

8 f

édité par le Haut-Parleur

N° 33 - NOUVELLE SERIE

DECEMBRE 1980

électronique pratique

Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Applications

sommaire détaillé p.3

*un simple commutateur
marche/arrêt*

*carrefour
pour modèles réduits*

*montage
autour d'une calculatrice*

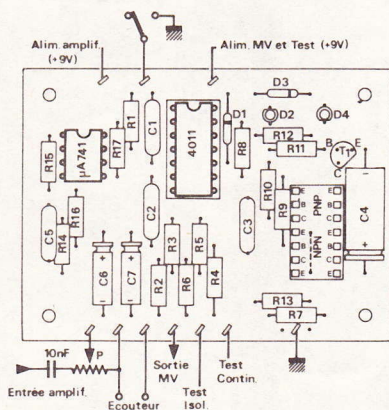
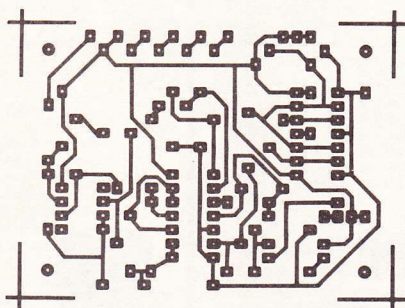
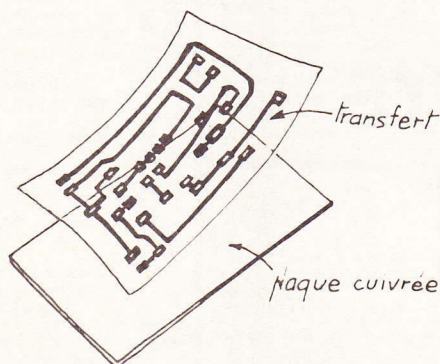
*compte-tours
pour circuits routiers*

électronique pratique

REVUE
MENSUELLE

N° 33
DÉCEMBRE

sommaire



LE MOIS PROCHAIN, UN TRANSFERT
CADEAU, POUR REALISER
UN APPAREIL DE MULTI-MESURES

Réalisez vous-mêmes

- 74 Des applications d'une calculatrice de poche : le boîtier « calculatrice »
- 107 Le boîtier « mémoire de transfert »
- 83 Un préamplificateur stéréo pour magnéto-cassette auto
- 88 Un compte-tours pour circuit routier miniature
- 97 Un jeu de « Boole » ou déduction
- 102 Un simulateur pour carrefour
- 119 Un commutateur marche/arrêt simplifié
- 129 Un posemètre d'agrandisseur simple et compact
- 135 Une alimentation 0/30 V 1,5 A
- 145 Un autre posemètre, mais automatique

En kit

- 140 Les « HOBBY KITS » PANTEC
- L'alimentation stabilisée
- L'amplificateur stéréophonique 2 x 10 W

Pratique et initiation

- 121 Dix circuits de commutation à MOS de puissance
- 125 Pour en savoir plus sur les MOS de puissance
- 153 Les condensateurs du papier métallisé

Divers

- 184 Page abonnement
- 185 Nos lecteurs

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

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

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

Avec la participation de R. Knoerr, Amounou, D. Roverch, M. Isabel, G. Blanchard, B. Roux, M. Archambault, H. Schreiber, R. Cet.

La Rédaction d'Électronique 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

ABONNEMENTS : Abonnement d'un an comprenant : 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE - Prix : France : 70 F. Etranger : 110 F

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

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

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

En nous adressant votre abonnement précisez sur l'enveloppe « SERVICE ABONNEMENTS », 2 à 12, RUE BELLEVUE, 75940 PARIS CEDEX 19.

Important : Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal - Prix d'un numéro 8 F

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

ELECTRONIQUE PRATIQUE N° 33 – DECEMBRE 1980

| | |
|---|---|
| 1 | |
| 2 | 4 |
| 3 | 5 |

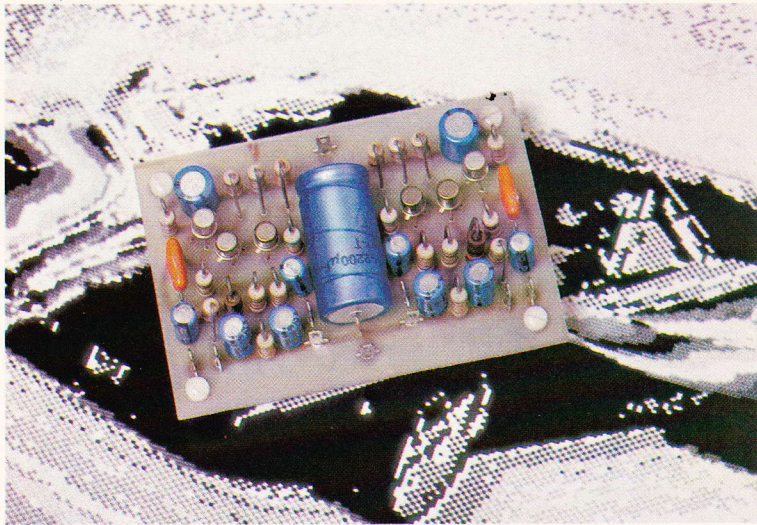


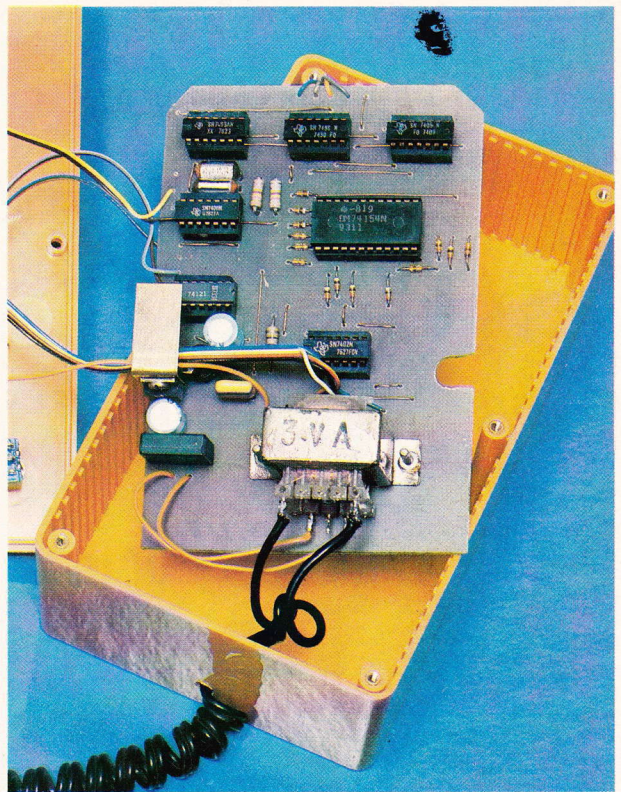
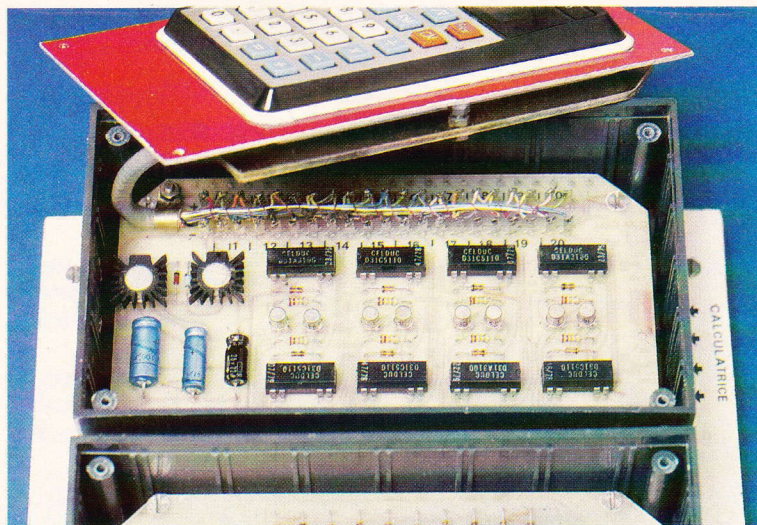
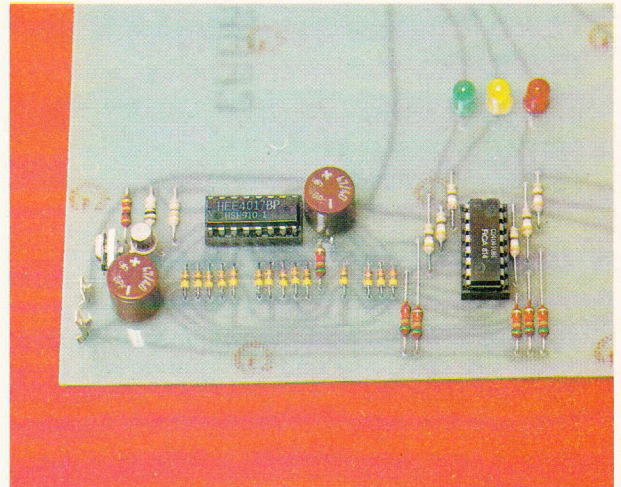
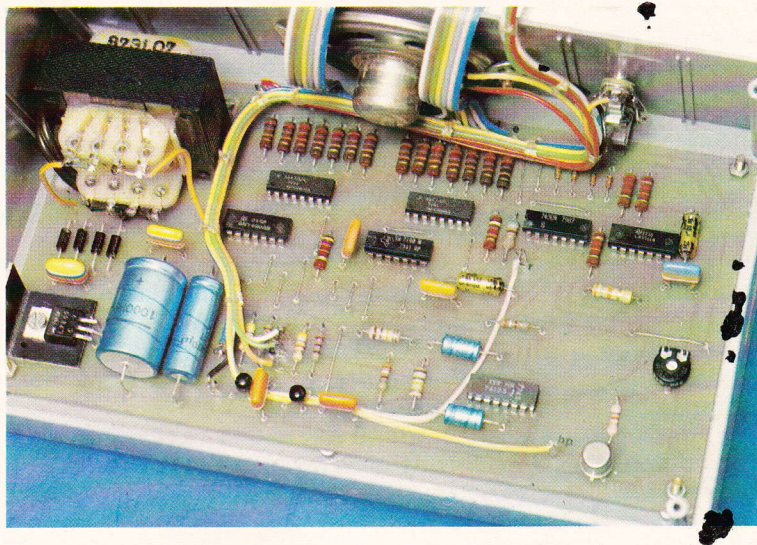
Photo 1. – Préamplificateur stéréophonique pour lecteur de cassette (p. 83).

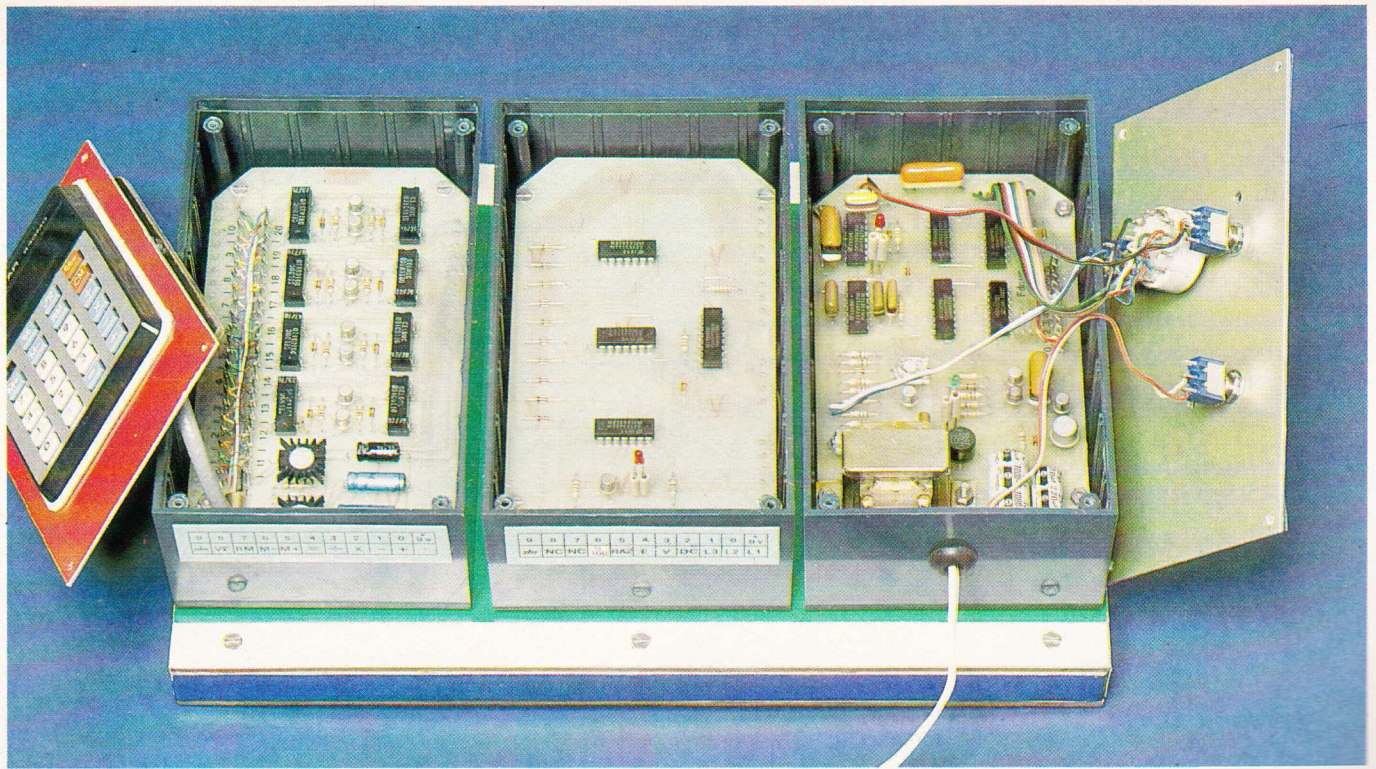
Photo 2. – Un compte-tours pour circuit routier miniature (p. 88).

Photo 3. – Des applications d'une calculatrice de poche (p. 74).

Photo 4. – Un simulateur de carrefour (p. 102).

Photo 5. – Un jeu de Boole ou de déduction (p. 97).

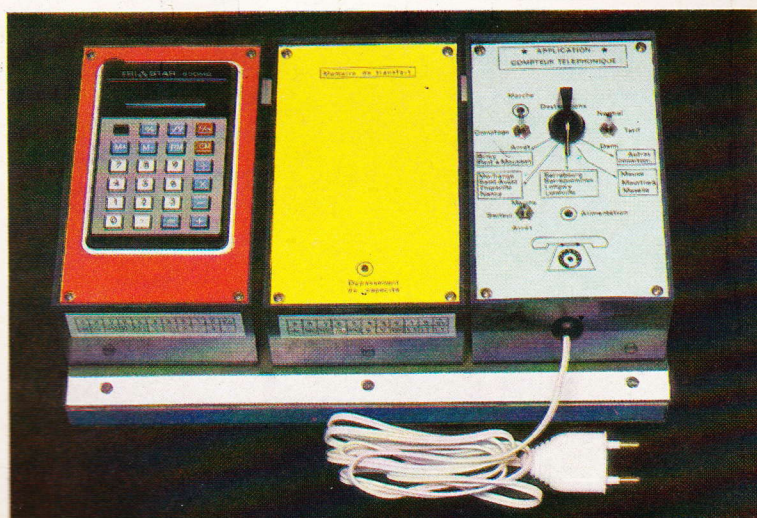




PLUSIEURS articles déjà parus dans notre revue ont décrit des réalisations simples basées sur l'utilisation de calculatrices de poche. Ces petits boîtiers, véritables mini-ordinateurs, permettent à l'amateur électronicien la construction de maquettes originales dont le fonctionnement fait appel à des notions pouvant dépasser le stade du seul comptage. En particulier, et moyennant la mise en œuvre d'une logique annexe, il est possible d'automatiser un certain nombre de calculs élémentaires dont les données numériques nécessaires peuvent être fournies à la calculatrice par un processus également automatisé, cyclique ou non. En conséquence et grâce au système d'affichage propre de la calculatrice, toutes sortes de résultats numériques peuvent ainsi être rendus disponibles, dans les domaines les plus variés.

A titre d'exemple, voici quelques-unes des possibilités d'application : ● Calcul de la vitesse instantanée d'un train miniature (ou d'une voiture sur circuit routier) directement exprimée, à l'échelle réelle, en kilomètres par heure. ● Compteur téléphonique à affichage direct en francs et centimes. ● Détecteur de mensonges... ● Calcul de la vitesse de rotation d'un moteur. ● Chronomètre de précision. ● Calcul permanent de la vitesse moyenne d'une automobile, etc.

Dans le présent article, nous nous bornerons, dans un premier temps, à décrire la réalisation de modules en quelque sorte « universels ». Ces modules de base seront utilisés avec des modules « application » qui feront l'objet d'un certain nombre d'articles ultérieurs.



Des applications d'une calculatrice de poche

Le principe de la construction « modulaire »

Le but recherché étant la possibilité d'obtenir plusieurs applications différentes, le principe retenu réside dans la construction de certains éléments universels et communs à toutes ces applications.

Ces éléments sont les suivants :

- A – Le module « Calculatrice ».
- B – Le module « Mémoire de transfert à 3 chiffres significatifs »
- C – Le support commun des boîtiers.

Les modules A et B sont incorporés dans deux boîtiers Teko P/3. Ces boîtiers sont munis de connecteurs femelles, directement embrochables sur des contacts « mâles » fixés sur le support commun des boîtiers. Ce dernier peut ainsi recevoir trois boîtiers Teko P/3 : les boîtiers A et B, et, par la suite un troisième P/3 qui sera le boîtier « application » dont la mise en œuvre restera spécifique à une application précise.

A – MODULE « CALCULATRICE »

I – Le principe

Il consiste à commander, de façon électronique, la réalisation de chiffrages et d'opérations élémentaires et ceci, bien entendu, sans avoir à se servir des touches d'origine de la calculatrice. En d'autres termes, il s'agit de substituer au clavier de commande, un dispositif réalisant les mêmes opérations que celles que l'on effectue habituellement à l'aide du doigt ; ce dispositif pouvant fonctionner à l'aide de courants de commande « faibles ». Parallèlement à cette commande un système d'alimentation permettra le fonctionnement de la calculatrice.

a) La calculatrice

Il s'agit d'un modèle très courant, d'un prix d'achat relativement modeste, (44 F) à affichage lumineux disponible dans la plupart des magasins et super-marchés. Il est cependant indispensable qu'elle

comporte une mémoire M+ et M-, en plus des quatre opérations. Le modèle utilisé par l'auteur fonctionnait à l'origine à l'aide d'une pile de 1,5 V. Etant donné le montage d'une alimentation séparée, la pile devient, bien entendu, inutile. Au cas où le lecteur dispose d'une calculatrice fonctionnant sous 9 V, il suffit de ne pas réaliser l'alimentation 1,5 V prévue dans la configuration du circuit imprimé étant donné que l'ensemble des modules, fonctionne justement sous 9 V.

Enfin, il est également indispensable que cette calculatrice soit démontable de façon à avoir facilement accès aux liaisons qui relient le circuit imprimé du clavier à celui comportant l'unité centrale de calcul et l'affichage. Généralement, ce nombre de liaisons est voisin de la quinzaine.

b) Principe de fonctionnement du boîtier (fig. 1)

Ainsi que nous le disions au début de cette description, il s'agit d'établir les liaisons cohérentes par l'établissement de contacts électriques branchés en parallèle

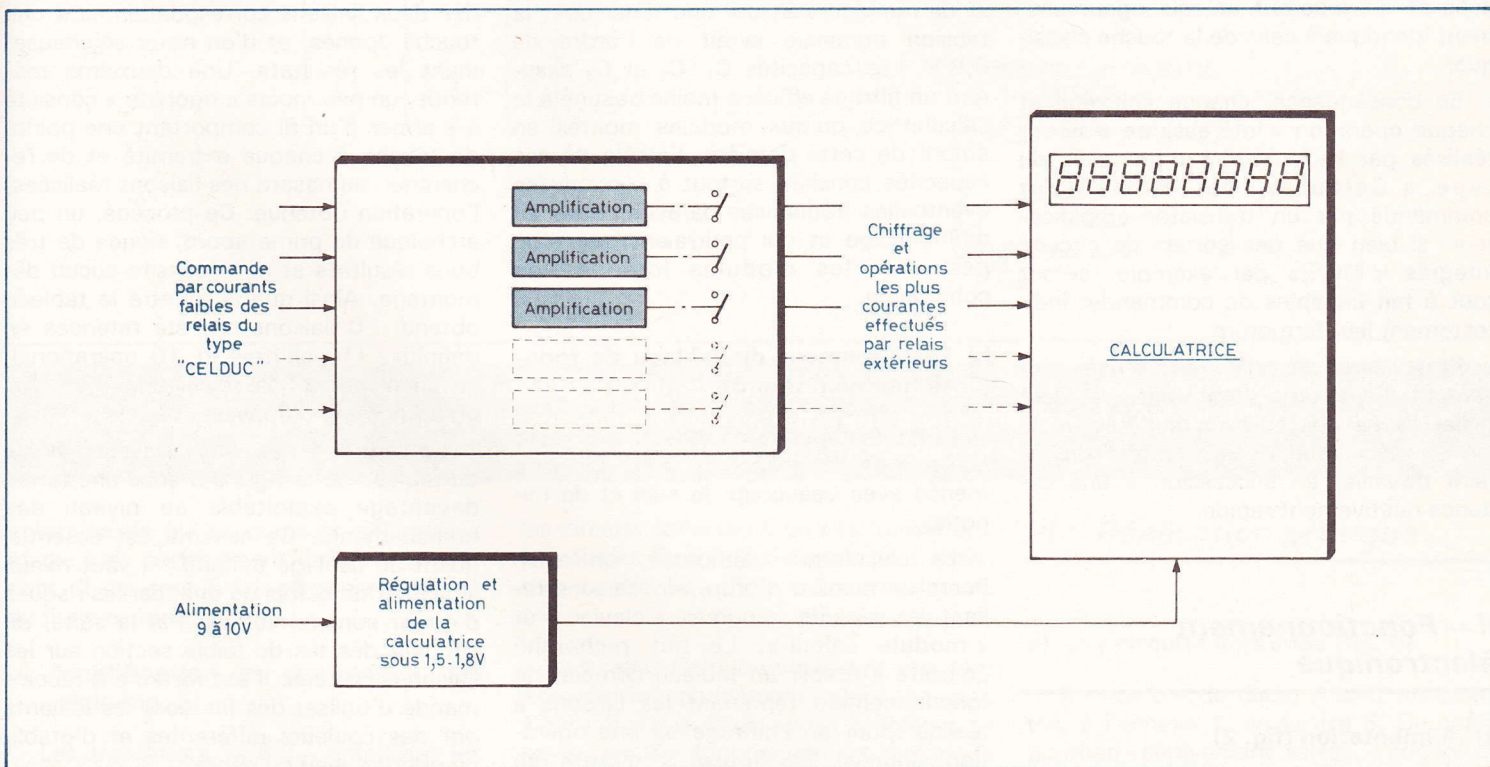


Fig. 1. – Synoptique de fonctionnement du boîtier calculatrice qui servira notamment à plusieurs applications telles que le calcul de la vitesse instantanée d'un train miniature et le calcul du prix de revient d'une communication téléphonique.

sur les touches du clavier de commande. La première idée qui vient à l'esprit est naturellement de réaliser ces contacts à l'aide de transistors fonctionnant en « tout ou rien ». Malheureusement l'expérience montre très rapidement qu'une telle disposition ne convient pas et ceci pour deux raisons :

– Les courants pulsés (car les calculatrices fonctionnent toutes suivant le principe du « multiplexage ») présentent des polarités précises suivant l'opération à réaliser. Le transistor étant un composant polarisé, son utilisation se révèle problématique.

– Dans un transistor, il y a superposition des courants de commande et d'utilisation au niveau de l'émetteur (émetteur commun) ce qui conduirait à monter tout un réseau de diodes anti-retour. Or cette solution ne peut convenir étant donné les chutes de tension introduites par ces diodes, au niveau des liaisons.

En définitive, la solution sûre et fiable consiste à établir ces liaisons, en s'affranchissant des inconvénients énumérés ci-dessus, par l'utilisation de relais miniaturisés et qui joueront un rôle rigoureusement identique à celui de la touche classique.

En conséquence, chaque chiffrage et chaque opération « intéressante » seront réalisés par la fermeture d'un relais du type « Celduc », ce relais étant commandé par un transistor amplificateur, si bien que des sorties de circuits intégrés « MOS » par exemple, seront tout à fait capables de commander indirectement leur fermeture.

Par ailleurs, ces relais miniaturisés présentent l'avantage important, vu leur taille, de ne posséder qu'une très faible inertie mécanique ce qui permet de les faire travailler en succession à une cadence relativement rapide.

II – Fonctionnement électronique

a) Alimentation (fig. 2)

La calculatrice utilisée fonctionnant sous une tension de 1,5 V alors que l'ensemble du montage des modules se trouve alimenté sous 9 V, il est nécessaire d'abaisser la tension d'alimentation

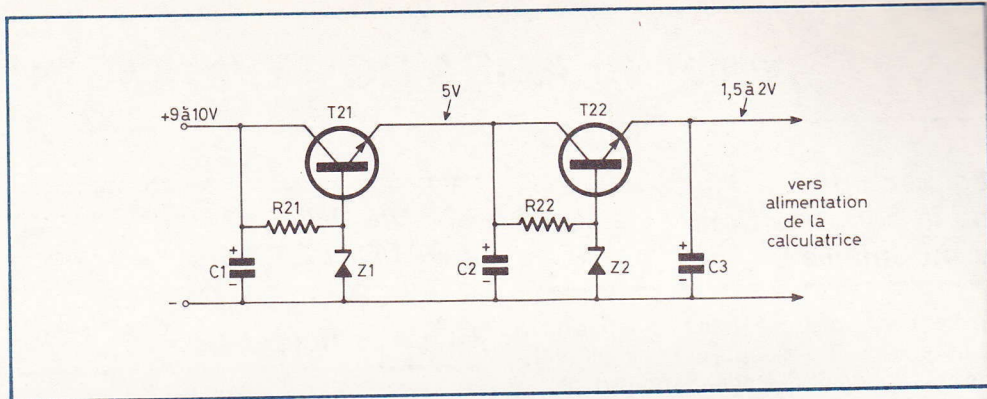


Fig. 2. — Exemple d'application de la calculatrice utilisée dans la présente description et fonctionnant sous une tension d'alimentation de 1,5 à 2 V.

à 1,5 V. La consommation de la calculatrice représente un courant de l'ordre de 100 mA. En conséquence, il est nécessaire de procéder à cet abaissement de potentiel en deux étapes : une première de 9 à 5 V et une seconde de 5 à 1,5 V, pour des raisons de stabilité et de dégagement de chaleur au niveau des transistors T_{21} et T_{22} . Ces deux derniers sont d'ailleurs coiffés d'ailettes de refroidissement. L'alimentation représentée en figure 2 est du type tout à fait classique et désormais bien connue de nos lecteurs. Au cas où la tension d'alimentation de la calculatrice serait de 6 V (autre valeur courante), il suffirait de ne pas monter T_{22} et de remplacer Z_1 par une zéner dont la tension nominale serait de l'ordre de 6,8 V. Les capacités C_1 , C_2 et C_3 assurent un filtrage efficace moins destiné à la calculatrice qu'aux modules montés en amont de cette dernière. Le rôle de ces capacités consiste surtout à éliminer les éventuelles fréquences parasites dues au multiplexage et qui pourraient gêner ou perturber les modules logiques de commande.

b) Etablissement du tableau de fonctionnement (fig. 3)

C'est une opération fondamentale pour la suite de la réalisation ; elle doit être menée avec beaucoup de soin et de minutie.

La calculatrice démontée, on attribuera un numéro d'ordre aux liaisons reliant les circuits imprimés « clavier » et « module calcul ». Le but recherché consiste à établir un tableau complet de fonctionnement reprenant les liaisons à réaliser pour un chiffrage ou une opération donnée. La figure 3 montre un exemple de résultats obtenus. Bien entendu, ce tableau peut être différent d'une marque de calculatrice à l'autre ; mais ceci n'a aucune importance. Pour mener ce travail de déchiffrage à bonne

fin, deux méthodes sont possibles. La première de ces méthodes (et qui se trouve être la plus rigoureuse), consiste à démonter le circuit imprimé du clavier de commande, en veillant surtout à ce que les touches restent en place, afin de ne pas rencontrer de problèmes de remontage quant à la place qu'occupait par exemple la touche M+ ou la touche 9. Pour plus de sécurité, il est bon, au préalable, d'exécuter sur une feuille de papier un dessin représentant la configuration et les positions relatives des touches. Arrivé à ce stade, il suffit de s'armer de beaucoup de patience et de rechercher par lecture du circuit imprimé, les numéros des deux liaisons correspondantes à une touche donnée, et d'en noter soigneusement les résultats. Une deuxième méthode, un peu moins « rigoriste » consiste à s'armer d'un fil comportant une pointe de touche à chaque extrémité et de rechercher, au hasard des liaisons réalisées, l'opération obtenue. Ce procédé, un peu archaïque de prime abord, donne de très bons résultats et ne nécessite aucun démontage. Ainsi que le montre le tableau obtenu, 20 liaisons ont été retenues en définitive (10 chiffres et 10 opérations), ce choix permet la réalisation d'un très grand nombre d'applications.

La figure 4 est la transcription fidèle du tableau de la figure 3 sous une forme davantage exploitable au niveau des branchements. Ce schéma est essentiel quant au câblage définitif ; il vaut mieux le vérifier deux fois qu'une, car les risques d'erreur sont nombreux. Par la suite, on soudera des fils de faible section sur les liaisons retenues. Il est fortement recommandé d'utiliser des fils dont les isolants ont des couleurs différentes et d'établir un petit tableau du genre :

- Liaison n° 1 : gris
- Liaison n° 2 : vert, etc.

Il existe, notamment en téléphonie, des câbles blindés ou non, contenant une

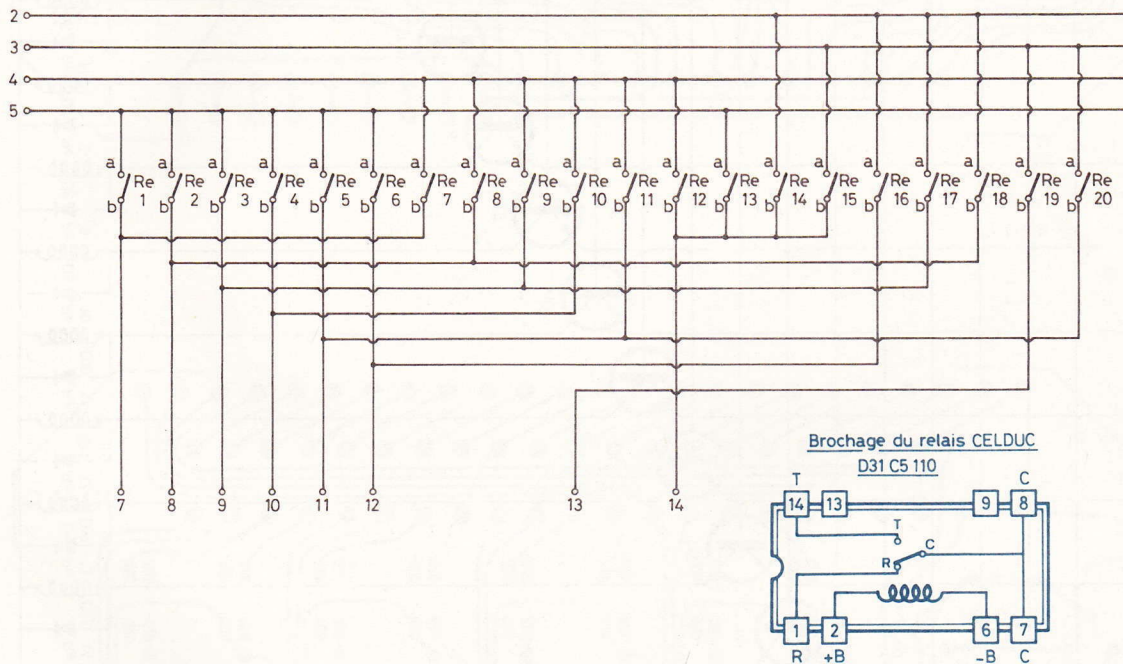
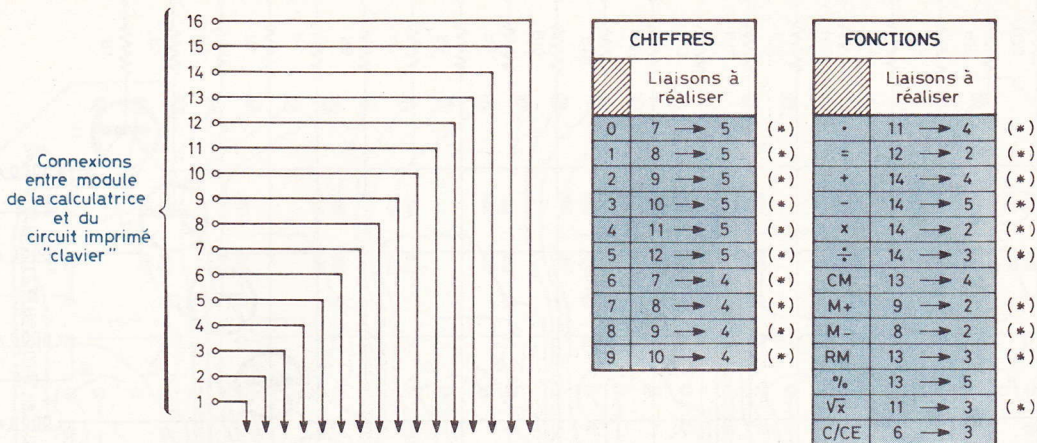


Fig. 3. et 4. — Etablissement du tableau de fonctionnement de la calculatrice avec repérage des diverses liaisons. Attention, le tableau ci-dessus peut s'avérer différent d'une marque de calculatrice à une autre. Transcription du tableau sous forme de contacts.

quinzaine de fils de couleurs différentes, et qui font parfaitement l'affaire. Cependant, il est tout à fait possible d'utiliser du fil en nappes.

c) Amplification et commande des relais (fig. 5)

Les transistors T₁ à T₂₀ amplifient les courants de commande acheminés à leur base par les résistances R₁ à R₂₀, si bien que peu de puissance se trouve nécessaire pour commander la fermeture des relais dont les bobines sont insérées dans

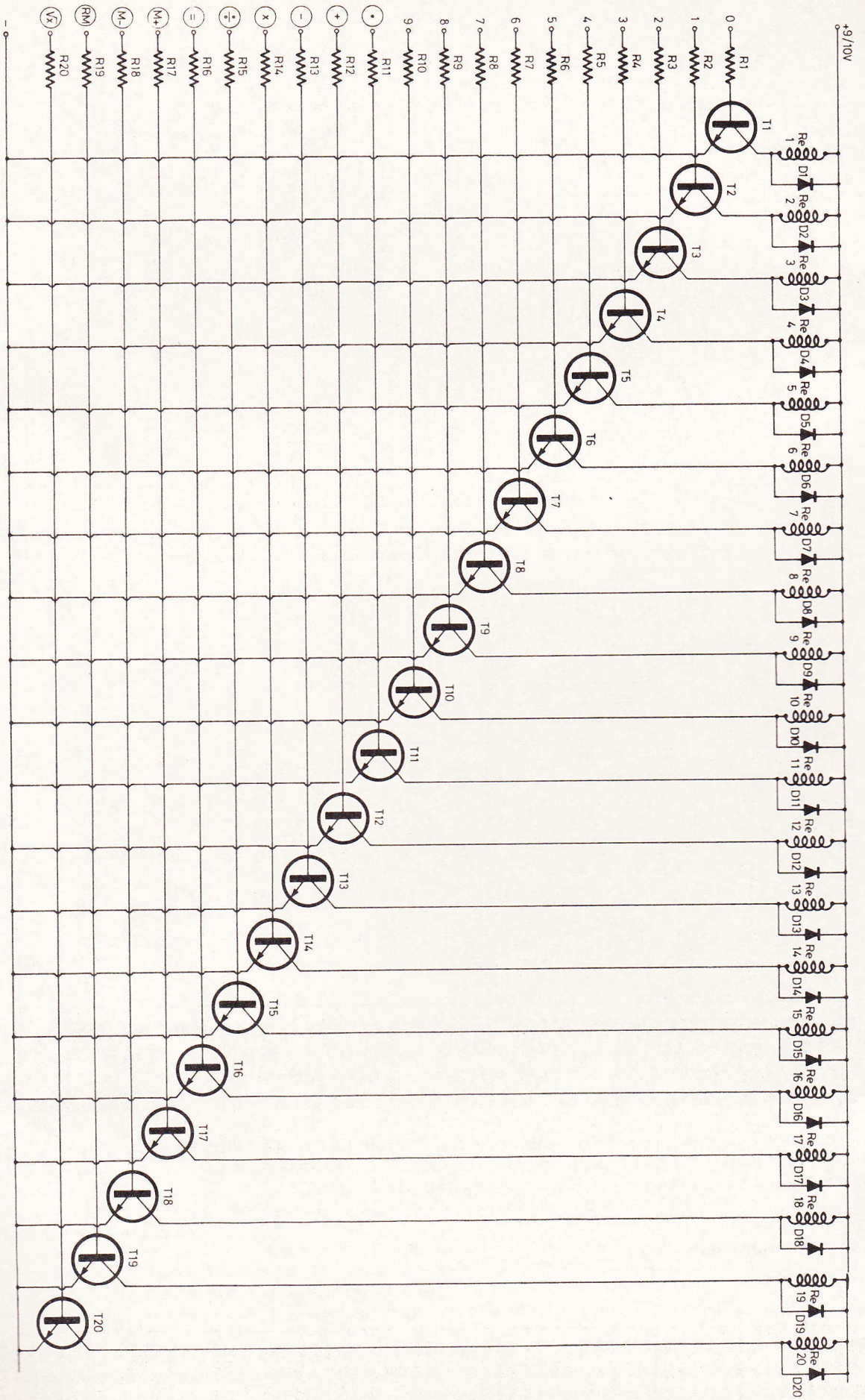
les circuits collecteurs de ces transistors. Les diodes D₁ à D₂₀ protègent les transistors contre les effets de surtension de self.

Les relais Celduc utilisés ont une tension de fonctionnement allant de 6 à 12 V ; il n'y a donc aucun problème au niveau de leur fonctionnement lorsque la tension utilisée est de l'ordre de 9 à 10 V, d'autant que, comme on le verra par la suite, les temps d'attraction des palettes mobiles sont inférieurs à la seconde.

III — Réalisation pratique

a) Les circuits imprimés (fig. 6)

Au nombre de deux, il sont représentés, à l'échelle 1, en figure 6. De configuration relativement serrée, l'emploi du crayon feutre pour ce cas précis est à proscrire. Il vaut mieux avoir recours à l'utilisation de bandelettes adhésives de 0,5 de largeur et de pastilles de transfert ou encore à la méthode photographique.



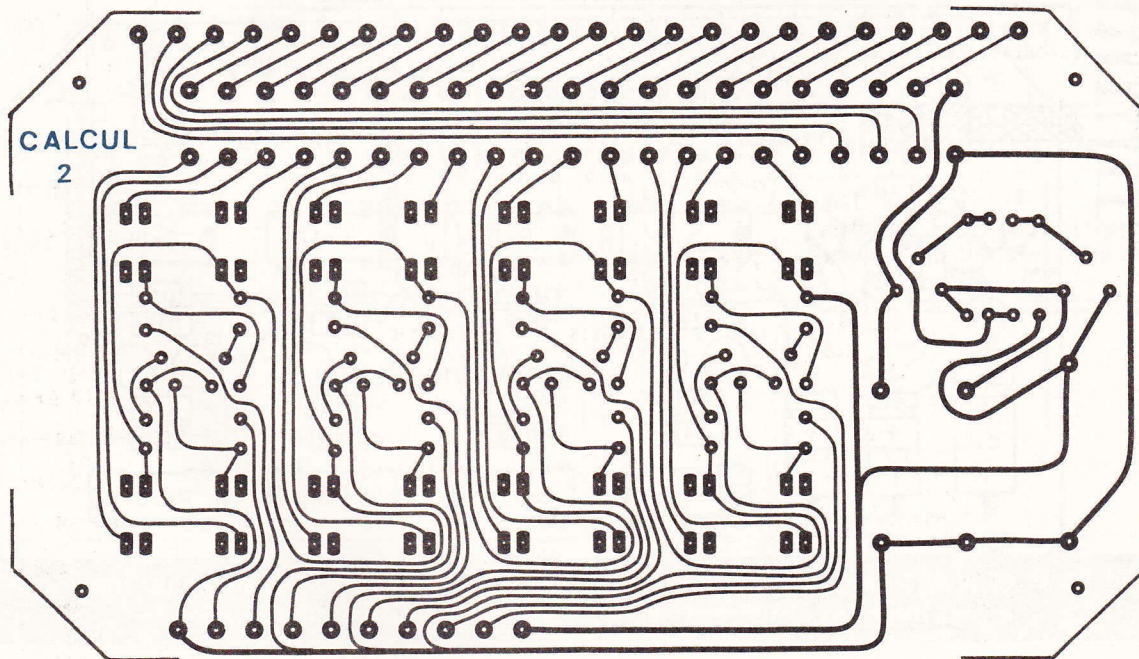
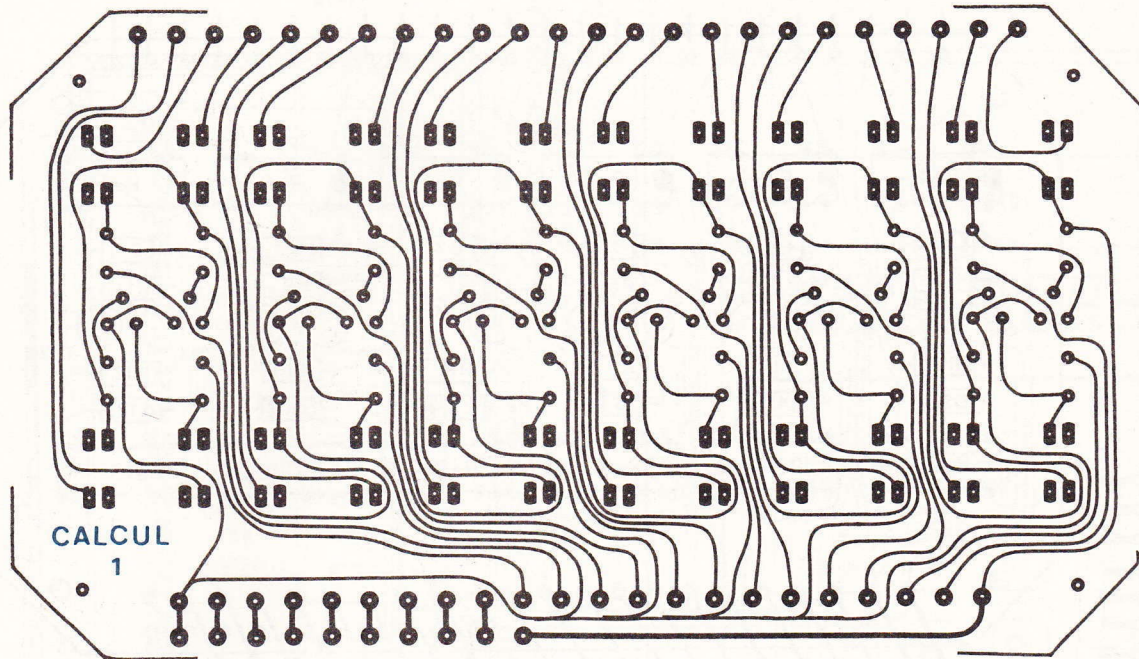
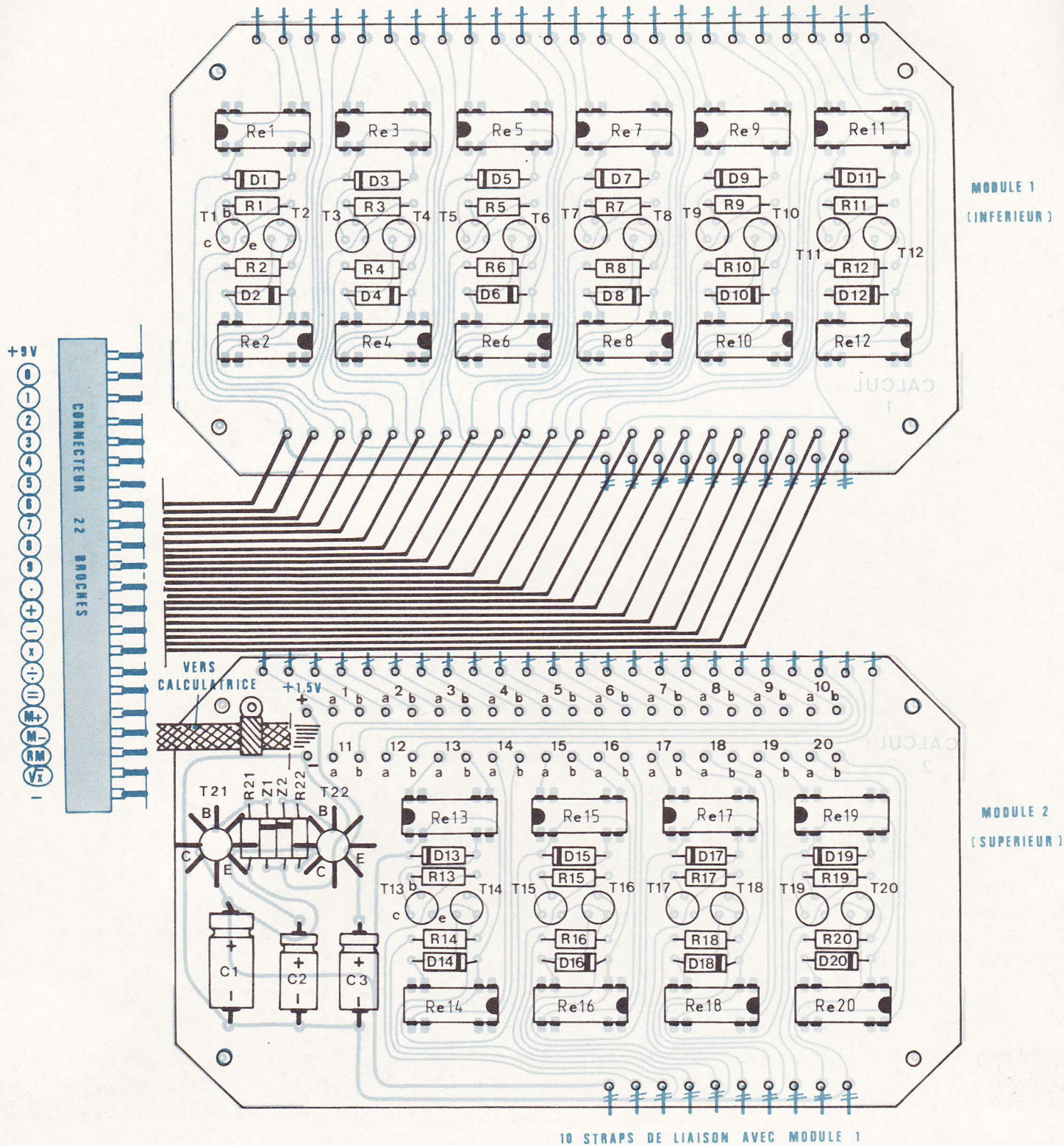


Fig. 5. et 6. — Schéma de principe de la section amplificatrice de commande des relais. L'emploi de nombreux relais « Celduc » exige deux cartes imprimées qui seront introduites à l'intérieur d'un coffret P/3. Les tracés sont précisés à l'échelle 1 pour une reproduction par méthode photographique.

24 STRAPS DE LIAISON AVEC MODULE 2



MODULE 1
(INFERIEUR)

MODULE 2
(SUPERIEUR)

Fig. 7. — Implantation pratique des éléments des modules inférieur et supérieur. On procédera à la mise en place des 42 picots destinés à faciliter le câblage entre les deux modules.

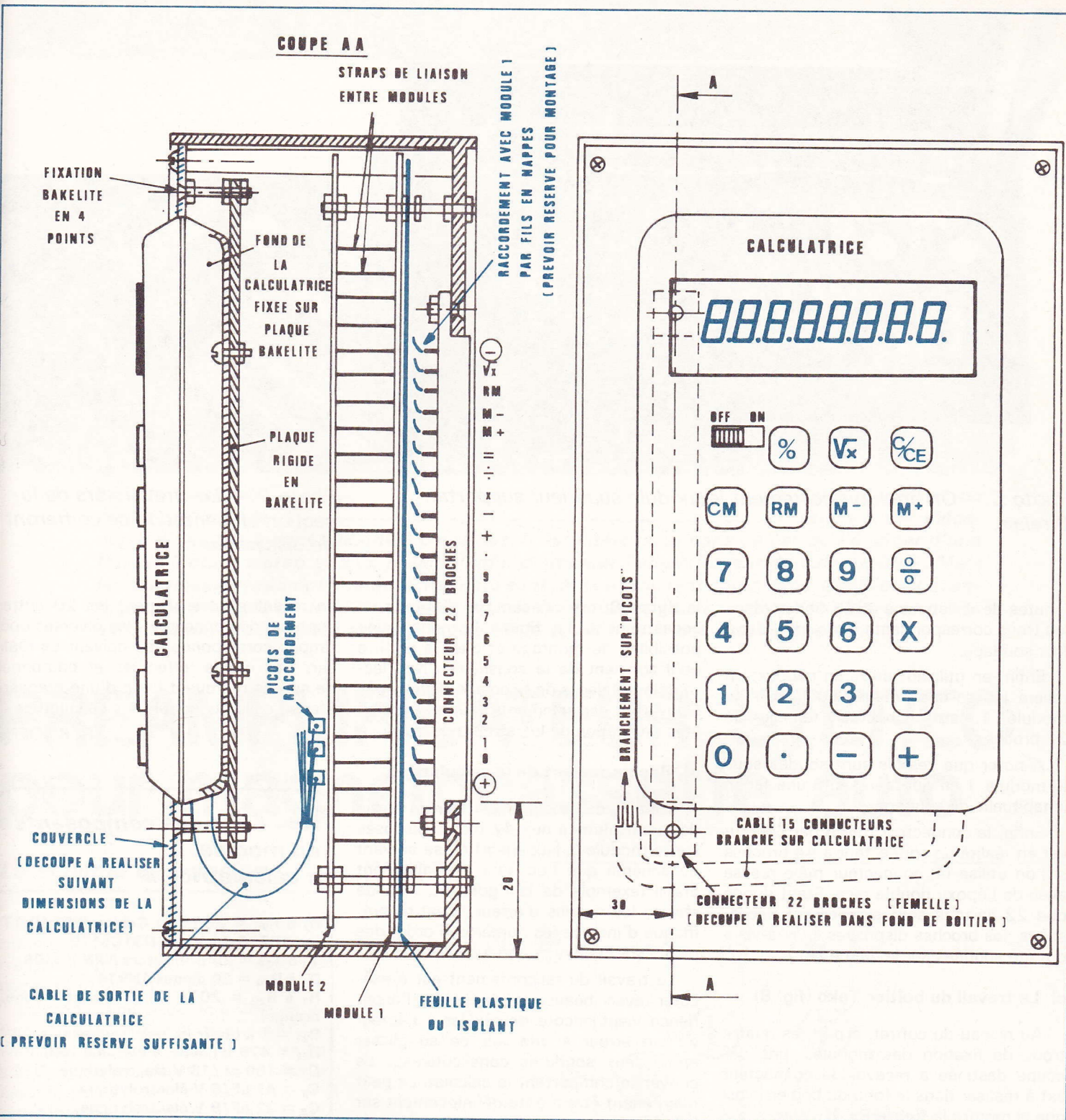


Fig. 8. — Au niveau du façonnage du coffret P/3, une découpe sera prévue sur le fond du boîtier pour le connecteur et sur la face avant pour recevoir la calculatrice.

A noter que les quatre trous de fixation doivent parfaitement correspondre entre modules, étant donné que ces derniers seront montés l'un sur l'autre par la suite. Tous les trous correspondants aux petites pastilles seront percés à l'aide d'un foret de 0,8 ; ceux percés dans les pastilles plus grandes le seront à l'aide d'un foret de 1 mm de diamètre.

b) Implantation des composants (fig. 7)

Elle n'appelle aucune remarque particulière si ce n'est celle que l'on ne répètera jamais assez et qui consiste à être particulièrement vigilant au niveau de l'orientation des composants polarisés. Lorsque tous les composants sont

montés sur les deux modules (y compris les 42 picots), on procédera au montage définitif des modules en utilisant de la tige filetée de $\varnothing 3$ ou 4, le module 1 étant inférieur au module 2. Une fois les écrous et contre-écrous serrés de façon définitive, (écartement des deux modules de 15 mm environ) il suffit d'introduire les 34 straps de liaison en fil de cuivre nu

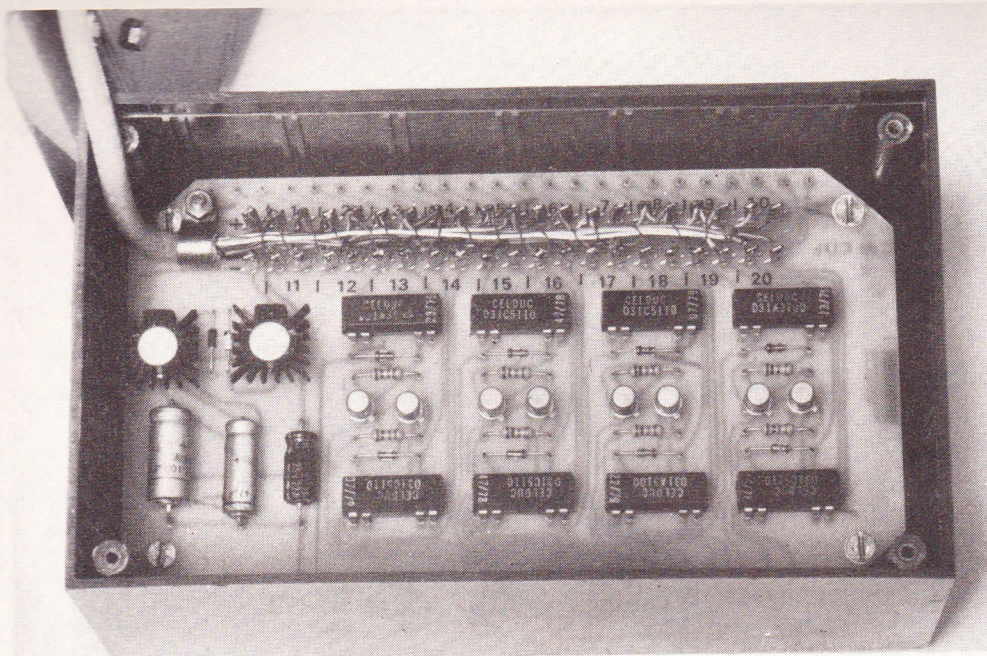


Photo C. — On aperçoit nettement le module supérieur supportant 8 relais.

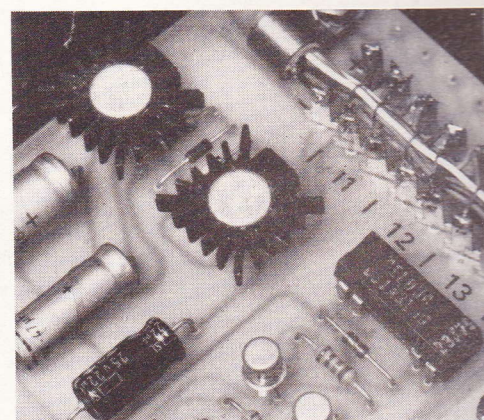


Photo D. — Les transistors de la section alimentation se coifferont de dissipateurs.

(chutes de résistances et de diodes) dans les trous correspondants et de procéder à leur soudage.

Enfin, en utilisant du fil en nappes, on reliera les sorties prévues au niveau du module 1, au connecteur femelle de 22 broches.

A noter que ces fils sont soudés sous le module 1 ce qui représente une façon inhabituelle de soudage.

Enfin, le connecteur utilisé par l'auteur est en réalité un connecteur à 44 broches si l'on utilise un connecteur mâle réalisé avec de l'époxy double face. Etant donné que 22 liaisons sont simplement nécessaires, les broches disposées « vis-à-vis » ont été soudées sur le même fil.

c) Le travail du boîtier Teko (fig. 8)

Au niveau du coffret, à part les quatre trous de fixation des modules, une découpe destinée à recevoir le connecteur est à réaliser dans le fond du boîtier, ainsi que le montre la figure 8.

Le connecteur monté, les circuits imprimés peuvent être fixés dans le boîtier de façon définitive. Les tiges filetées seront à ce moment là coupées à leur longueur finale de façon à ce que le boîtier puisse reposer normalement sur une surface plane sans dépassement des écrous ou du connecteur de la face inférieure de repos.

En ce qui concerne le couvercle, il peut être découpé (mais cela n'est pas nécessaire) suivant les cotes extérieures de la calculatrice. Cette disposition, reprise par

la figure 8, offre l'avantage d'obtenir un encastrement. La figure 8 montre une possibilité de montage et c'est à ce titre qu'il convient de la considérer. Nos lecteurs aux talents de bricolage développés trouveront certainement d'autres possibilités de fixation de la calculatrice.

d) Raccordement de la calculatrice

Il s'agit de raccorder les fils de sortie de la calculatrice aux 42 picots disposés sur le module 2 (supérieur) en se servant du schéma que l'on aura préalablement établi (exemple de la figure 4). Afin de réduire les risques d'erreur, il est recommandé d'inscrire les numéros d'ordre des picots sur l'époxy du module 2.

Le travail du raccordement est à exécuter avec beaucoup de soin ; l'expérience vient encore de révéler à l'auteur qu'une erreur a vite fait de se glisser entre deux soudures consécutives... Le couvercle comportant la calculatrice peut maintenant être monté définitivement sur le boîtier.

e) Essai de fonctionnement

Il est très simple : il suffit de relier une pile de 9 V au + et au - du connecteur. L'interrupteur de la calculatrice étant mis sur position « marche », la calculatrice devra fonctionner correctement en utilisant les touches... ce qui ne relève pas d'une grande originalité.

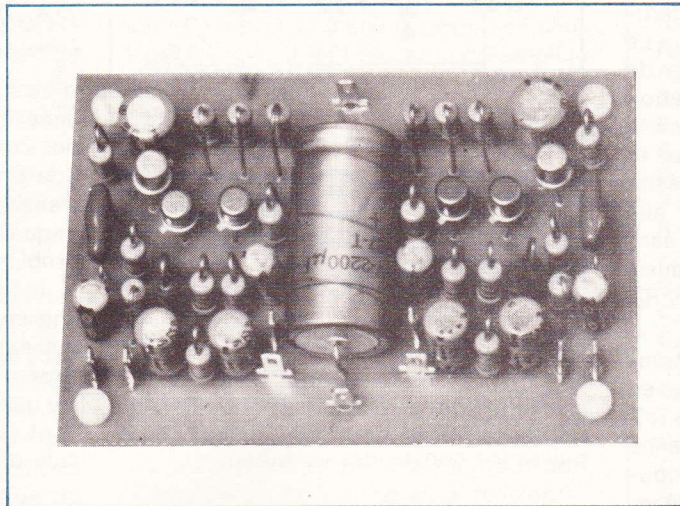
En se servant d'un fil souple muni d'une pointe de touche (ce fil étant raccordé à la polarité positive de la pile) et

en reliant successivement les 20 autres contacts du connecteur, les diverses opérations correspondantes doivent se réaliser. Ces essais, effectués et couronnés de succès marquent la fin d'une première étape : celle du module A « calculatrice ».

R. KNOERR

IV — Liste des composants du module « calculatrice »

- R₁ à R₂₀ = 20 relais Celduc (250 Ω) 1T (ou 1RT) 6-12 V réf. D31C5110
- T₁ à T₂₀ = 20 transistors NPN BC108
- D₁ à D₂₀ = 20 diodes 1N914
- R₁ à R₂₀ = 20 × 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
- R₂₁ = 1 k (marron, noir, rouge)
- R₂₂ = 470 Ω (jaune, violet, marron)
- C₁ = 100 μF / 16 V électrolytique
- C₂ = 47 μF / 9 V électrolytique
- C₃ = 22 μF / 9 V électrolytique
- T₁ et T₂ = 2 transistors NPN 2N1711 munis d'ailettes de refroidissement
- Z₁ = zéner 5,6 V
- Z₂ = zéner 2,7 V
- 42 picots (ou cosses-poignée)
- Nappe de fils multiconducteurs
- 1 connecteur femelle 22 broches
- 1 boîtier Teko référence P/3
- 1 calculatrice de poche (voir texte)



L est souvent possible de récupérer

la partie mécanique d'un petit magnétophone à cassettes. Il est intéressant dans ce cas de l'équiper d'une tête de lecture stéréo et d'un préampli afin d'attaquer l'amplificateur de votre voiture. Mais les schémas de préamplificateurs magnéto sont rares et souvent complexes. Celui-ci a l'avantage d'être simple et de n'être équipé que de composants très courants. De plus, une petite alimentation à connecter sur la batterie de la voiture vous est aussi proposée.

sible d'acheter, ou

retrouver, la partie mécanique d'un petit magnétophone à cassettes. Il est intéressant dans ce cas de l'équiper d'une tête de lecture stéréo et d'un préampli afin d'attaquer l'amplificateur de votre voiture. Mais les schémas de préamplificateurs magnéto sont rares et souvent complexes. Celui-ci a l'avantage d'être simple et de n'être équipé que de composants très courants. De plus, une petite alimentation à connecter sur la batterie de la voiture vous est aussi proposée.

PREAMPLIFICATEUR STEREO pour magnétocassette auto

Le schéma de principe

Il est proposé à la **figure 1**, et comme on le constate, il ne fait appel qu'à trois transistors par canal, tous en émetteurs commun et liaison directe.

La modulation issue de la tête de lecture attaque la base du transistor T₁ par l'intermédiaire du condensateur de liaison C₂. La polarisation de ce transistor est assurée par le pont de base R₁-R₂ et la résistance d'émetteur R₄ qui fixe le courant de collecteur à 0,3 mA. Le signal issu d'une tête de lecture de magnétophone étant très faible (de l'ordre de 50 μV à 50 Hz et 600 μV à 1 000 Hz) cet étage n'a pas de contre-réaction, car on peut considérer que le transistor est attaqué sur une portion linéaire de la courbure de sa caractéristique d'entrée, et le signal ne sera donc pas affecté de distorsions. C'est pourquoi le condensateur C₃ découple entièrement la résistance R₄, ce qui assure un très grand gain à ce premier étage.

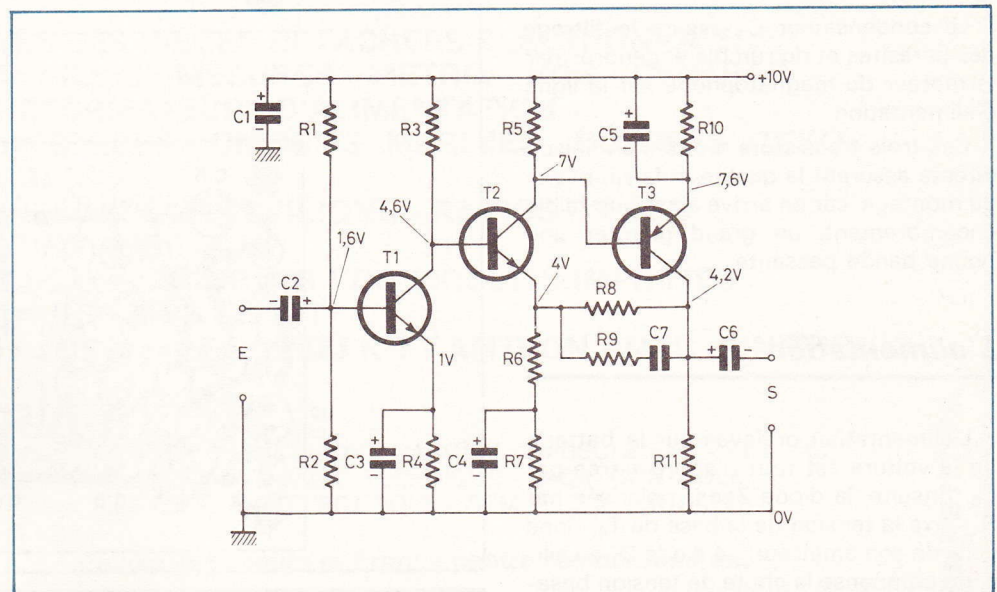


Fig. 1. – Schéma de principe complet d'un canal de la version stéréophonique proposée. Quelques tensions ont été relevées à l'aide d'un contrôleur 20 kΩ / V.

La sortie de cet étage émetteur commun se fait par le collecteur de T_1 . Le signal est recueilli sur la résistance de charge R_3 qui assure aussi la polarisation de la base de T_2 ; cette liaison directe assure une meilleure bande passante et une économie de composants. La résistance R_6 n'étant pas découplée, elle affecte l'étage d'une forte contre-réaction qui diminue les distorsions mais aussi le gain. Celui-ci est d'environ R_5/R_6 , c'est-à-dire 10.

Le troisième étage fait appel à un transistor PNP afin d'être attaqué lui aussi en liaison directe, et ceci pour les mêmes raisons que précédemment. La résistance d'émetteur R_{10} est entièrement découplée par C_5 . On introduit une contre-réaction sélective par le réseau $R_8-R_9-C_7-R_6$. Une fraction du signal de sortie est ramenée en opposition de phase sur l'émetteur de T_2 , et cela en fonction de la courbe de réponse exigée par la norme N.A.B. Le signal de sortie, d'environ $250 \text{ mV}_{\text{eff}}$, peut être augmenté, pour ceux qui estiment le gain de ce préamplificateur insuffisant, en réduisant légèrement la valeur de la résistance R_6 , par exemple à 820Ω , ce qui ne modifiera pas sensiblement la polarisation de T_2 .

La sortie se fait sur le collecteur de T_3 à travers le condensateur de liaison C_6 qui a pour rôle de couper la composante continue.

Le condensateur C_1 assure le filtrage des parasites et du rumble engendrés par le moteur du magnétophone sur la ligne d'alimentation.

Ces trois transistors montés en liaison directe assurent la qualité et la simplicité du montage, car on arrive ainsi à un faible encombrement, un grand gain et une bonne bande passante.

L'alimentation

L'alimentation prélevée sur la batterie de la voiture est tout d'abord filtrée par C_8 . Ensuite, la diode Zener polarisée par R_{12} fixe la tension de la base de T_4 , donc celle de son émetteur. La diode D_1 au silicium compense la chute de tension base-émetteur de $0,6 \text{ V}$ de T_4 . C_9 assure l'élimination du bruit caractéristique des diodes Zener. C_{10} filtre une dernière fois la tension stabilisée. Il faut en effet que l'alimentation soit exempte de tout souffle si

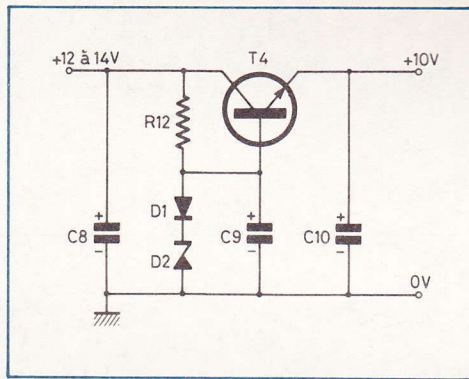


Fig. 2. - Régulation d'alimentation basée sur un schéma désormais connu, mais efficace.

l'on ne veut pas voir celui-ci amplifié par le préamplificateur.

Ce préampli stéréo ne consomme que 2 mA , donc tout transistor NPN de faible puissance conviendra parfaitement.

Réalisation pratique

Le schéma du circuit imprimé est donné échelle 1 à la figure 3, et l'implantation des composants figure 4. Il faudra veiller à la bonne orientation des composants : transistors, diodes et condensateurs chimiques. Les transistors ne posent pas de problème, le triangle de leurs pattes ayant la même orientation que sur le circuit imprimé. Attention aux condensateurs. La réalisation du circuit imprimé se fera facilement par procédé photo puis insolation sur plaque présensibilisée. Il est cependant réalisable par transferts directs sur cuivre bien dégraissé. Les résistances et

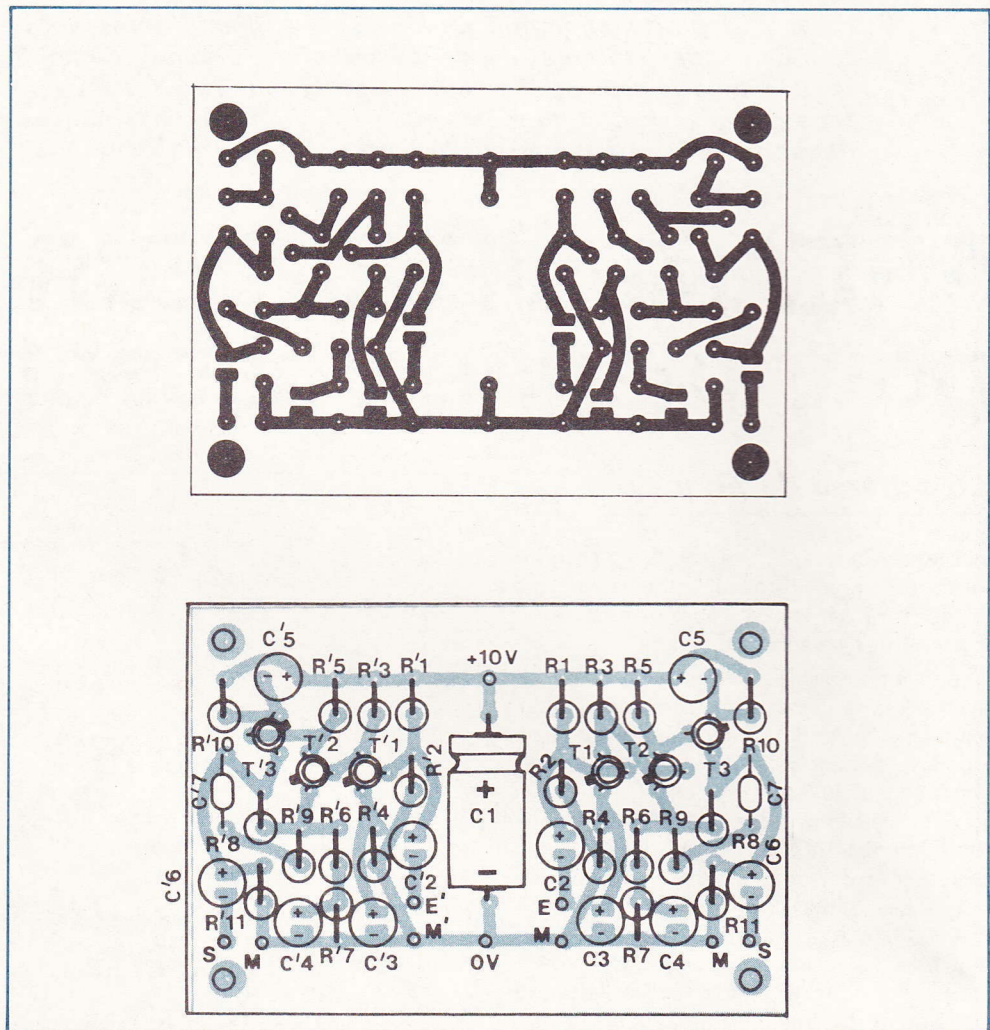


Fig. 3. et 4. - Le tracé du circuit imprimé se reproduira facilement à l'aide d'éléments de transfert direct. Côté implantation de nombreux éléments se monteront verticalement afin de réduire les dimensions du circuit.

les condensateurs seront tous implantés debout, excepté C₁, pour un gain de place. Il faudra donc acheter, ou essayer de récupérer, des condensateurs basse tension (10 V, 6 V pour certains) pour qu'ils ne soient pas trop serrés.

Le circuit imprimé de l'alimentation n'est pas donné, car il dépendra de la place restante pour « caser » les condensateurs.

L'alimentation du moteur du magnétophone demandera autant de soins que celle du préamplificateur si l'on ne veut pas voir tout anéanti par souffle et ronflements intempestifs. On pourra d'ailleurs calquer celle-ci sur celle du préamplificateur, en changeant la valeur de la diode Zener selon la tension d'alimentation du moteur, et en remplaçant le transistor T₄ par un transistor de puissance style TIP31. En effet, un moteur de magnétophone consomme entre 200 et 300 mA, ce qui est loin d'être négligeable.

Le montage terminé, il faut l'enfermer dans un blindage (du papier d'aluminium

assez épais par exemple) et connecter un point OV et un seul du préampli à ce blindage. De plus, il faut placer le préampli le plus près possible de la tête de lecture afin d'obtenir les plus courtes liaisons possibles entre ces deux-ci.

Pour des raisons de souffle on choisira pour les deux premiers étages des transistors « faible bruit » : BC109B ou 549B, faciles à trouver et de la même façon de préférence des résistances à couche métal, surtout pour R₁, R₂ et R₃.

En cas de problème, les tensions théoriques sont indiquées sur le schéma de base, afin de détecter plus rapidement la panne éventuelle. Mais sauf erreur ou composants défectueux, ce montage doit « démarrer » dès la mise sous tension.

Enfin, normalement, l'encombrement ne posera pas trop de problème, un petit magnétophone à cassette devenant incroyablement vide dès qu'on lui enlève son haut-parleur... et a fortiori son ampli et son préampli d'origine.

G. AMONOU

Liste des composants

R₁, R'₁ : 330 kΩ (orange, orange, jaune)
 R₂, R'₂ : 68 kΩ (bleu, gris, orange)
 R₃, R'₃ : 18 kΩ (marron, gris, orange)
 R₄, R'₄ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
 R₅, R'₅ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₆, R'₆ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₇, R'₇ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
 R₈, R'₈ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
 R₉, R'₉ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₁₀, R'₁₀ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
 R₁₁, R'₁₁ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R₁₂ : 470 Ω (jaune, violet, marron)

C₁ : 2 200 μF 10/12 V axial
 C₂, C'₂ : 10 μF 10/12 V debout
 C₃, C'₃ : 22 μF debout
 C₄, C'₄ : 22 μF 6 V debout
 C₅, C'₅ : 100 μF 6 V debout
 C₆, C'₆ : 2,2 μF 10/12 V debout
 C₇, C'₇ : 33 nF mylar
 C₈ : 1 000 μF 16 V
 C₉ : 47 μF 10/12 V
 C₁₀ : 100 μF 10/12 V

T₁, T'₁ : BC109B, 549B
 T₂, T'₂ : BC109B, 549B
 T₃, T'₃ : BC205B, 309B, 2N2907
 T₄ : BC109...

D₁ : 1N4148
 D₂ : Zener 10 V

PRIX COMPETITIFS...

A TOULON UN SPÉCIALISTE DE L'ÉLECTRONIQUE

R. ARLAUD

B.S.T.



- TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES ÉLECTRONIQUES
- APPAREILS DE MESURES - METRIX - VOG - CENTRAD
- TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION
- CONNECTEURS - CIRCUITS IMPRIMÉS - BOITIERS «TEKO»
- AUTORADIO
- CHAINES HIFI - TÉLÉVISIONS - RADIOS - VIDEO
- ANTENNES UHF - VHF
- TOUT POUR FABRIQUER VOS CIRCUITS IMPRIMÉS
- HAUT-PARLEURS EN KIT
- KITS - JOSTY - OFFICE DU KIT - AMTRON - MTC - UNITRONIC

DISTRIBUTEUR :

AUDAX - CONTINENTAL EDISON - GARRARD - HIRSCHMANN - I.T.T. - KF
 POLY-PLANAR - RADIO-TECHNIQUE - RADIO CONTROLE
 S.I.A.R.E. - TOUTÉLECTRIQUE - SEM - T.O.A. - HITACHI

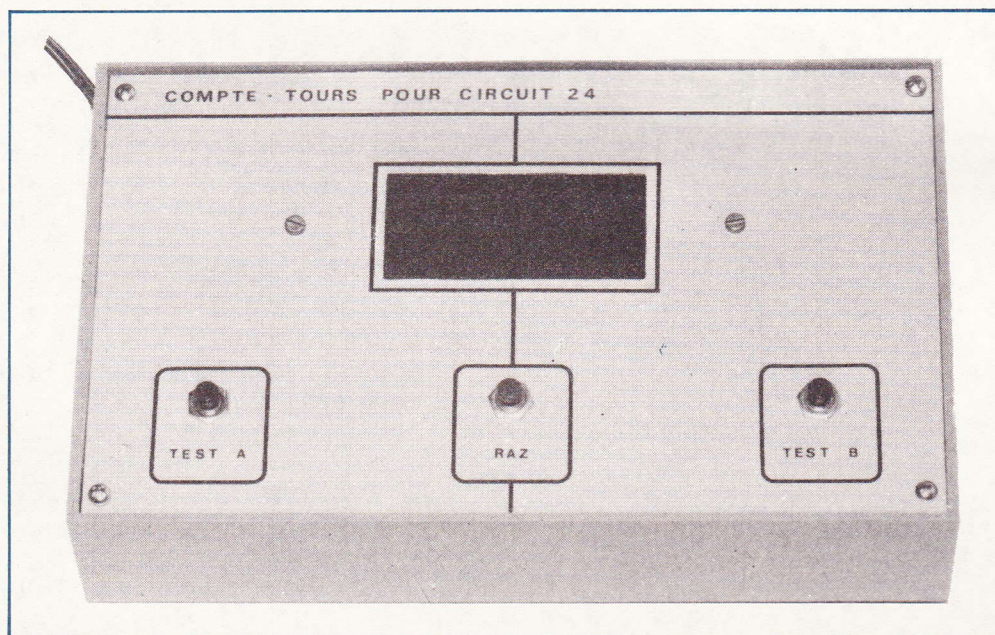
Envois dans toute la France contre remboursement

8-10, rue de la Fraternité, 83000 TOULON. Tél. : (94) 41.33.65

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

NOS CONSEILLERS TECHNIQUES AU SERVICE DES AMATEURS ET DES PROFESSIONNELS

PRIX COMPETITIFS...



A l'approche des fêtes de fin d'année, les enfants commencent à ressortir les jouets entassés dans leurs caisses. Nous en profitons pour vous présenter un compte-tours pour circuits routiers genre « Circuit 24 ». Généralement les pistes sont prévues pour faire courir deux voitures simultanément. Notre appareil compte les tours de circuit de chaque bolide. Au franchissement du 9^e tour, la voiture gagnante est acclamée par un bruiteur, tandis que l'affichage clignote.

Notons enfin que nous avons choisi la solution optique pour compter les tours, afin que ce montage puisse être installé sur n'importe quel circuit routier, quelle que soit sa tension d'alimentation. Les éléments qui le composent sont, tous, classiques et donc disponibles partout.

Compte-tours pour Circuit 24

I – Schéma synoptique

Sa représentation donnée à la **figure 1** permet de comprendre plus facilement le fonctionnement du montage. Les cellules sont éclairées en permanence ; en l'absence de voiture, la résistance est donc faible. Lors du passage d'une auto, la variation de luminosité fait déclencher le monostable A, par exemple, qui part pour une temporisation d'une seconde environ. Il est impératif d'utiliser un monostable, car sinon, on aurait des rebonds mécani-

ques (bouton-poussoirs) ou optiques (cellules), qui perturberaient le comptage normal des décades. Le monostable active le compteur décimal. Ce dernier est en liaison directe avec le décodeur et son afficheur.

Lors de l'affichage du 9, le circuit de détection du 9 est activé, et bloque le monostable adverse, afin de figer le score à l'arrivée de la 1^{re} voiture. En outre, à l'apparition du 9, on actionne un bruiteur pulsé. On peut donc savoir sans problème quelle est la voiture gagnante. Passons à l'étude du schéma détaillé.

II – Schéma de principe

Le schéma d'ensemble est donné à la **figure 2**. L'utilisation d'affichage numérique implique l'emploi de circuits intégrés. Sans ces derniers, une telle réalisation serait impossible à envisager. Nous nous servons de cellules LDR pour capter l'information de passages des autos. Ces photorésistances sont éclairées en permanence par une ampoule située au-dessous de la piste. Les autos, en passant, coupent le faisceau lumineux. La cellule

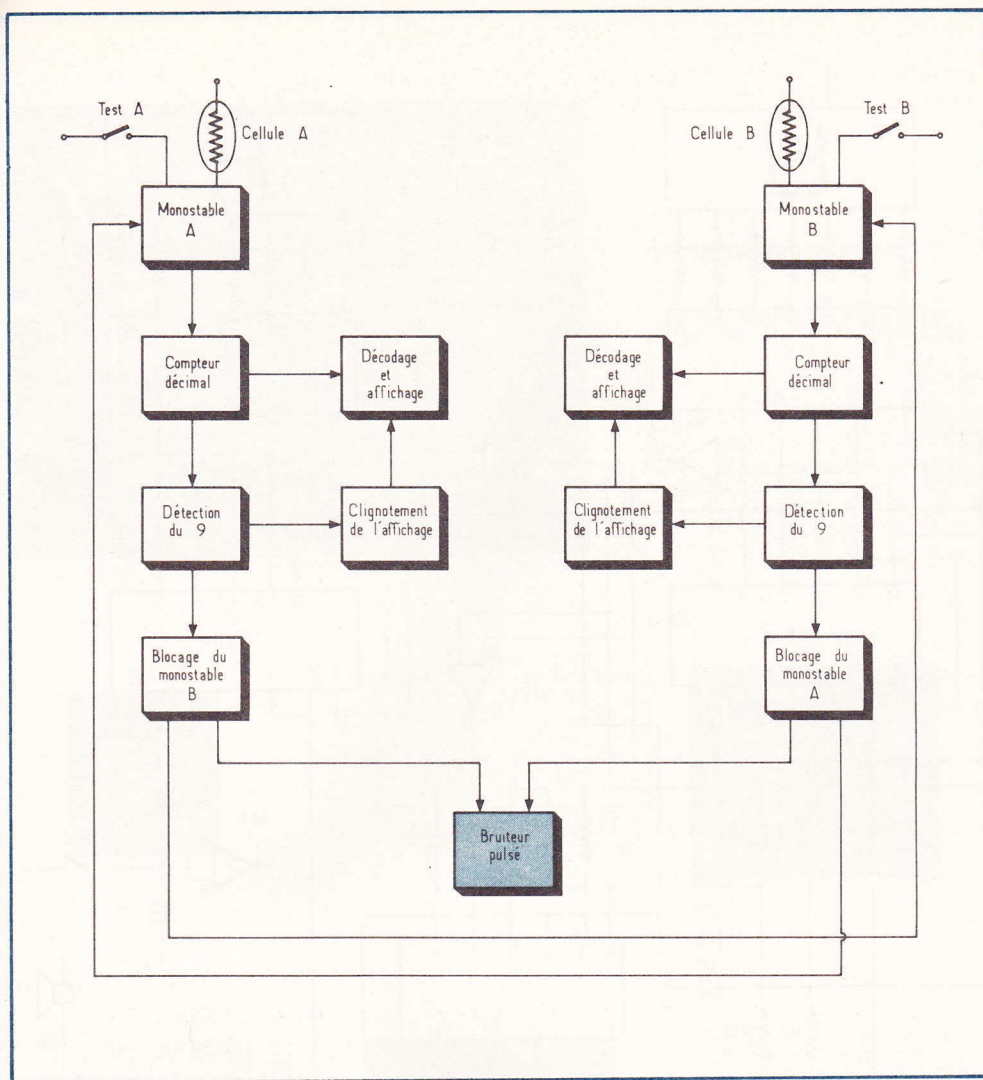


Fig. 1. — Le synoptique du compte-tours pour circuit routier fait ressortir l'utilisation de deux cellules photo-résistances.

est plongé pendant un court instant dans l'obscurité.

En présence du faisceau lumineux, la LDR offre une faible résistance de l'ordre de la centaine d'ohms. T_1 est donc bloqué. Au point D on retrouve environ 5 V, c'est-à-dire un état haut pour le circuit logique Cl_2 . En coupant un instant le filet lumineux, la résistance de la LDR passe alors à plusieurs dizaines de kilo-ohms. T_1 est donc polarisé par R_1 et se débloque. On trouve alors au point D une tension de 0,6 V qui peut être considérée comme état logique bas. Le monostable démarre pour une temporisation fixée par R_6 et C_9 , de l'ordre de la seconde environ.

La sortie Q de ce monostable, normalement au niveau 1 passe au niveau 0. Ce flanc descendant est transmis à la décade Cl_4 qui passe au chiffre 1. On pourrait penser à supprimer T_2 et actionner la décade directement par la LDR. C'est, hélas, impossible car le compteur décimal a un temps de réponse de 35 ns. Or notre bouton-poussoir, à chaque action,

ne s'établit pas du premier coup et transmet facilement 10 rebonds avant de s'établir définitivement. De même la cellule risque de réagir aux différences de luminosité dues aux formes de la voiture. Dans ces deux cas, la décade avancera de plusieurs pas à chaque comptage.

A chaque passage de la voiture, le compteur avance. La sortie du compteur s'effectue en binaire (voir tables de vérité). Le circuit Cl_6 transforme ce langage binaire de façon à allumer les segments correspondants au chiffre à afficher.

On remarque que lorsque le compteur Cl_6 est à 9, les sorties A et C sont à 1, et dans ce cas seulement. Ces deux états 1 sont transmis à une porte NAND. La sortie 3 de ce NAND passe donc à 0. Cet état bas est envoyé sur la borne 3 de Cl_2 . Celui-ci est désormais bloqué : la cellule A ou le bouton-poussoir A sont inefficaces. L'état bas du NAND est également transmis à 9 du NAND. On obtient donc 1 à la sortie 8 qui est reliée à 10 de Cl_6 .

Ce dernier n'est autre qu'un double 555, bien connu. La borne 10 (RAZ) passant à 1, le 1^{er} multivibrateur à TBF oscille grâce à R_{11} , R_{12} et C_{11} à environ 2 Hz. Les états hauts pulsés de la sortie 9 sont transmis à la RAZ 4 du 2^e oscillateur de ce même circuit. La fréquence donnée par R_{13} et R_{14} est de l'ordre de 1 000 Hz environ. On obtient sur la sortie 5 un signal BF 1 000 Hz pulsé à 2 Hz. On attaque P_1 . Le curseur permet de régler la tension de commande de T_3 et, par conséquent du volume sonore. Le H.P. est relié au collecteur de T_3 .

La sortie 9 de l'oscillateur TBF (2 Hz) attaque D_7 et D_8 . Nous avons dit que 3 du NAND était bas. D_6 est donc bloqué. Par contre, les états hauts pulsés de Cl_8 permettent d'obtenir des états hauts périodiques sur R_{10} grâce à D_7 . Ce signal pulsé attaque l'entrée 4 du décodeur Cl_6 . Les états bas éteignent l'afficheur. On obtient le clignotement du chiffre 9.

La sortie 11 du NAND étant toujours haute, D_5 reste passant. On trouve donc un état haut sur R_9 . La borne 4 de Cl_5 , à l'état haut, nous donne l'affichage fixe pour cet afficheur.

Le processus de fonctionnement est identique pour le canal A et B : nous n'y reviendrons pas. A la mise sous tension, C_{13} se charge par R_{15} et présente en 4 et 5 de Cl_9 un état bas temporaire (1/2 seconde). La sortie 6 passe à 1 et actionne les entrées RAZ 1 et 2 des circuits compteurs Cl_3 et Cl_4 . On a l'assurance à la mise sous tension d'afficher 0. En cours de partie, on peut revenir à zéro grâce au poussoir RAZ. Celui-ci court-circuite C_{13} et présente un état bas à 4 et 5 de Cl_9 . Le fonctionnement reste le même.

L'alimentation est classique. Elle délivre une tension de 5 V « propre » pour alimenter les circuits logiques TTL et les afficheurs. Le redressement est confié à 4 diodes séparées qui sont plus faciles à approvisionner qu'un pont classique moulé. C_1 assure le filtrage. C_2 absorbe les parasites venant du secteur. Cl_1 permet d'obtenir le 5 V très simplement et économiquement. Pourquoi s'en priver ? Le filtrage en aval est assuré par C_3 . On note la présence de C_4 , C_5 , C_6 destinés à assurer le découplage près des compteurs. N'oublions pas que la sortie Totem-pôle des TTL est source de parasites qu'il faut supprimer à leur origine. Les résistances R_{17} à R_{30} permettent de limi-

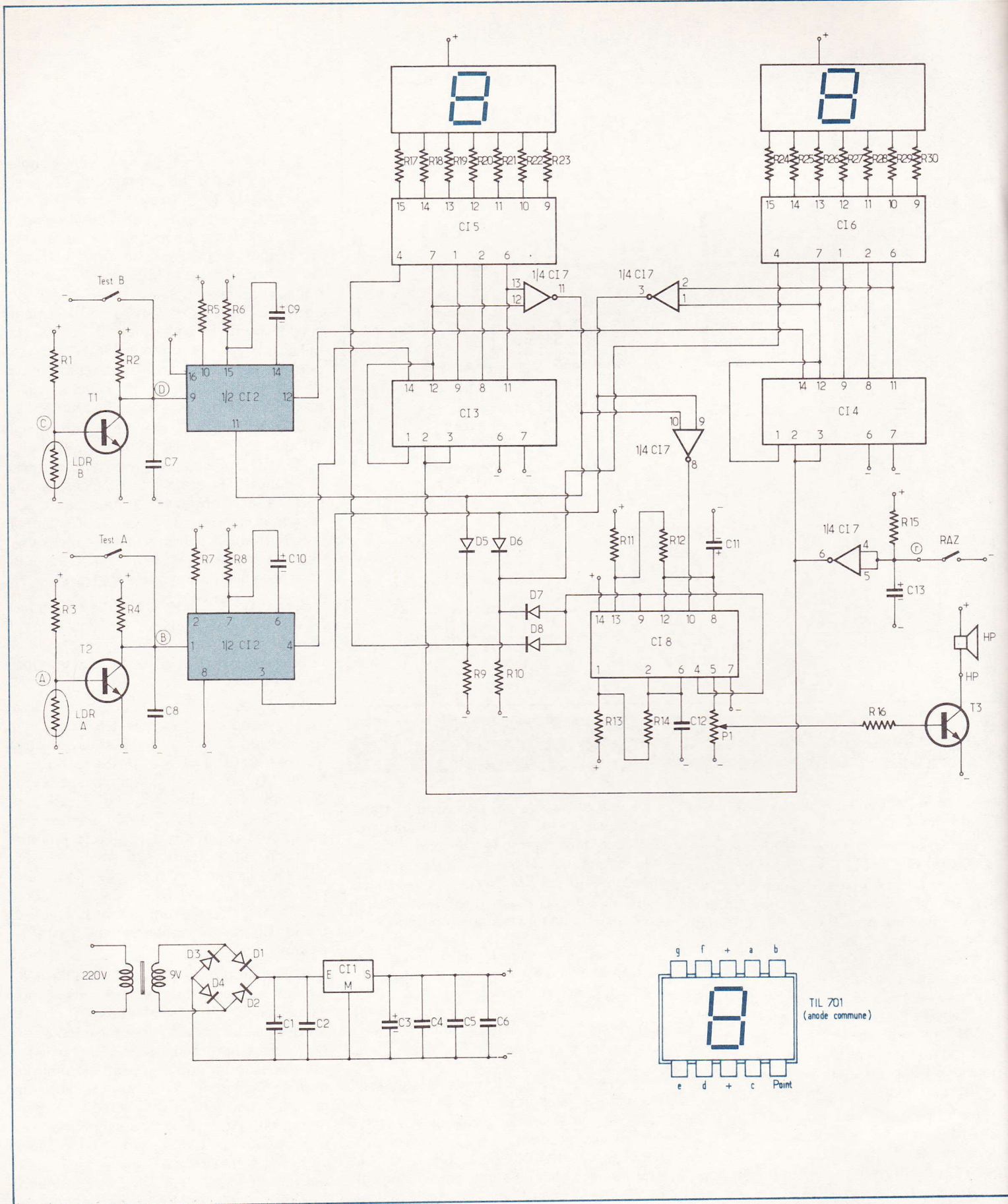
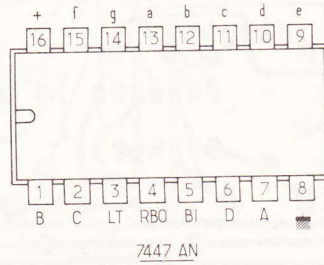


Fig. 2. — Schéma de principe complet. L'emploi de deux afficheurs exige au départ l'utilisation de quatre circuits la voiture le compteur avance. La sortie du compteur s'effectue en binaire (voir table de vérité). Le circuit

7447

| Nombre ou fonction | Entrees | | | | | | | Sorties | | | | | | |
|--------------------------|---------|-----|---|---|---|---|--------|---------|---|---|---|---|---|---|
| | Test | RB1 | D | C | B | A | BI/RBO | a | b | c | d | e | f | g |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | X | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 2 | 1 | X | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 1 | X | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 4 | 1 | X | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 1 | X | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 6 | 1 | X | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 7 | 1 | X | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 8 | 1 | X | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 9 | 1 | X | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| BI | X | X | X | X | X | X | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| RB | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| Test | 0 | X | X | X | X | X | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |



7447 AN

ter le courant dans les segments à une valeur acceptable. Mais, nous avons assez parlé de théorie. Passons maintenant à la partie pratique, c'est-à-dire la plus intéressante.

III – Circuit imprimé principal

Les circuits sont au nombre de 2. L'un supportant la logique de commande de l'ensemble tandis qu'un second, plus petit, permet de fixer les afficheurs contre la face avant. Le dessin du circuit principal est donné à la **figure 3**. La meilleure solution consiste évidemment à procéder par méthode photographique. Néanmoins, il est possible de réaliser ces circuits en gravure directe, pour peu qu'on utilise des transferts et rubans adhésifs.

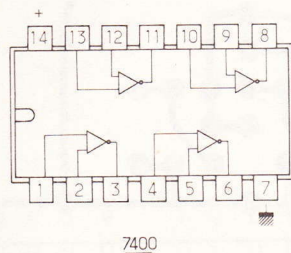
Nous conseillons, dans la mesure du possible, d'opter pour un circuit imprimé en verre époxy. On obtient une meilleure rigidité mécanique et un aspect plus sérieux. En outre, on peut facilement suivre le tracé des pistes par transparence, ce qui peut être fort utile en cas de recherche de pannes éventuelles. On devra être très soigneux et particulièrement vigilant sur les pistes près des circuits intégrés. Vérifier, avant de commencer le circuit imprimé, que l'encombrement du transfo ne pose pas de problèmes.

La plaque, vérifiée et revérifiée – vous n'avez aucune excuse, le brochage des composants est indiqué – on pourra passer à la gravure. Là encore, on sera vigilant, pour éviter toute liaison entre pastilles. Le circuit sera percé à 0,8 mm pour les CI et 1,2 pour les autres éléments. Les trous de fixation sont à 3 mm.

Il est indispensable de repérer les sorties de la plaque afin de faciliter le câblage et les contrôles ultérieurs. Implanter les éléments selon la **figure 4**. On peut éviter d'utiliser des supports pour les CI, à condition de pouvoir faire de belles soudures et d'être sûr du bon état de vos CI. Réaliser les 16 straps en fil rigide nu. Il sera nécessaire de réaliser un petit radiateur pour CI₁ (voir photos). Fixer en dernier lieu le transfo. Relier le secondaire aux bornes t du circuit.

7400

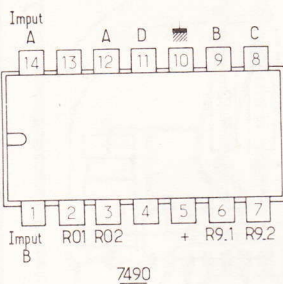
| E1 | E2 | S |
|----|----|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |



7400

74123

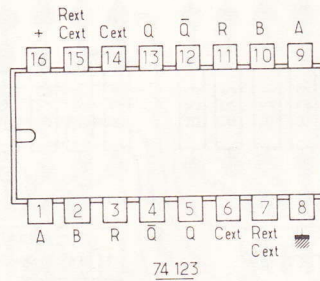
| CL (R) | A | B | Q | Q̄ |
|--------|---|---|---|----|
| 0 | X | X | 0 | 1 |
| X | 1 | X | 0 | 1 |
| X | X | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |



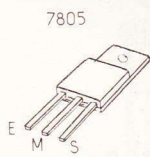
7490

7490

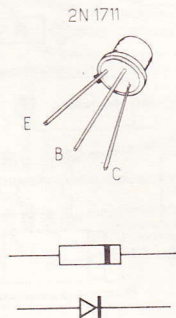
| | A | B | C | D |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 3 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 4 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 5 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 8 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 9 | 1 | 0 | 0 | 1 |



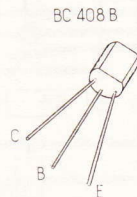
74123



7805



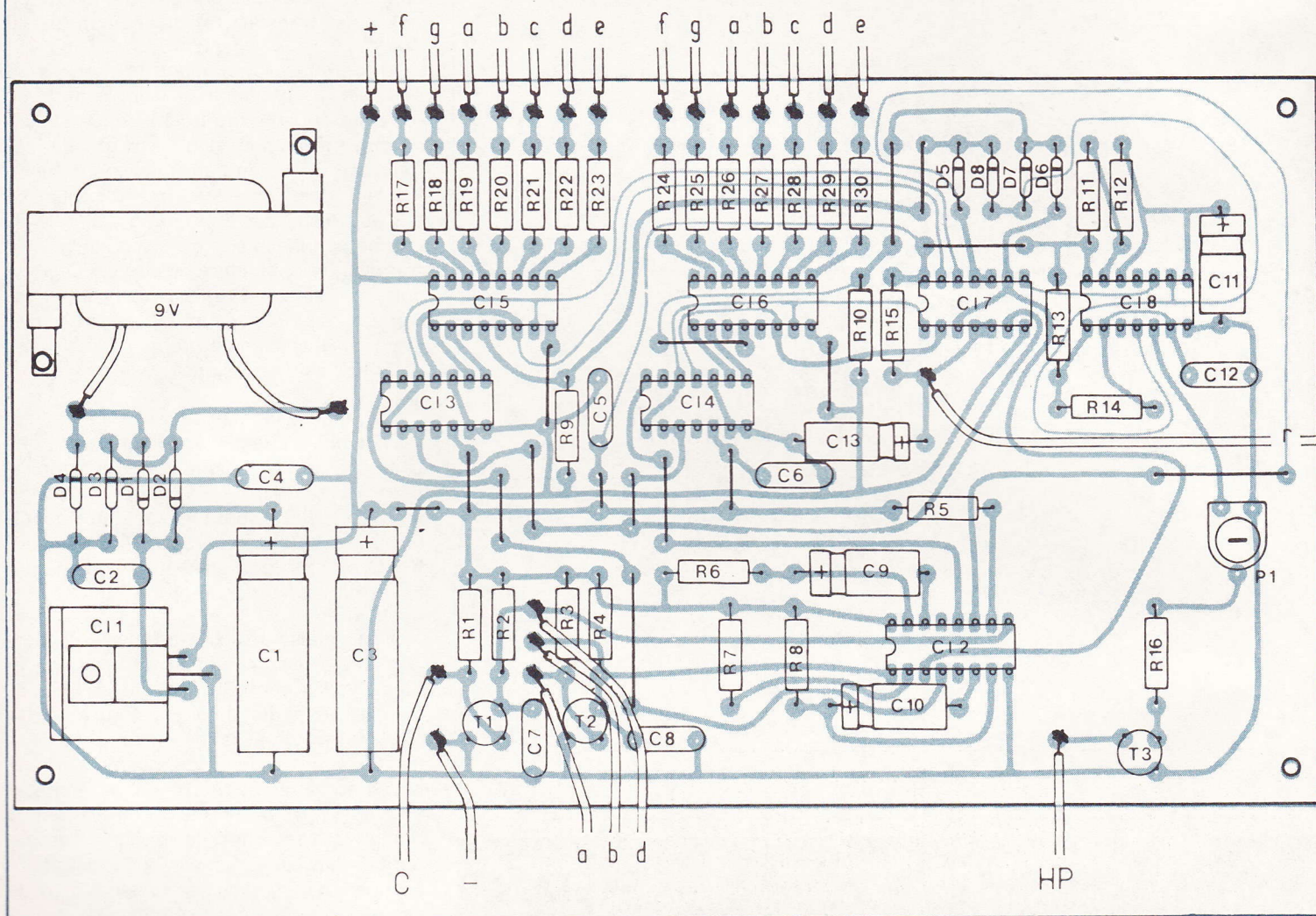
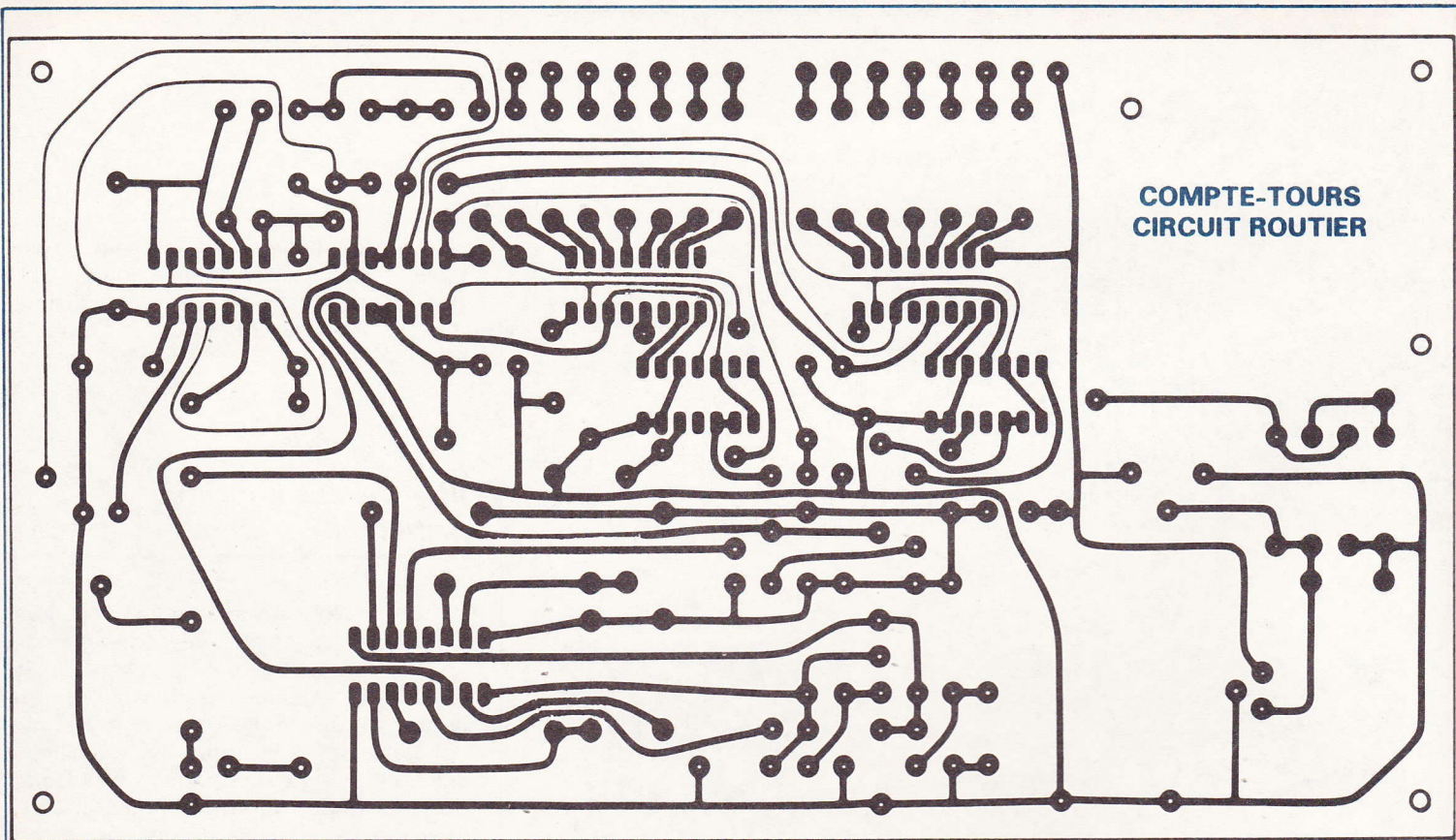
2N1711



BC408B

intégrés, plus les autres circuits de commande. En fait, à chaque passage de CI 6 transforme ce langage binaire de façon à allumer les segments.

COMPTE-TOURS
CIRCUIT ROUTIER



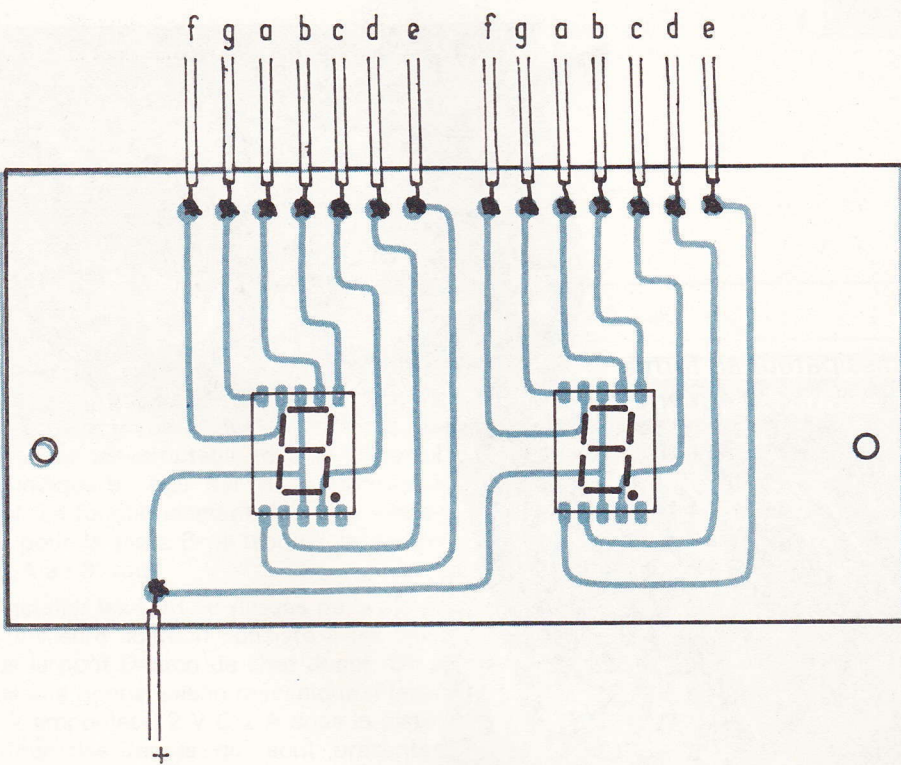
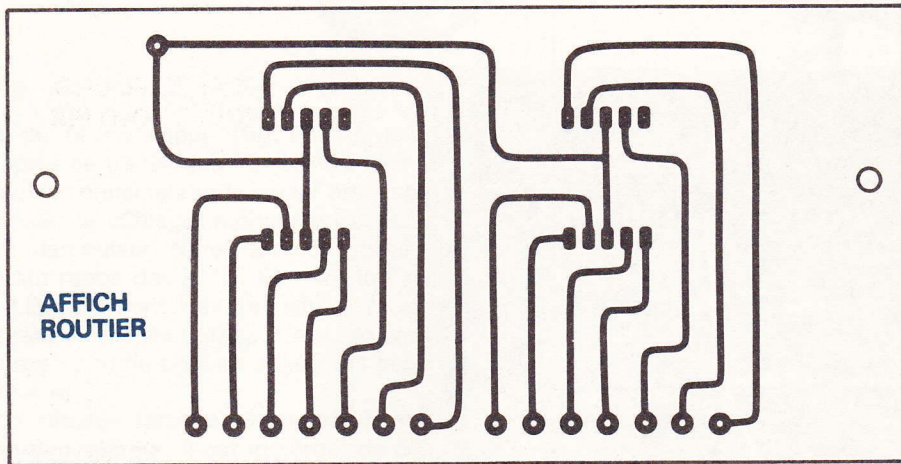


Fig. 3. à 6. — Nous reproduisons grandeur nature le tracé des circuits imprimés. Afin que les afficheurs soient facilement ramenés sur la face avant, ils font l'objet d'un circuit imprimé séparé. Pour l'implantation, comme d'habitude, quelques straps de liaison pour ne pas avoir recours au circuit double face.

IV – Circuit imprimé affichage

Son dessin est représenté à la figure 5. Il sera réalisé sans difficulté. Par contre, veiller à la qualité du dessin du tracé, car le côté cuivre de ce circuit sera visible, lorsque la face avant sera ouverte.

Soigner particulièrement l'alignement des pastilles pour les afficheurs, car le moindre décalage se remarquera facilement. La gravure sera identique au circuit principal.

Lorsque le circuit est rincé on percera aux diamètres de 0,8 et 1,2 mm. Il sera nécessaire de repérer les sorties, de manière à éviter toute erreur, bien que l'on utilise du fil en nappe. Fixer les deux afficheurs en veillant particulièrement à la position du point décimal, en bas et à droite. Respecter l'écartement entre les deux trous de fixation \varnothing 3 mm, afin de ne pas avoir de vis placées de travers. Ce serait dommage pour la face avant.

V – Préparation du coffret

Percer le fond du boîtier Teko 363 selon la figure 7. Il sera également nécessaire de percer à \varnothing 5 mm le trou du cordon secteur, à 6 mm pour les 2 jacks châssis. Les trous pour le haut-parleur seront fonction du modèle employé. Dans tous les cas, il sera fixé par 2 vis diamétralement opposées.

Percer la face avant selon la figure 8. Il est indispensable de tracer sur l'arrière, pour éviter tout dérapage de la lime ou du foret. Faire tailler chez un vitrier, une vitre rouge de 75 mm par 40 mm.

Les photos permettront de donner un exemple de décoration de la face avant. Il est en effet regrettable de gâcher un montage, réalisé avec soin, par une façade négligée. Une fois les transferts appliqués, il est indispensable de protéger ces transferts par une pulvérisation de vernis Mecnorma en aérosol.

VI – Câblage

En premier lieu, on devra relier le circuit affichage au circuit principal. Pour cela et afin d'éviter toute erreur, on choi-

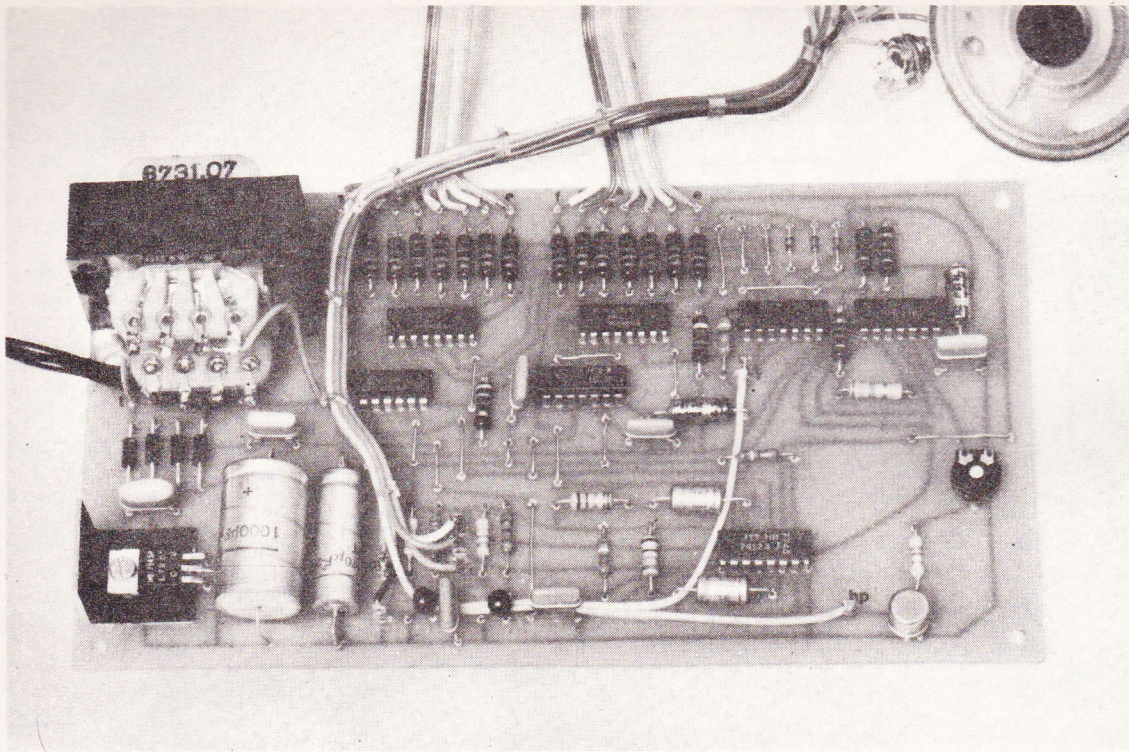


Photo 2. — Les composants, y compris le transformateur, trouvent facilement leur place sur le circuit.

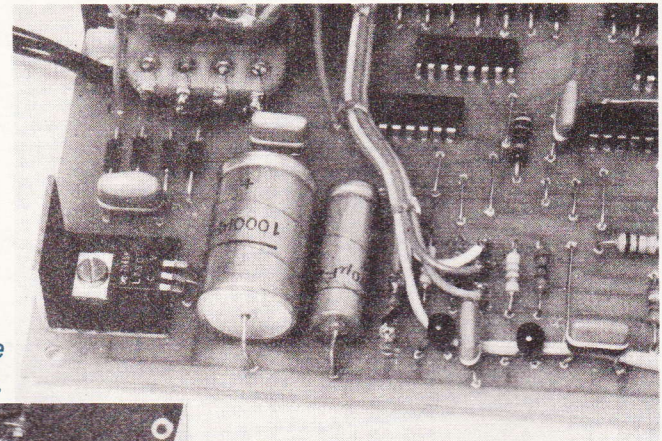


Photo 3. — Le régulateur sera doté d'un dissipateur en forme d'équerre.

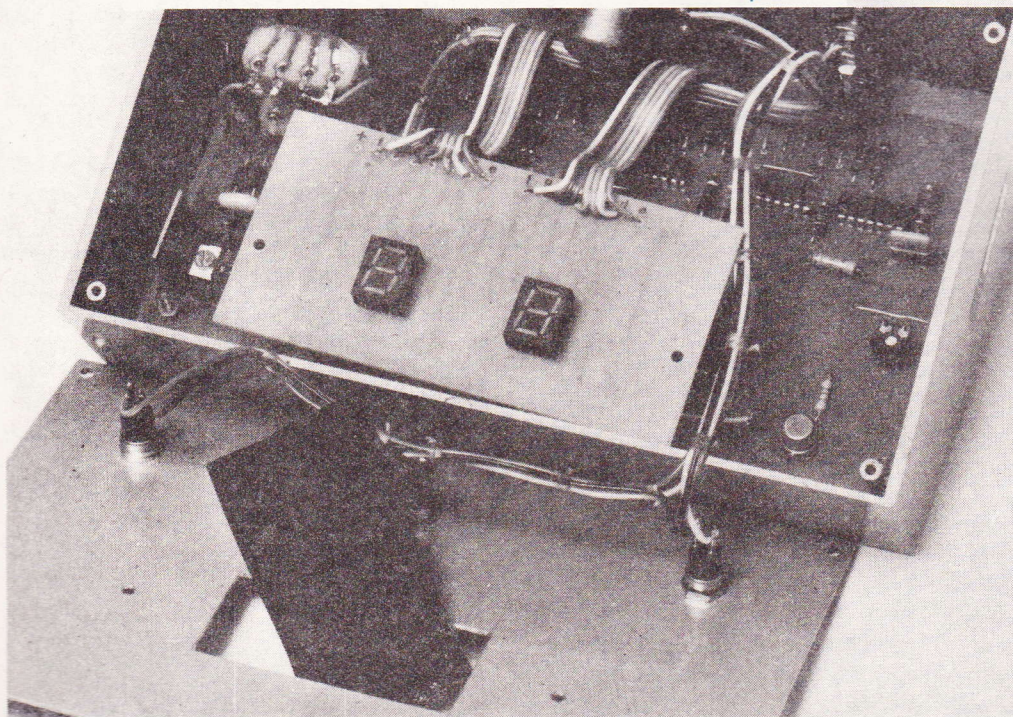


Photo 4. — Sur le petit circuit on implantera seulement les deux afficheurs.

sira du fil en nappe (fig. 9). Ce n'est qu'après ce travail que l'on pourra fixer la plaquette principale et le circuit affichage. Effectuer le câblage intérieur en utilisant du fil de couleur. Noter que l'on utilise le contact repos des jacks. En effet lorsque les LDR ne sont pas branchées, il est nécessaire que les bornes A et C soient à la masse afin de pouvoir utiliser les poussoirs A et B.

Le câblage terminé, on pourra passer le cordon secteur. Il est impératif de prévoir un nœud, de façon à éviter, en cas d'effort, sur les cosses du transfo. Nous n'avons pas prévu d'interrupteur secteur pour éviter d'une part, de véhiculer le secteur jusqu'à la face avant et d'autre part pour diminuer le prix de revient car cette coupure n'est pas indispensable.

VII – Montage final

Essais

Pour le 1^{er} stade d'essai, on ne raccordera pas les jacks mâles 3,5 mm. Brancher le cordon secteur. Les afficheurs affichent zéro. Agir sur le poussoir A. Le compteur gauche avance à chaque action. Le poussoir B valide le compteur de droite. Vérifier que, dès le chiffre 9 atteint, le chiffre 9 clignote et simultanément le H.P. émet un bruitage pulsé. Régler P_1 pour obtenir le volume sonore désiré. Noter qu'il devient impossible d'avancer le compteur adverse de celui qui indique 9. Agir sur RAZ (Remise à zéro). Le fonctionnement doit être identique pour la piste B et bloquer le compteur A au 9^e tour.

Installer les LDR au-dessus de la piste. La meilleure solution consiste à les fixer sous le pont Dunlop de chez Jouef. On a ainsi une bonne liaison mécanique. Placer les 2 ampoules 12 V 0,2 A sous la piste. Profiter des fentes qui sont présentes entre les 2 rails. Cela constitue un excellent guide de lumière (fig. 10).

Brancher les jacks 3,5 mm. Faire un essai en réel avec les voitures. Le comptage doit s'effectuer sans problème. Vérifier que les LDR sont bien dans le faisceau lumineux. Noter qu'à la vitesse maximum des autos, le fonctionnement est très correct. Il en est de même à faible vitesse, grâce aux monostables. Les ampoules seront branchées sur le transfo du circuit routier afin de ne pas créer de surcharge à celui du montage.

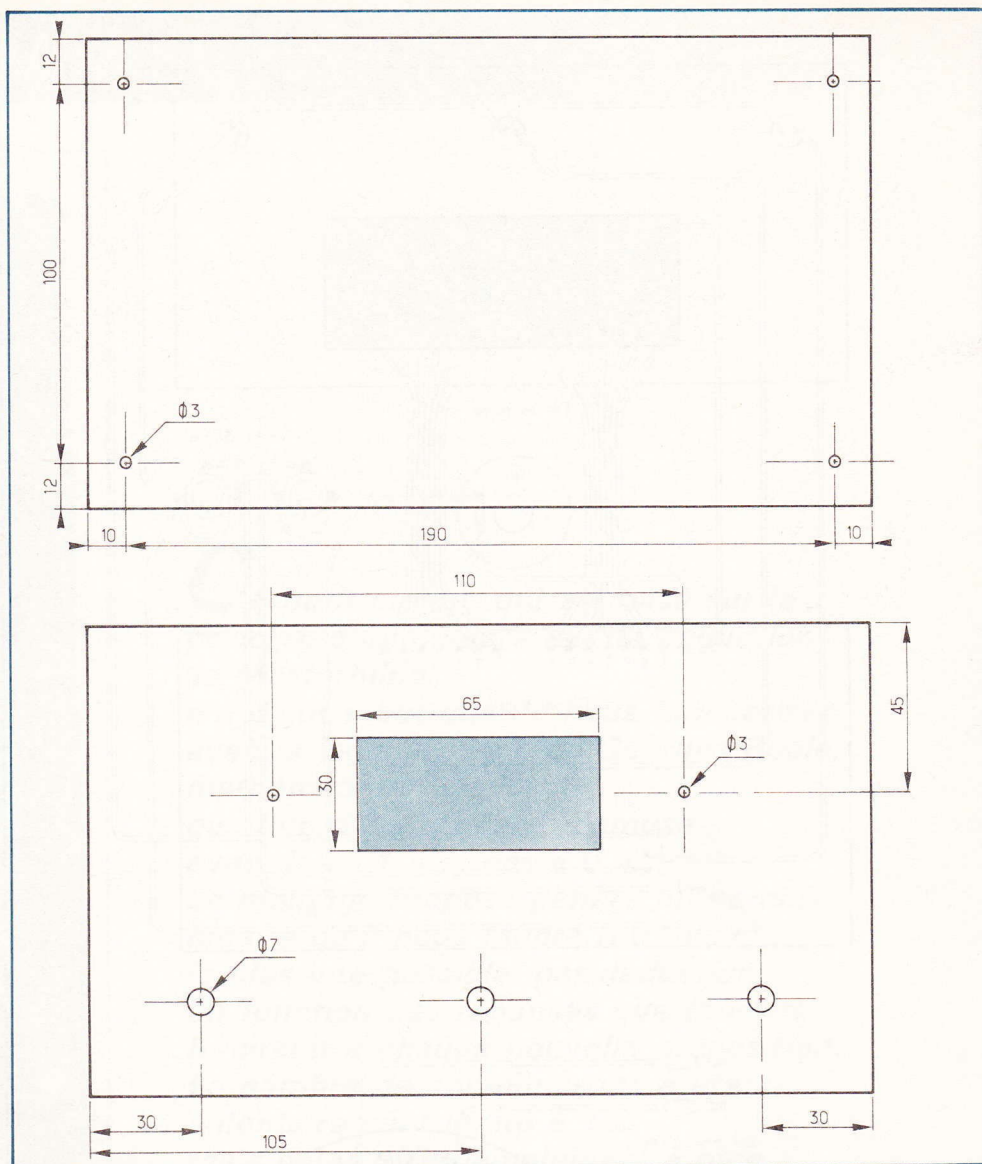
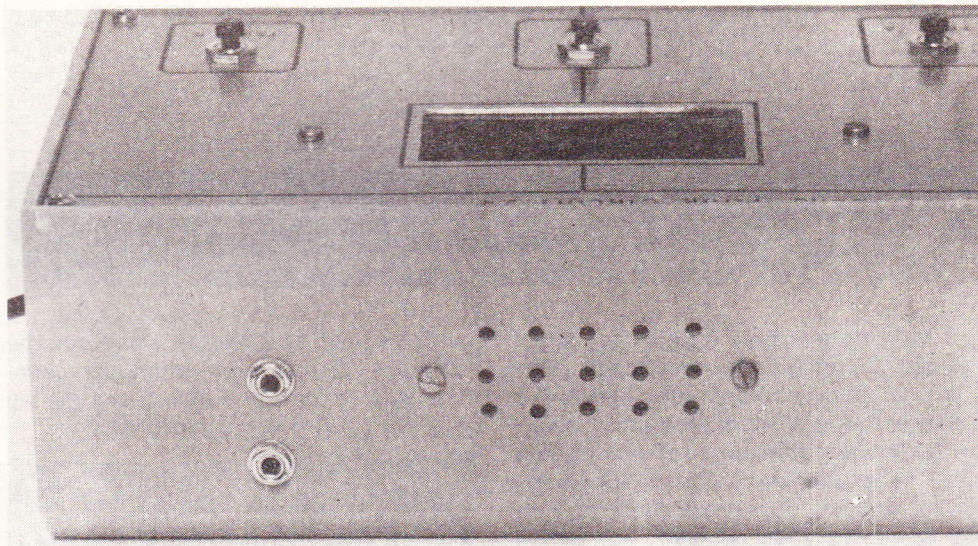


Fig. 7. et 8. – Les coffrets Teko pupitre se prêtent très bien à ce genre d'applications et conduisent à des réalisations soignées.

Photo 5. – On pourra prévoir quelques trous d'aération au dos du coffret.



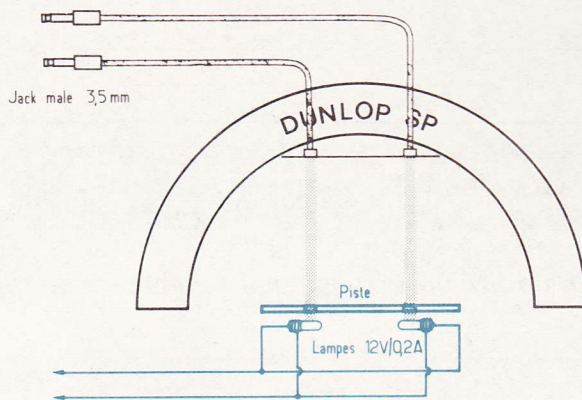
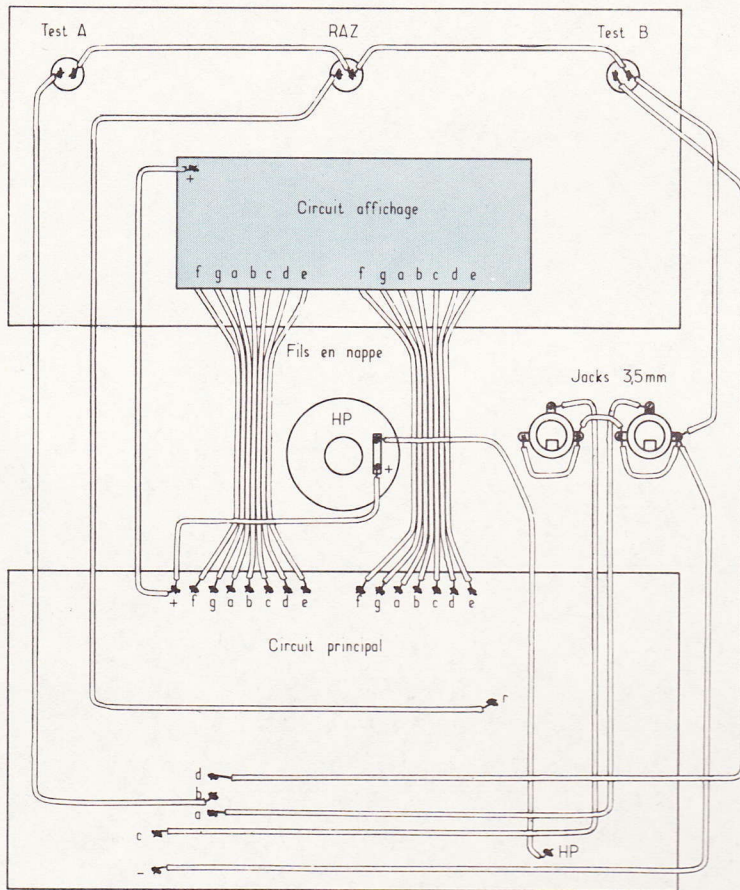


Fig. 9. et 10. — Pour le raccordement du circuit principal au circuit d'affichage, on utilisera de préférence du fil de différentes couleurs et en nappe. Mise en place des capteurs.

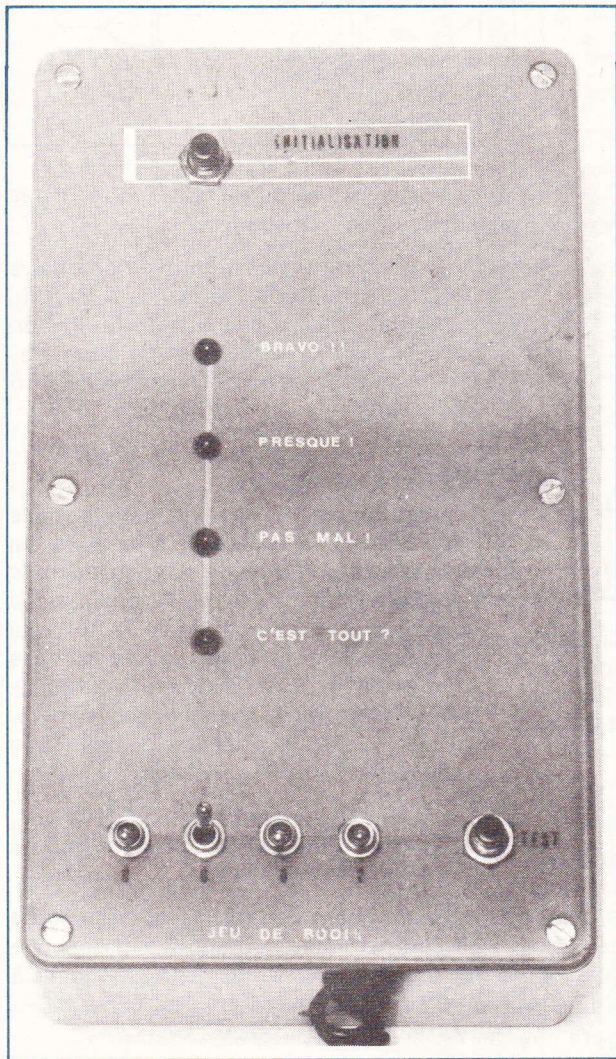
Ce montage utilise plusieurs circuits intégrés. Il constituera un excellent exercice pour les débutants qui hésitent à entreprendre des montages plus importants. Si vous effectuez des contrôles à tous les stades de la réalisation, vous pouvez être sûr du fonctionnement correct à la mise sous tension. Accessoire-

ment, ce montage pourrait servir comme compteur de passage pour personne. Nous avons même pu l'utiliser comme jeu de réflexe. Un bon moyen d'occuper les longues soirées d'hiver.

Daniel ROVERCH

Liste des composants

- R₁ = 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R₂ = 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₃ = 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R₄ = 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₅ = 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)
- R₆ = 100 kΩ (brun, noir, jaune)
- R₇ = 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)
- R₈ = 100 kΩ (brun, noir, jaune)
- R₉ = 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₀ = 470 Ω (jaune, violet, brun)
- R₁₁ = 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- R₁₂ = 12 kΩ (brun, rouge, orange)
- R₁₃ = 12 kΩ (brun, rouge, orange)
- R₁₄ = 18 kΩ (brun, gris, orange)
- R₁₅ = 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₁₆ = 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
- R₁₇ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₁₈ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₁₉ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₀ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₁ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₂ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₃ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₄ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₅ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₆ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₇ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₈ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₂₉ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- R₃₀ = 270 Ω (rouge, violet, brun)
- C₁ = 1 000 μF 40 V chimique
- C₂ = 47 nF
- C₃ = 470 μF 25 V chimique
- C₄ = 47 nF
- C₅ = 33 nF
- C₆ = 33 nF
- C₇ = 33 nF
- C₈ = 33 nF
- C₉ = 10 μF 63 V chimique
- C₁₀ = 10 μF 63 V chimique
- C₁₁ = 10 μF 25 V chimique
- C₁₂ = 68 nF
- C₁₃ = 10 μF 25 V chimique
- P₁ = 22 kΩ ajustable
- D₁ = 1N4004
- D₂ = 1N4004
- D₃ = 1N4004
- D₄ = 1N4004
- D₅ = 1N4148
- D₆ = 1N4148
- D₇ = 1N4148
- D₈ = 1N4148
- T₁ = BC408 B, BC548 B
- T₂ = BC408 B, BC 542B
- T₃ = 2N1711, 2N1613
- Cl₁ = régulateur 5 V 1 A (7805) TO220
- Cl₂ = 74123
- Cl₃ = 7490
- Cl₄ = 7490
- Cl₅ = 7447 AN
- Cl₆ = 7447 AN
- Cl₇ = 7400
- Cl₈ = LM556
- 1 coffret Teko 363
- 1 transfo 220 V 9 V 0,6 A
- 1 haut-parleur 8 Ω Ø 5 cm
- 2 jacks 3,5 châssis
- 3 poussoirs travail
- 2 afficheurs anode commune TIL 701
- 2 circuits imprimés
- 1 vitre rouge
- Vis, cosses, fils en nappe, etc.



CE petit circuit, qui est basé sur le principe d'un célèbre jeu de déduction (le Mastermind), n'a d'autre but que de nous familiariser avec la logique, celle de Georges Boole, mathématicien anglais, qui, l'un des premiers, s'amusa avec des « 1 » et des « 0 ».

Le montage proposé génère un nombre binaire qu'il nous faudra retrouver le plus vite possible, par déduction, en fonction des réponses que fournira le circuit à chaque nouvelle proposition. Le nombre de combinaisons a été volontairement limité à 16, mais cela suffira amplement à bien assimiler le principe du jeu (fig. 1).

UN JEU DE BOOLE

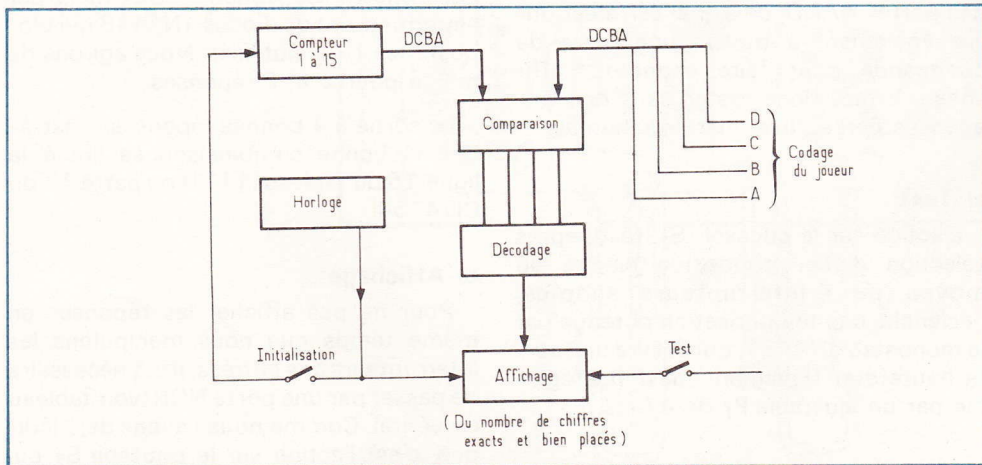


Fig. 1. – Synoptique du dispositif : un compteur génère un nombre binaire que l'on compare à la proposition du joueur.

1 – Principe (voir synoptique)

a) Rappel

Comptage en base 2 ou comptage binaire.

Le principe même de la logique repose sur le fait que les variables employées ne peuvent avoir que 2 états complémentaires.

Exemple : une LED allumée aura l'état 1 ; la même éteinte aura l'état 0.

Pour compter de 1 à 16, mais en binaire, il nous faudra utiliser exclusivement les 1 et 0, d'où le tableau suivant qui comporte quatre colonnes binaires de D à A et une colonne pour le décimal (fig. 2) :

| D | C | B | A | Décimal ou ligne | |
|---|---|---|---|------------------|------------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | ○ Aucune réponse |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 2 | |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 3 | |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 4 | |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 5 | |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 6 | |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 7 | |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 8 | ○ 1 C'est tout |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 9 | |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 10 | |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 11 | |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 12 | ○ 2 Pas mal |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 13 | |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 14 | ○ 3 Presque |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 15 | ○ 4 Bravo |

Fig. 2

Ce tableau servira tout au long de cette explication, et il faudra nous familiariser avec cet alignement de 1 et de 0.

b) Comparaison

En prenant dans le tableau un nombre binaire quelconque, nous pouvons le comparer à un autre nombre binaire de même longueur (fig. 3).

Exemple :

| | D | C | B | A | |
|------|---|---|---|---|---------------------|
| N1 = | 1 | 0 | 0 | 1 | (9 et 4 en décimal) |
| N2 = | 0 | 1 | 0 | 0 | |

Fig. 3

En comparant les différentes colonnes, il n'y a que la colonne B qui comporte deux chiffres identiques, ici le 0.

On peut donc dire qu'il n'y a qu'un chiffre placé de la même façon dans N₁ et N₂. Dans notre jeu, le nombre N₁ sera composé automatiquement, d'une façon aléatoire par le circuit, et le joueur proposera le nombre N₂; en retour, le circuit « répondra » combien il y a de chiffres placés d'une façon identique. Le joueur proposera une nouvelle combinaison N₂, et par déduction trouvera très vite le nombre N₁.

c) Affichage

Il sera très simple puisque simplement constitué de 4 LED et d'un petit commentaire concernant chaque allumage; de plus, l'allumage de ces voyants sera temporisé pour nous donner le temps de le lire et... de réfléchir.

// - Schéma électronique

Il ne fait appel qu'à des circuits intégrés digitaux de technologie TTL (rappelons à ce sujet que l'entrée d'une porte TTL laissée en l'air prendra l'état 1, l'état 0 étant obtenu par mise à la masse ou - 5 V).

a) Horloge

Elle est essentiellement formée de deux portes NAND, et délivre des signaux carrés symétriques que nous utiliserons de deux façons :

- A travers le poussoir S₁ (initialisation), ils seront appliqués à l'entrée horloge du CI compteur 7493, qui délivrera au rythme de cette fréquence un code binaire de 0000 à 1111 (voir tableau); il sera très difficile de deviner la combinaison produite et nous pourrions augmenter la fréquence des signaux d'horloge, mais, et c'est là qu'intervient l'autre rôle des portes NAND, ce signal carré est utilisé également à travers une porte de commande pour faire clignoter l'affichage. Il faut donc rester dans des fréquences perceptibles par l'œil humain.

b) Test

L'action sur le poussoir S₂ (test), après sélection d'une proposition binaire au moyen de 4 interrupteurs simples, déclenche une temporisation obtenue par le monostable 74121, qui délivre une sortie haute (état 1) pendant une durée réglable par un ajustable P₁ de 47 kΩ.

c) Comparaison

Il est très pratique de faire appel aux propriétés d'une porte NOR exclusif, dont nous rappelons la table de vérité (fig. 4) :

| A | B | S |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |

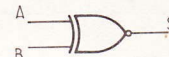


Fig. 4

la sortie ne sera à l'état 1 que si les entrées sont identiques.

Il suffira de tester au moyen de quatre portes identiques les sorties D, C, B, A du compteur et l'état des entrées du joueur. Pour réaliser pratiquement ce comparateur, il sera utilisé un CI OU exclusif 7486 suivi d'un inverseur 7405.

d) Décodage (fig. 5)

C'est la partie la plus délicate, car elle doit répondre à toutes les situations qui se présenteront, sans dévoiler au joueur le nombre à découvrir. Nous ferons appel à un gros circuit à 24 pattes, le 74154, qui en présence d'un code binaire sur ses entrées D, C, B, A délivrera une sortie BASSE (état 0) sur l'une des sorties décimales: c'est un décodeur (voir son tableau de vérité en annexe).

Exemple: En présence de 1101, la sortie 13 (patte 15) sera à l'état 0, toutes les autres sorties restant à 1.

En analysant ce tableau, et en pensant au comparateur, nous pouvons dire que tous les « 1 » du tableau correspondent à des comparaisons positives, c'est-à-dire à des chiffres bien placés.

Combien de fois n'y-a-t'il un seul « 1 », c'est-à-dire un chiffre bien placé? La réponse est encore dans le tableau aux lignes 1 (0001), 2 (0010), 4 (0100), et 8 (1000); toutes ces sorties seront ramenées ensembles (fonction OU) mais par l'intermédiaire de diodes 1N4148 qui bloquent les « 1 » inutilisés. Nous agissons de même pour 2 et 3 réponses.

La sortie à 4 bonnes réponses, c'est-à-dire la bonne combinaison se lira à la ligne 15 du tableau (1111) ou patte 17 du CI 74154.

e) Affichage

Pour ne pas afficher les réponses en même temps que nous manipulons les interrupteurs des entrées, il est nécessaire de passer par une porte NOR (voir tableau de vérité). Comme nous l'avons déjà indiqué, c'est l'action sur le poussoir S₂ qui provoque l'affichage de la réponse par l'intermédiaire de l'une des 4 LED; il est possible de réserver une couleur verte pour la bonne réponse.

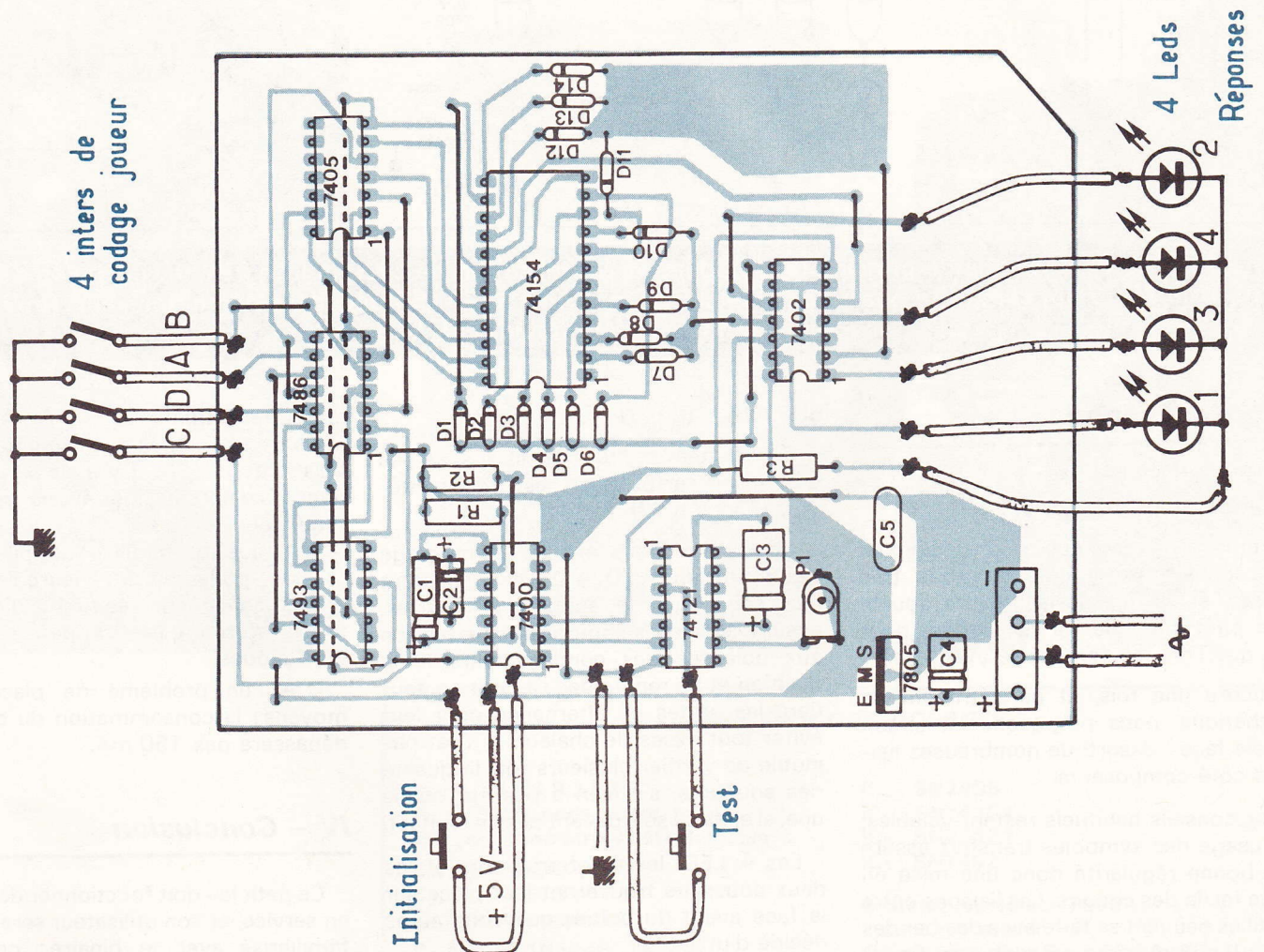
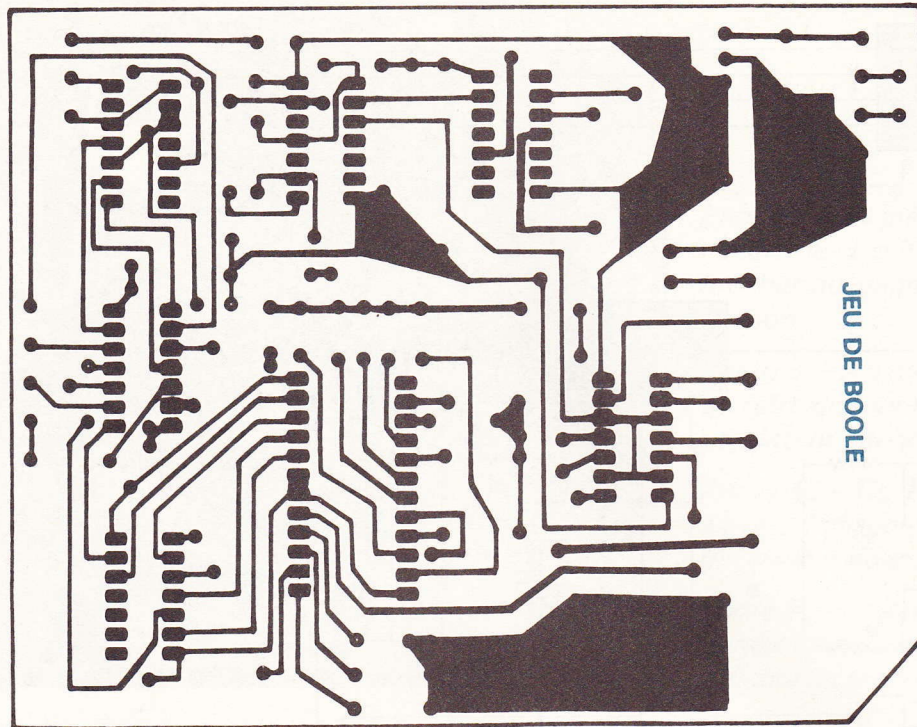


Fig. 6. et 7. - De nombreux straps pour cette réalisation dont tracé et implantation sont présentés grandeur nature. Notons toutefois que les straps restent une solution préférable au circuit double face.

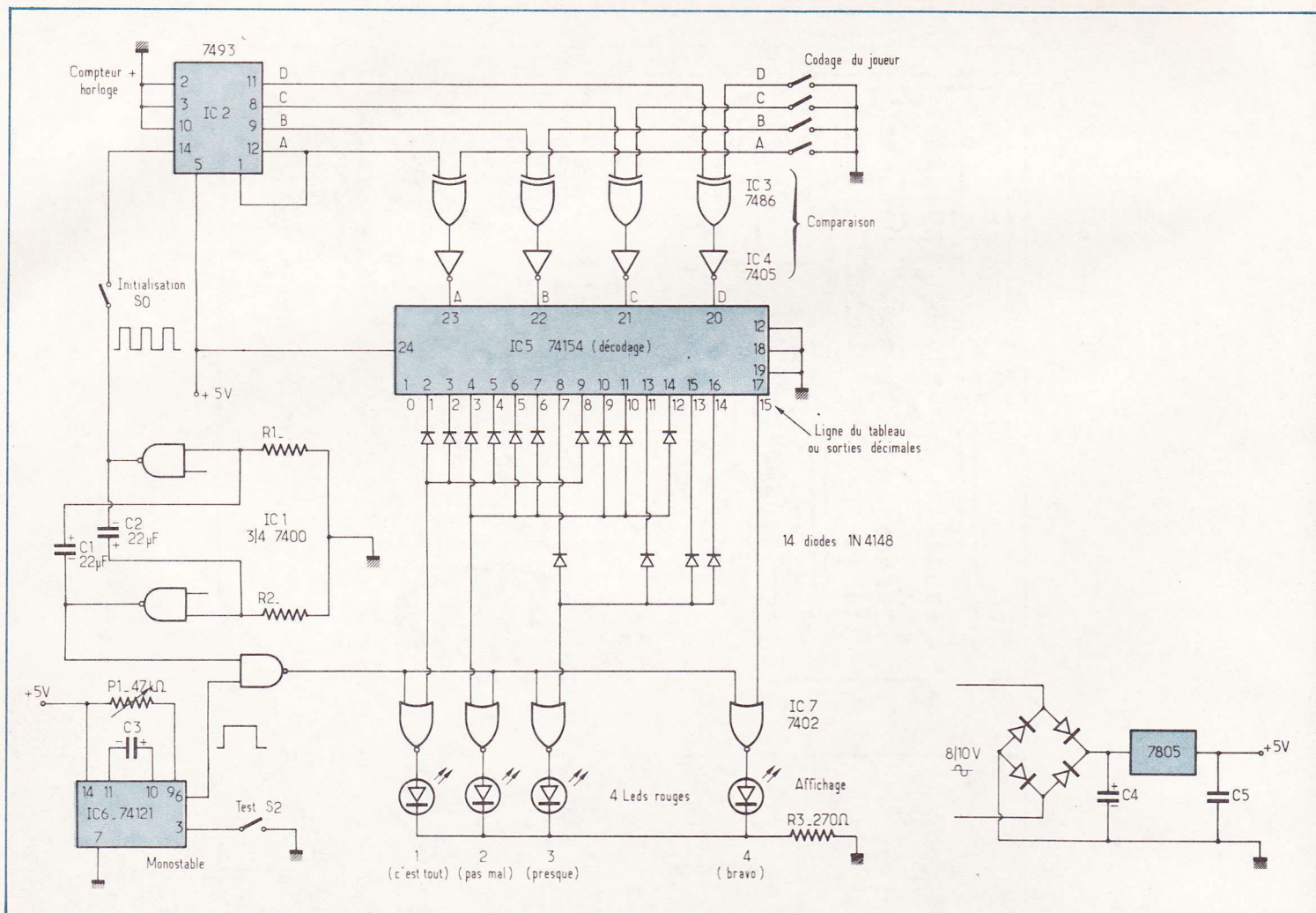


Fig. 5. et 8. – Le schéma de principe laisse apparaître l'utilisation de circuits intégrés en technologie TTL citons le 7486 qui comporte quatre NOR exclusifs ainsi que le 74154 décodeur-démultiplexeur. Un 7805 assure une tension stable de 5 V.

III – Réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 6)

L'emploi des circuits intégrés digitaux occasionne des circuits imprimés très denses, et l'usage de la gravure double face peut simplifier la réalisation, pour peu que l'on soit familiarisé avec elle.

Encore une fois, et au détriment de l'esthétique, nous proposons un circuit simple face... assorti de nombreuses liaisons côté composants.

Les conseils habituels restent valables, et l'usage des symboles transfert assure une bonne régularité donc une mise en place facile des circuits. Les liaisons entre pastilles peuvent se faire avec des bandes (c'est long), ou avec un stylo très fin, et beaucoup de soin ! Seul le circuit 74154 mérite un support, tous les autres composants ne méritant pas une telle dépense vu leur faible prix.

b) Câblage (fig. 7)

Commencer par tous les straps, ne pas en oublier, surtout sous les circuits intégrés (il y en a 22).

Nous conseillons ensuite le montage des petites diodes D_1 à D_{14} en respectant leur sens, puis le support 24 pattes, ensuite les autres composants : attention aux polarités des condensateurs, à la position et au repère des CI dont on soudera les pattes en alternance pour leur éviter tout excès de chaleur. Il n'est pas inutile de vérifier plusieurs fois la qualité des soudures, s'il n'en a pas été oublié une, si elles ne se trouvent pas en contact.

Les 4 LED, les 4 interrupteurs et les deux poussoirs trouveront leur place sur la face avant du boîtier que vous aurez décidé d'utiliser.

Il serait très désagréable d'inverser le repérage des LED, ainsi que leur ordre d'allumage : toute déduction serait inexacte.

c) Alimentation

Ce circuit exigera une alimentation stabilisée de 5 V, et il y a deux solutions : dans les deux cas, nous avons prévu un CI régulateur, le 7805.

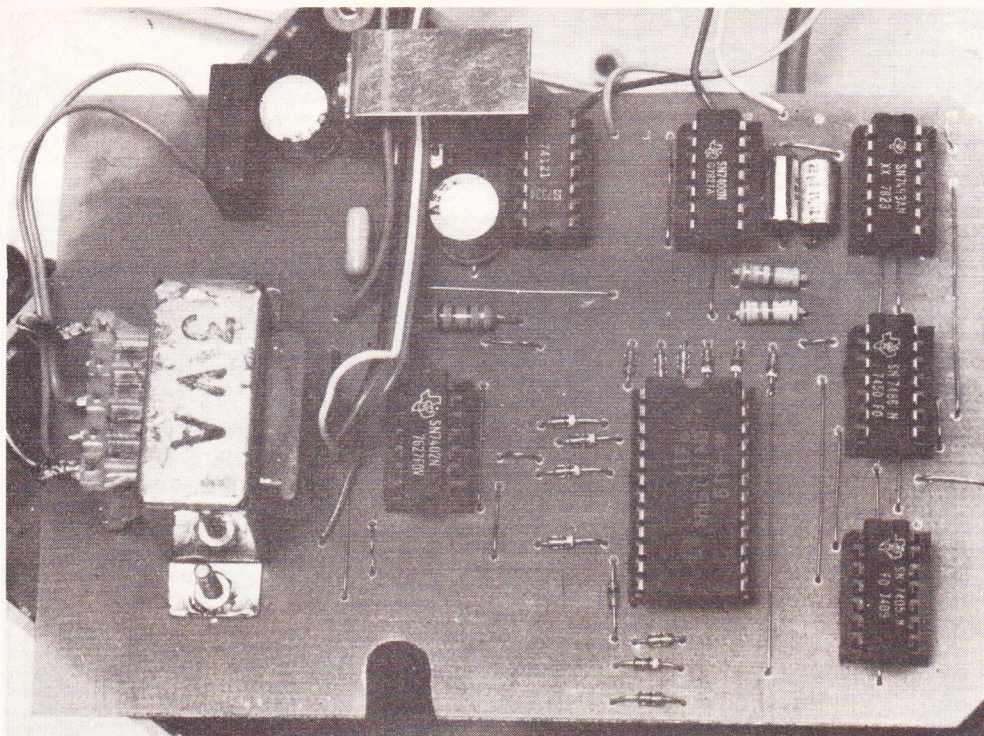
- Il est possible d'utiliser des piles dont la tension totale soit supérieure à 5 V,
- il est également très simple d'employer un transformateur et un pont redresseur ou 4 diodes.

C'est un problème de place et de moyens ; la consommation du circuit ne dépassera pas 150 mA.

IV – Conclusion

Ce petit jeu doit fonctionner dès la mise en service, et son utilisateur sera très vite familiarisé avec le binaire ; on pourra même essayer d'augmenter ses combinaisons à condition de ne pas perdre la Boole...

G. ISABEL



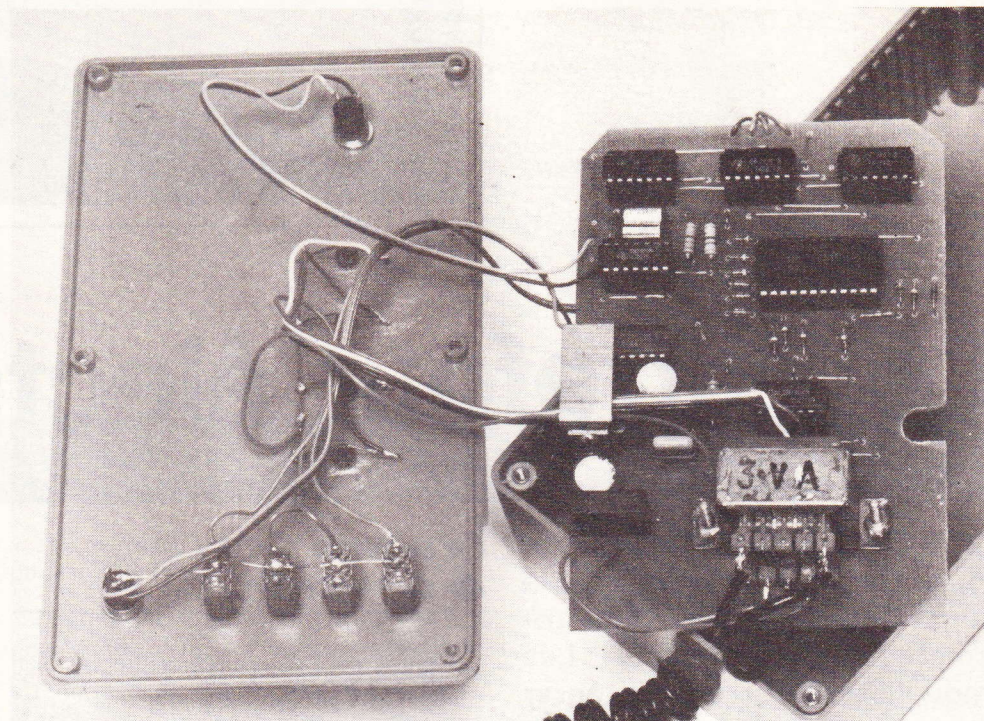
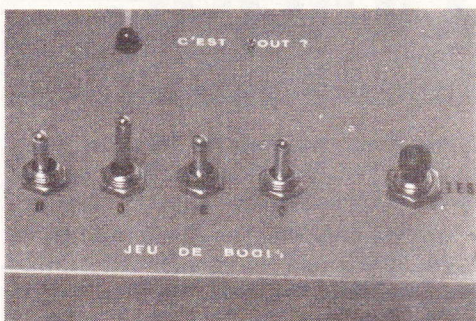
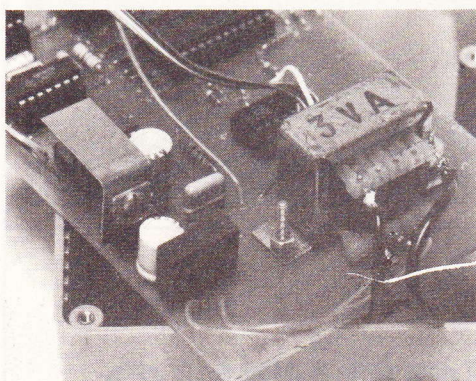
$$\begin{array}{r|l} 2 & \\ \hline 3 & 4 \\ \hline 5 & \end{array}$$

Photo 2. – La pièce maîtresse du circuit : le circuit 74154, un 24 broches qui gagnera à être placé sur support.

Photo 3. – Au niveau alimentation, un refroidisseur reste nécessaire au régulateur intégré.

Photo 4. – Du fil de couleur en nappe s'avère indispensable pour les différentes connexions extérieures.

Photo 5. – Le joueur dispose de quatre inverseurs 0 ou 1 pour afficher sa proposition.

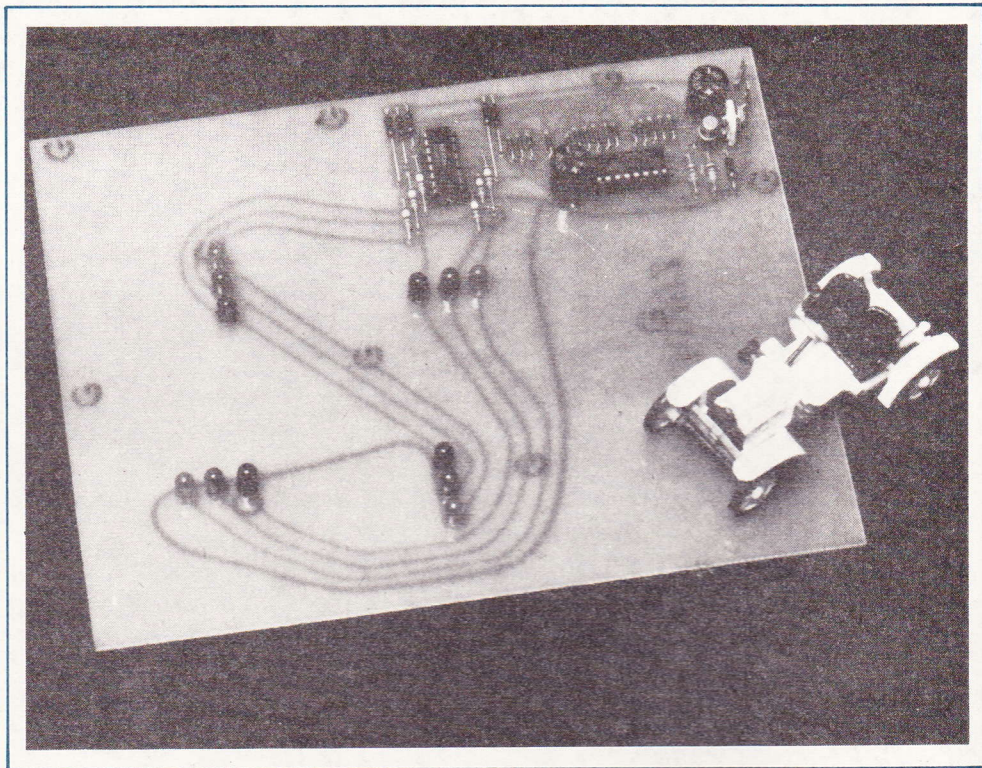


Liste des composants

R₁, R₂ : 1,8 à 3,3 kΩ
 R₃ : 270 Ω (rouge, violet, brun)
 P₁ : potentiomètre 47 kΩ ajustable
 C₁, C₂ : 22 μF / 16 V
 C₃, C₄ : 100 μF / 16 V
 C₅ : 47 nF plaquette
 D₁ à D₁₄ : 1N4148, 1N914
 IC₁ : SN7400
 IC₂ : SN7493
 IC₃ : SN7486

IC₄ : SN7405
 IC₅ : SN74154
 IC₆ : SN74121
 IC₇ : SN7402

1 circuit régulateur 7805
 1 pont redresseur 1 A
 1 transformateur 5 ou 10 VA / 8 à 10 V
 4 interrupteurs unipolaires
 2 poussoirs impulsion (à fermeture)
 4 LED rouges Ø 5 mm



Le carrefour électronique

CE montage éducatif et attrayant reproduit le fonctionnement des feux tricolores d'un carrefour. Les modélistes pourront l'intégrer à leurs réseaux routiers et ferroviaires...

Le schéma de principe (fig. 1)

Il fait appel à deux circuits intégrés bien connus et à un transistor unijonction. Ce transistor procure des impulsions dont la fréquence est déterminée par R_1 de $10\text{ k}\Omega$ en série avec P_1 de $100\text{ k}\Omega$, et C_2 de $47\text{ }\mu\text{F}$. On recueille ces impulsions positives aux bornes de R_3 de $330\text{ }\Omega$ et on les applique à l'entrée du compteur CD4017 B. A chaque impulsion, ce compteur avance d'un pas. En sortie de ce compteur, nous trouvons une matrice constituée par les diodes D_1 à D_{14} , et qui n'est autre qu'un ensemble de quatre circuits OU.

Chaque feu tricolore, ils sont au nombre de quatre, doit s'allumer successivement en vert, en orange (jaune) et en rouge. Des diodes lumineuses, ô combien prati-

ques, font parfaitement l'affaire. Notez que sur la maquette, les feux oranges ont été remplacés par des jaunes.

Ces feux doivent s'allumer dans un ordre précis qui est donné par le diagramme de la figure 2.

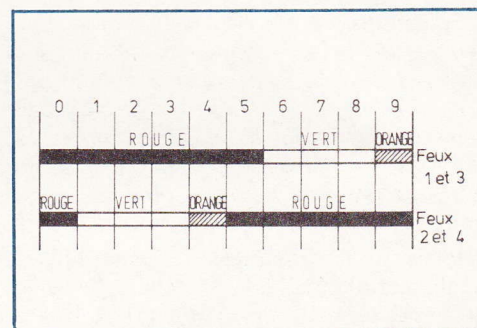


Fig. 1. - Synoptique de fonctionnement des feux routiers.

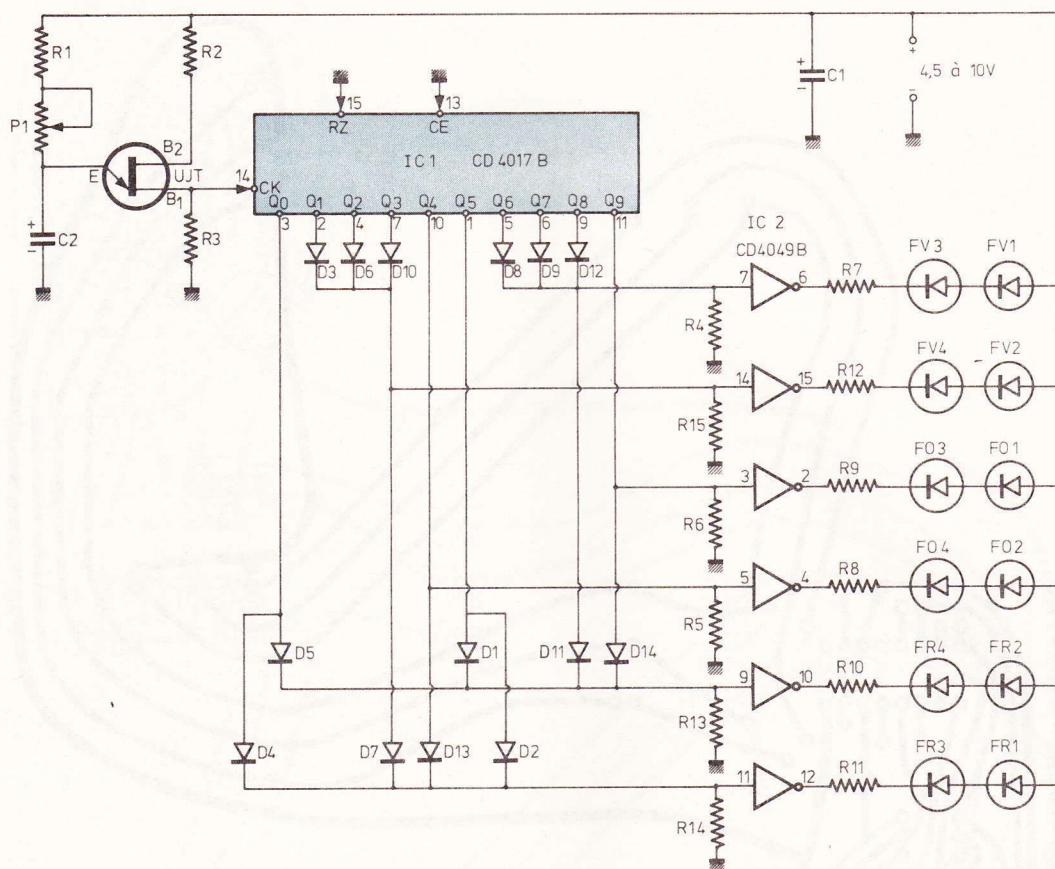


Fig. 2. - Schéma de principe : un compteur CD 4017 représente le cœur du dispositif. Notons la présence d'aiguillage à diodes suivi de buffers inverseurs afin d'alimenter des LED de couleurs correspondantes.

Les chiffres 0 à 9 représentent les sorties du compteur CD4017 B. Les feux sont bien entendu couplés deux à deux. Remarquez la présence au rouge de tous les feux pendant les temps 0 et 5, pour éviter les collisions entre les retardaires et les gens pressés.

Revenons à notre matrice à diodes. Les feux 1 et 3 seront au vert pendant les temps 6 ou 7 ou 8. Les feux 2 et 4 seront au vert pendant les temps 1 ou 2 ou 3. Les feux 1 et 3 seront à l'orange pendant le temps 9. Les feux 2 et 4 seront à l'orange pendant le temps 4. On raisonne de façon identique pour les feux au rouge.

Utilisons une astuce pour économiser quelques diodes. En regardant le diagramme, on peut dire que les feux 1 et 3 seront au rouge quand les feux 2 et 4 seront au vert OU à l'orange, OU pendant les temps 0 et 5. De façon similaire, les feux 2 et 4 seront au rouge quand les feux

1 et 3 seront au vert OU à l'orange, OU pendant les temps 0 et 5.

Chaque sortie du compteur CD4017 B nous donne un niveau logique 1 (+) quand elle est active. Ces tensions positives se retrouvent sur les entrées du circuit CD4049 B qui permet un courant de sortie suffisant pour allumer les diodes lumineuses. L'entrée d'un inverseur du CD4049 B passant à 1, sa sortie passe à 0 (-) et les diodes lumineuses correspondantes s'allument. Une résistance de 390 Ω limite le courant dans ces diodes. La vitesse de fonctionnement des feux du carrefour est réglable par le potentiomètre ajustable P₁.

Notre montage fonctionne très bien entre 4,5 et 10 V. La faible consommation autorise son alimentation sur piles. Nous avons mesuré un courant de 16 à 17 mA sous 6 V et 29 à 31 mA sous 9 V.

Réalisation pratique (fig. 3 et 4)

Le circuit imprimé simple face sera reproduit par une méthode photographique ou par gravure directe. Pour plus de sûreté, les circuits intégrés seront mis sur des supports. Percer les trous pour ces supports, pour les diodes, le transistor et les résistances au Ø 0,8 mm, percer à Ø 1 mm pour les condensateurs et les diodes lumineuses, percer à Ø 1,2 mm ou 1,3 mm pour le potentiomètre et les cosses.

Souder les diodes IN4148, les résistances, les supports de circuits intégrés, les diodes électroluminescentes, les condensateurs, le transistor, le potentiomètre et les deux cosses.

Les artistes sauront facilement dessiner

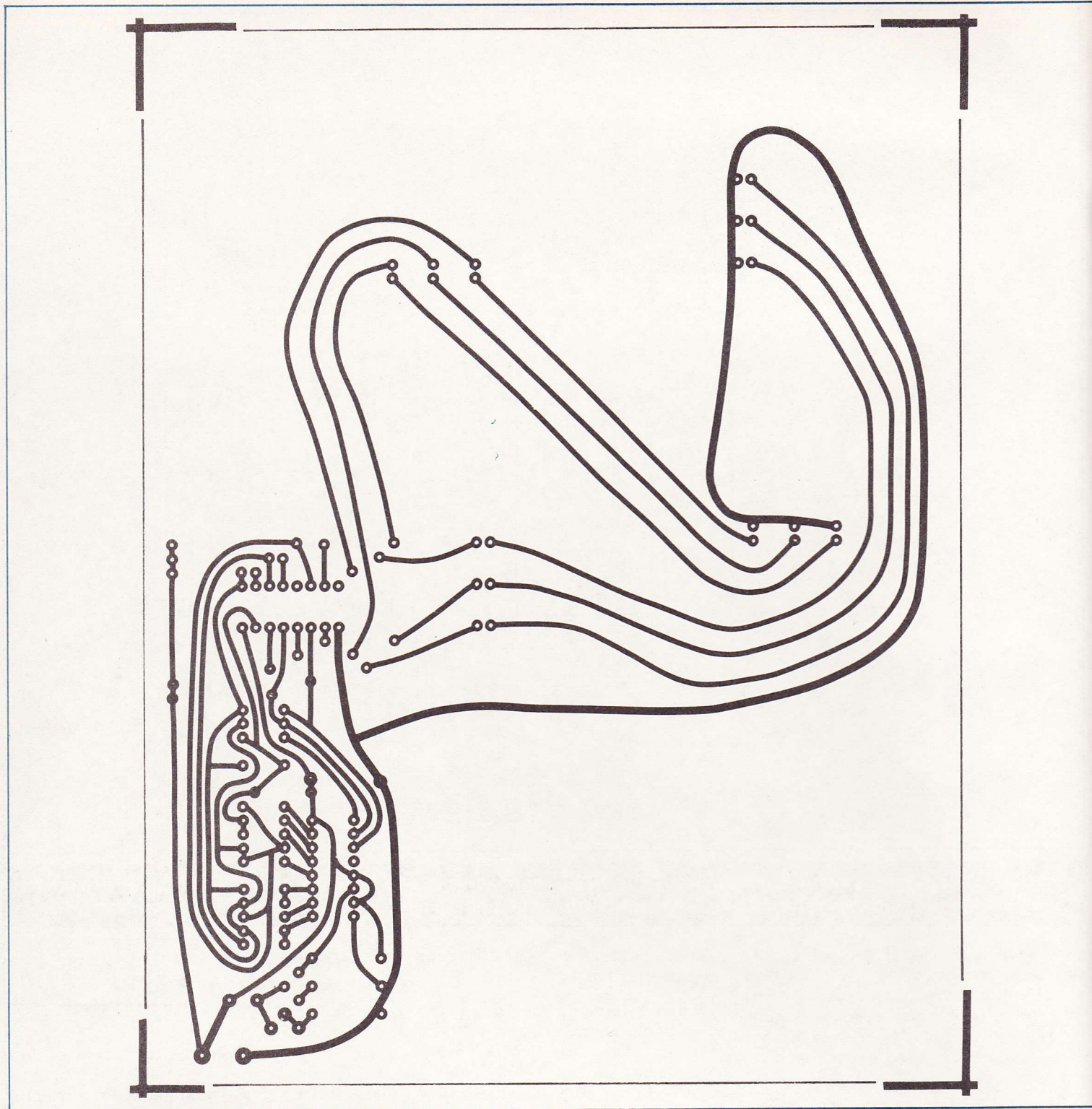


Fig. 3. – L'auteur a préféré placer les quatre « feux tricolores » sur la platine dans une configuration réaliste d'un carrefour. Le tracé, comme d'usage, se présente à l'échelle 1 pour une meilleure reproduction.

chaussée et trottoirs à l'aide de feuilles de plastique adhésif de couleur. Une petite maison cachera la partie électronique, et les plus doués fabriqueront des feux plantés verticalement comme les vrais.

Piétons, attendez que le feu passe au rouge, et vous, automobilistes, ne le grillez pas !

Guy BLANCHARD

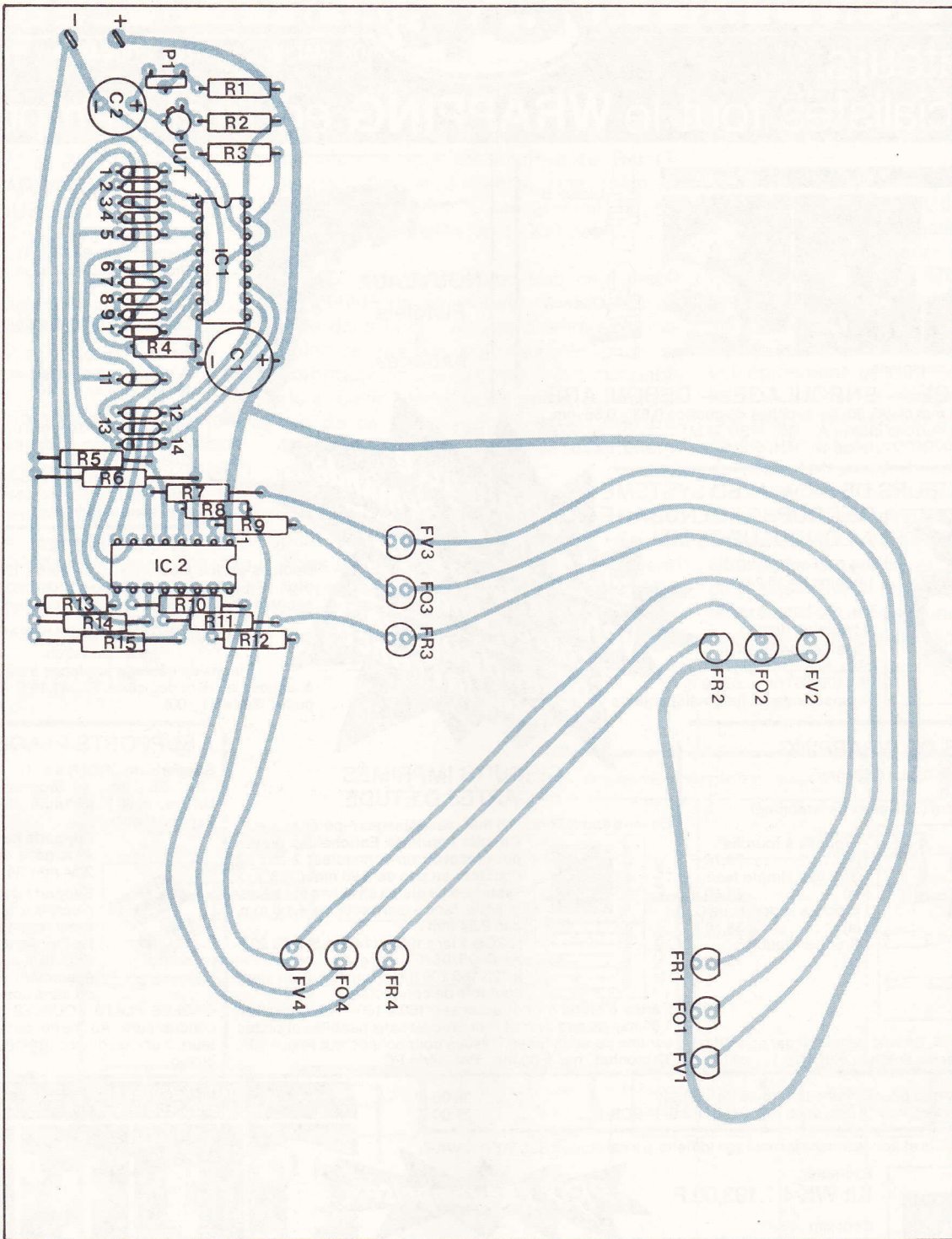


Fig. 4. – Au niveau implantation, également fournie grandeur nature, on veillera au sens de branchement des circuits intégrés et des LED.

Liste des composants

Résistances 1/4 W

- R₁ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R₂ : 100 Ω (marron, noir, marron)
- R₃ : 330 Ω (orange, orange, marron)
- R₄, R₅, R₆ : 5,1 k Ω (vert, marron, rouge)
- R₇, R₈, R₉, R₁₀, R₁₁, R₁₂ : 390 Ω (orange, blanc, marron)
- R₁₃, R₁₄, R₁₅ : 5,1 k Ω (vert, marron, rouge)

Condensateurs

- C₁, C₂ : 47 μ F / 16 V

Diodes

- D₁ à D₁₄ : 1N4148, 1N914
- 4 LED \varnothing 5 mm vertes
- 4 LED \varnothing 5 mm oranges ou jaunes
- 4 LED \varnothing 5 mm rouges

Potentiomètre

- P₁ : 100 k Ω / VA05 V ou équivalent

UJT : 2N2646

IC₁ : CD4017 B

IC₂ : CD4049 B

- 2 supports 16 broches
- 2 cosses.

DES APPLICATIONS D'UNE CALCULATRICE

(suite de la page 82)

B – MEMOIRE DE TRANSFERT A 3 CHIFFRES SIGNIFICATIFS

I – Le principe

a) Raisons d'être de ce module

Elles sont au nombre de deux ; un premier rôle de ce module consiste à disposer d'une mémoire auxiliaire qui sera utile pour certaines applications. En effet, une calculatrice courante comprend généralement une seule mémoire ; or lorsqu'il s'agit par exemple de faire intervenir des notions de temps et d'espace et que le type de calcul nécessaire fait appel à un « stockage » de données numériques, il

est évident que la seule mémoire de la calculatrice se révèle insuffisante. Dans la plupart des applications, une mémoire équivalant en effet, à un appareil de mesure de type digital de 1 000 points.

Une deuxième raison non négligeable de l'utilité de ce module de transfert réside dans le fait qu'une mémoire de calculatrice utilisée par exemple pour un comptage donné est tout à fait incapable de « réagir » lorsque les unités élémentaires de ce comptage atteignent des fréquences de l'ordre du kilohertz par exemple.

Cette mémoire auxiliaire, par contre, peut très bien enregistrer des informations de comptage de fréquence élevée et la restituer à la calculatrice... tranquillement et à une vitesse adaptée à son rythme de travail propre.

b) Principe de fonctionnement

Il est repris au synoptique de la figure 9. Il s'agit en fait d'un compteur de 0 à 999 constitué essentiellement par 3 compteurs-décodeurs décimaux contenus dans des boîtiers MOS CD4017. Les impulsions élémentaires de comptage sont présentées à une entrée E de ce module. Parallèlement à cette entrée, il est également possible de valider ou de ne pas valider le comptage. De même, une entrée correspond à la remise à zéro de l'ensemble du compteur. Enfin, en cas de dépassement de la capacité maximale de cette mémoire (lorsque le nombre 999 est atteint) une signalisation appropriée entre en jeu en même temps qu'une possibilité de détection et d'exploitation de ce phénomène. Il convient d'ajouter à ces diverses dispositions une commande en cascade de la lecture séparée des centai-

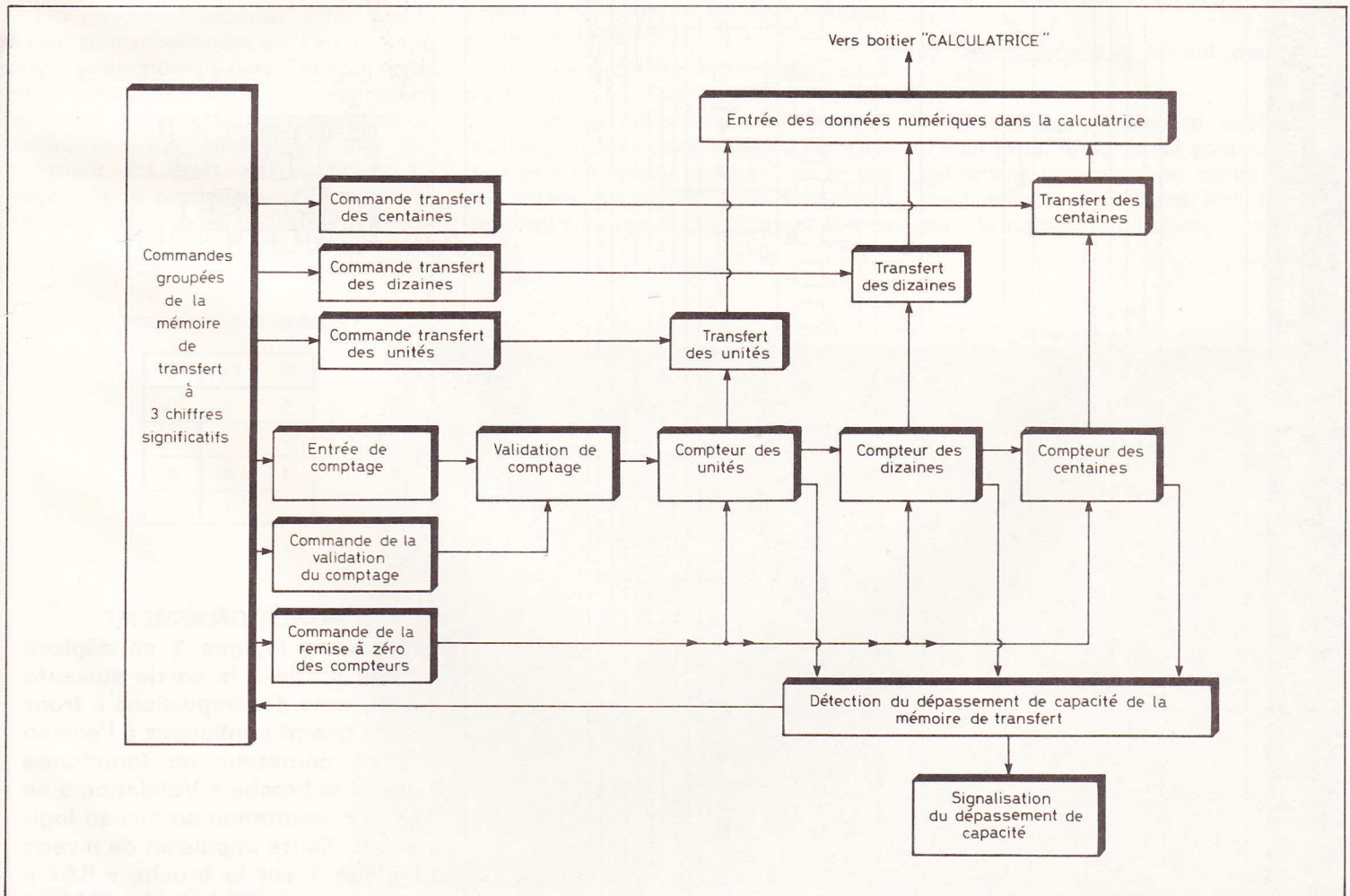
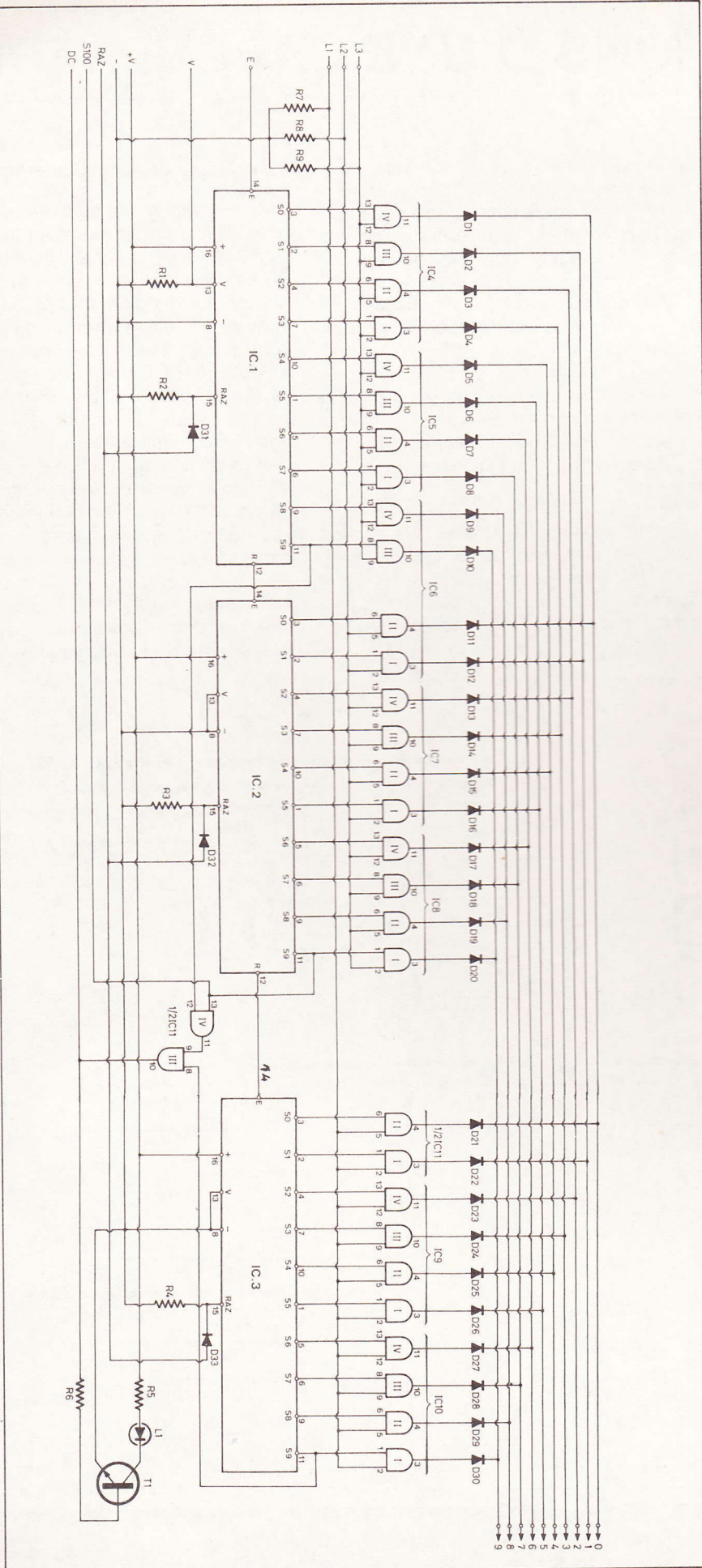


Fig. 9. — Synoptique du module « mémoire de transfert ». Il s'agit en fait d'un compteur de 0 à 999 constitué essentiellement de trois compteurs-décodeurs CD 4017.

Fig. 10. — Schéma de principe de cette mémoire de transfert où les trois circuits C.MOS 4017, qui réclament peu d'énergie, apparaissent nettement.



CD4017 : Compteur - décodeur décimal

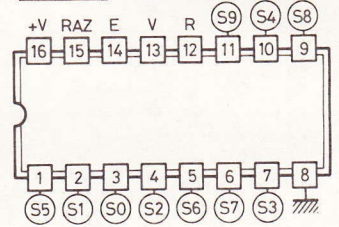


Tableau de fonctionnement

| 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 | 1 |
| ↑ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| ↑ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| ↑ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| ↑ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |

CD4081 : 4 portes AND à 2 entrées

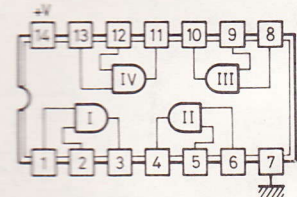


Tableau de fonctionnement

| E1 | E2 | S |
|----|----|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |

FONCTIONNEMENT

Le niveau logique 1 se déplace d'une sortie à la sortie suivante au rythme des impulsions à front raide positif appliquées à l'entrée E. Le compteur ne fonctionne que si la broche « Validation » se trouve maintenue au niveau logique 0. Toute impulsion de niveau logique 1 sur la broche « RAZ » remet le compteur à zéro (niveau 1 sur S₀). La broche « R » est la sortie de report.

nes, des dizaines et des unités, ce qui permet justement l'entrée des données numériques dans la calculatrice.

II – Fonctionnement électronique (fig. 10)

a) Alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement de ce module est minime étant donné sa conception Basic sur l'utilisation de circuits intégrés MOS. En fait, ce module fonctionne sous la tension générale d'alimentation de 9 à 10 V qui sera d'ailleurs fournie par le boîtier « application ».

b) Comptage

Les impulsions unitaires, à front raide positif sont acheminées sur l'entrée E du premier compteur (IC₁) qui est par conséquent le compteur des unités. Par report, ce dernier alimente IC₂, compteur des dizaines, qui commande à son tour IC₃, compteur des centaines. La **figure 11** représente le brochage et le fonctionnement du circuit intégré CD4017. On dis-

pose ainsi de 30 sorties reliées chacune à une entrée d'une porte AND à 2 entrées (CD4081)

c) Commutation L₁, L₂, L₃

La deuxième entrée de ces portes AND est reliée à une commande L₁ pour le compteur des centaines, L₂ pour celui des dizaines et L₃ pour celui des unités. Tant que L₁, L₂ et L₃ sont laissées « en l'air », les entrées des portes AND se trouvent au niveau logique 0 grâce aux résistances R₇, R₈ et R₉. La sortie des portes AND est donc toujours au niveau logique 0, dans ce cas. Par contre, dès que l'on présente un niveau logique 1 sur L₁ par exemple, il s'en suit l'apparition d'un niveau logique 1 sur la porte AND (et sur cette dernière seulement) dont la liaison de la 2^e entrée avec IC₃ présente un niveau logique 1. Il s'agit en fait d'un véritable « relevé » du compteur IC₁.

Ainsi lorsque l'on sollicite, par l'envoi d'une impulsion positive, successivement L₁, L₂ et L₃, on effectue en réalité la lecture complète de la mémoire par l'apparition d'un niveau logique 1 en niveau des sorties communes (0 à 9) d'abord des centaines, puis des dizaines suivies

des unités. Les diodes D₁ à D₃₀ évitent des renvois de niveaux logiques 1 vus des sorties de portes qui sont au niveau 0.

d) Autres commandes possibles

Les broches de validation de IC₂ et IC₃ sont reliées en permanence à la masse. Il en est de même pour IC₁, tant que l'entrée V reste « en l'air », grâce à R₁. Par contre, dès que l'on achemine sur l'entrée V un signal permanent de niveau 1, IC₁ n'intègre plus les impulsions de comptage.

De même, les broches RAZ des trois compteurs sont reliées à la masse par l'intermédiaire de R₂, R₃ et R₄. Toute impulsion de niveau logique 1 présentée sur RAZ a pour effet la remise à zéro de l'ensemble des trois compteurs.

e) Dépassement éventuel des capacités

Si aucune précaution particulière n'était prise, le compteur continuerait indéfiniment son cycle de comptage une fois le nombre 999 atteint. Afin de ménager une possibilité de blocage, les portes

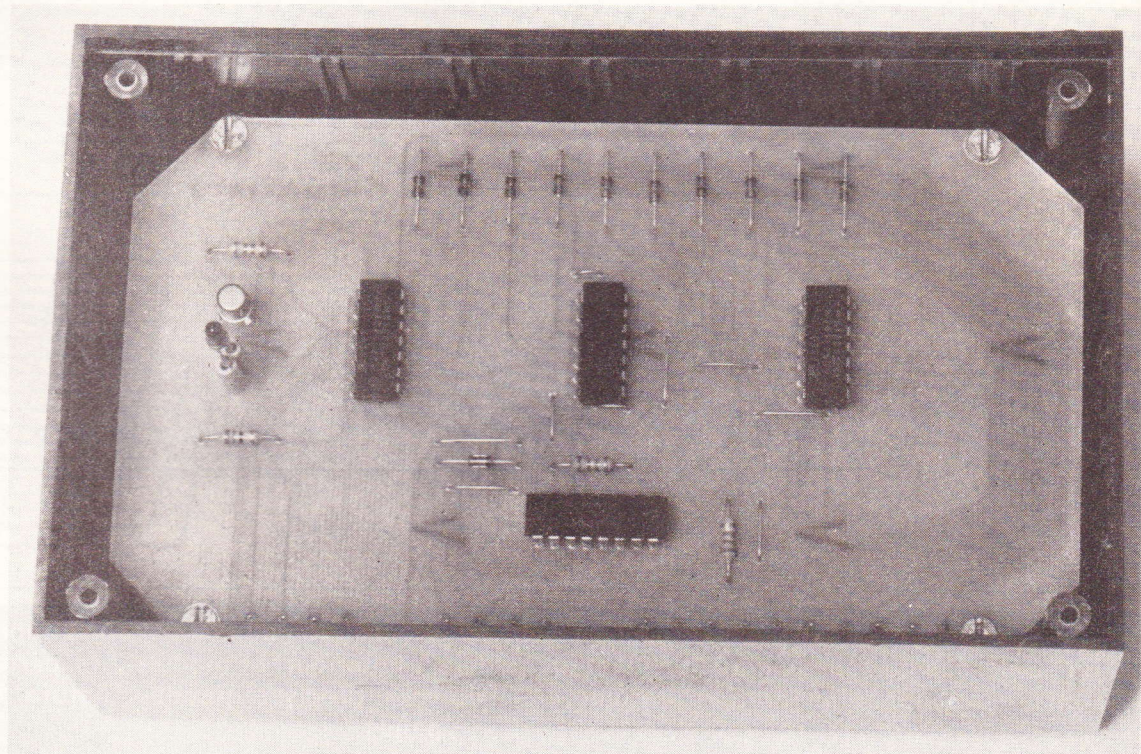


Photo 5. — Du boîtier mémoire de transfert, on aperçoit le module supérieur.

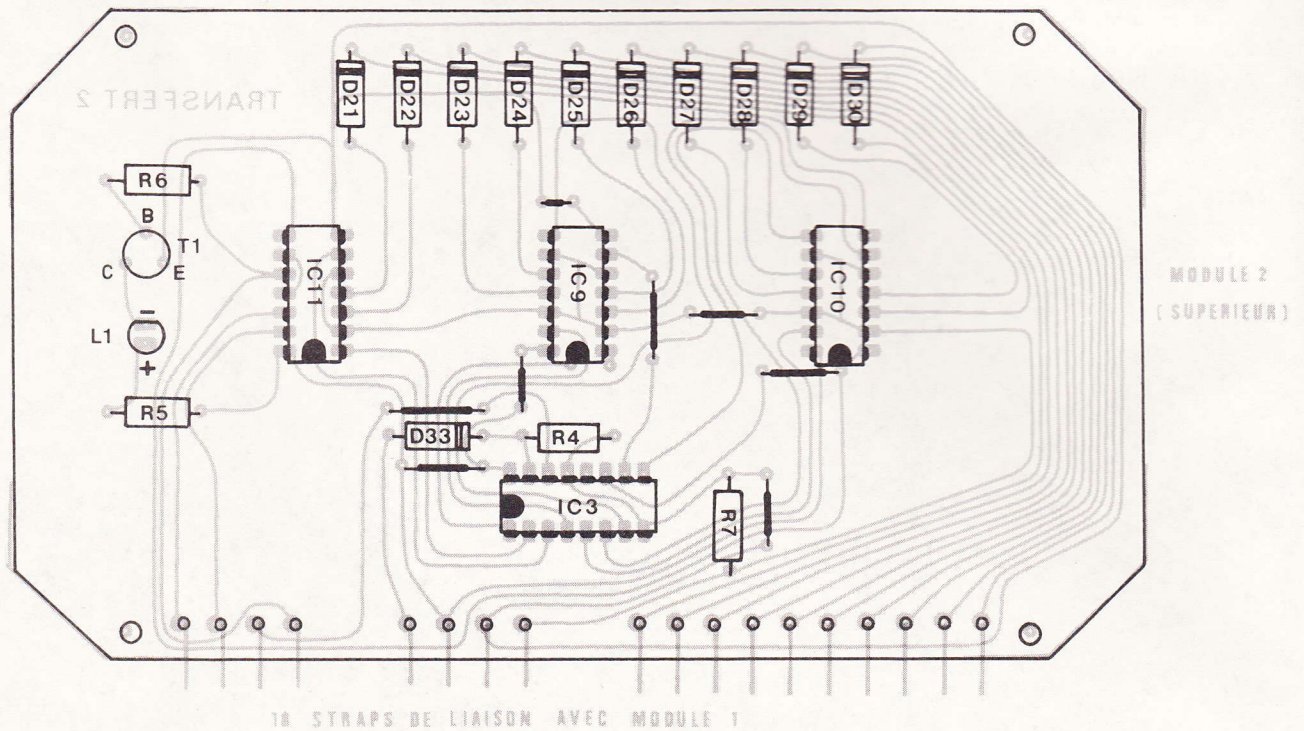
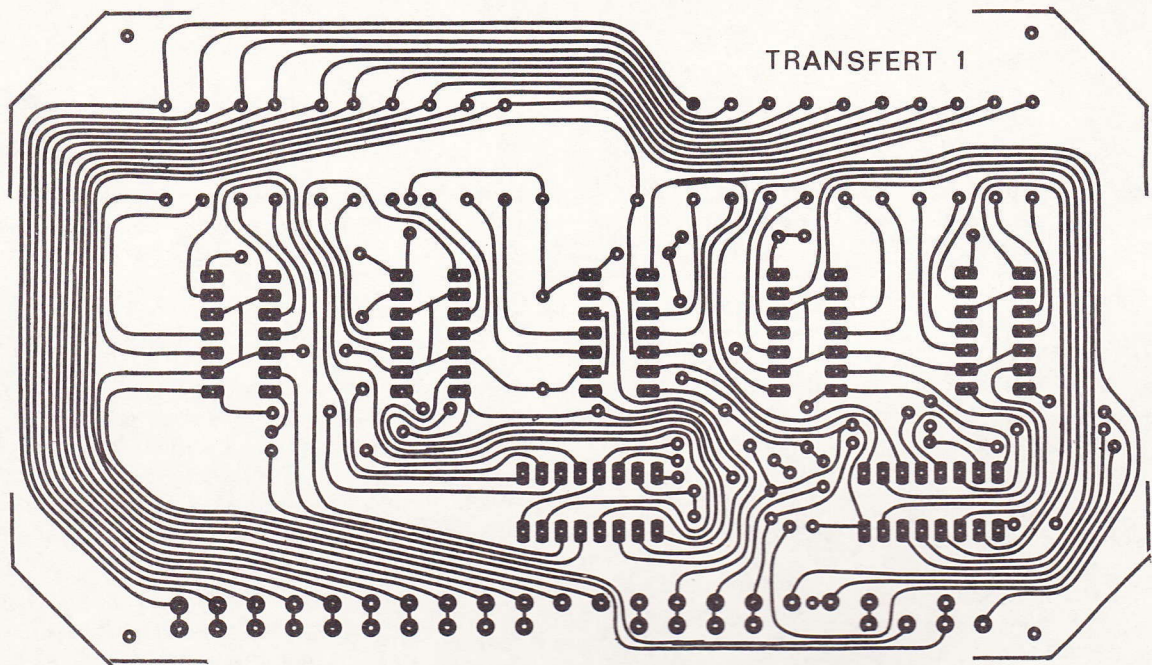
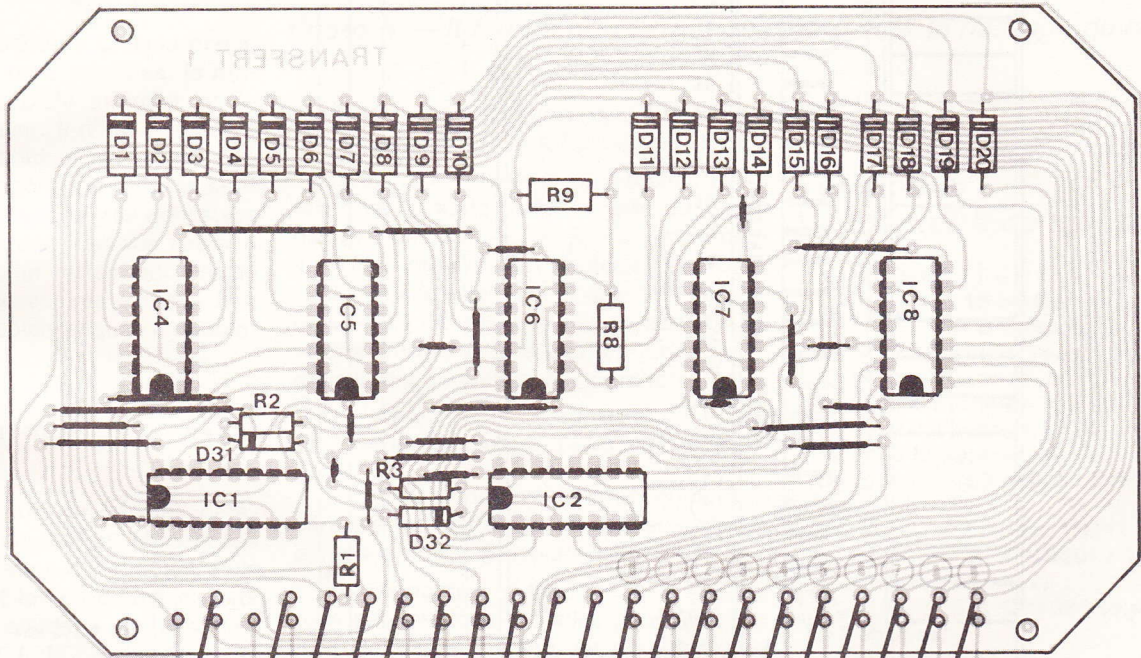
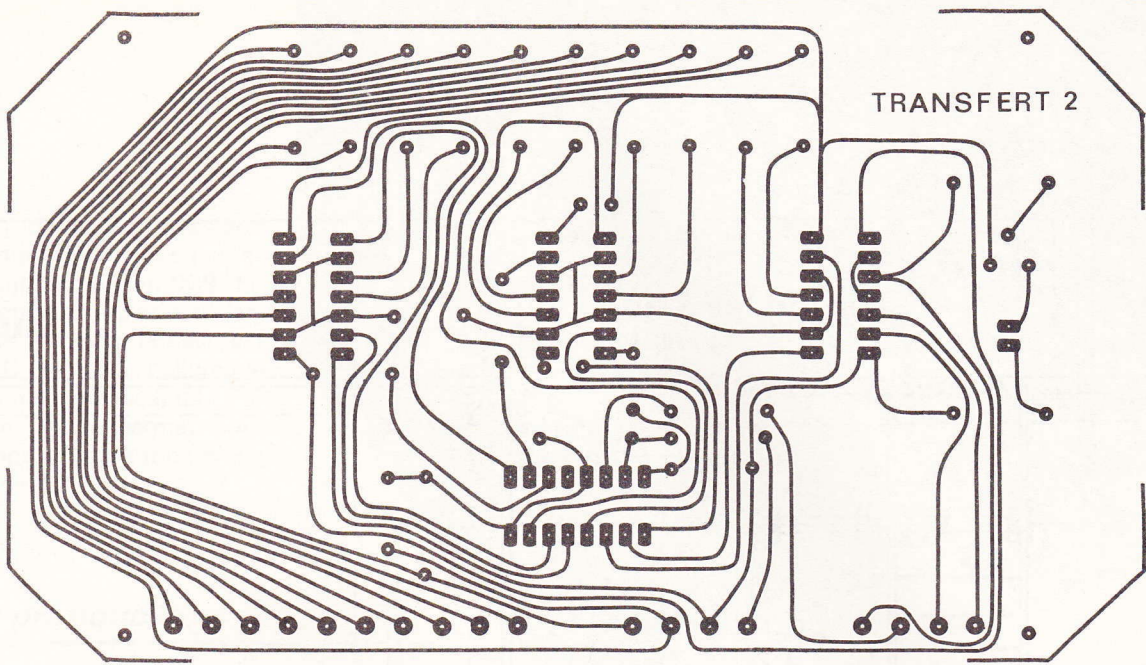


Fig. 12. et 13. – Le boîtier de mémoire nécessite la réalisation de deux circuits imprimés qui seront montés l'un au-dessus de l'autre, d'où l'appellation module 1 (inférieur) et module 2 (supérieur). Pour les besoins de la mise en page, l'implantation pratique des éléments, précisée grandeur nature, se répartit sur les deux pages.



(00111111)
1 3 10 000

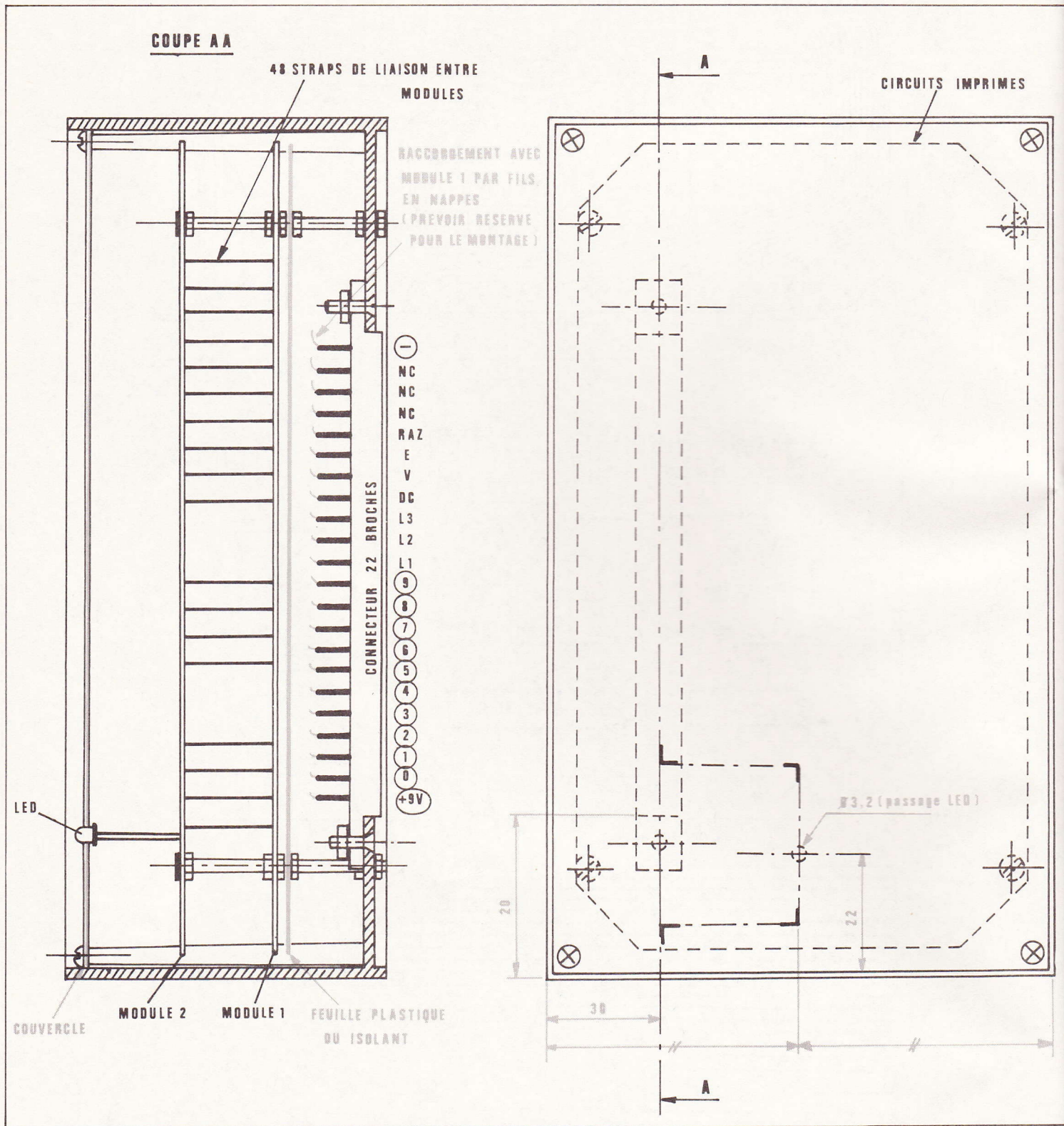


Fig. 14. — Tous les montages d'application de cette super-réalisation s'introduisent à l'intérieur de coffrets Teko P/3. Les croquis ci-dessus permettent de se rendre compte de la disposition des cartes imprimées et du connecteur.

AND III et IV de IC₁₁ détectent la position particulière des compteurs lorsque la mémoire se trouve dans la position 999. En même temps, lorsque cette position particulière est atteinte, T₁, dont la base est commandée par DC provoque l'allumage d'une LED témoin de signalisation. Par ailleurs, une sortie S100, permet pour certaines applications, la réalisation d'une division de fréquence par 100.

III Réalisation pratique

a) Circuits imprimés (fig. 12)

Tout comme le boîtier « Calculatrice », ils sont au nombre de 2 modules, le module 1 étant le module inférieur et le module 2, le supérieur. Il n'est pas question non plus de vouloir les réaliser au stylo feutre et là encore, les circuits sont réalisés à l'aide de bandelettes adhésives de 0,5 mm de largeur. Chaque module comprend en outre, un certain nombre de straps qui sont nécessaires lorsque l'on veut éviter le problème « double-face ».

b) Implantation des composants (fig. 13)

On soudera en premier lieu les différents straps, les diodes et résistances (attention à l'orientation des diodes). Puis on plantera T₁ et les différents circuits intégrés. Lors du soudage de ces derniers, et dans le but de ne pas trop les chauffer, on soudera d'abord toutes les broches n° 1, puis toutes les n° 2, etc. ; cette méthode présente l'avantage de ménager un temps de refroidissement entre deux soudures consécutives sur le même circuit intégrés.

En dernier lieu on plantera la diode LED, en veillant à son orientation et de façon telle que lors du montage définitif, elle arrive au niveau du couvercle, en le dépassant légèrement. Par la suite, les deux modules peuvent être fixés définitivement, et de façon relative, l'un par rapport à l'autre, moyennant des vis suffisamment longues ou encore des tiges filetées de ø3 ou 4. Lorsque les divers écrous et contre-écrous sont serrés, on montera les 18 straps de liaison entre modules, que l'on soudera, suivant une

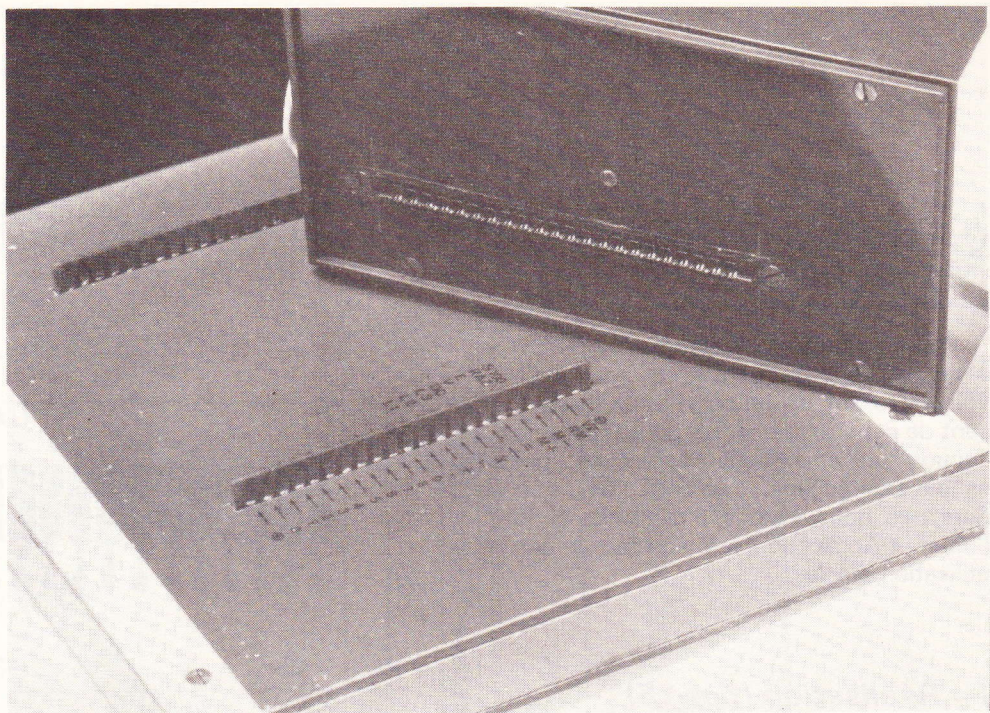


Photo 6. — Il faudra prévoir une découpe pour le passage du connecteur.

méthode tout à fait analogue à celle employée pour le boîtier « Calculatrice ».

Enfin, le connecteur 22 broches est à relier au module inférieur par du fil en nappe multiconducteurs. Contrairement au boîtier précédent, certains croisements sont nécessaires afin d'obtenir dans la mesure du possible au niveau des sorties et des entrées de même nom, une unicité dans la dénomination des contacts.

c) Travail du coffret Teko (fig. 14)

Le fond du boîtier est à découper suivant les mêmes cotes que celles utilisées dans le boîtier « Calculatrice ».

Le connecteur monté, le bloc constitué par les deux modules peut être fixé dans le boîtier. Quant au couvercle, un seul trou de passage de la LED est nécessaire.

Le boîtier « Mémoire de transfert » est maintenant terminé ; il sera essayé et testé lorsque le support commun des boîtiers sera réalisé.

IV – Liste des composants du boîtier « Mémoire de transfert »

a) MODULE 1 :

25 straps { 19 horizontaux
6 verticaux

R₁ = 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R₂ = 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₃ = 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₈ = 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₉ = 33 kΩ (orange, orange, orange)
D₁ à D₂₀ = 20 diodes 1N914 (diodes-signal)
D₃₁ et D₃₂ = 2 diodes 1N914
IC₁ et IC₂ = 2 × CD4017 (compteurs-décodeurs décimaux)
IC₄ à IC₈ = 5 × CD4081 (4 portes AND à 2 entrées)

b) MODULE 2 :

9 straps { 6 horizontaux
3 verticaux

R₄ = 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₅ = 560 kΩ (vert, bleu, marron)
R₆ = 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₇ = 33 kΩ (orange, orange, orange)
D₂₁ à D₃₀ = 10 diodes 1N914
D₃₃ : 1 × 1N914
T₁ = transistor BC108 (NPN)
L₁ = LED rouge ø3
IC₃ = CD4017 (compteur-décodeur décimal)
IC₉ }
IC₁₀ } 3 × CD4081 (4 portes AND à 2
IC₁₂ } entrées)

c) DIVERS :

Nappe multiconducteurs
Connecteur 22 broches (femelle)
Coffret Teko référence P/3

C – SUPPORT COMMUN DES BOITIERS

Pour des raisons de commodité d'utilisation et dans le but d'éviter les « fils » volants reliant les boîtiers, il est intéressant de construire une fois pour toutes un support universel pouvant recevoir, par simple embrochage, 3 boîtiers. Les 2 boîtiers que nous venons d'expliquer et le boîtier « Application » spécifique à une utilisation précise.

I – Réalisation (fig. 15)

Le schéma général de cette confection se trouve détaillé à la figure 15. Il s'agit simplement d'un exemple de réalisation possible. Les matériaux utilisés sont courants : des tasseau de bois, du stratifié ou de la bakélite. Cette solution n'appelle aucune remarque particulière.

II – Connecteurs mâles (fig. 16)

Ils sont à réaliser suivant le modèle de connecteur femelle que l'on aura réussi à se procurer. Les circuits intégrés correspondants aux boîtiers « Calculatrice » et « Mémoire de transfert », dont le nombre de connexions est inférieur ou égal à 22 peuvent éventuellement être réalisés à partir d'époxy simple face. Par contre, le boîtier « Application » aura dans tous les cas un nombre de sorties supérieur à 22.

En conséquence, il est indispensable d'utiliser de l'Epoxy double face. La réalisation de ces circuits imprimés est très simple. On peut procéder directement par la mise en œuvre de bandelettes de largeur 2,5 à 3 ou encore de ruban adhésif que l'on découpera à l'aide d'un outil tranchant, en respectant, bien entendu, le « pas » des contacts. Il existe également sur le marché des éléments de transfert de ces contacts au pas convenable (voisin de 4 mm).

Après attaque au perchlorure de fer et lavage à grande eau, ces connecteurs mâles seront percés puis montés sur des tasseaux en bois ainsi que le montre la figure 15.

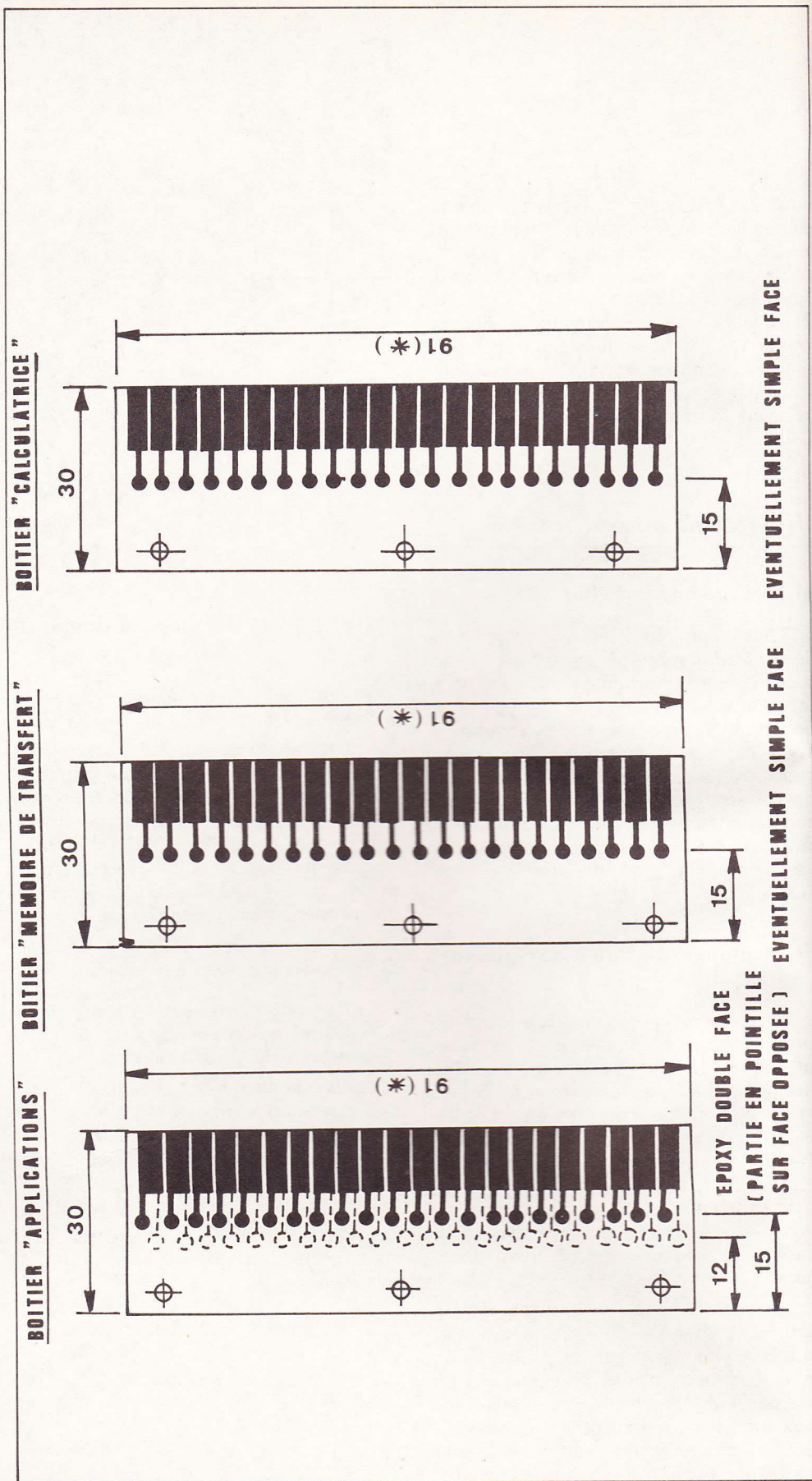
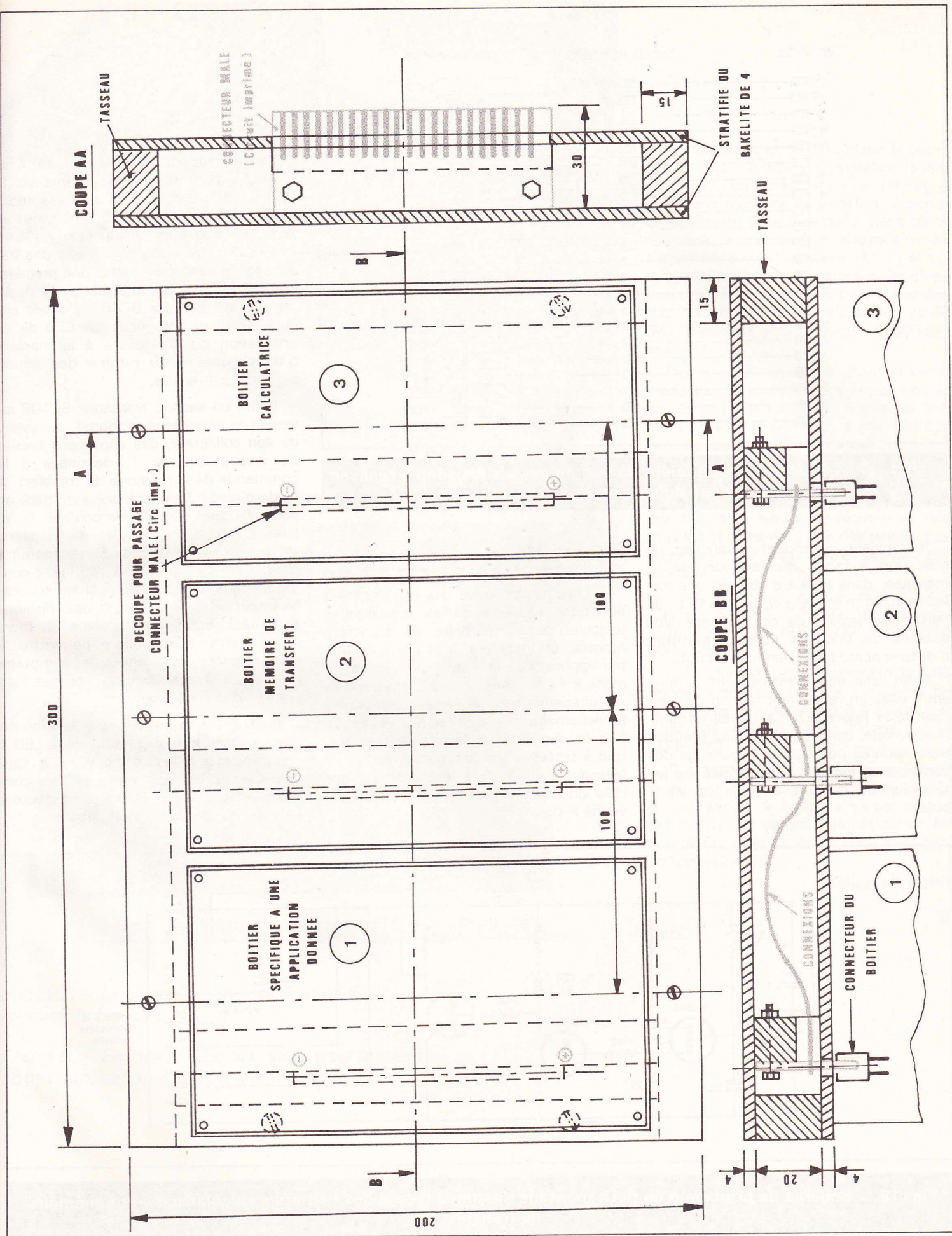


Fig. 15. et 16. – Comme précisé, tous les boîtiers Teko, qui seront au nombre de trois, dont toujours les deux premiers décrits plus un boîtier « application », s'inséreront sur un support spécial.



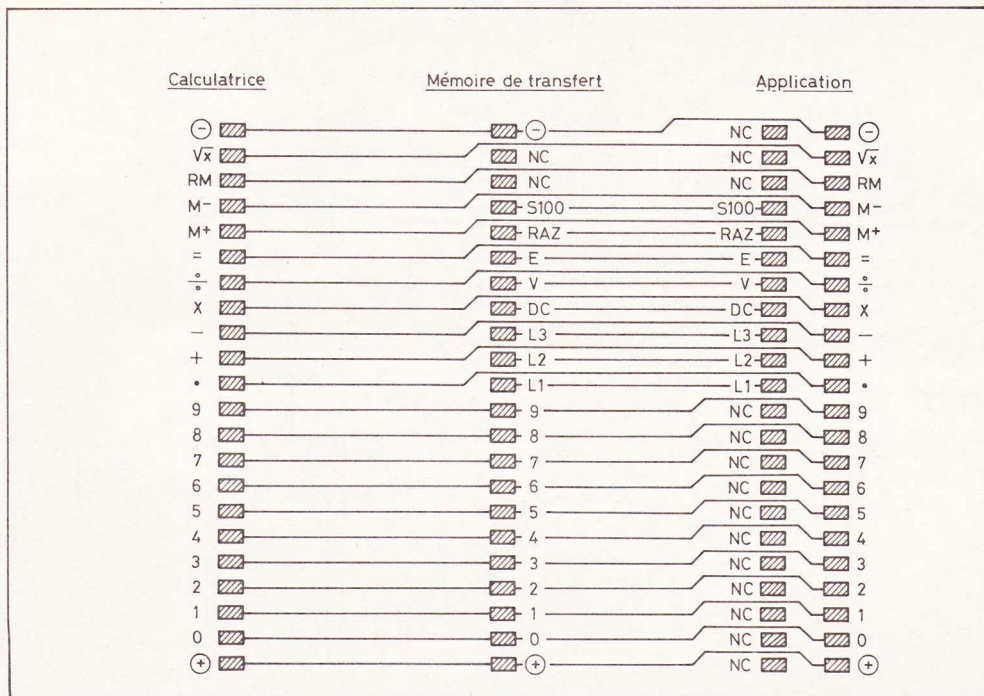


Fig. 17. – Brochage des boîtiers en vue de dessus (liaisons à réaliser au niveau du support des boîtiers).

Il convient cependant d'apporter un soin tout à fait particulier, lors de ce montage, dans le but d'obtenir, une fois les boîtiers montés sur le support, un parfait alignement de ces derniers. Vos qualités de bricoleur vous permettront d'obtenir assez facilement ce résultat.

Enfin, ces fiches mâles sont à relier entre elles en respectant le plan de principe de la **figure 17**. Ce travail terminé, le couvercle, dans lequel on aura pratiqué trois rainures permettant le passage des connecteurs mâles, peut être fixé sur les tasseaux du support à l'aide de vis à bois.

III – Essais

Le support commun des boîtiers étant entièrement terminé et les deux boîtiers (calculatrice et mémoire de transfert) montés, on installera, à la place du boîtier application, un simple connecteur femelle à 44 broches (2 × 22) qui permettra ultérieurement un certain nombre de branchements, nécessaires aux essais. En fait, les essais à réaliser consistent surtout à tester le bon fonctionnement de la Mémoire de transfert, étant donné que celui du boîtier calculatrice aura déjà été vérifié auparavant.

Sur un support auxiliaire et en « fils volants » on montera le schéma de la **figure 18**. L'alimentation sera assurée à l'aide de deux piles de 4,5 V montées en série. Le transistor unijonction 2N2646 fournit les impulsions positives à une fréquence de l'ordre du hertz. Une première amplification de ces impulsions est assurée par le transistor BC108, dont le circuit collecteur comporte une LED de signalisation qui s'éclairera à la manière d'un clignotant, au rythme des impulsions de commande.

Enfin, un second transistor BC108 inverse ces impulsions et fournit, au niveau de son collecteur, des impulsions brèves de niveau logique 1, destinées à la commande de la mémoire de transfert. À l'aide d'un fil dénudé à une extrémité on peut effectuer, par simple contact, la remise à zéro de la mémoire de transfert. Un autre fil permettra de faire apparaître au niveau de la calculatrice, le « contenu » de la mémoire en touchant successivement L₁, L₂ et L₃ (centaines, dizaines et unités). Enfin, un troisième fil, muni d'une pince « Crocodile » permettra à tout moment de bloquer le comptage d'essai par la mise au niveau logique 1 de l'entrée de validation.

L'ensemble étant mis sous tension on pourra observer le clignotant de la LED à une fréquence telle que le comptage reste possible. Après avoir vérifié les branchements des liaisons avec le connecteur femelle, les essais peuvent débiter.

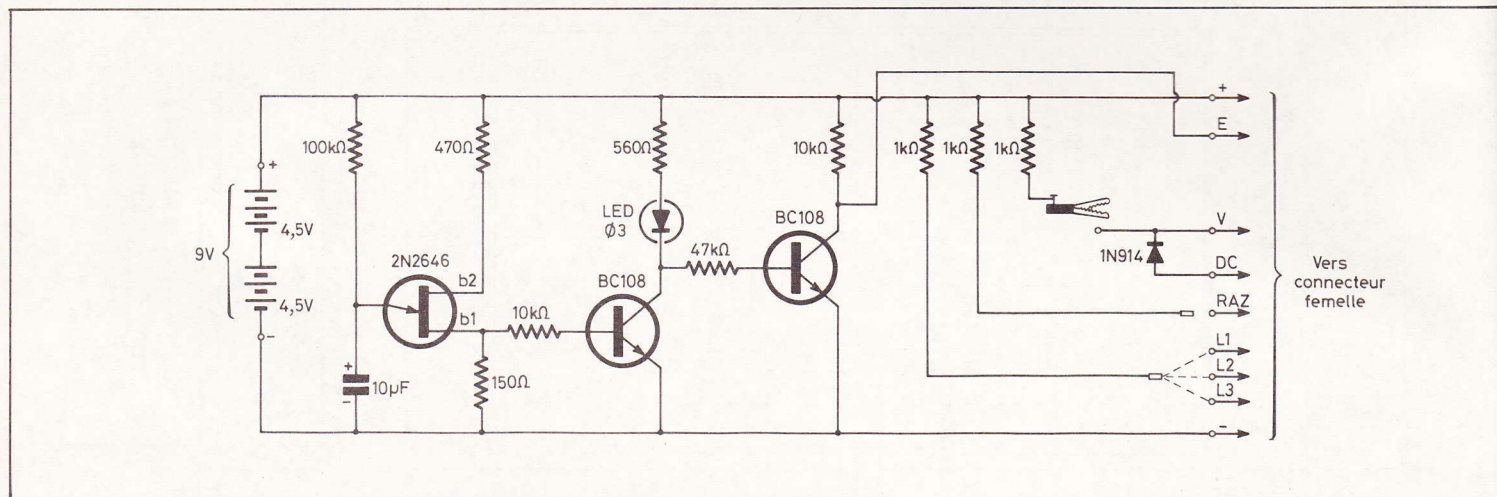


Fig. 18. – Schéma de principe d'un petit montage destiné à l'essai des boîtiers « calculatrice » et « mémoire de transfert ».

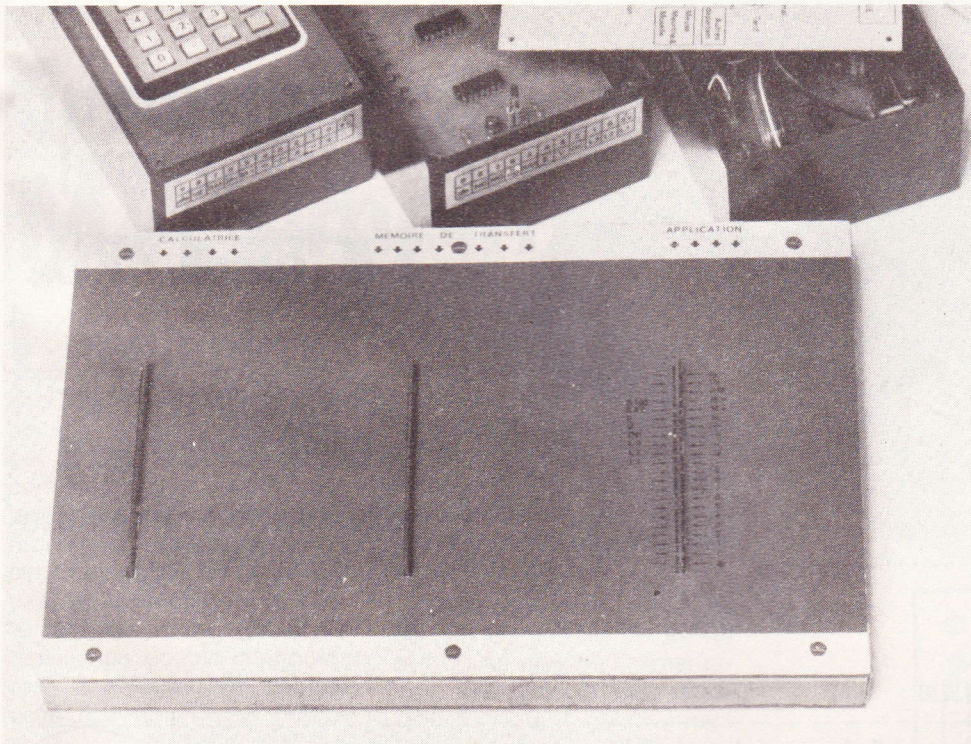
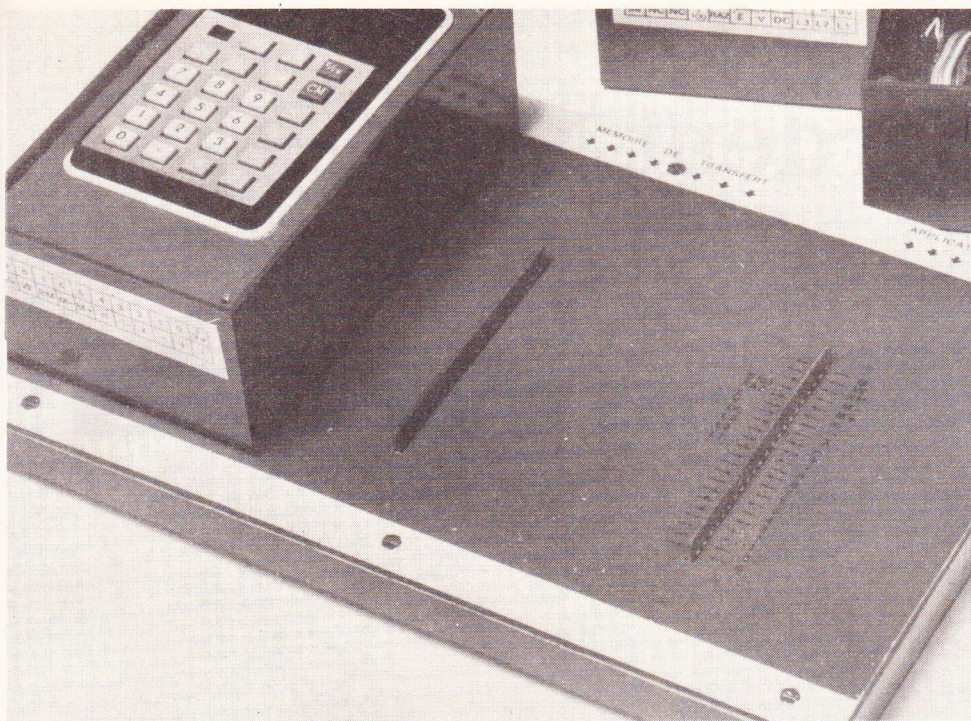


Photo 7. — Le support principal destiné à recevoir les boîtiers.

Photo 8. — Encore le support, avec trois boîtiers, dont l'application « téléphone ».

Le comptage étant bloqué par le branchement de l'entrée de validation (pince crocodile), on effectuera une remise à zéro de la mémoire de transfert. Ensuite, en effectuant la lecture du contenu de la mémoire, le nombre 0 doit apparaître en « touchant » successivement L₁, L₂ et L₃. Pour plus de sûreté, il est conseillé d'appuyer auparavant sur une touche numérique quelconque de la calculatrice et de faire apparaître ainsi le nombre 3 000 par exemple.

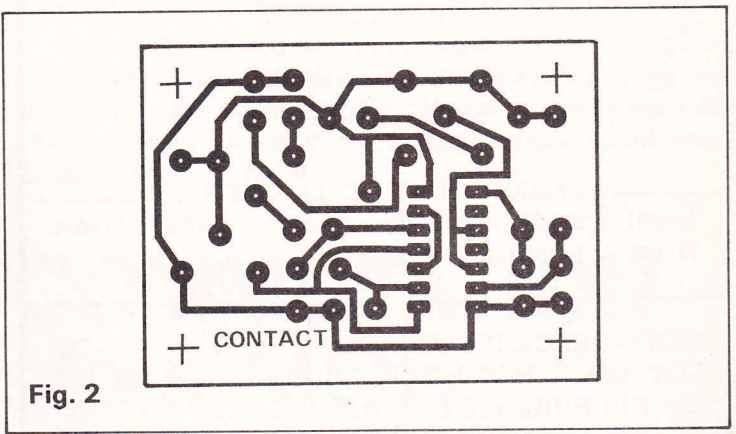
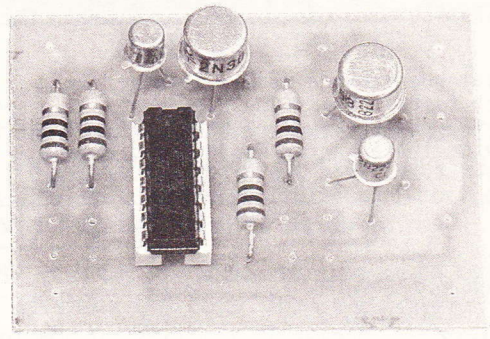
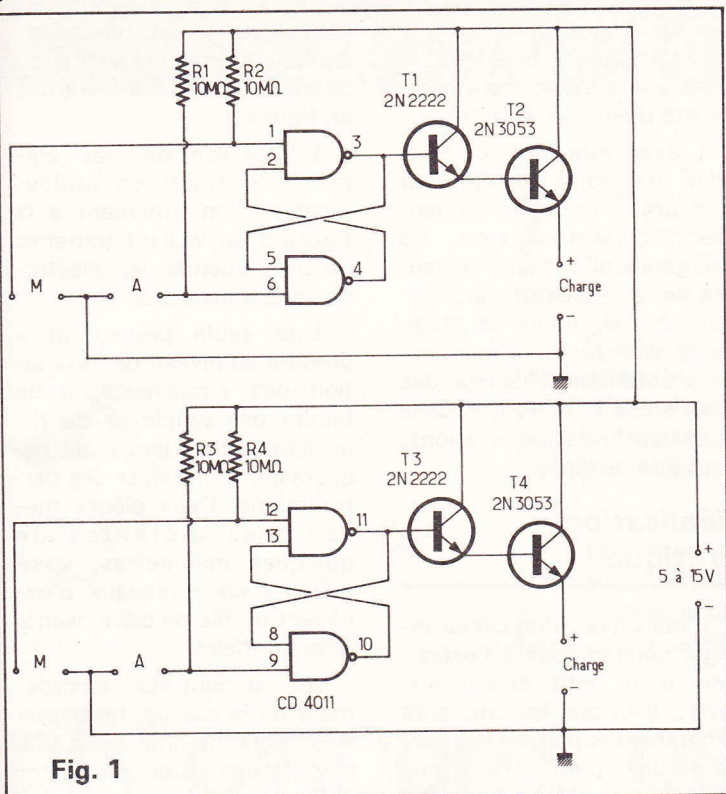
Par la suite, en débranchant la pince crocodile, on comptera les impulsions et on bloquera la validation à chaque fois que l'on voudra procéder à une vérification de lecture qui, bien entendu, devra correspondre au comptage que l'on aura fait. Ces vérifications, pour être complètes doivent être menées de façon telle que l'on aura « vu » au moins une fois tous les chiffres de 0 à 9 des unités, des dizaines et des centaines en prenant par exemple :

0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, puis 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, et enfin 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800 et 900.

Enfin, lorsque 999 est atteint la LED témoin « dépassement de capacité » de la mémoire de transfert doit s'allumer, le comptage étant d'ailleurs bloqué par la diode 1N914 du montage d'essai.

Ces essais terminés, on aura l'assurance d'un fonctionnement fiable et sûr de ces boîtiers de base, ce qui permettra, par la suite de passer à la réalisation de différents boîtiers « Application », et ceci en toute sérénité...

Robert KNOERR



Commutateur M/A simplifié

LES interrupteurs, qu'ils soient miniatures ou ordinaires coûtent cher, en raison de leur technologie, encore faut-il préciser qu'ils permettent de commuter une importante puissance. La plupart des montages à transistors et à circuits intégrés ne réclament pas, en revanche, de tels interrupteurs d'où l'idée de réaliser un double commutateur à effleurement comme celui que nous vous proposons.

Le schéma de principe

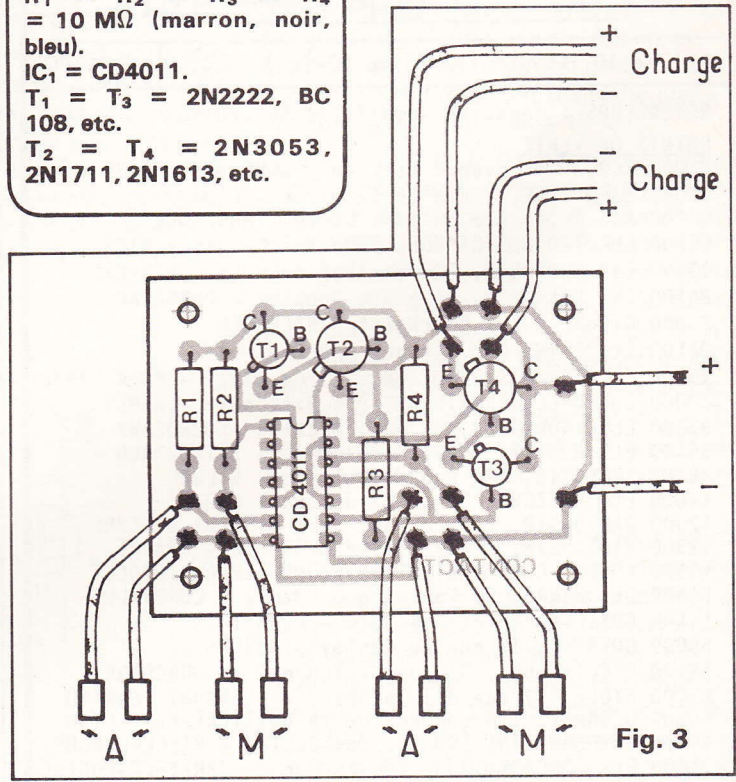
Le montage en question se construit autour d'un circuit intégré CD 4011 qui renferme quatre portes NAND qui permettront de construire deux commutateurs distincts.

Les deux commutateurs sont identiques mais le dessinateur les a reproduits afin de mieux se rendre compte des diverses broches utilisées du circuit intégré. Dans ces conditions les portes NAND s'utilisent deux par deux et forment des bascules simples à couplage croisé.

Les résistances R₁ à R₄ portent les entrées (1) (6) (9) et (12) au plus de l'alimentation. Les valeurs des résistances restent relativement élevées en raison de la technologie MOS du circuit intégré employé.

Les hautes impédances d'entrée vont permettre de réaliser de véritables touches à effleurement. Ainsi lorsqu'on portera l'une ou l'autre des portes à la masse par la mise en circuit de la résistance de la peau, les sorties (3) ou (11) se verront tour à tour confirmées dans l'état haut ou l'état bas.

- Liste des composants**
 R₁ = R₂ = R₃ = R₄ = 10 MΩ (marron, noir, bleu).
 IC₁ = CD4011.
 T₁ = T₃ = 2N2222, BC 108, etc.
 T₂ = T₄ = 2N3053, 2N1711, 2N1613, etc.

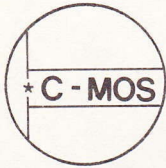


Médolor
B.P.7
69390 VERNAISON

MEDELOR

VENTE PAR CORRESPONDANCE

- catalogue-tarif gratuit, demandez-le!
- port forfaitaire 9F00 (règlement à la commande)
- contre-remboursement 29F00 - tél (7) 846.20.40
- remise 10% à partir de 300F00 d'achat.
- expédition immédiate (matériel en stock)



9 REFERENCES EN PROMO

| | | |
|------|-------|------|
| 4001 | | 2.06 |
| 4011 | | 1.97 |
| 4016 | | 3.60 |
| 4017 | | 6.72 |
| 4020 | | 9.12 |
| 4024 | | 6.00 |
| 4049 | | 3.84 |
| 4510 | | 8.40 |
| 4511 | | 7.68 |

ASSORTIMENT DE 11 C-MOS :

| | | | | | |
|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 2x4001 | 2x4011 | 1x4016 | 1x4017 | 1x4020 | 1x4024 |
| 1x4049 | 1x4510 | 1x4511 | | 49.00 | |

| | | |
|-------------------------|-------|-------|
| MINI-PERCEUSE MEDELOR | ... | 42.00 |
| LOT DE 5 MOTOREDUCTEURS | ... | 49.00 |
| 20 SUPPORTS CI 2x4B | | 19.80 |
| 10 SUPPORTS CI 2x7B | | 12.90 |
| 10 SUPPORTS CI 2x8B | | 14.40 |

POMPE A DESSOUDER 43.00



Lot de 10 TL071CP (ampli Op Bi-fet) 34.00

REVENDEURS : consultez-nous! (7) 846.20.40

POINTS DE VENTE

- 01000 ELBO, 346 avenue de Lyon - BOURG EN BRESSE
- 02000 LAON TELE, 1 rue de la Herse - LAON
- 04100 A.E.P., 4 rue de la Liberté - MANOSQUE
- 06300 ELECTRO-ASSISTANCE, 7 bd Saint-Roch - NICE
- 13140 Ets DEMIAUTE, 22 rue Abbé Couture - MIRAMAS
- 24100 Ets POMMAREL, 14 place Doublet - BERGERAC
- 26000 CICOM, 3 rue Berthelot - VALENCE
- 26100 Ets BONNEFOY, Parnans - ROMANS
- 26200 ELECTRO-DISTRIBUTION, 22 rue Meyer - MONTEILIMAR
- 30000 COMPO-ELECTRONIK, 26 rue Nationale - NIMES
- 33300 ELECTRONIC 33, 91 quai Bacalan - BORDEAUX
- 35400 Ets HOUTIN, 76 Bd Rochebonne - SAINT-MALO
- 38200 VIDEO 13, 13, rue du Collège - VIENNE
- 41000 Ets CREICHE, 5 rue Pardessus - BLOIS
- 42000 RADIO-SIM, 29 rue Paul Bert - SAINT-ETIENNE
- 42300 RADIO-SIM, 6 rue Pierre Depierre - ROANNE
- 49300 CHOLET-COMPOSANTS, 120 bd Chouteau - CHOLET
- 54300 Ets HENRY, 31 Faubourg de Nancy - LUNEVILLE
- 54400 COMELEC, 66 rue de Metz - LONGWY
- 58000 CORATEL, 12 rue du Banlay - NEVERS
- 59200 ELECTROSHOP, 51 rue de Tournai - TOURCOING
- 63000 ATOLL, 37 rue des Jacobins - CLERMONT-FERRAND
- 69007 DEGARAT, 110 gde rue de la Guillotière - LYON
- 69400 Ets SARAZIN, 399 ch. des Sables - VILLEFRANCHE
- 71600 Ets FORCADE, 3 av. de la Gare - PARAY-LE-MONIAL
- 73100 Ets BOSSON, 14 rue Lamartine - AIX-LES-BAINS
- 84000 KIT-SELECTION, 29 rue Saint-Etienne - AVIGNON

Les transistors T_1 , T_2 ou T_3 , T_4 autoriseront alors la commutation d'une charge jusqu'à concurrence d'une intensité d'environ 300 mA.

L'avantage des circuits MOS repose également sur une large fourchette de tensions d'alimentation. La charge à « alimenter » dépendra de la tension d'alimentation choisie, moins la chute de tension produite par l'espace émetteur-collecteur des transistors T_2 et T_4 qui, dans la plupart des utilisations, peut être négligée.

Réalisation pratique

L'utilisation d'un circuit intégré nous conduit à l'exécution d'un petit circuit imprimé, bien que les amateurs expérimentés puissent se servir d'une plaquette Veroboard au pas de 2,54 mm.

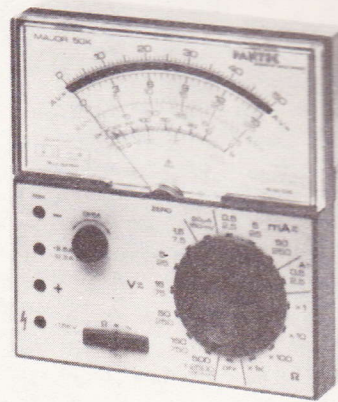
Les produits de transfert direct autoriseront une reproduction rapide et soignée du tracé publié grandeur nature en figure 2.

L'implantation des éléments s'effectuera rapidement et conformément à la figure 3 en veillant toutefois de bien orienter les électrodes des transistors.

Une seule précaution à prendre au niveau de l'exécution des « touches », il ne faudra pas employer de fils de liaison trop longs qui risqueraient d'entraîner des perturbations. Deux pièces métalliques distantes de quelques millimètres, voire même deux morceaux d'excédent de fils de composants feront l'affaire.

Au moment du raccordement de la charge, on observera, tout comme pour une pile d'alimentation, les polarités.

NOUVEAU MULTIMETRE ANALOGIQUE « PANTEC » : MAJOR 50K



Ce contrôleur possède un commutateur rotatif et rectiligne très compact et dont les contacts dorés assurent une longue durée de vie.

L'attrait de ce multimètre repose sur une grande quantité de calibres (45), des possibilités de mesure de courant direct jusqu'à 12,5 A, une précision de $\pm 2\%$ et sensibilité de 50 k Ω V.

Les caractéristiques techniques du MAJOR 50K sont :
Sensibilité : 50 k Ω /V en continu, 10 k Ω /V en alternatif.

Précision : continu $\pm 2\%$, alternatif $\pm 3\%$ (pour des températures de 20° à $\pm 5^\circ$ C).

Calibres : tension continu : 8 calibres de 150 mV à 1 500 V, tension alternative : 6 calibres de 7,5 V à 1 500 V, courant continu : 6 calibres de 20 μ A à 2,5 A, courant alternatif : 5 calibres de 2,5 mA à 12,5 A, ohm : 4 calibres de 2 k Ω à 2 M Ω (milieu d'échelle), dB output : 6 calibres de -10 à +69 dB, Vlf output : 6 calibres de 7,5 V à 1 500 V, capacité ballistic : 4 calibres de 10 μ F à 10 mF.

PANTEC, le constructeur bien connu des multimètres analogiques, a étendu sa gamme avec un nouveau multimètre de 50 k Ω /V, type MAJOR 50K.

Ce multimètre est équipé d'un galvanomètre de classe 1,5, de résistance 9 375 Ω , 16 μ A, est pleinement protégé contre les surcharges par un fusible ultrarapide, un néon et un circuit à diode.

LES transistors MOS de puissance sont capables de commuter des puissances continues de plus de 100 W, avec une dissipation propre et faible, c'est-à-dire des pertes réduites. Et surtout, ils ne demandent, pour cela, qu'une puissance de commande infime.

Contrairement aux NPN et PNP, les MOS de puissance sont utilisables, jusqu'à un certain point, dans les deux sens de polarité. On peut ainsi s'en servir pour commuter un courant alternatif. Et pour cela on peut même insérer un MOS de puissance de façon directe, dans une ligne de haut-parleur, ou le placer à la sortie d'un transformateur d'alimentation.

Les montages proposés sont indifféremment utilisables avec les transistors BD 522, VN 46 AF, VN 66 AF 88 AF, déjà commentés dans de précédents articles. Pour réaliser une version complémentaire, on peut faire appel au BD 512, qui est un « canal P ».

DIX CIRCUITS DE COMMUTATION équipés de transistors MOS de puissance

1 – Trigger de puissance

Une puissance de commutation de plusieurs dizaines de watts est possible avec le trigger pour lequel la **figure 1** montre un schéma qui a été établi pour une tension d'alimentation de 20 V, mais qui fonctionne déjà parfaitement à partir de 5 V. On n'utilisera le condensateur C_1 que si on attaque par une tension alterna-

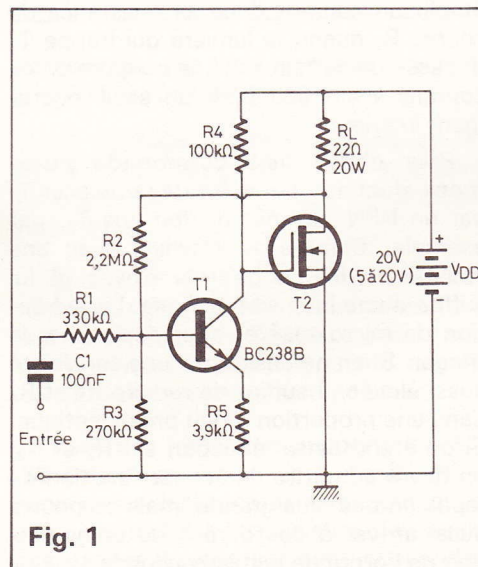


Fig. 1

tive, c'est dire quand le trigger doit transformer une **tension sinusoïdale en rectangulaire**. Il faut alors appliquer, à l'entrée, un signal d'au moins 5 V, crête à crête. Le montage est utilisable jusqu'à une fréquence d'au moins 10 kHz.

Si on veut que le trigger réponde à une **tension continue**, lentement variable, on l'attaque directement sur R_1 . Son hystérésis (différence entre les tensions d'entrée déterminant la conduction et la coupure de T_2) dépend alors de la valeur de R_1 . Pour des raisons de stabilité, on n'a pas intérêt à choisir R_1 beaucoup plus faible que R_3 . Au repos, la consommation d'alimentation, essentiellement due à R_4 , est de 0,2 mA seulement. La résistance d'entrée est plus grande que la valeur de R_1 .

Il est possible d'adapter le montage à d'autres conditions de fonctionnement, notamment à une valeur plus faible de R_4 , ce qui permet d'accélérer la commutation. On s'arrangera alors pour que la chute de tension sur R_5 reste toujours inférieure à 1 V. La différence entre V_{DD} $R_1 / (R_1 + R_2)$ et la chute maximale sur R_5 devra être d'autant plus forte qu'on désire une hystérésis plus importante. Au minimum, cette différence devra être de 0,8 V.

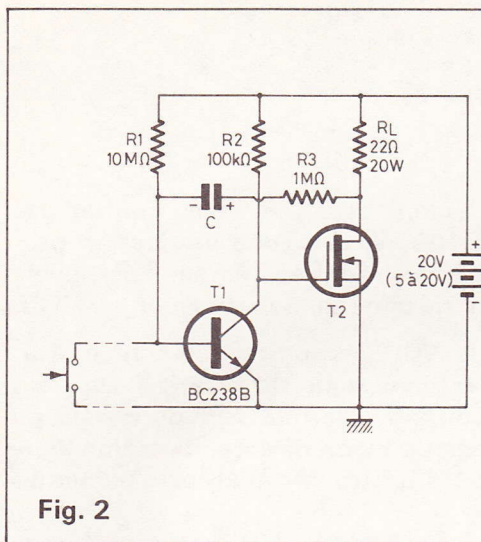


Fig. 2

II – Monostable ou temporisateur de puissance

Quand on manœuvre brièvement la touche de commande du circuit de la figure 2, le transistor T₂ devient conducteur, et il le reste pendant une durée qui est approximativement égale à 10 microfarad de C. Cette durée ne dépend que très peu de la tension d'alimentation. Du fait de la forte valeur de R₁, on devra utiliser, pour C, un condensateur bien isolé (condensateur au tantale).

La résistance de charge, R_L, peut être remplacée par un relais, un moteur, etc. à condition de prévoir une diode de protection, 1N4003 ou similaire. Comme cela avait été indiqué dans un précédent article, on la connecte avec l'anode sur le drain de T₂, et la cathode sur le positif de l'alimentation.

La consommation de repos n'est que de 0,2 mA environ. Cela est avantageux quand le montage doit fonctionner sur batterie, de façon intermittente.

La touche de commande peut être remplacée par un transistor NPN qu'on commande de façon électrique, sur la base. Un phototransistor est utilisable pour une commande optoélectronique.

III – Trigger inverseur à commande optoélectronique

Dans un précédent article, il avait été question d'un circuit utilisable pour la commande automatique d'un éclairage de secours. Fonctionnant de façon progressive, ce circuit implique une dissipation relativement forte dans le transistor, au moment de la transition, ce qui en limite la puissance de commande à quelques watts.

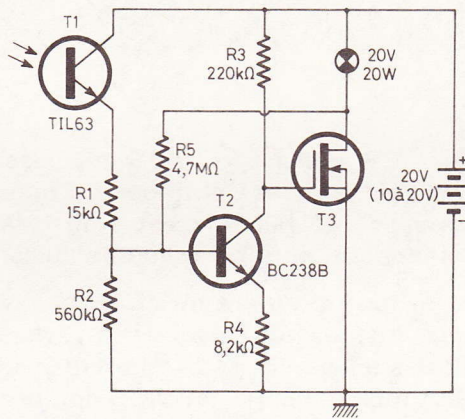


Fig. 3

La figure 3 montre un circuit qui est conçu pour une même application. Mais il fonctionne sur le principe du trigger, c'est-à-dire par tout ou rien, et cela permet de commander une ampoule de plusieurs dizaines de watts, sur une tension qui n'est en principe limitée que par celle que supportent les transistors T₁ et T₃.

Si on veut que le montage réponde seulement quand l'éclairage ambiant est devenu très faible, on remplace T₁ par une photo-résistance (LDR 03 ou LDR 04, LDR 05, partiellement obturée si besoin est), et on utilise les valeurs R₂ = 56 kΩ R₃ = 56 kΩ R₄ = 2,2 kΩ R₅ = 470 kΩ

IV – Trigger non inverseur à commande optoélectronique ou électrique

La figure 4 présente un trigger qui établit un courant dans sa résistance de charge R_L quand la lumière qui frappe T₁ dépasse un certain seuil, la coupure de ce courant ayant lieu pour un seuil légèrement inférieur.

Pour obtenir une commande purement électrique, il suffit de remplacer T₁ par un NPN, de même type que T₂, par exemple. Comme T₁ travaille avec une résistance de charge très élevée, il lui suffira d'une intensité de base d'une fraction de microampère, pour déclencher le trigger. Si on ne désire pas une sensibilité aussi élevée, il suffira de réduire R₁ et R₄ dans une proportion à peu près identique. Si on étend cette réduction sur R₂ et R₃, on devra admettre une consommation de repos un peu plus grande, mais on pourra aussi arriver à des durées de commutation de l'ordre de la microseconde.

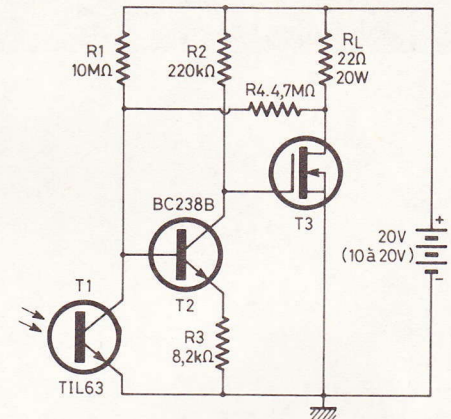


Fig. 4

V – Set-Reset à commande opto-électronique

La simplicité du montage de la figure 5 fait penser à un gadget. On peut certes l'utiliser comme tel, mais des applications domestiques et industrielles sont également possibles.

Ampoule et phototransistor sont disposés, face à face, à moins d'un centimètre. Pour allumer, on peut soit éclairer fortement le phototransistor, soit utiliser les accès C et E comme une touche à effleurement. Pour éteindre, il suffit de faire passer un objet opaque entre ampoule et phototransistor, ou évidemment de couper le courant.

Le fonctionnement du montage n'est pas strictement du type « par tout ou rien », car le courant d'alimentation de l'ampoule doit d'abord échauffer progressivement le filament de l'ampoule, avant que celle-ci brille au maximum. Il y a de même, une certaine inertie lors de l'extinction. Certes, cela ne dure que quelques millisecondes, mais cela interdit d'utiliser le transistor T₂ jusqu'à ses dernières limites, et notamment avec une tension d'alimentation qui est proche de la valeur maximale qu'il supporte.

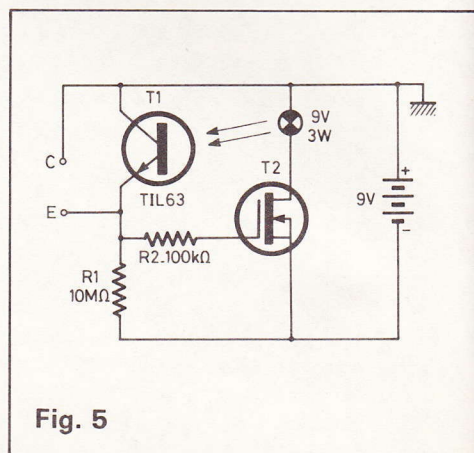


Fig. 5

VI – Etage de puissance pour circuit CMOS

Un circuit intégré CMOS, c'est très commode, parce que cela consomme très peu. Mais du même coup, un tel circuit ne fournit que très peu de puissance à sa sortie, et il ne s'adapte pas directement à ce montage à transistors NPN ou PNP qu'on doit souvent intercaler pour attaquer un indicateur ou une ligne de transmission.

La figure 6 montre qu'une liaison directe est possible lorsqu'on commande un MOS de puissance, du moins tant que la tension d'alimentation du circuit intégré ne dépasse pas 15 V. Une tension supérieure serait, en effet, dangereuse pour la diode de protection de gate du transistor.

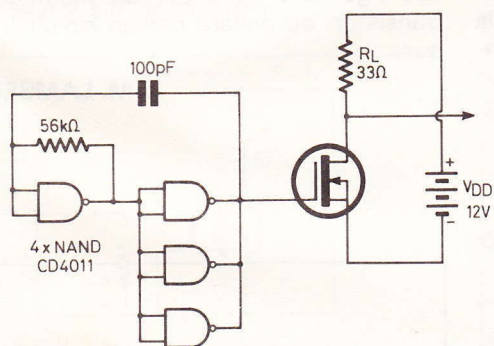


Fig. 6

L'exemple de la figure 6 présente un multivibrateur de 100 kHz environ, et qui utilise, en sortie, trois portes NAND d'un CD 4011 en parallèle. On obtient ainsi une source à résistance interne très faible et qui charge ou décharge si rapidement la capacité d'entrée du transistor qu'une durée de commutation inférieure à 10 ns peut être mesurée sur le drain.

Bien entendu, ce même principe s'applique à tous les diviseurs, compteurs, portes et autres bascules de la série CMOS, la mise en parallèle de plusieurs éléments n'étant nécessaire que si on exige des temps de commutation particulièrement brefs. L'alimentation du transistor peut être commune à celui du ou des circuits logiques, mais on peut tout aussi

bien travailler avec des alimentations séparées, à condition de relier les masses. Même si la tension d'alimentation du côté CMOS n'est que de 5 V, on obtient encore, dans le drain du transistor, une intensité d'au moins 0,5 A, ce qui est suffisant pour un grand nombre d'applications. La charge du transistor peut être constituée par un haut-parleur, si le circuit CMOS est du type « sirène ».

VII – Set-Reset à touches d'effleurement

Les commandes à effleurement « allumage » et « extinction » du montage de la figure 7 établissent ou coupent le courant dans la résistance de charge R_L qui peut être constituée, comme dans les cas

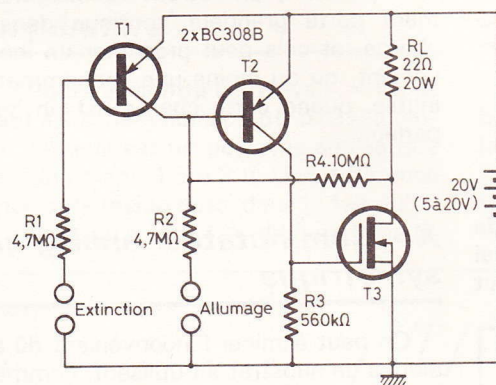


Fig. 7

précédents, par une ampoule, un relais protégé par une diode, etc.

Le montage comporte un trigger, T_2 - T_3 , et T_1 le précède en tant qu'inverseur. La consommation de repos est pratiquement nulle.

Si on veut utiliser une tension d'alimentation plus élevée, il faut donner à R_L une valeur telle que T_3 puisse encore supporter l'intensité correspondante, laquelle sera aussi fonction de son radiateur.

Avec des transistors supportant 60 ou 80 V au drain, il sera alors possible d'obtenir des puissances de commutation de plus de 100 W. Les valeurs des autres résistances du montage sont indépendan-

tes de la tension d'alimentation, mais T_1 et T_2 doivent être adaptés à celle-ci.

Des types basse tension seront en tout cas suffisants, si on utilise des NPN pour T_1 et T_2 . Ils sont alors à connecter avec l'émetteur sur le moins, R_3 rejoindra le positif de l'alimentation, et les touches à effleurement sont à établir entre R_1 , R_2 et ce même positif de l'alimentation, lequel devra alors constituer la masse du montage.

VIII – Commutateur analogique alternatif

Dans la figure 8, un MOS de puissance se trouve inséré entre une source de tension de faible impédance (sortie d'amplificateur, secondaire de transfor-

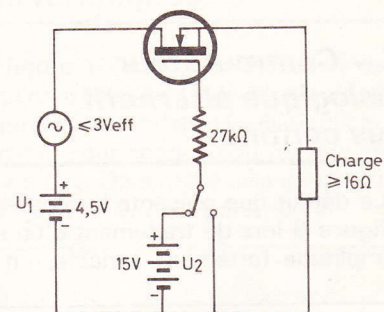


Fig. 8

mateur) et une charge, constituée par un haut-parleur.

Lorsque le commutateur du montage se trouve sur la tension continue de + 15 V, le transistor conduit de façon bilatérale, et la source alimente la charge. Dans l'autre position du commutateur, le transistor reste bloqué lors des alternances positives du signal de commande, alors que sa diode de substrat conduit lors des alternances négatives.

Elle charge ainsi, assez rapidement, le condensateur C à une valeur telle qu'elle se bloque elle-même. Source et charge se trouvent alors pratiquement isolées l'une de l'autre. La valeur de C dépend de la

fréquence la plus basse qu'on veut pouvoir passer sans atténuation notable, soit $C = 15 \mu\text{F}$ pour 1 kHz, et $C = 150 \mu\text{F}$ pour 100 Hz.

En pratique, ce système donne satisfaction quand la tension d'attaque est constante ou peu variable. Si elle comporte des coupures, comme c'est le cas lors d'une transmission de la parole, C se décharge légèrement lors de ces coupures. Quand le signal revient, C ne peut se recharger qu'à travers le haut-parleur, lequel émet alors un faible son.

Comme ce phénomène n'est pas gênant lors d'une commutation d'une tension provenant du réseau de 50 Hz, on peut parfaitement utiliser le montage de la **figure 8** avec $C = 470 \mu\text{F}$ à la sortie d'un transformateur d'alimentation. La charge pourra alors être constituée par un circuit de redressement, voire par l'élément chauffant d'une petite enceinte thermostatée.

IX – Commutateur analogique alternatif plus continu

Le défaut que présente le montage de la **figure 8** lors du traitement d'un signal d'amplitude fortement variable, on peut

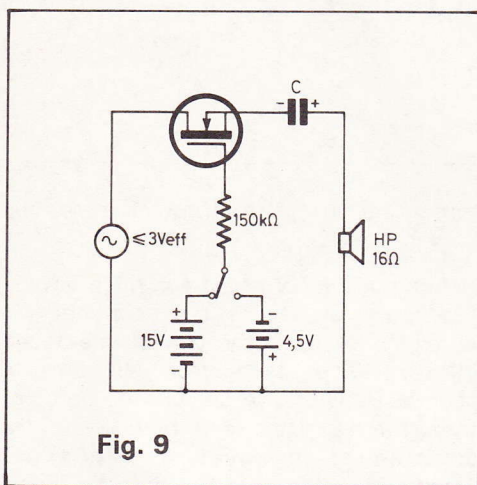


Fig. 9

l'éviter, comme le montre la **figure 9**, en polarisant la diode de substrat par une tension U_1 . Cette tension doit être plus élevée que la valeur de crête de la tension de commande, et elle doit provenir d'une source de très faible résistance interne. Souvent, on dispose, à la sortie d'un am-

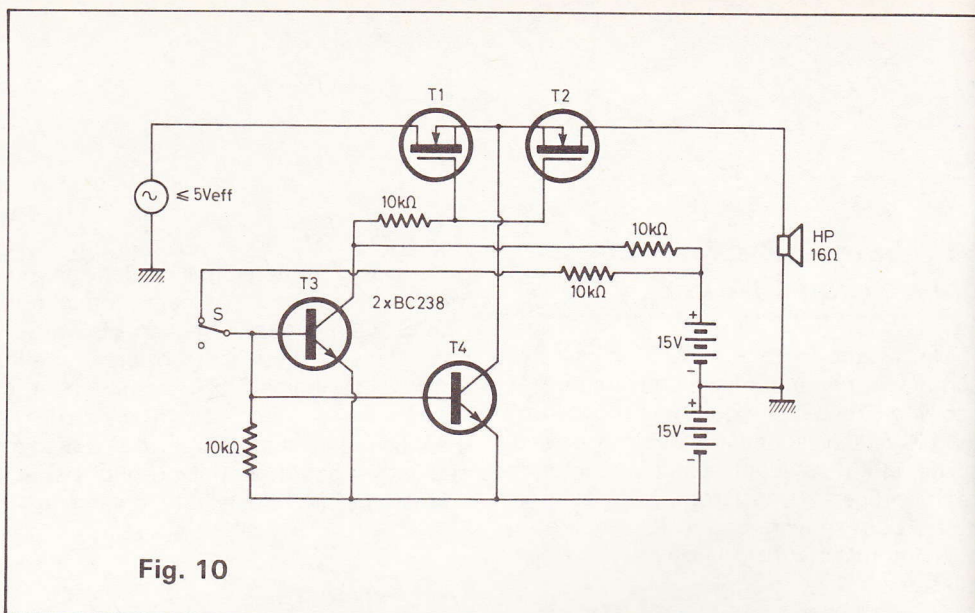


Fig. 10

plificateur, d'un signal alternatif qui se trouve déjà superposé à une tension continue qui répond aux exigences mentionnées. Cela est notamment le cas pour tout amplificateur à symétrie complémentaire et à alimentation unique, et on peut alors se dispenser de la source externe U_1 .

Cependant, on retrouvera obligatoirement cette grandeur continue dans la charge, et cela peut présenter un inconvénient, ou du moins une consommation inutile, quand cette charge est un haut-parleur.

X – Commutateur analogique symétrique

On peut éliminer l'inconvénient dû aux diodes de substrat en utilisant, comme le montre la **figure 10** (d'après Siliconix), deux transistors MOS de puissance montés tête-bêche. Les deux diodes de substrat se trouvent alors en **opposition**, et leur effet s'élimine. Cependant, il y a addition des chutes de tension que les deux transistors présentent à l'état de conduction, d'où pertes plus élevées.

Le commutateur S est dessiné dans une position où T_3 et T_4 sont conducteurs, et T_3 tend alors à provoquer une polarisation négative de gate sur T_1 et T_2 . Ces derniers se trouvent donc bloqués, et ce qui pourrait encore passer du fait de leur capacité drain-source, se trouve dérivé par T_4 .

Quand S est ouvert, T_3 et T_4 sont bloqués, si bien que T_1 et T_2 reçoivent leurs polarisations de base de la source de + 15 V, ce qui les rend conducteurs. Leur résistance de conduction varie légèrement avec le signal d'entrée, mais ces

variations restent acceptables tant que la tension d'entrée ne dépasse pas $5 V_{\text{eff}}$.

Le commutateur S de la **figure 10** peut être remplacé par une commande électrique, agissant directement sur les bases de T_3 et T_4 . D'une façon semblable, on peut également remplacer les commutateurs de commande des circuits des **figures 8** et **9** par un montage à transistor, ou encore par un circuit logique.

J.-M. LAMBERT

**NE RATEZ PAS
LE PROCHAIN
NUMERO 34
D'ELECTRONIQUE
PRACTIQUE,
CAR IL COMPORTERA
UN TRANSFERT
GRATUIT
POUR REALISER
UN APPAREIL
DE MULTI-MESURES.**

Pour en savoir plus sur les transistors MOS de puissance

● Caractéristiques de fonctionnement et polarisation

Courant de drain en fonction de la tension gate-source

POUR apprécier l'effet d'amplification d'un transistor, on peut, avec le montage de la **figure 7**, relever une courbe donnant l'intensité de drain I_D en fonction de la tension de commande U_{GS} . Si on se limite à $I_D = 0,5$ A, la dissipation ne peut dépasser 2,5 W, et l'échauffement reste faible, si on monte le transistor sur un radiateur.

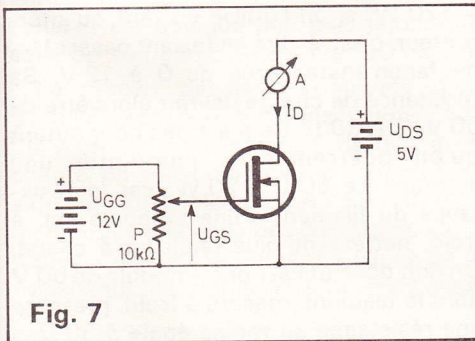


Fig. 7

Le résultat d'un tel relevé est illustré par la **figure 8** pour 4 échantillons du transistor VN 66 AF. On voit que la **dispersion** est nettement plus faible que celle à laquelle on doit s'attendre quand on relève des courbes $I_C = f(I_B)$ sur des transistors bipolaires. La tension de seuil est comprise entre 1 et 1,5 V.

Au point $I_D = 200$ mA de l'une des courbes, on a tracé une tangente qui permet de voir qu'une variation ΔU_{GS} de la tension de commande, égale à 1 V, détermine sur le courant de drain une variation ΔI_D de 160 mA. Le rapport $\Delta I_D / \Delta U_{GS}$ est ainsi de 160 mA/V, au point de fonctionnement considéré.

Ce rapport s'appelle la **transconductance**, et c'est une grandeur de fonctionnement importante du transistor, car il suffit de multiplier la transconductance avec la résistance de charge, pour obtenir

le gain de tension d'un étage d'amplification. La **figure 8** montre que la transconductance augmente avec l'intensité de collecteur. Dans le cas des transistors MOS de grande puissance, elle peut atteindre 10 A/V. Au lieu de l'exprimer en A/V, on peut aussi l'indiquer en Siemens (S, 1 S = 1 A/V), c'est-à-dire en unités de conductance.

L'heureux effet de température

La **figure 9** montre un relevé $I_D = f(U_{GS})$ relatif à 4 échantillons du BD 522. La tension de seuil est un peu plus élevée que précédemment, 1,5 à 2 V. Une différence importante réside aussi dans le fait qu'on est allé jusqu'à $I_D = 1$ A, d'où un échauf-

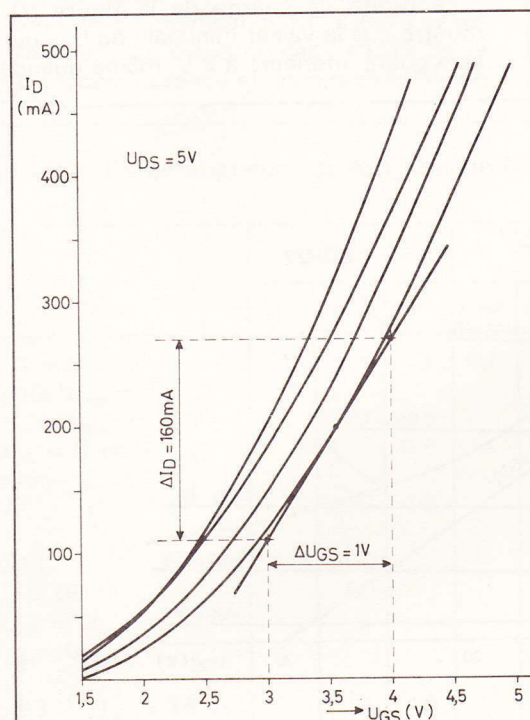


Fig. 8

fement relativement important de l'échantillon.

Cet échauffement détermine un effet de température qui se traduit, dans la **figure 9**, par l'infléchissement que les courbes accusent au-delà de 0,8 A environ. On conçoit facilement que, sans cet échauffement, les courbes auraient continué de monter d'une façon à peu près parabolique, si bien qu'on dépasserait $I_D = 1$ A déjà avec $U_{GS} = 5$ V. Or, du fait de l'échauffement, on obtient, à $U_{GS} = 5$ V, une valeur de I_D nettement inférieure à 1 A.

Un tel comportement en température, valable d'ailleurs pour tout transistor à effet de champ, est un phénomène d'**autolimitation** : plus le transistor s'échauffe du fait de sa dissipation, plus il réduit l'intensité qui détermine ladite dissipation.

Ce comportement est exactement contraire à ce qu'on observe dans le cas du transistor bipolaire, lequel est sujet à l'**emballement thermique** : toute augmentation de la température détermine une augmentation de l'intensité qui provoque, à son tour, une nouvelle augmentation de la chaleur de dissipation.

Le réseau de caractéristiques

La **figure 10** montre un réseau de courbes qu'on a relevé à l'aide du montage de la **figure 7**, en rendant U_{DS} variable et en imposant, pour chaque courbe, une autre valeur à U_{GS} . On appelle cela un réseau $I_D = f(U_{DS})$ avec U_{GS} en paramètre.

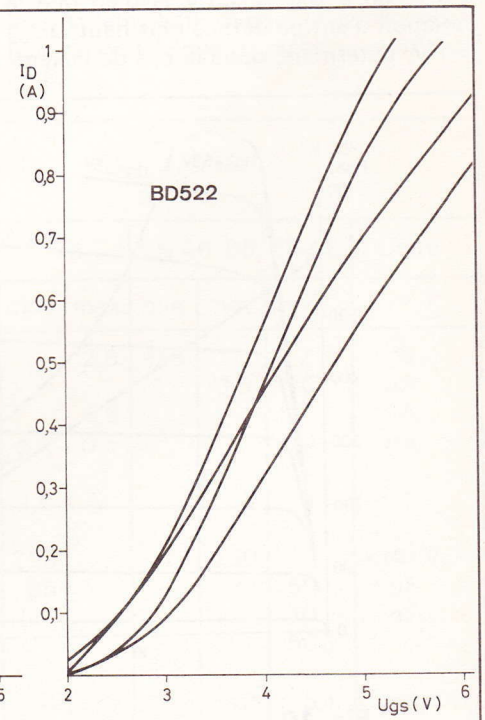


Fig. 9

Ce réseau comporte une **hyperbole de dissipation**, pour 6 W, et qui est définie par tous les points du réseau pour lesquels le produit $I_D \times U_{DS}$ est égal à 6 W. Cette hyperbole délimite la région du réseau, à l'intérieur de laquelle le transistor peut fonctionner avec un radiateur relativement petit, sans échauffement exagéré.

On a également dessiné, dans la **figure 10**, une **droite de charge** qui correspond à l'expérience d'amplification qui est illustrée par la **figure 11**. Cette droite rejoint les 2 échelles en allant de $I_D = 600$ mA à $U_{DS} = 30$ V. Elle correspond donc à un fonctionnement avec une tension d'alimentation $U_{DD} = 30$ V (**fig. 11**) et à une résistance de charge de $R_L = 30 \text{ V} / 600 \text{ mA} = 50 \Omega$. Cette résistance de charge peut être constituée, en pratique, par un haut-parleur, ou encore par un moteur dont le transistor régule le courant d'alimentation.

Avec le montage de la **figure 11**, on obtient une **amplification** dans ce sens qu'une variation de la tension d'entrée U_{GS} détermine une variation plus grande sur la tension de sortie, U_{DS} . Il est facile de déterminer le rapport de ces variations à l'aide de la **figure 10**. Admettons que U_{GS} varie de 3 V à 4 V, soit $\Delta U_{GS} = 1$ V. L'intersection de la courbe $U_{GS} = 3$ V avec la droite de charge correspond à $U_{DS} = 19,5$ V.

Nota : cette intersection correspond aussi à $I_D = 210$ mA, soit $210 \text{ mA} \times 50 \Omega = 10,5$ V pour la chute de tension dans la résistance de charge, donc bien $30 - 10,5 = 19,5$ V pour U_{DS} . Pour l'intersection de la droite de charge avec la courbe $U_{GS} = 4$ V, on a $U_{DS} = 6,5$ V si bien que la variation d'entrée définie plus haut, $\Delta U_{GS} = 1$ V, détermine, dans le cas de l'exem-

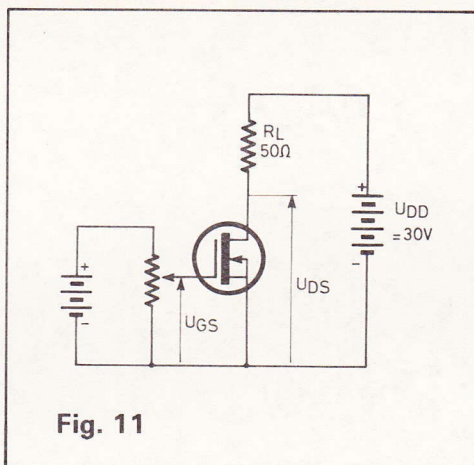


Fig. 11

ple, une variation de sortie $\Delta U_{DS} = 19,5 - 6,5 = 13$ V.

En d'autres termes, le **gain en tension** du montage de la **figure 11** est $\Delta U_{DS} / \Delta U_{GS} = 13$. La **figure 10** montre que ce gain dépend de la région du réseau où il est défini. Il serait nettement moindre si on se basait, par exemple, sur $U_{GS} = 2$ et 2,5 V. De plus, ce gain sera d'autant plus grand que la résistance de charge est plus élevée. Par contre, la puissance disponible dans la résistance de charge sera d'autant plus forte que cette résistance est plus petite. Il faut donc toujours faire un compromis entre « gain en tension » et « puissance de sortie ».

Tension de déchet et résistance de conduction

La droite de charge de la **figure 10** montre que la valeur minimale de U_{DS} ne sera guère inférieure à 2 V, même quand

on applique une tension U_{GS} supérieure à 5,5 V. Cette tension de 2 V, c'est donc la **chute de tension résiduelle** qu'on observe aux bornes du transistor, quand celui-ci est utilisé comme simple interrupteur (relais statique), avec une intensité de 550 mA environ. Cette chute de tension est appelée la **tension de déchet** (tension de saturation, tension résiduelle) du transistor U_{DSD} ou $U_{DS(on)}$.

La **figure 10** montre qu'elle dépend de l'intensité I_D à laquelle on la définit. On lui préfère souvent la notion de **résistance de conduction** (résistance de saturation, résistance « on »), $r_{DS(on)}$. C'est la résistance entre drain et source qu'on mesure en rendant U_{GS} voisine de la valeur maximale que le transistor admet. Sa valeur est de quelques ohms pour les types mentionnés plus haut. Elle peut être inférieure à $0,1 \Omega$ dans le cas des transistors MOS de grande puissance. Connaissant l'intensité I_{DS} à laquelle on utilise le transistor comme interrupteur, on peut calculer sa tension de déchets par $U_{DSD} = I_{DS} r_{DS(on)}$.

Calcul des puissances

Un transistor admettant $I_{Dmax} = 2$ A et $U_{DSmax} = 60$ V est capable d'une **puissance de commutation** de $2 \text{ A} \times 60 \text{ V} = 120$ W, si on l'utilise en tant qu'interrupteur, c'est-à-dire en faisant passer U_{GS} de façon instantanée de 0 à 12 V. Sa résistance de charge devrait alors être de $60 \text{ V} / 2 \text{ A} = 30 \Omega$. Ce n'est pas pour autant qu'on pourrait ainsi commuter une ampoule de 60 V, 120 W, car la résistance du filament d'une ampoule est, à froid, nettement plus faible qu'à chaud. On doit donc utiliser une ampoule de 60 V dont le filament, mesuré à froid, présente une résistance au moins égale à 30Ω .

La **puissance que le transistor dissipe** lors d'une telle application de commutation est égale à $I_D^2 r_{DS(on)}$, soit 6 W, si $I_D = 2$ A et $r_{DS(on)} = 1,5 \Omega$.

Dans un cas d'**amplification analogique**, comme celui illustré par la **figure 11**, la **puissance dissipée** dans le transistor est maximale quand $U_{DS} = U_{DD}^2$, et sa valeur est alors

$$P_D = \frac{U_{DD}^2}{4 R_L}$$

soit 4,5 W, si $U_{DD} = 30$ V et $R_L = 50 \Omega$. Dans R_L , on dissipe alors une puissance identique. Mais cette puissance devient nettement plus grande, quand U_{GS} augmente suffisamment, pour que le transistor sature. En négligeant U_{DSD} , on trouve alors la **dissipation maximale** dans R_L égale à U_{DD}^2 / R_L , soit 18 W avec les valeurs précitées.

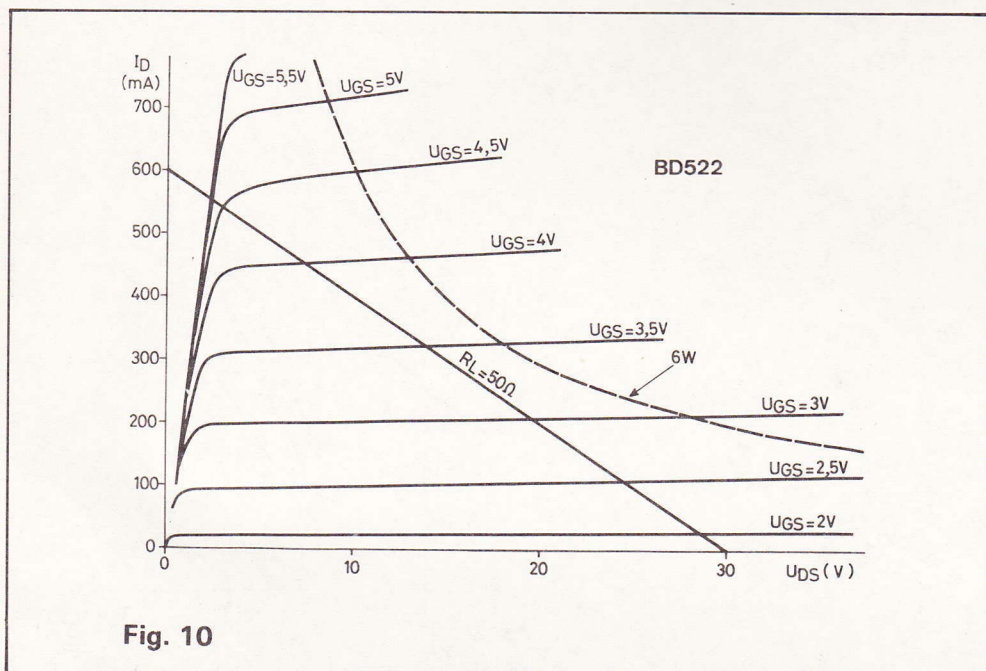


Fig. 10

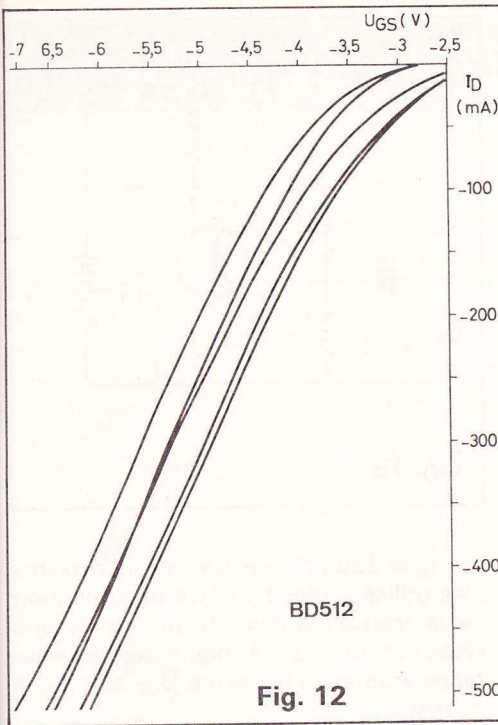


Fig. 12

Exemple d'un « canal P »

La figure 12 montre, à titre d'exemple, les courbes $I_D = f(U_{GS})$ qui ont été relevées sur 5 échantillons du transistor BD 512. Ce relevé montre que la dispersion d'un type à l'autre est relativement faible. Par contre, la transconductance du BD 512, canal P, est quelque peu plus faible que celle de son complémentaire, BD 522.

Le réseau de caractéristiques d'un BD 512 a été reproduit dans la figure 13. En y procédant à un tracé de droite de charge, on constatera que le gain en tension est plus faible que celui d'un BD 522 qu'on utiliserait dans des conditions identiques. Cela non seulement à cause de la transconductance plus réduite, mais aussi

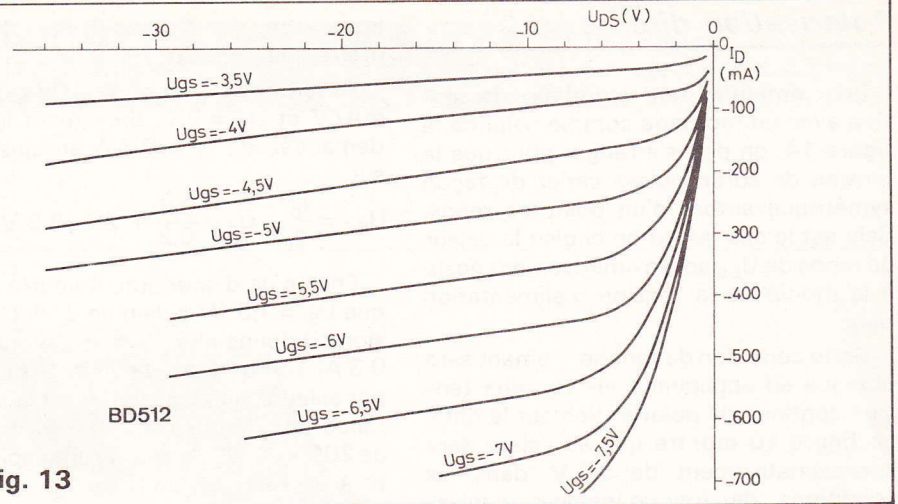


Fig. 13

du fait de la plus forte inclinaison des courbes. En calculant cette inclinaison par $\Delta U_{DS} / \Delta I_D$, on obtient la résistance interne de sortie du transistor. Cette grandeur de fonctionnement ne joue qu'un rôle subordonné dans le cas des applications de puissance.

De plus, la figure 13 permet de constater que le BD 512 présente une résistance de conduction plus forte que le BD 522. Ces comparaisons montrent que le « canal P » est, dans le cas de la technologie VMOS, moins avantageux que le « canal N ». On préférera donc ce dernier pour toutes les applications qui n'exigent pas une polarité donnée.

Les autres caractéristiques de fonctionnement

Pour établir un circuit de commutation lente ou d'amplification BF, il suffit généralement de disposer des valeurs de la transconductance et de la résistance de

conduction. Lors d'une application HF, on devra également tenir compte de la capacité d'entrée du transistor, et éventuellement aussi de son comportement en commutation. La connaissance de l'intensité de fuites de gate peut être précieuse dans les cas où on désire attaquer un MOS de puissance par une source de commande dont la résistance interne est particulièrement élevée.

Le tableau II résume les caractéristiques de fonctionnement des types précédemment mentionnés. Il reste à signaler que la capacité d'entrée peut atteindre plusieurs nF dans le cas des MOS de grande puissance, et on arrive alors à des temps de commutation jusqu'à 100 fois plus grands que ceux mentionnés dans le tableau II.

Par ailleurs, ce tableau montre que même les plus courants des MOS de puissance présentent des performances qui les rendent, dans bien des applications, plus rationnels que les classiques NPN ou PNP.

Tableau II - Caractéristiques de fonctionnement

| | | BD 512 | | BD 522 | | | VN 46, 66, 88 AF | | | Unité | |
|--------------|--|--------|------|--------|------|------|------------------|------|------|-------|---------------|
| | | min. | moy. | max. | min. | moy. | max. | min. | moy. | | max. |
| $U_{GS(th)}$ | Tension de gate ($I_D = 1 \text{ mA}$) | 1 | | 3 | 0,8 | | 2,5 | 0,8 | | 2 | V |
| I_{GSS} | Intensité de fuite de gate ($U_{GS} = 10 \text{ V}$) ($U_{GS} = 15 \text{ V}$) | | | 0,5 | | | 0,5 | | 0,5 | 10 | μA |
| I_{DSS} | Intensité de drain à $U_{GS} = 0$ et U_{DSmax} | | | 0,5 | | | 0,5 | | | 10 | μA |
| $r_{DS(on)}$ | Résistance de conduction ($I_D = 1 \text{ A}$, $U_{GS} = 10 \text{ V}$) | | 6,5 | 10 | | 2,5 | 4 | | 2 | 3 | Ω |
| g_m | Transconductance ($I_D = 0,5 \text{ A}$, $U_{DS} \geq 10 \text{ V}$) | | 150 | | | 270 | | 170 | 250 | | mA/V |
| C_{iss} | Capacité d'entrée ($U_{GS} = 0$) | | 50 | | | 35 | | | | 50 | pF |
| C_{rss} | Capacité drain-gate ($U_{GS} = 0$) | | | | | | | | | 10 | pF |
| C_{oss} | Capacité de sortie ($U_{GS} = 0$) | | | | | | | | | 50 | |
| $t_{d(on)}$ | Temps de montée (Attaque 50Ω , charge 23Ω , $U_{DD} = 25 \text{ V}$) | | 4 | 10 | | 4 | 10 | | 2 | 5 | ns |
| $t_{d(off)}$ | Temps de coupure ($\Delta U_{DS} = 10 \text{ V}$) | | 4 | 10 | | 4 | 10 | | 2 | 5 | ns |

Polarisation directe

Pour amplifier une grandeur alternative avec un montage comme celui de la figure 14, on doit s'arranger pour que la tension de sortie puisse varier de façon symétrique autour d'un point de repos. Cela est le cas quand on choisit la valeur de repos de U_{DS} approximativement égale à la moitié de la tension d'alimentation U_{DD} .

Cette condition de fonctionnement sera obtenue en appliquant, via R_G , une tension continue de polarisation sur le gate. La figure 10 montre que sa valeur sera approximativement de 3,5 V, dans les conditions de fonctionnement envisagées.

Le signal à amplifier, U_{GS} , est appliqué au gate par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison C_G . On évite ainsi que la source U_{GS} ne court-circuite la tension continue U_{GS} . Pour R_G , on a avantage à utiliser une valeur forte (plusieurs M Ω), pour réduire au minimum la puissance de signal qui est dissipée dans R_G , et aussi pour pouvoir passer des fréquences relativement basses avec un condensateur C_G de valeur réduite. Avec $R_G = 10$ M Ω et $C_G = 100$ nF, on obtient une fréquence inférieure de coupure, $f_c = 1/(2\pi C_G R_G)$, de 16 Hz.

Le diviseur ajustable de la figure 14 permet, lors d'une fabrication en série, de doter chaque échantillon de la valeur de U_{GS} que détermine la valeur imposée pour U_{DS} .

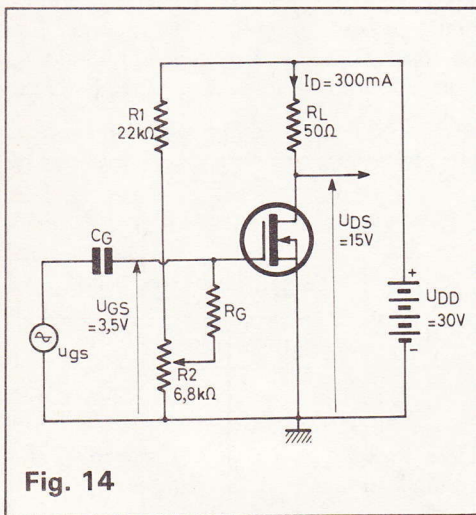


Fig. 14

Pour voir ce qui peut arriver lorsqu'on travaille avec un diviseur fixe, on peut calculer, avec une bonne approximation, l'intensité de drain par

$$I_D = g_m (U_{GS} - U_S) \quad (1)$$

Dans cette expression, g_m est la transconductance du transistor, et U_S la tension de seuil qu'on obtient en assimilant

les courbes des figures 8, 9 et 12 à des droites de pente g_m .

Avec des valeurs d'exemple $g_m = 200$ mA/V et $U_S = 2$ V, on obtient la valeur demandée de $I_D = 0,3$ A en ajustant R_2 sur

$$U_{GS} = \frac{I_D}{g_m} + U_S = \frac{0,3}{0,2} + 2 = 3,5 \text{ V}$$

En cas de dispersion, il pourra se faire que $U_S = 1,5$ V (au lieu de 2 V). L'expression (1) donne alors $I_D = 0,4$ A (au lieu de 0,3 A), soit un écart de 33 %. Si on admet, par ailleurs, une dispersion sur la conductance telle que $g_m = 250$ mA/V (au lieu de 200 mA/V), un calcul semblable aboutit à un écart de 25 % sur I_D .

Polarisation à contre-réaction

L'effet de dispersion devient nettement moins sensible quand on adopte le montage de la figure 15, où le diviseur de tension de gate se trouve connecté non pas sur l'alimentation, mais sur le drain. Ainsi, U_{GS} se trouve « asservie » sur U_{DS} . Si on appelle $n = R_2/(R_1 + R_2)$ le rapport du diviseur de tension de gate ($n = 1/4,3 = 0,23$ avec les valeurs de la fig. 15), on peut écrire

$$U_{GS} = n U_{DS} = n(U_{DD} - I_D R_L)$$

En posant cette valeur de U_{GS} dans (1), on obtient l'expression

$$I_D = \frac{g_m (n U_{DD} - U_S)}{1 + g_m n R_L}$$

qui permet de calculer l'intensité de drain qu'on obtient avec le montage de la figure 15.

Si on reprend le calcul de dispersion donné plus haut, on trouve que l'écart sur I_D n'est plus que de 10 % (contre 33 % avec le montage de la fig. 14), quand U_S passe de 2 V à 1,5 V. Quant à la modification de la transconductance (0,25 A/V au lieu de 0,2), son effet se traduit par une augmentation de I_D de 6 % seulement (contre 25 % pour fig. 14). Il reste à signaler qu'on observe un effet de correction semblable quant à une éventuelle tolérance sur les valeurs des résistances R_1 et R_2 . Ainsi, le montage de la figure 15 corrige la dispersion d'une façon en général suffisante en pratique. Cependant, l'effet de contre-réaction fait que ce montage présente une résistance d'entrée qui est plus faible que la valeur résultant de la mise en parallèle de R_1 et R_2 .

On peut montrer que cette résistance d'entrée a pour expression

$$r_{in} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 (1 + g_m R_L)}$$

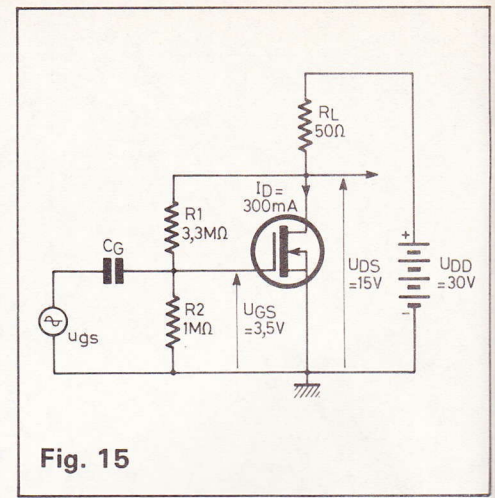


Fig. 15

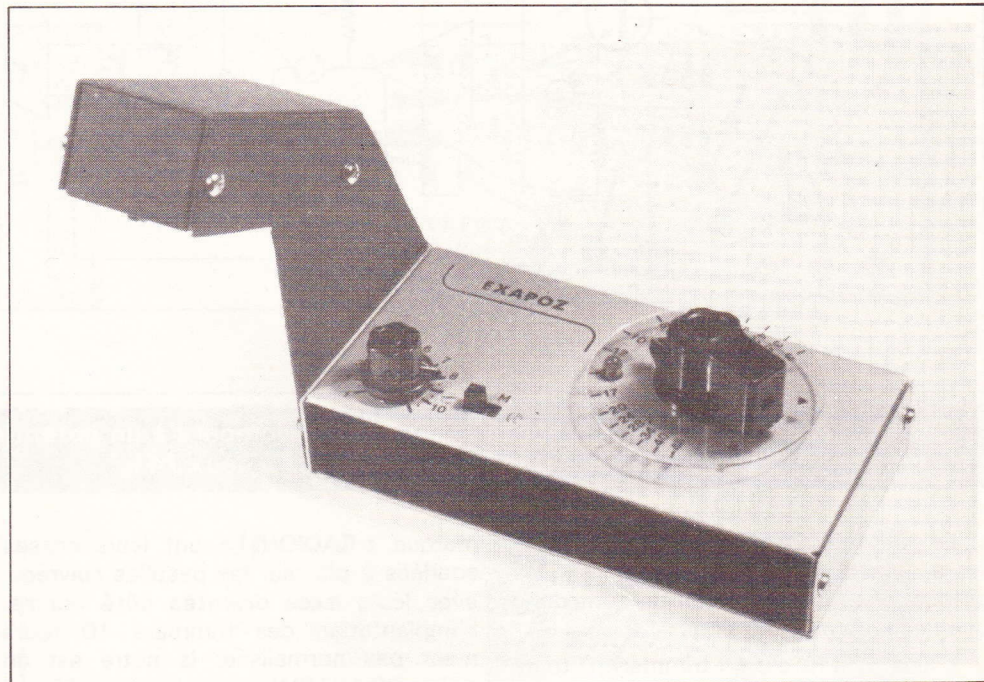
soit $r_{in} = 230$ k Ω avec les valeurs d'exemples utilisées plus haut. Cette diminution de la résistance d'entrée détermine une réduction du gain, à moins que la résistance interne de la source U_{GS} soit faible devant r_{in} .

Il est également possible de réduire l'effet de dispersion par une contre-réaction qu'on introduit au moyen d'une résistance se trouvant insérée dans la connexion de source. Or, cette méthode n'est efficace que si on consacre une chute de tension de plusieurs volts à cette résistance, ce qui implique une dissipation onéreuse et une réduction gênante de l'amplitude de sortie.

Si on a besoin d'une stabilisation particulièrement sévère du point de repos d'un transistor MOS, il est ainsi préférable de procéder par une stabilisation sur plusieurs étages, englobant, par exemple, un amplificateur opérationnel.

Dans le cas d'un transistor bipolaire, on doit souvent prévoir une résistance d'émetteur, pour éviter tout emballement thermique. N'étant pas soumis à un phénomène d'emballement, le MOS de puissance peut se passer de toute protection de ce type. Evitant ainsi les pertes qui résulteraient d'une telle protection, on peut l'utiliser avec un meilleur rendement, avantage qui s'ajoute à celui de la forte impédance d'entrée du MOS de puissance.

H. SCHREIBER



POSEMETRE D'AGRANDISSEUR simple et compact

DE nombreux posemètres ont déjà été présentés dans notre revue, mais celui-ci a deux particularités intéressantes : il est d'une réalisation facile et peu onéreuse, environ 90 F boîtiers compris, avec un étalonnage final ultra-rapide ; enfin pour le côté pratique il est monobloc et autonome donc sans « fil à la patte », car un plateau d'agrandisseur est presque toujours très encombré.

Le capteur opto n'a aucune « mémoire » ; ce petit posemètre est d'une précision parfaite pour le noir et blanc, mais avec quelques réserves pour la couleur car il s'agit d'une photo-diode au silicium ; une lacune qu'on peut pardonner à cet appareil qu'on peut monter en une seule journée.

Le schéma électronique (figure 1)

Le capteur PD1 est une photo-diode à grande surface, la BPW 34 célèbre pour ses performances en éclairagements faibles. Elle commande le transistor T monté en collecteur commun, donc aucun risque en cas d'éblouissement de la cellule. Le potentiel émetteur, cosse « S », est amplifié par Cl₁ un 741 câblé dans les règles de l'art, c'est-à-dire en alimentation symétrique et réglage d'offset par P₁. Son gain est ajustable entre 20 et 120 par P₂ : la tension de sortie est alors proportionnelle à la lumière reçue par le capteur.

Le courant d'obscurité de PD₁, environ 1 nA, et le courant de fuite de T₁ se traduisent par une tension parasite à l'entrée de Cl₁, mais suffisamment faible pour être annulée par l'offset. Le temps d'exposition sera donc inversement proportionnel à la tension de sortie du 741.

La sortie de Cl₁ est reliée à l'entrée non-inverseuse de Cl₂, un autre 741 monté en comparateur de tensions mais toujours en alimentation symétrique, afin d'avoir un fonctionnement correct aux environs de 0 V. Le potentiel de référence appliqué à l'entrée inverseuse peut varier entre 0,4 et 6,5 V par action sur P₃.

La LED D₂ s'éclaire dès que la sortie de Cl₁ a une tension supérieure à celle du curseur de P₃. La diode D₁ protège la LED de la tension inverse car n'oublions pas que la sortie de Cl₂ ne peut prendre que deux valeurs + 8 et - 8 V.

Le cadran de P₃ sera gradué en secondes, et pour obtenir un échelonnement logarithmique ce potentiomètre linéaire (100 kA) est entouré des résistances R₄, R₅, R₆ et R₇. L'alimentation est confiée à deux piles de 9 V, de préférence alcaline pour la pile + 9 V. Nous avons mesuré 1,4 mA pour la pile - 9 V et 4,4 et 14,7 mA (LED éclairée) pour la pile + 9 V.

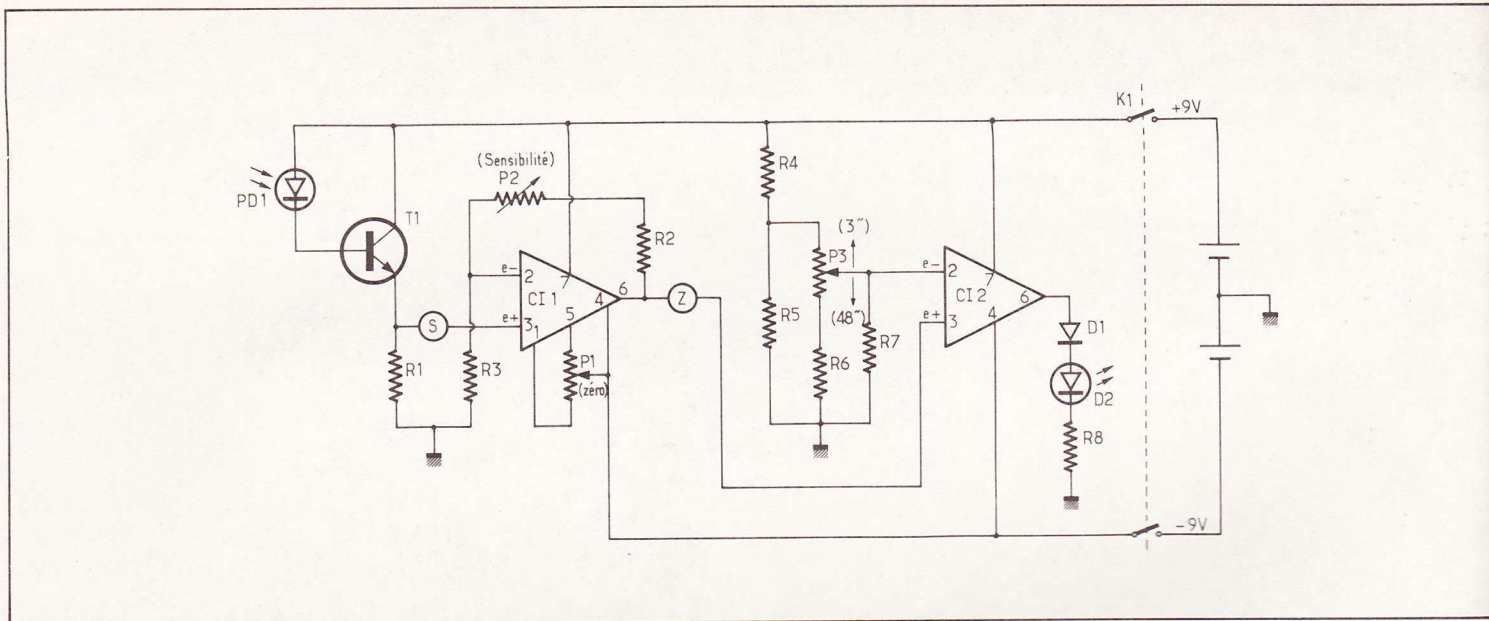


Fig. 1. — Après amplification linéaire, le signal se compare à un potentiel pré-étalonné en secondes, le tout grâce à deux 741.

Le potentiomètre P₂ permet de s'adapter à la sensibilité du papier utilisé, les graduations de son cadran ne sont donc que des repères arbitraires.

L'ajustable P₁ est un trimmer 10 tours de 10 kΩ. Son réglage est délicat mais sera définitif ; nous avons vérifié que l'usure disymétrique des deux piles était sans conséquence sur la tension de sortie de CI₁ avec PD₁ dans l'obscurité.

En somme un circuit très performant mais très simple puisque ne comprenant qu'un BC 109 et deux 741, il est vrai que les caractéristiques de la BPW 34 y sont pour beaucoup.

La simplicité ne s'arrête pas là car la graduation du cadran de P₃ en secondes se fera à l'aide d'un voltmètre ! Donc rapidement et en pleine lumière.

Les circuits imprimés (figure 2)

L'ensemble PD₁, T₁ et R₁ constitue le module sonde (haute impédance) qui sera relié au module principal (basse impédance) par trois fils : masse, + 9 V et cosses S, comme signal.

Le module sonde est prévu pour être logé dans un coffret alu TEKO 1/A. Le transistor T₁ est un BC 109 C de gain β voisin de 400. Très important, la photodiode sera soudée côté cuivre, sur lequel nous avons reporté les repères de polarisation à savoir un trait vertical et un point, comme sur le composant.

Le module principal a les particularités suivantes : les potentiomètres P₂ et P₃ de Page 130 - N° 33 - nouvelle série

marque « RADIOHM » ont leurs cosses soudées à plat sur les pastilles cuivrées, avec leurs axes orientés côté cuivre. L'implantation des trimmers 10 tours n'est pas normalisée, le nôtre est un « CircuitRIM-TRW » ; pensez à modifier si besoin est le tracé du circuit. Pré régler le curseur vers la mi-course avant soudage.

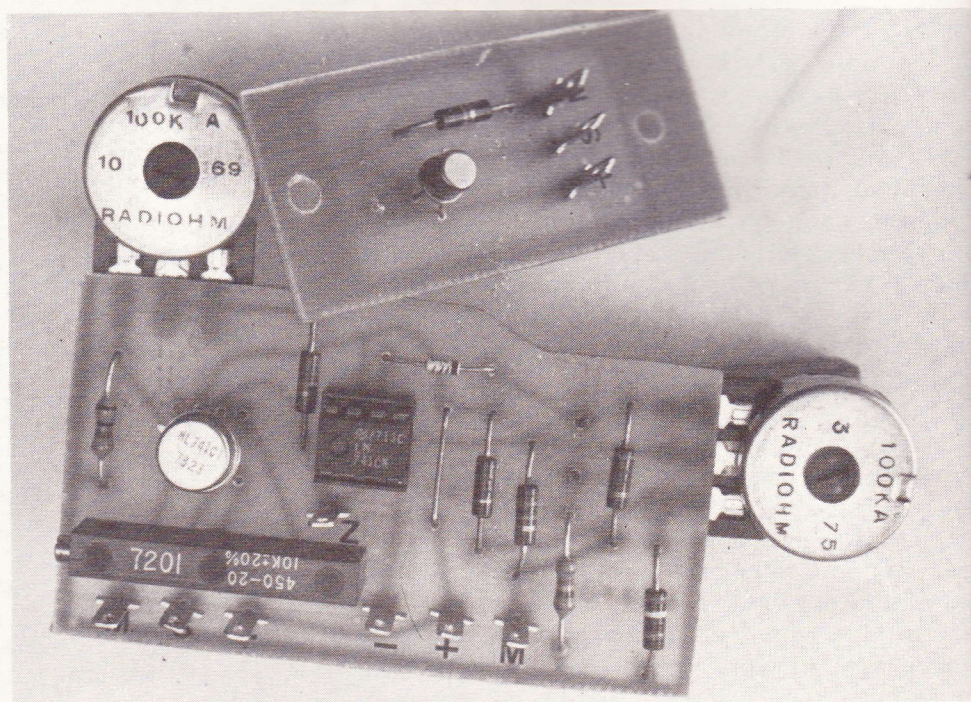
L'échancrure dans l'époxy est indispensable pour le logement d'une des deux piles. Il y a un strap à côté de CI₂. La cosse « Z » ne sert qu'au réglage de P₁. Avec une chute de résistance relier

par soudure la plage de masse au boîtier de P₂ ou de P₃, pour mettre le coffret métallique à la masse.

Les trois cosses « M, S et + » sous CI₁ sont réservées au raccordement au module sonde, tandis que les trois autres « M, + et - » recevront les fils des prises-agrapes pour piles.

Très important, la LED sera soudée côté cuivre de façon telle que son sommet soit à la même hauteur que le haut du filetage d'écrou de P₃.

Photo 1. — Deux circuits imprimés mais peu de composants.



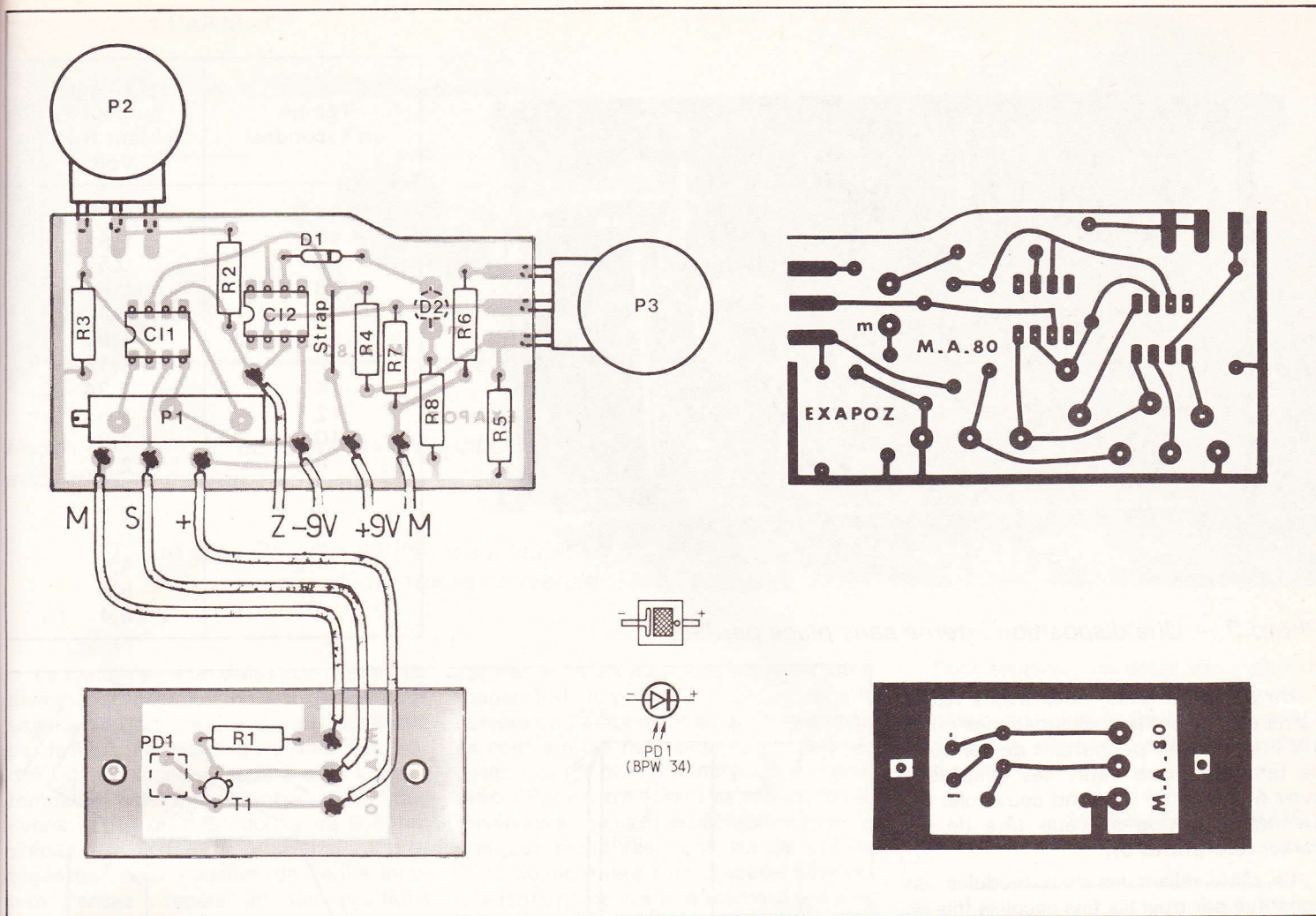
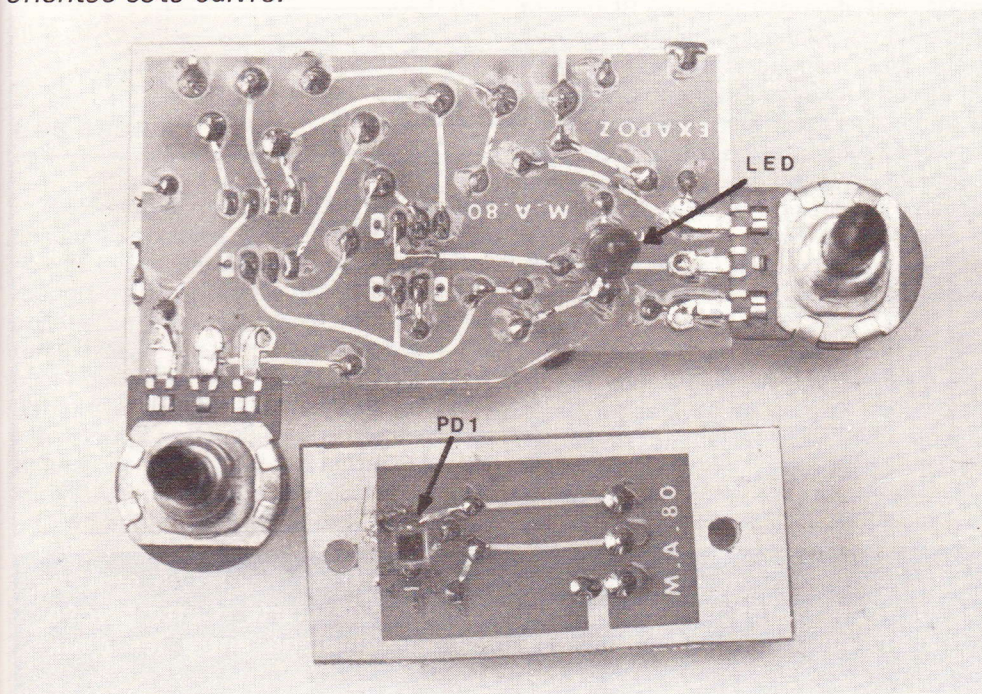


Fig. 2. — Les tracés des circuits imprimés sont précisés à l'échelle. La photo diode et son étage d'entrée font l'objet d'un circuit séparé. Implantation des éléments.

Photo 2. — La photo diode, la LED et les deux potentiomètres sont orientés côté cuivre.



La mise en coffrets

Le module principal, les deux piles et l'inter bipolaire K_1 sont logés dans un coffret aluminium TEKO 4/A. Comme le montre la **photo 3** il n'y a aucune place perdue à l'intérieur, il est donc prudent de respecter nos cotes de perçages de la **figure 3**.

Le boîtier sonde est comme nous l'avons dit le minuscule TEKO 1/A qui après perçage sera peint en noir mat intérieur et extérieur. Le module y sera fixé par deux vis de 3 mm avec deux entretoises de 5 mm, dans la moitié « lourde » du coffret, avec bien sûr PD₁ en face du trou $\varnothing 6$ mm. Gratter la peinture sous une entretoise métallique pour la mise à la masse.

Les deux boîtiers sont réunis par une plaque d'aluminium (ou autre) de 1 mm d'épaisseur elle aussi peinte en noir mat sur les deux faces. Quatre trous assurent sa fixation au boîtier par les vis Parker d'origine. Il n'y a aucun perçage à faire dans les couvercles.

TABLEAU 1

| Temps en secondes | Tension curseur P ₃ (sur R ₇) Volts |
|-------------------|--|
| 48 | 0,40 |
| 40 | 0,47 |
| 34 | 0,57 |
| 28 | 0,67 |
| 24 | 0,80 |
| 20 | 0,95 |
| 17 | 1,13 |
| 14 | 1,34 |
| 12 | 1,6 |
| 10 | 1,9 |
| 8,4 | 2,3 |
| 7 | 2,7 |
| 6 | 3,2 |
| 5 | 3,8 |
| 4,2 | 4,5 |
| 3,5 | 5,4 |
| 3 | 6,4 |

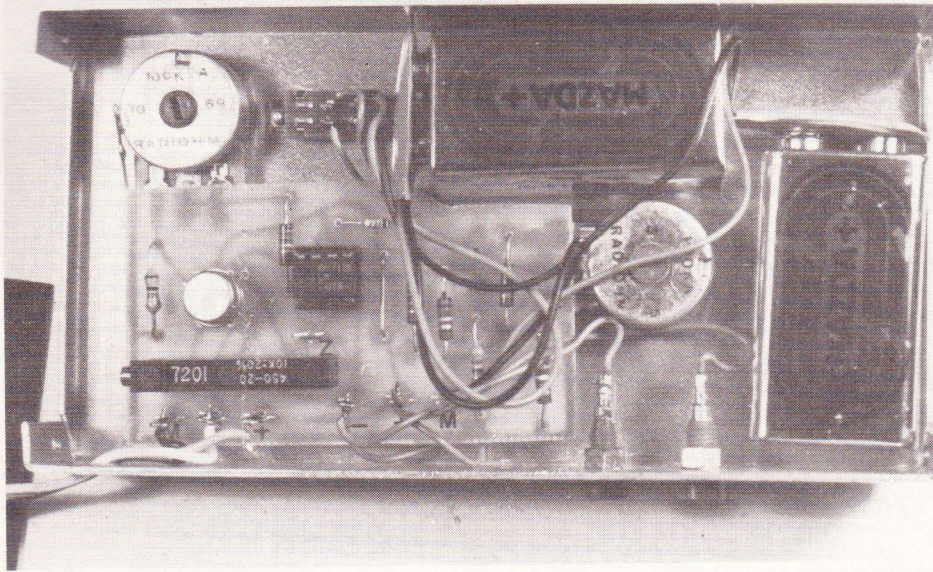


Photo 3. — Une disposition interne sans place perdue.

Un petit luxe utile, nous avons fixé à l'arrière deux petits socles bananes reliés à V+ et V- ; ils permettent de contrôler de temps à autre l'état des piles sans avoir à démontrer le grand couvercle. On prendra la masse sur une tête de vis Parker (voir photo 5).

Le câble reliant les deux modules est constitué par trois fils fins accolés (fils en nappe) et de longueur minimum ; les deux trous $\varnothing 4,5$ mm à l'arrière des boîtiers sont destinés à son passage. L'idéal serait un câble blindé à deux conducteurs (facultatif).

Le cadran gradué en secondes

Brancher un voltmètre à haute impédance d'entrée (200 k Ω minimum) aux bornes de R₇. Si vous ne disposez que d'un 20 k Ω /V, il vous faudra y intercaler un adaptateur d'impédance bricolé rapidement avec un 741 en alimentation symétrique, où les bornes 2 et 6 seront réunies pour obtenir un gain de 1 ; la tension à mesurer est appliquée sur l'entrée borne 3 (1 M Ω), tension qui est mesurée borne 6 en basse impédance.

Le tableau 1 donne la correspondance tension R₇/secondes. Nous avons bien sûr repris notre échelle de temps qui double tous les quatre crans, déjà utilisée pour notre compte-rose, voir « Electronique Pratique » nouvelle série, n° 29 p. 112. L'espacement des crans est à peu près régulier sauf à mi-course où il y a une inévitable petite « dilatation ».

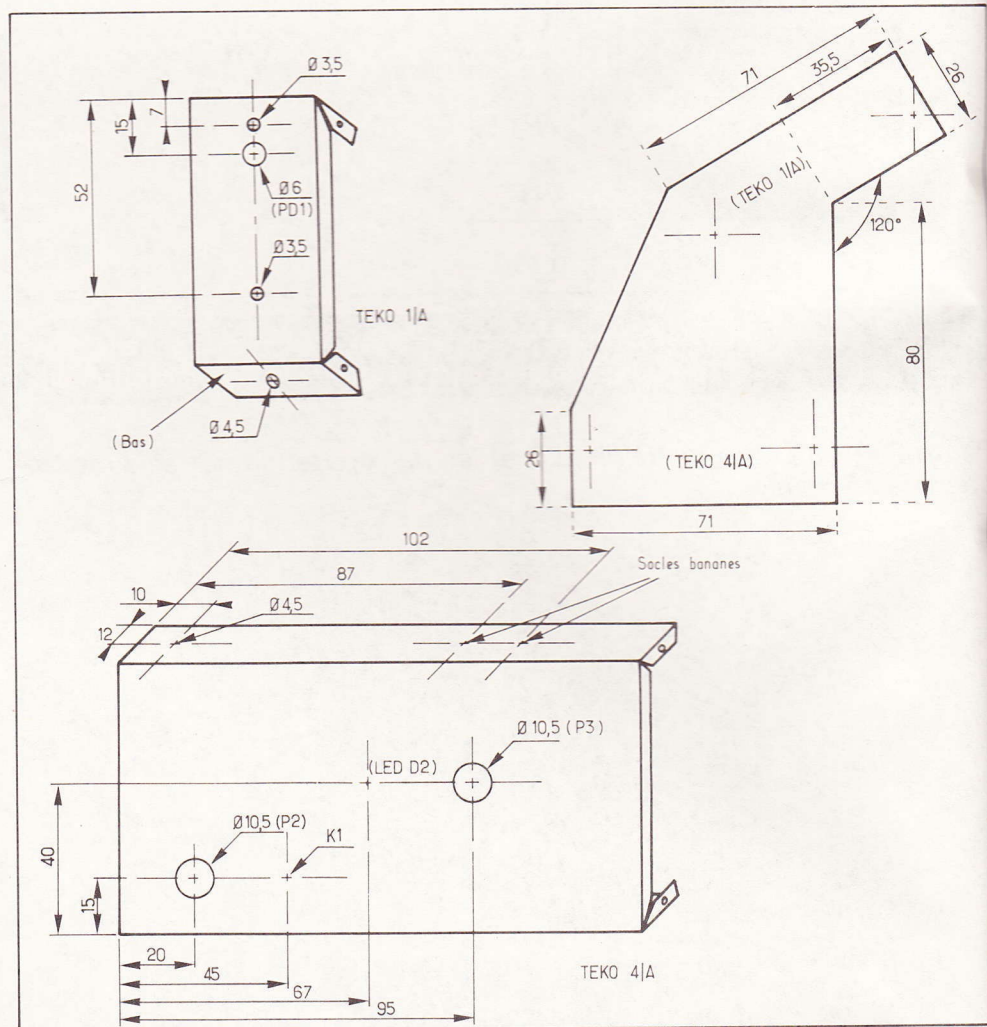


Fig. 3. et 4. — Les plans de perçage des coffrets Teko 4/A et 1/A sont représentés en perspective pour plus de clarté. Cette plaque d'aluminium peinte en noir assurera l'assemblage entre les deux coffrets.

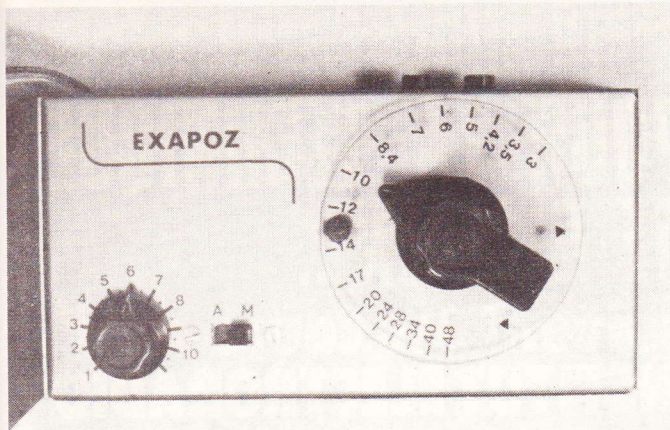


Photo 4. — La LED éclairera les graduations en secondes du cadran.

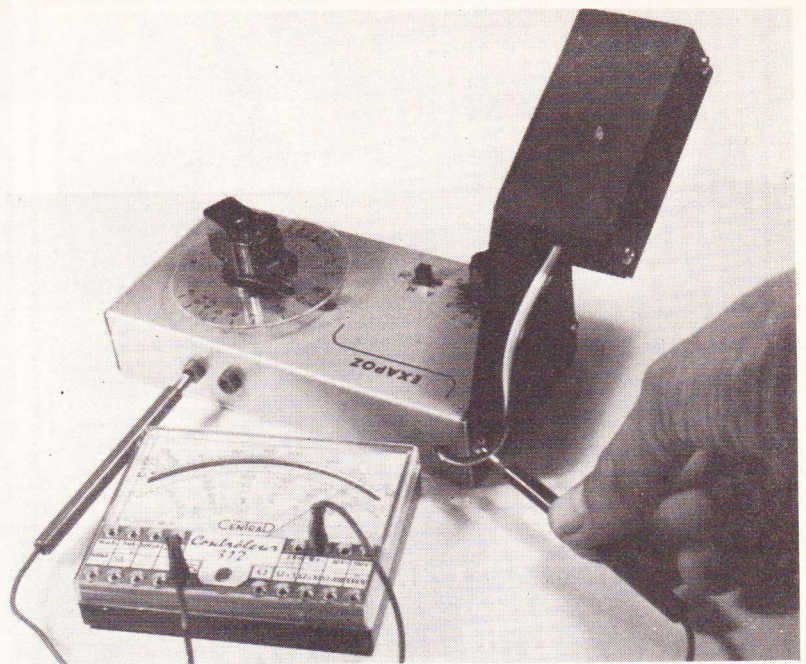


Photo 5. — On peut vérifier les piles sans démonter le couvercle.

Le cadran sera un disque de 60 mm de diamètre transparent ou translucide collé sous le bouton. L'index fixe est constitué par la LED, ainsi la lecture dans l'obscurité est très facile puisque seul le « bon » temps est éclairé par transparence. Nous avons utilisé du « Rhodoïd » de 0,8 mm d'épaisseur et des chiffres transferts protégés par deux couches de vernis incolore. Pensez à repérer les deux positions bouts de course du potentiomètre.

Il ne reste plus que le réglage de l'offset : branchez-vous en millivoltmètre entre la cosse « Z » et la masse. Placer un scotch noir sur la fenêtre de la cellule. Avec un tournevis agir sur P₁ jusqu'à obtenir une tension zéro à ± 30 mV.

Les essais

Reconstituer sous l'agrandisseur les conditions exactes d'un certain tirage en noir et blanc, par exemple ce cliché à tel rapport d'agrandissement demande 7 secondes de pose à f : 8. Portez alors ce temps de 7 secondes sur le posemètre puis agir sur le potentiomètre P₂ jusqu'à obtenir le début d'allumage de la LED. C'est tout, l'appareil est à présent opérationnel : fermez à f : 16 la LED s'éclairera sur « 14 secondes », sur « 28 secondes » à f : 16 et sur « 3,5 secondes » à f : 5,6.

Il est prudent d'inscrire sur la boîte de papier la graduation arbitraire sur laquelle P₂ s'est trouvé réglé.

Remarque très importante : la cellule étant une photo-diode au silicium elle

est très sensible aux rayonnements infrarouges (IR). Il y en a beaucoup dans la lumière de l'ampoule d'agrandisseur mais ils sont arrêtés par l'argent noir des négatifs noir et blanc, donc aucune importance. Par contre, il faut se méfier des IR extérieurs qui se réfléchissant sur le margeur blanc réagiront sur la cellule. D'où viennent-ils ? Une cigarette allumée, une lanterne de sécurité même si le verre-écran est très opaque (pour le visible, etc.) ou pire un radiateur électrique.

Et pour la couleur ? Les négatifs ou diapos couleurs ne contiennent pas d'argent réduit mais uniquement des colorants organiques, qui n'arrêtent pas du tout les IR émis par l'agrandisseur. Même avec un verre anti-calorique, ou filtre anti-IR, il en reste suffisamment pour que le passage d'un cliché foncé se traduise par une **correction insuffisante** du temps de pose. Par contre notre appareil sera parfaitement fiable en tirage couleur si la cause de la variation du temps d'exposition n'est plus un écart de densités de diaphragmes ou de rapport d'agrandissement.

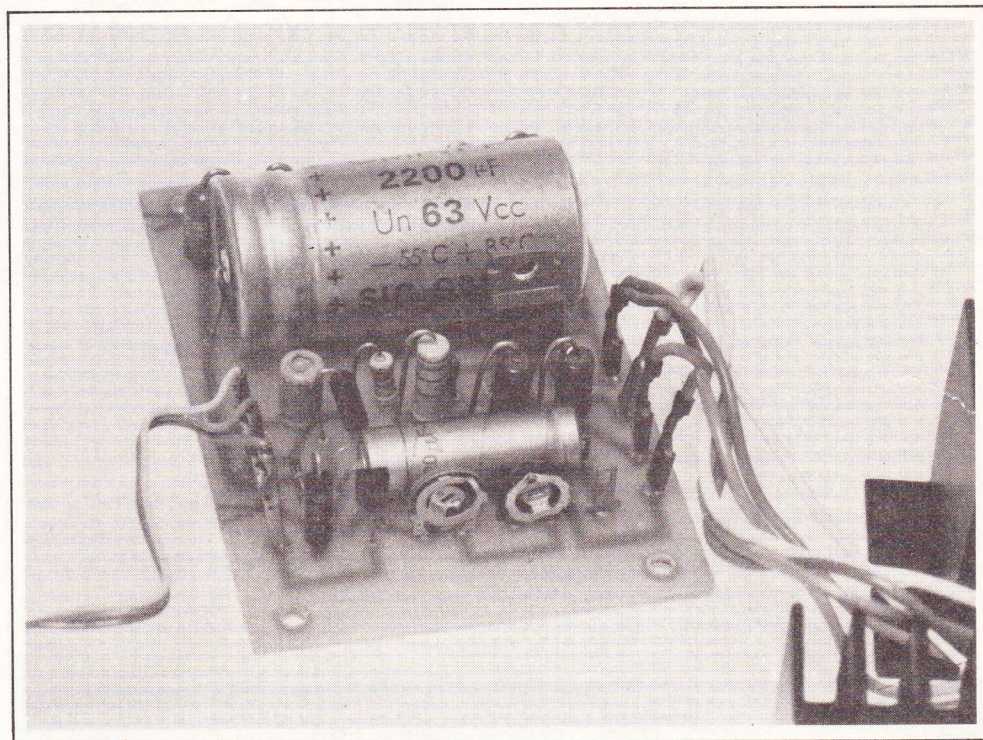
Ces ennuis avec les infrarouges n'existeraient pas avec les cellules photo-résistantes (CdS), hélas aucun des modèles commercialisés en France ne permet des mesures « sérieuses » en lumière réfléchie par le margeur, méthode de loin la plus pratique. Puisque les photo-diodes (ou photo-transistors) ne sont applicables qu'au noir et blanc. Nous avons pensé qu'il était plus raisonnable de concevoir un simple posemètre plutôt qu'un coûteux intégrateur automatique.

Pour terminer, un détail de finition du boîtier : nous avons collé de la feutrine adhésive noire sur le flanc avant comme anti-reflets, et sous le coffret comme anti-rayures.

Michel ARCHAMBAULT

Matériel nécessaire

- PD₁ : photo-diode BPW 34 (Siemens)
- Cl₁, Cl₂ : 741
- T₁ : BC 109 C ($\beta \approx 400$)
- D₁ : diode quelconque 1N4148
- D₂ : LED rouge ou verte
- R₁ : 39 k Ω (orange, blanc, orange)
- R₂ : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
- R₃ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R₄ : 1,2 k Ω (marron, rouge, rouge)
- R₅ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge)
- R₆ : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge)
- R₇ : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
- R₈ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
- P₁ : potentiomètre ajustable 10 k Ω 10 tours (trimmer)
- P₂, P₃ : potentiomètre 100 k Ω (marque Radiohm pour les cotes)
- K₁ : inter bipolaire, à glissière ou levier
- 2 circuits imprimés à réaliser : 72 x 42 et 57 x 25 mm
- 10 cosses poignards
- 2 prises agrafes pour piles 9 V
- coffrets TEKO 1/A et 4/A
- 1 plaque aluminium 125 x 105 x 1 mm



Alimentation 0 à 30 V - 1,5 A

DES que l'on commence à « bricoler » en électronique, une alimentation continue réglable se révèle vite indispensable pour alimenter les montages que l'on réalise. Celle que nous vous proposons a les avantages d'être simple donc économique, de pouvoir fournir 1,5 A et d'être bien protégée contre les courts-circuits.

Le schéma de principe

Il est donné à la **figure 1**. Analysons le rôle des différents éléments.

Tout d'abord le 220 V alternatif est commuté par l'inter double K_1 , ainsi l'on est certain de couper la phase. Un voyant 220 V servira de témoin de mise sous tension et le fusible F_1 protégera l'alimentation. Le transformateur abaisse la tension alternative à 32 V, qui redressés par les diodes D_1 à D_4 et filtrés par C_1 nous donnent une tension continue d'environ 43 V.

Une tension de référence de 6,2 V est obtenue par la diode zéner D_2 . R_1 polarise cette diode, C_2 lui filtre son bruit caractéristique à toute diode zéner et P_1 prélève une fraction de référence. Le transistor T_1 est monté en comparateur de tension. La

tension au point commun R_3 - R_4 est en effet proportionnelle à la tension de sortie. En effet si celle-ci se révèle trop basse par rapport à la tension de référence, le transistor T_1 aura tendance à se saturer et à permettre un plus grand passage de courant par T_2 - T_3 - T_4 . L'inverse se produira si la tension est trop élevée au point commun R_3 - R_4 . Il y a donc stabilisation. T_3 et T_4 sont montés en parallèle, de cette façon ils n'ont chacun que la moitié de la puissance à dissiper. Le transistor T_2 augmente le gain en courant et le montage compound T_2 - T_3 - T_4 s'assimile à l'ensemble d'un seul transistor PNP à grand gain et grande puissance. Les résistances R_5 et R_6 compensent les différences de caractéristiques éventuelles et même plus que probables des transistors T_3 et T_4 .

Le condensateur C_4 évite les accrochages hautes fréquences en ramenant les

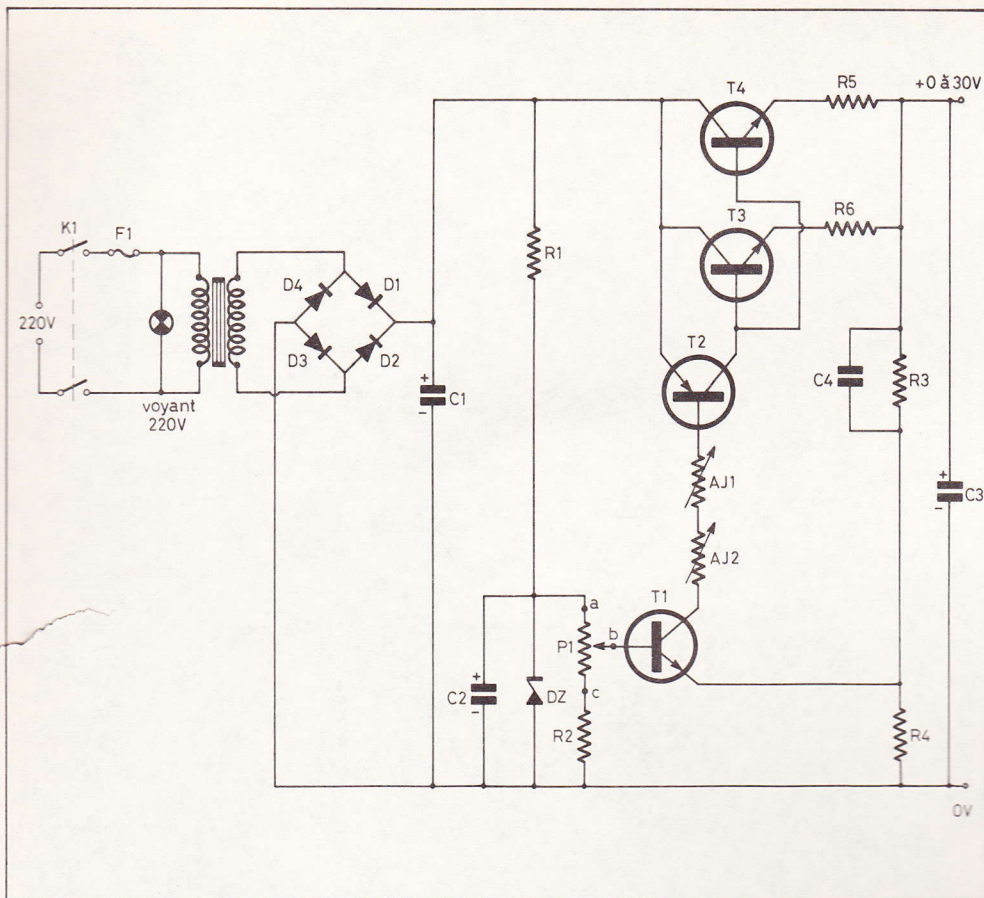


Fig. 1. — D'un schéma de principe désormais connu, mais efficace, cette alimentation s'adressera aux amateurs « débutant ».

oscillations éventuelles sur l'émetteur de T₁. C₃ assure un dernier filtrage.

La protection contre les courts-circuits est assurée par la résistance des ajusta-

bles A_{j1} et A_{j2} qui limiteront l'intensité dans la base de T₂, donc à la sortie. Il est fait appel à deux ajustables pour des facilités de réglage du courant de court-circuit à 1,5 A.

Enfin, la résistance talon R₂ compense la chute de tension base-émetteur de T₁ et permet donc un démarrage plus progressif à partir de 0 V.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé est donné à l'échelle 1 **figure 2** et il se reproduira facilement par tous les moyens décrits dans la revue. Les résistances et diodes seront implantées debout, ce qui permet un gain de place très important. Attention à la polarité des diodes, leurs cathodes (repère) sont toutes vers le « haut » du circuit imprimé. Attention aussi à T₂ : sa face métallique est tournée vers C₁. En cas de doute se reporter au schéma théorique et de toute façon à l'implantation des composants **figure 3**.

Les transistors T₃ et T₄ seront montés sur radiateurs et isolés par une feuille de mica enduite de graisse aux silicones et des canons isolants. Le négatif sera de préférence relié à la masse métallique de votre boîtier. Un petit voltmètre connecté à la sortie sera très pratique, même s'il n'est pas très précis.

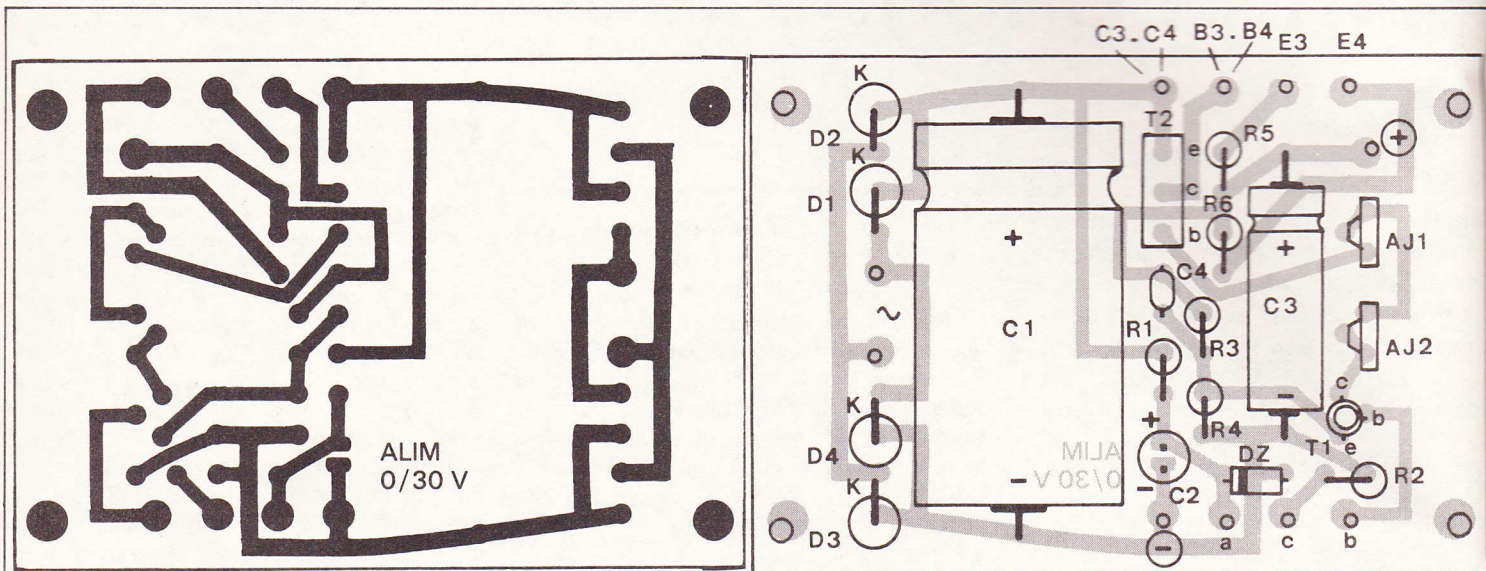


Fig. 2. — Le tracé du circuit imprimé se reproduira très facilement à l'aide d'éléments de transfert. Implantation des éléments.

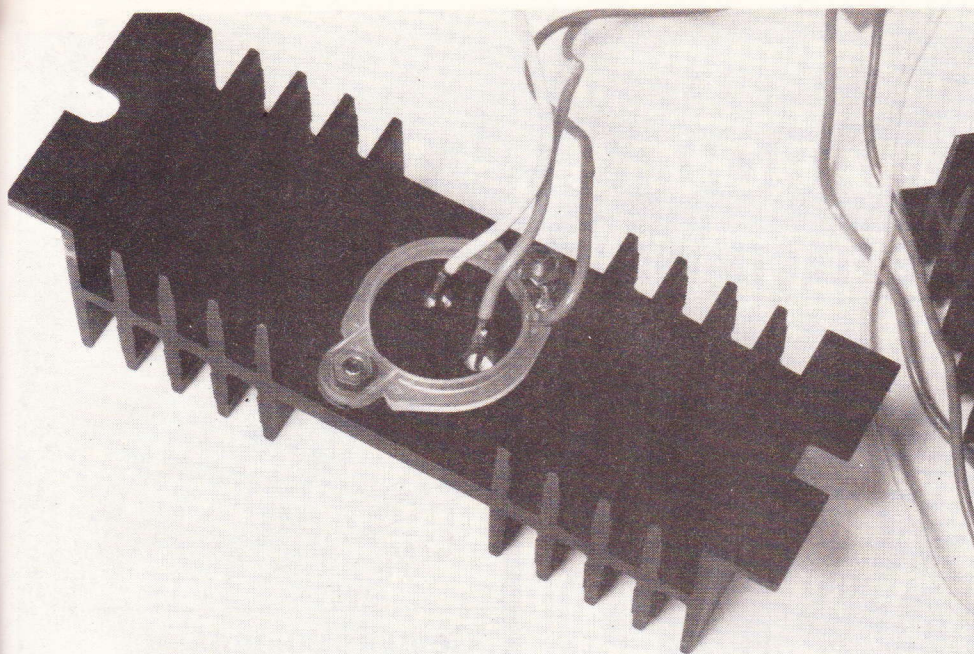


Photo 2. — Les transistors de puissance se monteront, pour plus de sécurité, à l'aide d'accessoires « isolants ».

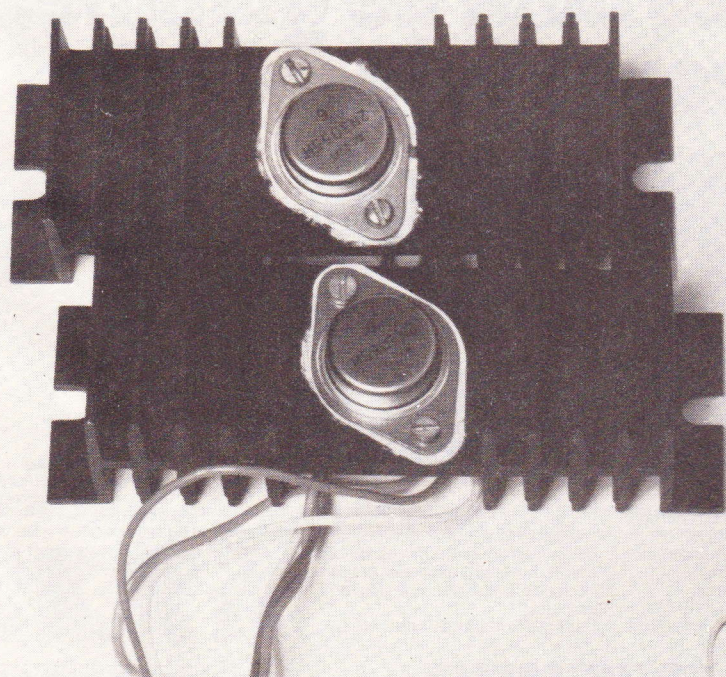


Photo 3. — Pour une meilleure efficacité des dissipateurs, on utilisera une graisse aux silicones.

Essais-Réglages

Avant de mettre l'alimentation sous tension, régler les ajustables au maximum de résistance. Brancher un voltmètre à la sortie, mettre sous tension, manœuvrer le potentiomètre, et sauf erreur de câblage ou de polarité de composants, ça doit marcher du premier coup.

Mettre maintenant le contrôleur en ampèremètre à la sortie sur calibre 3 ou 5 A. Il réalise un court-circuit. Tourner le potentiomètre à fond. Votre contrôleur doit indiquer une faible intensité. Tourner A_{J2} , pour voir si vous n'arrivez pas à 1,5 A, pour le cas où vous auriez eu des transistors de très haut gain. Ajuster à 1,5 A si c'est le cas (peu probable !). Si vous n'y arrivez pas ramenez A_{J2} au maximum de résistance et actionnez A_{J1} pour obtenir un peu moins de 1,5 A. (Attention aux courts-circuits avec votre tournevis lors de cette manœuvre) affinez ensuite le réglage avec A_{J2} . Voilà. Votre alimentation est prête. N'oubliez quand même pas que c'est lors des courts-circuits que vos transistors dissipent le plus de puissance, mais vous pouvez cependant sans danger relier les deux bornes de sortie.

Liste des composants

R_1 : 3,9 k Ω à 5,6 k Ω , 1/2 W
 R_2 : 910 Ω , 1/2 W
 R_3 : 820 Ω , 1/2 W
 R_4 : 180 Ω , 1/2 W
 R_5, R_6 : 0,56 Ω 2 W
 C_1 : 2 200 μ F/64 V axial
 C_2 : 47 μ F/10 V debout.
 C_3 : 220 μ F/35 V axial
 C_4 : 10 nF
 D_1, D_2, D_3, D_4 : BY188 ou 1N4001, 4002.
 D_z : 6,2 V 400 mW
 A_{J1} : 470 k Ω debout miniature
 A_{J2} : 47 k Ω debout miniature
 T_1 : BC 171B ou 209B
 T_2 : TIP 32A ou équivalent.
 T_3, T_4 : 2N3055
 Transfo 220 V/32 V 1,6 A
 1 inter, 2 circuits
 1 fusible 350 mA
 2 radiateurs pour TO3 (ou un double)
 Porte fusible, mica, voyant 220 V,
 canons isolants...

L y a quatre ou cinq ans peu de fabricants se partageaient le marché du kit sinon florissant, du moins répondant aux exigences d'une clientèle sans cesse croissante. Aujourd'hui, les nombreux fabricants ne peuvent guère se départager qu'au niveau de la qualité plutôt que des idées, en ce sens que les amateurs concernés ne s'intéressent vraiment qu'aux montages classiques (amplificateurs, alimentations, jeux de lumière).

Vu sous cet aspect, nous ne pouvions passer sous silence l'existence des kits Pantec, firme déjà très connue pour sa gamme d'appareils de mesure ou contrôleurs. Cinq kits d'une gamme, qui ne demande qu'à être complétée d'ici peu de temps, se retrouvent chez la plupart des revendeurs ; nous nous bornerons cependant à la description de deux d'entre eux : l'alimentation stabilisée 2 à 30 V et l'amplificateur stéréophonique 2 x 10 W.

Les Hobby Kits PANTEC

L'ALIMENTATION STABILISEE 2 à 30 V 30 mA à 2,2 A

Travaillant à courant et tension constants.

Fourni avec potentiomètres de réglage courant et tension. Protection contre les surcharges et courts-circuits :

- Alimentation : max. 28 V - 2,5 A
- Tension sortie : 2 + 30 V D.C.
- Courant sortie : 20 mA - 2,2 A
- Dimensions : 95 x 70 x 24 mm.

Le schéma de principe

La figure 1 propose le schéma de principe général de l'alimentation en question. Comme il s'agit du module, le kit ne comprend pas le transformateur prévu délivrant les 28 V au secondaire sous 3 A environ.

L'alimentation se construit autour d'un circuit intégré spécialement conçu pour la fonction de régulateur le 723, en l'occurrence un CA723 de RCA.

Le système de régulation reste tout à fait classique ; on prélève une fraction de

la tension de sortie sur le curseur du potentiomètre P_2 et on l'applique à l'entrée inverseuse du circuit intégré.

La sortie du circuit intégré alimente alors la base du transistor ballast, à savoir le montage darlington TR_1 et TR_2 . Ce dernier du type 2N3055 monté sur un dissipateur permettra de tirer les 2 A annoncés.

Une autre borne du circuit intégré permettra par la mise en place de P_1 , et sa manœuvre de limiter le courant de sortie sur une plage allant de 20 mA à 2,5 A.

Le kit

Les « Hobby kits » se présentent sous une coquille plastique du plus bel aspect et comportent, en plus de tous les éléments nécessaires à la réalisation, un petit livret technique et pratique.

Le schéma de principe, les caractéristiques techniques, le Code des Couleurs, le brochage des composants actifs, la liste des composants et l'implantation des éléments, constituent autant d'éléments destinés à faciliter la tâche de l'amateur.

Le circuit imprimé entièrement préparé est sérigraphié et percé si bien que l'amateur n'a plus qu'à se livrer à l'insertion des éléments conformément aux croquis donnés (fig. 2).

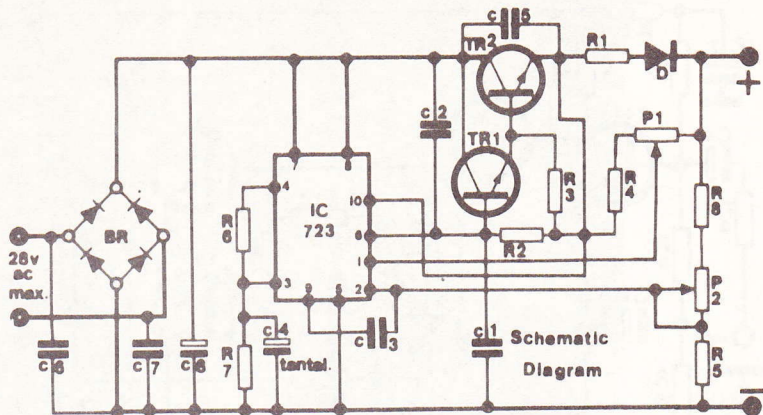


Fig. 1

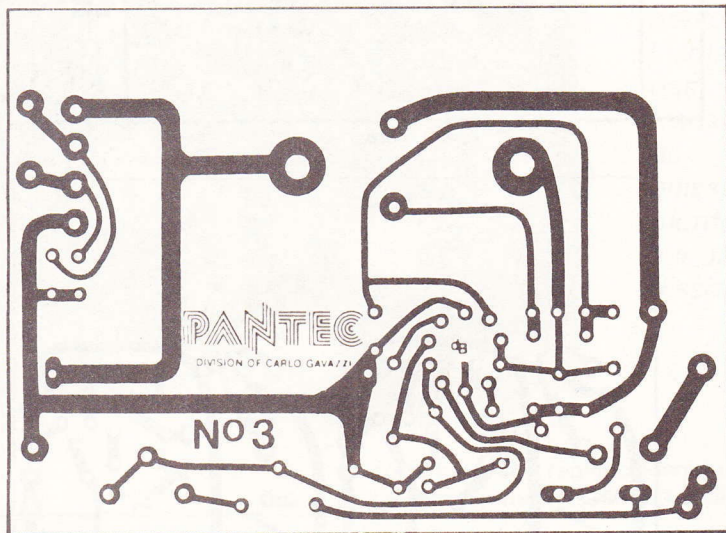


Fig. 2

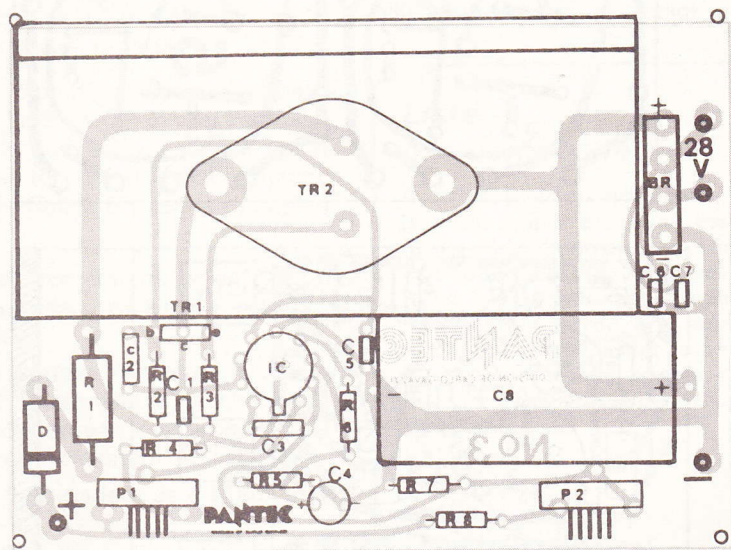


Fig. 3

La figure 3 précise à titre indicatif le tracé retenu par le constructeur.

La notice précise un ordre de montage pour les diverses pièces et surtout quelques conseils de mise au point ou réglage que nous vous livrons.

Relier un transformateur d'alimentation de 28 V max. - 3,5 A aux attaches 28 V (entrée).

Aux attaches + et - (sortie) on peut relier facultativement :
- un voltmètre (40 V c.c.) en le dérivant en parallèle.

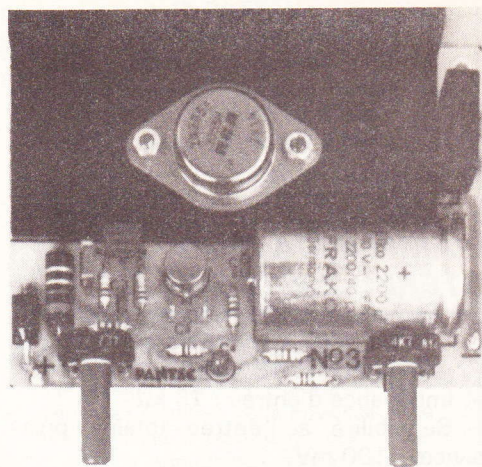


Photo 1.
Un aspect du kit,
un fois câblé.

- un ampèremètre (2 A c.c.) en série à l'attache +

En tournant le potentiomètre P₂ on règle la tension de 2 à 30 V.

En court-circuitant la sortie + et - et en tournant le potentiomètre P₁ on peut varier le courant de 20 mA à 2,5 A.

Pour des surcharges de longue durée on conseille de monter le dissipateur sur un autre de plus grandes dimensions.

Il est même fait mention que le dissipateur ne se trouve pas isolé de l'électrode collecteur du transistor de puissance.

Liste des composants

- R₁ : 0,33 Ω 2 W
 - R₂, R₃ : 100 kΩ (marron, noir, jaune).
 - R₄ : 270 Ω (rouge, violet, marron).
 - R₅ : 470 Ω (jaune, violet, marron).
 - R₆ : 1 kΩ (marron, noir, rouge).
 - R₇ : 330 Ω (orange, orange, marron).
 - R₈ : 2,2 Ω (rouge, rouge, or).
 - C₁, C₆, C₈, C₇ : 1 nF.
 - C₂ : 47 nF
 - C₃ : 1,5 nF
 - C₄ : 10 μF/10 V tantale
 - C₈ : 2 200 μF/40 V
 - TR₁ : BD137
 - TR₂ : 2N3055.
 - IC : μA 723
 - D : diode BY252
 - P₁ : ajustable 470 Ω.
 - P₂ : ajustable 4,7 kΩ.
- 1 pont de diodes
Soudure
Visserie, etc.

L'AMPLIFICATEUR STEREO 2 x 10 W

- Alimentation : 18 V D.C. - 1,7 A
- Impédance d'entrée : 75 k Ω
- Sensibilité à l'entrée (pleine puissance) : 100 mV.
- Bande passante : 20 Hz à 35 kHz.
- Taux de distorsion : < 4 % à 10 W ; > 1 % à 8 W ; < 0,5 % à 6 W ; < 0,2 % à 4 W.
- Impédance haut-parleur : 4 Ω
- Dimensions : 85 x 103 x 25 mm.

Le schéma de principe

La figure 4 précise le schéma de principe d'un des deux canaux du kit amplificateur.

Le constructeur s'en est tenu à l'utilisation de transistors tout à fait classique, et avec un minimum de composants. En effet, en matière de Hi-Fi moins on introduit d'éléments, moins l'on risque d'obtenir de défauts de restitution sonore.

Le montage comporte un transistor préamplificateur T₄ du type BC548B à grand gain et faible bruit. Le transistor T₃ fait office de « driver », il s'agit d'un BC327 et comporte pratiquement dans son circuit collecteur les bases des transistors de puissance T₁ et T₂.

Le potentiomètre ajustable « P » permettra de caler le point de repos tandis qu'une résistance CTN placée contre l'élément dissipateur assurera une régulation destinée à éviter l'emballement thermique.

Une bonne restitution sera obtenue avec cet amplificateur compte-tenu de l'utilisation de transistors PNP et NPN qui assurent des liaisons directes.

La composante continue présente, aux émetteurs des transistors de puissance complémentaires T₁ et T₂, est coupée par le condensateur C₆ d'importante valeur, afin d'assurer une restitution des fréquences mêmes très basse.

Précisons que la puissance indiquée s'obtient avec une charge de 4 Ω

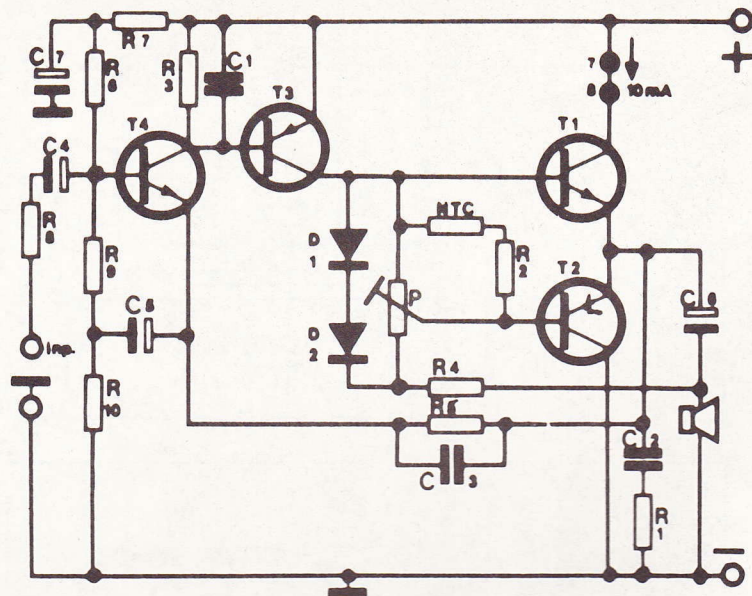


Fig. 4



Fig. 5

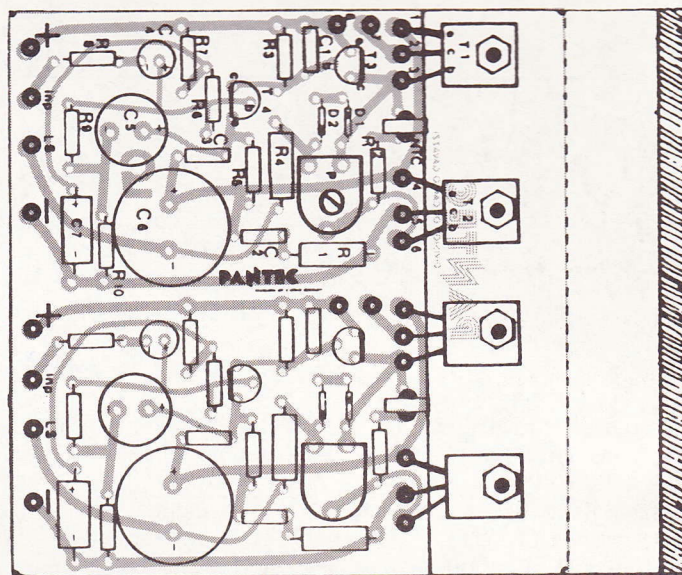
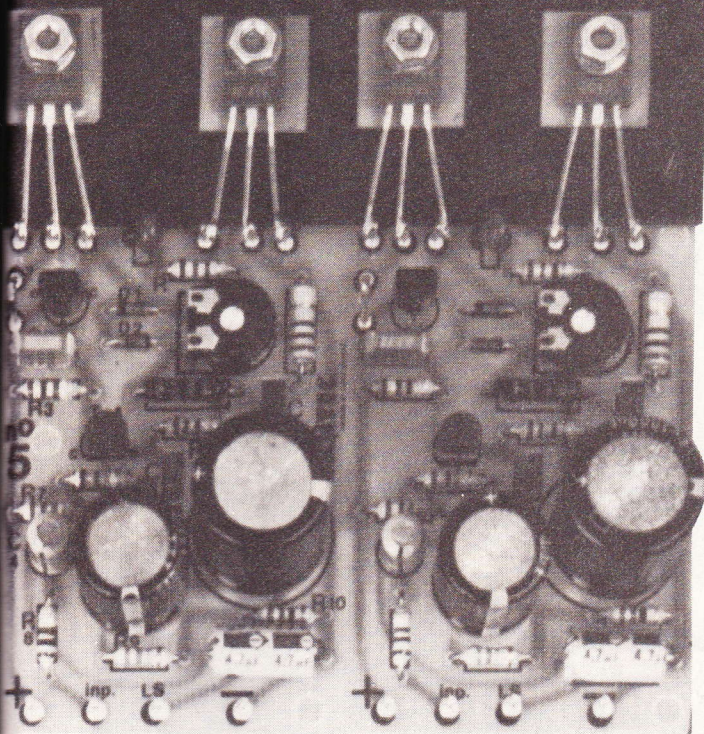


Fig. 6



*Photo 2.
Il faudra
prévoir
l'isolation
des
transistors
de
puissance
montés
sur un même
dissipateur*

R. RATEAU

« Utilisation pratique
de l'oscilloscope »

Collection Technique Poche

N° 25. Format 12 x 18

128 pages. Editions ETSF.

La plupart de nos lecteurs connaissent René Rateau dont ils retrouvent chaque mois la signature dans « Electronique Pratique ». (Nous lui devons, en particulier, la remarquable série « Venons-en au F.E.T. »). Ce que l'on sait moins, c'est que notre collaborateur, en dehors de ses nombreux écrits, s'avère être également un universitaire distingué qui enseigne dans une université parisienne les subtilités de la Physique et de l'Electronique. A ce titre, il a été amené, durant de nombreuses années, à faire découvrir à des générations d'étudiants les mystères, plus apparents que réels, de l'oscilloscope cathodique. Et, conséquence logique de cet état de choses, la parution de ce livre que nous vous présentons aujourd'hui.

En fait, nous devrions écrire « ce deuxième livre » puisque l'« Utilisation pratique de l'oscilloscope » fait suite à un précédent ouvrage, paru dans la même collection : « Structure et fonctionnement de l'oscilloscope » qui traitait plus précisément de l'oscilloscope en lui-même.

Aujourd'hui, R. Rateau nous apprend donc à utiliser et même à tirer la quintessence de cet appareil de mesures moderne qui a pour nom « Oscilloscope ». Débutant très simplement par des mesures classiques, celles que le néophyte aborde d'entrée, lors de son premier contact avec l'oscilloscope (mesures de tensions, de fréquences et de temps), l'ouvrage fait place graduellement à une utilisation moins banale de cet instrument de mesure polyvalent. Que ce soit pour l'évaluation des caractéristiques d'un amplificateur ou de celles d'une alimentation en passant par les examens des courbes de réponse ou de détection, l'auteur sait cependant rester très abordable dans l'explication des phénomènes observés. Il s'appuie pour cela largement sur l'illustration photographique – un chapitre est d'ailleurs consacré à la photographie des oscillogrammes sans frais superflus – et cette abondante iconographie est un guide permanent pour une bonne compréhension des explications de l'auteur.

A l'époque que nous vivons, ce livre n'aurait pas été complet sans que l'utilisation de l'oscilloscope, en électricité et électronique automobile, soit au moins évoquée. Huit pages y sont ici consacrées, qui traitent de l'essentiel de la question et de l'aide que peut apporter l'oscilloscope lors du réglage de l'allumage.

Un ouvrage donc qui fera bonne figure dans la bibliothèque technique de maints amateurs d'électronique qui ne veulent pas se contenter de réaliser mais qui, en plus s'intéressent à voir sur un écran « comment ça marche » ou même à découvrir « pourquoi ça ne marche pas ». Les élèves de R. Rateau retrouveront dans ce livre toute sa pédagogie et sa présence, ce qui ne peut être qu'un argument supplémentaire pour inciter à lire et à consulter cet ouvrage de référence.

Ch. P.

commencer le réglage jusqu'à ce que le milliampèremètre se stabilise sur 10 mA.

Débrancher le circuit d'essai et préparer les connexions définitives, après avoir court-circuité les attaches 7 et 8. L'amplificateur est prêt à l'emploi.

Liste des composants

R₁ : 10 Ω (marron, noir, noir).
R₂ : 120 Ω (marron, rouge, marron).
R₃, R₈ : 1 kΩ (marron, noir, rouge).
R₄ : 150 Ω (marron, vert, marron).
R₅ : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge).
R₆ : 180 kΩ (marron, gris, jaune).
R₇ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange).
R₉ : 330 kΩ (orange, orange, jaune).
R₁₀ : 18 Ω (marron, gris, noir).
C₁ : 47 nF
C₂ : 0,1 μF
C₃ : 1,5 nF
C₄ : 47 μF / 16 V
C₅ : 470 μF / 16 V
C₆ : 1 000 μF / 16 V
C₇ : 4,7 μF / 16 V
T₁ : BD435
T₂ : BD436
T₃ : BC327
T₄ : BC548
D₁, D₂ : 1N4148
P : ajustable 220 Ω
NTC : 150 Ω
1 dissipateur
Mica, isolant, visserie, etc.

e kit

L'amplificateur stéréophonique échappe pas à l'unité de présentation de l'ensemble de la gamme. La notice pratique comporte l'essentiel.

Le circuit imprimé, sérigraphié et percé mesure que 95 x 70 mm et regroupe, en entendant les deux canaux. La figure 5 donne le tracé du circuit imprimé, tandis que la figure 6 présente l'implantation.

Toutes les instructions utiles pour le montage sont inscrites ainsi que le procédé de réglage.

Mettre le trimmer P à zéro en le tournant complètement vers la gauche. Réaliser une connexion entre les attaches INP – en les court-circuitant.

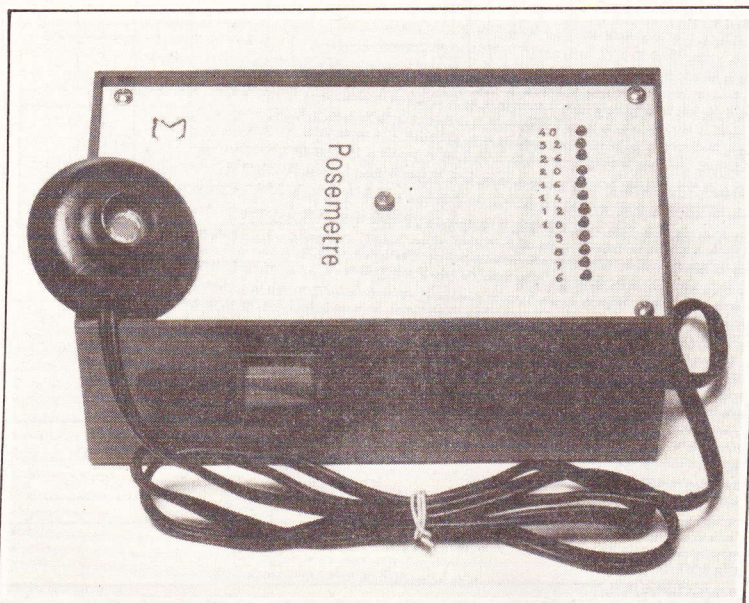
Relier un haut-parleur de 4 Ω aux attaches LS et –.

Aux attaches 7 et 8 un milliampèremètre (Capacité 50 mA c.c.) positif (fil rouge) au N.8 ; négatif (fil noir) au N.7.

Alimenter avec 18 V c.c. aux attaches + et –.

A l'aide d'un tournevis, faire lentement tourner le trimmer P jusqu'à ce que le milliampèremètre indique 10 mA.

Attendre environ 10 mn et vérifier le point de réglage. En cas de besoin re-



CE montage, de permet d'obtenir aucune manipula-

d'exposition nécessaire au tirage d'un négatif. Une rampe lumineuse, constituée de douze diodes électroluminescentes, commandée par un circuit intégré UAA 180 s'allume plus ou moins en fonction de la lumière reçue par une photorésistance. Il suffit de lire le temps en face de la dernière diode LED allumée pour connaître le temps d'exposition.

réalisation simple, directement, sans

tion, le temps

POSEMETRE AUTOMATIQUE pour agrandisseur

Schéma de principe

Un posemètre classique pour agrandisseur est constitué d'une photorésistance montée en série avec une résistance entre le + et le - de l'alimentation. Placée sous l'agrandisseur une tension qui dépend de l'éclairement reçu par la photorésistance apparaît aux bornes de la résistance. La comparaison de cette tension à celle fournie par un potentiomètre gradué en temps, donne le temps d'exposition par allumage/extinction d'un voyant.

Dans le montage proposé, ce potentiomètre est supprimé. La tension à mesurer est appliquée à l'entrée d'un circuit intégré UAA180 qui, en fonction de cette tension allume un nombre plus ou moins grand de diodes LED. Cette échelle lumineuse étant graduée en temps, il suffit de placer la cellule sous l'agrandisseur pour

lire directement le temps d'exposition, après un étalonnage effectué une fois pour toutes pour une marque de papier.

Le schéma de principe du montage est donné **figure 1**. La cellule photorésistante LDR03 est montée entre le + alimentation et la base d'un transistor monté en émetteur commun. La tension d'émetteur du transistor, qui dépend de l'éclairement de la LDR est appliquée à la borne 17 du circuit intégré à travers un pont constitué par les résistances R_1 et R_2 . Le potentiomètre P_1 permettra l'étalonnage du posemètre.

Le pont de résistances R_3 , R_4 , R_5 et R_7 fixe le potentiel maxima d'allumage des diodes sur la borne 3 et le potentiel minima d'extinction sur la borne 16. Entendons par là que lorsque la tension appliquée à la borne 17 est supérieure à celle appliquée à la borne 3, toutes les LED sont allumées et que lorsque la tension appliquée à la borne 17 est inférieure

à celle appliquée à la borne 16, toutes les LED sont éteintes.

L'alimentation est constituée par deux piles de 9 V montées en série et reliées au montage à travers un interrupteur à pousser. Ainsi, l'appareil ne reste sous tension que pendant la mesure.

Montage pratique

Le circuit intégré, le transistor, les résistances et les LED sont soudés sur un circuit imprimé en verre époxy dont la **figure 2** donne le dessin à l'échelle 1.

Le dessin du circuit imprimé est réalisé à l'aide de bandes et de pastilles collées sur le cuivre. Après décapage du cuivre au perchlorure de fer les trous sont percés à $\varnothing = 0,8$ mm.

Les composants sont ensuite soudés au circuit. Les LED seront aussi éloignées

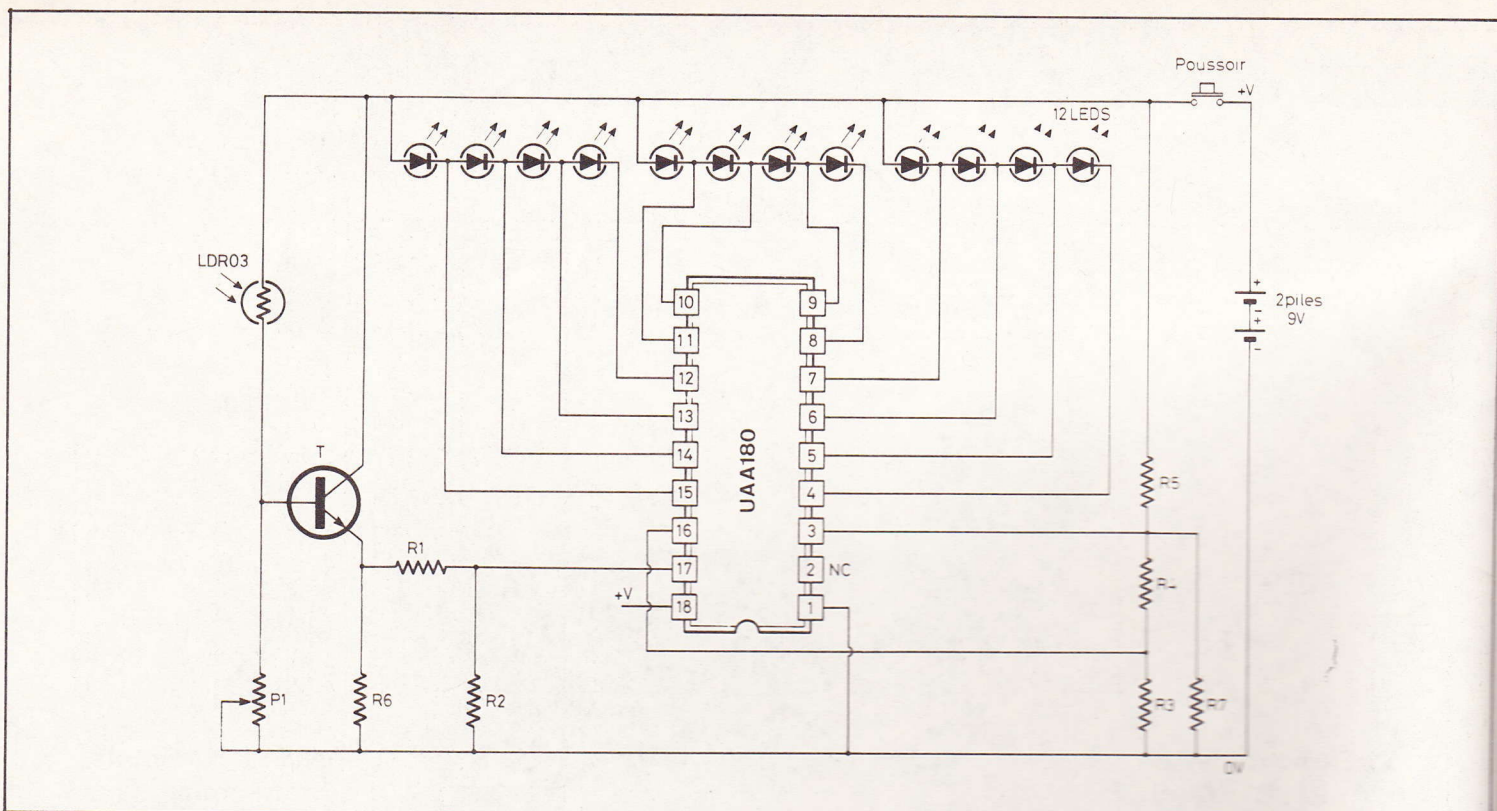


Fig. 1. – Rien de plus simple que l'utilisation d'une cellule et d'un circuit intégré UAA 180, désormais disponible.

que possible du circuit. Avant de les souder, il est préférable de les insérer dans un gabarit constitué d'une rangée de 12 trous de diamètre 3 mm espacés de 5 en 5 mm. Ainsi, il sera aisé de les souder au circuit en respectant leur alignement.

Le circuit imprimé, le bouton-poussoir, le potentiomètre et les piles sont logés dans un boîtier Téko P3 et reliés entre eux ainsi que le schématise la figure 3.

A côté de la rangée de LED, une réglette graduée en secondes est collée sur le boîtier, le temps 6 secondes correspondant à l'allumage de toutes les LED, le temps de 40 secondes correspondant à l'extinction de toutes les LED.

Le potentiomètre est fixé sur une plaque de bakélite maintenue dans les rainures du coffret. Ainsi, il n'est accessible de l'extérieur qu'à l'aide d'un tournevis et le

réglage ne peut être détruit accidentellement.

La cellule photorésistante reliée au boîtier par un fil souple est montée sur un support, et protégée par un petit cylindre de tôle collé au support. Néanmoins, il est préférable d'éteindre la lumière inactinique du laboratoire lors d'une mesure, la cellule étant sensible à la lumière rouge.

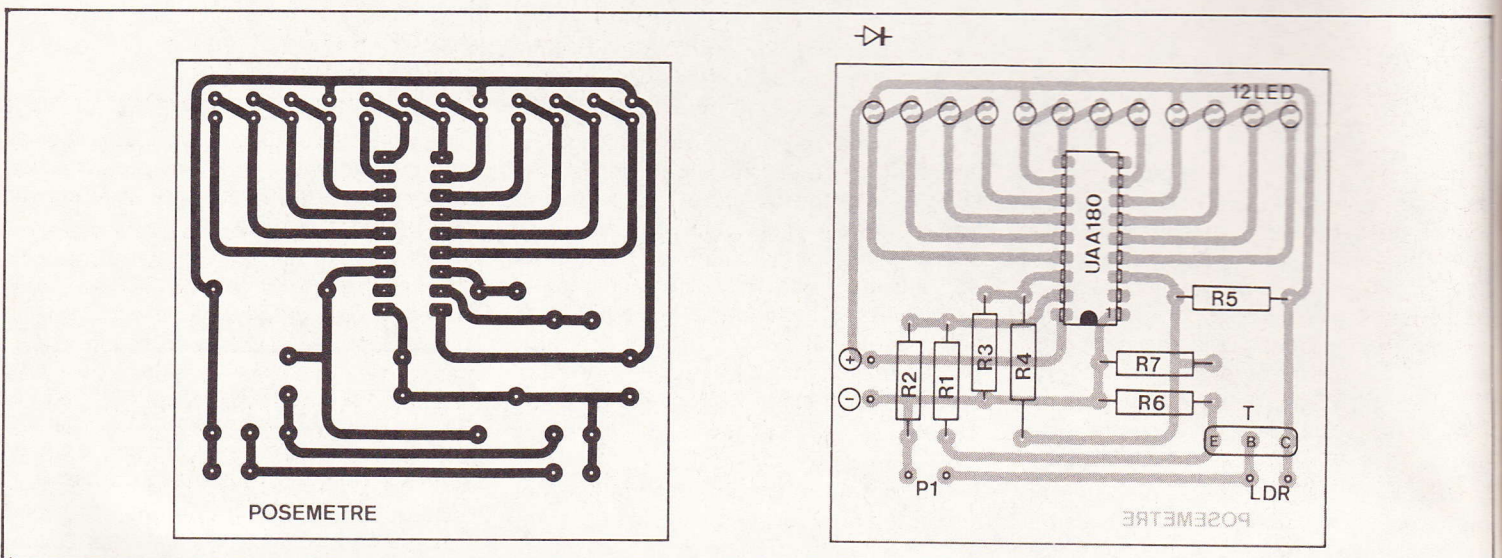


Fig. 2. et 3. – Compte tenu de l'utilisation d'un circuit intégré, l'auteur a eu recours à l'emploi d'un circuit imprimé dont nous livrons le tracé grandeur nature pour une meilleure reproduction à l'aide d'éléments de transfert direct.

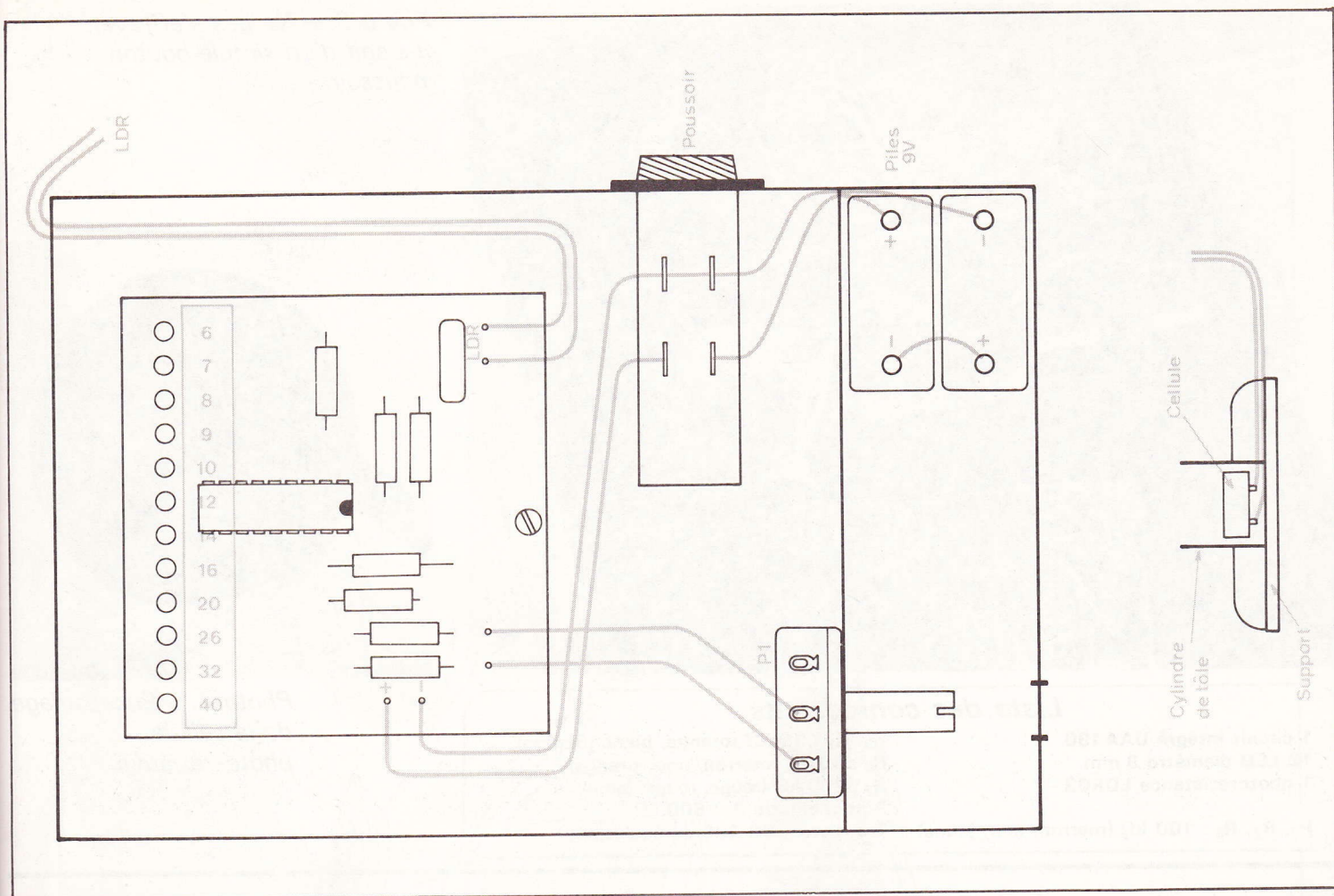
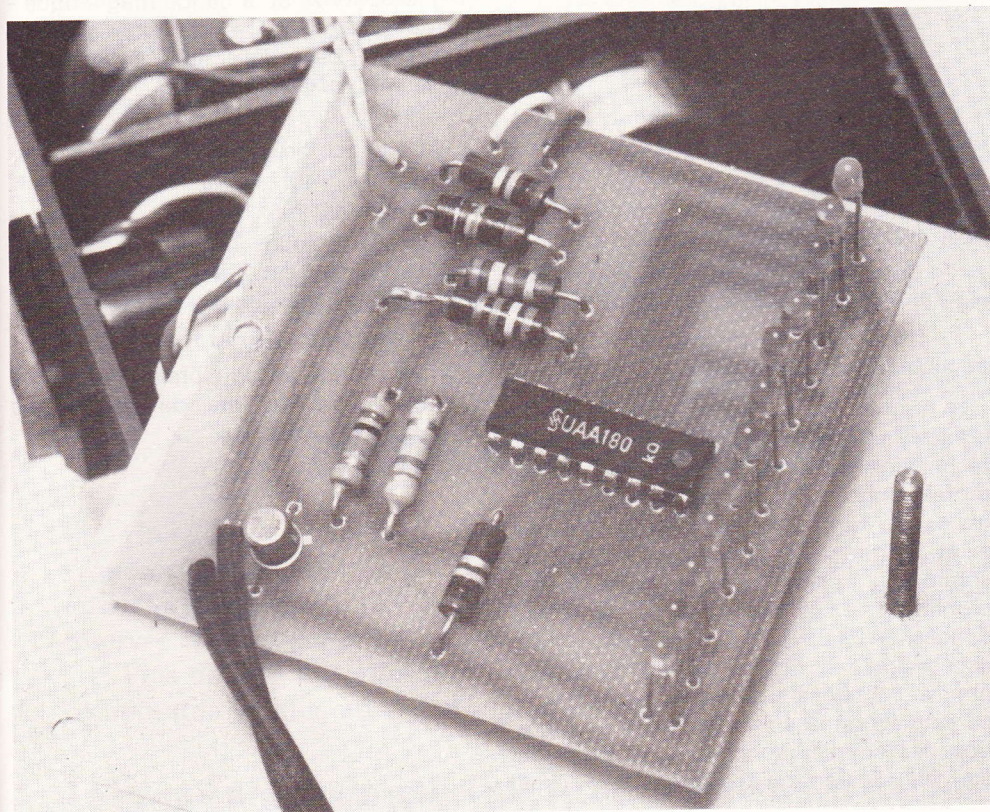


Fig. 4. - Le montage s'introduira en toute facilité à l'intérieur d'un coffret Teko de référence P/3.

Photo 2. - On cherchera à bien aligner les LED.



Etalonnage et utilisation

Pour étalonner le posemètre, on procédera comme suit : placer dans l'agrandisseur un négatif moyen, ni trop clair, ni trop foncé. Régler l'agrandisseur de façon à obtenir un tirage correct pour un temps d'exposition de l'ordre de 12 secondes. Placer ensuite un dépoli sous l'objectif, un morceau de papier calque huilé par exemple. Mettre la cellule du posemètre à la verticale de l'objectif et appuyer sur le bouton-poussoir du posemètre. Agir sur le potentiomètre P₁ pour que la rampe s'allume jusqu'aux LED 6 ou 7, correspondant au temps de 12 secondes.

Pour connaître le temps d'exposition d'un autre négatif, il suffit, après avoir fait la mise au point et placé le dépoli sous l'objectif, de lire le temps en face de la dernière LED allumée.

A. THYRY ■

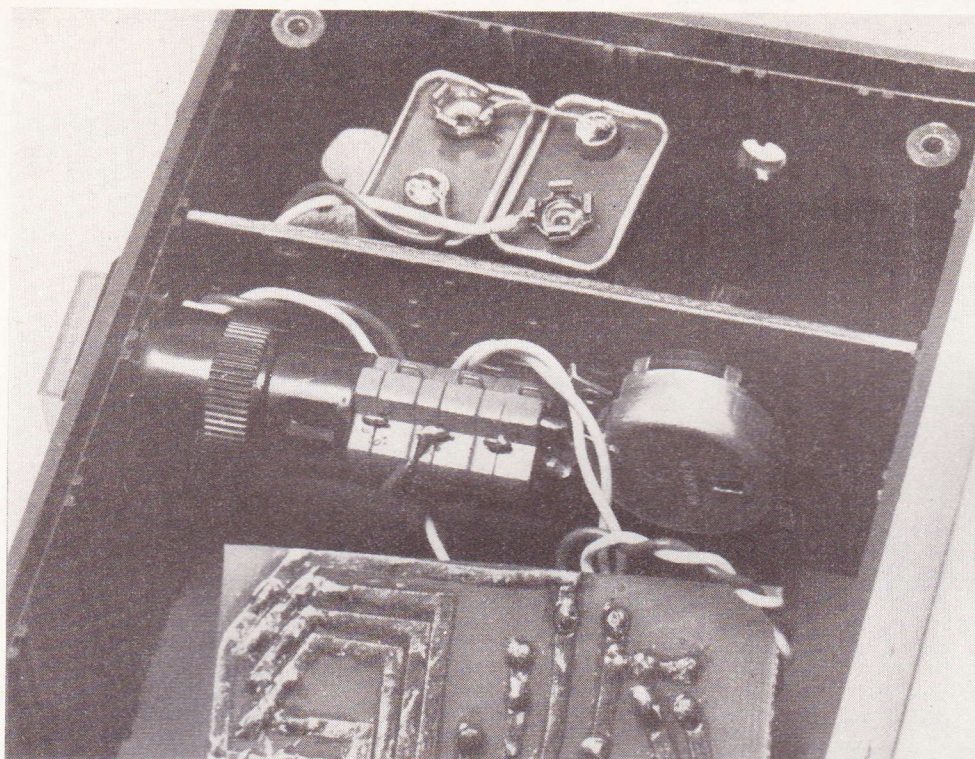


Photo 3. – Ne pas s'effrayer, il s'agit d'un simple bouton poussoir...



Photo 4. – Encapsulage de la cellule photo-résistive.

Liste des composants

1 circuit intégré UAA180
12 LED diamètre 3 mm
1 photorésistance LDR03

R₁, R₂, R₅ : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

R₃, R₄ : 39 k Ω (orange, blanc, orange)
R₆ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₇ : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
Potentiomètre P₁ : 500 k Ω
Transistor : BC 108 ou équivalent

BIBLIOGRAPHIE

WALKIES-TALKIES Les nouveaux émetteurs HF-VHF-UHF-AM-FM P. DURANTON

S'il reprend le même plan que les précédentes éditions, cet ouvrage n'en est pas moins totalement nouveau, puisqu'il comprend de nombreux schémas au goût du jour, avec des descriptions des appareils les plus modernes, dont ceux à synthétiseur. Un rappel de la réglementation est destiné à éviter tout impair au lecteur.

Principaux chapitres : Récepteurs portatifs. – Emetteurs portatifs. – Emetteurs-récepteurs portatifs. – Antennes. – Réglages.

Un ouvrage broché de 224 pages, format 15 x 21 cm avec 185 illustrations et schémas, sous couverture en couleur.

Édité par : Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

Prix de vente : 55,00 F.

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

TECHNIQUES DE PRISE DE SON R. CAPLAIN

– Quel type de microphone utiliser pour enregistrer un instrument déterminé ?

– Comment placer le microphone pour obtenir les meilleurs résultats ?

– Comment prendre en stéréophonie ?

– Quelle est la directivité à choisir pour un cas spécifique ?

A toutes ces questions et à de nombreuses autres, l'auteur, qui enseigne les techniques de prise de son à de futurs professionnels, donne une réponse claire et nette. Son ouvrage fait le tour du sujet, comme en témoigne l'extrait du sommaire : Technologie : les types de microphones. – Les directivités. – Les impédances. – Les types de capteurs. – Les accessoires. – La prise de son en stéréophonie de phase : musique classique. – La disposition des microphones en fonction des sources sonores. – La prise de son en stéréophonie d'intensité. – Les

magnétophones et la bande magnétique - La table de mixage et les appareils périphériques - Les applications complémentaires - Le mixage - Editing - Montage - Législation.

Un ouvrage broché de 176 pages, format 15 x 21 cm, 87 illustrations, sous couverture couleur.

Édité par Editions Techniques et Scientifiques Françaises, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

Prix de vente : 46,00 francs.

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

TBA 820

FABRIQUÉ par la SGS/ATES nous avons eu l'occasion de publier de nombreux montages équipés du TBA 820 amplificateur BF de petite puissance utilisé en classe B.

Ce circuit intégré se caractérise notamment par les points suivants :

- une grande plage d'alimentation (3 à 16 V),
- un faible courant de repos,
- une bonne immunité aux parasites,
- un nombre de composants extérieurs réduits,
- un prix de revient intéressant.

Caractéristiques limites

- Tension d'alimentation : 16 V.
- Courant crête de sortie : 1,5 A.
- Dissipation à $T_{amb} : 50^{\circ}\text{C}$: 1,25 W.
- Température de stockage : -40 à $+150^{\circ}\text{C}$.

Brochage

- 1 Bootstrap
- 2 Découplage préampli
- 3 Ne pas connecter
- 4 Compensation en fréquence
- 5 Contre-réaction
- 6 Ne pas connecter
- 7 Entrée
- 8 Masse (- alim.)
- 9 Ne pas connecter
- 10 Masse ampli (- alim.)
- 11 Ne pas connecter
- 12 Sortie
- 13 Compensation en fréquence
- 14 + alim. (+ VCC)

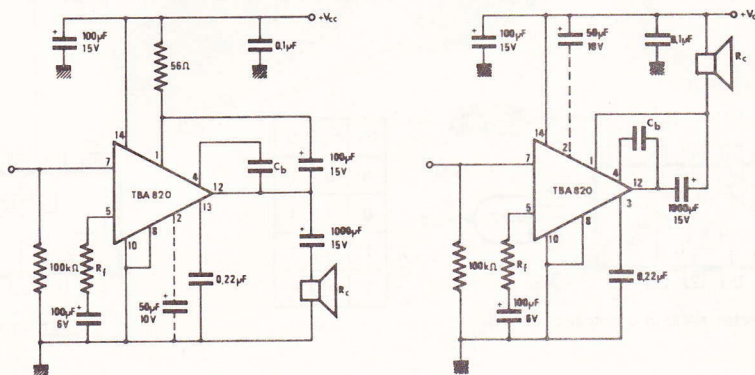
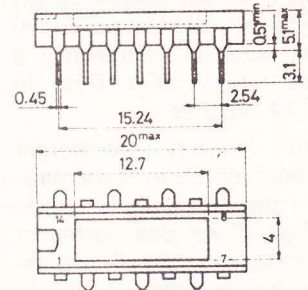
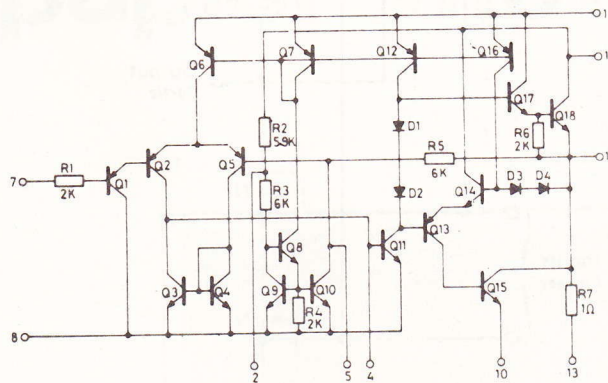
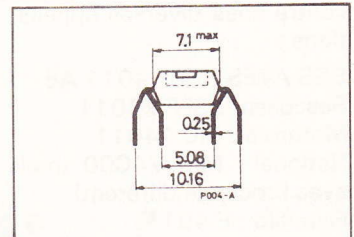
| CARACTERISTIQUES | Min. | Typ. | Max. | Unité |
|---|------|------|--------|-----------------------------|
| Tension d'alimentation | 3 | | 16 | V |
| Tension de repos en sortie (borne 12) | 4 | 4,5 | 5 | V |
| Courant de repos total (borne 14) | | 4 | 12 | mA |
| Courant d'entrée (borne 7) | | 0,1 | 0,7 | μA |
| Puissance de sortie * pour $d = 10\%$ | 0,9 | 1,2 | | W |
| Sensibilité pour $P_o = 1,2\text{ W}$ | | 60 | | mV |
| Sensibilité pour $P_o = 50\text{ mW}$ | | 12 | | mV |
| Résistance d'entrée | | 5 | | $\text{M}\Omega$ |
| Réponse en fréquence à -3 dB pour $\text{CB} = 220\text{ pF}$ | 25 | | 20 000 | Hz |
| Distorsion à $P_o = 0,5\text{ W}$ | | 0,4 | | % |
| Gain en boucle ouverte | | 75 | | dB |
| Gain en contre-réaction | 31 | 34 | 37 | dB |
| Tension de bruit à l'entrée | | 3 | | μV |
| Courant de bruit à l'entrée | | 0,4 | | nA |
| Rapport S + B/B à $P_o = 1,2\text{ W}$ | | 70 | | dB |
| Réjection de l'ondulation (alim.) | | 42 | | dB |
| Résistance thermique jonction-ambiante | | | 80 | $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ |

* Avec une tension d'alimentation de 12 V et une charge de 8 Ω , la puissance atteint 2 W.

Caractéristiques générales

Les mesures ont été effectuées à la température de 25°C avec une tension d'alimentation de 9 V. La résistance R_f de contre-réaction a une valeur de 120 Ω . Pour les mesures de sortie, la charge est de 8 Ω , la fréquence de 1 kHz.

La résistance R_f de contre-réaction a une valeur de 120 Ω . Pour les mesures de sortie, la charge est de 8 Ω , la fréquence de 1 kHz.



Montage d'applications avec charge à la masse et charge au +.

le 4011

Il ne se publie pas un seul numéro d'Electronique Pratique sans qu'un montage ou une application ne fasse appel à un 4011, quadruple NON-ET (NAND) à 2 entrées.

Ce composant devenu « populaire » et à la portée de toutes les bourses, nous autorise la réalisation de montages instructifs amusants ou parfois même complexes aussi n'est-il pas dépourvu d'en connaître sa structure interne.

Les fabricants se partagent le marché et on le rencontre sous diverses appellations :

SGS ATES : HBF 4011 AE
 Sescosem : SFF 24011
 Motorola : MC 14011
 National : MM 74C00 (mais avec brochage différent)
 Fairchild : F 4011
 RCA : CD 4011

Le brochage de ce circuit intégré est désormais connu mais nous le rappelons, il s'agit d'un boîtier Dual In Line 14 broches.

Afin de ne pas surcharger la représentation schématique nous ne publions que le schéma d'une des portes et le circuit de protection équipant chaque entrée.

Vous trouverez des consignes dans le tableau des caractéristiques générales de ce circuit.

| CARACTERISTIQUES | Min. | Typ. | Max. | Unité |
|---------------------------------------|---------|-------|---------|--------------------|
| Tension d'alimentation | 3 | | 15 | V |
| Tension d'entrée | - alim. | | + alim. | |
| Vitesse de fonctionnement moyenne | | 35 | | ns |
| Impédance de sortie à l'état haut | | 400 | | Ω |
| Impédance de sortie à l'état bas | | 800 | | Ω |
| Températures de fonctionnement | - 40 | | + 85 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Températures de stockage | - 55 | | + 125 | $^{\circ}\text{C}$ |
| Dissipation maximum pour boîtier | | | 200 | mW |
| Courant d'alimentation au repos | | 0,005 | 0,5 | μA |
| Puissance dissipée au repos | | 0,025 | 2,5 | μW |
| Tension de sortie à l'état bas | | 0 | 0,01 | V |
| Tension de sortie à l'état haut | 4,99 | 5 | | V |
| Tension de seuil du canal N | | 1,5 | | V |
| Tension de seuil du canal P | | - 1,5 | | V |
| Immunité au bruit (entrée à niveau 0) | 1,5 | 2,25 | | V |
| Immunité au bruit (entrée à niveau 1) | 1,5 | 2,25 | | V |
| Courant de sortie canal N | 0,12 | 0,5 | | mA |
| Courant de sortie canal P | - 0,12 | - 0,5 | | mA |
| Courant d'entrée | | 10 | | μA |
| Temps de montée (80 %) à la sortie | | 75 | 125 | nS |
| Temps de descente (80 %) à la sortie | | 75 | 150 | nS |
| Capacité d'entrée | | 5 | | pF |

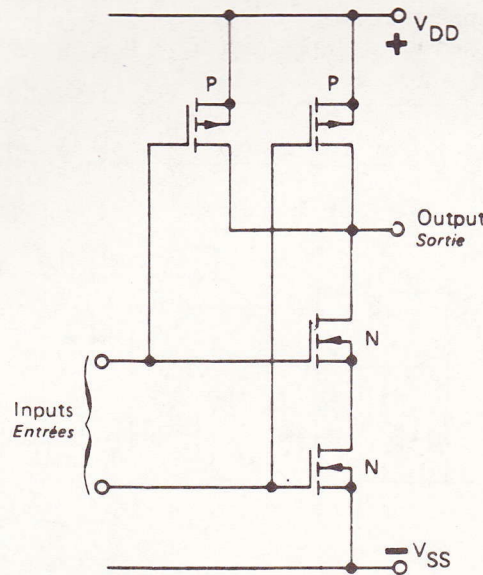
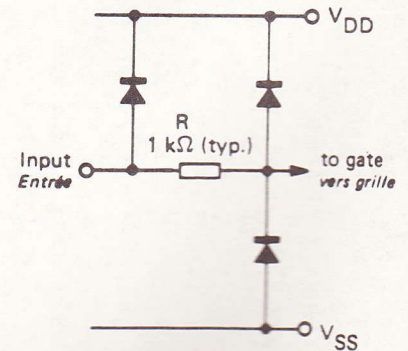
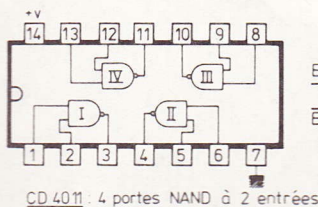


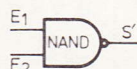
Schéma d'une des portes.



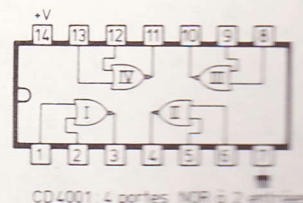
Circuit de protection équipant chaque entrée.



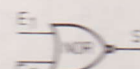
CD 4011. 4 portes NAND à 2 entrées



| E ₁ | E ₂ | S' |
|----------------|----------------|----|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 |



CD 4001. 4 portes NOR à 2 entrées



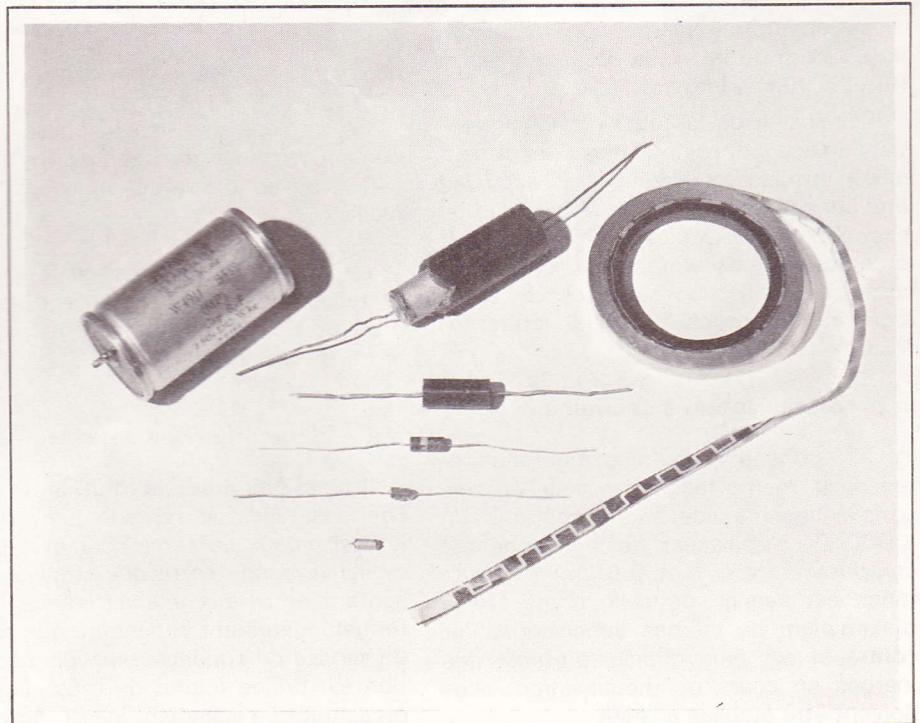
| E ₁ | E ₂ | S' |
|----------------|----------------|----|
| 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 |

Technologie des composants :

DANS les condensateurs au papier la nécessité de bobiner au moins six feuilles (deux d'aluminium et quatre de papier) conduit à des dimensions importantes pour une capacité donnée. C'est pourquoi l'idée s'est imposée de déposer une mince couche de métal sur le papier ; à ce moment on s'aperçoit qu'il n'est plus nécessaire de doubler le papier. Une propriété particulière de ce type de condensateur a été mise en lumière, c'est l'autocicatrisation ou l'autorégénération en cas de court-circuit interne. Il est devenu pratiquement « inlaquable ».

La fabrication des condensateurs au papier métallisé diminue d'importance devant le développement des condensateurs à film plastique métallisé. L'étude de la métallisation, faite ici pour le papier, est semblable à celle pour les films plastiques qui seront étudiés par la suite.

Les condensateurs au papier métallisé



1 – Le papier

On utilise des papiers spéciaux prévus pour la métallisation :

- Voltam 1,3 : c'est un papier très lisse, haute densité : 1,3 épaisseur : 10 à 17 μm , pour condensateurs courant continu.
- Voltam 1,2 : densité 1,2, épaisseur : 5 à 20 μm ; c'est un papier qui est généralement laqué en surface pour masquer les défauts et faciliter l'accrochage du métal ; pour condensateurs pour courants continu et alternatif.

2 – La métallisation du papier

Elle peut s'effectuer soit au zinc, soit à l'aluminium :

2-1 – Métallisation au zinc

La bande de papier coupée à la largeur voulue est placée dans une cloche à vide, après un séchage poussé. On opère d'abord une prémétallisation d'accrochage à l'argent, par évaporation cathodique. Il ne s'agit pas d'une couche complète, mais de quelques points d'argent sur le papier pour faciliter l'adhérence du zinc.

Ensuite, on vaporise une couche de zinc à 340 °C, dans la même enceinte. La résistance de la couche est comprise entre 3 Ω et 1 Ω par carré (épaisseur : 20 à 60 nm). Des précautions sont prises afin que le zinc ne se dépose que sur une face du papier. Une réglette permet la réservation d'une marge non métallisée sur un bord de la feuille de papier, entre 1,5 et 5 mm de largeur.

L'épaisseur de la couche est extrêmement mince ; un défaut dans le condensateur terminé produit un court-circuit et une étincelle qui vaporise facilement le zinc ; l'oxyde de zinc est un bon isolant et le défaut est ainsi supprimé. C'est le processus de l'antocicatrization ou de l'auto-régénération de ce type de condensateurs.

2-2 – Métallisation à l'aluminium

La vaporisation de l'aluminium s'effectue de la même façon que celle du zinc dans la cloche à vide, à la température de 1 000 °C. L'épaisseur de la couche est comprise entre 0,1 et 0,5 μm , sa résistance est voisine de celle d'une feuille d'aluminium de mêmes dimensions. Par contre, il est plus difficile d'établir des marges en cours de métallisation, elles doivent être établies ensuite.

3 – La préparation du papier métallisé

3-1 – Etablissement des marges :

Pour assurer l'isolement des électrodes l'une par rapport à l'autre, il y a lieu de prévoir une marge non métallisée à gauche sur une bobine et à droite sur l'autre (fig. 1).

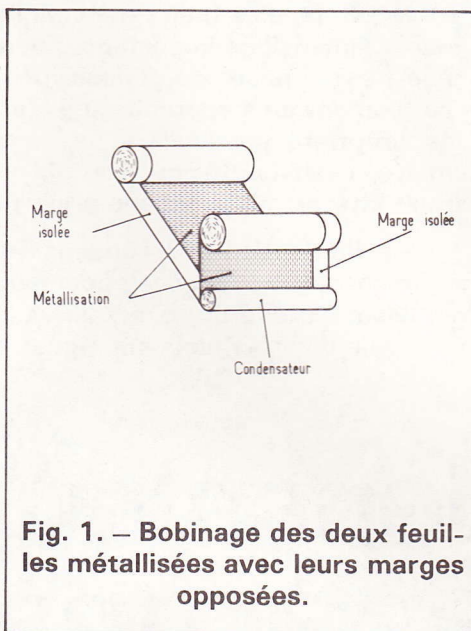


Fig. 1. – Bobinage des deux feuilles métallisées avec leurs marges opposées.

Si cette marge n'a pu être faite lors de la métallisation, on procède à l'enlèvement du métal en le brûlant par étincelage, ou par une roulette présentant une différence de potentiel par rapport à la couche métallique. Etant donné la faible épaisseur du métal, cette opération ne risque pas de détériorer le papier.

Ce procédé est le seul utilisé pour la confection des « grecques » pour la fabrication du condensateur miniature à une feuille.

La largeur des marges est fonction de la tension de service du condensateur, afin d'assurer un isolement suffisant entre les électrodes.

3-2 – Elimination des défauts

Il n'est pas judicieux d'attendre que le condensateur soit terminé pour éliminer les principaux défauts. Pour cela on fait défiler la bande entre deux rouleaux présentant entre eux une différence de potentiel légèrement supérieure à la tension de service du condensateur. La métallisation est brûlée autour de tous les points présentant un isolement insuffisant.

4 – La fabrication du condensateur

4-1 – Bobinage

On place sur la machine à bobiner deux rouleaux de papier métallisé préparés de façon que les marges soient opposées, les faces métallisées du même côté. Avec deux feuilles le condensateur est prévu pour une tension de service en continu de 250 V. Pour les tensions supérieures, il y a lieu d'intercaler une ou plusieurs feuilles de papier non métallisé entre chacune des électrodes.

L'existence des marges non métallisées fait apparaître à chacune des extrémités de l'enroulement la tranche d'une des deux couches métalliques. Une pulvérisation métallique réunit la métallisation de toutes les spires d'une même électrode. Les fils de sortie sont soudés sur cette métallisation. Le condensateur est ainsi rigoureusement anti-inductif.

4-2 – Imprégnation

Avant de fermer le boîtier, les condensateurs sont séchés et imprégnés sous vide, selon le même procédé que pour les condensateurs au papier.

Pour les condensateurs prévus pour le courant continu on emploie : les cires microcristallines ou les huiles minérales. Pour les modèles à courant alternatif, on préfère les huiles synthétiques.

4-3 – Boîtiers

Les condensateurs au papier métallisé sont présentés :

- enrobés de cire microcristalline ou synthétique qui doit être bien réalisée pour protéger le condensateur de l'humidité.
- sous tube d'aluminium avec sorties isolées par une rondelle de néoprène ou de céramique ; c'est la présentation la plus courante.
- sous boîtier parallépipédique en acier ou en aluminium, avec sorties par perles de verre ou par canon de céramique, pour les modèles spéciaux à capacité élevée ; cette présentation devient plus rare étant donné le développement des condensateurs à film plastique.

4-4 – Fabrication du condensateur subminiature

Pour obtenir des condensateurs encore plus petits, on a mis au point un procédé permettant de n'utiliser qu'une seule feuille de papier métallisé sur une face (fig. 2).

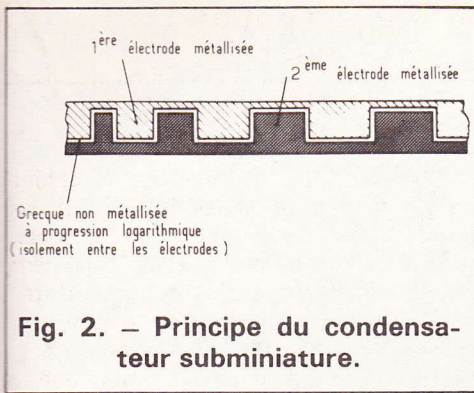


Fig. 2. — Principe du condensateur subminiature.

Les deux électrodes sont séparées par une marge non métallisée en forme de créneaux ou « grecques ». En bobinant cette bande, les surfaces correspondant aux électrodes différentes se placent l'une au dessus de l'autre, séparées par le papier et formant capacité. Le pas des grecques augmente en fonction de l'accroissement du diamètre du bobinage. Chaque bord de la feuille correspond à une seule électrode. On peut donc, après bobinage, métalliser les deux tranches du condensateur et y souder les sorties.

Ces condensateurs sont présentés sous résine minérale. La photo titre donne une vue de la bande pour condensateur à une feuille ainsi que la constitution des condensateurs sous résine minérale et sous boîtier en aluminium. On remarque la miniaturisation d'un condensateur à une feuille. A titre d'exemple, un tel condensateur de 10 nF sous 150 V continu mesure 11 x 4,5 mm.

4-5 - Formation des condensateurs

Les condensateurs terminés sont soumis à une formation destinée à éliminer les points de moindre rigidité diélectrique par auto-cicatrisation. Elle s'effectue en deux temps :

- application brutale d'une forte énergie par décharge d'un condensateur de forte valeur ;
- puis, si la résistance d'isolement est insuffisante, lente montée en tension jusqu'à la valeur de la tension d'essai, en général 40 à 50 V/m d'épaisseur de papier, soit en continu deux fois la tension de service.

5 - Les principales caractéristiques

- Tension de service et tension d'essai maximale.

La définition de ces tensions est indifférente de celle utilisée pour les condensateurs non métallisés. En effet, ici, il

n'existe pas de tension de claquage, mais des autocicatrisations de plus en plus nombreuses à mesure que la tension appliquée aux bornes augmente.

On adopte généralement une tension de service égale à 20 V/ μm d'épaisseur de papier et une tension d'essai maximale double, ceci en continu.

En alternatif les tensions sont plus réduites ; on relève des valeurs différentes selon les fabricants.

Ainsi I.T.T. propose :

| | | | | |
|--------------------------|-----|-----|-----|-------|
| V_{cc} | 250 | 500 | 750 | |
| V_{eff} à 50 ou 100 Hz | 100 | 150 | 200 | |
| Pour RIFA, on note : | | | | |
| V_{cc} | 260 | 400 | 630 | 1 000 |
| V_{eff} à 50 ou 100 Hz | 125 | 220 | 300 | 500 |

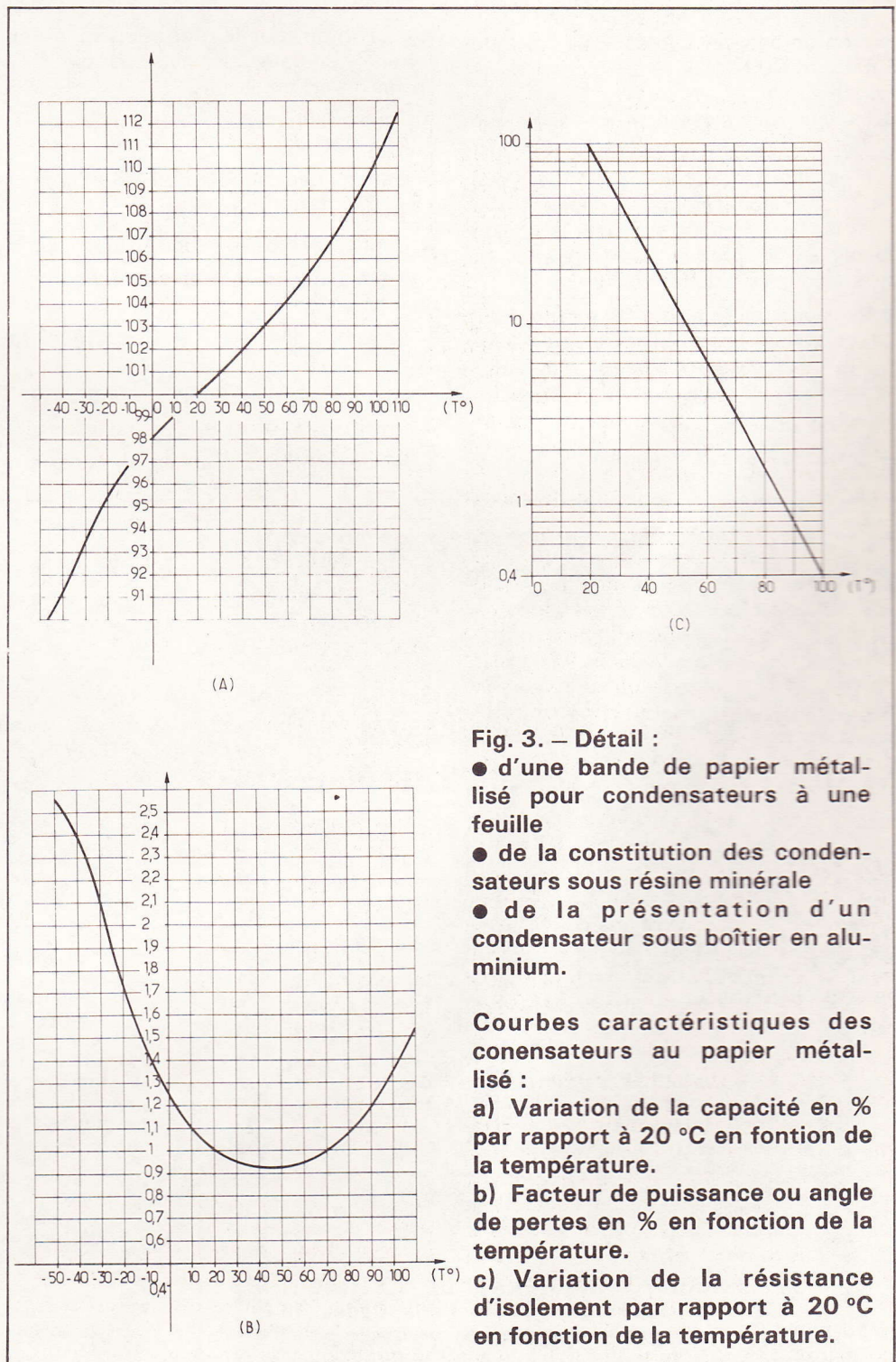


Fig. 3. — Détail :

- d'une bande de papier métallisé pour condensateurs à une feuille
- de la constitution des condensateurs sous résine minérale
- de la présentation d'un condensateur sous boîtier en aluminium.

Courbes caractéristiques des condensateurs au papier métallisé :

- Variation de la capacité en % par rapport à 20 °C en fonction de la température.
- Facteur de puissance ou angle de pertes en % en fonction de la température.
- Variation de la résistance d'isolement par rapport à 20 °C en fonction de la température.

● Plage de température :

Généralement : - 40 °C à + 70 °C ou + 85°C.

Quelques modèles couvrant la plage : - 55 °C à + 100 °C.

Une réduction de la tension de service doit être observée au dessus de 70 °C.

La **figure 3** donne les courbes de la variation de capacité (a), du facteur de puissance (b) et de l'isolement (c) en fonction de la température.

● Résistance d'isolement :

Elle est légèrement inférieure à celle des condensateurs au papier de même tension de service. Elle est de l'ordre de 500 à 1 000 MΩ/μF à 20 °C, selon les modèles.

● Facteur de puissance en angle de pertes :

Il est du même ordre de grandeur que celui des condensateurs au papier. Il dépend de la résistance série, de la qualité du papier, du produit d'imprégnation et de la technologie de fabrication.

La courbe de la **figure 3b** montre qu'il est voisin de 1 % à 20 °C et qu'il augmente beaucoup aux basses températures et moins aux températures élevées.

● Impédance H.F.

Par suite de la technologie de fabrica-

tion qui permet de souder les électrodes par la tranche et qui réduit le volume du condensateur, l'impédance H.F. est faible. On peut utiliser ce condensateur en antiparasitage pour atténuer des perturbations électriques jusqu'à 100 MHz.

6 - Les différents modèles

● Condensateurs enrobés sous résine minérale

● Toutes applications en courant continu, courant alternatif, basse fréquence et en impulsions.

- Tension de service Vcc : 250, 400, 630, 1 000 V.

- Gamme des capacités : 1 nF à 2 μF.

- Tolérances : ± 10 %

● Condensateurs sous boîtier aluminium

Toutes applications en courant continu ou alternatif.

- Tensions de service Vcc : 200 à 1 000 V.

- Gamme des capacités : 0,5 à 60 μF.

- Tolérance : ± 10 %.

Compensation du facteur de puissance

pour lampes à décharge (tubes fluorescents).

- Tension de service Veff 50 Hz : 250 V.

- Gamme des capacités : 2 à 25 μF.

Pour démarrage de moteurs en alternatif.

- Tensions de service Veff 50 Hz : 250 V ou 380 V.

- Gamme des capacités : 2 à 25 μF.

Pour fonctionnement en régime impulsif.

- Tension de service Veff : 600 V.

- Gamme des capacités : 0,5 à 10 μF.

● Réseaux R.C. sous résine minérale

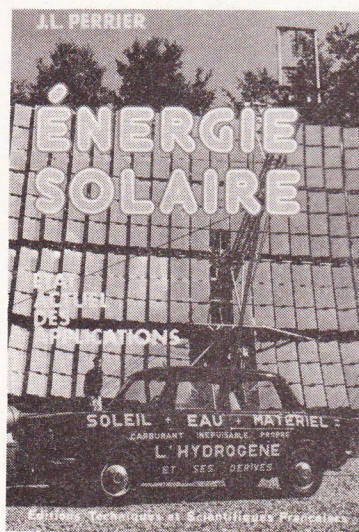
Pour antiparasitage, réseaux pare-étincelles...

- Tensions de service Veff 50 Hz : 125, 250 V

- Gamme des capacités : 0,1 à 0,5 μF avec résistance série de 22 à 470 Ω.

● Notes : L'autocicatrisation se produit mal lorsque la tension aux bornes du condensateur est inférieur à 10 V ; on risque alors de constater des défauts d'isolement.

Les condensateurs au papier métallisé ne doivent pas être employés dans les circuits qui ne peuvent tolérer des courts-circuits momentanés produisant des impulsions de courant parasites. **R.C.**



ÉDITIONS TECHNIQUES & SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

ÉNERGIE SOLAIRE

L'ouvrage de J.-L. PERRIER traite de toutes les applications de l'énergie solaire, mais en restant d'un niveau accessible à tous. Une grande partie de l'ouvrage est consacrée à la description très détaillée d'une station réalisée par l'auteur. Un volume format 150 x 210 mm, broché, de 384 pages, 225 illustrations.

PRIX 74 F

NIVEAUX 1 et 2

INITIATION et descriptions techniques PRINCIPAUX SUJETS TRAITÉS

- | | |
|---|------------------------------|
| - L'espérance énergétique. | - Energie mécanique. |
| - Captation et conversion thermiques. | - Electricité. |
| - Domaines d'applications de l'énergie solaire. | - L'habitat. |
| | - Stations électro-solaires. |
| | - Station J.-L. PERRIER. |

Prix pratiqué par

LA LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris Cedex 19



ÉDITIONS TECHNIQUES & SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

PRINCIPAUX SUJETS TRAITÉS

- Etude générale
- Modules solaires commerciaux et industriels
- Régulateurs
- Accumulateurs et leur recharge
- Cartes d'ensoleillement et tableaux de valeurs numériques
- Amélioration du rendement : concentration, poursuite, etc.
- Montages automatiques
- Montages expérimentaux simples, pour amateurs.

Prix pratiqué par

LA LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque,
75480 PARIS CEDEX 10

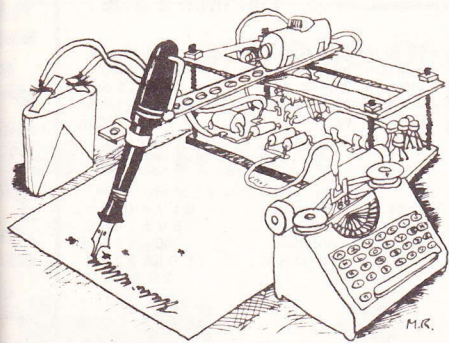
L'ouvrage de F. Juster traite de tous les aspects techniques des cellules solaires : composition, fonctionnement, projets de stations solaires, application pour professionnels et aussi pour amateurs même débutants.

Un volume format 115 x 165 mm, broché, collection « Technique Poche » de 136 pages, 87 schémas et illustrations.

PRIX 28 F NIVEAU 2
Techniciens et amateurs initiés

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

La page du courrier



Le service du Courrier des Lecteurs d'Electronique Pratique est ouvert à tous et est entièrement gratuit. Les questions d'« intérêt commun » feront l'objet d'une réponse par l'intermédiaire de la revue. Il sera répondu aux autres questions par des réponses directes et personnelles dans les limites du temps qui nous est imparti.

COLLABORATION DES LECTEURS

Tous les lecteurs ont la possibilité de collaborer à « Electronique Pratique ». Il suffit pour cela de nous faire parvenir la description technique et surtout pratique d'un montage personnel ou bien de nous communiquer les résultats de l'amélioration que vous avez apportée à un montage déjà publié par nos soins (fournir schéma de principe et réalisation pratique dessinés au crayon à main levée). Les articles publiés seront rétribués au tarif en vigueur de la revue.

PETITES ANNONCES

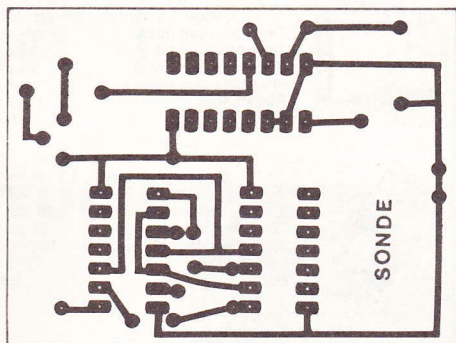
6 F la ligne de 34 lettres, signes ou espaces, taxe comprise.

Supplément de 6 F pour domiciliation à la Revue.

Toutes les annonces doivent parvenir avant le 5 de chaque mois.

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

RECTIFICATIF



SONDE LOGIQUE

N° 32, Nouvelle Série, p. 101

En haut à droit de la page, le circuit imprimé supportant les trois circuits intégrés a été publié à l'envers, c'est-à-dire comme s'il était vu par transparence.

TOUT POUR LA FAÇADE

N° 31, Nouvelle Série, p. 147

A la fin de l'article, il a été mentionné quelques fabricants concernés et, pour la société **Le Circuit Imprimé Français**, par erreur, entre parenthèses « détail ».

La C.I.F. et la revue

présentent leurs excuses à tous les clients qui se sont présentés ou ont écrit. Le revendeur le plus proche vous sera indiqué sur simple demande à C.I.F., 29, rue Lecocq, 94250 Gentilly.



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

Le Directeur de la publication :
A. LAMER

Dépôt légal - 4^e trimestre 1980 N° 580

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 d'autorisation pour reproduction quel que soit le procédé, doit être adressée à la Société des Publications Radio Electriques et Scientifiques.

TRADUCTEUR... POURQUOI PAS ?

Sie sind nicht Ingenieur, auch nicht Uebersetzer und doch sind Sie ein schlauer Techniker oder ein versierter Hobbyist. Die Elektronik interessiert Sie und Sie möchten mal probieren zwecks einer deutschsprachiger Ausgabe, unsere Buchreihe « Technique Poche » ins deutsche zu übersetzen. Ja ? Dann schreiben Sie uns bitte, in deutscher Sprache, an E.T.S.F., 2-12, rue de Bellevue, 75940 PARIS Cedex.

Partant de tous documents, réalisons vos C.I. sur V.E. 18 F le dm², 1 face, 23 F 2 faces, film, étam, perçage inclus. (Chèque à la commande + 5 F de port global). Imprelec Le Villard, 74550 Perrignier. Tél. (50) 72.41.25.

Vends récepteur Sanyo RP 8880 UM. Marqueur à quartz + PO-GO-FM et MB. 5 Boles OC de 2,3 MHz à 30 MHz. T.B.E. Prix à débattre. Tél. 034.40.49 après 19 heures.

Etude, réalise C.I. simple ou double-face. M. Stukatsch, cité Aubepin. B. 1203. Appt. 29, 71100 Chalon-sur-Saône.

A partir d'une photocopie, je réalise votre C.I. sur époxy de qualité professionnelle. Prix : 20 F/dm². Rivero, 153, rue Paradis, 13006 Marseille.

Vends récepteur OC Trio 550 KHz-30 MHz AM-Blu équipé bandes étalées radioamateurs et C.B. 850 F franco. François Edart, Les Hauts Champs, 76170 Lillebonne. tél. (35) 38.02.38.

Suite et fin de production, vds TMS 2516. Monotension Texas. Instrument : 150 F l'unité. Ecrire au journal.

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.

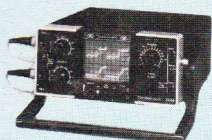
Circuits imprimés en 24 h à Paris. Epoxy le dm² : 18 F. Envoi ou dépôt, document + chèque + 1,80 F timbre/dm² : C.I. Delau, 12, av. de Verdun, 92120 Montrouge.

Liquide mes doubles du monde, 70 timbres, tous différents. Neufs et oblitérés avec grands et très grands formats pour 10 F. Hague A. Villars, 24530 Champagne-de-Belair.

Vends divers composants. NE 555 LF ; BC 547 OF 70 ; 1 N 4148 OF20 ; 2 N 2646 4F50 ; Résistances OF12. Demander liste complète à Alain Raynal, 17, impasse Allard, 84000 Avignon.

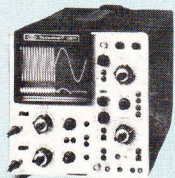
vendus selon le TARIF DU CONSTRUCTEUR OU DE L'IMPORTATEUR LUI-MEME. L'un de ces appareils répond à vos besoins...
REGARDEZ BIEN et COMPAREZ. N'OUBLIEZ PAS QUE NOUS SOMMES A VOTRE SERVICE DEPUIS DÉJÀ 32 ANS!...

TELEQUIPMENT



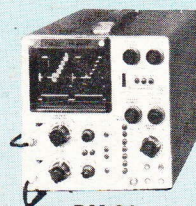
D 32

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



D 67 A

● **Type D67 A. Double trace. 25 MHz**
Surface utile de l'écran : 8 x 10 cm.
Double base de temps.
Sensibilité : 10 mV à 50 V/cm.
Précision de mesure : 3 %.
Balayage retardant, retardé et déclenché.
Post-accelération 10 kV.
Prix avec 2 sondes TP2 **9 100 F**



DM 64

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

SÉRIE D 1000

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**

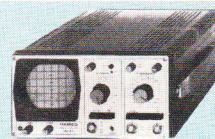
● **D 1015**
2 x 15 MHz. Sensibilité 5 mV
à 20 V/Division.
Avec 2 sondes TP2 et tunnel de visée **4 470 F**

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



Série D 1000

HAMEG



HM 307/3

● **HM 307/3. Simple trace - Écran Ø 7 cm. AMPLI 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**



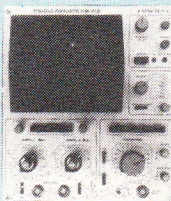
HM 312/8

● **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.

● **Equipements :** 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.

● **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.)

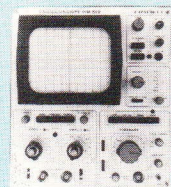


HM 412/4

● **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.

● **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.

● **Equipements :** 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 **5 830 F**
(Pour cet appareil, prévoir un délai.)



HM 512/8

VOC - TRIO

(KENWOOD)



VOC 5

● **OSCILLOSCOPE (Made in Japan)**
UN EXCELLENT APPAREIL TRÈS SOIGNÉ
2 traces du continu à 15 MHz.
Tube de 13 cm. Réticule lumineux.
Entrée différentielle. Synchro TV lignes et trame.
Base de temps de 0,5 s à 0,5 μs.
Entièrement transistorisé.

● **Fonctionnement en mode X-Y. Loupe X5.**
Livré avec 2 sondes combinées
1/1 et 1/10 **3 700 F**



OC 975

CENRAD

NOUVEAU ! OC 975

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

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

ACCESSOIRES POUR OSCILLOS

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

HAMEG

HZ 20. Adaptateur BNC. Banane **47 F**
HZ 22. Charge de passage (50 Ω) **88 F**
HZ 30. Sonde atténuatrice 10 : 1 **88 F**
HZ 39. Sonde démodulatrice **111 F**
HZ 32. Câble de mesure BNC. Banane **52 F**
HZ 33. Câble de mesure BNC-HF **52 F**
HZ 34. Câble de mesure BNC-BNC **52 F**
HZ 35. Câble de mesure avec sonde 1 : 1 **106 F**
HZ 36. Sonde atténuatrice 10 : 1/1 **211 F**
HZ 37. Sonde atténuatrice 100 : 1 **258 F**
HZ 38. Sonde atténuatrice 10 : 1 (200 MHz) **294 F**
HZ 43. Sacoche de transport (312, 412, 512) **211 F**
HZ 44. Sacoche de transport (307) **129 F**
HZ 47. Visière **47 F**
HZ 55. Testeur de semi-conducteurs **211 F**
HZ 62. Calibrateur 2 110 F
HZ 64. Commutateur (4 canaux) **2 110 F**

sinclair

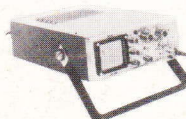


NOUVEAU :
OSCILLO
SC 110

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

elc

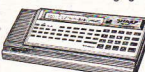
PROMOTION
SC 754
0 à 12 MHz 5 mV
PORTABLE



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

« PC 1211 »

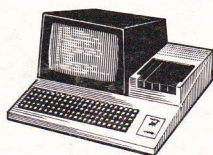
Ordinateur de poche utilisant le langage



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

SHARP

« MZ-80 K »



Documentation sur demande

● **Extension 12K 780 F**
● **Extension 28K 1 500 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**

Pour tous ces accessoires, un délai est nécessaire

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**

● **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**

POSSIBILITÉS DE CRÉDIT (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