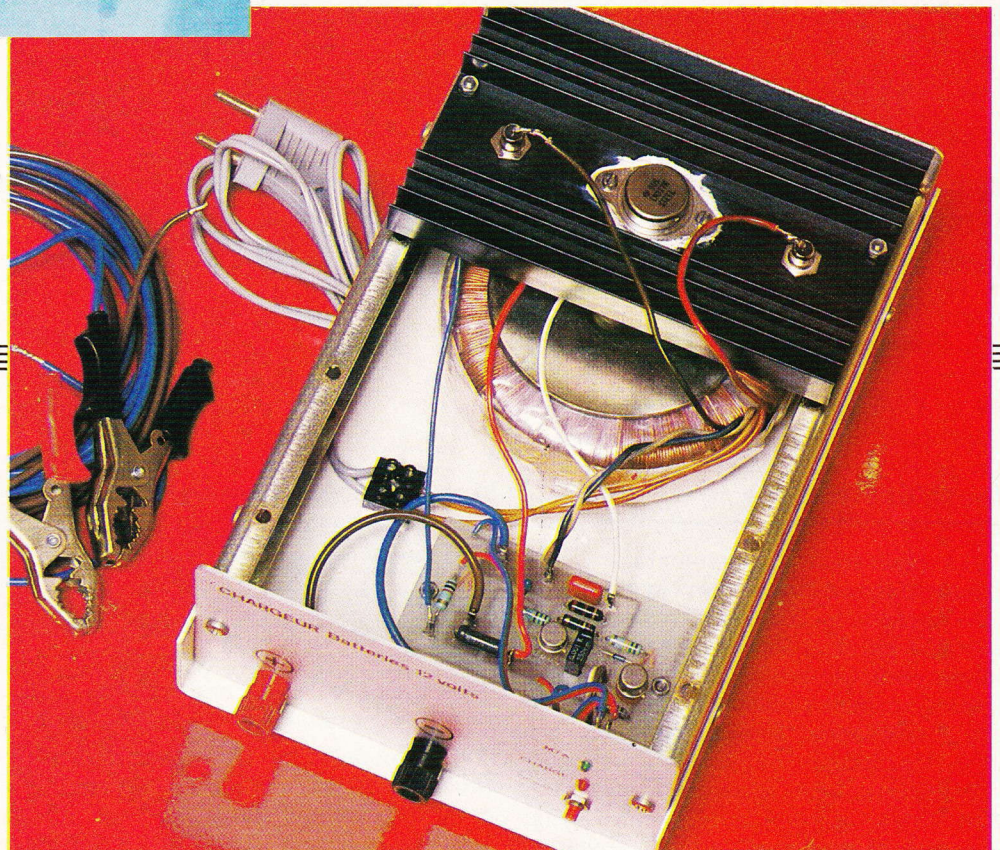
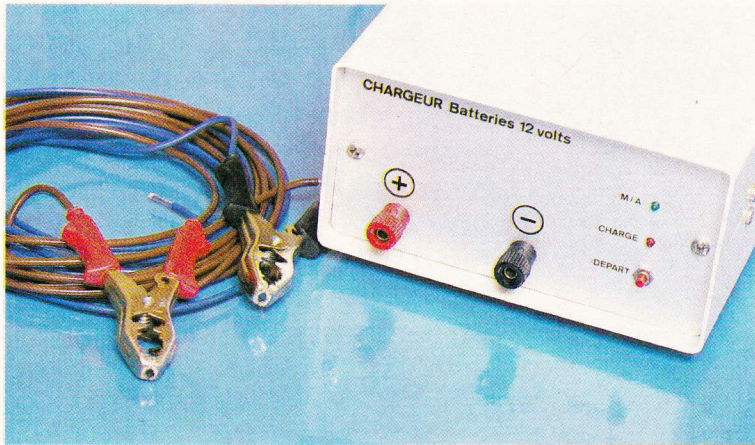
aucune modification du circuit imprimé principal à un labyrinthe de 100 cases !

Nous pensons toutefois que le prix de revient relativement élevé des LED plates freinera les réalisations d'une telle taille. Signalons également qu'il est possible d'éparpiller les obstacles au gré de votre fantaisie, compte tenu du fait que leur mise en place se fera selon les lois du hasard.

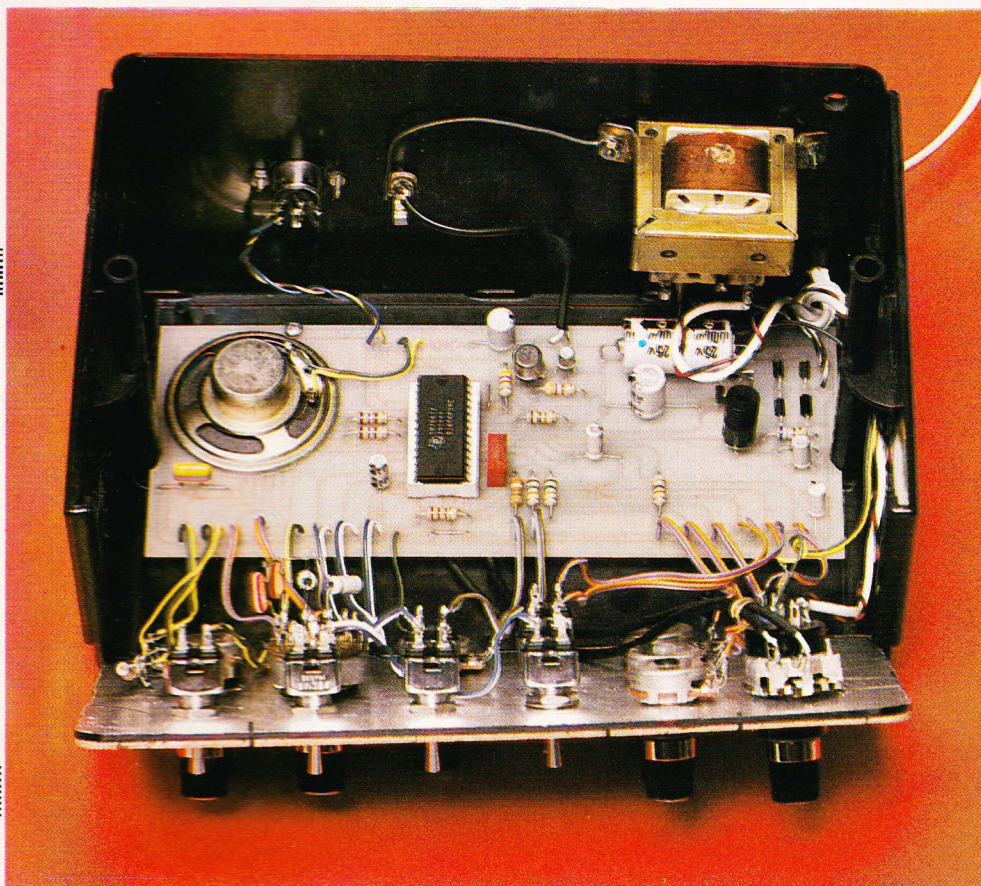
(Suite page 84)

Chargeur de batterie 12 volts

L'HIVER n'est pas terminé, et l'humidité et le froid ne permettent pas aux automobiles un démarrage au « quart de tour » le matin. Les batteries usagées (la moyenne de vie de celles-ci se situe entre 4 et 5 ans) faiblissent en hiver, leur ennemi mortel, le démarreur, vide leur énergie et pourtant il n'arrive que difficilement, très difficilement à faire « tourner le moteur ». Les distances parcourues par le véhicule sont de plus fréquemment trop courtes pour que l'alternateur ait le temps de « regonfler » la pauvre batterie ; reste alors en dernière ressource le médecin de service ! le chargeur.



(Suite page 90)



LE montage que nous vous proposons ce mois-ci est un petit synthétiseur. Sa mise en œuvre ne nécessite qu'une poignée de composants. Le fonctionnement est fiable. Il est à noter que suivi de quelques pédales d'effets (chambre d'écho, Flanger), le son final peut être impressionnant.

LE MINI-SYNTHÉTISEUR

I – Présentation

La réalisation de ce montage a été rendue possible grâce à un circuit intégré de Texas : le SN76477. Ce « mille pattes » est très intéressant, car il renferme pratiquement tous les modules de base d'un petit synthé monodique, à savoir : oscillateur très basse fréquence LFO, oscillateur BF VCO, générateur d'enveloppe, VCA, générateur de bruit et son filtre, générateur d'impulsions, préampli de sortie, et un petit régulateur pour l'alimentation. Tous les paramètres de réglages des différents modules sont accessibles aux bornes du boîtier.

II – Fonctionnement détaillé du SN76477

Le schéma interne du circuit est donné figure 1. Les sous-ensembles peuvent être classés en deux parties :

- Les générateurs d'ondes (LFO, VCO, générateur bruit, générateur d'impulsion).
- Les modules de traitement (Filtre de bruit, modulateur d'enveloppe, mixer).

a) Les générateurs

Le LFO est un oscillateur pouvant osciller de 0,1 à 20 kHz. Dans la majeure

partie des cas, sa fréquence ne dépassera pas 100 Hz.

La fréquence de fonctionnement du VCO est déterminée d'après les valeurs du réseau RC aux pattes 17 et 18. Cette fréquence peut-être modulée par une tension continue ou alternative. Cette tension peut être issue du LFO, ou peut être extérieure. Le choix se fait en appliquant un niveau logique sur la patte 22. Le rapport cyclique du VCO peut être réglé d'après la tension de la patte 19. Le signal de sortie du VCO est rectangulaire.

Le générateur de bruit peut être déclenché par un système baptisé « Noise clock ». Ce générateur fournit une tension

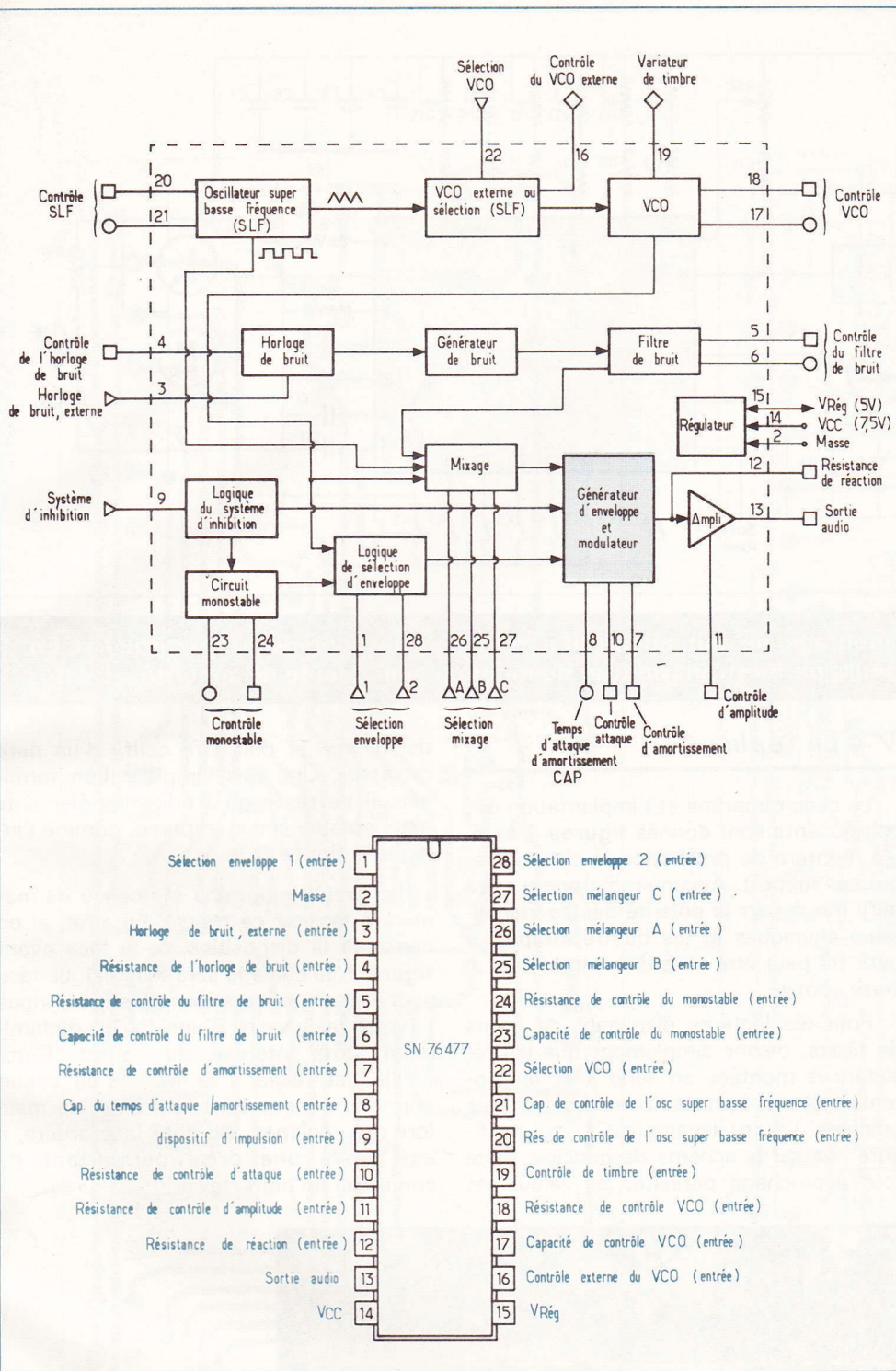


Fig. 1. et 2. — L'apparition sur le marché de nouveaux produits, tel ce SN76477 de Texas, peut conduire à des réalisations surprenantes et simplifiées, comme le mini synthétiseur que nous vous proposons.

de sortie pseudo-aléatoire, car issue d'un système logique. La sortie est connectée au filtre de bruit.

Lorsque l'on applique un front logique descendant sur la patte 9, on déclenche le générateur d'impulsions, qui déclenche à son tour le générateur d'enveloppe. Ce dernier commande un VCA (ampli commandé par tension). La largeur de l'impulsion de sortie est déterminée par

un condensateur et une résistance aux pattes 23 et 24.

b) Le traitement

Le filtre de bruit possède une pente d'atténuation de 3 dB/octave, ce qui est peu pour un synthétiseur.

La fréquence de coupure est réglable par un réseau RC aux pattes 5 et 6. Le

mixer est une sorte de petite table de mixage à trois entrées.

Le mixage se fait en appliquant une combinaison logique sur les pattes 25, 26, 27. Il ne s'agit pas là d'un mixage conventionnel. Si par exemple, on applique un signal BF issu du VCO, et un signal TBF issu du LFO, le signal de sortie sera un signal BF « Haché » au rythme du LFO. La troisième entrée est reliée au générateur de bruit par l'intermédiaire du filtre. La sortie du mixer est reliée à l'entrée du générateur d'enveloppe. Cette partie du synthétiseur est importante, car elle permet de donner une dynamique à une note continue.

Il est possible de régler l'attaque et la descente d'un son ou d'une note, à l'aide de deux potentiomètres. Un réglage de durée est aussi possible, car l'impulsion de déclenchement du générateur d'enveloppe est réglable en largeur si l'on relie un potentiomètre à la patte 24.

Un petit préampli adaptateur d'impédance est connecté à la sortie du générateur d'enveloppe. L'alimentation du boîtier requiert deux tensions par rapport à la masse : + 5 V et + 7,5 V. Le brochage du SN76477 est visible figure 2.

III — Le schéma

Nous nous sommes inspirés de la notice d'application qui est donnée avec le CI et qui montre un bon nombre d'applications ainsi que les caractéristiques du circuit.

Le schéma est donné figure 3. Il se divise en trois parties : l'alimentation secteur, le circuit intégré et l'ampli de sortie. Une alimentation secteur a été prévue malgré la faible consommation du montage.

IC₂ est un petit régulateur 5 V, il alimente les commutateurs, l'ampli de sortie et la tension de référence du IC. T₁ et D₅ fixent la deuxième tension d'alimentation à 7,5 V. En ce qui concerne les réglages du synthétiseur : nous avons :

- R₇ : fréquence filtre
- R₈ : durée enveloppe
- R₁₁ : attaque
- R₁₀ : descente
- R₁₃ : fréquence LFO
- R₁₂ : fréquence VCO
- R₁₄ : rapport cyclique VCO

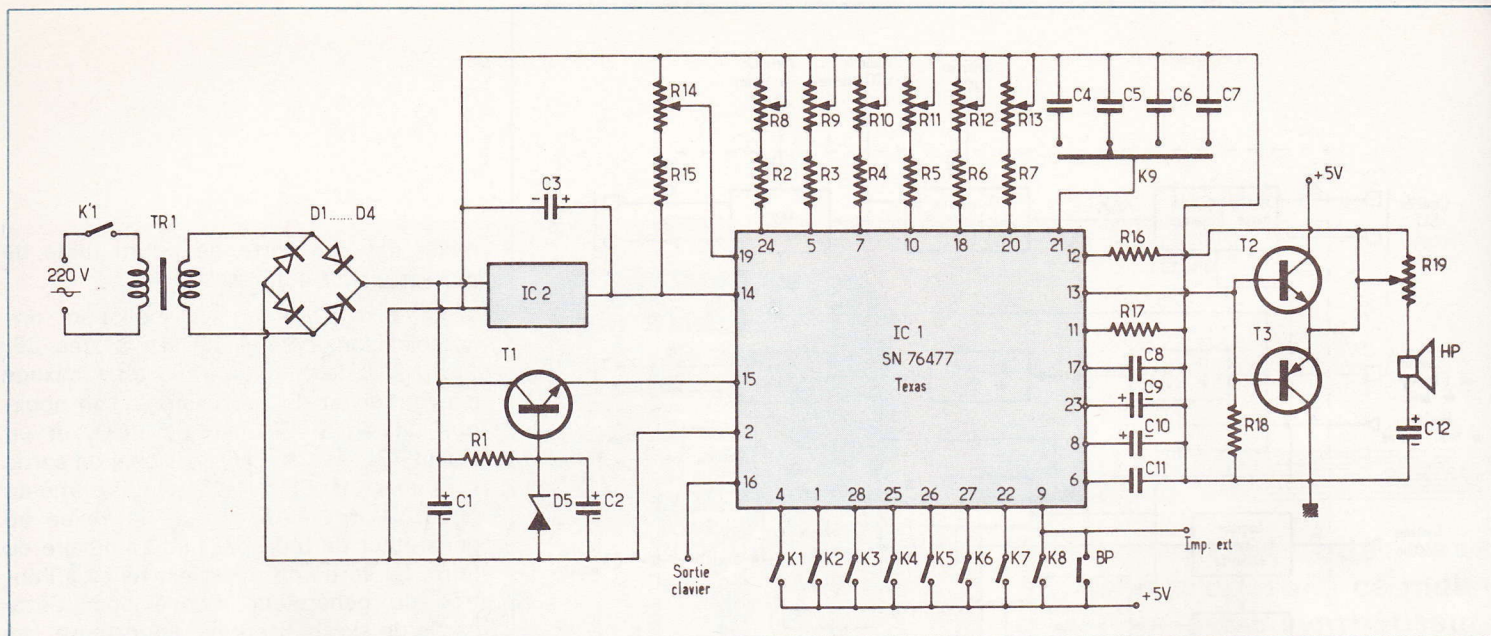


Fig. 3. — Vous constaterez que le montage ne fait appel qu'à très peu de composants extérieurs. En revanche, plusieurs commutateurs permettront de tirer du montage une infinité de sonorités.

- K₁ : mise en marche bruit
- K₂, K₃ : sélection entrée enveloppe
- K₄, K₅, K₆ : mixer
- K₇ : choix FM VCO
- K₈ : top impulsion départ enveloppe
- K₉ : réglage de la gamme de fréquence du LFO.

IV — L'amplificateur de sortie

Il est tiré de la note d'applications, et alimenté sous 5 V. T₂ et T₃ forment un « push-pull » simplifié. R₁₉ limite le courant dans le HP et permet ainsi de régler le volume.

V — La réalisation

Le circuit imprimé et l'implantation des composants sont donnés figures 4 et 5. On montera de préférence le circuit intégré sur support. Aucune remarque n'est à faire mis à part la polarité des condensateurs chimiques et les quatre straps. Le petit HP peut être collé directement sur le verre époxy.

Pour les lecteurs disposant de fonds de tiroirs, disons simplement que les résistances montées en série avec les potentiomètres n'ont pas besoin d'être très précises. Le condensateur Cx, qui ne figure pas sur le schéma de principe, évite tout accrochage parasite. Sa valeur est

de 10 μ F. T₁ doit être coiffé d'un petit radiateur. Une fois l'implantation terminée, il ne reste qu'à relier les éléments extérieurs au circuit imprimé, comme l'indique la figure 6.

Le circuit imprimé a été conçu de manière à faciliter ce travail. En effet, si on conserve la disposition de la face avant figure 7, le câblage sera minimal. La face avant étant en matière plastique, nous l'avons recouverte d'une feuille d'aluminium, côté intérieur du coffret. Cette feuille est reliée à la masse du circuit imprimé, évitant ainsi tout effet de main lors des réglages. Du côté face arrière, il est prévu une prise permettant de connecter un petit clavier.

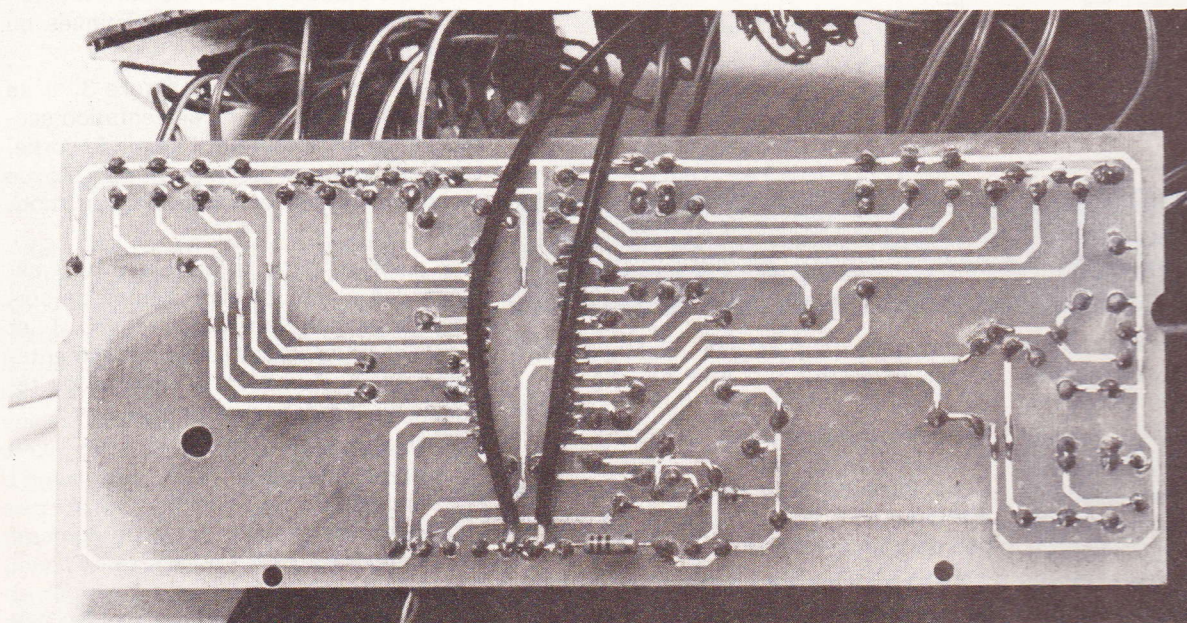


Photo 2. Bel exemple de reproduction du tracé du circuit.

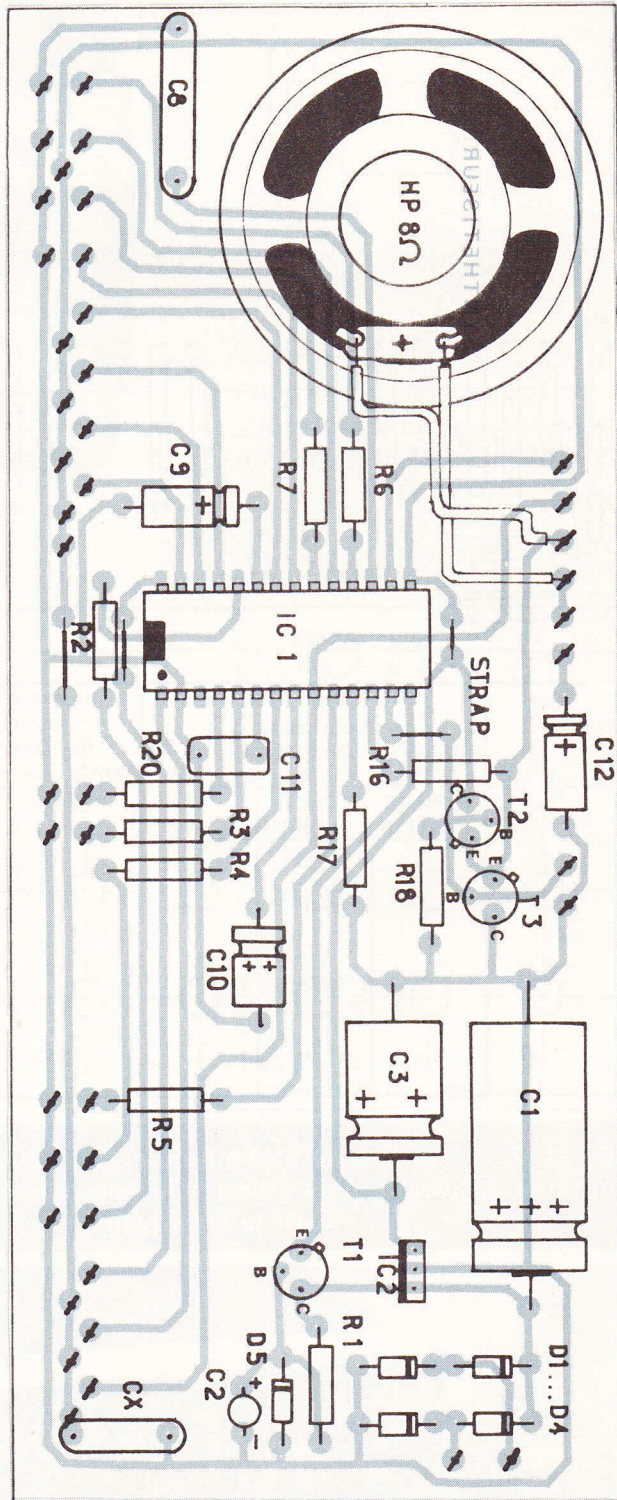
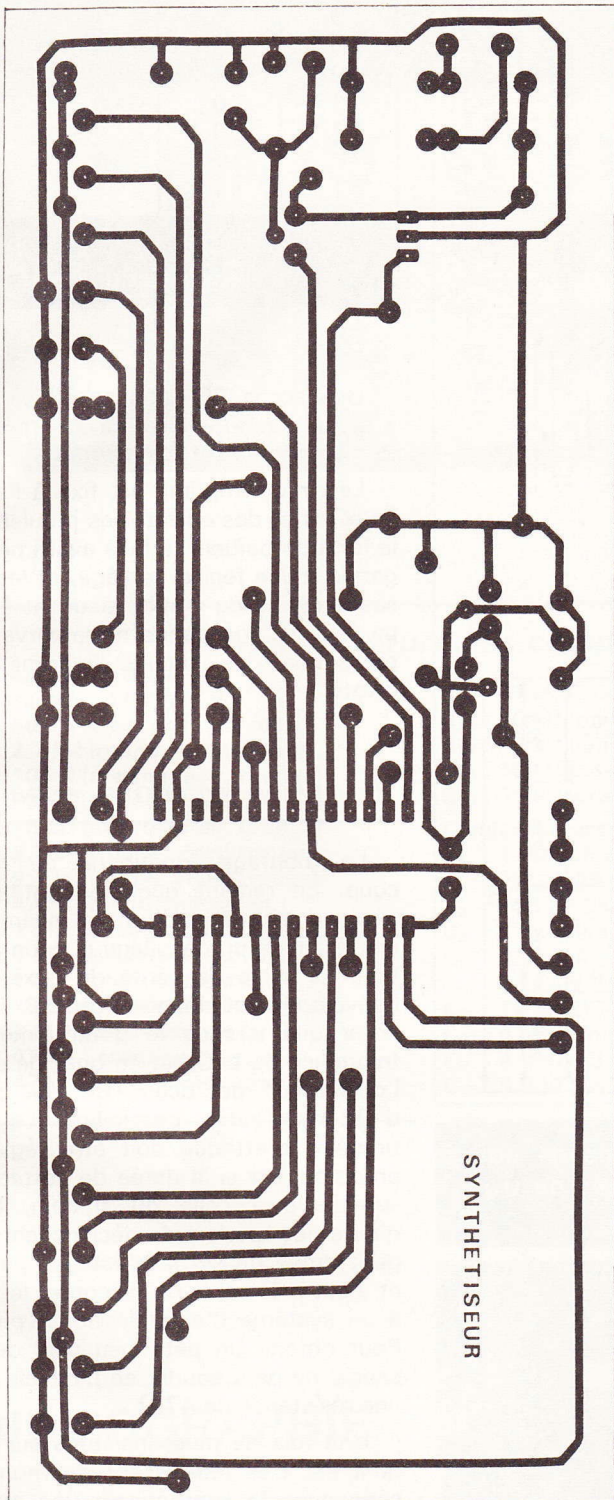


Fig. 4. et 5. — Nous publions grandeur nature le tracé du circuit imprimé. Côté implantation, et pour plus de commodités, le petit haut-parleur a été placé sur le circuit ; il pourra, le cas échéant, être déporté et ramené sur l'arrière du coffret.

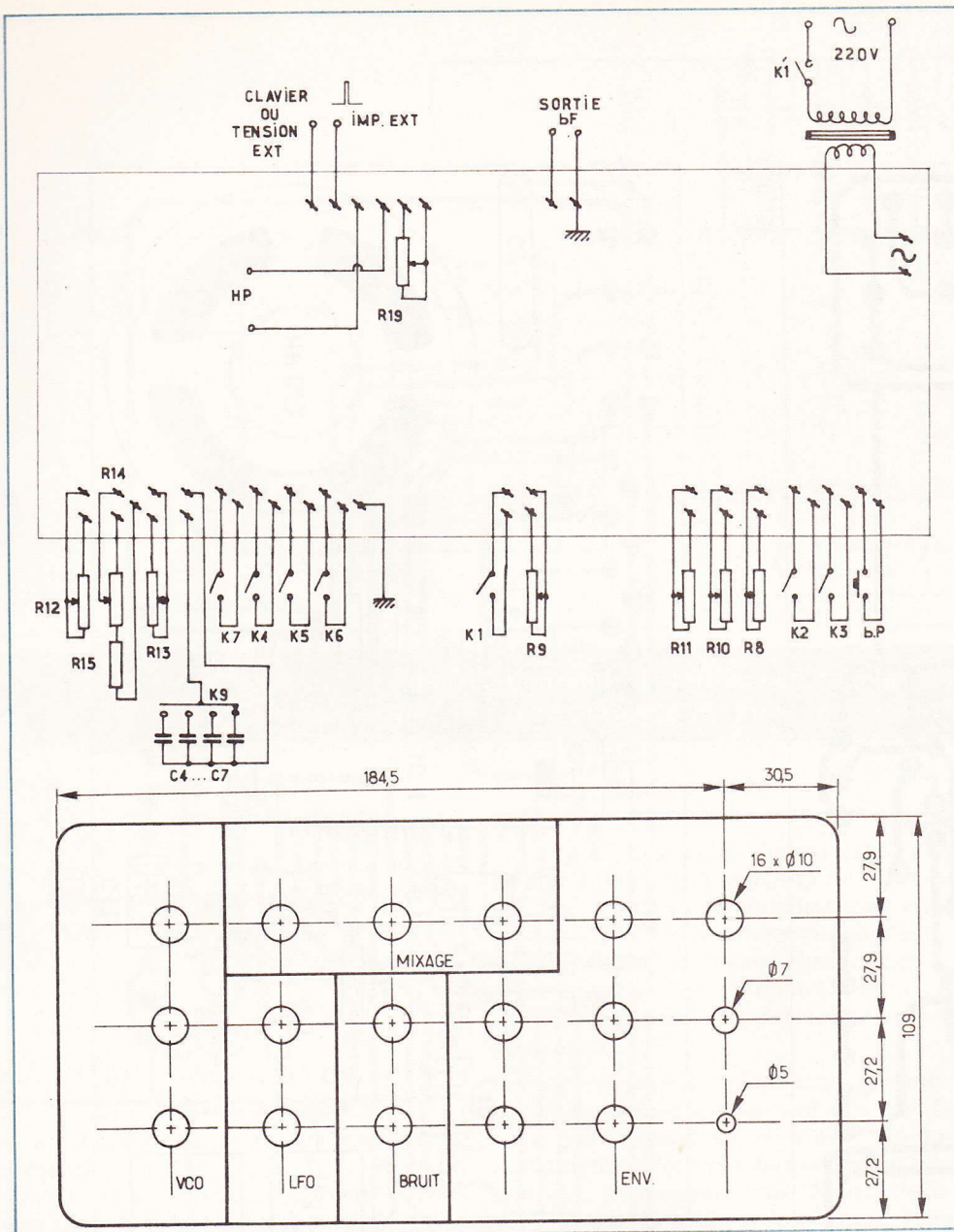
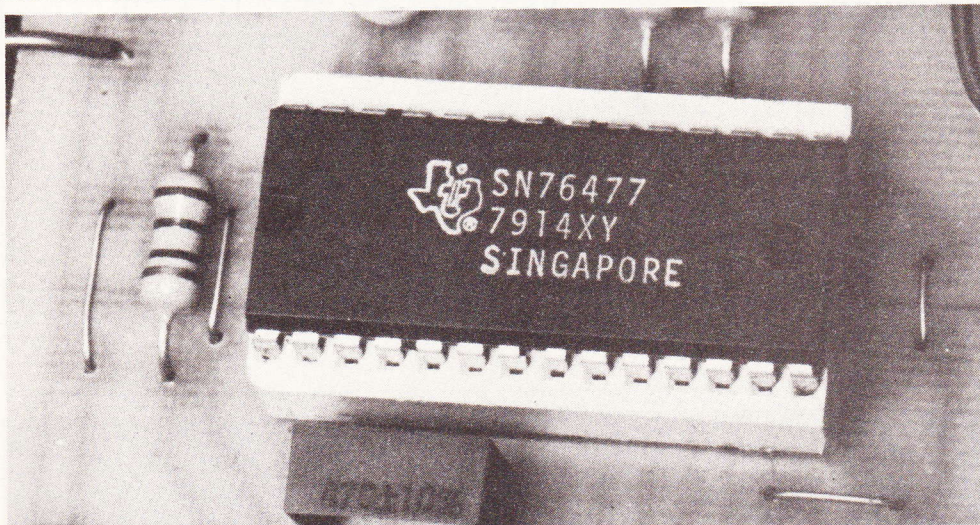


Fig. 6. et 7. — On essaiera d'effectuer les diverses liaisons aux commutateurs, avec le plus grand soin possible. Possibilités de travail de la face avant.



MIXER		SORTIE		
A 27	b 25	C 26		
0	0	0		VCO 1
0	0	1		LFO 2
0	1	0		bRUIT 3
0	1	1		1 + 3
1	0	0		2 + 3
1	0	1		1+2+3
1	1	0		1 + 2
1	1	1		

Fig. 8.
Table de vérité du Mixer.

Une sortie BF est disponible et peut attacher un amplificateur de puissance. Son amplitude est d'environ 2 V.

Le circuit imprimé est fixé à l'aide de deux vis et des entretoises moulées dans le fond du boîtier. La face avant peut être garnie d'une feuille de liège, et les diverses sections du synthé peuvent être séparées par une bande noire servant à la réalisation des circuits imprimés. Voir photo.

VI — Mise en route, essais

Le montage fonctionne du premier coup. En réglant quelques potentiomètres, on peut aller d'un son genre police américaine à un décollage d'avion et de l'enveloppe est donnée figure 8. Il est à noter que lorsque le potentiomètre de fréquence du LFO est en bout de course, l'oscillateur décroche. Ce qui permet d'obtenir d'autres possibilités. Le potentiomètre d'attaque doit être réglé avec précision, car si la durée de l'attaque est supérieure à celle du sustain, le son n'aura pas lieu lors du déclenchement. Le petit ampli de sortie n'est pas puissant, et il est préférable de raccorder le synthé à un système d'amplification type Hi-Fi. Pour obtenir un petit peu plus de puissance, on peut souder en parallèle de C₁₂ une résistance de 47 Ω.

Une fois de plus, insistons sur le fait qu'il est très intéressant de monter en série avec le synthétiseur une chambre d'écho ou un phasing. Il est possible de travailler avec un ou plusieurs magnétophones et des ciseaux de montage. En attendant, bon amusement.

Photo 3. — Gros plan sur le circuit miracle estampillé Texas.

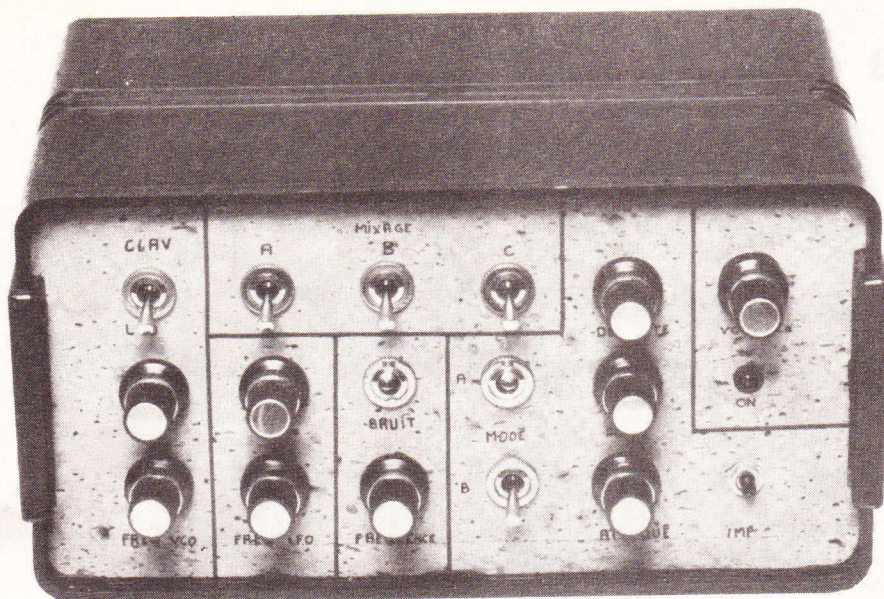


Photo 4. — Le montage s'introduira facilement à l'intérieur du coffret MMP.

Nomenclature des composants

Résistances : 1/2 W 5 %

R₁ : 680 Ω (bleu, gris, marron)
 R₂ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
 R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₄ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₅ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₆ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
 R₇ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
 R₈ : 470 kΩ potentiomètre (lin.)
 R₉ : 1 MΩ potentiomètre (lin.)
 R₁₀ : 1 MΩ potentiomètre (lin.)
 R₁₁ : 1 MΩ potentiomètre (lin.)
 R₁₂ : 1 MΩ potentiomètre (lin.)
 R₁₃ : 1 MΩ potentiomètre (lin.)
 R₁₄ : 47 kΩ potentiomètre (lin.)
 R₁₅ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R₁₆ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
 R₁₇ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₁₈ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
 R₁₉ : 100 Ω potentiomètre avec INTER
 R₂₀ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)

Condensateurs

C₁ : 1 000 μF 25 V
 C₂ : 2,2 μF 25 V
 C₃ : 100 μF 25 V
 C₄ : 10 nF film plastique
 C₅ : 0,1 μF film plastique
 C₆ : 1 μF 25 V
 C₇ : 10 μF 25 V
 C₈ : 47 nF film plastique
 C₉ : 4,7 μF 25 V
 C₁₀ : 4,7 μF 25 V

C₁₁ : 470 pF 25 V

C₁₂ : 100 μF 25 V

C_x : 10 μF 25 V

Semiconducteurs

D₁... D₄ : 4 × 1N4001

D₅ : zener 8,2 V

T₁ : 2N1711, 2N1613

T₂ : 2N1771, 2N1613

T₃ : 2N2904

IC₁ : SN76477 Texas

IC₂ : 7805 régulateur 5 V

Divers

1 coffret

1 transformateur 220 V / 12 V

HP 8 Ω Ø 5 cm

7 inters

1 bouton poussoir

1 support 28 broches pour IC

BIBLIOGRAPHIE

EMPLOI ET INSTALLATION DES CELLULES, MODULES ET STATIONS SOLAIRES F. JUSTER

Cet ouvrage de F. Juster est destiné aux professionnels, aux expérimentateurs des écoles et aux amateurs.

Ils pourront s'initier aux méthodes, industrielles et de laboratoire, d'assemblage des cellules, des modules et des panneaux pour capter l'énergie solaire dans les meilleures conditions.

La plupart des produits fabriqués par les industries de tous pays sont analysés. On y étudie aussi des dispositifs comme les cellules-rubans, les circuits complémentaires comme les accumulateurs, les convertisseurs, les diodes de protection. Ces textes sont accessibles à tous les lecteurs.

Un ouvrage de 224 pages, format 15 x 21, 195 schémas et illustrations, couverture couleur.

Prix export : 58 F.

Prix pratiqué par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris.

PREAMPLI pour PU magnétique

(Suite de la page 72)

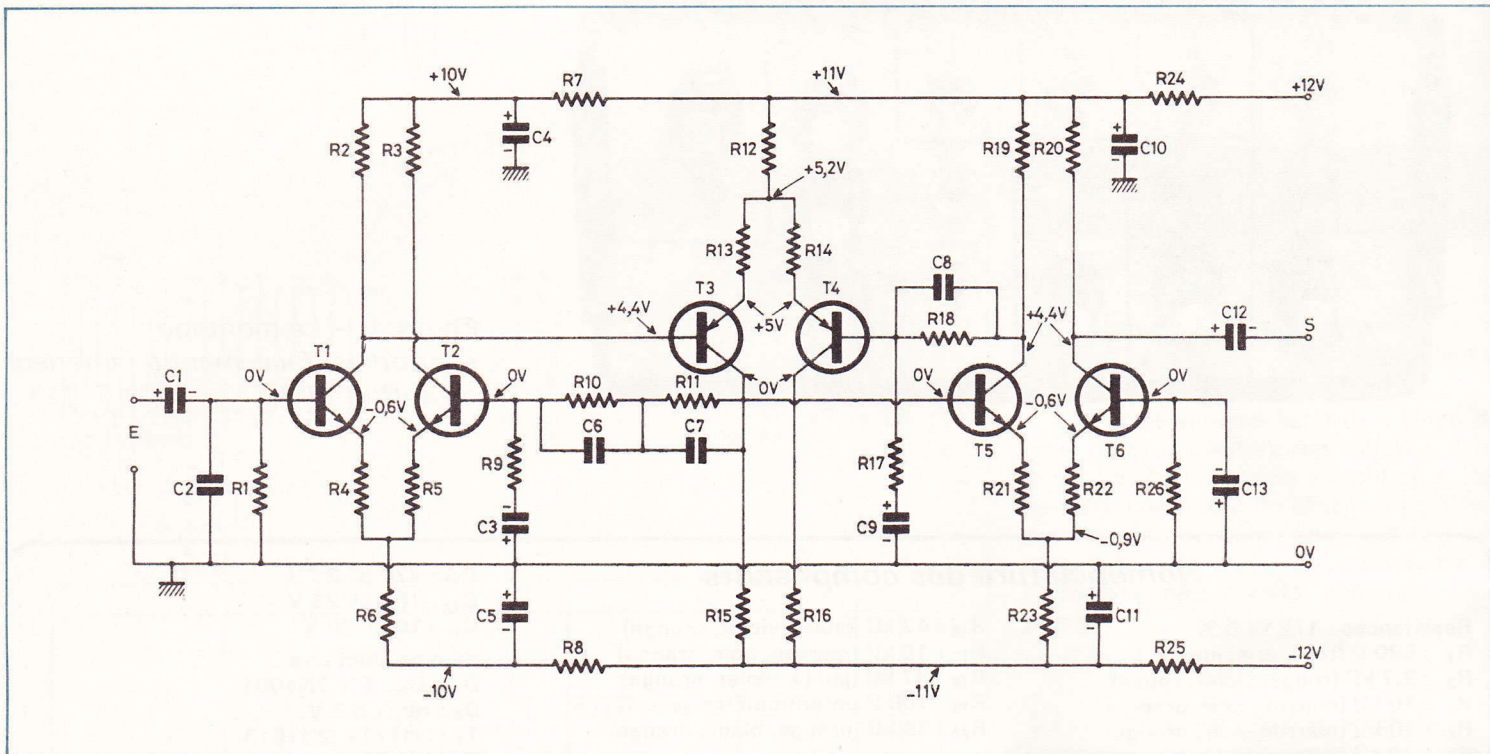


Fig. 1. — Le schéma de principe de ce préamplificateur pour PU magnétique fait preuve d'originalité en employant six transistors montés deux à deux en différentiels.

En plus de la stabilité en température de chaque transistor, liée à tout montage différentiel, nous avons une stabilisation en température entre les étages : supposons par exemple que le courant de son collecteur va donc augmenter, ainsi que celle de la base de T_2 . T_2 va donc avoir tendance à se saturer aux dépens de T_1 , qui lui, bénéficiera donc d'un moindre courant de collecteur. La tension de collecteur de T_1 va augmenter de ce fait, donc la tension de base de T_3 va, elle, avoir tendance à se bloquer. La boucle est bouclée : le courant de T_3 va diminuer. Des raisonnements identiques inverses s'appliquent aux différents transistors des trois étages, mais il vaut mieux éviter de les développer pour éviter une très grosse consommation d'aspirine !

La contre-réaction sélective est définie par le réseau R_{10} - C_6 ; R_{11} - C_7 . Pour rappel, R_{11} et C_7 fixent la chute de 6 dB par octave ($F = 1/2 \pi RC$) à partir de 50 Hz, R_{10} et C_7 fixent le palier à partir de 500 Hz, et enfin R_{10} et C_6 fixent l'atténuation de 6 dB par octave à partir de 2 100 Hz.

Le gain des deux premiers étages est légèrement inférieur au rapport

$$\frac{R_{10} + R_{11}}{R_9}$$

de même que pour les étages 2 et 3, il est de

$$\frac{R_{18}}{R_{17}}$$

Les condensateurs C_3 et C_9 servent à mettre les signaux BF de contre-réaction à la masse, sans pour autant changer les polarisations des bases des transistors concernés (T_2 et T_4). Leurs réactances sont donc calculées de façon à transmettre les fréquences audio les plus graves à la masse.

Le petit condensateur C_8 évite les accrochages hautes fréquences en coupant la bande passante à partir d'environ 100 kHz.

Signalons enfin que la sortie se fait sur le deuxième transistor du dernier étage, T_6 dont la base est mise à la masse par le condensateur C_{13} . Le dernier étage T_5 - T_6 est donc, en fait, un « collecteur

commun » suivi d'une « base commune ». Cette configuration permet d'« alléger » la charge de T_5 , et de plus, de retrouver un signal de sortie en phase avec le signal d'entrée.

Réalisation pratique

Comme à l'accoutumée, le schéma du circuit imprimé est donné à l'échelle 1 pour une reproduction plus aisée (fig. 2). Tous les coups sont permis pour cette reproduction : photo, transferts directs sur le cuivre... Une bonne méthode est aussi de placer un calque sur le circuit et de le reproduire à l'aide de transferts. Ensuite, on isole une plaque présensibilisée aux ultra-violets à travers ce calque. Cette méthode évite le travail en chambre noire, sans compter le supplément de produits chimiques...

Le circuit imprimé étant gravé et percé, on passe à la soudure des composants. Dans l'ordre : cosses poignards, résistances, condensateurs, transistors.

Selon l'habitude de l'auteur, les résis-

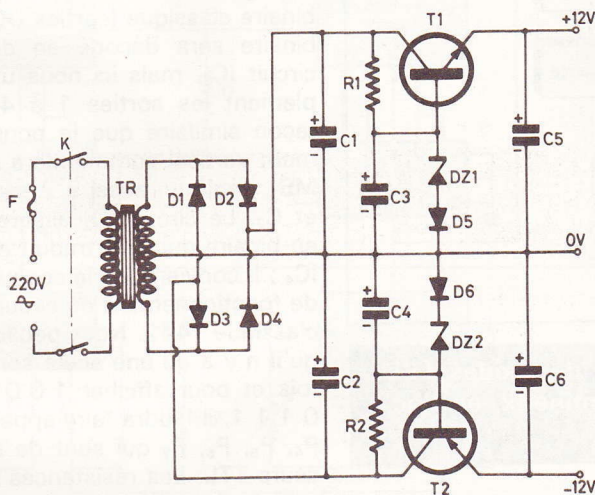
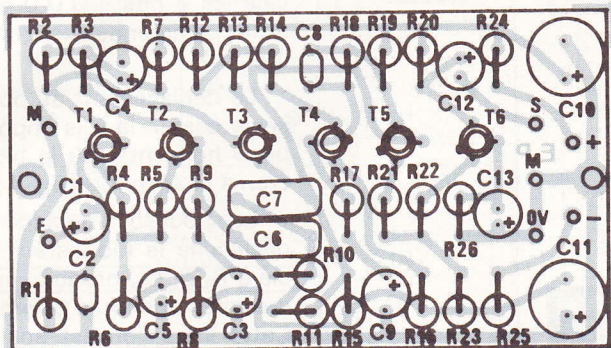
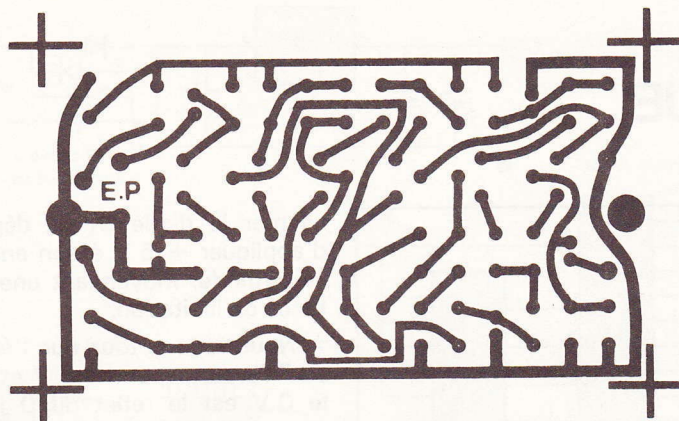


Fig. 2. à 4. — Le tracé du circuit imprimé est publié grandeur nature. La plupart des éléments se monteront debout. La section alimentation.

tances et condensateurs sont implantés debout, pour un gain de place évident.

Inutile de rappeler qu'il faut veiller à la bonne orientation des condensateurs chimiques et des transistors, mais faisons-le quand même.

Vous choisirez de préférence pour R₁ un modèle à couche métal pour minimiser encore une fois le bruit à l'entrée.

Le montage terminé doit fonctionner sans problème, sauf erreurs ou composants défectueux. En cas de « malheur » les tensions théoriques sont indiquées sur

le schéma de principe pour vous aider à détecter plus rapidement la panne éventuelle.

Si vous ne disposez pas de l'alimentation nécessaire à ce préamplificateur, nous vous en proposons une à la figure 4. Elle se passe de commentaires, tant elle est classique. Elle vous permettra d'alimenter un ou plusieurs préamplificateurs. En effet, si vous désirez un préamplificateur stéréophonique, rien ne vous empêche de réaliser deux fois le montage !

Liste des composants

Préamplificateur

Résistances 5 % 1/2 W ou 1/4 W

R₁ : 47 kΩ métal (jaune, violet, orange)

R₂, R₃ : 18 kΩ (marron, gris, orange)

R₄, R₅ : 330 Ω (orange, orange, marron)

R₆ : 15 kΩ (marron, vert, orange)

R₇, R₈ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)

R₉ : 470 Ω (jaune, violet, marron)

R₁₀ : 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)

R₁₁ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R₁₂ : 5,1 kΩ (vert, marron, rouge)

R₁₃, R₁₄ : 390 Ω (orange, blanc, marron)

R₁₅, R₁₆ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R₁₇ : 510 Ω (vert, marron, marron)

R₁₈ : 18 kΩ (marron, gris, orange)

R₁₉, R₂₀ : 6,2 kΩ (bleu, rouge, rouge)

R₂₁, R₂₂ : 270 Ω (rouge, violet, marron)

R₂₃ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R₂₄, R₂₅ : 270 Ω (rouge, violet, marron)

R₂₆ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

Condensateurs chimiques debout

C₁ : 1 μF/6 V

C₃ : 100 μF/6 V

C₄, C₅ : 10 μF/12 V

C₉ : 100 μF/6 V

C₁₀, C₁₁ : 220 μF/12 V

C₁₂ : 2,2 μF/6 V

C₁₃ : 47 μF/6 V

Condensateurs céramiques ou mylar

C₂ : 18 pF

C₈ : 22 nF (5 % si possible)

C₇ : 68 nF (5 % si possible)

C₆ : 100 pF

Transistors

T₁, T₂, T₅, T₆ : BC109C

T₃, T₄ : 2N2907

Alimentation

R₁, R₂ : 820 Ω (gris, rouge, marron)

C₁, C₂ : 470 μF/25 V

C₃, C₄ : 10 μF/12 V

C₅, C₆ : 100 μF/12 V

D₁, D₂, D₄ : 1N4001, 4002...

D₅, D₆ : 1N914, 1N4148, 1N4001...

D₂₂, D₂₂ : Zener 12 V, 400 mW

T₁ : BC109, A, B, C

T₂ : 2N2907

F : 100 mA rapide

K : 1 inter double

T_R : transfo 2 × 12 V ou 2 × 15 V (le plus petit possible)

G. AMONOU

LABYRINTHE ELECTRONIQUE

(Suite de la page 74)

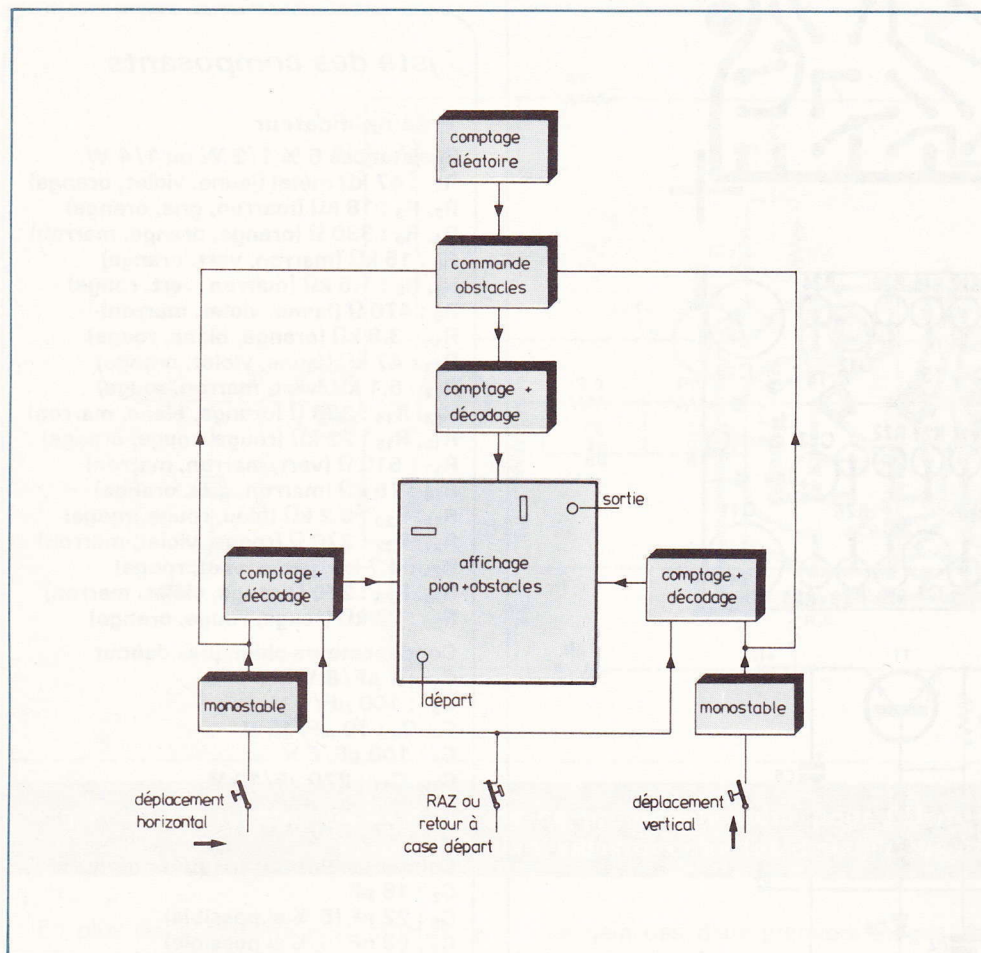


Fig. 1. — L'affichage obstacle se réalisera à l'aide de diodes LED plates, tandis que le joueur déplacera un « pion » lumineux, en l'occurrence une diode LED ronde.

En cas de blocage, le joueur honnête (celui qui ne cherche pas à tricher) se devra d'actionner la commande de RAZ pour mettre le point lumineux à la position de départ et essayer un nouveau parcours en direction de la seule diode verte qui représente la sortie.

Nous invitons dès à présent les émules de Dédale à passer à la réalisation de ce nouveau jeu électronique.

Le schéma de principe (fig. 2)

Le synoptique définit clairement les différentes parties au circuit et l'on pourra noter la parfaite symétrie des commandes de déplacement du point lumineux.

Alimentation

Le secteur est ramené à 9 V par un transformateur de faible puissance (3 à 5 V) ; un pont de diodes redresse cette tension filtrée une première fois par C_4 , un gros condensateur électrochimique. Nous trouvons ensuite le providentiel régulateur intégré 7805 qui remplace avantageusement l'association transistor-zener, souvent utilisée.

Un second niveau de filtrage utilise C_5 et C_6 . Ce schéma fort simple assure l'alimentation irréprochable en 5 V des nombreux circuits TTL utilisés.

Le pion lumineux et sa commande (fig. 3)

Notre grille comportera 16 diodes alimentées selon un matricage 4×4 ; pour

allumer la diode D_1 ou départ, il suffit d'appliquer + 5 V à son anode et 0 V à sa cathode, moyennant une petite résistance de limitation.

Nous savons tous que l'état logique 1 en TTL correspond à 5 V et inversement le 0 V est le reflet du 0 logique. Cela revient à appliquer en commande verticale les 4 bits 1 0 0 0 et simultanément à la commande horizontale les 4 bits 1 1 1 0.

Le déplacement du point allumé d'une seule case à la fois impose de décaler le bit 0 horizontal ou le bit 1 vertical d'un cran à chaque fois (fig. 4).

Le poussoir déplacement horizontal déclenche le monostable MS_1 , qui, associé à P_1 et C_1 , produit sur sa sortie O_6 un créneau positif d'environ 2 secondes. Cette impulsion est appliquée à l'entrée horloge 14 du circuit IC_1 , une décade binaire classique (sorties DCBA). Ce code binaire sera décodé en décimal par le circuit IC_3 , mais ici nous utiliserons simplement les sorties 1 à 4. C'est d'une façon similaire que le poussoir déplacement vertical commandera le monostable MS_2 , réglé lui aussi à 2 secondes par P_2 et C_2 . Le circuit IC_2 assure le comptage en binaire qui sera traduit en décimal par IC_4 ; il convient ici de consulter le tableau de fonctionnement du circuit décodeur, le classique 7442. Nous pouvons remarquer qu'il n'y a qu'une seule sortie basse à la fois et pour afficher 1 0 0 0 à partir de 0 1 1 1, il faudra faire appel aux 4 portes P_4 , P_5 , P_6 , P_7 qui sont de simples inverseurs TTL. Les résistances R_2 à R_5 assurent la limitation du courant dans n'importe quelle diode de la matrice.

Le poussoir RAZ, fermé au cours du jeu, applique la masse aux entrées 2 et 3 des décades ; pour remettre le comptage binaire à 0 0 0 0, il suffit de couper cette liaison à la masse et d'appliquer à ces bornes + 5 V à travers la résistance R_1 .

Les obstacles

Nous rappellerons qu'ils sont constitués par des LED plates qui, en s'illuminant deux par deux dans la matrice, s'opposent au passage du joueur en direction de la sortie. Nous utiliserons une fois encore une décade (IC_5) et son décodeur (IC_6). Les portes NAND P_1 et P_2 génèrent avec P_3 et C_3 des signaux rectangulaires d'une fréquence élevée, mais parfaitement indifférente quant à sa valeur exacte. Ces impulsions rapides seront ap-

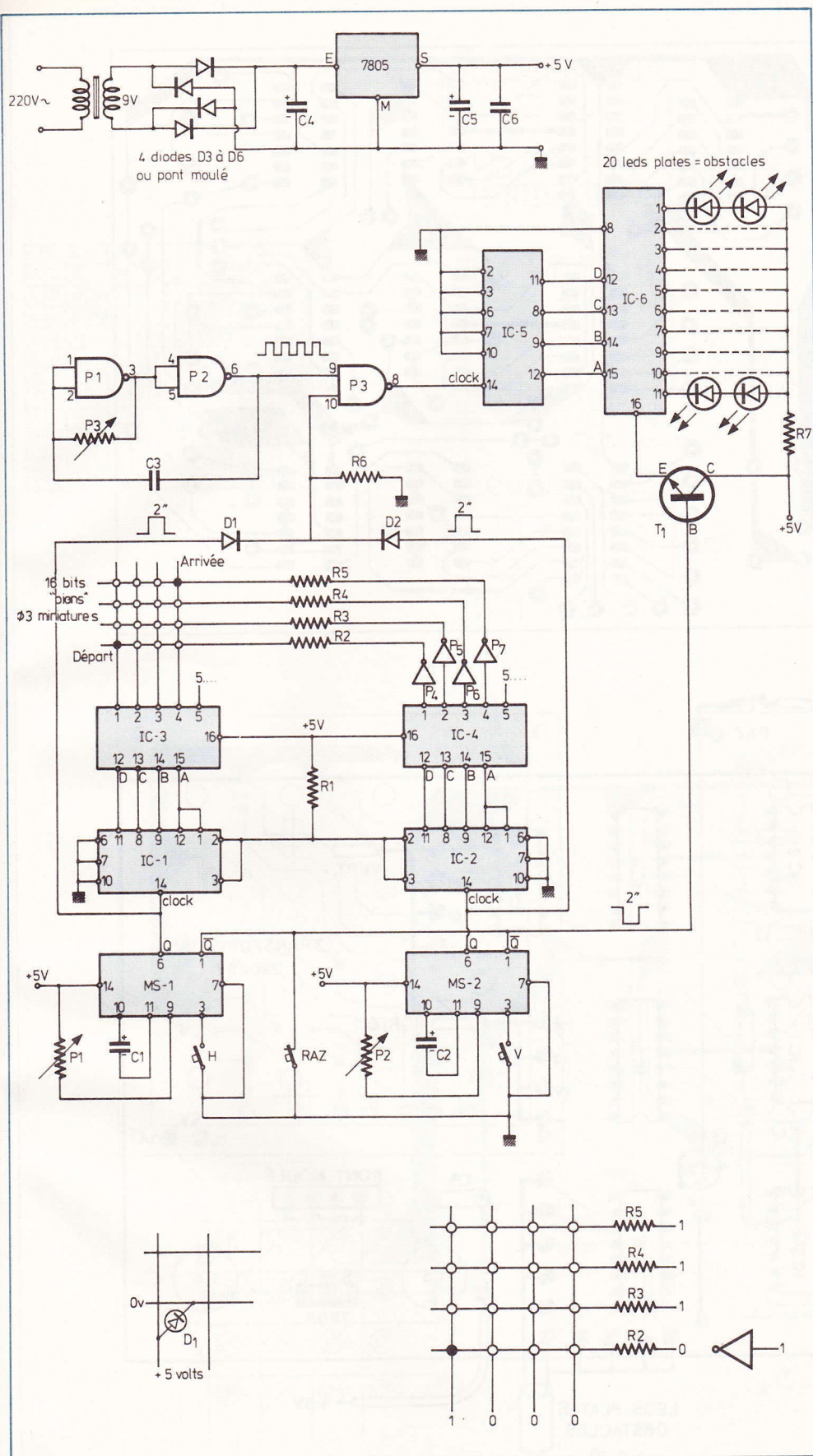


Fig. 2. à 4. — On repérera la parfaite symétrie des commandes de déplacement du point lumineux. Notre grille comportera 16 diodes alimentées selon un matricage 4 x 4. L'ensemble s'alimentera sous 5 V.

pliquées à l'entrée horloge 14 de IC₅ à travers la porte NAND P₃ : en effet, l'entrée 10 de P₃ est forcée à 0 par R₆, mais le créneau positif de l'un ou l'autre des monostables portera cette entrée au 1 logique. La décade IC₅ ainsi commandée comptera très rapidement de 0 0 0 0 à 1 1 1 1 et recommencera. Le décodeur IC₆ déplacera rapidement son état bas d'une sortie à l'autre, ce qui se traduit par l'allumage successif de tous les obstacles : la fréquence rapide du comptage, aidée de la persistance rétinienne, il est vrai, nous donneront l'impression de voir tous les obstacles allumés, ce qui ne sera pas souhaitable. Donc, pour éteindre les obstacles, il suffit, pendant les 2 secondes du comptage, de couper le + 5 V de IC₆ et c'est le transistor T₁ qui se chargera de cette mission. Il en recevra l'ordre par les sorties \bar{Q} réunies des monostables.

Ce dispositif aura en outre l'avantage d'apporter un petit retard dans l'allumage des nouveaux obstacles, ce qui introduit un petit suspense supplémentaire. La résistance R₇ limite le courant dans les LED plates.

Ainsi se termine l'analyse détaillée du schéma électronique, et nous allons enfin pouvoir passer aux choses sérieuses, c'est-à-dire la réalisation pratique.

La réalisation pratique

Nous vous proposons deux circuits distincts dont le premier, le circuit principal, regroupe l'alimentation et toute la logique de la commande ; le second assurera le montage de toutes les LED d'affichage.

Circuit principal

Il comporte 11 circuits intégrés et la densité du dessin ne surprendra personne, surtout si l'on ajoute qu'il est réalisé en simple face, avec quelques straps qui évitent d'avoir recours à la technique redoutable du circuit double face. Nous préconisons la reproduction photographique qui est maintenant à la portée de beaucoup d'amateurs et permet un travail très soigné et relativement rapide (fig. 5).

Après gravure du circuit (le verre époxy est conseillé pour sa solidité et sa transparence), rinçage et perçage, l'on pourra débiter par la mise en place des

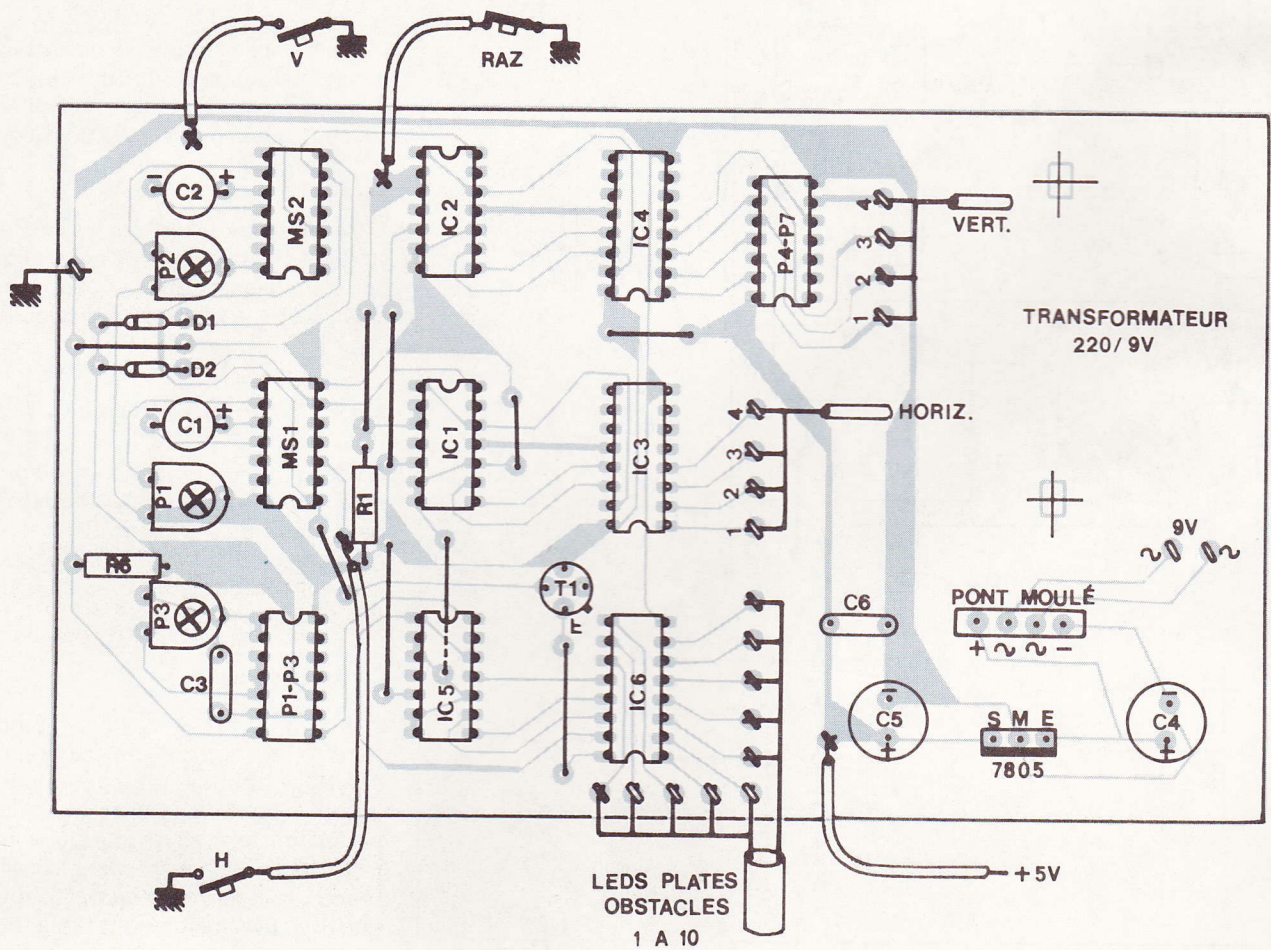
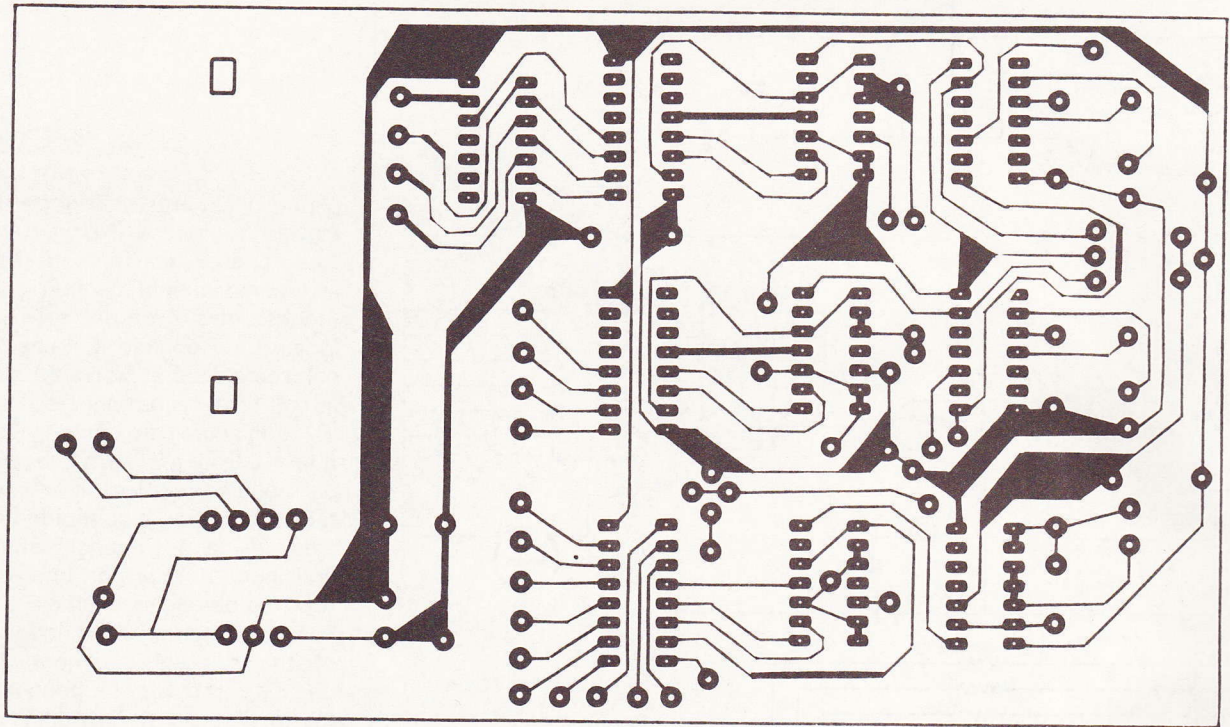
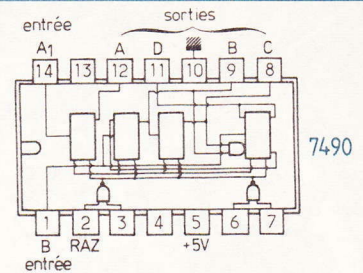
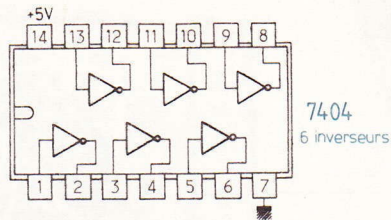


Fig. 5. et 6. – Le tracé du circuit imprimé se reproduira facilement. Au besoin, certaines bandes conductrices pourront être élargies. Comme d'habitude, quelques straps éviteront le fastidieux travail du circuit en double face.



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

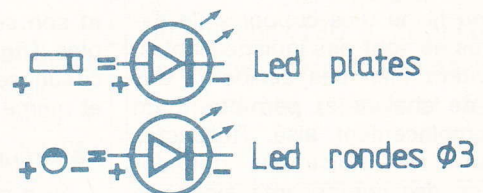
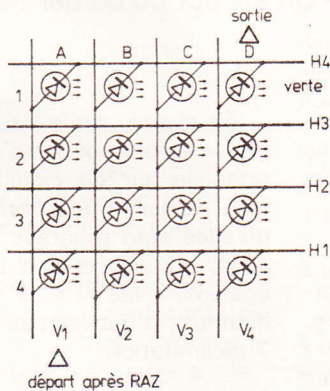
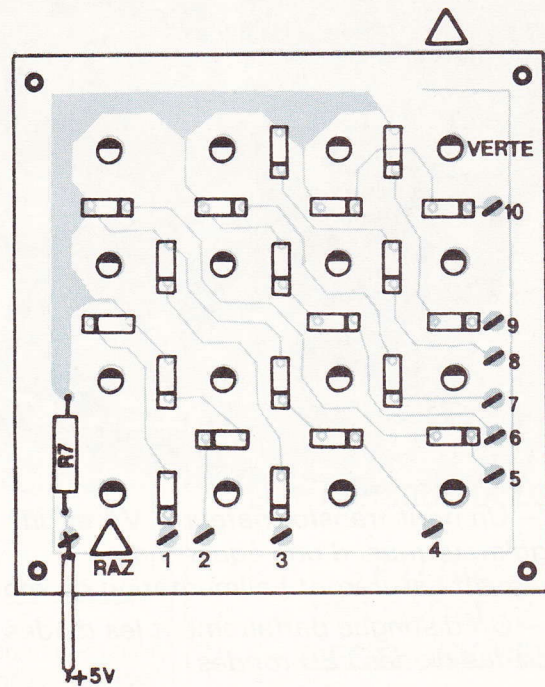
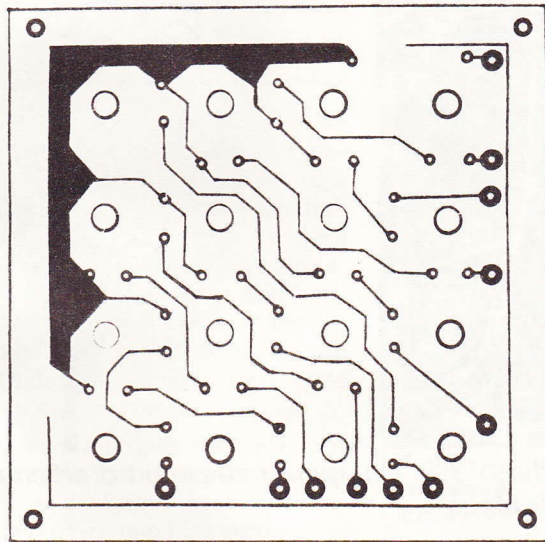
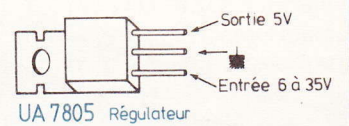
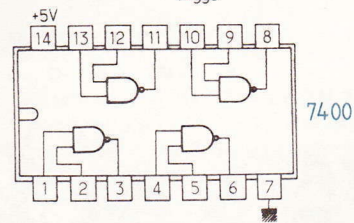
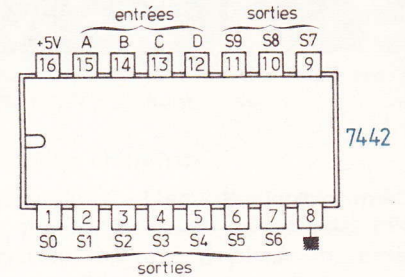
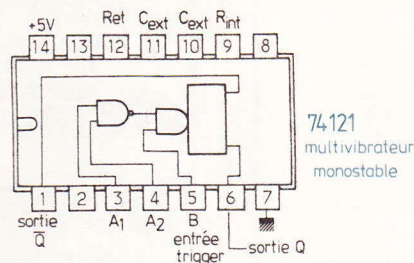


Fig. 7. à 9. — Le circuit d'affichage a fait l'objet d'un autre circuit imprimé publié grandeur nature. Il conviendra de particulièrement soigner ce module qui fera partie intégrante de la face avant.

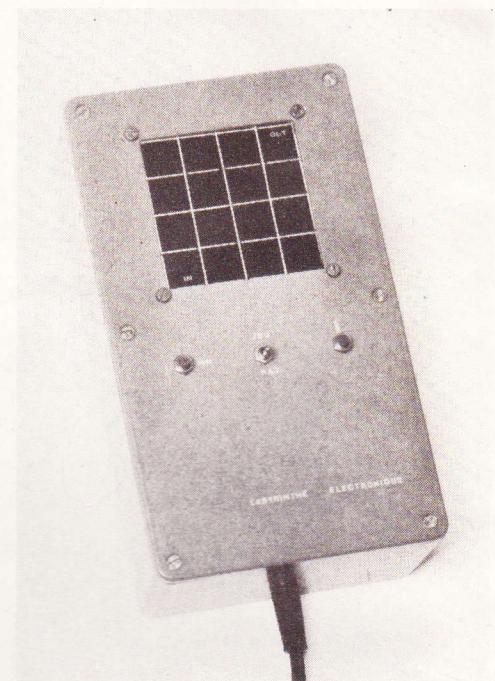
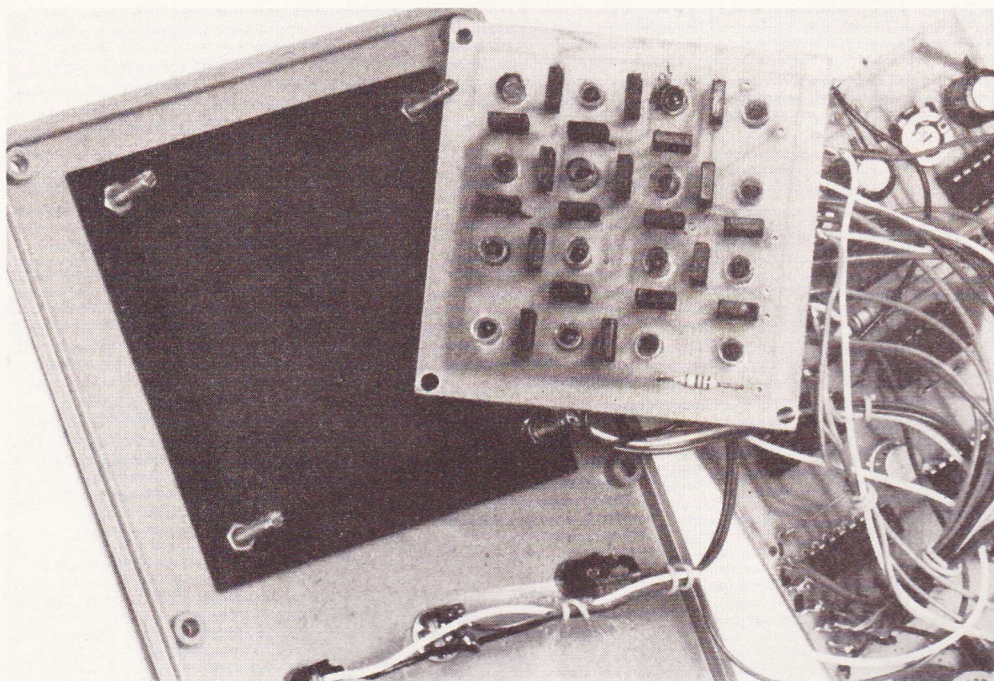
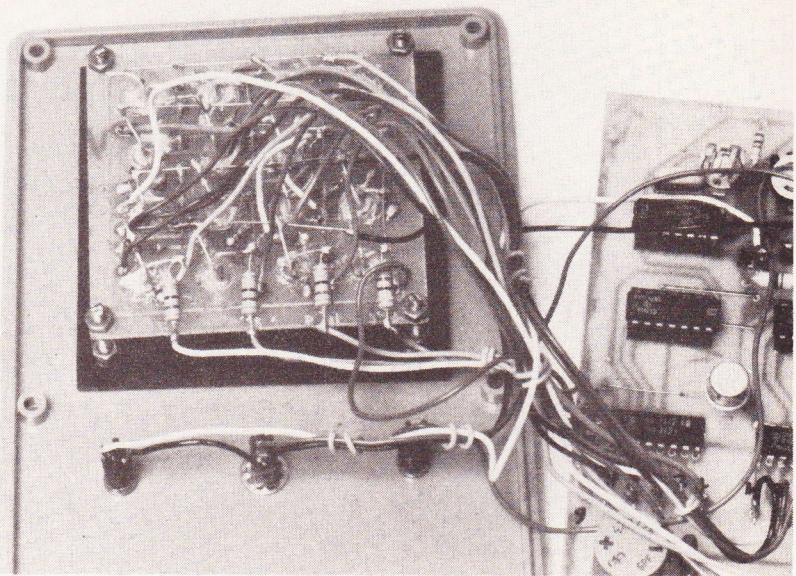
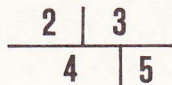
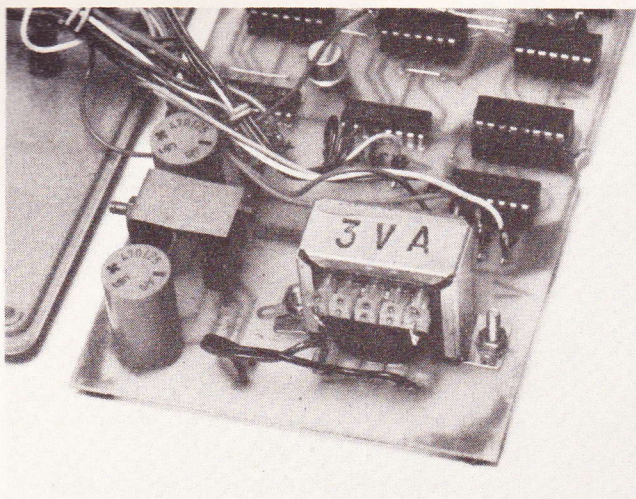


Photo 2. – Un petit transformateur 3 VA et un circuit régulateur muni d'une équerre de refroidissement assureront l'alimentation du module.

Photo 3. – Un aperçu du circuit d'affichage vu de dessous.

Photo 4. – On distingue parfaitement les diodes LED plates des diodes LED rondes.

Photo 5. – Un aspect du boîtier terminé.

9 liaisons en fil nu. Les supports de circuits intégrés ne sont pas indispensables, mais ils évitent bien des accidents dus aux excès de chaleur et permettent un éventuel remplacement aisé. Respectez attentivement les indications donnant l'implantation des composants ainsi que le sens de ceux qui sont polarisés : encoches des CI, diodes D_1 et D_2 , transistor T_1 , régulateur 7805, condensateurs chimiques et pont moulé ; il serait sage de munir le régulateur d'un dissipateur, qui par ailleurs pourrait être simplement constitué par une tôle d'aluminium pliée. Le transformateur sera fixé sur le circuit,

et son secondaire relié par deux fils souples (fig. 6). Toutes les sorties de ce circuit seront avantageusement repérées et même munies de cosses à souder.

Le circuit d'affichage

Bien que plus réduit, il importe de porter un soin particulier à sa réalisation (fig. 7 et 8). En effet, il sera la vitrine de notre réalisation. Le branchement de toutes les diodes LED supporterait un circuit double face ! Nous opterons malgré tout, là encore, pour un simple face, moyennant quelques complications au niveau des pions ou LED rondes.

En réalité, seuls les obstacles ou LED plates seront soudés d'une manière traditionnelle sur ce circuit : il convient de bien veiller à leur orientation, sachant qu'elles sont montées deux par deux en série, soit 20 diodes au total. Il faudra également les monter toutes à la même hauteur ; n'oubliez pas la résistance R_{C9} 7 de limitation.

Important :

Avant de souder les diodes plates, et pour éviter une déperdition de lumière gênante sur les côtés, il est utile de peindre en noir toute la surface extérieure de

ces LED, sauf la face supérieure qui devra s'illuminer.

Les pions seront constitués par des classiques LED miniatures de 3 mm. Elles seront enfichées dans les 16 orifices prévus à cet effet et un sérieux collage assurera leur fixation définitive. Auparavant, l'on se sera assuré de leur parfaite disposition selon le croquis donné en figure 9. Ainsi, toutes les anodes des diodes A₁, A₂, A₃ et A₄ sont réunies. De même, toutes les cathodes A₃, B₃, C₃ et D₃ sont communes.

Les soudures de cette matrice devront être soigneusement éloignées de celles du circuit imprimé juste en dessous. Il ne faudra pas omettre les résistances R₂ à R₆ sur les sorties H ou V indifféremment, en série avec les fils de liaison.

Montage

Le grand nombre de liaisons entre les deux circuits permet de conseiller l'emploi de fils en nappes. Nous laissons à chacun le soin de monter cette réalisation dans le coffret de leur choix. La face avant de celui-ci pourra être translucide, rouge par exemple, et cela pour améliorer à la fois le contraste et cacher tous les éléments non allumés. Un minimum de soins vous aidera à mener à bien cette tâche délicate et importante.

Un mot encore à propos des LED dont les couleurs seront assorties au mieux, en tenant compte de l'effet escompté. La dernière case recevra une LED verte.

Réglages, essais

A la mise sous tension, deux obstacles seront matérialisés, ainsi qu'un point lumineux à un endroit quelconque de la matrice. Une action sur RAZ doit ramener ce point à la case de départ. Ensuite, l'on testera les poussoirs qui déplacent les pions dans un sens ou dans l'autre ; il faudra obtenir environ 2 secondes sur les monostables à l'aide de P₂ et P₁. L'ajustable P₃ sera laissé à sa position médiane.

Chaque impulsion de commande déplace le pion et éteint les obstacles pen-

Liste des composants

SEMI-CONDUCTEURS

IC₁, IC₂, IC₅ : 3 × 7490
IC₃, IC₄, IC₆ : 3 × 7442
MS₁, MS₂ : 2 × 74121
P₁, P₂, P₃ : 1 × 7400
P₄, P₅, P₆, P₇ : 1 × 7404

SUPPORTS EVENTUELS

D₁, D₂ : 2 × 1N 4148
T₁ : transistor 2N 1711 ou 2N 2222
1 pont moulé ou 4 diodes 1N 4001
1 régulateur 7805 ou équivalent
20 LED plates oranges ou rouges (obstacles)
15 LED Ø 3 mm rouges ; 1 led Ø 3 mm verte (pions)

CONDENSATEURS

C₁, C₂ : 100 µF/25 V
C₃ : 22 à 100 nF
C₄, C₅ : 470 µF/25 V
C₆ : 100 nF

RESISTANCES 1/2 W

R₁, R₆ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R₂, R₃, R₄, R₅, R₇ : 100 Ω (marron, noir, marron)
P₁, P₂ : ajustable 220 kΩ
P₃ : ajustable 1 kΩ

DIVERS

Transformateur 220 V/9 V, 3 à 5 VA
Boîtier, fil en nappes, plexiglas, passe-fil, cordon secteur
2 poussoirs à fermeture
1 poussoir à ouverture ou interrupteur miniature
Epoxy simple face

dant un moment ; toute anomalie sera aisément détectée en suivant les explications données.

Remarque : Si le parcours est trop facile, il est possible de monter quelques diodes 1N4148 entre les bornes de sortie 1 à 11 de IC₆ : ainsi, de temps en temps, 4 obstacles se placeront simultanément.

Nous arrivons au terme de cette étude, et espérons que le résultat vous récompensera de votre patience et de vos efforts pour qu'après avoir affronté les difficultés et surprises du schéma vous puissiez enfin vous perdre dans celles de votre labyrinthe électronique...

G. ISABEL

L'EMISSION D'AMATEUR EN MOBILE

par Pierre DURANTON

Tout radio-amateur peut aussi émettre en mobile. Si les règles de trafic restent les mêmes, le choix des appareils, généralement alimentés sur batterie de bord de 12 V, est plus délicat : consommation, poids, encombrement. L'auteur passe toutes ces questions en revue en donnant 127 montages de récepteurs, émetteurs, émetteurs-récepteurs, amplificateurs et accessoires, tous à transistors ou circuits intégrés, de 23 appareils de mesure et 12 alimentations.

Principaux chapitres :

Généralités — L'émission en décamétrique : préamplificateurs, récepteurs, BFO, antiparasites, radiolocalisation, émetteurs, amplificateurs BF, convertisseurs, S-mètres, BLU, CW, VFO, VXO, synthétiseurs. — L'émission en VHF : émetteurs, matériels commerciaux. — L'émission en SHF. — Antennes, mesures, trafic, etc.

Un ouvrage de 344 pages, format 15 × 21, 252 schémas et illustrations, couverture couleur.

Prix : 87 F, pratiqué par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

Edité par E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

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 × 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.

Chargeur de batterie 12 volts

(Suite de la page 75)

LE chargeur de batteries que nous vous proposons est beaucoup plus sophistiqué que la plupart des modèles vendus dans le commerce qui eux se contentent d'un transformateur, d'un redresseur et quelques résistances. Cependant ces quelques composants indispensables à tout chargeur et qui permettent de trouver ceux-ci à bas prix dans les grandes surfaces ne suffisent pas. De tels chargeurs peuvent même être nuisibles à une batterie complètement déchargée.

Que faut-il pour recharger une batterie correctement ?

— Le courant de charge doit être limité à une valeur donnée, surtout quand la batterie est complètement déchargée, afin de ne pas détériorer les éléments de celle-ci.

— La charge doit s'effectuer à courant constant, limité à la valeur précitée lorsque la batterie est « vidée ». Ce courant doit ensuite décroître régulièrement jusqu'au voisinage de zéro lorsque la tension aux bornes de la batterie atteint une valeur donnée.

Il faut donc réaliser un montage électronique qui fonctionne comme générateur de courant constant en début de charge, puis comme générateur de tension constante quand la batterie est chargée, le passage d'un mode de fonctionnement à l'autre devant être progressif.

I — Le schéma électronique

Il reste assez simple comme l'indique la fig. 1.

Au départ, le courant de charge est **limité à 2 ampères** (par la limitation en courant interne du LM317). Alors que la tension de la batterie croît, le courant fourni à celle-ci lui décroît et lorsqu'il est descendu à 150 mA, la charge est stoppée préservant ainsi la batterie de toute surcharge.

En appuyant sur le bouton poussoir B.P. placé entre la broche 1 et la masse du LM301, la sortie du chargeur est portée à une tension de 14,5 V par les résistances R_1 , R_2 et R_3 .

Le courant de sortie est « enregistré » par la résistance R_6 de $0,5 \Omega$ qui maintient à ses bornes une tension continue fonction de celui-ci.

Le courant de charge est comparé par le LM301 à une fraction de la tension de référence de 1,2 V du LM317 (à travers R_2). Comme le courant de charge diminue, il entraîne une diminution de la tension aux bornes de R_6 , la tension en sortie du comparateur LM301 alors diminue et atteint un niveau bas. La résistance R_4 vient ainsi shunter R_1 . La mise en parallèle de R_1 et de R_4 entraîne une diminu-

tion de la tension de sortie qui passe de 14,5 V à environ 12,5 V, tension qui termine la charge de la batterie.

Le transistor Q_1 alors convenablement polarisé par le niveau bas du LM301 et la diode D_3 se débloque, un courant circule dans la LED 1 qui s'allume indiquant ainsi la pleine charge.

Le condensateur C_3 de 1 nF sert de compensation en fréquence et supprime tout risque d'entrée en oscillation du LM301. Il en est de même du condensateur C_2 de $1 \mu F$ en sortie du régulateur LM317 qui est un modèle au tantale.

La résistance R_8 est à calculer en fonction de la tension continue obtenue après le redressement par les diodes D_1 et D_2 . Cette tension continue doit être égale ou supérieure à 18 V. Elle ne doit toutefois pas dépasser la tension d'entrée maximale admissible du régulateur LM317 qui est de 35 V.

La consommation d'une diode LED est de 20 mA environ et fonctionne avec une tension de 1,5 à 2 V.

II — Réalisation

1) Le circuit imprimé.

Avant toute chose, il faut bien entendu graver un petit circuit imprimé qui va re-

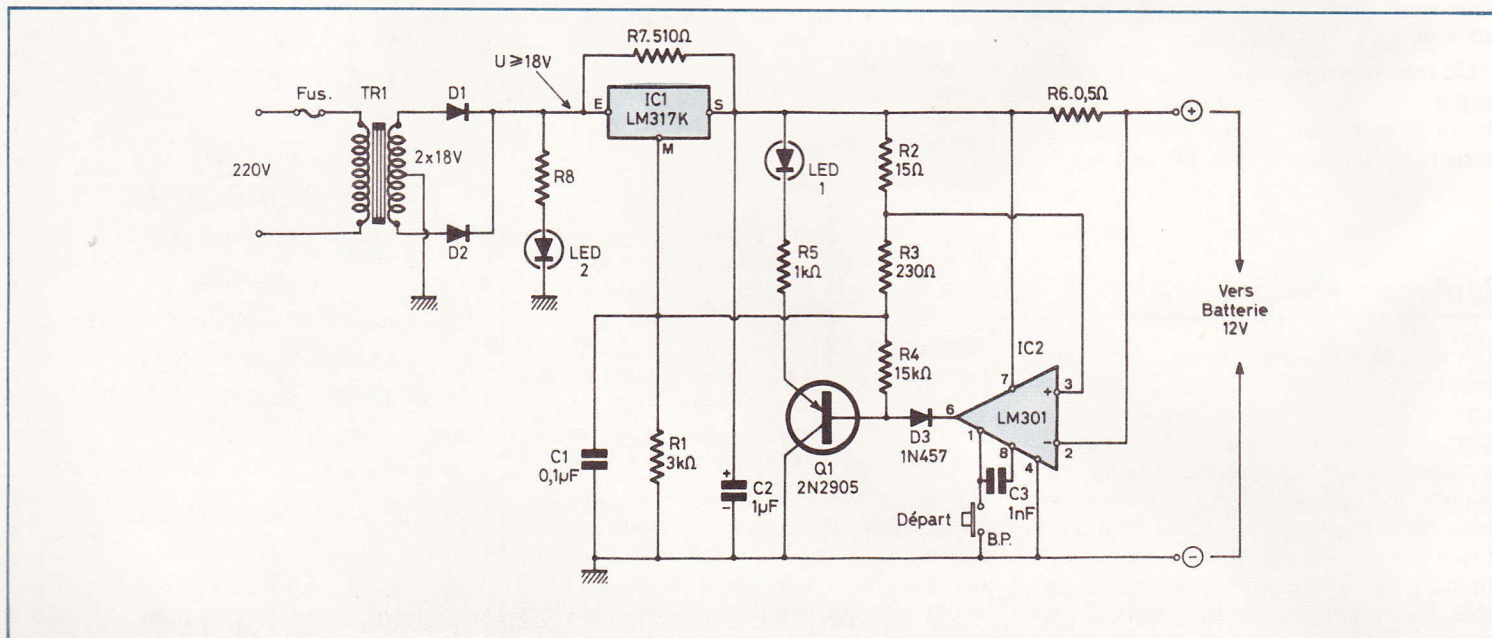


Fig. 1. — Schéma de principe général du chargeur construit autour des circuits intégrés LM317K et LM301.

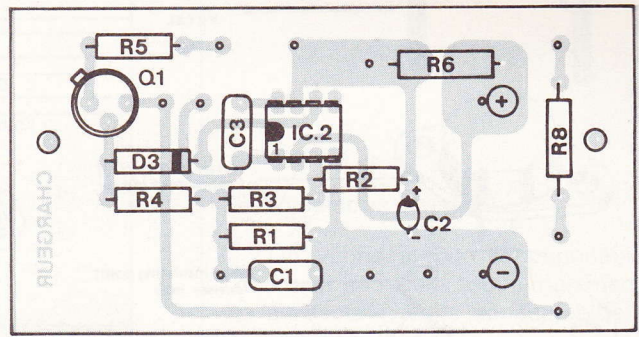
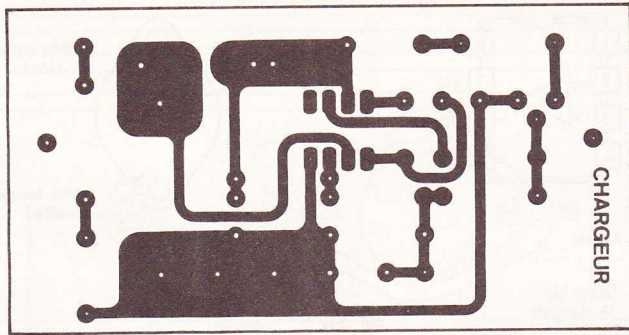


Fig. 2 et 3. — Une partie du montage a fait l'objet du tracé d'un circuit imprimé que nous publions grandeur nature. Implantation pratique des éléments.

grouper la majorité des composants électroniques.

Une implantation de ce CI est proposée à la fig. 2 et ce bien entendu à l'échelle 1.

Les dimensions de la plaquette sont de 84 x 43 mm. La gravure de ce petit circuit ne pose pas de problème particulier.

Utiliser de préférence des transferts au stylo afin d'obtenir un circuit imprimé plus propre et « plus professionnel ».

2) Câblage du module.

Un plan de câblage détaillé fait l'objet de la fig. 3. Tous les composants sont repérés par leur symbole électrique, ce qui oblige le lecteur à se reporter à la nomenclature en fin d'article.

Cette réalisation est finalement fort simple et à la portée de tous, même du débutant en électronique.

Le circuit imprimé est équipé de picots pour les raccordements avec les composants extérieurs qui se font au moyen de fils de différentes couleurs.

3) Fixation du régulateur IC₁ et des diodes sur le radiateur

Ce travail est d'abord fonction du radiateur utilisé. Celui de la maquette a une surface de 140 x 78 mm. Si les diodes redresseuses D₁ et D₂ sont vissées directement sur le dissipateur, il faut veiller par contre à isoler efficacement le régulateur LM317, ce qu'indique la figure 4. Cet isolement électrique au moyen d'un intercalaire en mica et de canons plastiques pour la visserie est détaillé à la figure 5. Pour améliorer la dissipation thermique, enduire la feuille de mica de graisse silicone.

Les cathodes des diodes se trouvant côté vis, comme l'indique le brochage des différents composants actifs à la figure 6, il va de soi que l'on se trouve

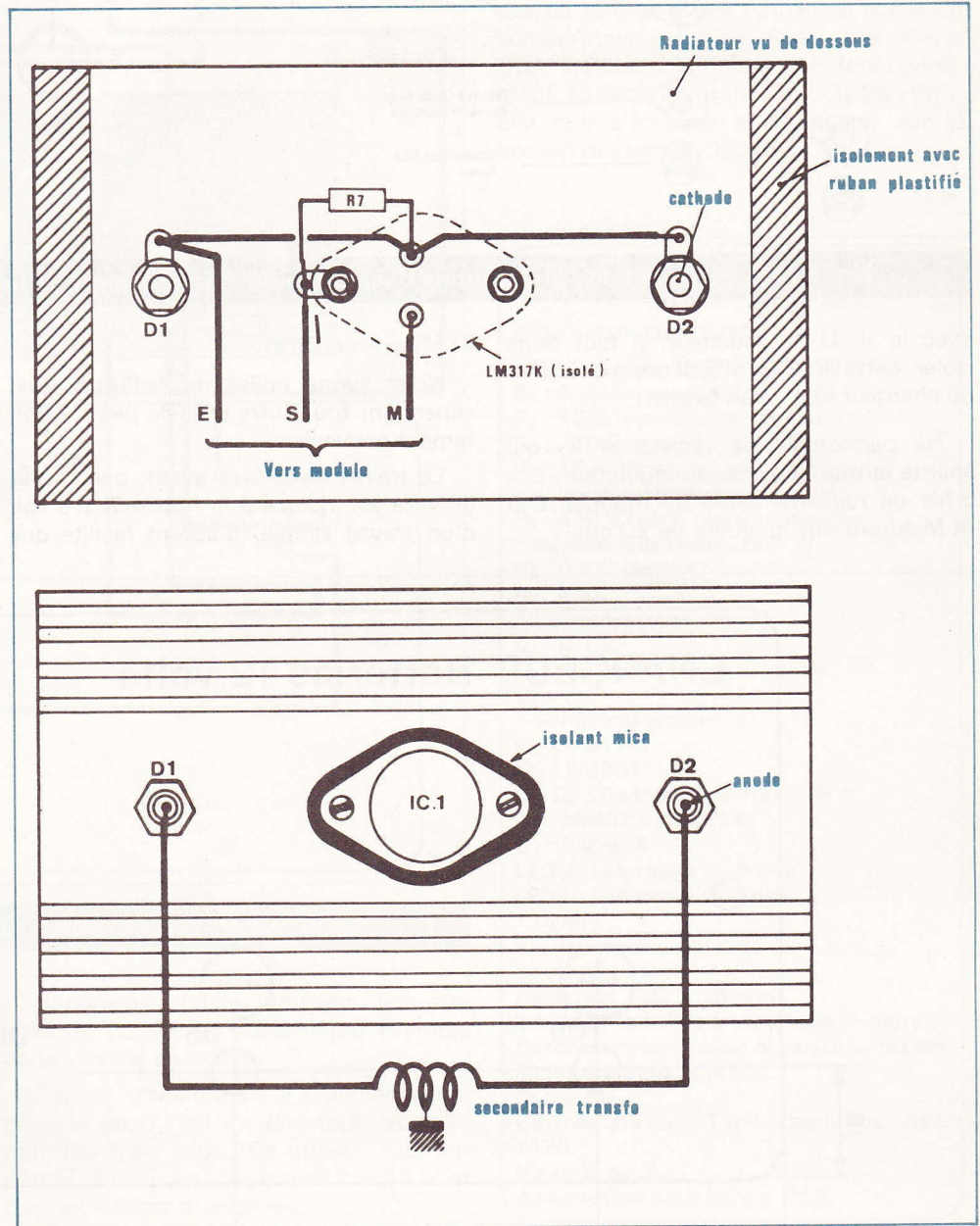


Fig. 4. — Les diodes D₁, D₂ et le circuit intégré LM317K seront montés sur le même dissipateur. Aussi sera-t-il nécessaire d'observer toutes les précautions d'isolation.

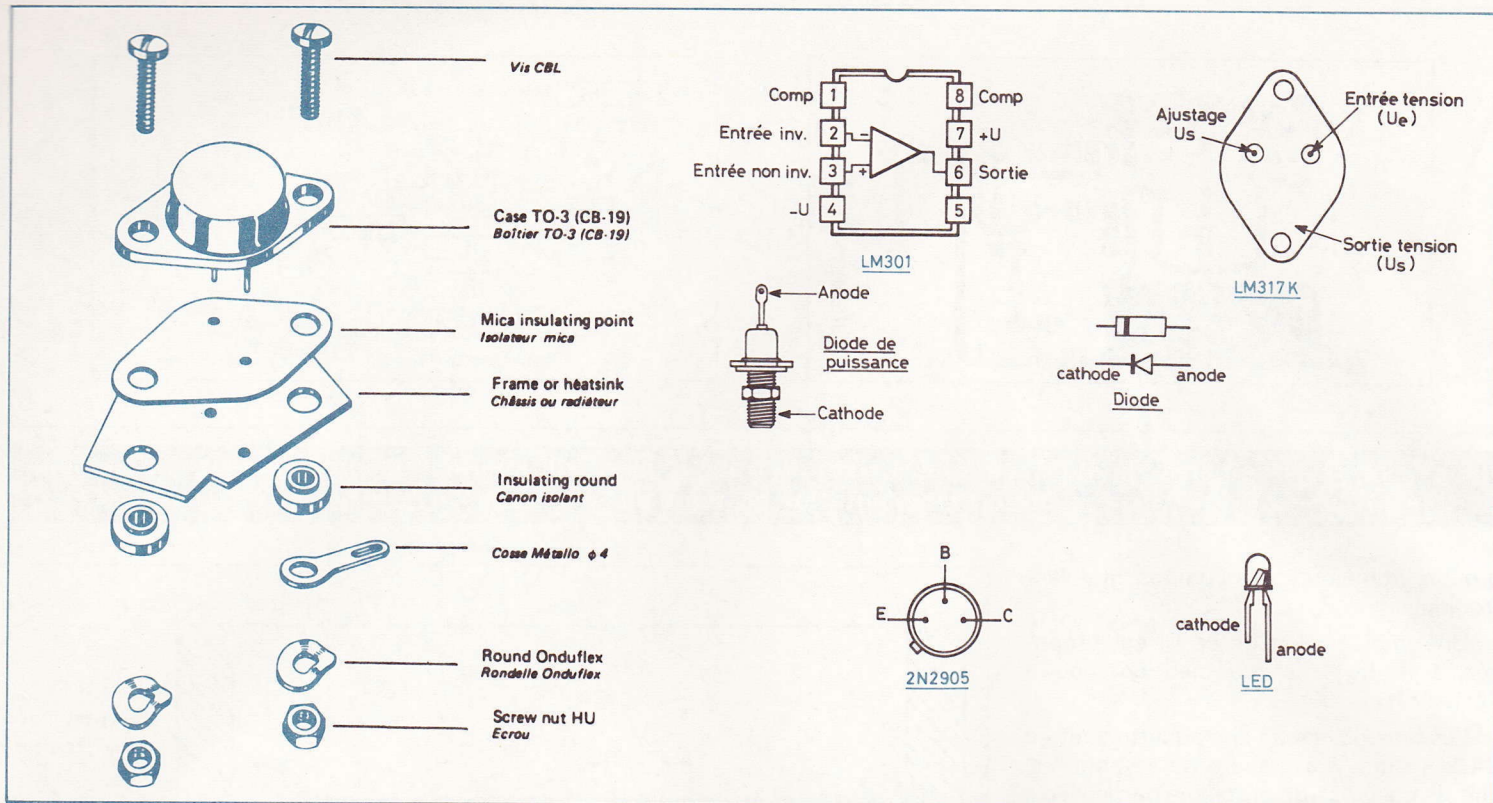


Fig. 5 et 6. – Rappel des précautions d'isolation du circuit intégré et brochages des autres composants.

avec le + U au radiateur. Il faut donc isoler cette masse métallique du boîtier du chargeur lors de sa fixation.

Ne pas oublier la résistance R_7 qui shunte entrée et sortie du régulateur. Les 3 fils de raccordements au module, E-S et M auront une longueur de 20 cm.

4) Mise en coffret.

Nous avons utilisé un coffret Retex, cependant tout autre modèle peut parfaitement convenir.

Le travail de la face avant, perçage et gravure est indiqué à la **figure 7**. Il s'agit d'un travail simple, d'autant facilité que

la face avant est en aluminium de 12/10.

La gravure est confiée à des transferts Mecanorma. La fragilité de ces transferts aux rayures est protégée par une pulvérisation de vernis.

La face arrière ne demande que le perçage d'un trou de \varnothing 10 mm pour le

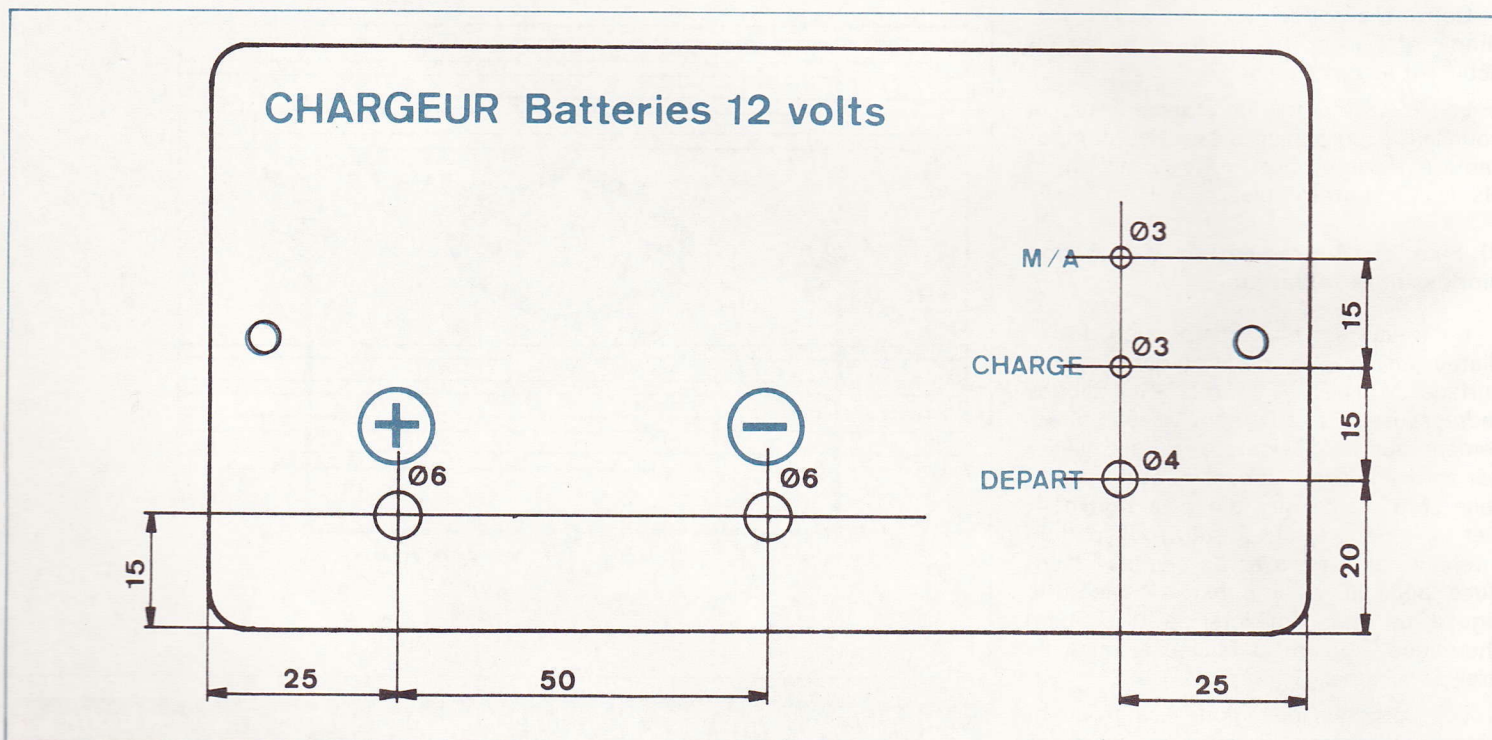


Fig. 7. – Exemple possible de réalisation de la face avant du coffret Retex.

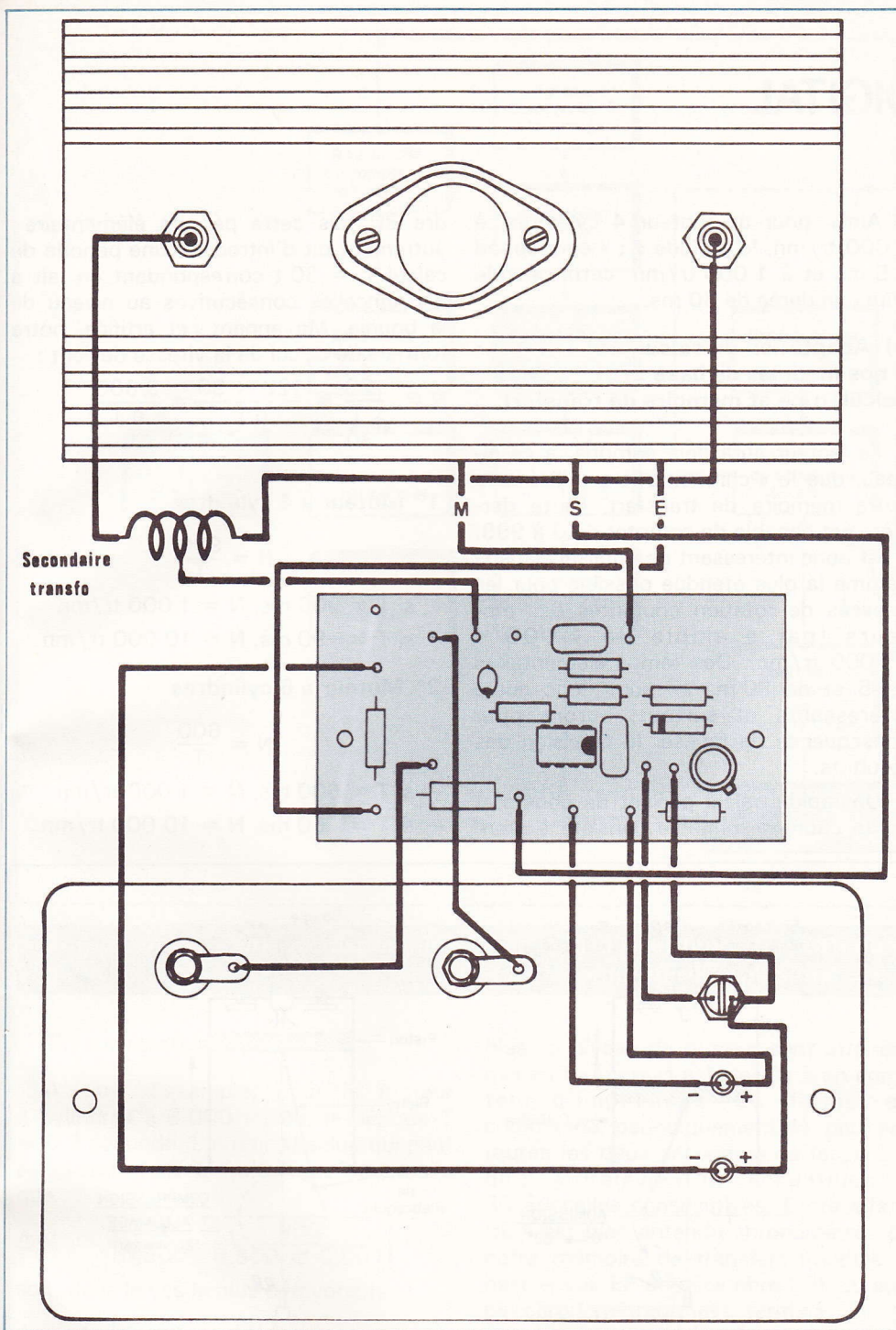


Fig. 8. - Plan de câblage général du chargeur de batterie.

passage du cordon secteur à travers un passe-fils et ne nécessite ainsi aucune figure.

5) Interconnexions

Les interconnexions du module électronique aux composants vissés sur le radiateur et à ceux fixés sur la face avant font l'objet de la **figure 8**.

Nous pensons avoir été suffisamment précis pour que les lecteurs mènent à bien cette réalisation qui doit fonctionner dès la première mise sous tension.

Rappelons que le radiateur doit être isolé du coffret en utilisant par exemple de la visserie en nylon.

Pour le transformateur d'alimentation, on a le choix. Un modèle tout ordinaire non imprégné peut être utilisé ; seul impératif, fourni au secondaire 2 x 18 V et pouvoir débiter 4 ampères.

On peut également utiliser un transformateur ne possédant qu'un enroulement secondaire de 18 V, dans ce cas les diodes D₁ et D₂ sont remplacées par un pont.

6) Mise sous tension.

On vérifie le bon fonctionnement du chargeur en reliant tout simplement celui-ci au secteur, sans connecter de charge aux bornes + et -.

La LED de contrôle de charge en s'allumant indique que le comparateur fonctionne correctement. Les bornes + et - n'étant pas reliées à une charge, aucun courant ne traverse la résistance R₆, donc pas de tension à ses bornes, la sortie du comparateur est à un niveau bas. Cette LED indique également un fonctionnement correct du transistor Q₁-2N2905. Elle doit s'éteindre en appuyant sur le bouton poussoir « Départ ».

D.B.

III - Nomenclature des composants

* Résistances ± 5 % - 1/2 W

R₁ : 3 kΩ (orange, noir, rouge).

R₂ : 15 Ω (marron, vert, noir).

R₃ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)

R₄ : 15 kΩ (marron, vert, orange).

R₅ : 1 kΩ (marron, noir, rouge).

R₇ : 510 Ω (vert, marron, marron).

* Résistances bobinées 3 W

R₆ : 0,5 Ω (ou 0,47 Ω)

R₈ : 1 kΩ

* Condensateurs

C₁ : 0,1 μF

C₂ : 1 μF/35 V tantale goutte.

C₃ : 1nF

* Semiconducteurs

IC₁ LM317 K

IC₂ : LM301

D₁, D₂ : Redresseurs 100 V/6 A

D₃ : 1N457 ou 1N4148

Q₁ : 2N2905

LED 1. Led rouge Ø 3 mm.

LED2 : Led verte Ø 3 mm.

* Divers

Transformateur 2 x 18 V/4 A.

Bouton poussoir.

Radiateur 140 x 78 mm.

2 bornes femelles à vis (rouge + noire)

Cordon secteur (avec si possible fusible incorporé dans la prise).

Passe-fils.

Coffret Retex. Type Cabinbox Réf. 7120.

Visserie de 3.

Accessoires pour boîtier TO3.

4. COMPTE-TOURS DIGITAL

(Suite de la page 73)

I - Le principe

a) Détermination de la vitesse de rotation d'un moteur

Tous nos lecteurs, amateurs passionnés d'électronique certes, connaissent également et sans aucun doute le fonctionnement d'un moteur à essence à quatre temps. Dans ce type de moteur, lorsque le vilebrequin effectue deux tours complets (720°), se produisent successivement les phénomènes suivants :

1. Aspiration du mélange air + essence.
2. Compression et allumage vers la fin de ce temps.
3. Détente des gaz (c'est le temps moteur).
4. Echappement des gaz brûlés.

Ces quatre temps correspondent à un cycle complet appelé « cycle de BEAUDE-ROCHAS », du nom du physicien qui en a entrepris l'étude thermodynamique.

La **figure 1** illustre le principe de ce fonctionnement. Sans entrer dans les détails qui ne sont pas d'un grand intérêt dans le cas présent, on constatera que pour un moteur monocylindrique à quatre temps, il se produit une étincelle au niveau de la bougie à chaque fois que le vilebrequin a effectué deux tours.

Il est évident que dans le cas d'un moteur comportant « n » cylindres, les instants d'allumage se trouvent répartis de façon à obtenir un fonctionnement régulier du moteur.

Autrement dit, pour deux tours de vilebrequin, il se produit « n » étincelles au niveau des bougies ; ou encore « n/2 » étincelles par tour de vilebrequin.

Si le moteur tourne à N tours/minute, il se produit Nn/2 étincelles en 60 secondes, soit Nn/120 étincelles par seconde. En conséquence, la fréquence des ouvertures du rupteur (logé dans le « Delco ») est de :

$$f = \frac{Nn}{120}$$

ce qui correspond à une période $t = 1/f = 120/Nn$.

soit en définitive :

$$N = \frac{120}{n t}$$

(t étant exprimé en secondes).

Ainsi, pour un moteur 4 cylindres, à 6 000 tr/mn, le période « t » correspond à 5 ms et à 1 000 tr/mn, cette période aura une durée de 30 ms.

b) Adaptation du calcul à nos modules de base : calculatrice et mémoire de transfert

Le lecteur aura déjà compris, à ce niveau, que le « chronomètre » utilisé sera notre mémoire de transfert. Cette dernière est capable de compter de 0 à 999. Il est donc intéressant de l'utiliser dans la gamme la plus étendue possible pour les vitesses de rotation courantes des moteurs (par exemple de 1 000 à 10 000 tr/mn). Des temps élémentaires de 5 et de 30 ms ne sont donc guère intéressants et surtout, auront pour conséquence de fausser la précision des résultats.

Un rapide calcul permet de constater qu'un choix raisonnable consiste à pren-

dre 30 fois cette période élémentaire ; autrement dit d'introduire une période de calcul $T = 30 t$ correspondant en fait à 30 étincelles consécutives au niveau de la bougie. Moyennant cet artifice, notre formule de calcul de la vitesse devient :

$$N = \frac{120}{n \frac{T}{30}} = \frac{120 \times 30}{n T} = \frac{3\,600}{n T}$$

1° Moteur à 4 cylindres

$$N = \frac{900}{T}$$

- si $T = 900$ ms, $N = 1\,000$ tr/mn
- si $T = 90$ ms, $N = 10\,000$ tr/mn

2° Moteur à 6 cylindres

$$N = \frac{600}{T}$$

- si $T = 600$ ms, $N = 1\,000$ tr/mn
- si $T = 60$ ms, $N = 10\,000$ tr/mn.

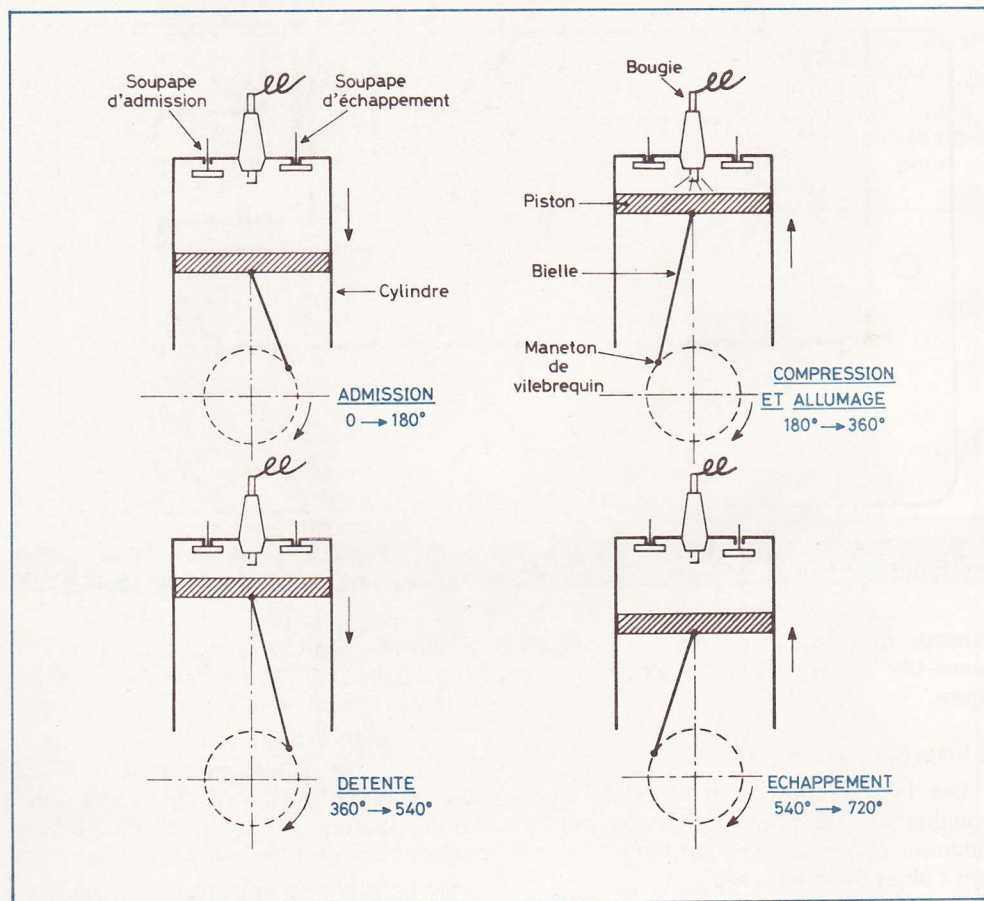


Fig. 1. - Pour une rotation de 720° (2 tours) du vilebrequin, il se produit une étincelle dans le cas du moteur à un cylindre.

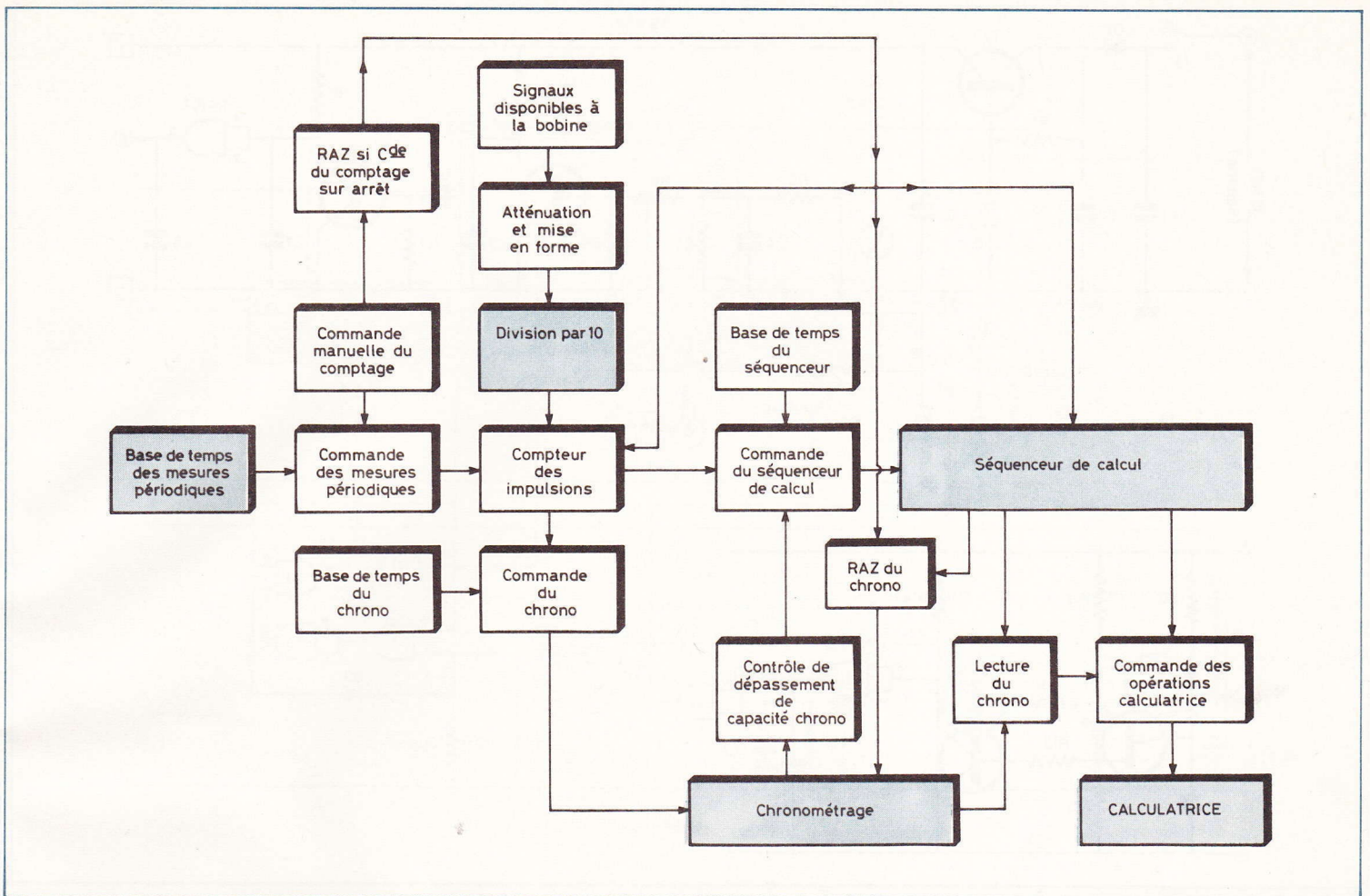


Fig. 2. – Les signaux disponibles au niveau du rupteur sont atténués, mis en forme puis acheminés à un compteur d'impulsions.

c) Erreur relative

A titre d'exemple, pour le moteur 4 cylindres à 3 000 tr/mn, la période $T = 0,3$ seconde. L'erreur absolue qui peut se glisser dans le calcul est donc telle que :

$$\Delta N < \left| \frac{900}{0,300} - \frac{900}{0,300 \pm 0,001} \right|$$

soit, dans le cas le plus défavorable :

$$\Delta N < \left| 3\,000 - \frac{900}{0,301} \right|$$

$$\Delta N < |3\,000 - 2\,990| \Rightarrow \Delta N < 10$$

En conséquence :

$$\text{L'erreur relative : } \frac{\Delta N}{N} < \frac{10}{3\,000} = \frac{1}{300}$$

d'où une erreur relative inférieure à 0,33 %

Un tel résultat est plus que satisfaisant et dépasse largement la précision des meilleurs appareils de mesure courants.

d) Principe de fonctionnement

La figure 2 représente le synoptique de fonctionnement. Les signaux disponi-

bles au niveau du rupteur sont atténués, mis en forme puis acheminés à un compteur d'impulsions. Ce dernier est commandé périodiquement (à peu près toutes les deux secondes) de façon à ce qu'il « prélève » un échantillon de 30 étincelles consécutives. Cette « fenêtre » est bien entendu chronométrée par notre mémoire de transfert (module de base – voir EP de décembre 80). Lorsque ce chronométrage est terminé, un séquenceur dont le rôle consiste à commander la calculatrice, effectuera les opérations suivantes :

- affichage de 900 (ou de 600 s'il s'agit d'un moteur à 6 cylindres)
- opération « divisé »
- affichage du contenu du chronomètre, en secondes
- opération « égal ».

En conséquence, le résultat N exprimé en tr/mn se trouve affiché sur la calculatrice et est remis en question à des intervalles de temps réguliers (2 secondes).

Bien entendu, le chronomètre est remis à zéro par le séquenceur après chaque cycle de calcul.

Enfin, puisque notre mémoire de transfert ne peut prendre en compte des temps supérieurs à 0,999 seconde, un dispositif bloque automatiquement le fonctionnement normal de l'ensemble, si cette capacité de comptage a été dépassée.

Dans ce cas, une LED rouge de signalisation s'allume sur la mémoire de transfert. Un tel phénomène se produit lorsque le moteur tourne à une vitesse inférieure à 900 tr/mn pour un moteur à 4 cylindres et à 600 tr/mn pour un moteur de 6 cylindres. Pour déverrouiller le dispositif, lorsque le moteur tourne à nouveau à un régime supérieur, il suffit de couper pendant un temps de l'ordre de la seconde, l'interrupteur « comptage ».

II – Fonctionnement électronique

a) Alimentation (fig. 3)

La source d'énergie utilisée sera bien entendu la batterie du véhicule, dont la

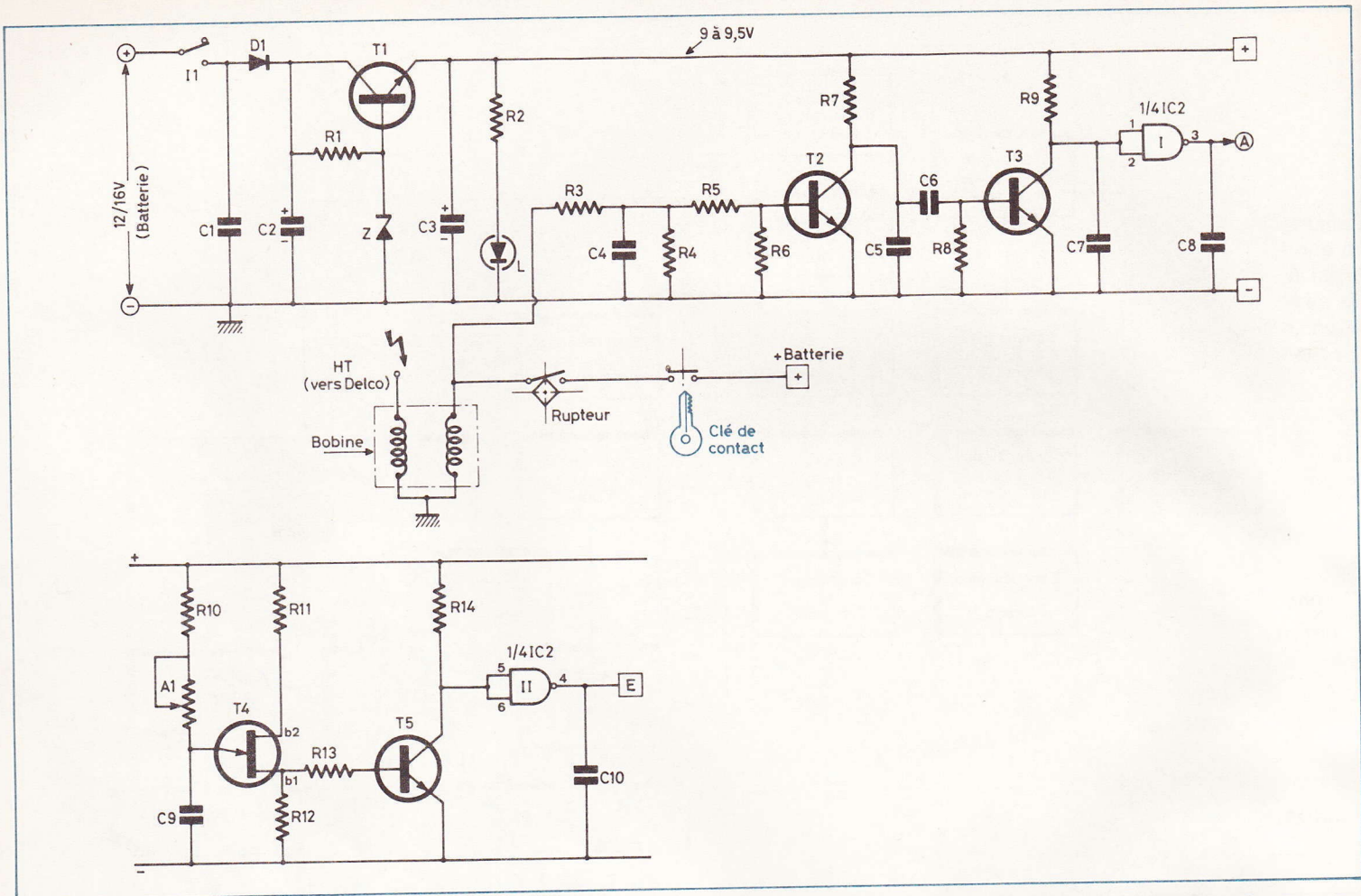


Fig. 3. — La source d'énergie utilisée sera bien sûr la batterie du véhicule, dont la tension peut varier entre 12 V et 15 V.

tension peut varier entre 12 et 15 V suivant le réglage du régulateur de charge batterie.

Une première capacité C_1 filtre ce courant en éliminant les éventuelles fréquences parasites provenant surtout de l'alternateur. La diode D_1 évite une éventuelle erreur de branchement. Les capacités C_2 et C_3 assurent un complément de filtrage. Un transistor NPN T_1 de moyenne puissance dont le potentiel de base se trouve stabilisé par une diode zéner de 10 V, délivre au niveau de son émetteur une tension constante comprise entre 9 et 9,5 V. Enfin, une LED de signalisation L témoigne du fonctionnement correct de l'alimentation.

b) Atténuation et mise en forme des signaux disponibles au niveau du rupteur (fig. 3)

Pour produire une étincelle au niveau de la bougie, une came de section carrée ouvre périodiquement les vis platinées logées dans le « Delco » ; il en résulte la coupure d'un courant de basse tension au sein d'un enroulement primaire d'un autotransformateur. En conséquence, grâce

à l'effet de self ainsi obtenu, une tension pouvant aller jusqu'à 20 000 volts se trouve disponible au niveau des électrodes de la bougie dont l'écartement, de l'ordre du millimètre, permet la production d'une étincelle. Une telle élévation de tension est possible grâce à un enroulement secondaire comportant un nombre élevé de spires.

En définitive, il est donc possible de prélever un signal correspondant à une étincelle, et ceci au niveau de l'entrée « D » (Delco) de la bobine. Ce signal, à cause des effets inductifs, peut atteindre une centaine de volts. Par ailleurs, sa forme est très imparfaite. Il est donc nécessaire de l'atténuer et de lui faire subir une première intégration. C'est le rôle du pont diviseur constitué par les résistances R_3 et R_4 et la capacité C_4 . Le transistor T_7 calibre ce signal à la tension normale de l'alimentation. Enfin, les capacités C_5 , C_6 et C_7 , ainsi que le transistor T_3 assurent une mise en forme correcte. La porte NAND I de IC_2 , montée en porte inverseuse présente en finalité au niveau de sa sortie A des créneaux à fronts raides de fréquence égale à celle de la succession des étincelles au niveau des bougies.

c) Base de temps des séquences de calcul (fig. 4)

Son rôle consiste à commander périodiquement toute une succession d'opérations aboutissant en définitive à l'affichage du résultat « vitesse », exprimé en tr/mn, au niveau de la calculatrice. Le cœur de cette commande périodique est le transistor unijonction T_6 . Un tel transistor présente entre ses bases b_2 et b_1 une résistance purement ohmique. Un potentiel pratiquement nul existe donc au niveau de la base b_1 dans le cas le plus général. L'émetteur d'un tel type de transistor aboutit sur une jonction PN. Mais cette jonction devient uniquement passante lorsque le potentiel émetteur a atteint un certain niveau qui porte le nom de « tension de pic » (ou de crête) qui est une caractéristique fondamentale du transistor. Ce potentiel croît progressivement au fur et à mesure de la charge de la capacité C_{11} à travers la résistance R_{15} . La durée de cette charge est proportionnelle au produit $R_{15} \times C_{11}$ ce qui se traduit dans le cas considéré par une période de l'ordre de trois secondes. Ce niveau étant atteint, la capacité C_{11} se

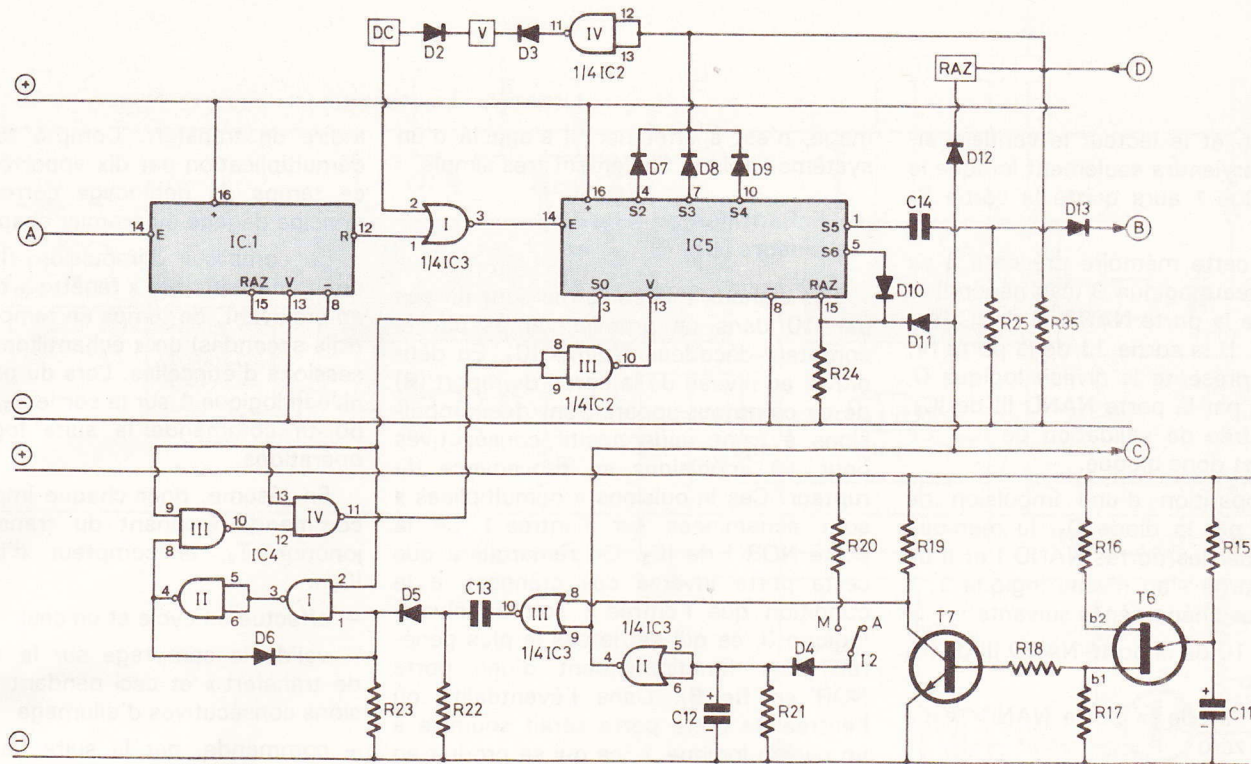


Fig. 4. — Schéma de principe de la commande périodique des séquences de mesure et de calcul. Remarquez la présence de l'inverseur I_2 .

décharge assez rapidement dans R_{17} à travers la jonction. Il en résulte une augmentation sensible du potentiel de b_1 . Après cette décharge, C_{11} subit à nouveau une charge progressive et le cycle recommence. En conséquence, une impulsion positive est disponible à peu près toutes les trois secondes au niveau de la base b_1 . Ces impulsions sont amplifiées et inversées par le transistor NPN T_7 monté en émetteur commun.

d) Commande périodique des séquences de mesure et de calcul : (fig. 4)

Les impulsions négatives (puisque inversées) aboutissent donc à l'entrée 8 d'une porte NOR III du IC_3 . Suivant la position de l'interrupteur I_2 de comptage, deux cas sont à considérer :

1. I_2 placé sur « arrêt »

Les entrées réunies 5 et 6 de la porte inverseuse NOR II de IC_3 se trouvent au niveau logique 0 (grâce à R_{21}). La capacité C_{12} se trouve bien entendu en position déchargée. Le niveau de la sortie 4

est donc égal à 1. Il en résulte plusieurs conséquences :

- L'entrée 9 de la porte III NOR de IC_3 étant au niveau logique 1, sa sortie 10 présente le niveau logique 0, dans tous les cas et quel que soit le niveau de l'entrée 8. La commande périodique est bloquée.

- Le niveau de l'entrée RAZ de la « Mémoire de transfert » est maintenu au niveau logique 1. Cette dernière reste donc bloquée à zéro.

- Il en est de même en ce qui concerne les séquences de calcul IC_8 et IC_9 .

2. I_2 placé sur « marche »

Dès la fermeture de I_2 , la capacité C_{12} se charge progressivement par R_{20} (temps de charge de l'ordre de la seconde). Cette capacité est destinée à absorber les « rebonds » créés par la fermeture de I_2 . Les entrées 5 et 6 de la porte NOR II de IC_3 passant au niveau logique 1, la sortie 4 passe au niveau 0.

- Les entrées RAZ de la mémoire de transfert et des séquences de calcul se trouvent débloquées. Ces derniers sont donc prêts à fonctionner.

- L'entrée 9 de la porte NOR III de IC_3 étant à zéro, la sortie 10 reste à zéro dans le cas général, en admettant qu'aucune impulsion négative ne se produise au niveau du collecteur de T_7 .

L'entrée 1 de la porte NAND I de IC_4 reste donc au niveau logique 0, grâce à R_{23} . La sortie 3 de cette même porte étant au niveau 1, la sortie 4 de la porte NAND II de IC_4 se trouve également à zéro.

Supposons maintenant qu'une impulsion de commande négative se produise au collecteur de T_7 . Une impulsion positive brève se produira donc à la sortie 10 de la porte NOR III de IC_3 . Cette impulsion a cependant une durée suffisante pour charger C_{13} . Autrement dit, dès le début de l'impulsion, le niveau de l'entrée 1 de la porte NAND I de IC_4 passera à 1. Comme le compteur IC_5 est à zéro (niveau 1 sur S_0) la sortie 3 de cette porte NAND passera à zéro, la sortie 4 à 1 et, grâce à D_6 , l'entrée 1 reste maintenue à 1 même si l'impulsion de commande acheminée par D_5 a disparu.

Les portes NAND I et II de IC_4 constituent donc une véritable mémoire dont

l'effacement, et le lecteur le vérifiera aisément, interviendra seulement lorsque le niveau logique 1 aura quitté la sortie S_0 de IC_5 .

Lorsque cette mémoire présente à sa sortie le niveau logique 0 (cas général) la sortie 10 de la porte NAND III de IC_4 est donc égal à 1, la sortie 11 de la porte IV, par contre présente le niveau logique 0, qui, inversé par la porte NAND III de IC_3 , bloque l'entrée de validation de IC_5 . Ce compteur est donc bloqué.

Dès l'apparition d'une impulsion de commande par la diode D_5 , la mémoire constituée par les portes NAND I et II de IC_4 se « charge » au niveau logique 1. Il en résulte les phénomènes suivants :

- la sortie 10 de la porte NAND III de IC_4 passe à zéro
- la sortie 11 de la porte NAND IV de IC_4 passe à zéro
- l'entrée de validation de IC_5 passe au niveau logique 0.

Les impulsions de comptage dont il sera question au paragraphe suivant font donc avancer IC_5 . Dès que le niveau 1 aura quitté la sortie S_1 de ce compteur, se produiront les phases suivantes :

- mémorisation de la mémoire
- passage au niveau 1 de la sortie 10 de la porte NAND III de IC_4
- maintien du niveau 1 de la sortie 11 de la porte NAND III de IC_4
- maintien de la validation de IC_5 au niveau logique 0.

Le compteur d'impulsions IC_5 poursuit son cycle jusqu'au moment où le niveau 1 réapparaît sur S_0 . A ce moment :

- le niveau logique 1 se trouve toujours sur la sortie 10 de IC_4
- la sortie 11 de la NAND IV de IC_4 passe à zéro
- l'entrée de validation de IC_5 passant au niveau logique 1, ce dernier se retrouve en position de blocage.

En définitive, à chaque fois que le transistor unijonction T_6 délivre une impulsion positive, le compteur d'impulsions IC_5 effectue un tour, et un tour seulement ce qui est évidemment le but recherché.

L'avantage de la mémoire constituée par les portes NAND I et II de IC_4 réside surtout dans le fait qu'aucun réglage des durées relatives des impulsions de commande et de celles émanant de l'allu-

mage, n'est à effectuer. Il s'agit là d'un système fiable et finalement très simple.

e) Echantillon ou « fenêtre » de mesure (fig. 4)

Les signaux mis en forme sont divisés par 10 dans un premier temps par le compteur-décodeur décimal IC_1 . En définitive, au niveau de la sortie de report (R) de ce compteur apparaîtront deux impulsions à front raide positif consécutives pour 10 impulsions en provenance du rupteur. Ces impulsions « démultipliées » sont acheminées sur l'entrée 1 de la porte NOR I de IC_3 . On remarquera que cette porte inverse ces créneaux à la condition que l'entrée 2 soit au niveau logique 0, ce qui est le cas le plus général. (Voir fonctionnement d'une porte NOR en fig. 6). Dans l'éventualité où l'entrée de cette porte serait soumise à un niveau logique 1, ce qui se produit en cas de dépassement de capacité de la mémoire de transfert, la sortie de cette porte présenterait en permanence le niveau logique et le compteur d'impulsions IC_5 ne pourrait avancer. Accessoirement, le lecteur remarquera également que dans ce cas, l'entrée de validation V de la « mémoire de transfert » est maintenue au niveau logique 1, ce qui empêche tout fonctionnement de cette dernière.

Nous avons vu au premier chapitre de cet article que ce phénomène peut se produire lorsque la vitesse de rotation du moteur est inférieure à 900 tr/mn. Le dispositif est donc en position de verrouillage ; pour lever ce blocage, il suffit de ramener I_2 sur sa position « arrêt » pendant 1 ou 2 secondes et de le replacer sur « marche ». En effet, à ce moment, la « Mémoire de transfert » se repositionne sur zéro et débloquent le dépassement de capacité. Dans le paragraphe précédent était explicité le fonctionnement de la commande périodique des séquences de calcul. Au démarrage d'une telle séquence, IC_5 avance par déplacement du niveau logique 1 sur S_1, S_2, \dots, S_5 . En particulier, lors de son passage sur S_6 , se produit la RAZ et l'arrêt de ce compteur.

Par ailleurs, le lecteur n'aura pas manqué de noter que la présence du niveau logique 1 sur les sorties consécutives S_2, S_3 et S_4 provoquait l'apparition d'un niveau logique 0 à la sortie 11 de la porte inverseuse NAND IV de IC_2 , ce qui, bien entendu, entraîne le déblocage momentané du comptage de temps de la mé-

moire de transfert. Compte tenu de la démultiplication par dix apportée par IC_1 , ce temps de déblocage correspond au principe dégagé au premier chapitre.

Le compteur d'impulsions IC_5 définit donc une véritable « fenêtre » de mesure en prélevant, de temps en temps (environ trois secondes) un « échantillon » de successions d'étincelles. Lors du passage du niveau logique 1 sur la sortie S_5 , un signal positif commande la suite logique des opérations.

En résumé, pour chaque impulsion de commande émanant du transistor unijonction T_6 , le compteur d'impulsions IC_5 :

- effectue un cycle et un seul
- valide le comptage sur la « Mémoire de transfert » et ceci pendant 30 impulsions consécutives d'allumage
- commande, par la suite, les séquenceurs de calcul.

f) Chronométrage (fig. 3)

Pour des raisons de facilité de tarage de la base de temps du chronométrage les impulsions de comptage acheminées au niveau de l'entrée E de la « Mémoire de transfert » auront une période d'une milliseconde. Ce temps de base est obtenu grâce au transistor unijonction T_4 compte tenu des valeurs de $(R_{10} + A_1)$ et de C_9 .

Le tarage, ainsi que nous le verrons au paragraphe « Tarage et mise au point » sera obtenu par réglage de l'ajustable A_1 sur la position requise. Le transistor T_5 et la porte inverseuse NAND II de IC_2 mettent en forme ces créneaux de 1 kHz, avant acheminement sur l'entrée E de chronométrage.

Le chronométrage s'effectue donc uniquement lorsque l'entrée V de validation est au niveau logique 0, ce qui se produit (cf paragraphe précédent) seulement pendant le dégagement de la « fenêtre » de mesure.

Ainsi, après chaque mesure, le chronométrage terminé, les trois compteurs de la « Mémoire de transfert » restent bloqués sur un nombre de trois chiffres représentant respectivement les centaines, les dizaines et les unités de millisecondes.

Comme nous le verrons au chapitre « Séquenceur de calcul » ce chronomètre est remis à zéro aussitôt sa lecture effectuée.

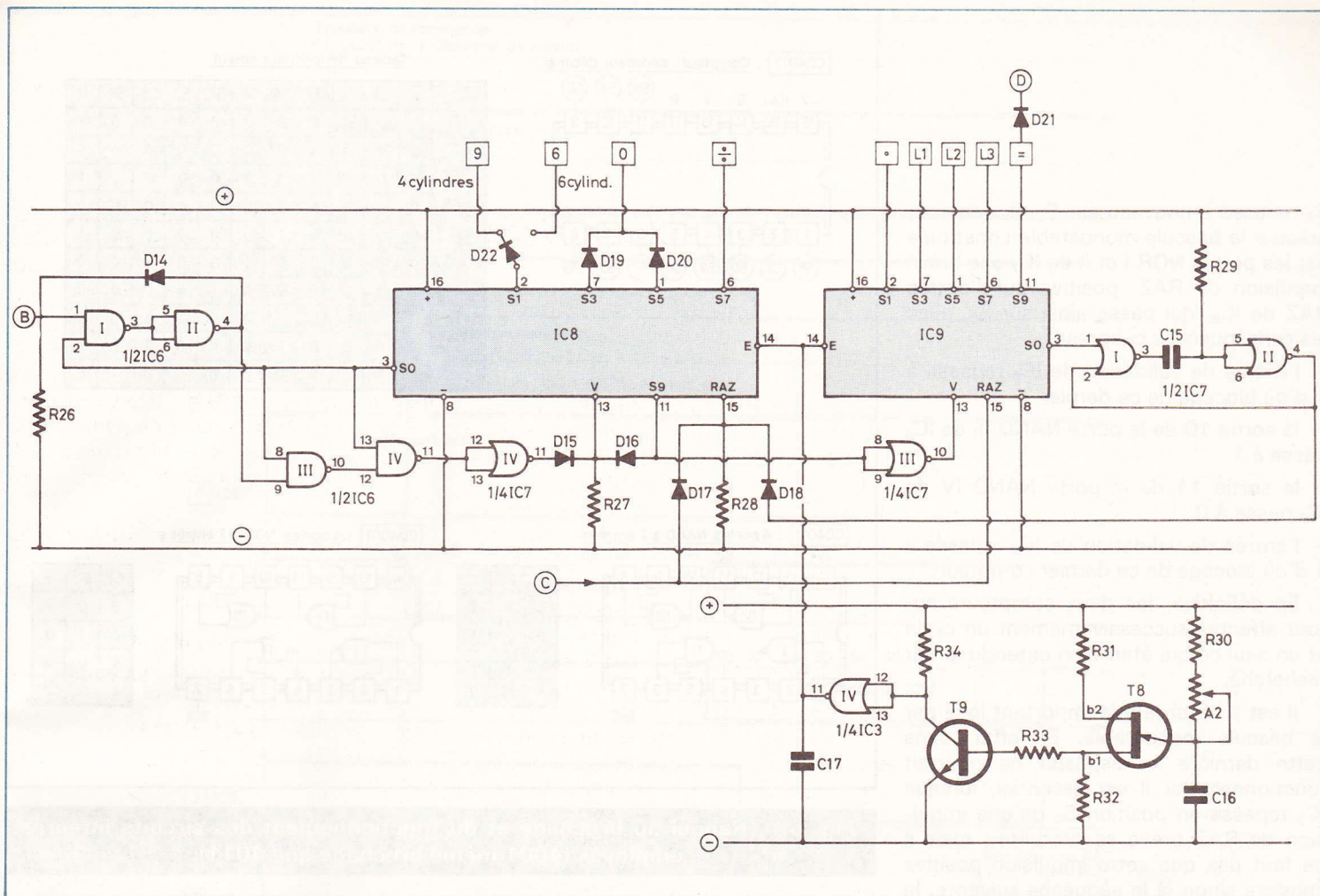


Fig. 5. – Le schéma de principe du séquenceur de calcul fait, entre autres, appel à deux CD 4017.

g) Base de temps du séquenceur de calcul (fig. 5)

Un troisième transistor unijonction T_8 produit des impulsions élémentaires dont l'aboutissement, après mise en forme par T_9 et la porte NOR IV de IC_3 , est l'avance du séquenceur de calcul constitué par les deux compteurs IC_8 et IC_9 .

La fréquence des signaux acheminés sur les entrées de ces deux compteurs correspond en fait à celle qui commandera les opérations élémentaires que devra effectuer la calculatrice. Cette fréquence sera donc obligatoirement limitée par la performance de la calculatrice de poche. Elle sera à sa bonne valeur par l'action sur l'ajustable A_2 (voir paragraphe « Tarage et mise au point »).

h) Commande du séquenceur de calcul (fig. 4 et 5)

Lorsque le compteur d'impulsions occupe la position S_5 , il se produit à travers C_{14} et D_{13} la charge d'une seconde mémoire constituée par les portes NAND I et II de IC_6 . Tout comme au paragraphe concernant la commande de la séquence

de mesure, cette mémoire se trouve effacée à chaque fois que le niveau logique 1 quitte la sortie S_0 du séquenceur IC_8 .

Aussi longtemps que le compteur d'impulsions IC_5 n'a pas occupé la position S_5 , cette mémoire présente au niveau de sa sortie 4 de la porte NAND II de IC_6 la position logique 0. Il en résulte le niveau logique 1 à la sortie 10 de la porte NAND III de IC_6 et le niveau logique 1 à la sortie 10 de la porte NAND III de IC_6 , et le niveau 0 à la sortie 11. En conséquence, l'entrée de validation de IC_8 se trouve soumise à un niveau logique 1 ce qui entraîne le maintien de IC_8 sur sa position de repos S_0 .

Il en résulte par ailleurs le niveau logique 0 à la sortie S_9 de ce compteur et le niveau logique 1 à l'entrée de validation de IC_9 qui se trouve lui aussi en position de blocage.

Supposons maintenant que la mémoire de commande se charge au niveau logique 1 par S_5 de IC_5 . Le niveau logique de la sortie 10 de la porte NAND III de IC_6 passe à zéro, tandis que la sortie 11 passe à 1, d'où le passage à zéro de l'entrée de validation de IC_8 . Ce dernier

avance donc, et le niveau 1 disparaît de S_0 ce qui a les conséquences suivantes :

- la mémoire formée par les portes NAND I et II de IC_6 passe à 0 (effacement)
- la sortie 10 de la porte NAND III de IC_6 reste à 1
- il en est de même en ce qui concerne la sortie 11
- la validation de IC_8 subsiste et ce dernier continue d'avancer, alors que IC_9 reste pour le moment en position de blocage.

A la 9^e impulsion émanant de la base de temps du séquenceur, le niveau logique 1 apparaît au niveau de la sortie S_9 . A ce moment précis il se produit les phénomènes suivants :

- l'entrée de validation de IC_8 passe au niveau logique 1, d'où le blocage de ce dernier
- grâce à la porte inverseuse NOR III de IC_7 , l'entrée de validation de IC_9 passe au niveau logique 0, ce qui permet à ce dernier de démarrer à son tour.

Lorsque le niveau logique 1, après avoir passé successivement sur S_1 , S_2 ...

S₉ repasse à nouveau sur S₉, il s'en suit, grâce à la bascule monostable constituée par les portes NOR I et II de IC₇, une brève impulsion de RAZ, positive sur l'entrée RAZ de IC₈, qui passe ainsi sur S₀, avec les conséquences ci-après :

- l'entrée de validation de IC₉ repasse à 1 d'où blocage de ce dernier
- la sortie 10 de la porte NAND III de IC₆ passe à 1
- la sortie 11 de la porte NAND IV de IC₆ passe à 0
- l'entrée de validation de IC₈ repasse à 1 d'où blocage de ce dernier compte.

En définitive, les deux compteurs auront effectué successivement un cycle et un seul ce qui était bien entendu le but recherché.

Il est à noter le rôle important joué par la bascule monostable. En effet, sans cette dernière le dispositif ne pourrait fonctionner, car il est essentiel, lorsque IC₉ repasse en position S₀ qu'une impulsion de RAZ brève se produise ; mais il ne faut pas que cette impulsion positive subsiste sinon, à la séquence suivante, le dispositif ne pourrait fonctionner. Avant de clore ce paragraphe, rappelons brièvement le fonctionnement de la bascule monostable. Remarquons au passage que cette dernière, indépendamment de la remarque précédente permet de « gagner » une position supplémentaire de IC₉, en l'occurrence la sortie S₉ qui sans cet artifice serait inutilisable étant donné qu'elle servirait justement à rebloquer l'ensemble des deux compteurs. Mais revenons à notre bascule monostable.

Au repos, le niveau logique 0 se trouve disponible à l'entrée 1 de la porte NOR I de IC₇ ; il en est de même pour ce qui est de la sortie 4 de la porte II. En conséquence, la sortie 3 est au niveau logique 1, ainsi que les entrées 5 et 6. La capacité C₁₅ est en position de décharge.

Dès que le niveau logique 1 apparaît sur S₀, la sortie 3 de la porte I passe à zéro. Étant donné que C₁₅ est déchargé, les entrées 5 et 6 de la porte NOR II passent au niveau logique 0, ce qui entraîne le passage de la sortie 4 au niveau logique 1. Cette position subsiste tant que C₁₅, qui se charge progressivement à travers R₂₉ ne présente pas au niveau des entrées 5 et 6 un potentiel suffisant. Après un temps proportionnel au produit R₂₉ × C₁₅, le niveau des entrées 5 et 6 de la porte NOR II de IC₇ devient égal à 1

CD4017 : Compteur - décodeur décimal.

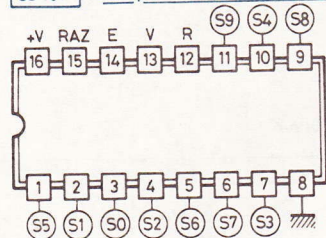
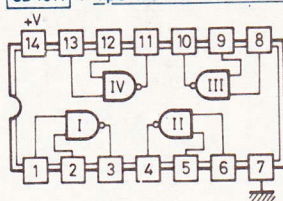


Tableau de fonctionnement

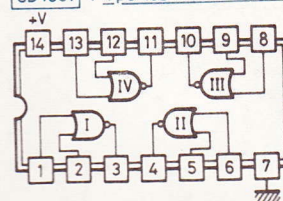
E	S0	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	R
↑	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
↓	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
↑	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
↓	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
↑	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1
↓	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
↑	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
↓	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
↑	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
↓	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0

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. 6. - Rappel du brochage et du fonctionnement des circuits intégrés employés (4001 même brochage que 4011).

et, en conséquence, celui de la sortie 4 repasse à zéro, ce qui ne change rien quant au niveau de la sortie 3.

Par la suite, lorsque, à la séquence de calcul suivante, le niveau 1 quitte à nouveau S₀ de IC₉, la sortie 3 de la porte NOR I de IC₇ représente le niveau logique 1 d'où la décharge de C₁₅ qui se trouve ainsi prête pour le cycle suivant.

En définitive, ce type de montage permet bien d'obtenir au début du passage du niveau logique 1 sur S₀ de IC₉ une brève impulsion positive au niveau de sa sortie. Dans le cas présent, cette impulsion a une durée de l'ordre de la milliseconde.

La figure 6 reprend le fonctionnement et le brochage des circuits intégrés utilisés ; la figure 7 permettra au lecteur de suivre sous la forme graphique, les explications ci-dessus.

i) Séquenceur de calcul (fig. 5)

Son rôle est très simple : à chaque commande de IC₅, le séquenceur effectue un certain nombre d'opérations, en commandant soit directement, soit indirectement (par « Mémoire de transfert » interposée) la calculatrice. Nous ne reviendrons pas sur la nécessité de disposer entre deux sorties consécutives d'un

compteur d'un temps de repos sans lequel la calculatrice ne saurait fonctionner. C'est cela qui explique l'utilisation des sorties de rang impair des deux compteurs IC₈ et IC₉ constituant le séquenceur de calcul.

Lors d'un cycle, voici les opérations commandées successivement par ce dernier.

1° Affichage de 9 si l'on a programmé 4 cylindres ou de 6 si l'on veut mesurer la vitesse d'un moteur à 6 cylindres.

2° Affichage de deux fois le chiffre 0. On obtient donc 900 ou 600.

3° Commande de l'opération ÷ (Division).

4° Affichage de la virgule étant donné que le contenu de la « Mémoire de transfert » représente un nombre exprimant le temps en millisecondes.

5° Lecture respective des centaines, dizaines et unités de la « Mémoire de transfert », ce qui se traduit par un affichage sur la calculatrice.

6° Commande de l'opération = (égal) et remise à zéro du chronomètre.

Ces opérations se produisent en réalité à une cadence assez élevée si bien qu'au niveau des afficheurs de la calculatrice, elles se traduisent par un clignotement

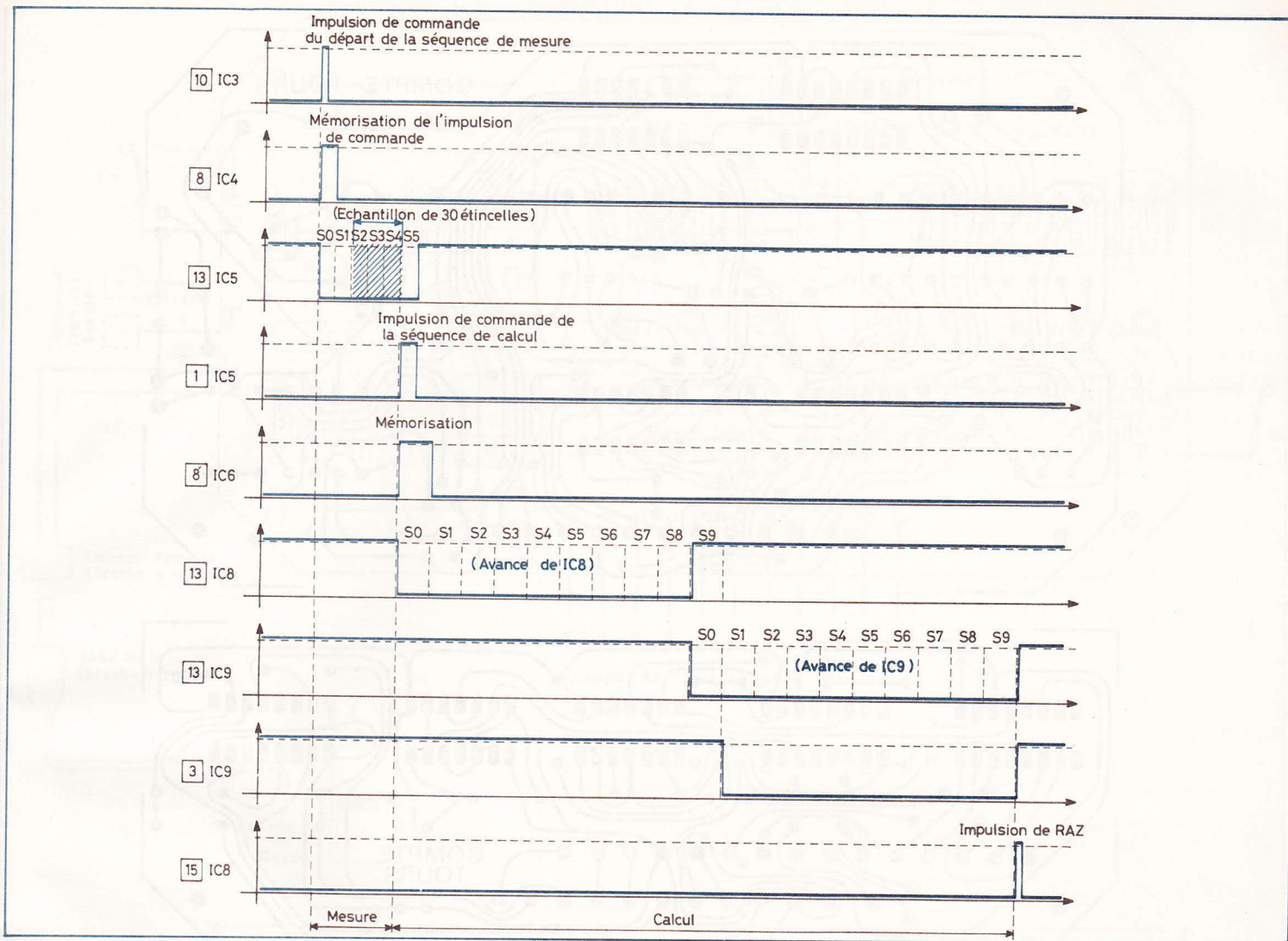


Fig. 7. – Fonctionnement du séquenceur de calcul (IC₈ et IC₉). A chaque commande de IC₅, le séquenceur effectue un certain nombre d'opérations, en commandant la calculatrice.

très bref, très inférieur en durée à la seconde.

En définitive, le résultat exprimé en tr/mn se trouve pratiquement lisible en permanence et est « remis à jour » à peu près toutes les trois secondes.

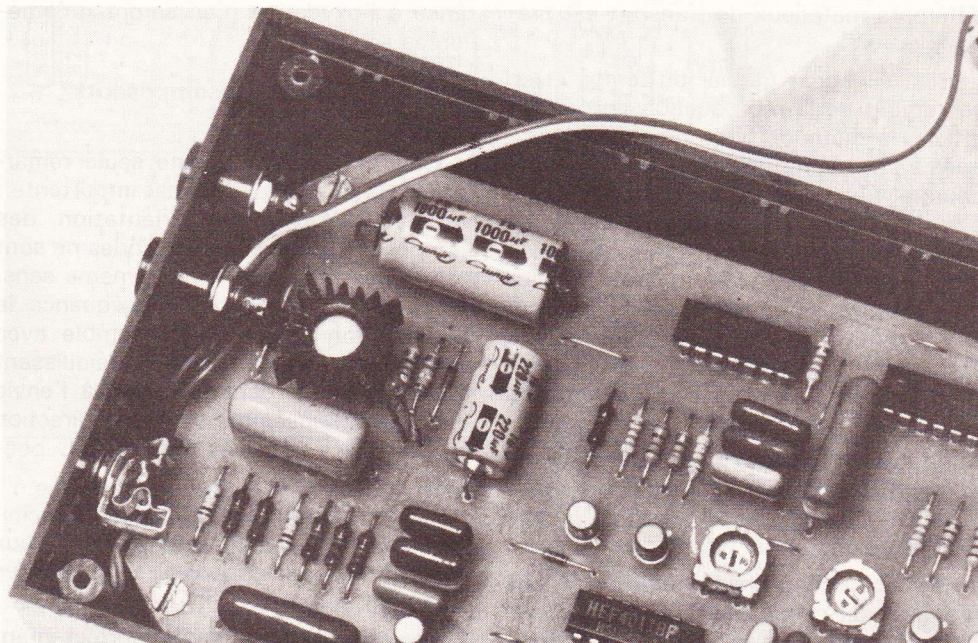
Photo 2. – On munira le transistor T₁ d'un dissipateur.

III – Réalisation pratique

a) Les circuits imprimés (fig. 8)

Ils sont au nombre de deux : un premier découpé suivant le format du coffret Teko P₃ et un second plus réduit en largeur. Afin de ne pas aboutir à un circuit imprimé trop « serré », l'auteur a préféré cette solution de l'étage double bien que son « revers de médaille » réside dans la création de « STRAPS » intermodules.

La réalisation de ces circuits imprimés entraîne bien sûr les remarques habituelles : difficilement réalisables au feutre, le recours aux bandelettes adhésives et aux



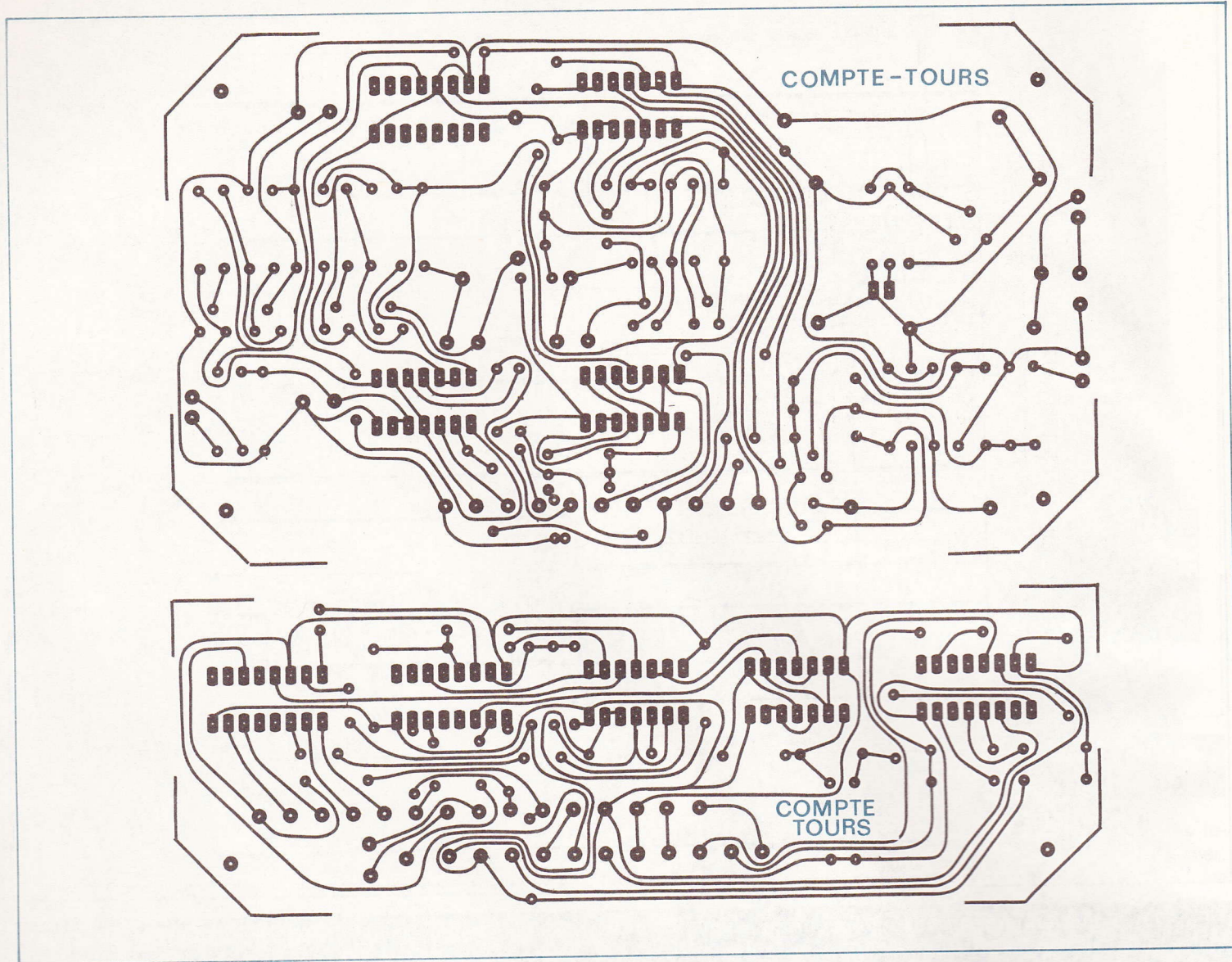


Fig. 8. — Comme d'usage, les tracés des circuits imprimés sont publiés à l'échelle pour une meilleure reproduction.

différents matériaux de transfert est préférable.

Bien sûr, pour gagner du temps et en se servant de la reproduction du présent article, la méthode photographique pratiquée à l'heure actuelle par certains revendeurs et fournisseurs est à recommander. Tous les trous relatifs aux pastilles de faible diamètre seront percés à l'aide d'un foret de 0,8. Les autres (pastilles plus grandes) seront percés avec un foret de 1 mm. Enfin, les trous destinés à l'implantation des deux ajustables et des trois « picots » devront être percés avec un foret de 1,3 mm de diamètre.

A noter également l'importance du perçage des trous de fixation des deux modules, d'un seul tenant, par superposition afin d'obtenir un parfait alignement.

Enfin comme toujours, il est préférable d'étamer un circuit imprimé étant donné que sa durée dans le temps et sa résis-

tance à l'oxydation n'en seront qu'améliorées.

b) Implantation des composants (fig. 9)

Comme d'habitude, une seule remarque est à faire, mais elle est importante : vérifier et revérifier l'orientation des composants polarisés. Les diodes ne sont pas toutes orientées dans le même sens. Toute erreur aura pour conséquence le non-fonctionnement de l'ensemble avec tout ce que cela comporte de réjouissant et qui va de la démoralisation à l'envie d'expédier l'ensemble vers une direction qui ne passe pas très loin de la... poubelle.

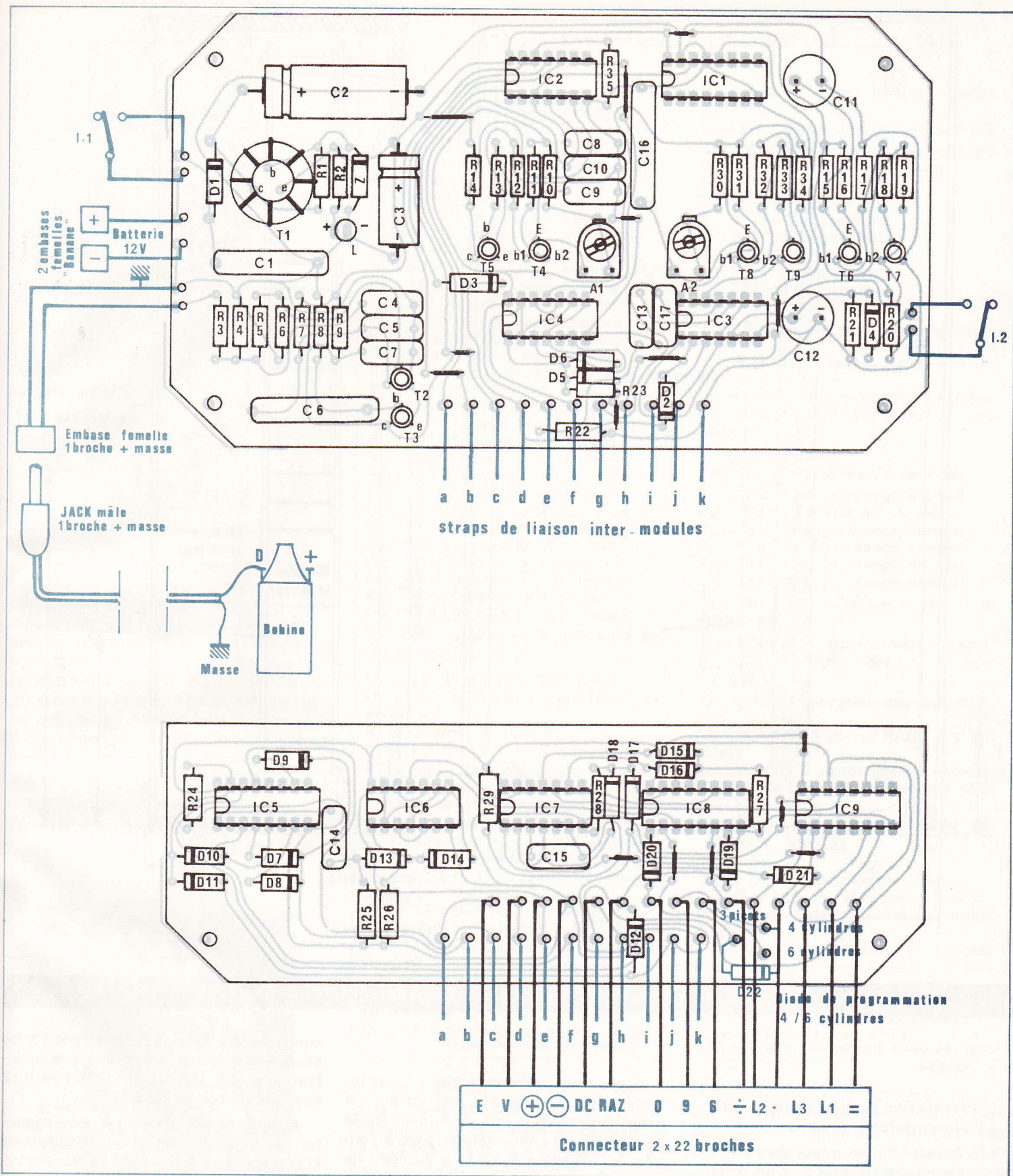
Il est bon de rappeler ici que « précipitation » et « électronique » sont deux mots totalement opposés et impossibles à marier.

Les composants étant correctement

implantés sur les deux modules on soudera les 11 straps intermodules sur le module supérieur. Par la suite, les deux modules étant réunis au moyen de vis de 3 mm de diamètre (ou de $\varnothing 4$) suffisamment longues, les straps étant bien entendu « passés » dans les trous correspondant du module inférieur, on passera à la soudure de ces derniers, côté cuivre du module inférieur.

Auparavant on n'aura pas oublié de souder la diode de programmation D₂₂ sur les picots correspondants au nombre de cylindres du moteur dont on veut mesurer la vitesse.

Les lecteurs qui voudront se servir indifféremment du compte-tours pour mesurer aussi bien la vitesse d'un 4 et d'un 6 cylindres pourront par exemple monter un interrupteur, du type va-et-vient, supplémentaire qui permettra de changer de programme à volonté.



c) Mise en boîte (fig. 10)

Les différentes cotes de perçages aussi bien du boîtier que du couvercle sont indiquées en **figure 10**. Aucune remarque particulière n'est à faire si ce

n'est celle qui consiste d'attirer l'attention du lecteur de bien vérifier les liaisons allant du module inférieur au connecteur femelle. A ce niveau également, l'expérience montre qu'une erreur est si vite commise. La **figure 11** rappelle le bro-

chage du connecteur mâle du boîtier support publié dans EP de décembre 80.

d) Tarage et mise au point

Dans un premier temps, il est bon de
N° 36 - nouvelle série - Page 103

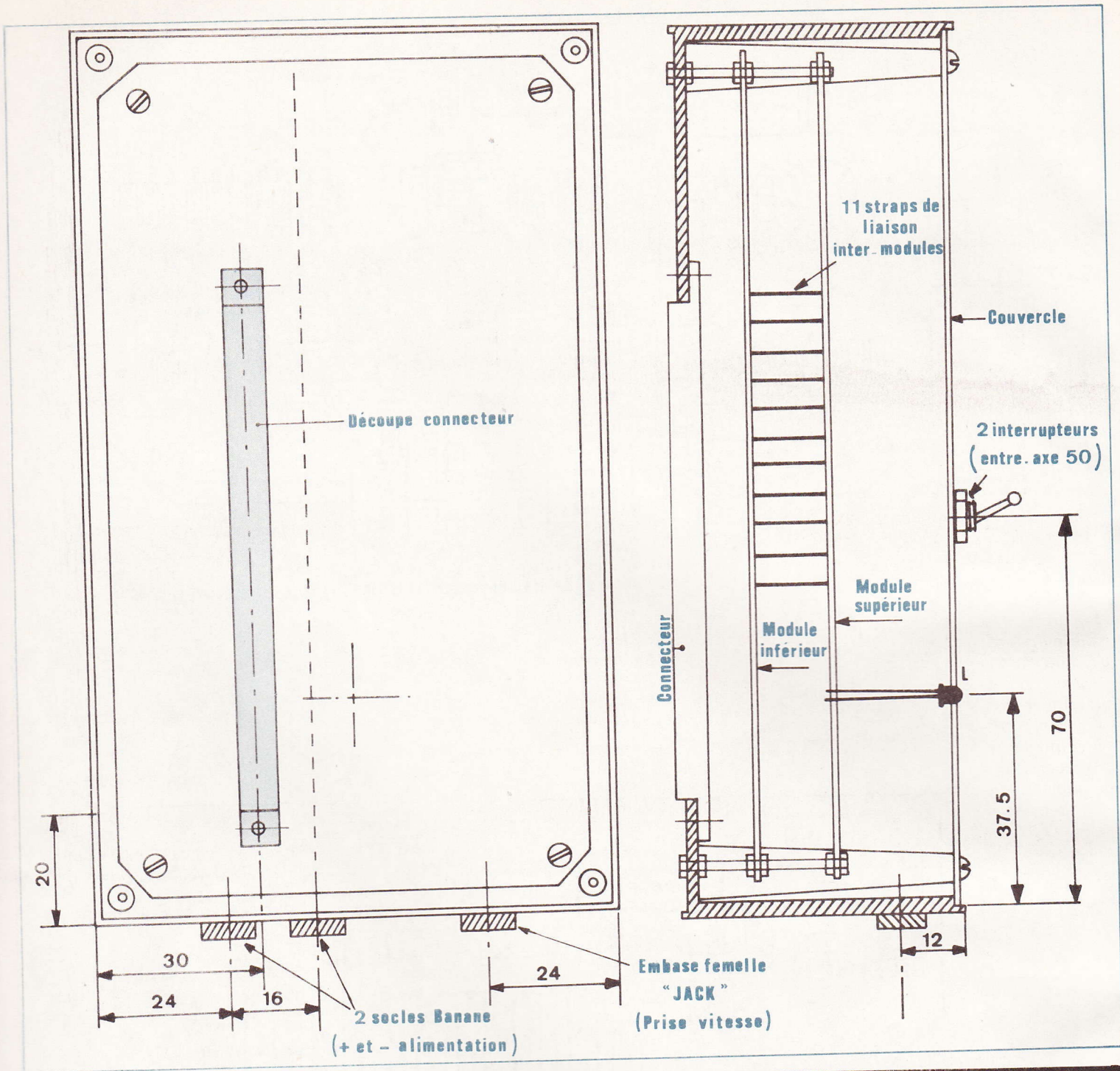


Fig. 9 et 10. — Nous nous étions promis d'introduire tous les montages à l'intérieur d'un coffret P/3.

placer les deux ajustables dans leur position médiane.

1° Vérification du fonctionnement de l'alimentation

En laissant l'interrupteur de comptage I_2 sur sa position « arrêt » et en mettant en service I_1 , la LED verte, témoin de la présence de la tension de 9 V régulée doit s'allumer. De même, les boîtiers « calculatrice » et « Mémoire de transfert » étant montés sur le support, la calculatrice doit fonctionner normalement lorsque l'on s'en sert manuellement.

2° Tarage du chronomètre

Après avoir retiré le boîtier « Compte-tours » de son support, on collera un ruban adhésif de 4 mm de largeur sur la partie mâle du connecteur relative à l'entrée de validation V de la « Mémoire de transfert ».

Ainsi, pour l'essai qui va suivre, les compteurs de cette mémoire seront toujours en position de validation.

Par la suite, on replacera le boîtier sur son support et on mettra I_2 (comptage) en service. Ceci est essentiel ; dans le cas

contraire la « Mémoire de transfert » ne saurait fonctionner étant donné le maintien au niveau logique 1 de l'entrée RAZ lorsque I_2 est placé sur « arrêt ».

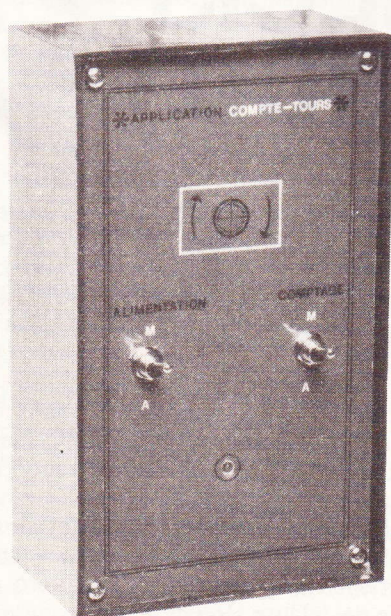
A partir de cet instant on verra clignoter, à intervalles de temps réguliers la LED rouge de la « Mémoire de transfert ». Ceci est normal et on consultera avec intérêt dans notre numéro EP de décembre 80 le fonctionnement de ce boîtier.

Par réglage de l'ajustable A_1 , il faut caler ce dernier sur une position telle que la fréquence de ces clignotements soit égale à 1 Hz. Cette fréquence augmente

	Gauche	Droite
1	NC	⊖
2	NC	\sqrt{x}
3	NC	RM
4	S100	M-
5	RAZ	M+
6	E	=
7	V	$\frac{\circ}{\div}$
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	⊕

lorsque l'on tourne l'ajustable dans le sens inverse des aiguilles d'une montre et diminue dans le cas contraire. Afin d'obtenir un réglage plus précis, il est bon de prendre en compte 10 ou 20 allumages consécutifs de cette LED. (Ce qui doit correspondre à une durée de 10 ou 20 secondes.) Enfin, il est bon d'effectuer ce réglage en lumière atténuée vu que l'éclairement de la LED est relativement bref mais cependant suffisamment visible.

Photo 3. — La face avant de ce boîtier « application » restera très sobre.



IV – Liste des composants

1° Module supérieur

9 straps : 6 horizontaux, 3 verticaux

- R₁ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R₂ : 560 Ω (vert, bleu, marron)
- R₃ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₄ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₅ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₆ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₇ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₈ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₉ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₁₀ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₁₁ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R₁₂ : 150 Ω (marron, vert, marron)
- R₁₃ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₁₄ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₁₅ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)
- R₁₆ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R₁₇ : 150 Ω (marron, vert, marron)
- R₁₈ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₁₉ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₂₀ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₂₁ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₂₂ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₂₃ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₃₀ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₃₁ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- R₃₂ : 150 Ω (marron, vert, marron)
- R₃₃ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₃₄ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₃₅ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

A₁, A₂ : 2 ajustables de 470 kΩ à implantation horizontale

- D₁ : diode 1N4004 (ou équivalent)
- D₂ à D₆ : 5 diodes-signal (1N914 ou équivalent)
- Z : diode zéner de 10 V
- L : LED Ø 3 verte

- C₁ : 0,68 μF Mylar (bleu, gris, jaune)
- C₂ : 1 000 μF / 16 V Electrolytique
- C₃ : 220 μF / 16 V Electrolytique
- C₄ : 100 nF Mylar (marron, noir, jaune)
- C₅ : 100 nF Mylar (marron, noir, jaune)
- C₆ : 0,22 μF Mylar (rouge, rouge, jaune)
- C₇ : 33 nF Mylar (orange, orange, orange)
- C₈ : 1 nF Mylar (marron, noir, rouge)
- C₉ : 4,7 nF Mylar (jaune, violet, rouge)
- C₁₀ : 1 nF Mylar (marron, noir, rouge)
- C₁₁ : 22 μF / 16 V Electrolytique à sorties radiales
- C₁₂ : 22 μF / 16 V Electrolytique à sorties radiales
- C₁₃ : 47 nF Mylar (jaune, violet, orange)

C₁₆ : 0,33 μF Mylar (orange, orange, jaune)

C₁₇ : 10 nF Mylar (marron, noir, orange)

T₁ : 2N1711 (avec ailettes de refroidissement) T₂ : BC108 ou équivalent

T₃ : BC108 ou équivalent

T₄ : 2N2646 (unijonction)

T₅ : BC108 ou équivalent

T₆ : 2N2646 (unijonction)

T₇ : BC108 ou équivalent

T₈ : 2N2646 (unijonction)

T₉ : BC108 ou équivalent

IC₁ : CD4017, compteur décodeur décimal

IC₂ : CD4011, 4 portes NAND à 2 entrées

IC₃ : CD4001, 4 portes NOR à 2 entrées

IC₄ : CD4011, 4 portes NAND à 2 entrées.

2° Module inférieur

6 straps : 2 horizontaux, 4 verticaux.

R₂₄ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₂₅ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₂₆ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₂₇ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₂₈ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₂₉ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

D₇ à D₂₂ : 16 diodes-signal 1N914 ou équivalent

C₁₄ : 47 nF Mylar (jaune, violet, orange)

C₁₅ : 33 nF Mylar (orange, orange, orange)

IC₅ : CD4017, compteur-décodeur décimal

IC₆ : CD4011, 4 portes NAND à 2 entrées

IC₇ : CD4001, 4 portes NOR à 2 entrées

IC₈ : CD4017, compteur-décodeur décimal

IC₉ : CD4017, compteur-décodeur décimal

3° Divers

2 interrupteurs unipolaires.

2 socles « banane » (1 rouge et 1 noir).

1 fiche mâle unipolaire Jack (1 contact + masse).

1 embase femelle Jack (1 contact + masse).

Câble blindé 1 conducteur + masse.

Nappe de fils multiconducteurs.

1 connecteur femelle 2 X 22 broches.

1 coffret Teko référence P/3.

3° Mise au point de la vitesse de calcul

L'adhésif isolant étant à nouveau enlevé, la prise « Bobine » branchée, on lancera le moteur. Dès la mise en route de la fonction « Comptage » (Interrupteur I₂). La calculatrice effectuera son calcul à peu près toutes les trois secondes. L'ajustable A₂ étant positionné en « médiane » la calculatrice effectuera son travail avec une relative lenteur. En tournant A₂ dans le sens inverse des aiguilles d'une mon-

tre, cette vitesse de calcul augmentera progressivement. On peut ainsi faire travailler la calculatrice à un rythme de plus en plus rapide, jusqu'au moment où elle « décroche ». A ce moment, il est bon de revenir légèrement en arrière afin de conférer à l'ensemble une bonne stabilité.

Le compte-tours est maintenant prêt à l'emploi et l'amateur qui l'aura réalisé sera étonné de la précision de ses résultats.

Robert KNOERR



L E marquage des condensateurs et des électrochimiques en particulier est d'une énorme imprécision ; 63 μF réels pour un « 47 μF » n'a rien de surprenant ! Un capacimètre est donc un outil très utile dès qu'un condensateur fait partie d'une constante de temps. Cet appareil constitue le complément logique du « PICO-NANO » (E.P. nouvelle série n° 26 p.123), qui allait lui de 1 pF à 1 μF . Basé sur le principe de la durée de décharge à 37 % il nécessite un chronométrage manuel ou automatique avec un compteur d'impulsions, tel une calculatrice modifiée. Les cinq calibres sont exprimés en μF par seconde. Le circuit ne comprend que deux CI très classiques et le tarage ne nécessite aucun condensateur étalon. Le prix de revient est de l'ordre de 70 F boîtier compris.

CAPACIMETRE PRECIS (gamme de 0,2 à 20 000 μF)

Le principe de la mesure

Le condensateur inconnu chargé à une tension E_0 , ici 9 V, est ensuite déchargé à travers une résistance R. La tension « E » à ses bornes décroît alors avec le temps selon une formule liée à la définition même du farad :

$$E = E_0 \times e^{-t/RC}$$

(e = 2,718 = base des log népériens ; t en secondes ; R en ohms et C en farads). Heureusement cette formule complexe et

peu maniable se simplifie quand $t = RC$ en devenant $E = E_0 \times 1/e$ ou encore $E = E_0 \times 0,37$. Traduisons en français : quand la tension du condensateur n'est plus que les 37 % de sa tension de départ on a la relation $C = t/R$. Connaissant R et ayant chronométré t on a la capacité C en farad, tout simplement. On simplifie encore le calcul avec R étant un multiple de dix. Un exemple concret :

Avec $R = 1 \text{ M}\Omega$ ($1 \cdot 10^6 \Omega$) la tension du condensateur est passé de 9 V à 3,33 V ($3,33 = 9 \times 0,37$) en 13 secondes ; on a $C = 13/10^6 = 13 \cdot 10^{-6} \text{F} = 13 \mu\text{F}$; on peut donc dire qu'avec R

= 1 $\text{M}\Omega$ la capacité en μF est égale au nombre de secondes. Facile ? Autrement dit avec $R = 10 \text{ M}\Omega$ on a C en $\mu\text{F} = \text{secondes} \times 10$; avec $R = 100 \text{ k}\Omega$ on a $\mu\text{F} = \text{secondes} \times 0,1$ (ou divisées par dix), etc.

L'électronique sera là pour nous indiquer par l'allumage d'une LED l'instant précis où il faudra arrêter le chronométrage, c'est-à-dire l'instant où la tension décroissante du condensateur atteint les 37 % de la tension de départ, tension qui continuera sa descente vers zéro volt mais de cela on s'en moque.

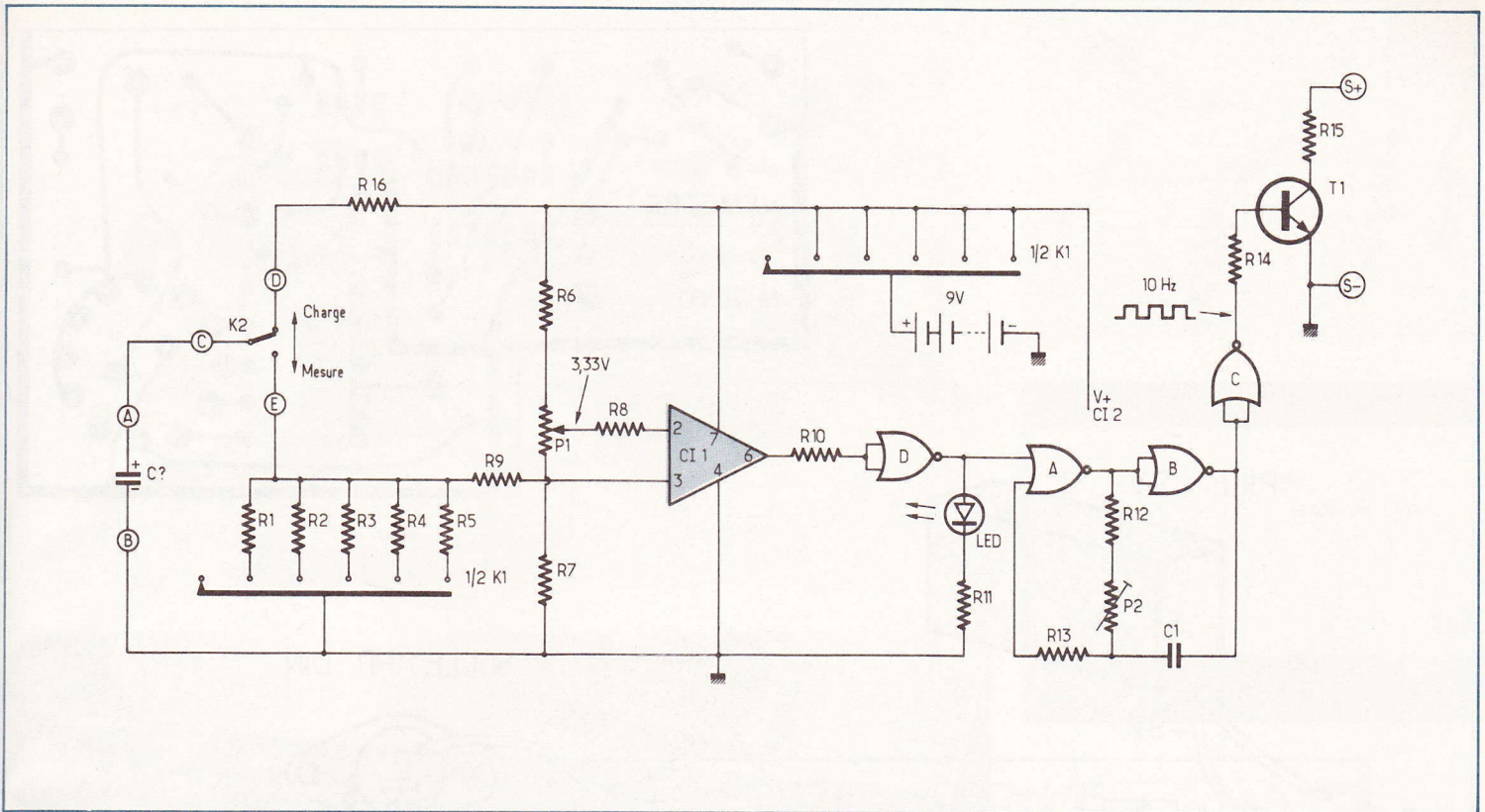


Fig. 1. — Un comparateur de tension à haute impédance d'entrée permet de chronométrer le temps de décharge à 37 % où $T = R \cdot C$.

Le cœur du montage est donc un circuit intégré comparateur de tensions ; celle du condensateur en cours de décharge et un potentiel fixé par un pont diviseur, potentiel égal bien sûr à 37 % de la tension d'alimentation. C'est la sortie de ce CI qui va commander l'allumage de la LED ainsi qu'un oscillateur 10 Hz (facultatif) qui matérialisera sur un compteur d'impulsions digital le temps en dixièmes de secondes. Quelques calculs préliminaires permettent donc souvent d'aboutir à une électronique simple et fiable.

Signalons que nous avons utilisé ce même principe pour notre capacimètre digital à huit calibres (Electronique Pratique nouvelle série n° 2 p.115), une « bête » très performante certes mais d'un prix de revient assez élevé. Aussi, en période difficile, vaut-il mieux se contenter d'un appareil moins rapide mais tout aussi précis et bien meilleur marché.

Le schéma électronique (fig. 1)

Le comparateur CI_1 est un ampli opérationnel BI-FET classique, dont l'immense avantage sur le 741 (même brochage) est d'avoir des résistances d'entrées de l'ordre d'un million de mé-

gohms. La tension de référence appliquée sur l'entrée inverseuse est figolée par l'ajustable P_1 ; puisque l'ensemble R_6 , P_1 et R_7 constitue un diviseur de tension la précision ne sera pas tributaire de l'usure partielle de la pile de 9 V.

Un commutateur rotatif ou rotacteur K_1 permet de choisir une des cinq résistances de décharges R_1 à R_5 . Celles-ci devront être très exactes car la précision des mesures en dépend directement. Comme il s'agit d'un rotacteur standard 2 voies/6 positions une des deux voies sert d'inter marche-arrêt.

L'inverseur à levier K_2 a deux positions : « charge » du condensateur à la tension d'alimentation, mais à travers R_{16} afin de ne pas malmener la pile avec les débuts de charges des gros électrochimiques, et la position « mesure » ou décharge du condensateur dans une des résistances R_1 à R_5 (10 M Ω à 1 k Ω).

Puisque nous sommes en alimentation simple la sortie de CI_1 ne connaît que deux valeurs 1,8 et 8,5 V, aussi attaque-t-elle une porte logique de CI_2 (un 4001) montée en inverseuse afin qu'elle joue un rôle de trigger. De ce fait la sortie de cette porte passe de 9 à 0 V et encore plus franchement.

La sortie de la porte D de CI_2 est au niveau zéro quand la tension du condensateur est supérieure au potentiel de réf-

rence (début de décharge), cet état déclenche l'oscillateur 10 Hz réalisé avec deux autres portes NOR (A et B) de CI_2 . Mais la sortie de la porte D permet aussi l'allumage d'une LED au niveau logique 1 (≈ 9 V). Pendant la charge du condensateur, cette LED reste éclairée constituant ainsi un témoin de mise sous tension de l'appareil. Par contre le basculement de l'inverseur K_2 sur « mesure » (= top chrono) provoque l'extinction de la LED, laquelle se rallumera au basculement du comparateur CI_1 (stop chrono).

L'oscillateur 10 Hz n'est bien sûr utile que dans le cas où l'on dispose d'un compteur d'impulsions digital, minimum trois digits, ou d'une calculatrice modifiée en compteur. Notre montage a été prévu pour cette dernière avec le transistor T_1 qui joue le rôle d'interrupteur ; dans le cas d'un compteur classique supprimez T_1 , R_{14} et R_{15} et branchez-vous directement sur la sortie de la porte C de CI_2 (borne n° 10). En annexe nous ferons un bref rappel sur la transformation d'une calculatrice en chrono digital. Dans l'oscillateur la présence de la résistance R_{13} rend la fréquence très peu sensible aux variations de la tension d'alimentation ($R_{13} \approx R_{12} + P_2$).

La consommation en 9 V est de 9 mA avec la LED allumée et de 2,7 mA LED éteinte, c'est-à-dire pendant la mesure.

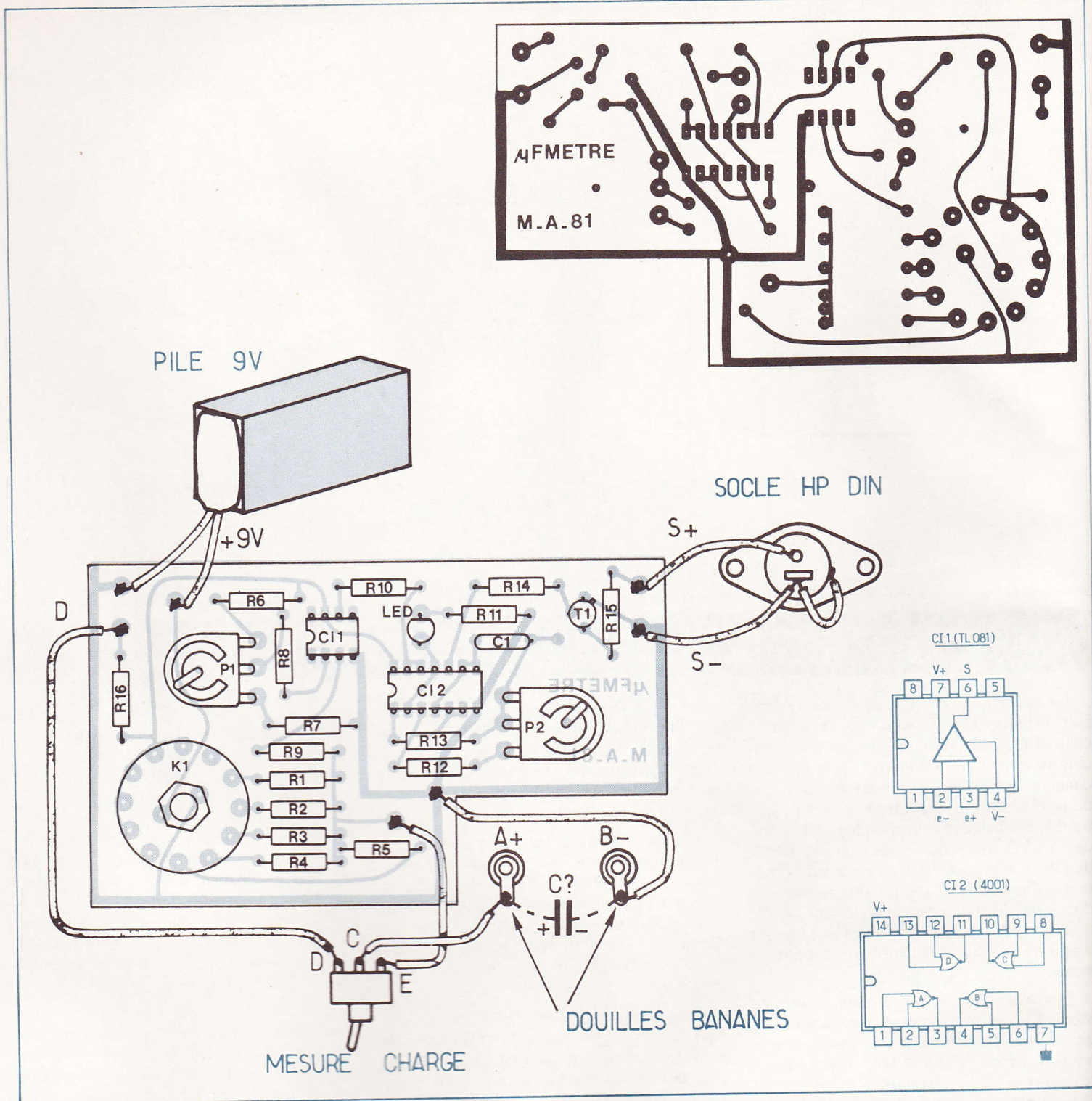


Fig. 2. – Comme d'usage, nous publions, grande nature, le tracé du circuit imprimé pour une meilleure reproduction. Implantation des éléments.

Le circuit imprimé (fig. 2)

Nous avons voulu un module compact pour une fixation simple et rapide sous n'importe quel couvercle de boîtier, avec le minimum de fils de raccordements.

Le rotacteur K₁, de marque LORLIN, est soudé directement au module, son écrou

de serrage sera l'unique fixation du module (photo 1).

Les résistances R₁ à R₅ sont à ± 1 % ou des ± 5 % triées avec un ohmmètre de précision.

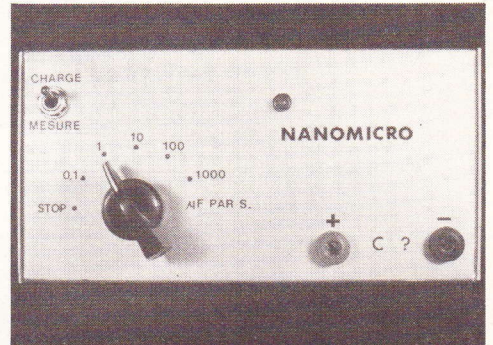
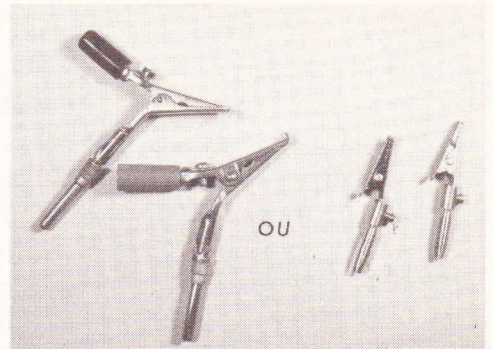
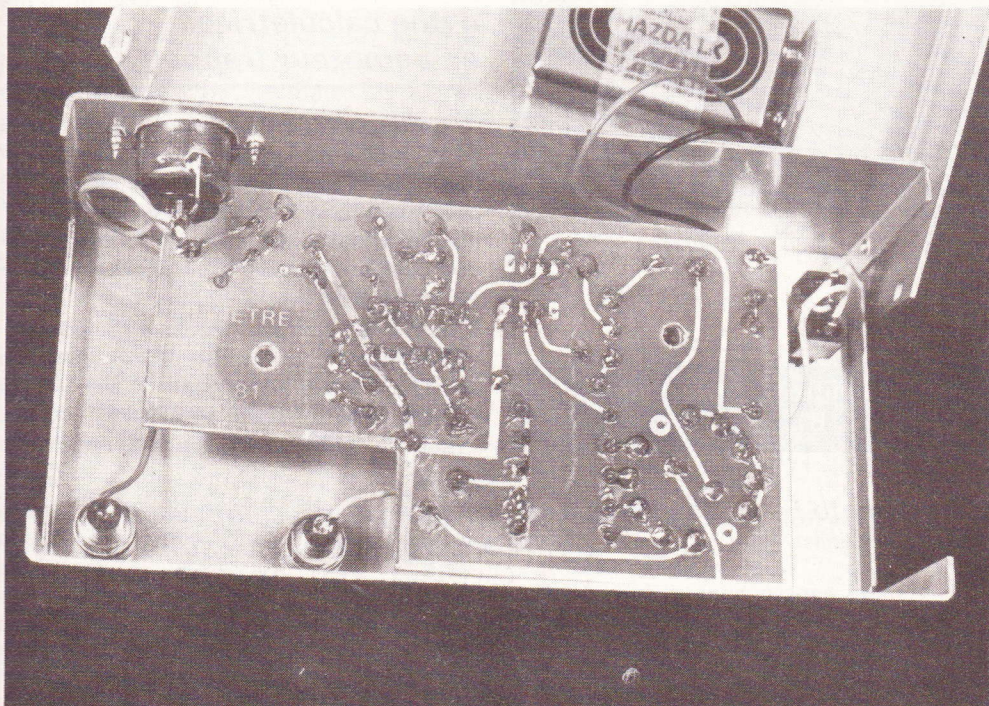
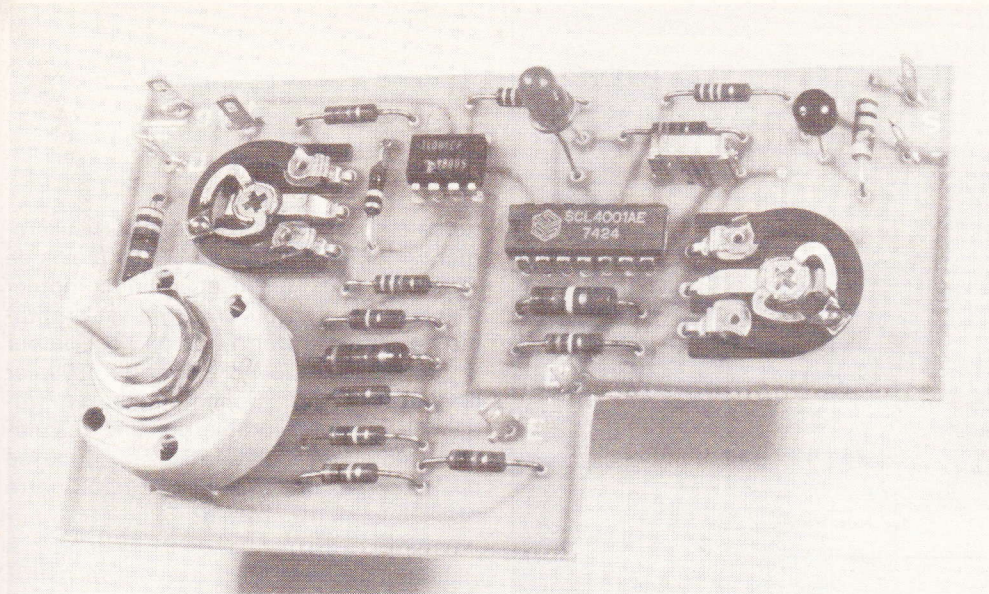
La LED Ø 5 mm, rouge ou verte, est soudée haute, sans couper ses pattes.

Ses ajustables P₁ et P₂ sont des modèles verticaux Ø 15 mm, dont on a replié les pattes.

Deux trous Ø 3,5 mm dans l'époxy permettent de les régler côté cuivre (facultatif).

Au cas où pour CI₁, vous utiliseriez un CA3130 ou un TL080 il serait indispensable de souder un condensateur de 47 pF entre les bornes 1 et 8 du CI, côté cuivre.

L'échancrure dans l'époxy est prévue



$$\begin{array}{c|c} 1 & 3 \\ \hline 2 & 4 \end{array}$$

Photo 1. — Le rotacteur sélecteur de calibre est solidaire du circuit imprimé.

Photo 2. — Le circuit est maintenu dans le coffret par l'écran du rotacteur.

Photo 3. — Les caractères transferts donnent plus de clarté à la façade.

Photo 4. — Un jeu de « pincés-bananes » pour connecter le condensateur à mesurer.

pour le passage de socles pour fiches bananes (photo 2). Il n'y a aucun strap.

Pour le réglage de P_1 mesurer avec précision la tension d'alimentation, multiplier cette valeur par 0,37 ; brancher le contrôleur entre la masse et le curseur de P_1 et agir sur celui-ci jusqu'à atteindre ce potentiel calculé. Ce réglage est définitif.

Pour le réglage de P_2 disposez **provisoirement** une résistance comprise entre 1 et 3,3 k Ω entre les cosses « D » et « E » du module, positionnez le rotacteur sur son troisième cran : la LED s'éteint et l'oscillateur fonctionne ; ajuster alors P_1 pour obtenir 10 Hz exactement, soit 100 impulsions en dix secondes. Ce réglage est lui aussi définitif. Enlever la résistance mise entre les cosses D et E.

La mise en coffret

Nous avons utilisé le boîtier aluminium Teko 4/B avec alimentation par une petite pile alcaline de 9 V. Toutefois si vous devez fréquemment mesurer des électrochimiques de plus de 1 000 μF il est souhaitable de monter deux piles plates de 4,5 V en série, et de loger le tout dans un coffret plastique Teko P/3.

Nous indiquons **figure 3** le plan de perçage de la moitié « lourde » du Teko 4/B en vue externe. Sur le flan arrière nous avons disposé un socle HP DIN mâle relié aux cosses « S + » et « S - » pour le raccordement à la calculatrice (facultatif), elle-même équipée d'une prise HP femelle.

Comme le montre la **photo 3** les repères de calibres du rotacteur dans le sens horaire sont les suivants :

« ARRET » ; 0,1 $\mu\text{F} \times \text{s}$; 1 $\mu\text{F} \times \text{s}$; « 10 $\mu\text{F} \times \text{s}$ » ; « 100 $\mu\text{F} \times \text{s}$ » ; « 1 000 $\mu\text{F} \times \text{s}$ ».

Le condensateur inconnu sera relié aux douilles bananes A (+) et B (-), par l'intermédiaire de fiches bananes équipées de pinces crocodiles. Voir **photo 4**.

Commencer le câblage par un fil fin presque rendu entre le commun de l'inverseur K_2 (C) à la douille banane A (rouge). Relier le boîtier à la masse en soudant par exemple un fil rigide entre le corps du socle HP DIN et la cosse « S - ». Pour les liaisons entre l'inverseur et les cosses D et E utiliser des fils fins le plus court possible et non torsadés.

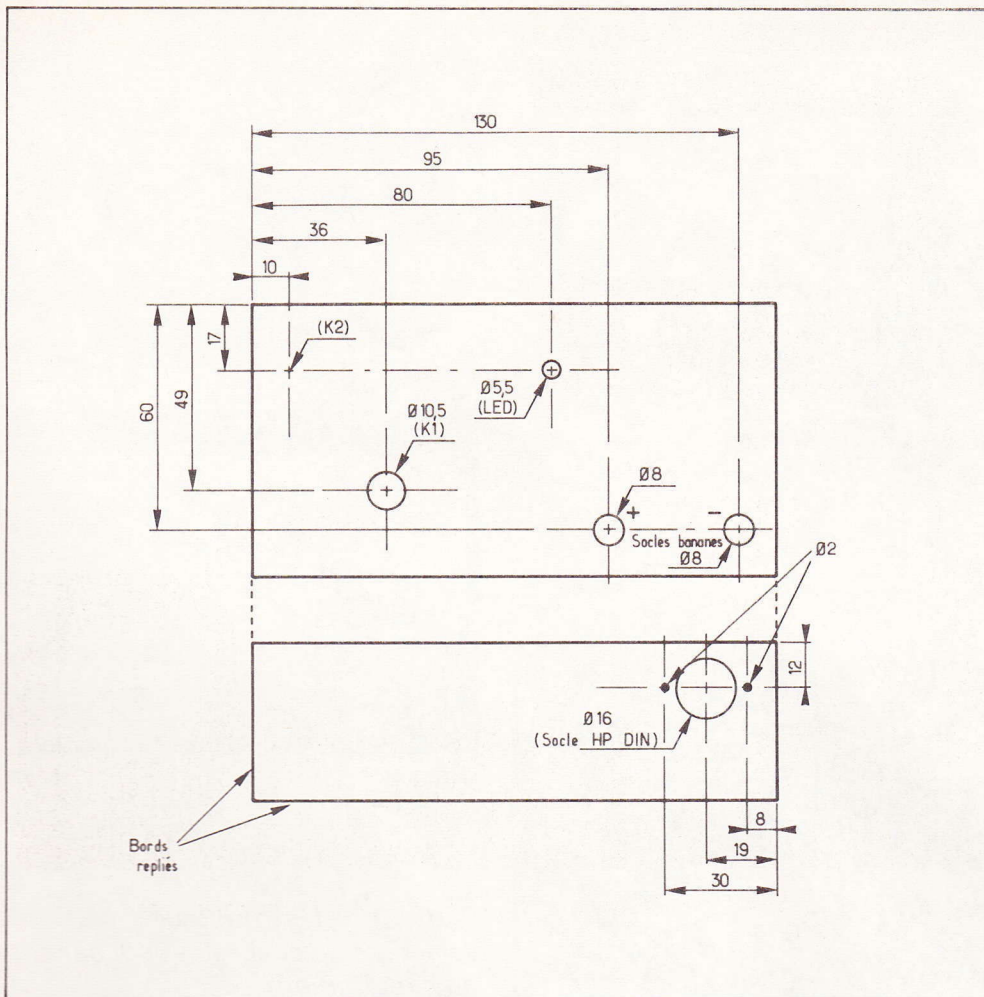


Fig. 3. — Le montage s'introduira avec facilité à l'intérieur d'un coffret Teko de référence 4/B.

Utilisation du capacimètre

Bien respecter la polarité des condensateurs sur les douilles bananes. Pour les électrochimiques de fortes valeurs laisser l'inverseur K_2 au moins trois secondes en position « charge » avant de passer en « mesure ».

Avec un chimique neuf ou inutilisé depuis longtemps il est normal que les mesures ne deviennent stables qu'après trois cycles charge-décharge, phénomène dû au « formage » des armatures du condensateur.

La précision est directement liée à celle du chronométrage mais éviter des temps de décharges supérieurs à une minute car les courants de fuites à l'intérieur d'un électrochimique conduisant à une valeur plus faible que celles obtenues sur des calibres plus « rapides ». Voici un exemple réel avec un « $47 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ » : calibre $10 \mu\text{F} \times s = 5,6$ » ; sur $1 \mu\text{F} \times s = 55,5$ » ; sur $0,1 \mu\text{F} \times s = 551,6$ ».

Le chronométrage automatique est surtout intéressant pour les temps inférieurs

à dix secondes, et tout particulièrement pour les condensateurs de moins de $1 \mu\text{F}$. Si vous disposez d'un compteur d'impulsions TTL ou C.MOS il est profitable de porter la fréquence de l'oscillateur à 100 Hz ($C_1 = 33 \text{ nF}$), afin de découpler la précision du chronométrage. La fréquence maxi acceptable par une calculatrice modifiée en compteur ne dépasse pas quelques dizaines d'hertz, d'où notre oscillateur en 10 Hz.

Modification d'une calculatrice en compteur (rappel)

Cette opération a été décrite en détail dans « Electronique Pratique » n° 1592 (avril 1977) page 68. Sur une calculatrice bon marché à LED (et non à cristaux liquides) possédant le facteur constant en addition on affiche « 1 ». En appuyant plusieurs fois sur la touche « + » l'affichage indique 2, 3, 4, 5, etc. Il s'agit alors de déceler les deux fils de liaisons, sur la douzaine qui relie le clavier au module de calcul, qui se trouvent court-circuités lorsqu'on appuie sur la touche

Photo 5. — Les mesures seront automatiques et plus précises en reliant l'appareil à une calculatrice modifiée.



« + ». Le plus sûr pour cela est de desserrer le clavier pour localiser ces deux bornes, quoiqu'une recherche à l'ohmmètre ne semble pas impossible.

Cela fait on relie ces deux cosses à deux fils fins qui seront court-circuités par le transistor T_1 ; ce mini-câble méplat a été équipé d'une prise HP DIN femelle.

On a ainsi un compteur d'impulsions à huit digits pour moins de 50 F, mais dont la fréquence maxi dépassera rarement 30 Hz, et moins encore avec les modèles à cristaux liquides. Quelques remarques importantes :

Ces deux fils ont une polarité ; lorsque la calculatrice est sous tension relever au voltmètre lequel de ces deux fils est le plus positif, ce sera donc celui à relier à la cosse « S + ». L'autre fil « S - » n'est pas au potentiel zéro de la calculatrice ! Voilà pourquoi il nous faut deux alimentations **distinctes**, une pour la calculatrice l'autre pour la commande du transistor T_1 .

Avec certaines calculatrices il faut afficher « 1 + » et ce sont les pressions sur la touche « = » qui font avancer le comptage ; en ce cas les deux fils seront donc soudés en parallèle sur la touche « = ».

En affichant au départ « 0,1 » on a avec une fréquence de 10 Hz un affichage direct en secondes et dixièmes ; il est très pratique de mettre ce « 0,1 » en mémoire pour le rappeler avant chaque comptage. Par contre s'il se présente une longue série de mesures sur le calibre $100 \mu\text{F} \times \text{s}$ on a intérêt à afficher « 10 » en facteur constant, afin d'obtenir une lecture directe en μF .

En cas de mauvais fonctionnement on peut réduire considérablement la valeur de la résistance R_{15} sur le collecteur de T_1 .

Conclusion

Encore une preuve qu'avec un budget réduit on peut construire des appareils de mesures précis. Ce capacimètre est le complément du « Piconano » (photo 6) que de nombreux lecteurs ont déjà réalisé. Bien que fonctionnant sur des principes complètement différents nous avons vérifié que sur le calibre commun, les centaines de nanofarads, il y avait une concordance parfaite des mesures effectuées.



Photo 6. — Depuis 1 pF jusqu'à 20 000 μF avec ce tandem de capacimètres.

Matériel nécessaire

CI_1 : TL081 ou TL071 (CA3130 et TL080 voir texte)

CI_2 : 4001, quadruple NOR en C.MOS

T_1 : n'importe quel transistor NPN, 2N2222 par exemple

C_1 : 330 nF (orange, orange, jaune)

R_1 à R_6 à $\pm 1\%$:

R_1 : 10 M Ω (marron, noir, bleu)

R_2 : 1 M Ω (marron, noir, vert)

R_3 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

R_4 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_5 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

R_6 : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)

R_7 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)

R_8, R_9 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

R_{10} : 33 k Ω (orange, orange, orange)

R_{11} : 820 Ω (gris, rouge, marron)

R_{12} : 120 k Ω (marron, rouge, jaune)

R_{13} : 150 k Ω (marron, vert, jaune)

R_{14} : 33 k Ω (orange, orange, orange)

R_{15} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

R_{16} : 33 Ω (orange, orange, noir) (1/2 W)

K_1 : rotacteur 2 voies/6 positions, marque LORLIN

K_2 : inverseur simple à levier

P_1 : potentiomètre ajustable 1 k Ω ou 2,2 k Ω

P_2 : potentiomètre ajustable 47 k Ω

1 LED ± 5 mm, rouge ou verte

7 cosses poignards

1 circuit imprimé époxy 106 x 63 mm à réaliser

2 socles noir et rouge pour fiches bananes

1 socle HP DIN mâle

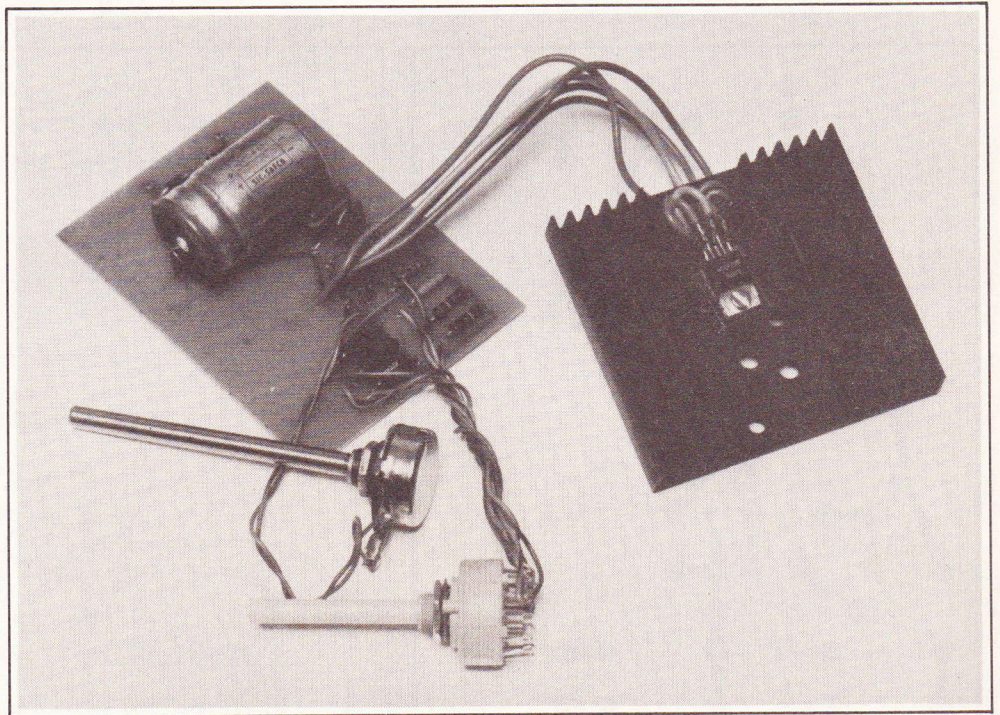
1 pile miniature 9 V alcaline

1 prise agrafe pour d $^\circ$

1 coffret Teko 4/B

Michel ARCHAMBAULT

CETTE alimentation, extrêmement simple à construire, rendra de multiples services à l'électronicien amateur. Basée sur l'emploi d'un circuit intégré régulateur de tension, elle possède des caractéristiques très intéressantes telles que : tension de sortie réglable par potentiomètre, courant maximal de sortie réglable, protection contre les courts-circuits en sortie et contre les surcharges thermiques.



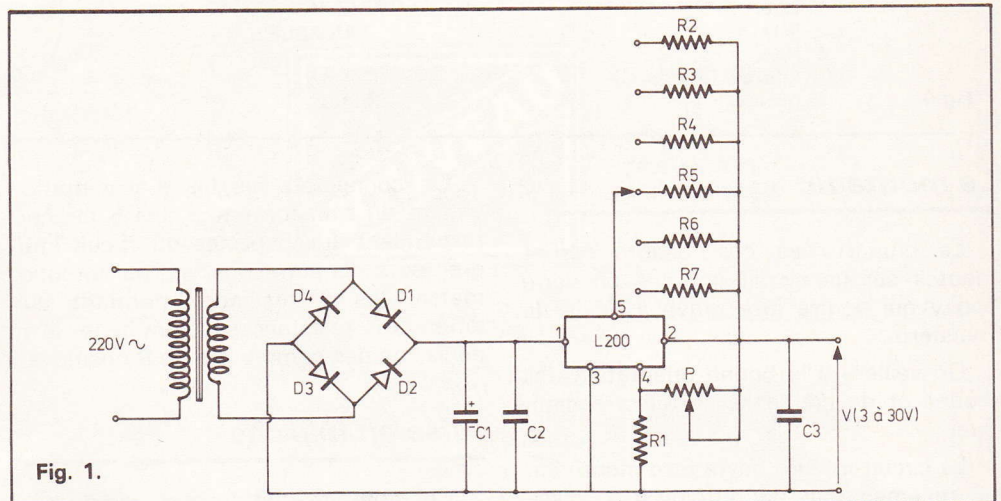
Alimentation stabilisée réglable (3 à 30 V et 0 à 2 A)

Le schéma

Le circuit utilisé ici est le L200 fabriqué par la SGS ATES qui est disponible aujourd'hui chez de très nombreux revendeurs. Le transformateur (25 V, 2 A minimum) délivre la tension sinusoïdale nécessaire. Celle-ci est redressée par un pont de diodes classique. Les condensateurs C_1 et C_2 assurent un filtrage énergique de la tension redressée. La tension disponible est alors appliquée à la broche 1 du circuit intégré. Le potentiomètre P , associé à la résistance R_1 , assure un réglage de la tension de sortie. Celle-ci est donnée par la formule

$$V_s = 2,77 \left(1 + \frac{P}{R_1} \right)$$

Les résistances R_2 à R_7 servent à limiter le courant de sortie. Etant donné qu'elles doivent être de très faible valeur, il n'est pas possible d'utiliser de potentiomètre. C'est pourquoi nous faisons appel



à un commutateur 1 circuit, 6 positions, qui vous permettra d'obtenir des intensités jusqu'à 2 A.

Les résistances utilisées, ici, ont des valeurs normalisées.

$$R_2 = 0,33 \Omega \text{ d'où } I_{\max} = 1,36 \text{ A}$$

$$R_3 = 0,47 \Omega \text{ d'où } I_{\max} = 1 \text{ A}$$

$$R_4 = 1 \Omega \text{ d'où } I_{\max} = 0,47 \text{ A}$$

$$R_5 = 1,8 \Omega \text{ d'où } I_{\max} = 0,25 \text{ A}$$

$$R_6 = 3,3 \Omega \text{ d'où } I_{\max} = 0,14 \text{ A}$$

$$R_7 = 4,7 \Omega \text{ d'où } I_{\max} = 0,1 \text{ A}$$

En adoptant pour R_2 une valeur égale à $0,22 \Omega$, on obtiendra un courant maximal de sortie égal à 2 A.

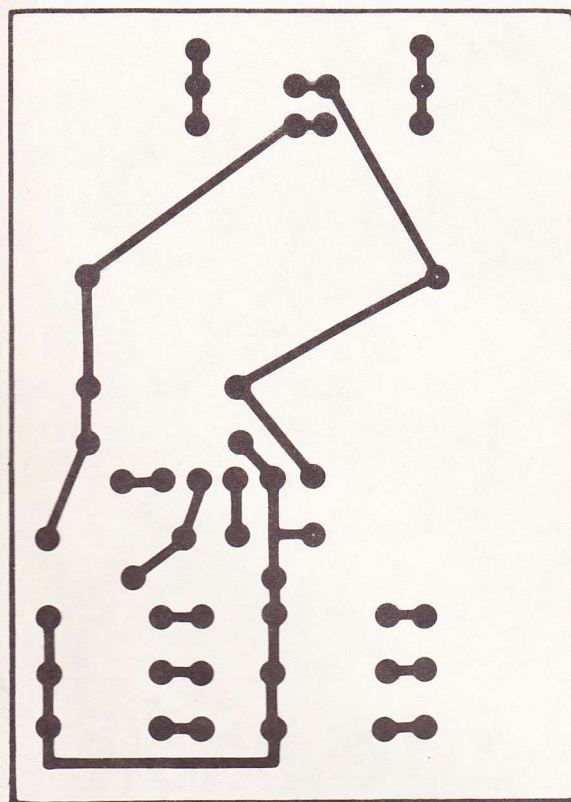
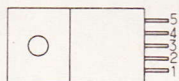


Fig. 2.



1. Entrée.
2. Sortie.
3. Masse.
4. Référence.
5. Limitation.

Fig. 4.

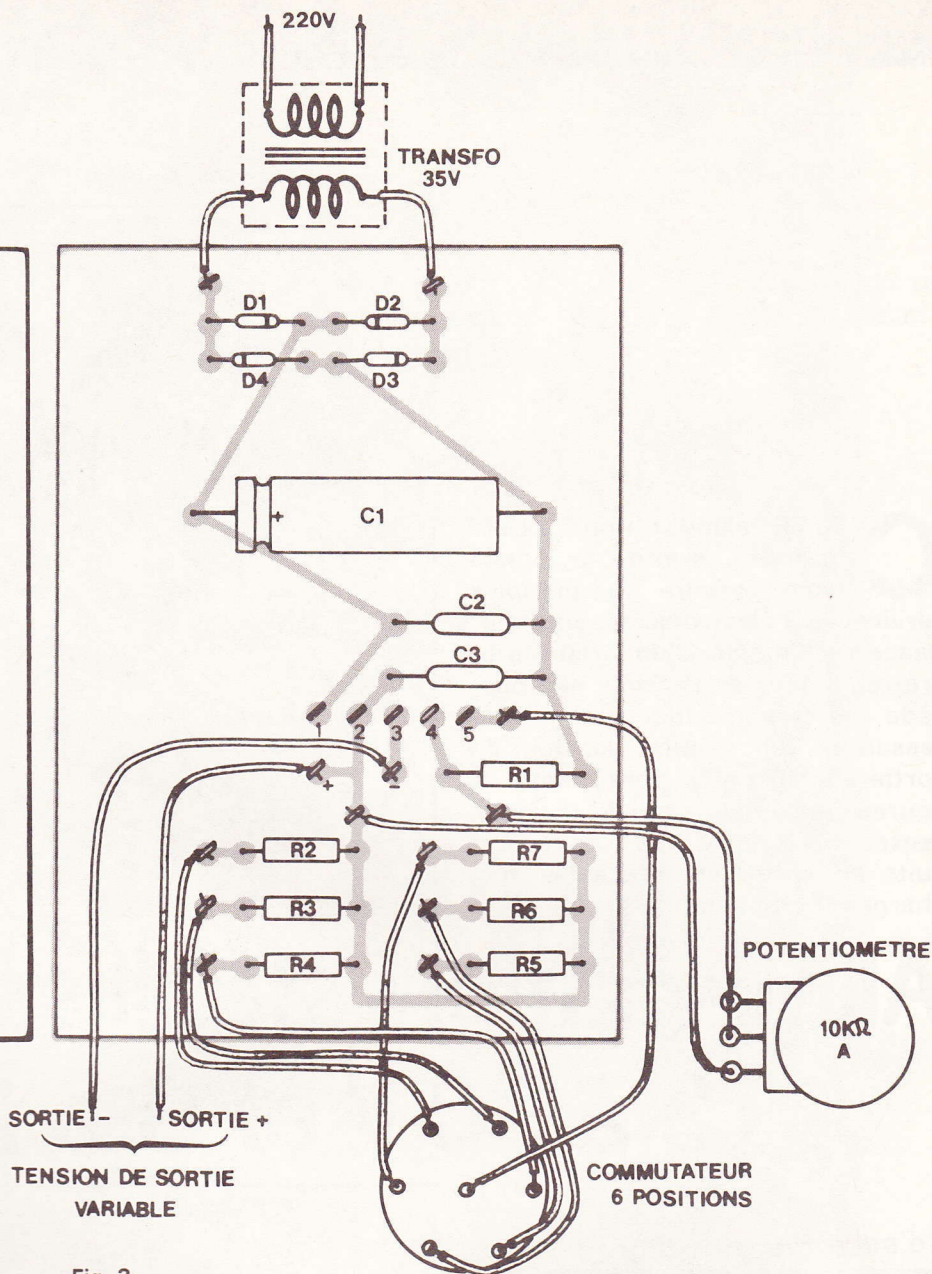


Fig. 3.

Le montage

La plupart des composants seront montés sur un circuit imprimé en verre époxy qui pourra être gravé à l'aide de transferts.

On veillera à la bonne orientation des diodes et du condensateur électrochimique.

Le circuit intégré devra être monté impérativement sur un refroidisseur (dissipation 35 à 40 W). Etant donné que ceux-ci sont assez difficiles à trouver pour les régulateurs de ce type, on pourra utiliser un refroidisseur à ailettes pour transistor de puissance de type TO₃. On intercalera entre le boîtier et le dissipateur une feuille de mica afin d'améliorer le contact thermique boîtier-dissipateur.

On connectera les fils d'alimentation venant du transformateur, les 5 fils correspondant aux 5 pattes du circuit intégré, les 2 fils correspondant au potentiomètre, les 6 fils correspondant aux différentes résistances commutées, le fil de liaison des commutateurs 6 positions.

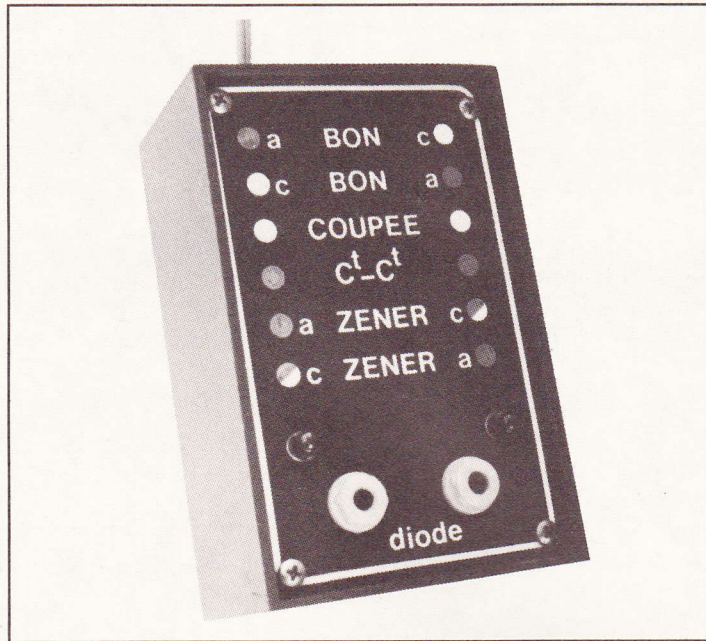
Mise en marche

Ce montage doit fonctionner du premier coup et ne nécessite pas de mise au point. On pourra vérifier à l'aide d'un voltmètre pour la tension de sortie. La mise en boîtier est laissée à l'appréciation du lecteur (utilisation en temps qu'alimentation de laboratoire ou en temps qu'alimentation fixe).

F. MONTEIL

Nomenclature

- R₁ : 820 Ω 1/2 W (gris, rouge, marron)
- R₂ : 0,33 Ω 1 W
- R₃ : 0,47 Ω 1 W
- R₄ : 1 Ω 1 W
- R₅ : 1,8 Ω (marron, gris, or)
- R₆ : 3,3 Ω (orange, orange, or)
- R₇ : 4,7 Ω (jaune, violet, or)
- C₁ : 2 200 µF/50 V électrochimique
- C₂ : 220 nF céramique
- C₃ : 100 nF céramique
- IC₁ : L200 (SGS ATEs)
- D₁ à D₄ : diodes 1N4004
- Transfo 25 V/2 A
- 1 commutateur 1 circuit, 6 positions
- 1 potentiomètre 10 kΩ linéaire divers
- divers : fil de câblage, plaque de verre époxy



EN matière de me-
d'autres domaines,
ces ne sont pas né-
plus compliqués, ou
en trouvera la
pareil » (à peine osons-nous utiliser ce terme ambitieux !) décrit ci-dessous. Son but est aussi simple que son schéma : il s'agit de reconnaître si une diode est en bon état, si elle est coupée, ou si elle se trouve en court-circuit. Par la même occasion, on identifiera l'anode et la cathode. Enfin on saura, toujours d'un seul coup d'œil, si, d'aventure, il s'agit d'une diode zener. Qui dit mieux, avec... 4 composants !!

sure comme dans
les matériels effica-
cacement les
les plus coûteux. On
preuve dans « l'ap-

Pour tester vos diodes, un appareil très simple...

I - Le schéma

La **figure 1** confirme son admirable simplicité : un transformateur de toute petite puissance, une résistance, et deux diodes électroluminescentes. Comment donc cela fonctionne-t-il ?

Nous le comprendrons en examinant les différents cas possibles, dans les quatre étapes de la **figure 2**, où nous baptiserons les alternances du secteur :

- alternance (1), quand la sortie C du secondaire du transformateur est positive par rapport à la sortie D ;
- alternance (2), dans le cas contraire.

On se rappellera aussi, dans tout ce qui suit, qu'une diode électroluminescente est d'abord une diode, c'est-à-dire :

- qu'elle conduit lorsque son anode est positive par rapport à sa cathode ;
- qu'elle s'oppose au passage du courant dans le cas contraire.

Supposons alors la diode D à essayer, branchée dans le sens qu'indique la fi-

gure (2,a), et en bon état. Elle laisse passer l'alternance (1), mais s'oppose à la circulation de l'alternance (2). Comme l'alternance (1) ne peut traverser que la diode électroluminescente LED₁, celle-ci s'allume, tandis que LED₂ reste éteinte.

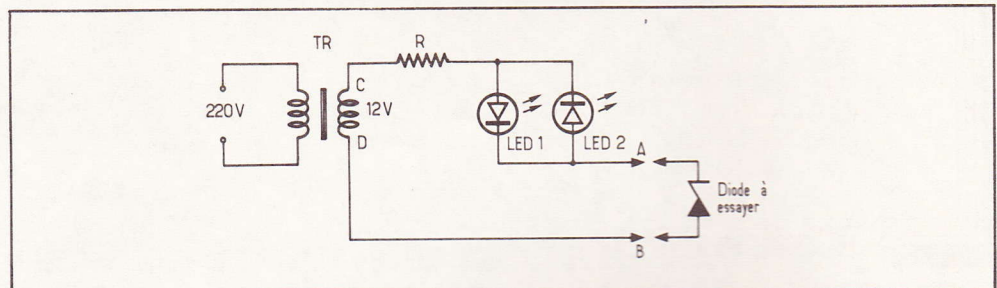


Fig. 1. - Pour tester les diodes, nous n'aurons besoin que de très peu d'éléments et notamment deux diodes électroluminescentes.

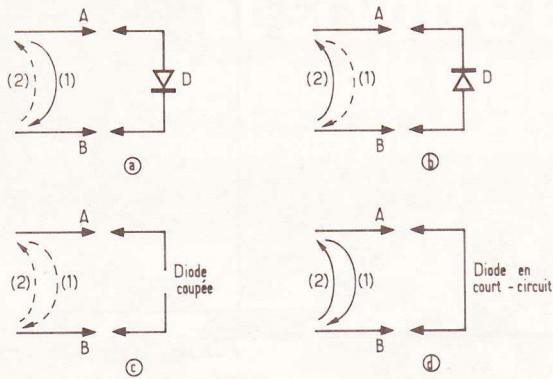


Fig. 2. — Les cas « type », en « a » bien branchée, en « b » mal orientée, en « c » coupée, en « d » en court-circuit.

Si D, toujours en bon état, est maintenant connectée dans l'autre sens (fig. 2,b), seule peut circuler l'alternance (2), qui traverse alors la diode électroluminescente LED₂. Celle-ci s'allume tandis que LED₁ reste éteinte.

Dans le cas où la diode est coupée, elle s'oppose à toute circulation du courant. Tout se passe comme si la sortie restait ouverte, et aucune LED ne s'allume (fig. 2,c), quel que soit le sens de branchement.

Enfin, si la diode D est en court-circuit, elle se comporte comme un simple fil (fig. 2,d). Le dispositif conduit dans les deux sens, et les deux diodes électroluminescentes s'allument.

II — Le cas des diodes zéner

Dans le sens direct, une diode zéner se comporte comme n'importe quelle autre diode : elle conduit quand une différence de potentiel d'au moins 0,6 volt est appliquée entre son anode et sa cathode.

Dans le sens inverse, elle ne conduit que si la différence de potentiel anode-cathode, atteint la tension de coupe, dite aussi « tension zéner » V_Z . Ces propriétés sont résumées dans la caractéristique de la figure 3.

Supposons alors que la diode à essayer, D, soit branchée à la sortie du testeur, comme l'indique la figure 4. Pour l'alternance (2), tout se passe comme s'il s'agissait d'une diode normale, et la diode électroluminescente LED₂ brille de son plein éclat. Par contre, seule passera une partie de l'alternance (1), quand la tension instantanée, à la sortie du transformateur, dépassera V_2 . La diode LED₁ conduit aussi, mais avec une intensité moyenne plus faible que LED₂, et son éclat sera atténué.

La brillance de LED₂ sera d'ailleurs d'autant plus faible que V_Z est plus élevée. Par exemple, pour $V_Z = 5$ volts, les éclats des deux LED ne sont que peu différents. Ils deviennent très distincts pour $V_Z = 12$ volts. La limite se situe vers $V_Z = 15$ à 16 volts, car, alors, la tension de crête du transformateur (environ 17 volts), ne dépasse pas suffisamment V_Z .

III — Un résumé symbolique des différentes situations

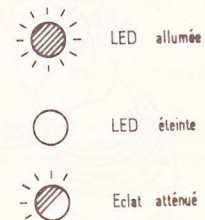
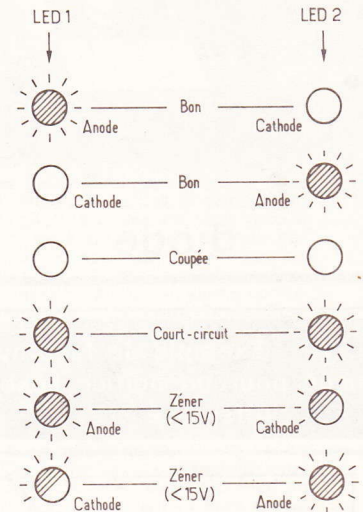


Fig. 5. et 6. — Tableau qui symbolise les différents cas et leur signification, destiné à servir de mode d'emploi et à être collé sur la face avant du boîtier.

Comme nous le verrons pour finir, le testeur peut être construit de façon très simple, sans même utiliser de circuit imprimé. Le tableau de la figure 5, qui symbolise les différents cas et leurs significations, pourra servir de mode d'emploi, et être collé sur le boîtier. La figure 6 précise l'interprétation des symboles, et l'ensemble se passe de commentaire.

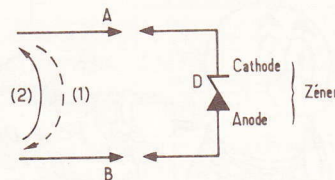
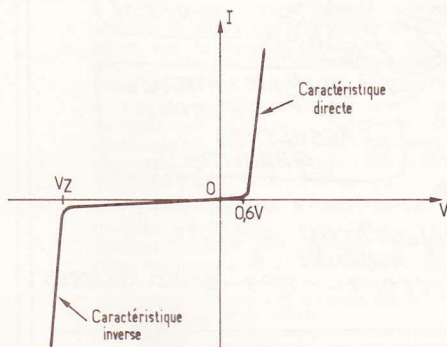


Fig. 3. et 4. — Caractéristiques particulières des diodes zéners. Cas d'une diode zéner branchée à la sortie du testeur.

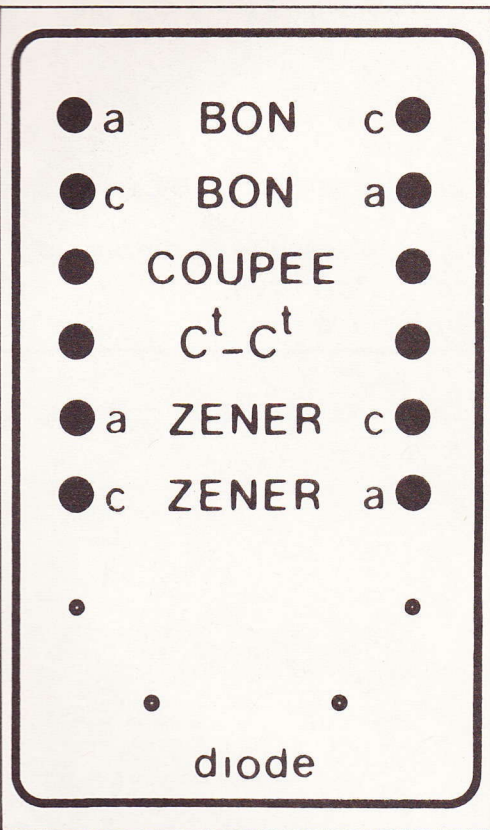


Fig. 7. — Exemple de face avant conçue pour un boîtier Teko de référence P/2.

IV – La réalisation pratique

La fantaisie de chacun pourra s'y donner libre cours, car il n'existe aucun impératif technique, si ce n'est de faire des bonnes soudures... et de ne pas se tromper dans le sens de connexion des diodes électroluminescentes.

Comme le montrent nos photographies, on peut réaliser un câblage « en l'air », et loger le tout dans un petit coffret. En partant des douilles de sortie, les liaisons vers la diode à essayer se feront par des cordons courts, munis de pinces « crocodile ».

La figure 7 permet la réalisation d'une façade pour un coffret TEK0.

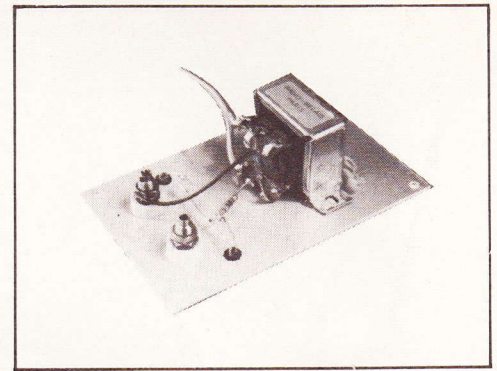


Photo 2. — Le montage ne nécessite pas de circuit imprimé, et peut être câblé « en l'air » contre la façade du coffret.

Liste des composants

Transformateur : 12 volts, petite puissance (3 à 5 VA).
Résistance : 1 kΩ (brun, noir, rouge).
Deux diodes électroluminescentes.

R. RATEAU

GENIAL !

DECOUVRE L'ELECTRONIQUE !

GRACE A UN SPLENDEIDE ALBUM DE BANDE DESSINEE EN COULEURS

TU CONSTRUIS TOI-MEME TA RADIO GRANDES ONDES!

RENVOIE-NOUS LE BON CI-CONTRE ET TU SAURAS TOUT SUR LE JEU DE L'ANNEE!

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE SANS ENGAGEMENT, A RENOYER A 'RESI, TRANSI et CIE' - CEDITEL - BP9 - 30410 MOLIÈRES

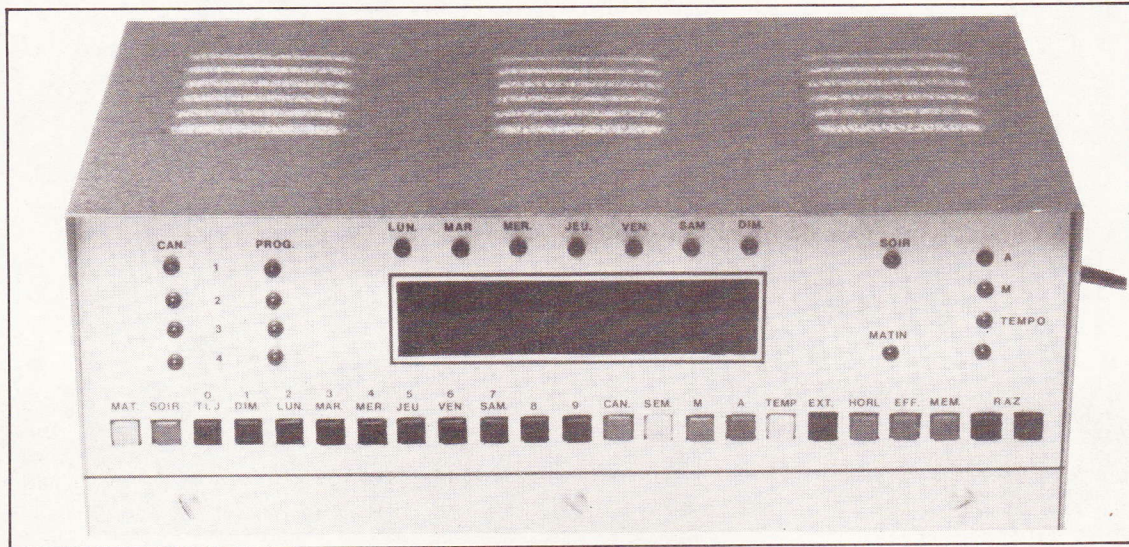
NOM _____

PRENOM _____ DATE DE NAISSANCE _____

ADRESSE _____

LIVRAISON RAPIDE SUR STOCK

EP. 03-81.



DANS le numéro 22, nous avons présenté une horloge digitale à quartz qui était réalisée autour d'un circuit intégré L.S.I. Son faible prix de revient l'a faite apprécier par beaucoup de lecteurs. Le revers de la médaille était que cette horloge ne pouvait alimenter qu'un seul circuit à une heure choisie. Grâce à l'apparition de micro-processeurs spécialisés dans ce domaine, nous pouvons vous présenter une horloge programmable, capable d'alimenter 4 circuits indépendants. La programmation s'étend sur une période d'une semaine et est facilement modifiable. Malgré toutes les possibilités de cette horloge, l'utilisation est très simple et peut être confiée à une personne non spécialiste. Signalons, pour terminer, que nous avons prévu une alimentation de secours et une base de temps à quartz pour la rendre indépendante des caprices éventuels du secteur.

HORLOGE A QUARTZ programmable

I - Généralités

Le schéma synoptique (fig. 1) permet de séparer les principaux circuits qui constituent l'horloge. L'alimentation est issue, en temps normal, du secteur. Par contre, afin d'assurer, d'une part, la conservation des mémoires du micro-processeur, et d'autre part le fonctionnement de l'oscillateur à quartz, une pile de 9 V a été prévue. Par contre, afin de prolonger son autonomie, l'affichage reste éteint en cas de coupure secteur.

La base de temps dont la fréquence

est transformée en 50 Hz, permet une compatibilité avec le microprocesseur. Ce dernier ne peut commander directement l'affichage, principal consommateur d'énergie. C'est pourquoi, on est obligé de passer par l'intermédiaire d'un interface. Un second interface est également prévu pour alimenter les relais afin d'éviter de trop demander au microprocesseur.

Les contacts travaux des relais ont été laissés libres afin de commander des circuits les plus divers (220 V, 12 V, etc.).

Enfin le clavier permet de commander et de programmer le 1122.

II - Alimentation

Son schéma est donné à la figure 2. Un transfo 220 V/12 V, suivi d'un redresseur D₁ à D₄ permet d'obtenir une tension de 12 V continue nécessaire pour nos circuits. C₁ assure un premier filtrage. C₂ fait office de protection contre les surtensions brèves du secteur. L'abaissement à la tension de 9 V est assuré par un régulateur intégré. Afin d'ajuster la tension de sortie à une valeur convenable, nous avons prévu P₁ sur la borne masse. Cl₁ est prévu pour 5 V en sortie, entre M et S. Si, on porte artificiellement

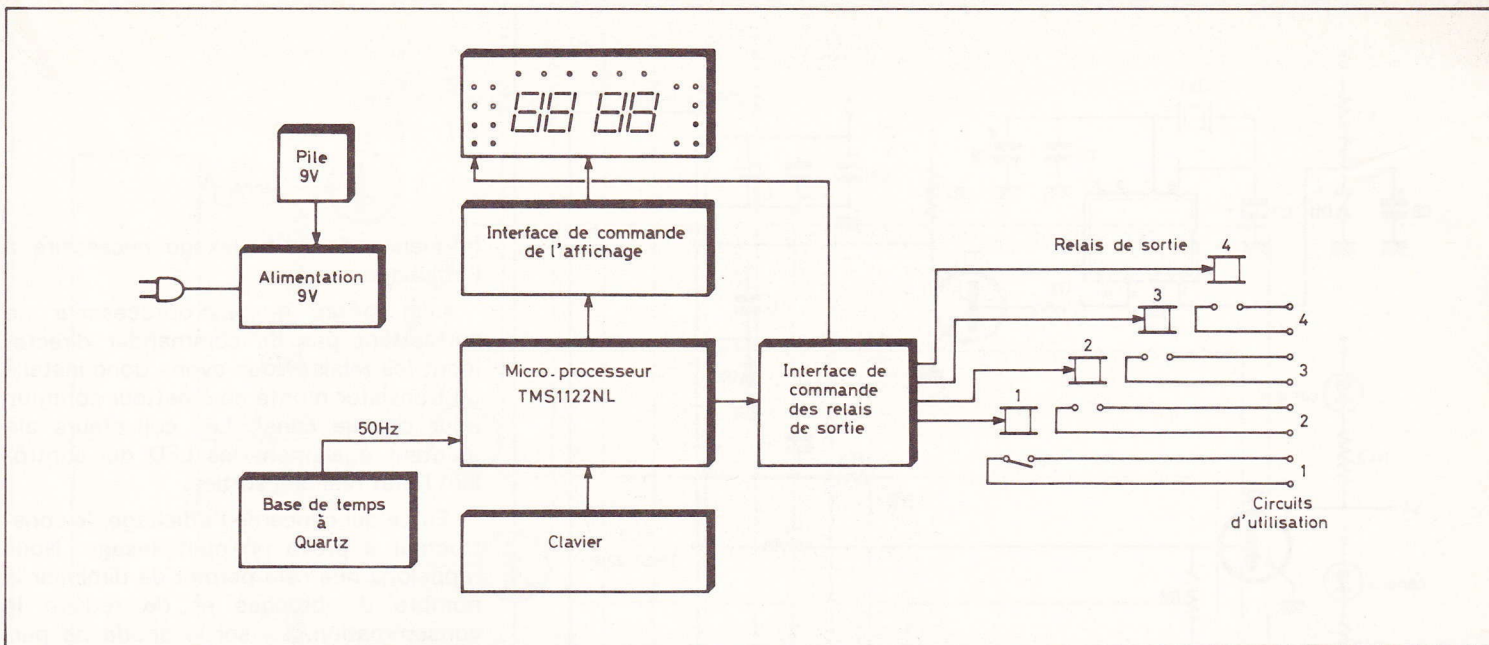


Fig. 1. — Ce schéma synoptique permet de séparer les principaux circuits qui constituent l'horloge.

la borne masse à 4 V, on obtient $5\text{ V} + 4\text{ V} = 9\text{ V}$ sur la borne sortie. En outre, les régulateurs 5 V sont disponibles partout, ce qui n'est pas le cas pour les autres modèles.

C_3 assure un filtrage en aval de CI_1 . On obtient 9 V mais non secourus, c'est-à-dire 0 V en cas de panne secteur. On utilisera cette borne pour commander l'affichage. D_5 et D_6 assure le rôle d'aiguillage. En fait, on s'arrange pour que le « secteur » sorte 10 V. Comme la tension la plus élevée a priorité, seule l'alimentation secteur débite en temps normal. Par contre, en cas de panne de courant, la pile débite via D_6 , tandis que D_5 s'oppose à l'alimentation « à l'envers » du régula-

teur. L'affichage reste donc éteint comme nous le verrons.

Etant donné la chute de tension de D_5 , il est nécessaire de régler P_1 de telle façon que l'on obtienne sur la borne 5 de CI_1 9,6 V environ. On trouve bien nos 9 V sur la sortie secourue de cette alimentation.

III — Schéma de principe

Son dessin, donné à la figure 3, permet de remarquer que nous exploitons le schéma de base donné par Texas. Cepen-

dant, étant donné que nous avons préféré une base de temps à quartz, nous avons rajouté ce circuit construit autour de CI_2 .

Les fidèles lecteurs remarqueront que c'est le circuit identique à celui de l'horloge du n° 22. Il fonctionne parfaitement et avec peu de composants ; pourquoi s'en priver ? T_1 permet d'abaisser l'impédance de sortie de CI_1 pour pouvoir l'adapter au micro-processeur.

Nous avons placé C_{10} et C_{11} sur les bornes d'alimentations afin d'obtenir une alimentation 9 V de bonne qualité. La capacité C_{12} permet, à la mise sous tension une initialisation correcte du HP, comme nous le verrons au chapitre programmation. C_{13} et R_3 permettent d'obtenir la

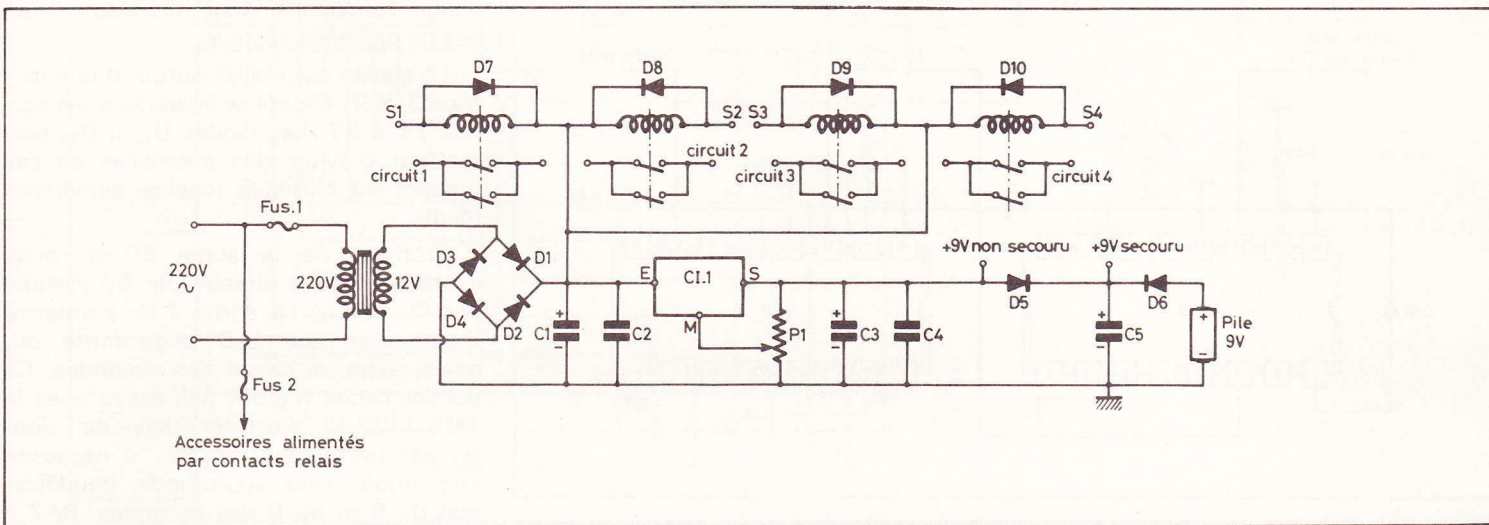


Fig. 2. — Schéma de principe de l'alimentation générale faisant notamment intervenir une pile de 9 V destinée à sauvegarder les mémoires du microprocesseur.

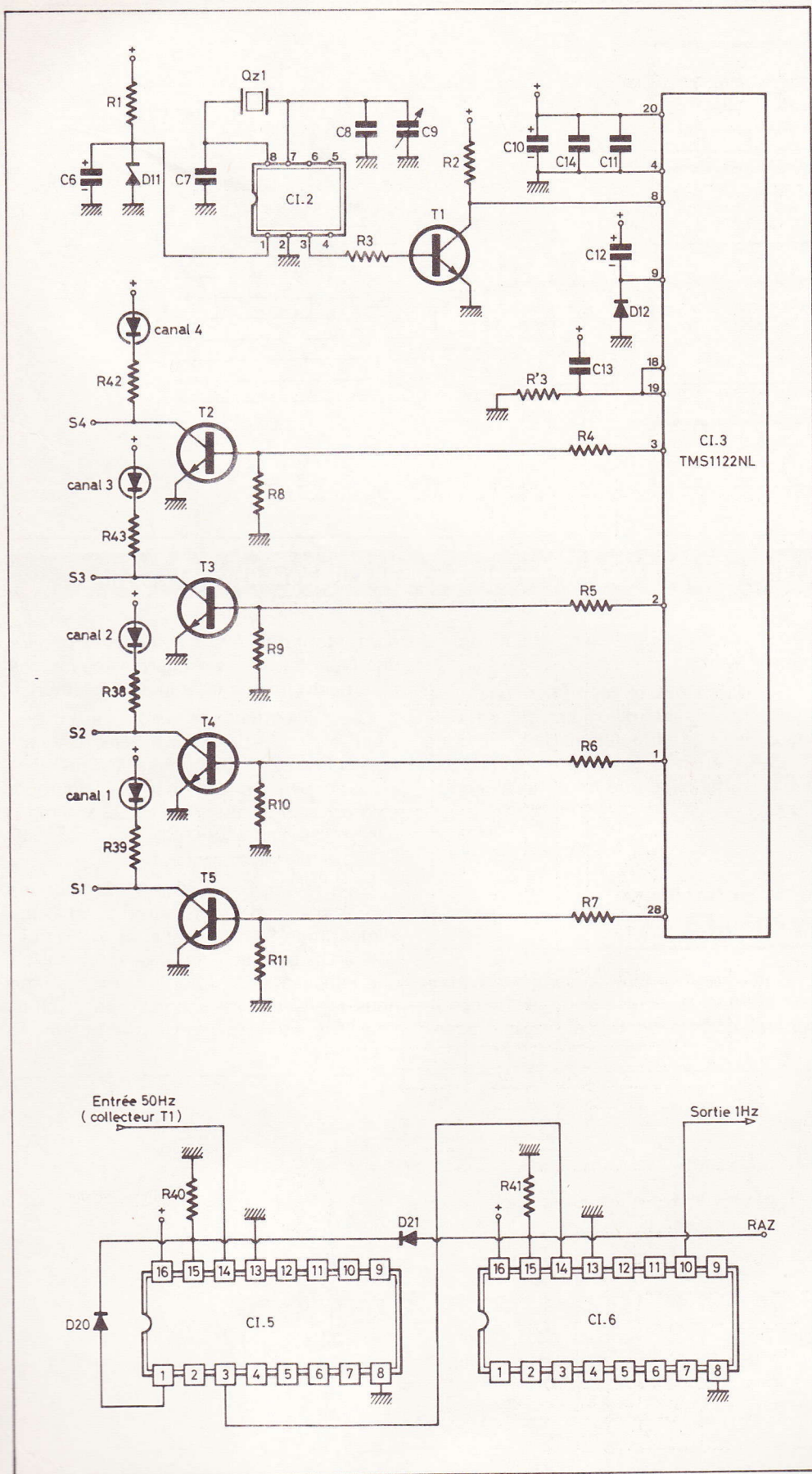


Fig. 3. et 5. — Sur ce schéma de principe, vous remarquerez que l'auteur a exploité le schéma de base préconisé par « Texas ». Structure du générateur 1 Hz.

fréquence de multiplexage nécessaire à l'affichage.

Les sorties du microprocesseur ne permettent pas de commander directement les relais. Nous avons donc installé un transistor monté en émetteur commun pour chaque canal. Les collecteurs alimentent également les LED qui contrôlent l'état réel des sorties.

En ce qui concerne l'affichage, le constructeur a prévu un multiplexage. Nous rappelons que cela permet de diminuer le nombre de broches et de réduire la consommation. La sortie anode ne permet pas d'alimenter directement les segments. On utilise donc une batterie de transistors montée en collecteur commun (T_6 à T_{13}). On remarque également qu'avec cette sortie, on commande les anodes des LED de contrôle.

Les broches 21 à 27 ont une double fonction. Elles permettent d'alimenter le clavier d'une part et d'autre part les cathodes d'affichage. Pour « soulager » le 1122, nous utilisons un circuit intégré spécialement destiné à cet usage. Les sorties basse impédance permettent d'activer les cathodes des afficheurs et des LED.

Une remarque en ce qui concerne le moins de ce circuit. Il est relié au collecteur de T_{14} . La base de ce transistor est branchée au + 9 V non secouru. T_{14} est donc polarisé via R_{36} , uniquement en cas de présence secteur. T_{14} assure donc, dans ce cas, l'alimentation de C_{13} . L'affichage fonctionne donc uniquement en cas de présence secteur.

Le clavier est réalisé autour d'une matrice 3 x 7. On utilise également les sorties 21 à 27. Les diodes D_{13} à D_{19} permettent d'éviter des anomalies en cas d'appui sur plusieurs touches simultanément.

Profitant de la sortie 50 Hz, nous avons prévu une division par 50 assurée par C_{15} et C_{16} . La sortie 1 Hz permettra d'alimenter une LED clignotante ou, mieux alors, le circuit des secondes. Ce dernier circuit n'étant pas prévu avec le TMS 1122 NL, il est nécessaire de l'ajouter extérieurement. En fait, il nécessite une étude assez approfondie (modification du 6 et du 9 des secondes, RAZ à 60, RAZ extérieure, synchronisation avec les minutes, extinction dans certains cas).

C'est pourquoi nous vous ferons part de ce circuit optionnel dès que possible.

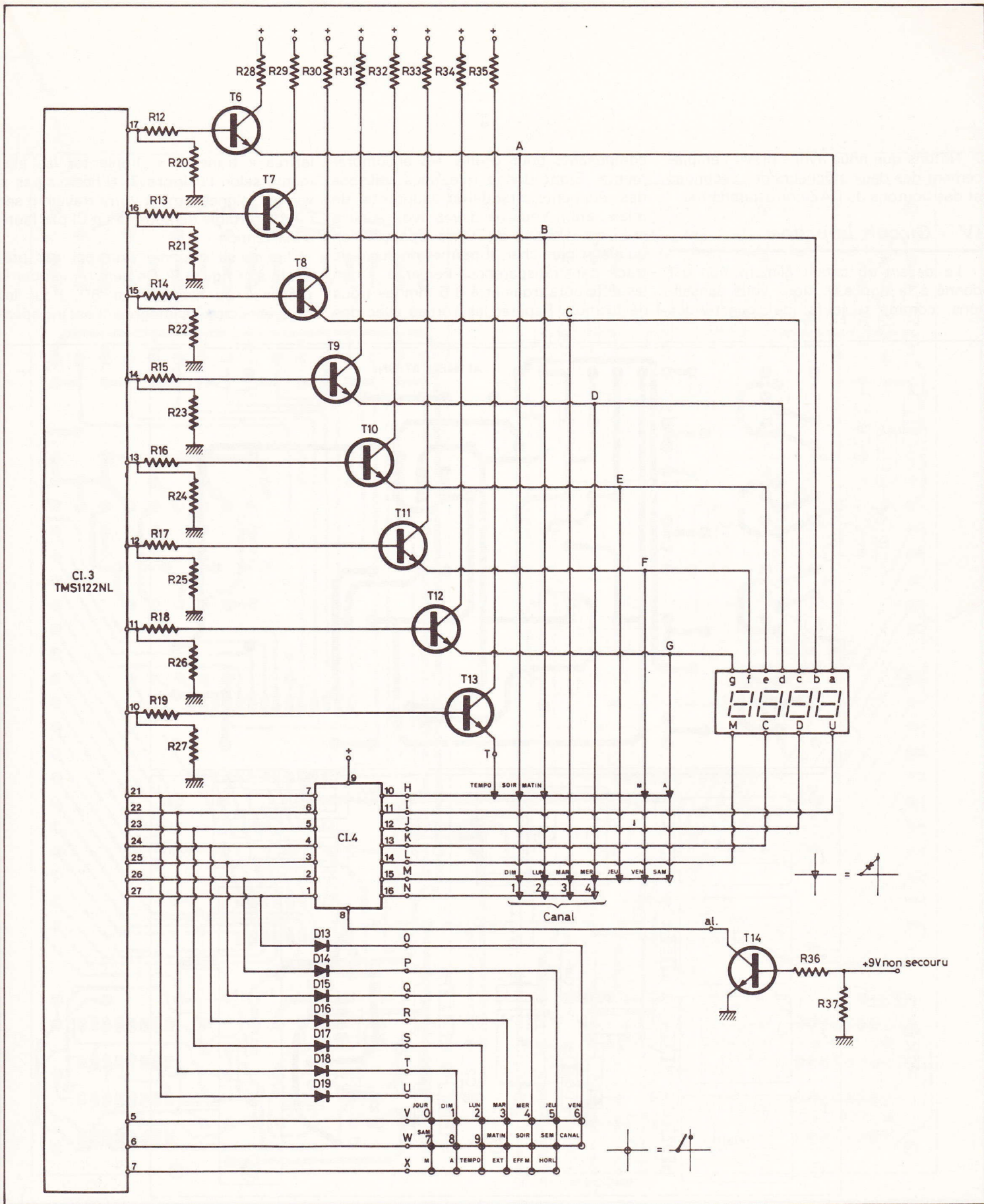


Fig. 4. – Schéma de principe de l'horloge et les circuits d'affichage prévus par multiplexage qui permettent de réduire la consommation.

Notons que nous avons prévu l'emplacement des deux afficheurs des secondes et des boutons de RAZ correspondants.

IV – Circuit imprimé

Le dessin du circuit alimentation est donné à la **figure 6**. Nous vous conseillons, comme toujours, de collecter les

composants pour vérifier les encombrements. Etant donné que nous utilisons des éléments standards (supports de relais, etc.), vous ne devez avoir aucune surprise. Utiliser du verre époxy. Bien qu'il soit plus cher, il permet de suivre le tracé par transparence. Percer à 1 mm les différents trous et à 3,5 mm les trous de fixation. Repérer les sorties avec des

lettres « transfert ». Implantez les éléments selon la **figure 7**. N'hésitez pas à vérifier soigneusement votre travail. Il serait regrettable de détruire un CI par faute d'inattention.

Le circuit imprimé principal est présenté à la **figure 8**. On peut remarquer la présence du diviseur par 50. Pour les différents circuits intégrés, il est indispen-

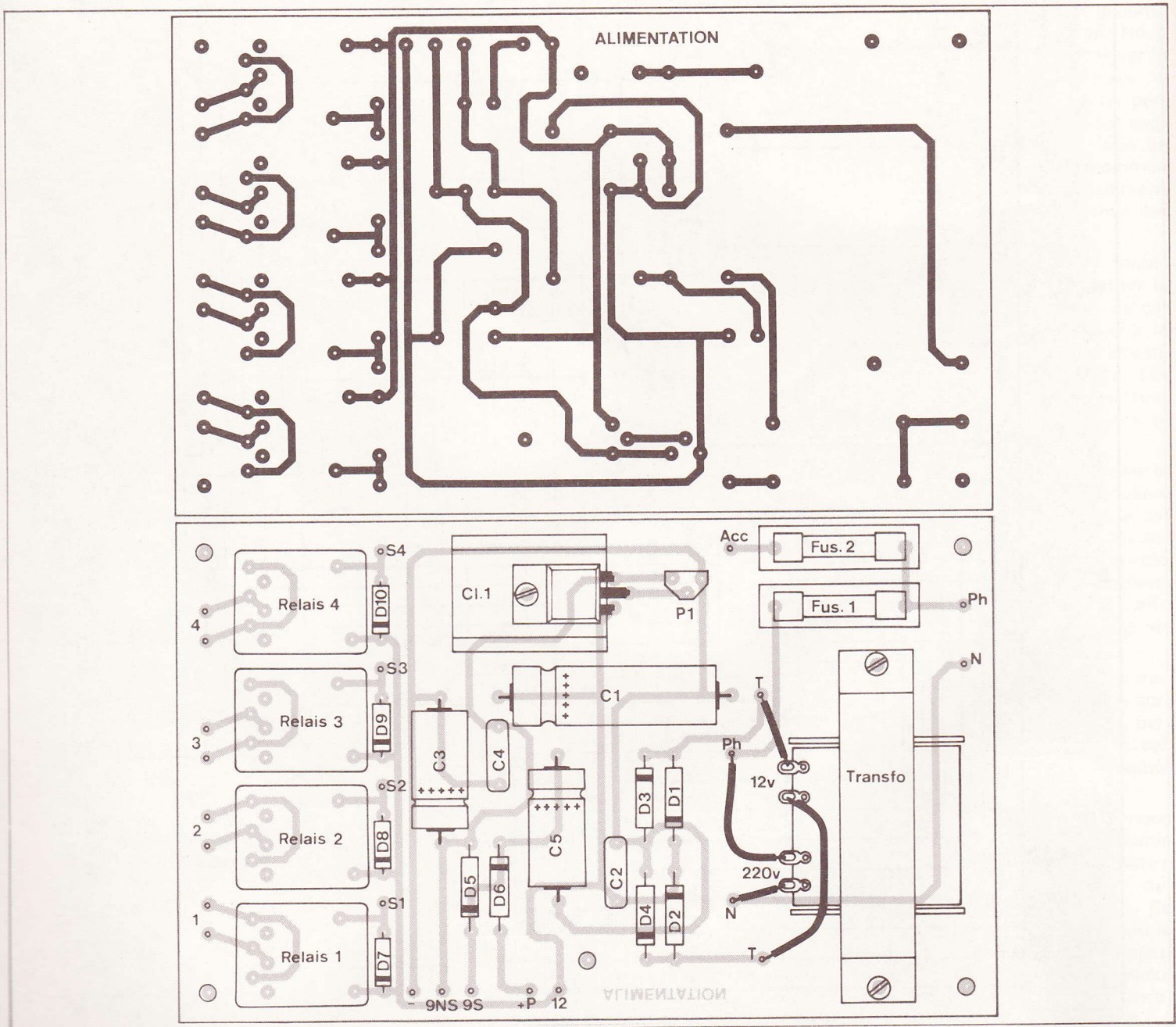


Fig. 5. et 6. — Equipés de nombreux relais, le montage nécessitera l'emploi de plusieurs modules, ici l'alimentation générale. Le tracé subira quelques modifications suivant le type de relais employé.

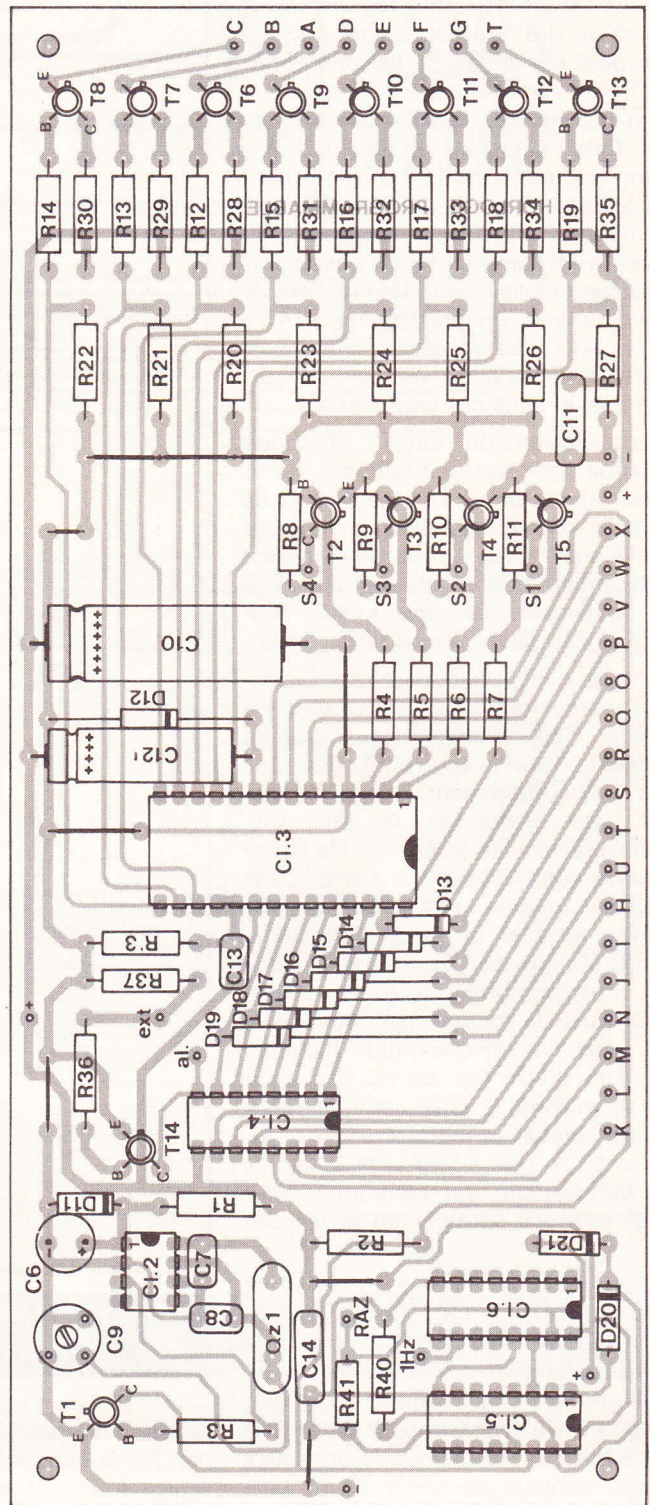
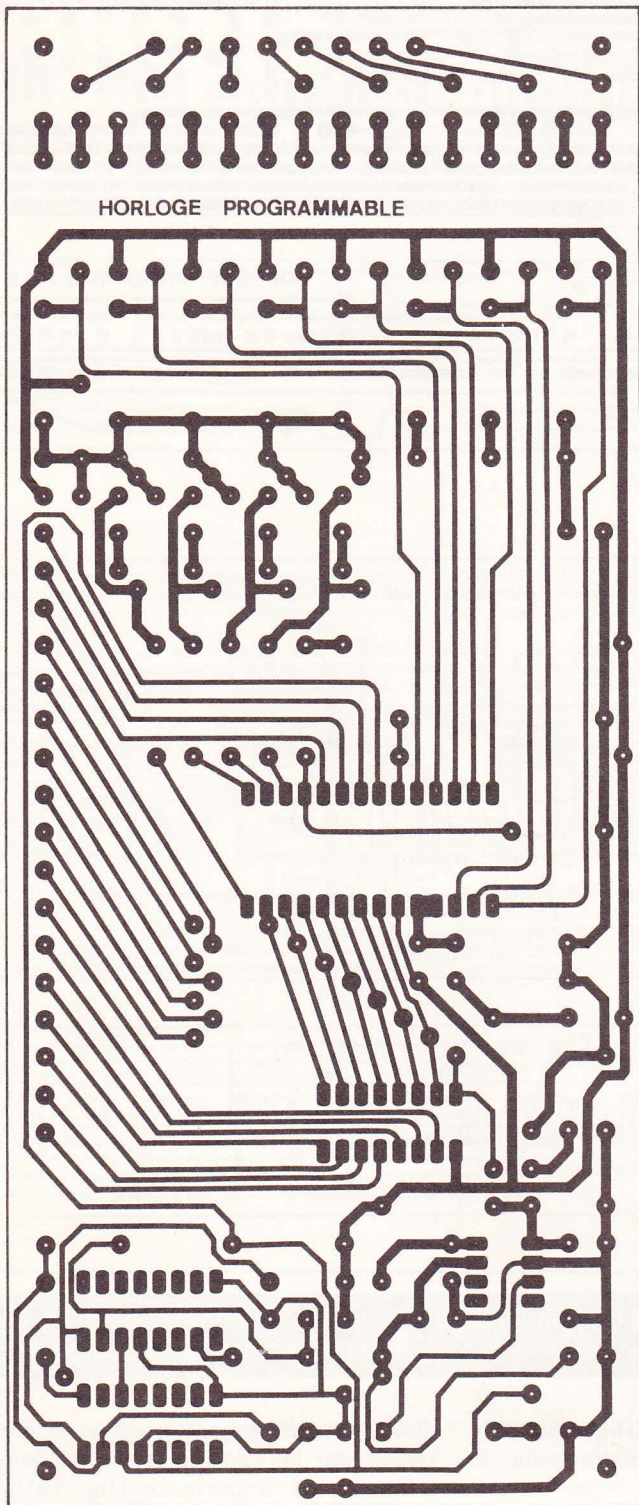


Fig. 7. et 8. – Sur cette carte imprimée, publiée grandeur nature, on remarquera la présence du diviseur par 50. L'auteur préconise l'emploi de supports circuits intégrés afin de pouvoir « régler » l'alimentation.

sable d'employer des symboles transferts. Nous avons prévu 2 trous pour fixer le quartz, selon le modèle que vous trouverez. La gravure terminée, percer à 1 mm et à 0,8 mm les trous des CI. Vérifier qu'il n'y a pas de liaisons contigues. Percer les trous de fixation à 3,5 mm également. Repérer encore les sorties. Cela évitera les erreurs de branchement futures. Il ne restera plus qu'à insérer les composants selon la **figure 9**. Il est impératif d'utiliser des supports de CI ne serait-ce que pour régler l'alimentation. Ne pas oublier les différents straps. On devra utiliser une résistance 1/4 W pour R₄₁ pour des raisons d'encombrement. Ne pas hésiter à vérifier plusieurs fois, valeurs et sens des composants.

La réalisation du circuit affichage (**fig. 10**) ne pose pas de problème. Noter que nous avons prévu l'emplacement de 2 LED pour séparer secondes, minutes et heures. Nous ne les avons pas utilisés. L'emplacement des afficheurs secondes existe également. On pourra très bien ajouter ces composants plus tard.

Percer tous les trous, même ceux inutilisés. Ce serait très difficile, plus tard, de les réaliser. Repérer les sorties. Implantez les éléments selon la **figure 11**. Pour des raisons d'encombrement, on n'utilisera pas de cosses picôts. Pour les afficheurs, on devra prévoir des straps en fils isolés côté cuivre pour les anodes a et b. Dans tous les cas, on devra assurer une conformité avec le schéma de principe de la **figure 4**. Respecter l'orientation des diodes. Il est primordial de souder toutes les LED dans un même plan. Pour cela, s'aider avec une plaque rigide (bois ou verre). Afin d'être sûr de ne pas avoir oublié de liaisons, il est prudent de sonner à l'ohmmètre en mettant le - sur M, I, J, K, L, M, N, tour à tour et le + sur les autres bornes. On doit constater l'allumage du segment ou de la led correspondante.

Le dernier circuit imprimé à prévoir est celui du clavier (**fig. 12**). Il est indispensable pour assurer la fixation des poussoirs du clavier avec les touches DG. On devra vérifier les bandes afin d'éviter tout court-circuit. On devra obtenir un alignement parfait des pastilles des poussoirs car tout décalage se verra de la face avant. Repérer les sorties. Fixer en premier lieu les straps. Certains devront être placés côté cuivre en fil isolé. Planter les touches en veillant à placer le méplat sur la droite du clavier. Certains straps sont à proximité des vis. On les réalisera

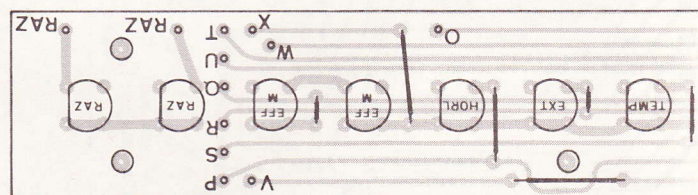
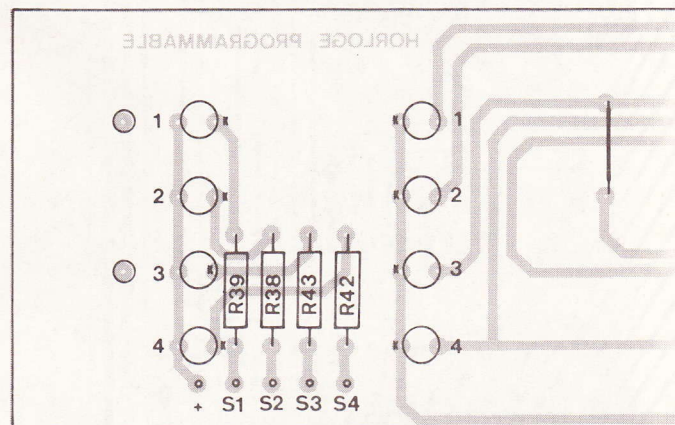
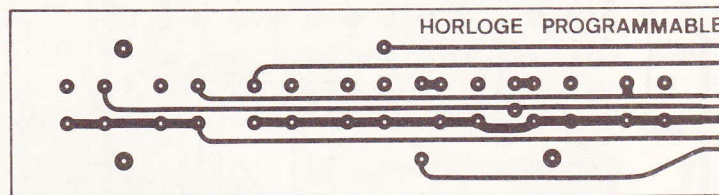
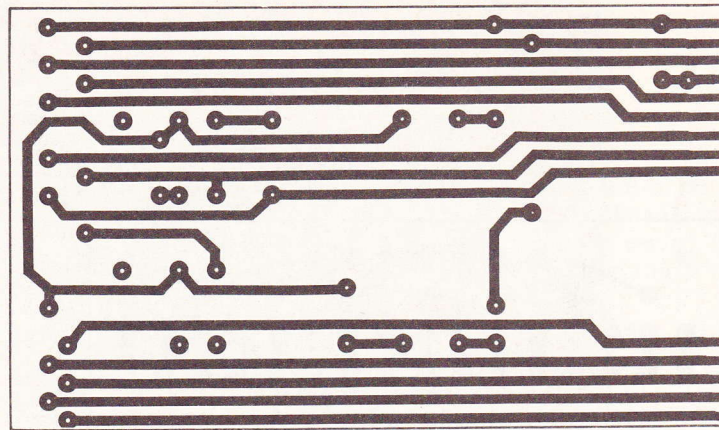


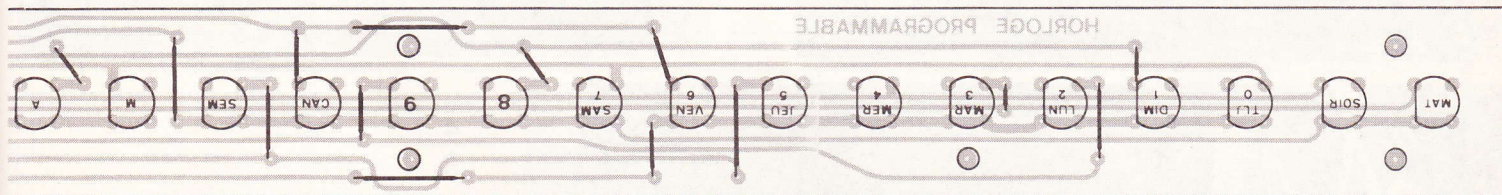
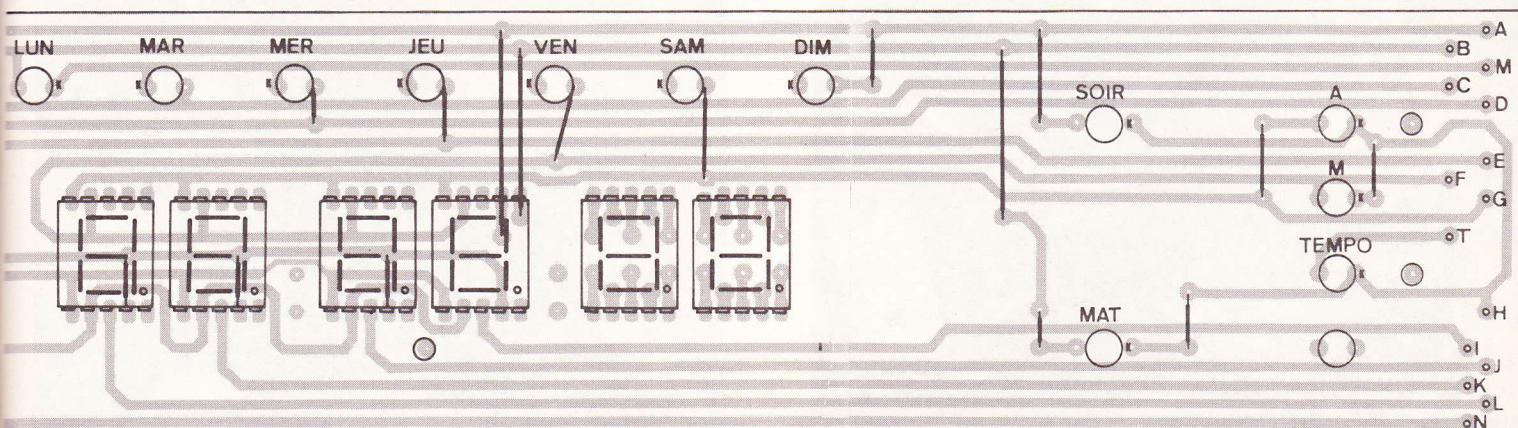
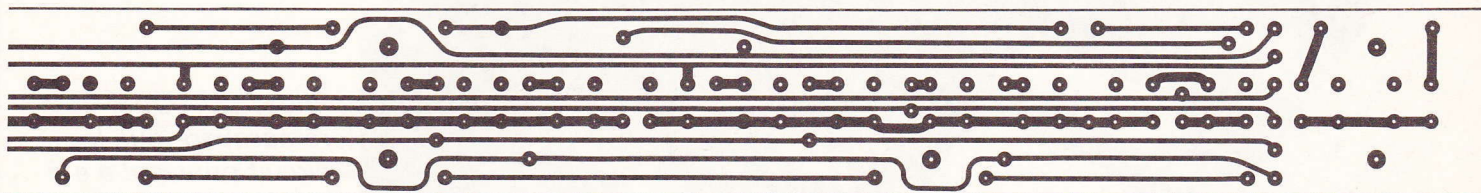
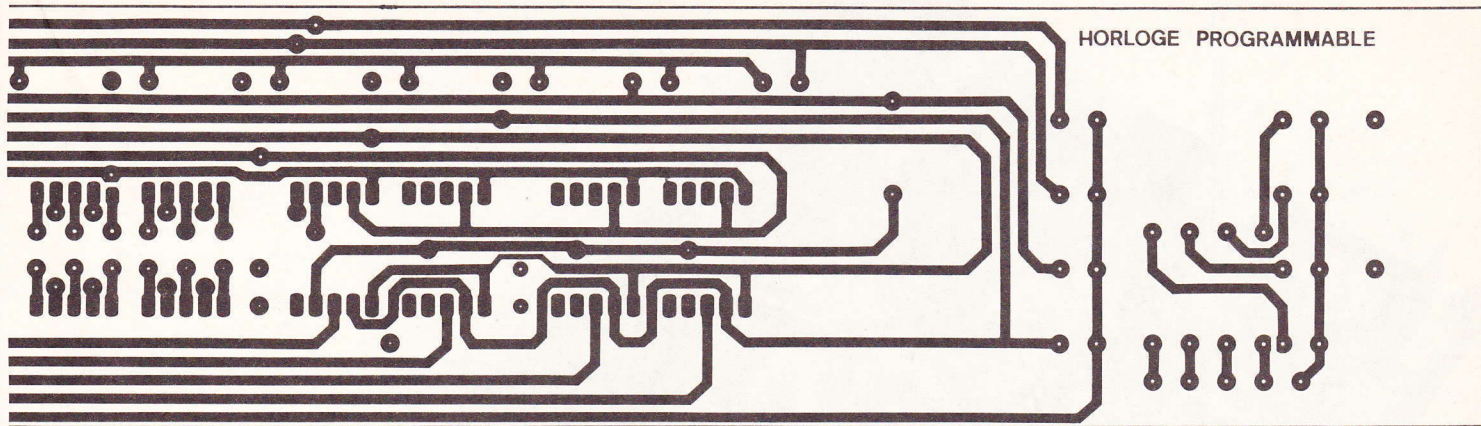
Fig. 10 à 13. – Certaines réalisations nous contraignent à l'emploi de carte publier le tracé sur deux pages. Il vous

également avec du fil isolé (**fig. 13**). Sonner les touches à l'ohmmètre selon la **figure 4**.

V – Montage – Câblage

On confectionnera 5 pattes métalliques destinées à maintenir bien vertical et d'une façon rigide le circuit imprimé

clavier et affichage. En effet, le clavier reçoit, par les manipulations des efforts relativement importants (**fig. 14**). Les pattes hautes sont à l'extérieur, la moyenne au centre et les 2 petits sur la gauche et la droite du clavier. Un décalage sera nécessaire entre les 2 circuits. Il sera réalisé avec un système d'entretoise grâce à des vis de 3 mm avec vis, écrous



es imprimées, dont les dimensions ne s'inscrivent pas dans le format utile de la revue ; aussi sommes-nous obligés de
 s'audra découper délicatement les pages et « recoller » les morceaux...

et contre-écrous. Le jeu dans les trous de fixation permettra d'obtenir un alignement parfait du clavier. On pourra alors souder le câblage. (10 fils pour le clavier), (15 fils + 5 fils pour l'affichage). Toronner les fils proprement. Du fil de couleur permettra d'éliminer les erreurs. Fixer le circuit imprimé principal et l'alimentation à l'aide de vis métaux 3 x 20 mm.

Cette surélévation permettra de passer le câblage par en dessous. Percer la face arrière selon la **figure 16**. Nous avons prévu des prises mistral permettant de brancher sans problème des prises et sans danger (coffret métallique). Effectuer le reste du câblage selon la **figure 17**. Ne pas hésiter de sonner à l'ohmmètre (calibre $\Omega \times 10$), les extré-

mités des fils venant de l'affichage et du clavier. Prévoir un passe-fil caoutchouc pour le fil secteur. La borne accessoire est protégée et permettra d'utiliser les contacts travail des relais vers les prises. Utiliser pour ce circuit, du fil souple d'éclairage (1,5 mm²).

Les supports doivent être libres de tout circuit intégré. Nous allons passer à

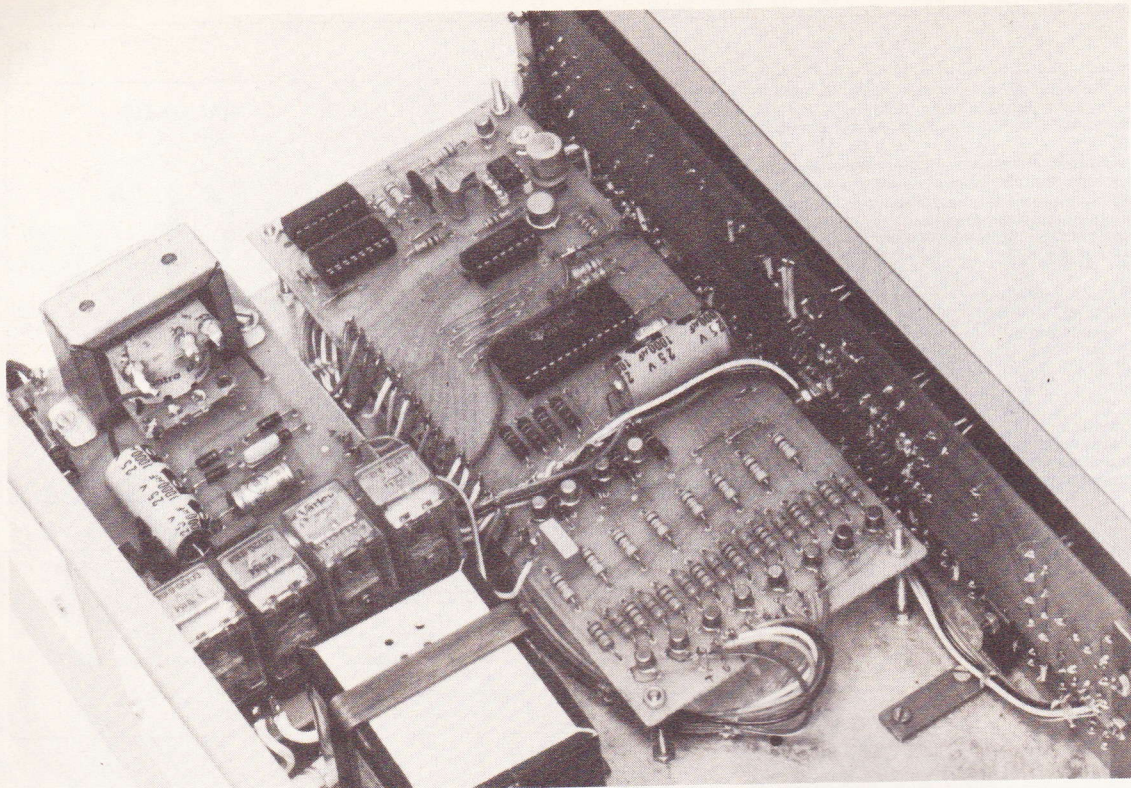


Photo 2. — On remarquera que le circuit principal a été monté sur des entretoises.

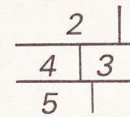
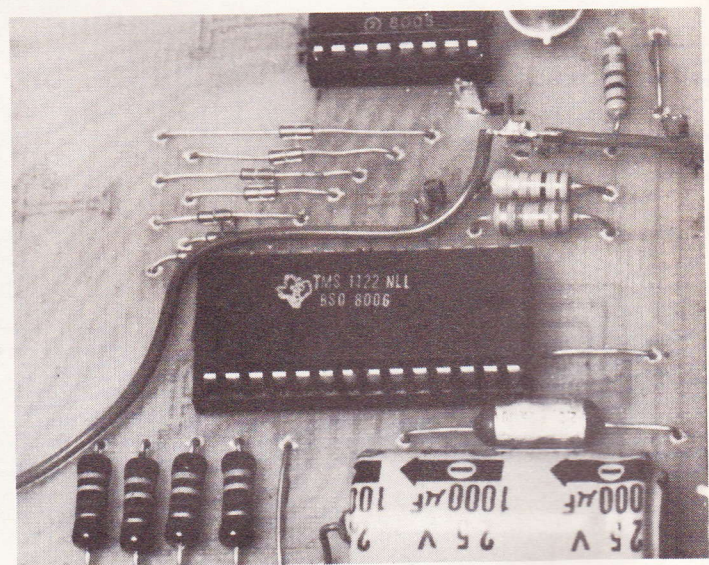
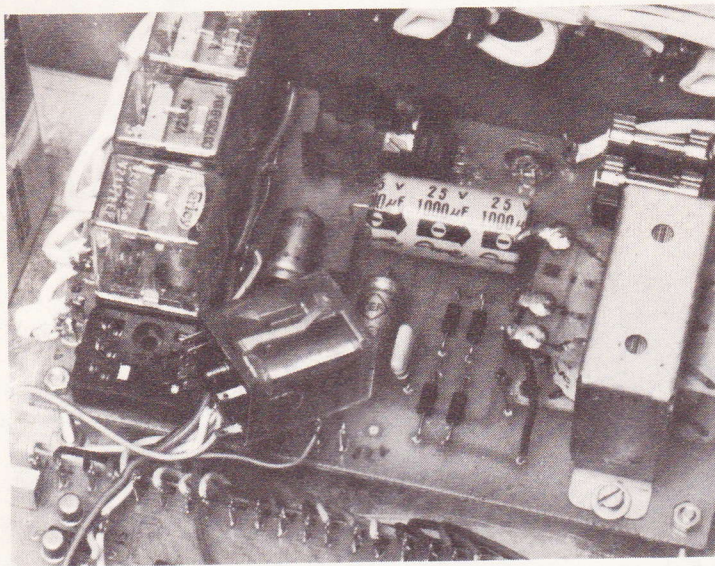
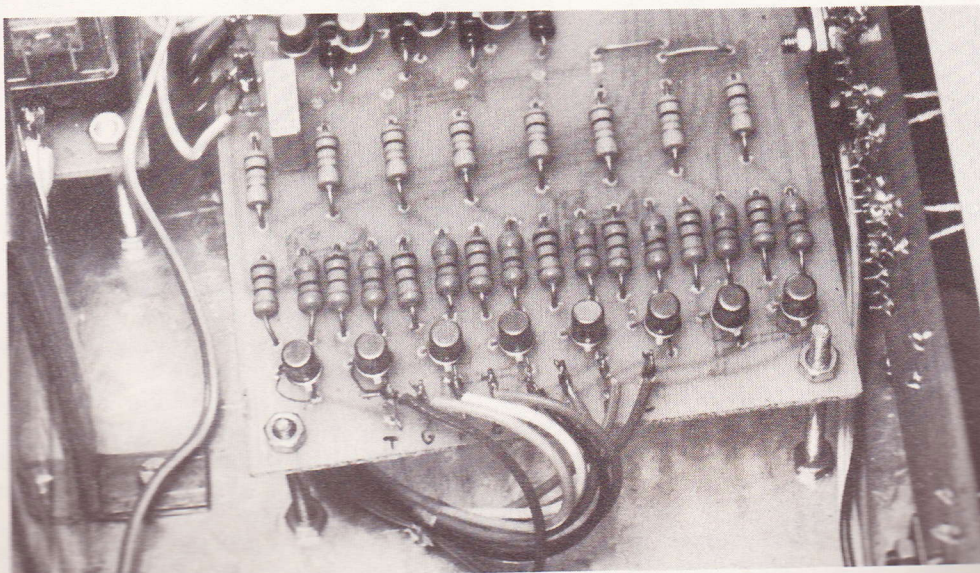


Photo 4. — Les relais de l'alimentation générale se monteront sur des supports. On aperçoit l'étrier de fixation de la pile.

Photo 3. — Le cœur du montage : « un gros circuit intégré ».

Photo 5. — Les entretoises permettront de faire passer les fils, soigneusement repérés, sous la carte imprimée.



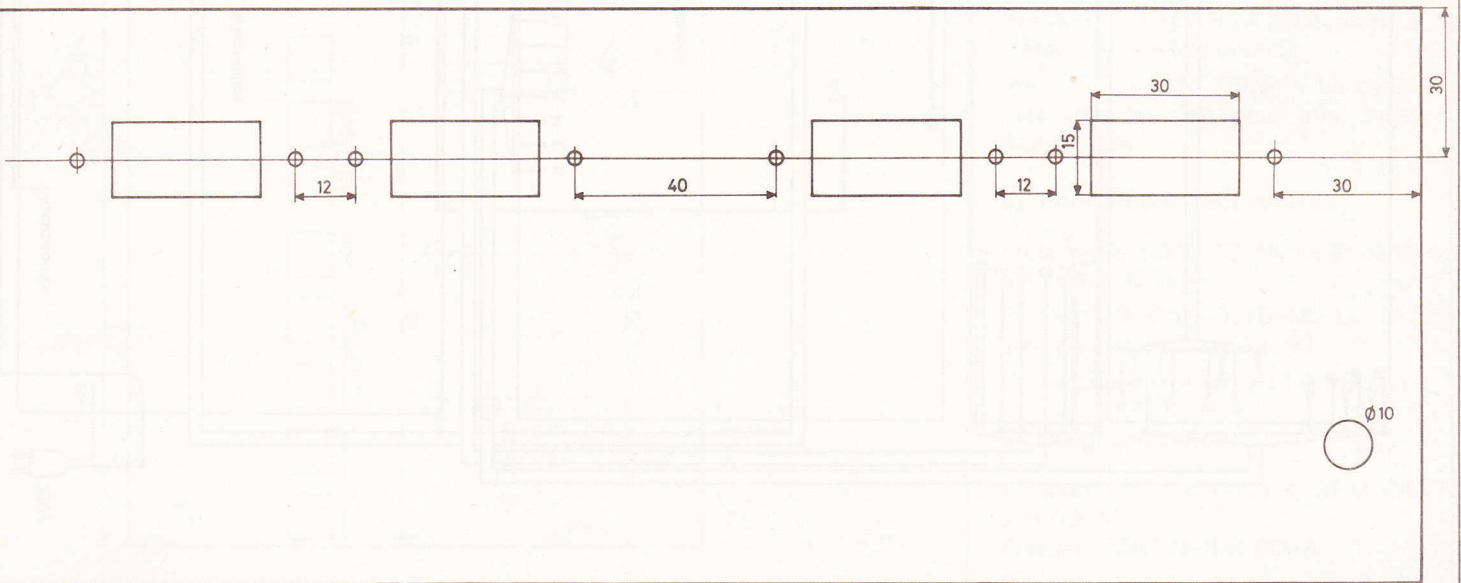
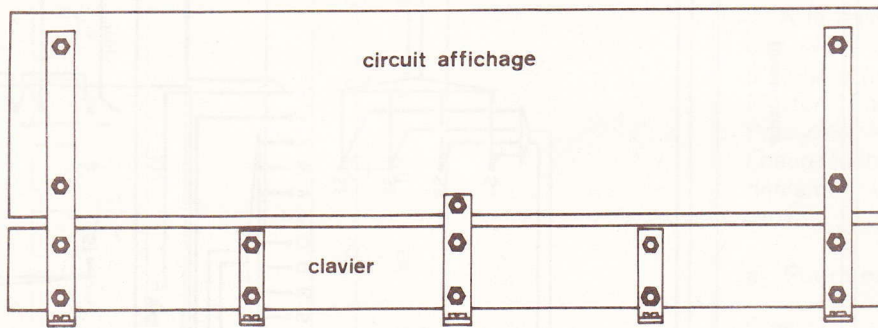
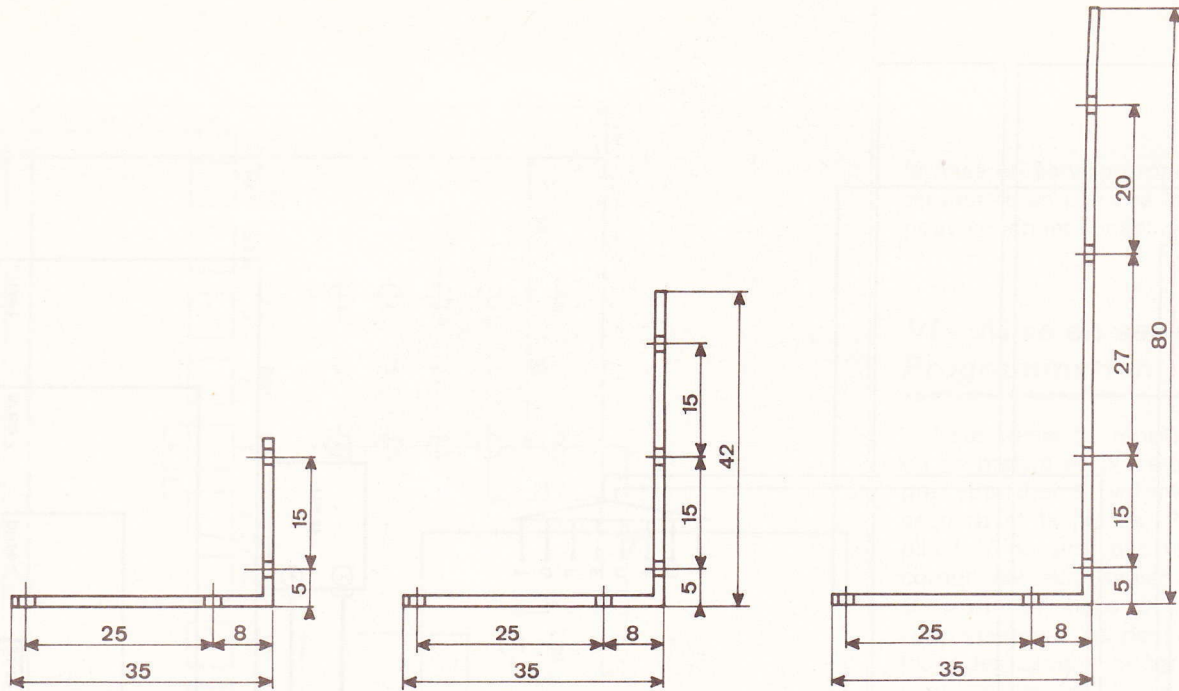


Fig. 14. à 16. — Les pattes métalliques seront destinées à maintenir bien verticalement, et d'une façon rigide, les circuits imprimés, clavier et affichage. La figure ci-dessus précise le perçage de la face arrière supportant les prises.

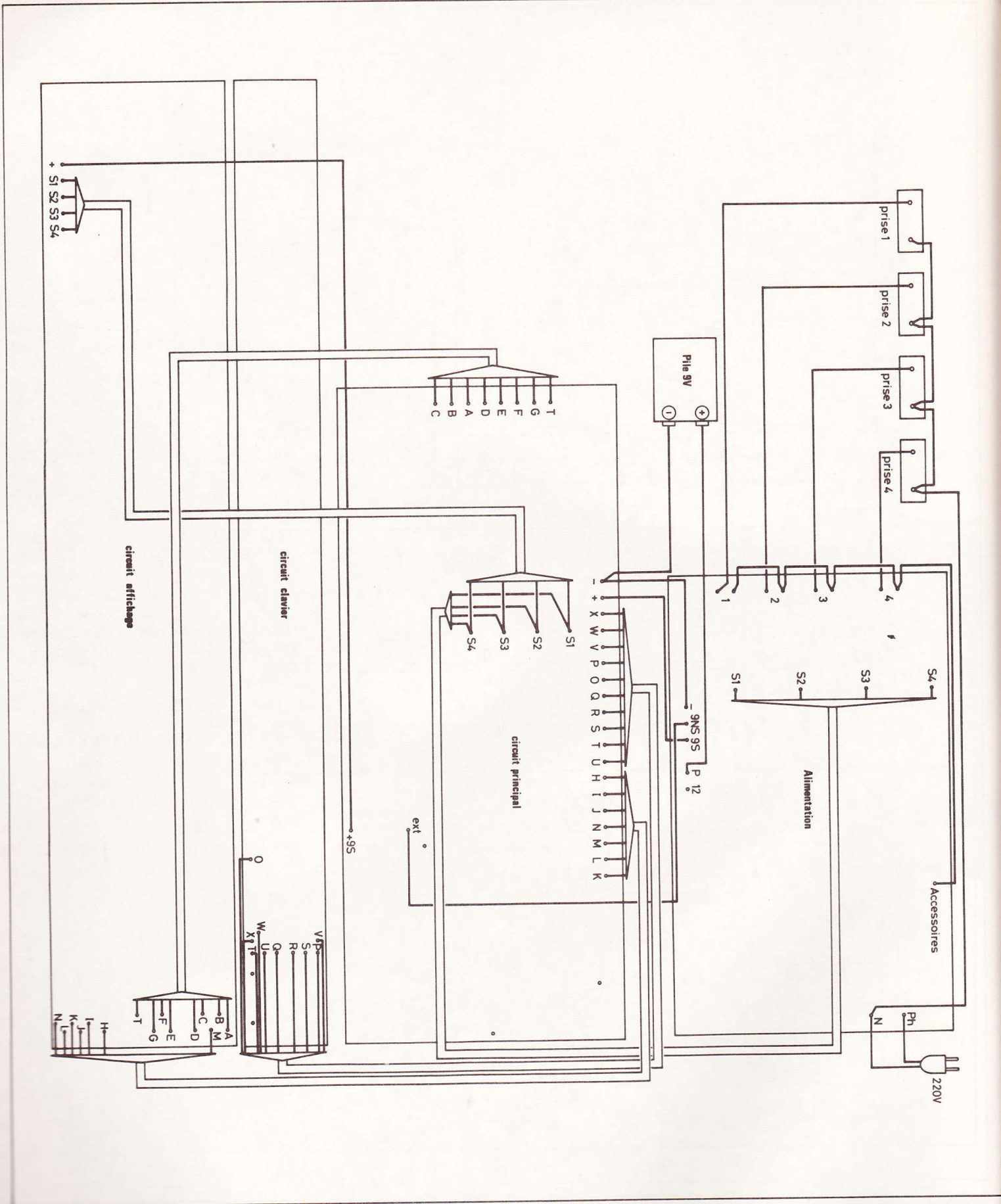
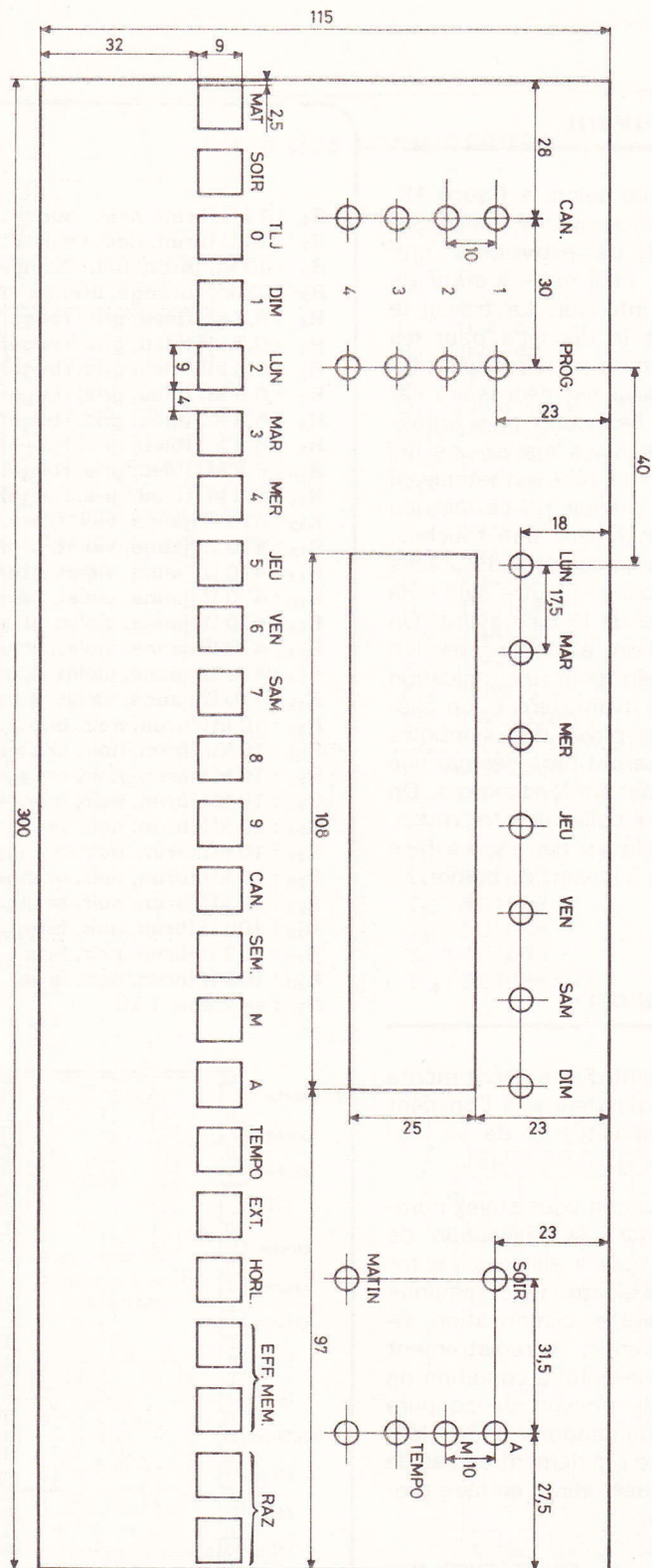


Fig. 17. et 18. – Cette réalisation réclamera un important travail de câblage interne entre les divers modules ainsi que des touches qui demanderont



la mise en service proprement dite avant de mettre en place la face avant, afin de pouvoir vérifier le câblage le cas échéant.

VI – Mise en service Programmation

Pour régler la tension d'alimentation, on ne mettra en place aucun circuit intégré. Brancher le voltmètre entre le 9 V secouru et la masse. Pour cet essai, la pile 9 V ne sera pas reliée. Brancher le cordon secteur. Régler P₁ pour lire 9 V. Débrancher le secteur. Laisser les condensateurs se décharger. Mettre en place les circuits intégrés en respectant scrupuleusement l'orientation. Brancher le secteur.

A la mise sous tension, l'appareil affiche VEN-SOIR-12 H00. C'est l'heure d'initialisation. Pour cela agir sur -HOR-. Mettons l'horloge à l'heure (et à la date). Pressons -LUN-SEM-SOIR- 15H00. A l'heure juste pressons -HOR-. Vérifier le défilement de la minute 60 secondes plus tard.

a) Fonctionnement instantané

Presser -1-CAN-M- La led V du canal 1 s'allume. Le relais 1 est excité.

Presser -1-CAN-A. La même led s'éteint et le relais chute.

Presser -1-CAN-TEMPO. Le canal 1 se met sous tension pour une durée fixe d'une heure.

b) Fonctionnement retardé

Presser -2-CAN-10-M. Le 2^e canal sera actif dans 10 mn.

Presser -3-CAN-1.10-M. Le 3^e canal sera en service dans 1 h 10.

Durée maxi de retard : 11 h 59 mn.

c) Programmation

Presser -4-CAN-MER-SEM-MATIN 7 H 00-M.

Presser -MATIN-8 H 00-A.

Presser -1-CAN- TLJ-SEM-MATIN-5 H 00-M ; MATIN-5 H 00-M. MATIN-9 H 00-A.

-SAM-SEM-MATIN- 5 H 00-A.

MATIN- 8 H 00-M.

-DIM-SEM-MATIN- 5 H 00-A.

MATIN- 10 H 00-M.

réalisés. Quant au travail de la face avant, ce sont les découpes des diverses de la patience.

TLJ signifie tous les jours de la semaine. Pour éviter de se lever trop tôt le week-end, on applique un ordre contraire (A) le samedi et le dimanche. Dans ce cas, le dernier ordre a priorité. Il n'est pas nécessaire de préciser le canal après chaque ordre.

Chaque ordre de programmation entre en mémoire. On ne peut entrer plus de 20 ordres de programmation sinon l'appareil affiche 8888. La mémoire est pleine.

d) Contrôle de la programmation

L'appareil indique en clair, les jours, les heures, et les ordres. Il suffit de presser : -1-CAN-CAN- ...-CAN- ...-CAN- ..., etc. pour le canal 1 et LUN-SEM-SEM- ...-SEM- ...-SEM- ..., etc. pour le lundi tandis que TLJ-SEM-SEM- ...-SEM- ...-SEM- ..., etc. pour tous les jours de la semaine.

e) Effacement de la mémoire

Effacement complet des 4 canaux. Presser -EFF.M-

Effacement d'un canal. Presser -1-CAN-EFF.M-

f) Extinction de l'affichage

Cette extinction peut être obtenue manuellement en pressant -EXT- ou automatiquement en cas de coupure secteur. La durée de vie de la pile est considérablement allongée.

g) Remarques

- En cas d'erreur de frappe sur le clavier, il suffit de retaper l'adresse correcte. Si par contre, une touche ordre (M-A -Tempo- HOR-EFF.M) est actionnée, il est nécessaire de reprendre la programmation du canal considéré après effacement de ce canal.

- Les fonctions M et A sont prioritaires par rapport à tempo.

- La durée maxi de programmation est de 1 semaine moins 1 minute.

- La touche effacement mémoire a été doublée afin d'éviter un effacement en cas d'action intempestive sur cette touche. Il faut agir sur les 2 touches simultanément.

VII - La face avant

Elle sera préparée selon la figure 18. Afin d'éviter tout dérapage malencontreux susceptible de provoquer une rayure importante, et il est impératif de procéder depuis l'intérieur. Le travail le plus fastidieux est la découpe pour les touches D₆. Cependant nous restons persuadés que ce travail est nécessaire car ces touches sont beaucoup plus agréables à toucher - et vous n'avez pas fini de les manipuler - et plus esthétique. Il est nécessaire de prévoir un certain jeu pour éviter le coincement des touches. Nous avons préféré installer les LED sans clips noirs. Cela donne, à notre avis, une plus grande finesse de la face avant. On remarquera que l'on a prévu une led rouge supplémentaire pour une utilisation éventuelle. La face avant percée, on passera à la mise en place des symboles transfert. Ceux-ci seront protégés par une couche de vernis aérosol Mecanorma. On pourra terminer par coller la vitre rouge. Laisser sécher quelques heures. La face terminée sera fixée à l'avant du boîtier.

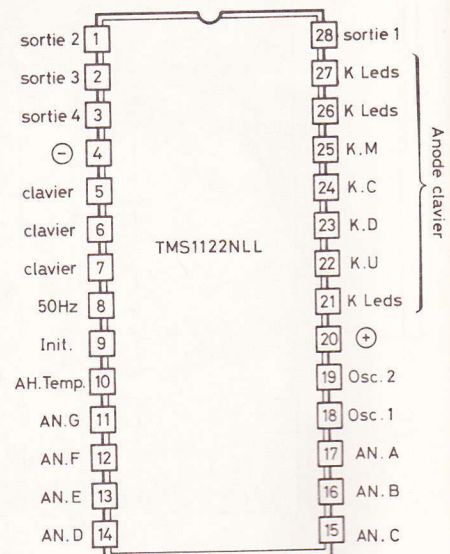
VIII - Conclusion

L'appareil qui vient d'être décrit mérite bien le nom « d'ordinateur » si l'on tient compte de ses capacités et de sa mémoire importante.

Nous souhaitons que vous soyez nombreux à entreprendre la réalisation de cette horloge qui pourra alimenter n'importe quel appareil électrique (commande de chauffage, éclairage, climatisation, simulation de présence, enregistrement radio ou T.V., pense-bête) à condition de ne pas dépasser le pouvoir de coupure des relais. Nous demandons à nos lecteurs de nous écrire rapidement en cas de problèmes techniques, afin d'en faire profiter tout le monde.

Cet appareil a été conçu avec des composants courants et éprouvés. Pour notre part, nous prévoyons d'installer l'allumage progressif pour le réveil décrit dans le numéro 15. A 7 heures, tous les matins, la chaîne HiFi se met en marche, et la lumière de la chambre s'allume lentement en 10 minutes, et ceci sauf le week-end. C'est cela le confort.

- R₁ : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
- R₂ : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
- R₃ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R_{3'} : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₄ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₅ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₆ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₇ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₈ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₉ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₁₀ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₁₁ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₁₂ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₃ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₄ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₅ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₆ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₇ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₈ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₉ : 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₂₀ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R₂₁ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R₂₂ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R₂₃ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R₂₄ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R₂₅ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R₂₆ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R₂₇ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
- R₂₈ : 100 Ω (brun, noir, brun)
- R₂₉ : 100 Ω (brun, noir, brun)
- R₃₀ : 100 Ω (brun, noir, brun)
- P₁ : ajustable 1 kΩ



Liste des composants

R₃₁ : 100 Ω (brun, noir, brun)
 R₃₂ : 100 Ω (brun, noir, brun)
 R₃₃ : 100 Ω (brun, noir, brun)
 R₃₄ : 100 Ω (brun, noir, brun)
 R₃₅ : 100 Ω (brun, noir, brun)
 R₃₆ : 1 kΩ (brun, noir, rouge)
 R₃₇ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
 R₃₈ : 330 Ω (orange, orange, brun)
 R₃₉ : 330 Ω (orange, orange, brun)
 R₄₀ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
 R₄₁ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
 R₄₂ : 330 Ω (orange, orange, brun)
 R₄₃ : 330 Ω (orange, orange, brun)

C₁ : 1 000 μF 25 V
 C₂ : 68 nF
 C₃ : 100 μF 16 V
 C₄ : 47 nF
 C₅ : 100 μF 16 V
 C₆ : 100 μF 12 V
 C₇ : 47 pF
 C₈ : 47 pF
 C₉ : ajustable 2/6 pF
 C₁₀ : 1 000 μF 25 V
 C₁₁ : 0,1 μF
 C₁₂ : 2,2 μF 25 V
 C₁₃ : 47 pF
 C₁₄ : 10 nF

D₁ : 1N4004
 D₂ : 1N4004
 D₃ : 1N4004

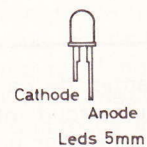
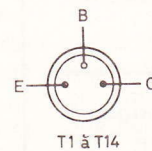
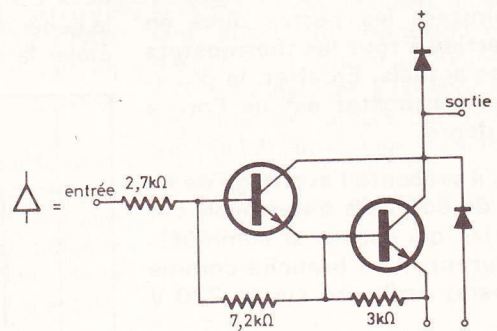
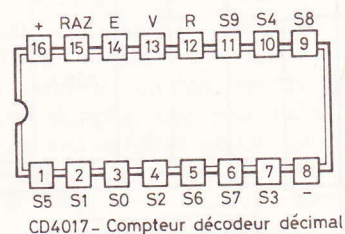
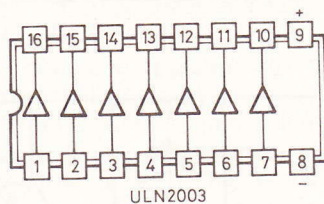
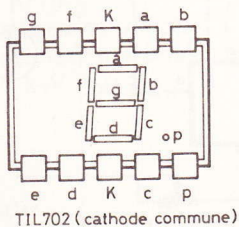
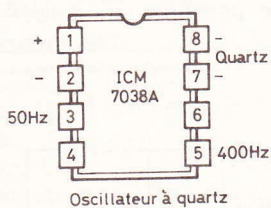
D₄ : 1N4004
 D₅ : 1N4004
 D₆ : 1N4004
 D₇ : 1N4148
 D₈ : 1N4148
 D₉ : 1N4148
 D₁₀ : 1N4148
 D₁₁ : zener 3,4 V 1/2 W
 D₁₂ : 1N4004
 D₁₃ : 1N4148
 D₁₄ : 1N4148
 D₁₅ : 1N4148
 D₁₆ : 1N4148
 D₁₇ : 1N4148
 D₁₈ : 1N4148
 D₁₉ : 1N4148
 D₂₀ : 1N4148
 D₂₁ : 1N4148

CI₁ : 7805 (5 V 1 A)
 CI₂ : ICM 7038A
 CI₃ : TMS 1122 NLL
 CI₄ : ULN 2003
 CI₅ : CD4017
 CI₆ : CD4017

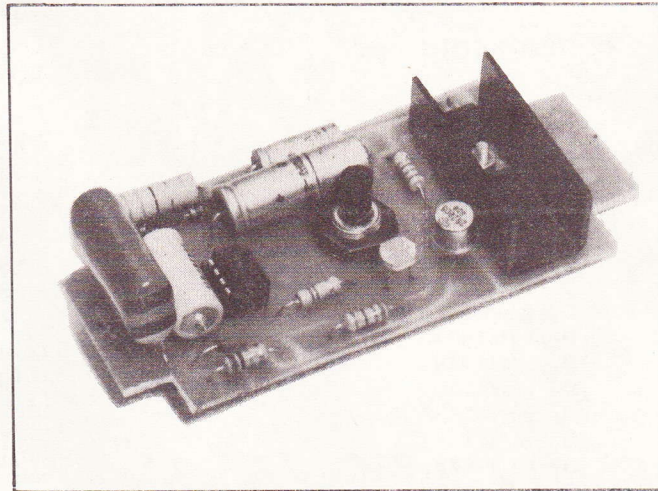
T₁ : 2N2222
 T₂ : BC108B
 T₃ : BC108B
 T₄ : BC108B
 T₅ : BC108B
 T₆ : BC109B

T₇ : BC109B
 T₈ : BC109B
 T₉ : BC109B
 T₁₀ : BC109B
 T₁₁ : BC109B
 T₁₂ : BC109B
 T₁₃ : BC109B
 T₁₄ : 2N1711

8 LED vertes 5 mm
 5 LED orange 5 mm
 8 LED rouges 5 mm
 4 afficheurs CC.TIL702
 23 poussoirs 1T type D6
 1 transfo 220 V/12 V 3,5 VA
 4 relais européens 12 V.2RT
 4 supports de relais
 1 refroidisseur pour TO220
 1 support DIL28
 3 supports DIL16
 2 porte-fusibles
 1 fusible 0,1A
 1 fusible 1A
 4 socles mistral (Legrand)
 1 pile 9 V
 1 coffret métallique (300 × 210 × 120, radio MJ)
 4 circuits imprimés
 Fils, visserie, picots, etc.
 Qz₁ : quartz 3,2768 MHz



Daniel ROVERCH



Le kit ASSO 2044 : thermostat de précision

DANS le cadre des économies d'énergies, ce thermostat électronique apportera à notre appareil de chauffage une précision qui économisera les pertes dues en grandes parties à tous les thermostats mécaniques actuels. En effet, la précision de ce thermostat est de l'ordre du 1/3 de degré.

De plus, il présente l'avantage de ne plus avoir de contacts à nettoyer, car c'est un triac qui assure la commutation du courant. Il se branche comme un thermostat ordinaire sur le 220 V alternatifs.

Description

L'élément essentiel de ce thermostat électronique est un circuit intégré 3708 commandé en tension par un pont diviseur constitué d'une résistance de 4,7 k Ω et d'une résistance CTP (à coefficient de température positif). La valeur de cette résistance augmente avec la température, ce qui crée une augmentation de la tension de commande du circuit intégré (broche 8).

Ce circuit 3708 comprend un générateur de rampes incorporé qu'il est possible de mettre en marche ou non grâce à deux composants extérieurs. En service, le générateur de rampes permet de mieux étaler la consommation de courant dans

le temps lorsque la température de seuil est atteinte. Hors de service, il assure au thermostat un fonctionnement en tout ou rien, comme un thermostat mécanique.

Un second avantage de ce circuit 3708 est de posséder un détecteur de

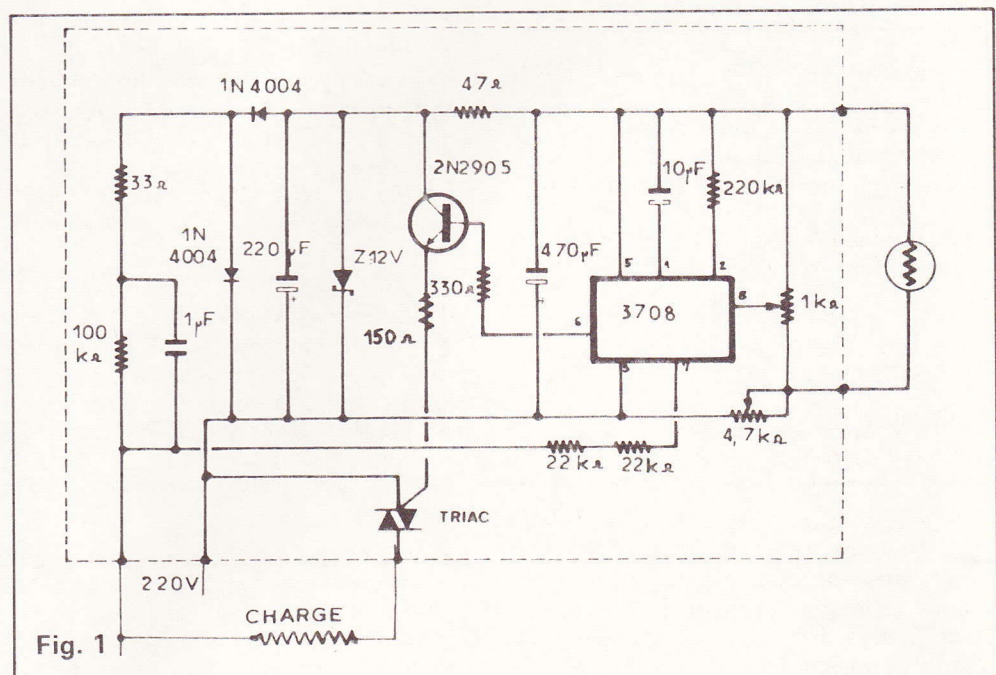


Fig. 1

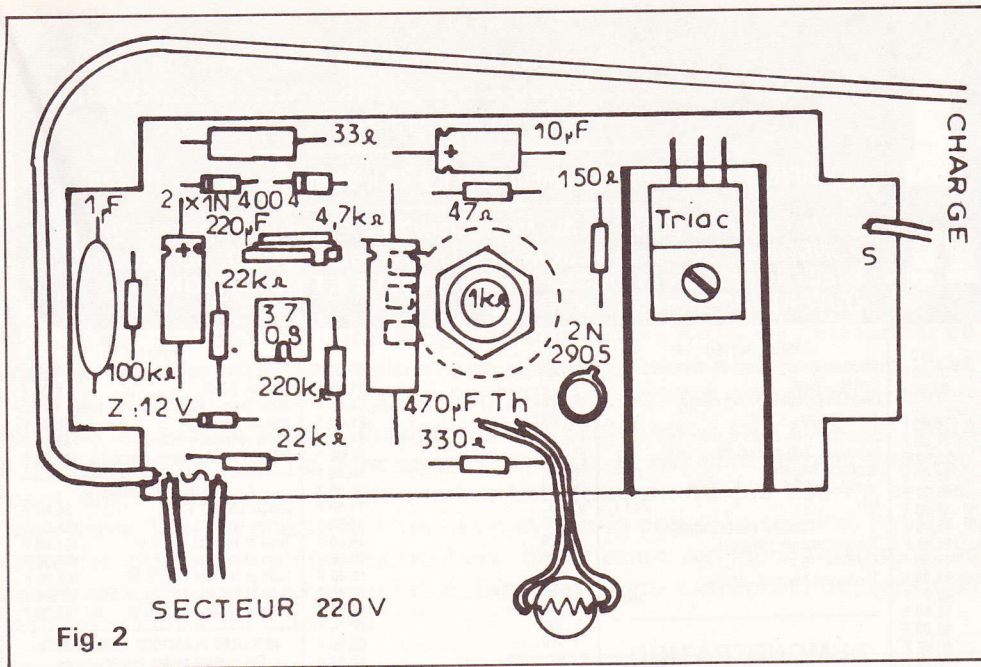


Fig. 2

passage par zéro qui déclenche la conduction du triac au passage par zéro du signal alternatif, supprimant ainsi tout parasitage haute fréquence propre aux ensembles à triacs.

En vous reportant au schéma de principe de la figure 1, vous pouvez constater que le triac est commandé par la sortie de ce circuit intégré, via un transistor PNP 2N2905. Le triac qui laisse passer le courant alternatif commande directement l'élément dont la température est à réguler : radiateur électrique, accélérateur de chaudière, élément chauffant de bain photographique, etc.

Caractéristiques techniques

- Tension d'alimentation : 220 V alternatifs.
- Sensibilité : $\pm 1/3$ de degré.
- Détecteur : CTP au silicium.
- Distance maximale thermostat-détecteur : 10 m.
- Puissance maximale : 1 500 W.
- Puissance maximale après modification : 5 kW.

Notice de montage

Repérez tout d'abord les éléments constitutifs de ce kit. Soudez en premier les résistances, les chimiques, les mylars, le triac et les diodes (attention au sens). Le triac sera fixé sur son radiateur avec une vis et un écrou.

Retourner le circuit et vérifier qu'aucun pont de soudure ne touche deux pistes contiguës. Placez un petit bout de fil nu à l'emplacement du condensateur de $10 \mu\text{F}$.

Cette modification transforme le fonctionnement du thermostat en tout ou rien (fig. 2).

Essai et étalonnage du thermostat

Alimentez l'appareil en 220 V, et branchez une ampoule électrique 220 V / 100 W à la sortie « charge ». Attention au branchement qui se fait en trois fils : deux pour le secteur et un pour la charge.

Tournez le potentiomètre pour le mettre au milieu de sa course. Branchez la CTP au silicium et faire allumer et éteindre la lampe en tournant la résistance ajustable de 4,7 k. La température de la pièce correspond donc au seuil d'extinction de la lampe.

Si vous disposez la lampe près de la CTP, sa simple chaleur suffit pour allumer et l'éteindre en fonction de la température dégagée. Cet essai vous permet de constater la faible inertie thermique de ce thermostat, puisque la lampe s'allume et s'éteint toutes les 2 ou 3 secondes lorsque la température programmée est atteinte.

L'étalonnage du potentiomètre se fait par comparaison avec un thermomètre ordinaire. Augmentez ou diminuez la température ambiante de votre pièce pour effectuer cet étalonnage.

Modification pour charge de 5 kW

Il est possible de modifier très légèrement ce thermostat, afin qu'il puisse commander une charge de 5 kW. Pour cela, employer un triac 400 V 15 A que vous fixerez sur un radiateur thermique.

Ce triac remplacera le triac d'origine, mais il vous faudra le placer à l'extérieur du circuit imprimé à cause de sa taille importante. Il vous faudra également relier la gâchette de ce triac avec un petit bout de fil que vous placerez dans le trou prévu pour la gâchette du triac d'origine. Quant à la charge vous la brancherez sur la patte de sortie de ce nouveau triac avec du fil électrique capable de supporter 25 A (4 mm² de section).

Installation du thermostat

Il n'est pas indispensable de placer ce thermostat électronique au même endroit qu'un modèle mécanique, puisque la CTP peut en être distante de 10 m. Il suffit donc de placer le circuit imprimé sur l'organe à contrôler : radiateur électrique, accélérateur de chaudière, élément chauffant, etc. Cette disposition vous évitera d'avoir à lui trouver un boîtier. Seule la CTP sera installée à un endroit adéquat : mur intérieur, arrière de radiateur, bain, etc. Quant au réglage de température, il se fera sur l'élément dont la température est à contrôler, et non à l'emplacement de la CTP.

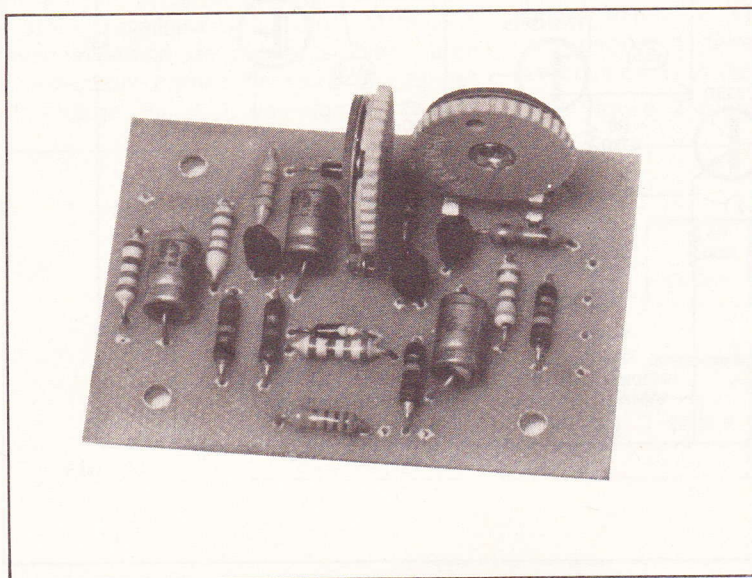
Conclusion

La précision de ce thermostat électronique va vous permettre d'obtenir une bien meilleure régulation de température que ce qu'il était possible d'obtenir avec les thermostats mécaniques usuels.

L'absence de contact électrique pouvant s'encrasser, la non création de parasites secteur, l'utilisation d'un circuit intégré hautement performant font de ce kit un montage attrayant, d'un prix raisonnable et simple à réaliser.

Utilisation des transistors MOS de puissance

L'UNE des caractéristiques les plus importantes d'un transistor, c'est son prix. Et dans le cas de transistors MOS de puissance, ce prix augmente très rapidement avec le produit « volts par ampères de drain ». Ainsi, les seuls types dont l'utilisation soit actuellement avantageuse sont ceux dont la dissipation, en exploitation courante, se limite à quelques watts. Et ce sont aussi ces types-là qui sont le plus couramment disponibles dans le commerce. Les deux montages décrits ci-dessous travaillent en classe B. L'un est à symétrie complémentaire, l'autre à symétrie quasi complémentaire. Leur description est accompagnée des bases de calcul qui permettent, notamment, une extrapolation vers des puissances plus importantes.



2 Amplis de 10 W classe B

Amplificateur à symétrie complémentaire

Le schéma fonctionnel de la **figure 1** montre que l'étage de sortie de cet amplificateur contient deux transistors de polarité différente. Dans leur circuit d'attaque, on a prévu une source à courant constant, ce qui permet de minimiser l'effet des variations accidentelles de la tension d'alimentation. Un préamplificateur d'entrée est nécessaire, d'une part pour qu'on puisse obtenir la puissance nominale de sortie (10 W) avec une tension

d'entrée de $1 V_{eff}$, et, d'autre part, du fait que la contre-réaction ne sera efficace que si on dispose d'une réserve de gain.

L'étude du schéma électrique de la **figure 2** montre que les transistors de sortie travaillent en « source commune ». Leur polarisation est obtenue par la chute de tension que produit, dans R_7 et R_{16} , une source à courant constant qui est constituée par T_2 . On obtient ainsi une stabilisation qui rend le courant d'alimentation, au repos, largement indépendant de la tension d'alimentation. Ce courant de repos s'ajuste par R_9 , résistance qui est à réduire au minimum de sa valeur

avant la première mise sous tension, car autrement on risque une destruction des transistors de sortie par excès d'intensité. Puis, on l'ajuste de façon à obtenir une intensité de repos totale de 25 mA.

Accessoirement, T_2 fait office d'amplificateur « gate commun », du fait qu'il est attaqué par T_1 sur sa source. La tension de sortie de T_2 est conduite sur le gate de T_3 via R_{13} , alors que C_2 , R_{12} et E_{15} constituent la liaison vers le gate de T_4 . On a choisi la valeur de R_{12} de façon à tenir compte du fait que la transconductance d'un « canal N » est toujours plus forte que celle d'un « canal P ».

Calcul de l'amplificateur à symétrie complémentaire

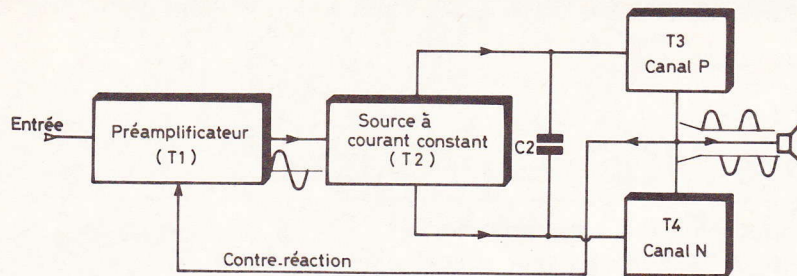


Fig. 1

Partant d'une puissance de 10 W dans une charge de 15 Ω, on trouve une tension de sortie de $V_s = \sqrt{10 \times 15} = 12,25 V_{eff}$, soit une tension crête à crête de $12,25 \times 2\sqrt{2} = 34,6 V$. En adoptant une tension d'alimentation de 45 V, on dispose donc d'une marge de 10,4 V, ce qui fait que la tension de déchet de chacun des transistors de sortie peut être de 5,2 V, quand leur intensité de drain, I_{D34} , atteint sa valeur de crête

$$I_{D34 \max} = V_s \times 1/2 / R_L = 1,15 A.$$

Cela correspond à une intensité d'alimentation de $I_{D34 \max} / \pi = 0,37 A$, pour l'étage de sortie.

Si on veut obtenir une **puissance de sortie plus forte**, il suffit de modifier l'étage de sortie car, dans le cas du transistor MOS, les étages d'attaque ne sont pas responsables de cette puissance. Ainsi, on peut obtenir 20 W dans $R_L = 8 \Omega$ ($C_3 = 3300 \mu F$) si on dispose de transistors admettant une intensité de drain d'au moins 2,25 A, et si cette valeur peut atteindre 4,5 A, on arrive à 40 W dans $R_L = 4 \Omega$ ($C_3 = 4700 \mu F$). Dans les deux cas, les intensités mentionnées doivent être garanties, par le fabricant, pour une tension de déchet de 4,5 V. Si cette tension de déchet était de 7 V, par exemple, soit 2,5 V de plus que prévu, pour chaque transistor, on peut s'en tirer en augmentant la tension d'alimentation de $2 \times 2,5 = 5 V$, soit 50 V pour la tension totale. La dissipation maximale sera de 25 W, par transistor, pour une puissance de sortie de 40 W.

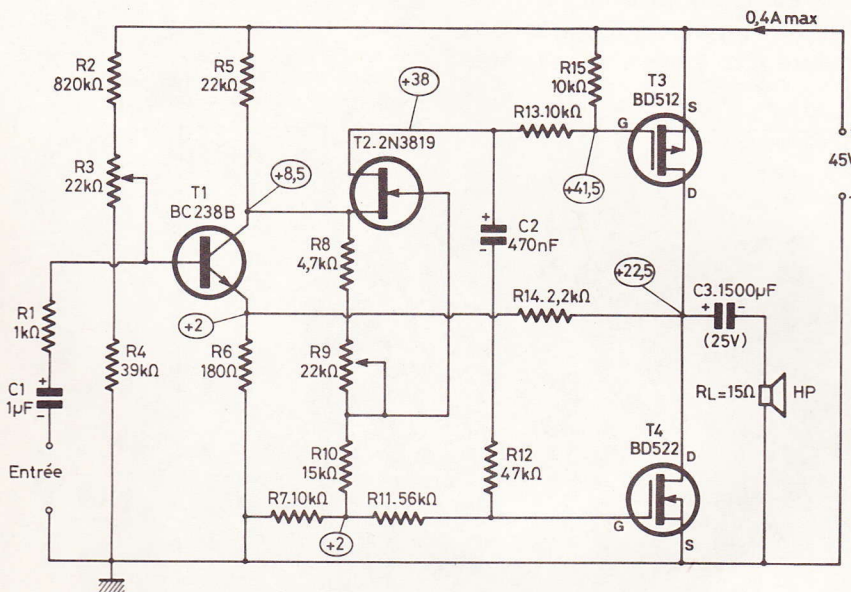


Fig. 2

L'étage d'entrée, T1, sert aussi de comparateur, puisqu'on amène le diviseur de contre-réaction (R_6, R_{14}) sur l'émetteur, alors que la base reçoit, par un diviseur (R_2, R_3, R_4) qui se réfère à la tension d'alimentation, un potentiel qu'on peut ajouter, par R_3 , de façon que la tension continue de sortie (drain T3, T4) soit exactement égale à la moitié de la tension d'alimentation.

La courbe de la **figure 3** montre que le taux de distorsion atteint 1 % à 7 W et 2 % au-delà de 10 W. Entre 30 Hz et 15 kHz, ce taux est largement indépendant de la fréquence. La fréquence supérieure de coupure est d'au moins 25 kHz.

Dans le cas le plus défavorable, chacun des transistors de sortie dissipe moins de 5 W. On peut donc se contenter d'un radiateur relativement petit, et qui peut être commun pour les deux transistors de sortie, puisque leurs drains se trouvent reliés.

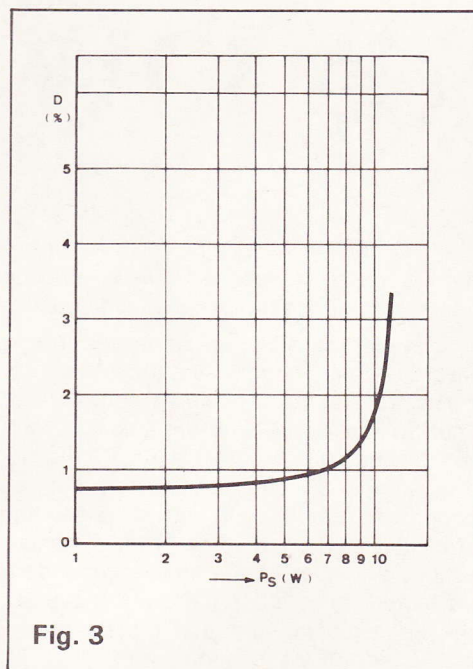


Fig. 3

L'utilisation d'une alimentation non stabilisée est parfaitement possible. Mais si une telle alimentation fournit 50 V quand l'amplificateur fonctionne à vide, et seulement 40 V en régime de puissance maximale, il est évident que cette puissance maximale sera moindre que la valeur calculée.

Le calcul des étages d'attaque n'est à reprendre que si on travaille avec une tension d'alimentation fortement différente de celle prévue pour le montage de la **figure 2**, ou avec des transistors de caractéristiques particulières. L'intensité de drain de T2, I_{D2} , est donnée par la tension de seuil de T4 (2 V dans le cas du BD522) et R_7 (10 kΩ), soit $I_{D2} = 2 V / 10 k\Omega = 200 \mu A$. Cette intensité sera fournie par T2 si on lui applique une polarisation négative de gate de -3 à -5 V. Prenant une marge de sécurité, on choisit $R_8 + R_9 = 5,4 V / I_{D2} = 27 k\Omega$.

Or l'hypothèse $I_D = 200 \mu A$ ne se confirmera que si T_3 et T_4 présentent des tensions de seuil identiques. Cela ne sera pas le cas, celle du « canal P » sera de 3,5 V environ, contre 2 V pour le « canal N ». La correction se fera de façon automatique, puisque le courant de collecteur de T_1 peut déterminer une fraction du courant de source, donc aussi du courant de drain de T_2 . On observe ainsi une chute de tension continue de 7 V environ sur $R_{13} + R_{15}$. Cette grandeur varie avec le signal, quand l'amplificateur fonctionne, et ces variations se trouvent transmises, par C_2 et R_{12} , sur le gate de T_4 , car la diode de protection de gate impliquerait alors un redressement, d'où variation de la polarisation.

Pour que l'équilibrage des tensions de seuil, décrit plus haut, puisse se faire dans de bonnes conditions et avec une marge suffisante, il convient de choisir l'intensité nominale de collecteur de T_1 , I_{C1} , nettement plus grande que l'intensité nominale I_{D2} et qui était de $200 \mu A$. Puisqu'il y a environ 36 V aux bornes de R_5 , on obtient cette condition en prenant $R_5 = 22 \text{ k}\Omega$, car cela mène à $I_{C1} = 36 \text{ V} / 22 \text{ k}\Omega = 1,6 \text{ mA}$.

Le gain en tension du montage sera déterminé, en première approximation, par le rapport $(R_{14} + R_6) / R_6$. Si on veut que la tension nominale de sortie, déterminée plus haut à 12,25 V_{eff} , puisse être obtenue avec une tension d'entrée de 1 V_{eff} , il faut donc prendre ce rapport égal à 12,25. Avec les valeurs du montage, on le trouve égal à 13,2, ce qui assure une petite marge. Par ailleurs, la contre-réaction due à R_{14} ne sera efficace que si cette résistance véhicule une intensité qui est grande devant celle d'émetteur de T_1 , c'est-à-dire grande devant 1,6 mA. Cette condition sera satisfaite si l'intensité dans R_{14} est voisine de 10 mA, et, puisqu'il y a plus de 20 V aux bornes de R_{14} , on y arrivera avec 2,2 $\text{k}\Omega$. Cette grandeur étant déterminée, on calcule R_6 par le rapport mentionné plus haut.

L'intensité dans R_6 se compose de celle d'émetteur de T_1 et de celle passant dans R_{14} , soit 11 mA environ, au total. La tension d'émetteur de T_1 sera donc de $11 \text{ mA} \times 180 \Omega \approx 2 \text{ V}$, et, comme dans tout transistor bipolaire, la tension de base excédera cette valeur de 0,7 V. Comme le gain en courant de T_1 sera supérieur à 200, son courant de base sera inférieur à $1,6 \text{ mA} / 200 = 8 \mu A$. Puisque l'intensité dans le diviseur $R_2 \dots R_4$ doit être au moins 5 fois plus grande, on la choisit égale à $50 \mu A$. En s'imposant des chutes de tension respectivement de 2 V pour R_4 , et de 1 V environ pour R_3 , ce qui laisse 43 V pour R_2 , on arrive aux valeurs indiquées dans la figure 2.

Amplificateur à symétrie quasi complémentaire

Le schéma fonctionnel de la figure 4 montre deux « canal N » dans l'étage de sortie. Ces transistors sont plus couramment disponibles que les « canal P » et, de plus, ils présentent des tensions de déchet plus faibles. Ainsi, c'est avec une tension d'alimentation de seulement 40 V qu'on arrive à obtenir les 10 W à 2 % de distorsion du montage précédent, et cette distorsion se réduit à 1 %, si on travaille sous 45 V. Cependant, ces performances nécessitent trois transistors dans le circuit d'attaque.

L'étude du schéma électrique, dans la figure 5, montre que le collecteur de l'étage de préamplification attaque, via C_3 et R_7 , simultanément l'émetteur de T_2 et la base de T_3 . Le premier de ces transistors travaillera donc sans, le second avec inversion de phase, si bien qu'on trouve, aux bornes de leurs résistances de charge (R_8, R_{12}), des signaux dont la

position de phase convient pour l'attaque de T_4, T_5 . Par R_7 , on peut répartir le signal d'attaque, entre T_2 et T_3 , de façon que les deux voies ($T_2 + T_4$ et $T_3 + T_5$) rendent pareillement les alternances qu'elles doivent amplifier, malgré leurs inévitables différences de gain. Et cela fonctionne si bien qu'on obtient déjà une sinusoïde presque parfaite, telle que l'oscillogramme de la figure 6 la montre, quand on travaille sans contre-réaction, c'est-à-dire en omettant T_1 et en attaquant le curseur de R_7 par un condensateur de liaison (de polarité opposée à celle dessinée, dans la figure 5, pour C_3).

C'est d'ailleurs dans ces conditions d'attaque directe qu'on a avantage à effectuer l'ajustage de R_7 , car le minimum de distorsion est alors facile à vérifier à l'oscilloscope, avec une triangulaire, ou même à l'oreille, si on dispose d'un générateur parfaitement sinusoïdal. Ce qui est encore mieux, c'est un distorsiomètre, car il permet de faire la mise au point en présence de T_1 et de la contre-réaction.

La figure 7 montre, à ce propos, le

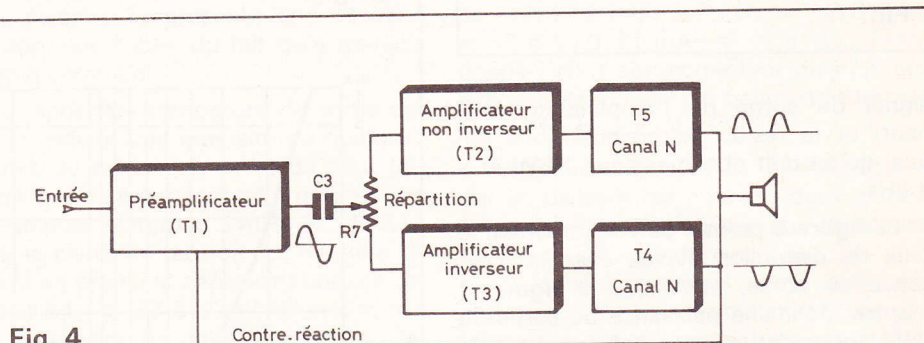


Fig. 4

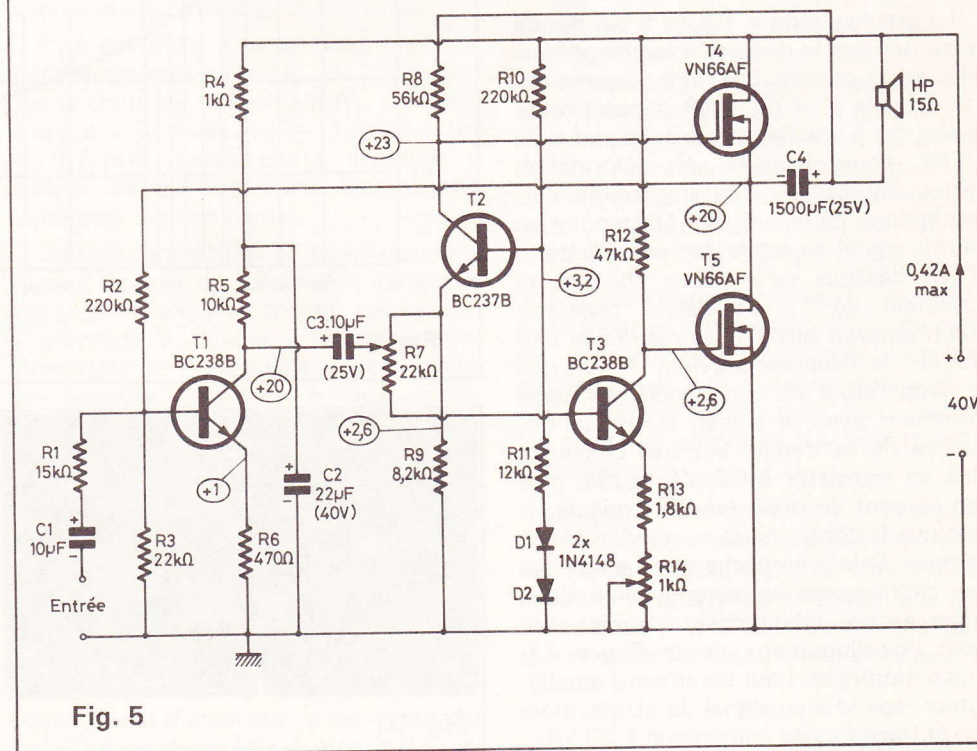


Fig. 5

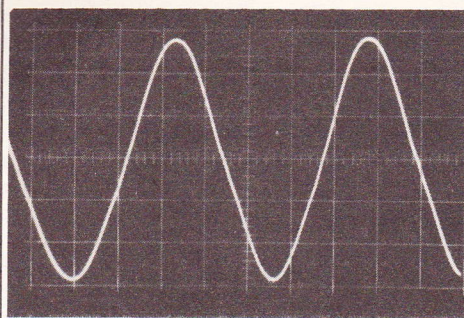


Fig. 6

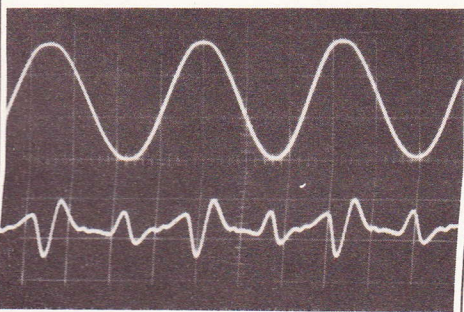


Fig. 7

signal de sortie de l'amplificateur (en haut) et le résidu distorsionométrique (en bas) qu'on doit observer pour 10 W et à 1 kHz.

La **figure 8** permet de voir comment le taux de distorsion évolue avec la puissance de sortie, alors que la **figure 9** montre, pour une puissance de sortie de 8 W, les variations que subit le taux de distorsion en fonction de la fréquence de fonctionnement.

Le graphique de la **figure 9** permet de constater que la distorsion augmente aux fréquences basses. Elle reste, cependant, assez faible pour qu'il soit nécessaire de descendre à une fréquence subsonique de 10 Hz, pour observer une déformation nettement visible. L'oscillogramme correspondant, dans la **figure 10**, montre en haut le signal de sortie de l'amplificateur, et en dessous celui qu'on observe au collecteur de T_1 . Le défaut constaté, qu'on pourrait qualifier de distorsion unilatérale de coupure, provient du fait que la température du semiconducteur varie fortement avec le signal, quand la fréquence de ce dernier est très basse, et plus un transistor MOS s'échauffe, plus son courant de drain tend à diminuer, si bien que la contre-réaction n'arrive plus à corriger. Cela n'empêche que l'amplificateur décrit passe les rectangulaires d'une façon encore relativement honnête, témoin l'oscillogramme de la **figure 11**, lequel montre en haut comment l'amplificateur répond à un signal de 30 Hz, alors que le tracé du bas correspond à 30 kHz.

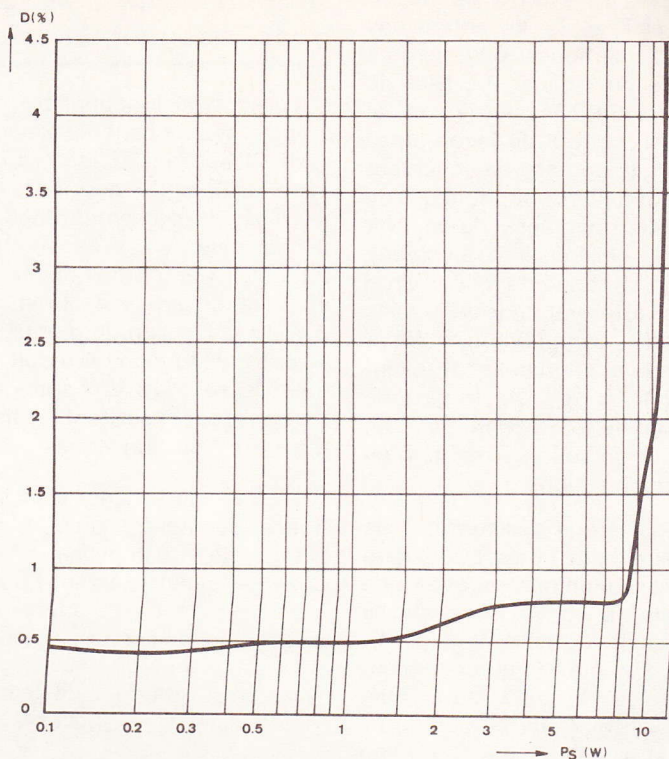


Fig. 8

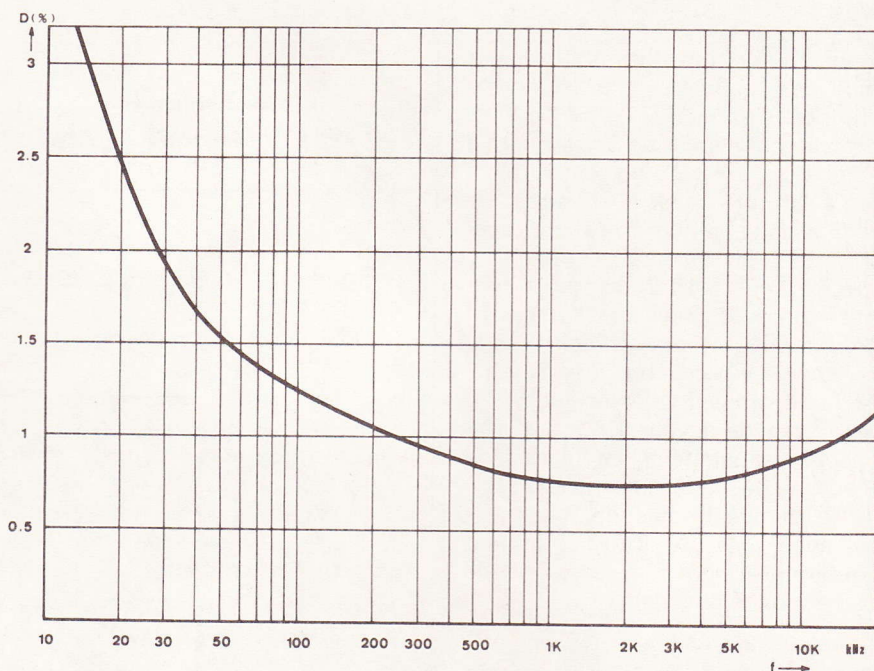


Fig. 9

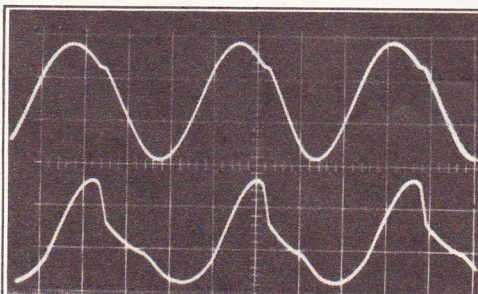


Fig. 10

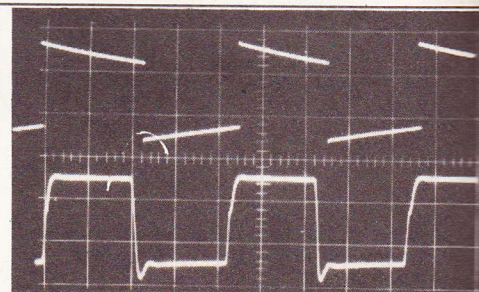


Fig. 11

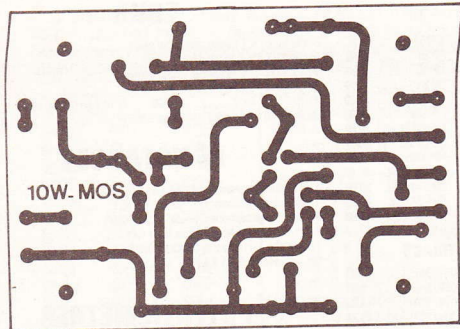
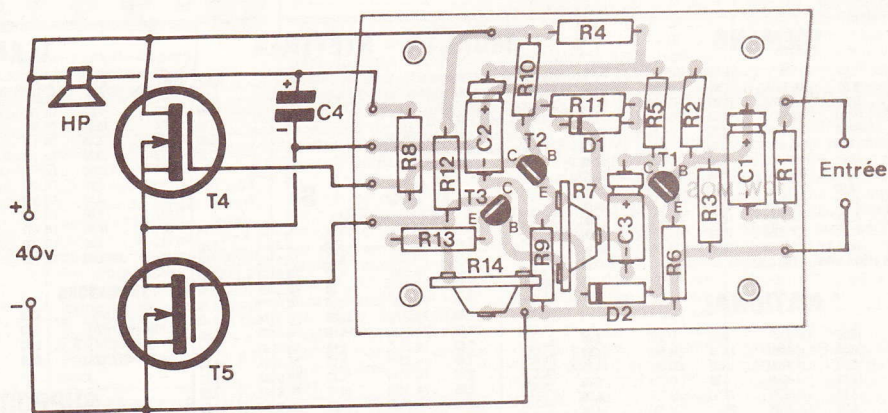


Fig. 12



Les transistors de sortie dissipent des puissances identiques à celles mentionnées précédemment, mais un radiateur commun n'est plus possible, sauf interposition d'isolant. Si on fait appel à des radiateurs distincts, on pourra se contenter de deux tôles d'aluminium de 30 cm², épaisses de 1,5 mm au moins.

La platine imprimée de la **figure 12** ne supporte que le « petit matériel », C₄ ainsi que les transistors de sortie étant disposés à part. Avant la première mise sous tension, on doit ajuster R₁₄ jusqu'à ce que l'intensité totale d'alimentation atteigne 60 mA. La tension au drain de T₅ doit alors être voisine de 20 V. Dans le cas contraire, il suffit de modifier R₈ en conséquence. L'ajustage de R₇ se fera, comme indiqué plus haut, en présence d'un signal d'entrée.

Calcul de l'amplificateur à symétrie quasi complémentaire

Pour les grandeurs de sortie (puissance, tension, intensité de crête dans les transistors de sortie), les données de l'exemple précédent restent valables. On peut donc **augmenter la puissance maximale de sortie**, jusqu'à 40 W au moins, en appliquant les valeurs élaborées pour cet exemple.

Pour le choix de la résistance de charge de T₃ (R₁₂), on peut se baser sur le fait que la fréquence de coupure du filtre constitué par R₁₂ et la capacité d'entrée de T₅ (30 pF), doit être grande devant la fréquence maximale que l'amplificateur doit être capable de passer. En s'imposant 100 kHz pour cette fréquence de coupure, on arrive à $R_{14} \leq 1/(30 \text{ pF} \times 2 \pi \times 100 \text{ kHz})$, soit $R_{14} \leq 53 \text{ k}\Omega$.

On prend la valeur normalisée immédiatement inférieure, soit 47 k Ω . Pour la résistance de charge de T₂ (R₈), une valeur plus grande (56 k Ω) peut être admise, puisque T₄ présente une capacité d'entrée plus faible, du fait qu'il travaille en drain commun.

Au repos, les transistors de sortie devront conduire une intensité de quelques dizaines de milliampères, et on peut admettre que cela correspond à une tension gate-source comprise entre 2 et 3 V. Ainsi, la chute de tension sur R₁₂ sera de 37,5 V en première approximation, ce qui conduit à $I_{C3} = 37,5 \text{ V}/47 \text{ k}\Omega = 0,8 \text{ mA}$ pour l'intensité de collecteur de T₃. Par un raisonnement semblable, l'intensité de collecteur de T₂ peut être déterminée comme étant égale à $I_{C2} = 0,31 \text{ mA}$.

Pour satisfaire à la condition de seuil mentionnée plus haut, $U_{GS} \geq 2 \text{ V}$, il faut que la chute de tension sur R₁₃ soit inférieure à 2 V. Avec R₁₃ = 1,8 k Ω et $I_{C3} = 0,8 \text{ mA}$, cette chute s'établit à 1,45 V, ce qui laisse une marge suffisante pour l'action de R₁₄.

Comme la stabilité du point de repos dépend du taux de contre-réaction que le montage présente en courant continu, on a avantage à donner à R₉, résistance d'émetteur de T₂, une valeur aussi grande que possible. Pour cela, on peut remarquer qu'on travaille en classe B, c'est-à-dire que T₃ et T₅ ne sont pas utilisés pendant les alternances positives de la tension de sortie. Ainsi, T₃ peut alors être saturé pendant que T₅ se trouve bloqué par l'application de cette tension gate-source dont le seuil avait été défini, plus haut, à 2 V.

Or, en régime de saturation, la tension de collecteur de T₃ sera pratiquement égale à celle d'émetteur, c'est-à-dire que les deux pourront être égales à 2 V, ce

qui implique que la tension de base de T₃, par rapport à la masse, sera de 2,6 V. Négligeant la chute continue dans R₇, on peut ainsi se fixer la tension d'émetteur de T₂ à 2,6 V, soit $R_9 = 2,6 \text{ V}/I_{C2} = 2,6 \text{ V}/0,31 \text{ mA} = 8,4 \text{ k}\Omega$. Etant donné l'effet autocorrecteur du montage à contre-réaction, on peut parfaitement utiliser $R_9 = 8,2 \text{ k}\Omega$.

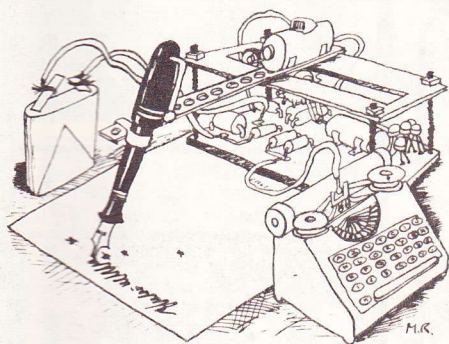
La tension de base de T₂ est obtenue par un diviseur qui contient deux diodes, D₁ et D₂. Ainsi, on corrige non seulement l'effet de température de T₂, T₃, mais aussi les répercussions d'une éventuelle variation de la tension d'alimentation, sur le point de fonctionnement de ces mêmes transistors.

Comme le gain en courant de T₂ sera supérieur à 200, l'intensité dans R₁₀ = 220 k Ω sera grande devant l'intensité de base de T₂. On peut donc admettre que cette même intensité, 37 V/220 k Ω = 170 μA , passe également dans R₁₁, D₁, D₂. Admettant une chute directe de 0,6 V pour chacune des diodes, il doit rester 2 V aux bornes de R₁₁, ce qui mène à $R_{11} = 2 \text{ V}/170 \mu\text{A} \approx 12 \text{ k}\Omega$.

Comme l'étage d'entrée, T₁, se trouve séparé par un condensateur (C₃) du reste du montage, ses grandeurs continues n'influent pas sur le fonctionnement de l'étage de sortie. On peut donc calculer les éléments entourant T₁ de la manière habituelle.

Le gain en tension de l'amplificateur est inversement proportionnel à la valeur de R₁. On pourrait également le calculer, mais comme cela serait nettement plus compliqué qu'une détermination expérimentale, un tel calcul serait bien peu rationnel.

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

SYNTHETISEUR BRUIT DE VAGUES

N° 30, Nouvelle Série, p. 83

L'implantation des éléments fait apparaître deux fois C_{15} . En fait, le plus

petit des deux est C_{17}
= 100 μF /25 V.

ANTIVOL AUTO-FARCEUR

N° 31, Nouvelle Série, p. 131

Sur la figure 1, C_2 a été inversé. Cette erreur se retrouve également dans l'implantation des éléments. La photo permet

de voir la position correcte ; les deux condensateurs sont montés tête-bêche.

ANTIVOL AUTO

N° 30, Nouvelle Série, p. 88

Plusieurs lecteurs ont constaté des déclenchements intempestifs. Pour éviter cela, il suffit de pla-

cer une résistance de 10 k Ω en série avec la borne (10) du circuit intégré.



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 — 1^{er} trimestre 1981 N° 596

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 Radioélectriques et Scientifiques.

Directeur de la Publication : A. LAMER. — Imprimeurs : SPI, EDICIS, LA HAYE-MUREAUX. — Commission paritaire 60165.

Attention ! Petite annonce, petit prix. Cède TMS 2716 (mono-tension) au prix unitaire 80 F et TMS 2732 à UPU de 180 F. Quantité limitée. Vds micro-ordinateur Texas, instrument TM 990/189 avec son alimentation (notice 800 pages en français), garantie 1 an sur facture. Prix : 2 000 F. Ecrire au journal.

A partir d'une photocopie, réalisez vos C.I. sur époxy (qualité professionnelle). Prix : 20 F/dm². Rivero, 153, rue Paradis, 13006 Marseille.

Partant de tous documents, réalisons vos C.I. sur V.E. : 19 F le dm² 1 face, 25 F 2 faces, film, étam, perçage compris. (Chèque à la commande + 5 F de port global). Imprelec Le Villard, 74550 Perrignier. Tél. (50) 72.42.41 ou 72.41.25.

LIQUIDATION DE STOCK COMPOSANTS ELECTRONIQUES URGENT

(Entre 30 % et 40 % mois cher)
Jusqu'au 30 avril 81
CONDITIONS DE LIQUIDATION
CONTRE 4 TIMBRES (à 1,40 F)

SODISCO
ELECTRONIQUE
25, RUE DES PERRONS,
78130 LES MUREAUX

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.

CHUBB

Filiale française du leader mondial de la sécurité
Nous recherchons pour faire face au développement de nos ventes

UN TECHNICIEN EN ELECTRONIQUE

NIVEAU BTS
Ayant quelques années d'expérience en études industrielles. Il sera chargé de la préparation des chantiers et de superviser les travaux d'installation. L'anglais est indispensable pour maîtriser les techniques nouvelles et les mettre en œuvre sur le marché français
Formation assurée. Lieu de travail : Paris. Petits déplacements
Adresser C.V. photo et prétentions à
CHUBB ALARMES ELECTRONIQUES
34, avenue Marceau, 75008 PARIS

Vds microord. KIM 1 : 1100 F, 2716 : 140 F, 2732 : 350 F, RAM 4116 : 60 F. Tél. 721.04.10.

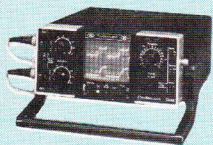
A partir d'une photocopie, réalisez vos C.I. sur V.E. (qualité professionnelle). Prix : 20 F/dm². Rivero, 153, rue Paradis, 13006 Marseille.

Etude, réalise CI 15 F/dm² et tout câblage électronique. Stukat-scu, 14, rue A.-Briand, appt. 11, 71100 Châlon-sur-Saône.

Réalise vos CI sur VE. 16 F le dm² (film, étam, perc.). Format max. : 18 x 24 cm. Envoi document + chèque + 2 F port/dm² à Simonneau J., route de Montbouy, 45290 Nogent-sur-Vernisson.

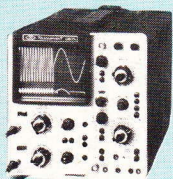
Circuits imprimés en 24 h à Paris. Epoxy le dm² : 18 F. Envoi ou dépôt, document + chèque + 1,80 F timbre/dm² : C.I. Delau, 12, av. de Verdun, 92120 Montrouge.

TELEQUIPMENT



D 32

• **Type D 32**
 2 voies, 10 MHz.
 Batteries incorporées.
Prix avec 2 sondes TP2 6 160 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 50 V/cm.
 Précision de mesure : 3 %.
 Balayage retardant, retardé et déclenché.
 Post-accelération 10 kV.
Prix avec 2 sondes TP2 9 580 F



DM 64

• **Type DM 64**
 2 voies, 10 MHz. Modèle à mémoire.
 Sensibilité 1 mV.
Prix avec 2 sondes TP2 12 800 F



Série D 1000

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

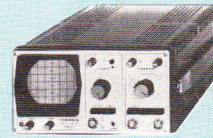
• **D 1010**
 2 x 10 MHz. Sensibilité 5 mV à 20 V/Division.
Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée 3 540 F

• **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 Y : 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



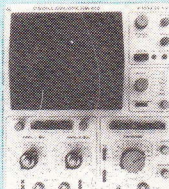
HM 312/8

• **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.

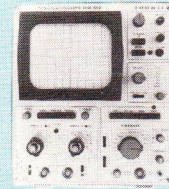
Équipements : 34 transistors, 2 circuits intégrés, 16 diodes, tube D 13 - 620 GH, alim. sous 2 kV. Secteur 110/220 V - 35 VA. Poids : 8 kg.
 Dim. : 380x275x210 mm.
Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 2 440 F

• **HM 412/4 - Double trace.** Écran de 8 x 10 cm 2x20 MHz.
AMPLI Y : 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 412/4

• **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. Somme des deux canaux. Différence par inversion du canal I. Dim. de l'écran 8x10 cm. Accél. 12 kV, graticule lumineux.
Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 5 830 F
 (Pour cet appareil, prévoir un délai.)



HM 512/8

VOC - TRIO
 (KENWOOD)

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



VOC 5



OC 975

metrix

• **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



OX 713

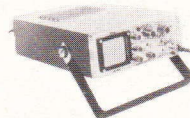
CENIRAD
 NOUVEAU! OC 975

Double trace 2 x 20 MHz
Prix de lancement 2 950 F

sinclair

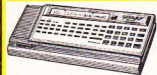
NOUVEAU : OSCILLO SC 110
 Dimensions de l'écran : 32 x 26 mm.
 Bande passante : DC à 10 MHz, ± 3 dB à 1 div.
 Sensibilité 10mV/div. à 50 mV/div. en 12 positions.
 Alimentation par piles (option batterie rechargeable + bloc secteur chargeur)
Prix 1 950 F

elc
PROMOTION SC 754
 0 à 12 MHz 5 mV
PORTABLE
 Base de temps déclenchée avec relaxation automatique en l'absence de signal étalonée 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.
 Avec interface pour magnéto. à K7. **1390 F**

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**
 Unité double de Floppy disques **9 800 F**
 Panier Interface comprenant alimentation et place pour 5 interfaces **NC**
 Plaque Interface Floppy 1 **050 F**
 Câble Floppy **NC**

• Extension 28K **1 500 F**
 Master disquettes **NC**
 — Imprimante SHARP : 80 caractères-ligne, 40 caractères élargis, 226 caractères imprimables, 1,2 ligne/sec **6 700 F**
 Interface imprimante **NC**

En démonstration 12, rue de Reuilly, 75012 PARIS

DEMANDEZ LE NOUVEAU CATALOGUE DECEMBRE 1980
 182 pages abondamment illustrées de COMPOSANTS ELECTRONIQUES, PIECES 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