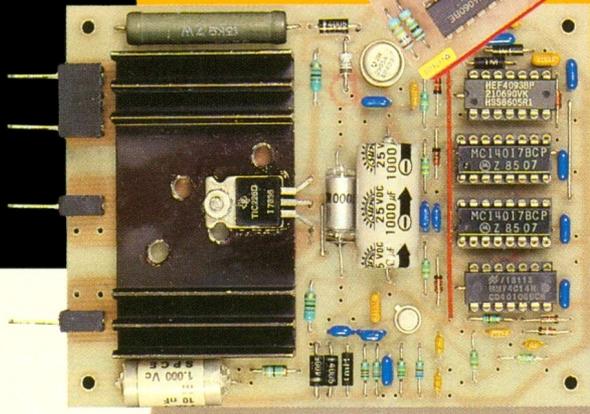
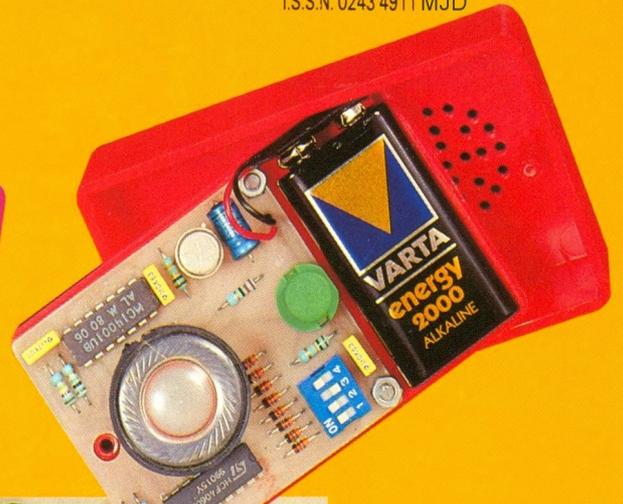
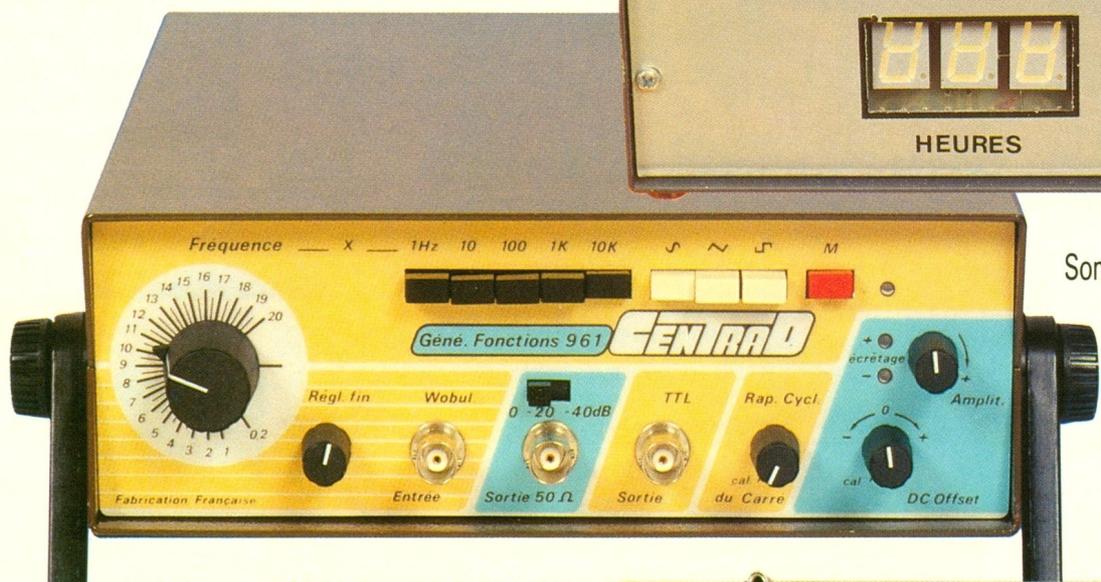
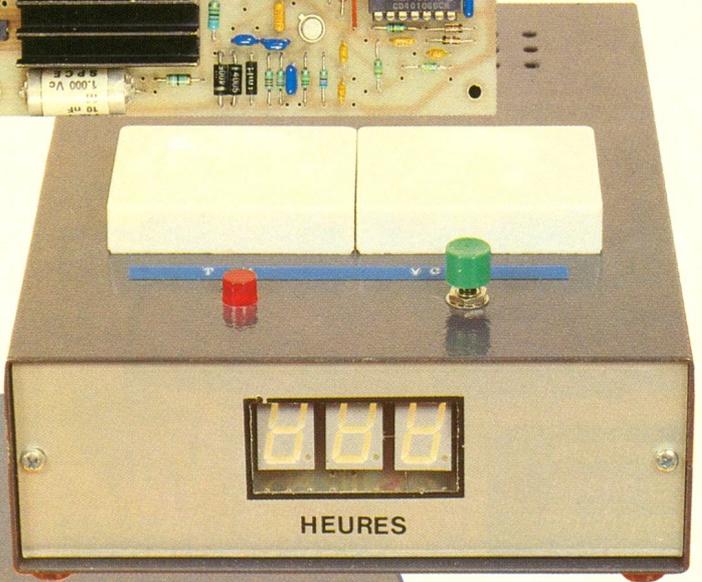


Electronique pratique



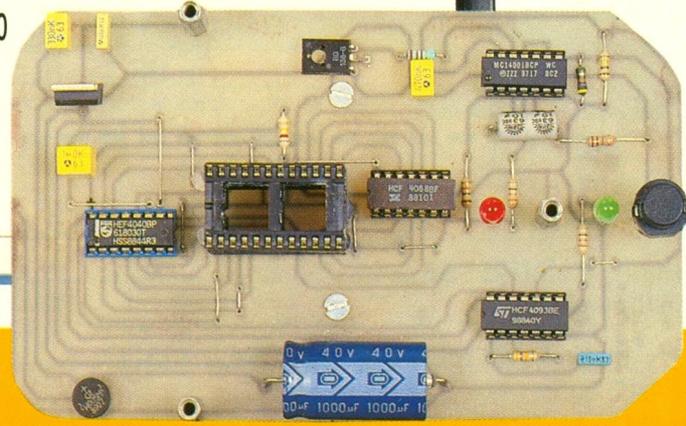
- TESTEUR DE VIRGINITE POUR 2716
- COMMUTATEUR POUR OSCILLOSCOPE
- COMMANDE SECTEUR 16 CANAUX
- DETECTEUR DE DEPLACEMENT
- TELECOMMANDE TELEPHONIQUE
- GENERATEUR ELC 961
- SYNTHESE DE PAROLE, etc.



Sommaire détaillé page 34

BELGIQUE : 158 FB - LUXEMBOURG : 158 FL - SUISSE : 6,20 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4,25

T 2437 - 142 - 22,00 F NOVEMBRE 1990

Electronique pratique

FICHE TECHN.



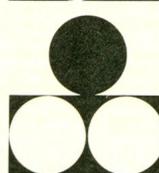
CONFORT



AUTO



JEUX



MODELISME



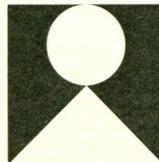
MESURES



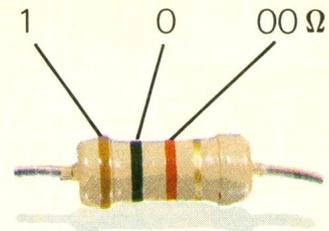
HIFI



GADGETS



INITIATION



1 2 3 Tolérance : or $\pm 5\%$, argent $\pm 10\%$

1 ^{re} bague 1 ^{er} chiffre	2 ^e bague 2 ^e chiffre	3 ^e bague multiplicateur
0	0	$\times 1$
1	1	$\times 10$
2	2	$\times 100$
3	3	$\times 1\,000$
4	4	$\times 10\,000$
5	5	$\times 100\,000$
6	6	$\times 1\,000\,000$
7	7	
8	8	
9	9	

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

Société anonyme au capital de 300 000 F.
2 à 12, rue Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.
Tél. : 42.00.33.05 - Fax : 42.41.89.40
Télex PVG 230 472 F

Directeur de la publication : M. SCHOCK
Directeur honoraire : Henri FIGHIERA
Rédacteur en chef : Bernard FIGHIERA
Secrétaire de rédaction : Christophe PICHON
Maquettes : Jacqueline BRUCE

Avec la participation de
Guy Isabel, Georges Durand, Robert Knoerr, Bernard Le Tertre, Bruce Petro, Francis Bernard et Alain Garrigou.
La Rédaction d'Electronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engagent que leurs auteurs.

PUBLICITE : Société Auxiliaire de Publicité, 70, rue Compans, 75940 Paris Cedex 19 - Tél. : 42.00.33.05 (lignes groupées) CCP Paris 3793-60

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Pascal DECLERCK
Promotion : Société Auxiliaire de Publicité Mauricette EHLINGER

70, rue Compans, 75019 Paris. Tél. : (1) 42.00.33.05
Direction des ventes : Joël PETAUTON
Inspection des ventes : Société PROMEVENTE,
M. Michel IATCA, 24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.
Tél. : 45.23.25.60. Fax : 42.46.98.11.
Abonnements : Odette LESAUVAGE

Titre donné en location-gérance à la Société Parisienne d'Edition, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 28).

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 : 22 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 2,30 F et la dernière bande.



« Le précédent
numéro
a été tiré
à 88 000 ex. »

SOMMAIRE N° 142 – NOVEMBRE 1990 Revue Pdf

REALISEZ VOUS-MEMES

Compteur en temps réel	35	3
Thermostat jour/nuit	46	11
Commutateur électronique	55	18
Détecteur de déplacement	61	23
Télécommande téléphonique	67	29
Commande secteur	83	42
Testeur de virginité	97	53

PRATIQUE ET INITIATION

Technologie au collège (XVII)	103	59
Générateur ELC 961	109	64
Fiches techniques à découper	113	*
Synthèse de parole	115	66
Fiche technique : le CD 4569	121	71

DIVERS

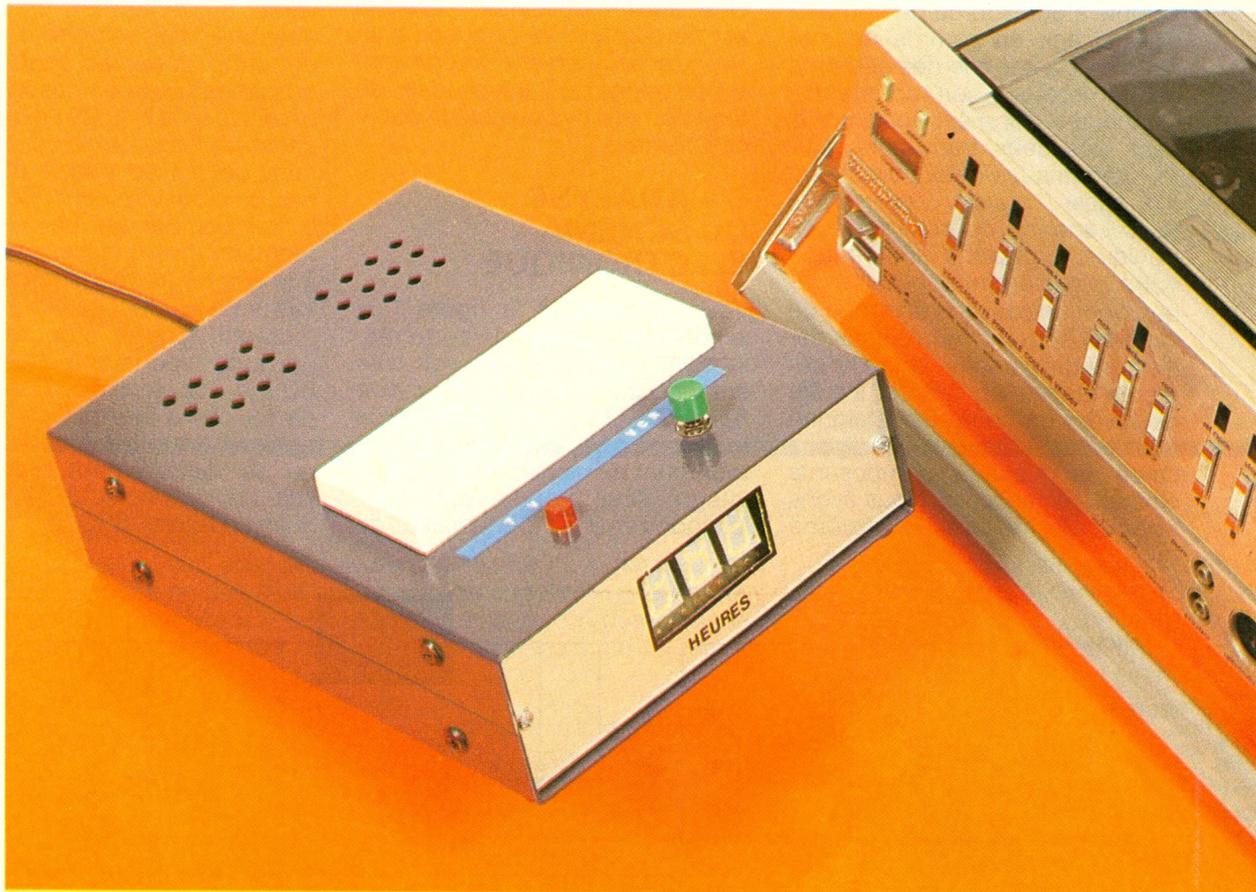
Nouveautés	108	—
La page du courrier	127	73

* La totalité des fiches à découper de la revue Electronique Pratique sont compilés au format pdf dans le N°000 de la même revue.

UN COMPTEUR TEMPS REEL POUR MAGNETOSCOPE



Ce compteur digital affichera les heures de fonctionnement de votre magnétoscope, c'est-à-dire le temps réel de mise en service des têtes de lecture audio et vidéo. Il vous sera ensuite facile de procéder au nettoyage périodique de l'appareil. En outre, notre maquette pourra servir également à mesurer la durée effective d'un film à l'enregistrement ou à la lecture.

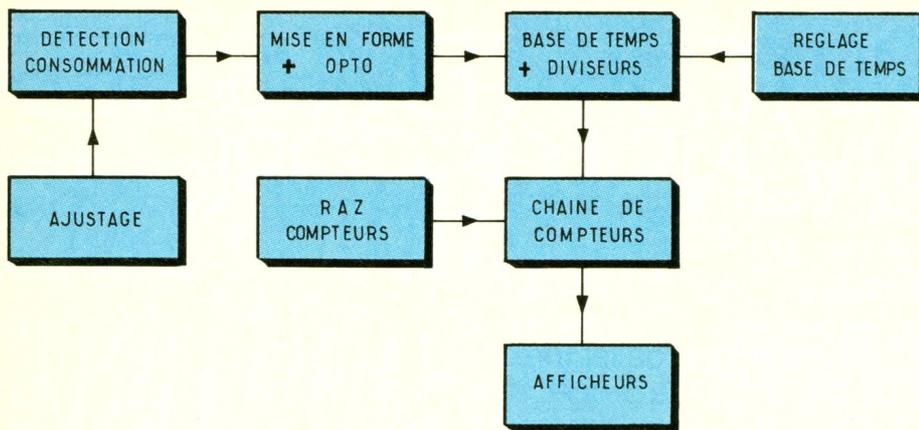


A - PRINCIPE DU FONCTIONNEMENT

Pour conserver à un magnétoscope le meilleur état de marche possible, il est vivement conseillé de procéder au nettoyage soigneux des têtes de lecture audio et vidéo, mettons toutes les vingt à trente heures environ. Cette précaution évite l'accumulation de lubrifiants et divers oxydes dans le mécanisme fragile de cet équipement. Le seul inconvénient est qu'il nous est souvent difficile d'apprécier le temps réel de fonctionnement du magnéto-

scope, c'est-à-dire en fait les heures de fonctionnement effectives des têtes, soit à la lecture, soit à l'enregistrement. On peut admettre raisonnablement que les divers rebobinages n'interviennent pas dans ce décompte. Il ne suffira donc pas de compter les heures de mise sous tension, d'autant plus qu'en raison de l'horloge interne et des diverses programmations la machine reste constamment alimentée, même si ce n'est qu'en état de veille. La difficulté consiste donc à mesurer la différence de consommation électrique entre une période

de veille et une autre de travail des têtes de lecture/écriture. Nous allons donc procéder à la mesure de l'intensité consommée, en nous aidant pour ce faire de la notice du constructeur qui mentionne souvent les diverses puissances. A titre indicatif, le modèle utilisé par l'auteur est donné pour 24 W nominal, et 10 W seulement en mode veille. Cette faible différence sera détectée par un dispositif électronique sensible. Il s'agit d'un amplificateur différentiel construit autour de deux transistors dont les émetteurs sont connectés en-



semble à une source de courant. Celle-ci agit en somme de manière que la somme des courants des émetteurs soit constante. Quand la tension est égale sur la base des deux transistors, l'intensité dans les deux collecteurs est égale ; nous y reviendrons dans l'analyse du schéma électronique. Signalons encore que notre modèle effectue automatiquement un passage en mode de veille après huit minutes sans défilement de la bande. Une fois détectée la mise en service, il suffit de valider un compteur étalonné et de procéder à l'affichage à l'aide de quelques composants électroluminescents. Nous avons retenu de mesurer le dixième

Une autre application possible est de mesurer la longueur d'un film, renseignement intéressant si l'on pense qu'il est prudent de tenir compte des plages de publicité insérées.

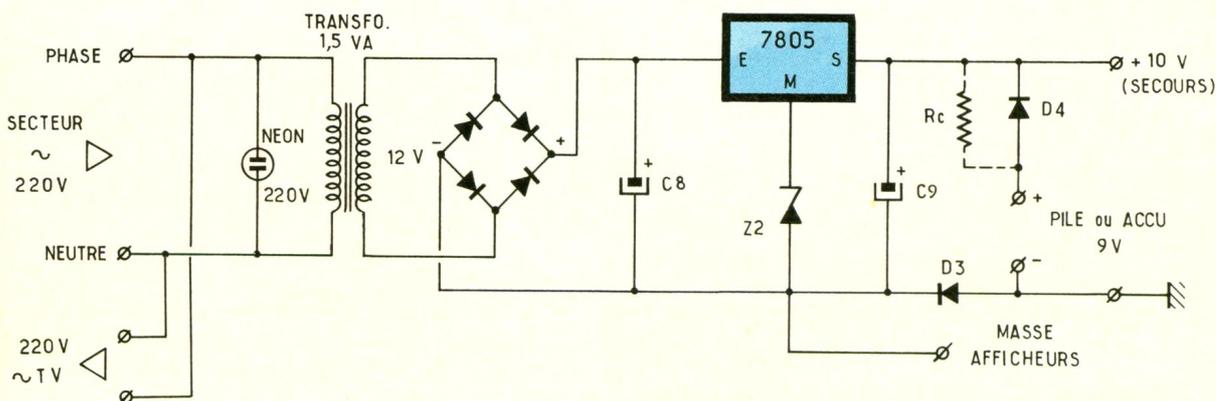
B - ANALYSE DU SCHEMA ELECTRONIQUE

Vous trouverez à la figure 1 le schéma synoptique de cette réalisation. L'alimentation est bien entendu confiée au secteur (voir figure 2). On trouve un schéma fort classique avec transformateur, pont de diodes et régulateur intégré. A ce propos, remarquez la diode zener Z_2 d'une valeur de

la pile de débiter en cas de défaillance de l'alimentation principale, mais non l'inverse ; la résistance de charge R_c ne sera utile que si vous optez pour un petit accumulateur au cadmium-nickel. Sa valeur exacte sera déterminée afin de produire une charge permanente des accus au 1/100^e de leur capacité environ. La tension de 10 V ainsi créée sera utilisée pour la partie logique et l'affichage. L'étage de mesure de la puissance sera alimenté directement à partir du réseau par un autre procédé (voir la figure 3). Nous mettons à profit l'impédance Z du condensateur C_1 . Cet élément diélectrique se laisse traverser facilement par un courant alternatif, mais la perte d'énergie de cette capacité chutrice est quasiment nulle en raison du déphasage de 90° que l'on constate entre tension et courant, ce qui se traduit d'ailleurs par un échauffement inexistant. L'intensité débitée par cette alimentation reste faible, et dépend à la fois de la fréquence et de la valeur de la capacité. Avec un microfarad comme proposé, nous pouvons espérer une intensité de 50 mA. La tension d'isolement de C_1 devra être suffisante pour prévenir tout risque de claquage ou de vieillissement prématuré, soit un minimum de 400 V ou mieux encore 630 V. La résis-

2

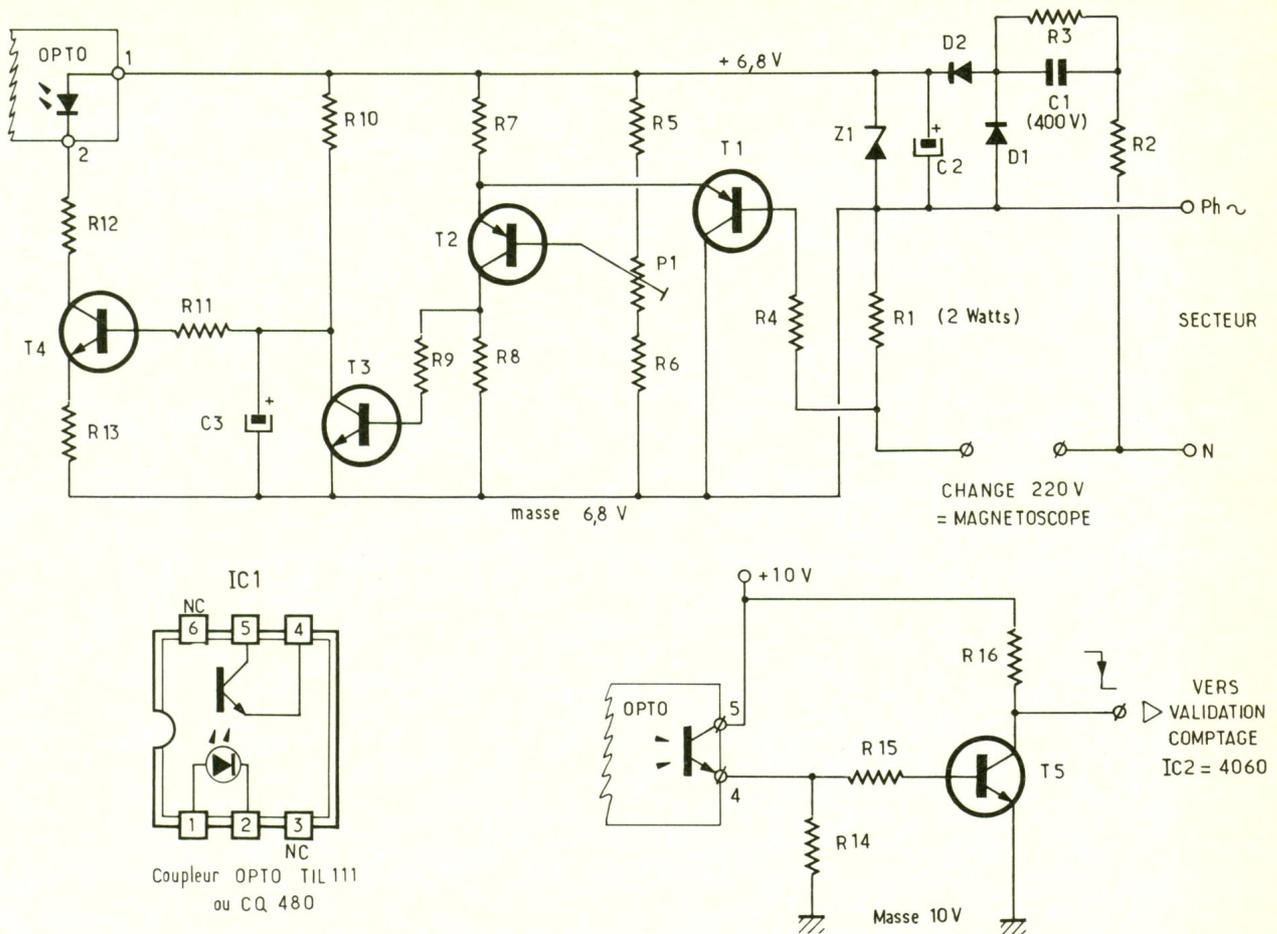
Alimentation : on secoure le contenu des compteurs en cas de coupure-secteur.



d'heure, mais le lecteur pourra tout aussi bien modifier la version de base et choisir de compter des minutes ou des secondes s'il le souhaite. Une sauvegarde de l'affichage sera indispensable en cas de coupure inopinée du secteur. Enfin, un poussoir général de remise à zéro doit permettre de positionner le compteur à 0 lorsque le nettoyage aura été effectué au bout du temps requis.

4,7 V qui « rehausse » jusqu'à 10 V la tension de sortie. Les condensateurs chimiques C_8 et C_9 assurent un efficace filtrage. La présence de la diode D_3 s'explique aisément : la masse des afficheurs à cathodes communes n'est pas sauvegardée par la petite pile de 9 V, ce qui occasionne l'extinction de l'affichage en cas d'absence du secteur. La diode D_4 , elle, permet à

tance R_3 assure la décharge automatique du condensateur et évitera sans doute quelques secousses fort désagréables si le secteur est débranché. Les diodes D_1 et D_2 réalisent le redressement de la tension alternative réduite, tandis que le chimique C_2 assure le filtrage d'une tension redressée et stabilisée par la diode zener Z_1 , soit une valeur d'environ 6,8 V.



Remarquez que la masse de cette alimentation est directement reliée sur une phase du secteur ! Elle ne devra en aucune manière être reliée à la terre ou à une masse métallique quelconque. Il sera prudent et même vital de débrancher les deux fils de raccordement avant toute intervention sur le circuit. Il y a danger de mort !

Enfin, notez bien qu'il ne faut en aucun cas relier les deux masses de notre circuit entre elles. Nous ferons plus loin appel à un dispositif de couplage optique. La charge dont nous souhaitons connaître la puissance, en l'occurrence le magnétoscope, est alimentée en série à travers la résistance R_1 d'une puissance de 2 W. La chute de tension ainsi détectée est acheminée à travers la résistance R_4 sur la base du transistor T_1 , qui forme avec T_2 notre amplificateur différentiel. La base de T_2 reçoit une tension réglable à l'aide de l'ajustable P_1 . La valeur des composants de notre maquette est compatible avec des puissances de l'ordre de 25 W. Si vous devez mesurer

une puissance supérieure, il vous faudra sans doute modifier le réglage de P_1 et la valeur de R_1 . Si l'on appelle I_{max} le courant dans la charge, on détermine la valeur de la résistance R_1 de la façon suivante :

$$R_1 = 0,7 / I_{max} \quad (\text{attention à la puissance !})$$

Notre amplificateur possède donc deux entrées et une seule sortie disponible sur le collecteur de T_2 . Cette sortie sera active en cas de différence suffisante entre les tensions mesurées en entrée. Les transistors T_3 et T_4 ainsi que les composants annexes permettent finalement l'allumage de la Led intégrée dans le coupleur OPTO (IC₁). On note que cette Led s'allume si la puissance détectée est suffisante, c'est-à-dire environ égale ou supérieure à 25 W. Le couplage optique assure une isolation totale entre le secteur et le reste du montage alimenté sous 10 V. On trouve encore un étage inverseur construit autour du transistor T_5 , qui sera chargé de valider plus loin le démarrage de notre base de temps (voir fig. 4). Le lecteur

ne sera pas surpris de trouver à cet endroit le fameux circuit 4060 comportant un oscillateur et surtout de nombreux étages diviseurs par 2. Le circuit IC₂ reçoit donc l'autorisation d'osciller sur sa borne 12, qui est normalement forcée à la masse à travers la résistance R_{17} . Les composants R_{18} , C_4 et surtout P_2 permettent un réglage précis de la fréquence de base. Elle sera divisée par 1024 (soit 2 puissance 10) et disponible sur la borne 15 du circuit IC₂. Une autre division par 1024 sera encore effectuée à l'aide du circuit CMOS 4040.

Nous disposons enfin sur la sortie 12 de IC₃, d'un signal possédant approximativement une période de 360 s entre deux fronts montants consécutifs. Cela correspond bien au dixième d'heure que nous nous étions fixé. Cette fréquence très basse n'aurait pas pu être produite autrement, à l'aide par exemple d'un oscillateur quelconque, et de plus le réglage précis aurait été impossible.

Les impulsions régulières seront

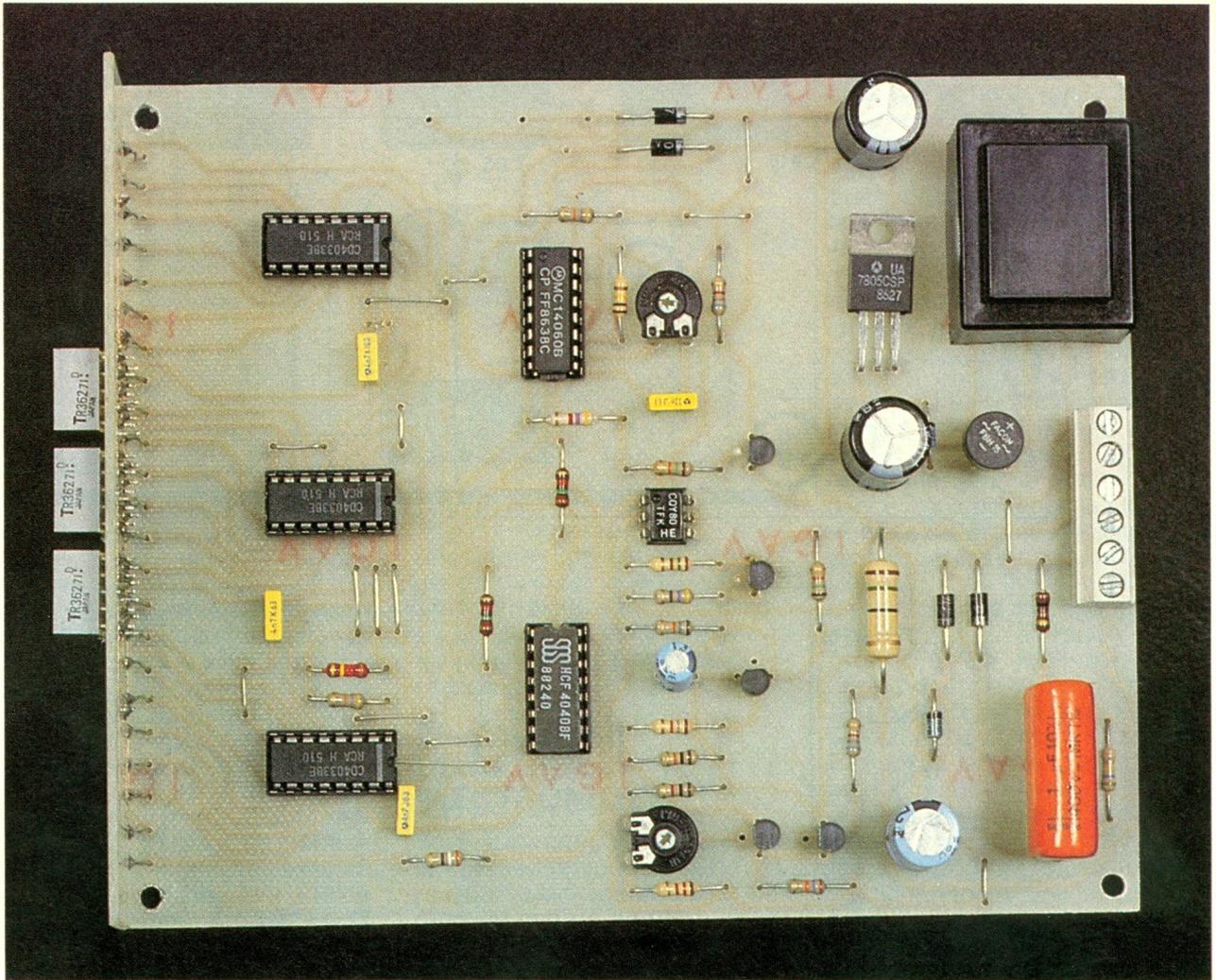


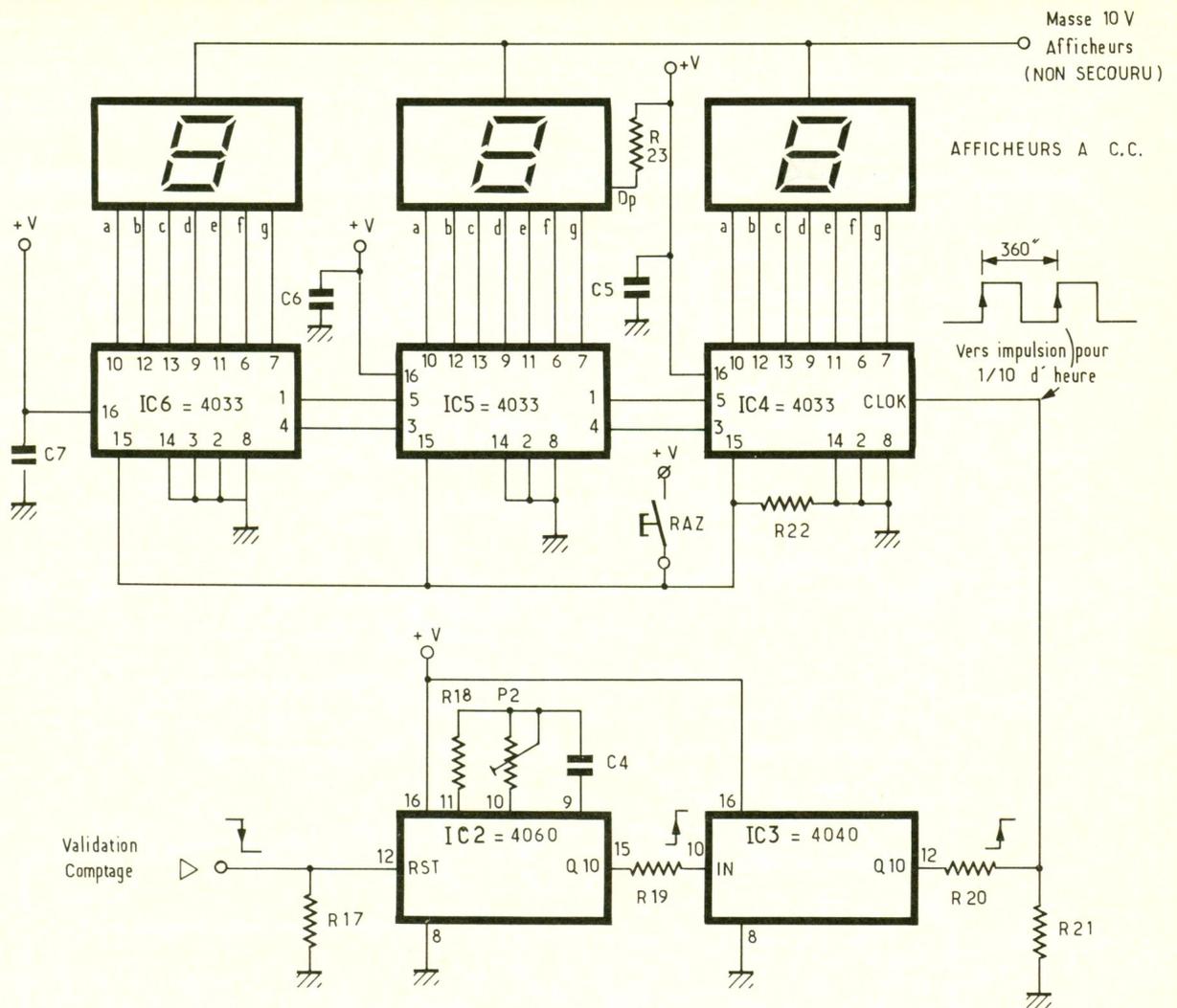
Photo 2. – La platine principale intègre le transformateur d'alimentation 220 V-12 V.

appliquées à la chaîne des compteurs, qu'il a été possible de simplifier en utilisant le circuit CMOS 4033. Un signal d'horloge appliqué sur la borne 1 de IC₄ débute le comptage. Les entrées 15 de remise à zéro sont normalement reliées à la masse à travers la résistance R₂₂. Une impulsion positive à travers le poussoir de RAZ initialise tous les compteurs à la fois. Les segments sont attaqués directement, car le décodage est effectué lui aussi par notre circuit. Quelle simplification ! Les résistances sont inutiles car le courant de sortie peut atteindre 20 mA sous 10 V. Il s'agit d'une logique positive, ce qui exige des afficheurs à cathodes communes. En illuminant le point décimal du second afficheur à travers R₂₃, on voit que l'on peut atteindre un maximum de 99,9 heures, valeur bien supérieure au délai préconisé pour l'entretien des têtes.

Sur le circuit IC₄, le passage de la position 9 à la position 0 suivante se traduit par un front montant sur la sortie 5 (= CARRY OUT),

l'équivalent de la retenue bien connue dans une addition. Cette sortie s'en va commander tout naturellement l'entrée horloge 1 (= CLOCK) du circuit des heures, à savoir IC₅, lequel incrémentera son chiffre en temps voulu. Le même raisonnement s'applique sur le circuit IC₆ chargé d'afficher les dizaines d'heures. Le circuit intégré 4033 permet également de n'afficher que les zéros significatifs. L'affichage du nombre 7 se fera sous la forme 7 et non 007 ; mais le nombre 30,7 visualisera le zéro des dizaines pour une parfaite lisibilité du nombre affiché. On utilise pour ce faire les entrées RBI et RBO reliées entre elles. Vous aurez noté que la masse commune des afficheurs n'est pas secourue, d'où une extinction de l'affichage en cas de disparition du secteur. Le tracé du cuivre relatif au circuit principal se trouve à la **figure 5**, et il est donné comme à l'habitude à l'échelle 1 pour une parfaite reproduction. **Nous ne saurions trop vous conseiller d'avoir recours à un procédé**

protographique, en raison de la densité relativement élevée des pistes. Assurez-vous simplement avant ce travail que les composants que vous vous êtes procuré correspondent bien aux emplacements du circuit (transformateur, borne, condensateurs). Après la gravure et un sérieux rinçage à l'eau claire, on pourra procéder aux divers perçages en adoptant un diamètre plus important pour certains gros composants. La plaquette principale sera équipée selon les indications de la **figure 7**. On débutera par les straps, les supports de C.I., puis les résistances et les autres composants en prenant garde au sens de montage des éléments polarisés (diodes, transistors, condensateurs). Après ce travail, on pourra simplement vérifier la présence des deux tensions en divers points du circuit (bornes 8 et 16 des supports pour le 10 V et aux bornes de Z₁ pour la tension de 6,8 V). Nous rappelons à ce sujet qu'il faudra rester très vigilant en procédant à ces mesures en raison d'une liaison directe

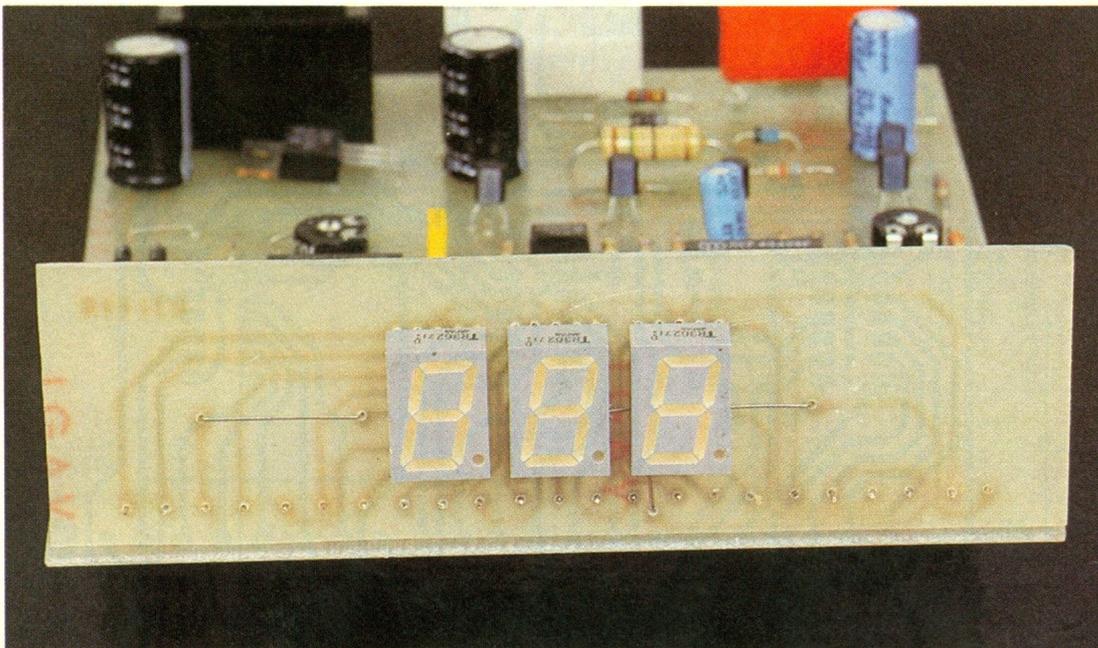


avec le réseau alternatif. Il faudra encore confectionner une petite plaquette pour recevoir les trois afficheurs disposés en face avant

du boîtier retenu (fig. 6). Ce circuit équipé sera relié à la plaque principale au moyen de quelques straps en fil nu (voir photos).

Passons à présent au réglage. A la mise sous tension, le point décimal du chiffre des unités témoigne de la présence du secteur.

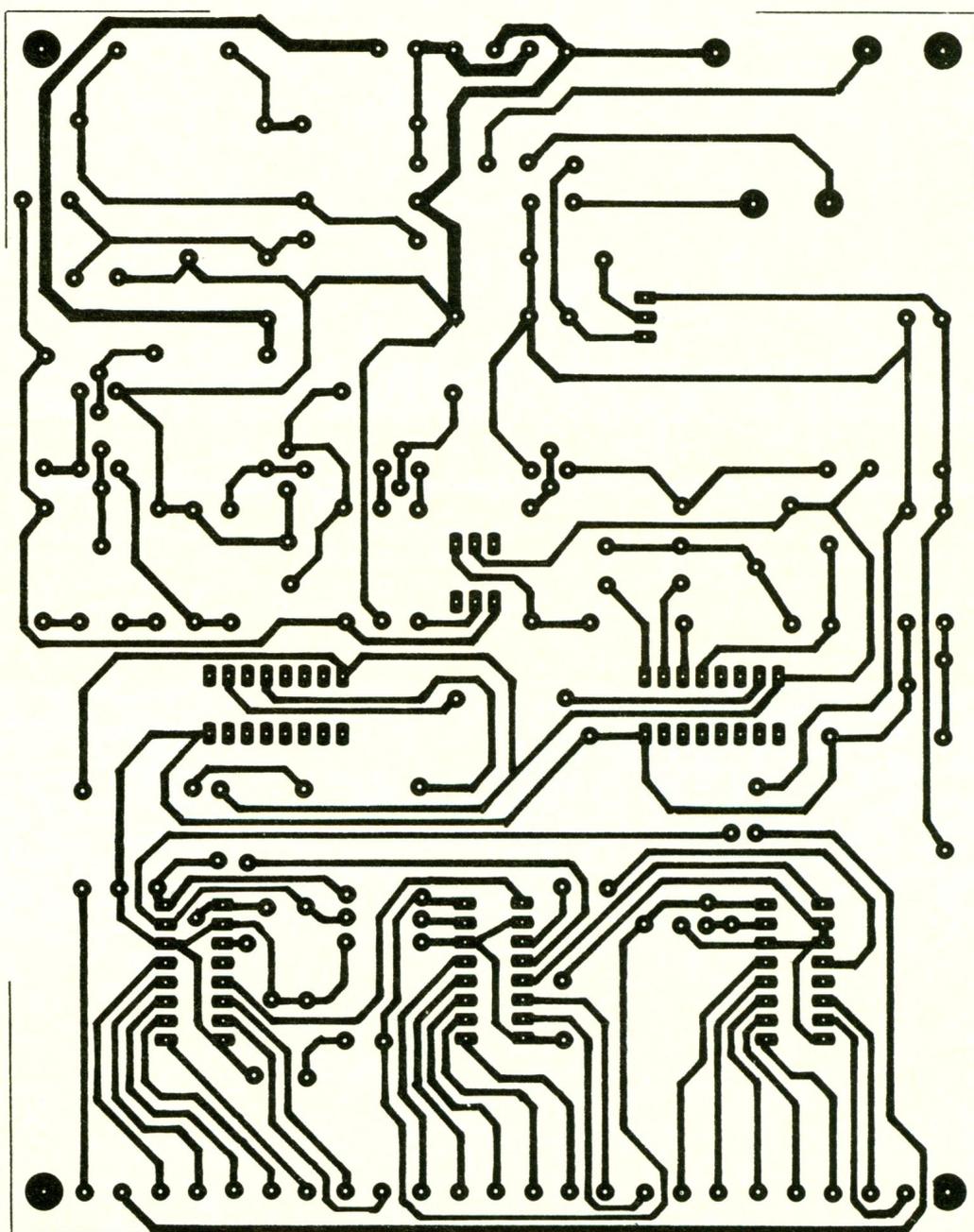
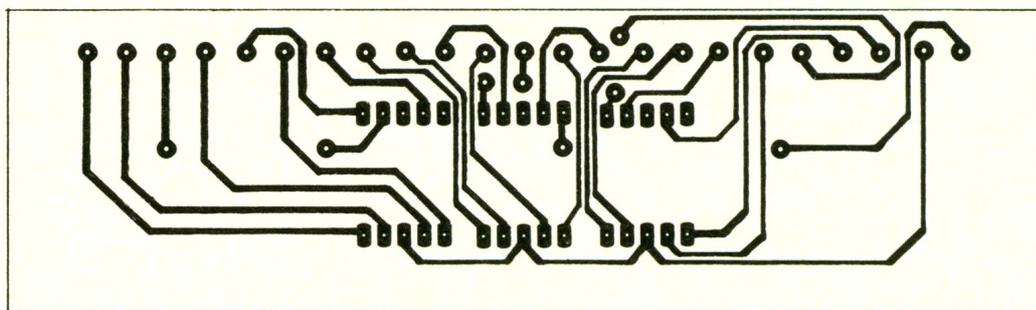
Photo 3. – Vue de l'affichage 7 segments.

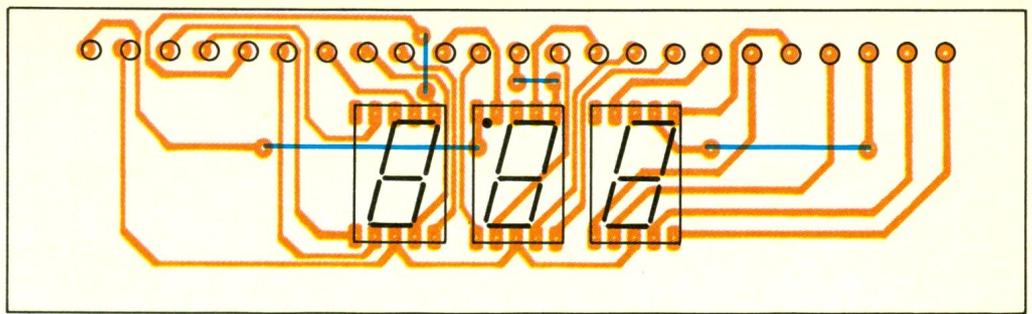


Nous vous conseillons en outre de remplacer le condensateur C₄ par une valeur provisoire de 1 nF seulement, afin d'accélérer le processus d'affichage. Si tout va

bien, l'affichage va très vite s'animer du côté de la droite, à condition d'avoir pensé à raccorder une charge d'environ 25 W. Une simple ampoule à incandescence

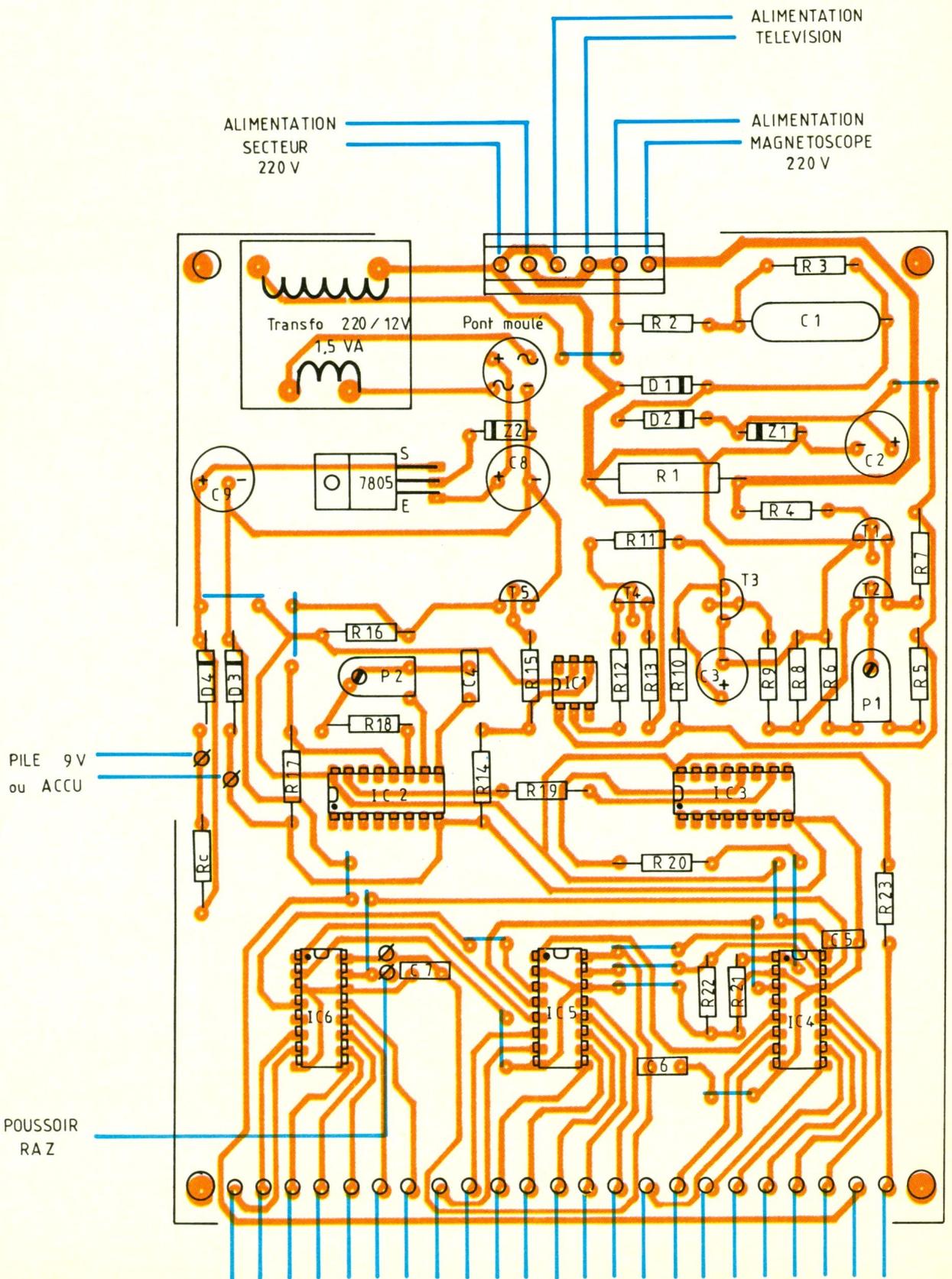
de cette puissance devrait bien faire l'affaire. Il faudra ensuite manœuvrer délicatement P₁ pour parvenir à une détection parfaitement calibrée.





7/8

Implantations
des deux
cartes : on
n'oubliera pas
d'insérer les
straps, côté
composants.



VERS LA PLATINE AFFICHAGE

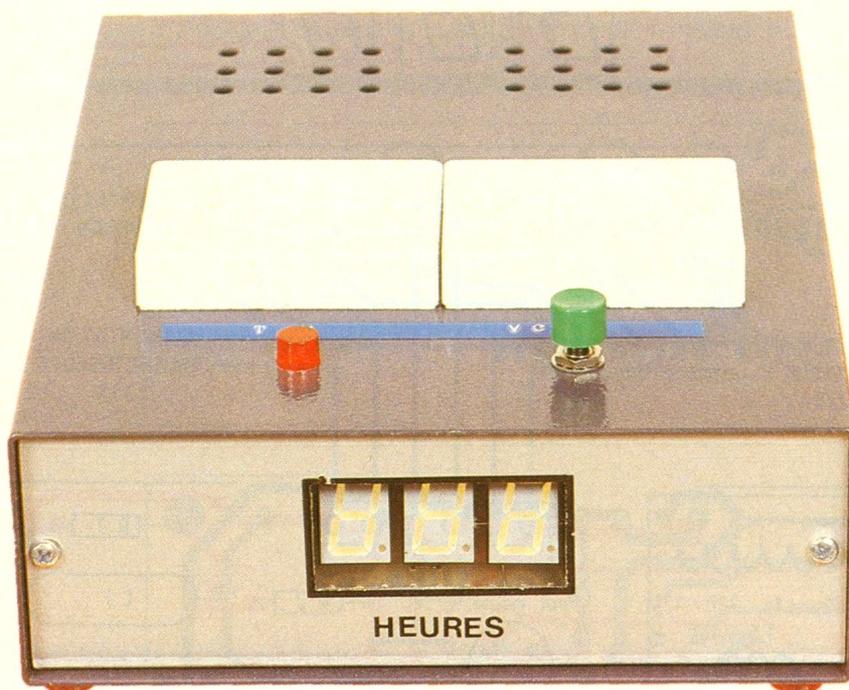


Photo 4. – Aspect du montage, inséré dans un boîtier ESM.

On peut à présent remplacer C_4 et remonter la valeur originale de 33 nF. Il reste à obtenir une base de temps de 0,1 heure entre

deux impulsions consécutives. Si vous possédez un fréquencemètre, rien n'est plus facile : fréquence d'horloge

$$= 1/360 = 0,002777 \text{ Hz.}$$

$$\text{A la sortie 15 de IC}_2 : 0,002777 \times 1\,024 = 2,844 \text{ Hz.}$$

On peut obtenir une fréquence supérieure sur certaines bornes de IC_2 en multipliant par 2 à chaque recul d'un pas. Ainsi, sur Q_5 à la borne 5, on trouve une fréquence de 129 Hz environ. Sinon, à l'aide d'une diode électroluminescente, on peut déterminer la durée d'allumage sur une demi-période. Un brin de réflexion vous aidera à mener à bien ces réglages. De plus, le chiffre de droite de l'affichage peut aussi servir à l'étalonnage, puisqu'il doit changer toutes les 6 minutes (pas la première fois !). Il ne vous reste plus qu'à installer cette réalisation à proximité de votre magnétoscope, en faisant bien attention d'alimenter ce dernier sur la prise spéciale VCR et non celle prévue pour la TV. Faute de quoi la maquette se met à mesurer la consommation du téléviseur ! Et n'oubliez pas de procéder de temps en temps au nettoyage de votre appareil.

G. ISABEL

COMPOSANTS

Résistances (toutes valeurs 1/4 W sauf R_1)

R_1 : 15 Ω (marron, vert, noir) 2 W
 R_2 : 100 Ω (marron, noir, marron)
 R_3 : 560 $k\Omega$ (vert, bleu, jaune)
 R_4 : 6,8 $k\Omega$ (bleu, gris, rouge)
 R_5 : 1,2 $k\Omega$ (marron, rouge, rouge)
 R_6 : 1 $k\Omega$ (marron, noir, rouge)
 R_7 : 27 $k\Omega$ (rouge, violet, orange)
 R_8 : 10 $k\Omega$ (marron, noir, orange)
 R_9 : 1,8 $k\Omega$ (marron, gris, rouge)
 R_{10} : 18 $k\Omega$ (marron, gris, orange)
 R_{11} : 15 $k\Omega$ (marron, vert, orange)
 R_{12} : 150 Ω (marron, vert, marron)
 R_{13} : 470 Ω (jaune, violet, marron)
 R_{14} : 4,7 $k\Omega$ (jaune, violet, rouge)
 R_{15} : 15 $k\Omega$ (marron, vert, orange)
 R_{16} : 6,8 $k\Omega$ (bleu, gris, rouge)
 R_{17} : 47 $k\Omega$ (jaune, violet, orange)

R_{18} : 100 $k\Omega$ (marron, noir, jaune)
 R_{19}, R_{20} : 1,5 $k\Omega$ (marron, vert, rouge)
 R_{21} : 47 $k\Omega$ (jaune, violet, orange)
 R_{22} : 120 $k\Omega$ (marron, rouge, jaune)
 R_{23} : 390 Ω (orange, blanc, marron)
 P_1 : ajustable horizontal 4,7 $k\Omega$
 P_2 : ajustable horizontal 100 $k\Omega$

Condensateurs

C_1 : non polarisé 1 $\mu\text{F}/400 \text{ V}$ minimum
 C_2 : chimique vertical 220 μF 25 V
 C_3 : chimique vertical 22 μF 25 V
 C_4 : plastique 33 nF
 C_5, C_6, C_7 : plastique 4,7 nF
 C_8, C_9 : chimique vertical 470 μF 25 V

Semi-conducteurs

Pont moulé ou 4 diodes IN4007
 Régulateur intégré 5 V positif 7805

Z_1 : diode Zener 6,8 V, 1 W
 Z_2 : diode Zener 4,7 V, 1 W
 D_1, D_2, D_3, D_4 : diodes redressement IN4007
 T_1, T_2, T_4 : transistor PNP BC327 ou équivalent
 T_3, T_5 : transistor NPN BC337 ou équivalent
 IC_1 : coupleur OPTO TIL 111 ou COY 80
 IC_2 : oscillateur + diviseurs CMOS 4060
 IC_3 : étages diviseurs par 2, CMOS 4040
 $\text{IC}_4, \text{IC}_5, \text{IC}_6$: compteur décodeur CMOS 4033
 3 afficheurs rouges de 12,7 mm - cathodes communes

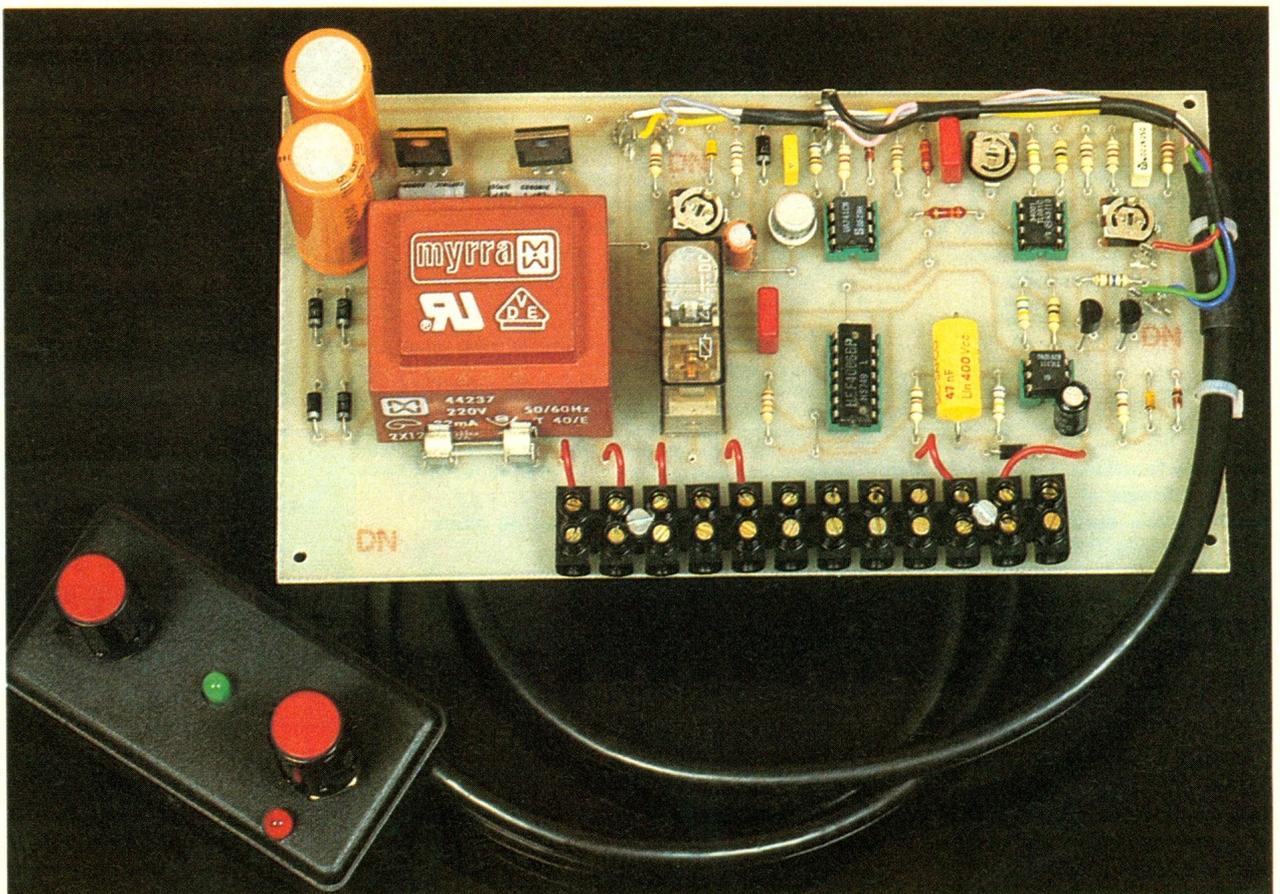
Divers

Boîtier ESM métal type EC 15/05
 Transformateur 220/12 V à picots 1,5 VA
 Bloc de 6 bornes
 2 prises 2P à encastrer
 Poussoir à fermeture, voyant néon 220 V, passe-fil, picots
 5 supports à souder 16 broches.

THERMOSTAT JOUR/NUIT POUR CHAUFFAGE A ACCUMULATION



Son coût à l'usage le rendant attrayant, le chauffage par accumulation est maintenant très répandu. Pour le rentabiliser au maximum, un thermostat quelque peu évolué s'avère très intéressant. Nous vous proposons donc la réalisation d'un tel appareil en veillant à garder un principe de fonctionnement simple. De plus, ce montage sera apprécié des possesseurs d'un programmeur horaire.



PRINCIPE DU CHAUFFAGE PAR ACCUMULATION

Ce principe, fort simple, consiste à consommer l'énergie nécessaire au chauffage seulement pendant les tranches horaires à tarif réduit d'EDF. Le terme tarif jour/nuit n'est d'ailleurs plus tout à fait exact, les périodes en tarif réduit pouvant actuellement être réparties sur plusieurs plages horaires. Nous parlerons donc d'heures pleines (plein tarif) et d'heures creuses (tarif réduit).

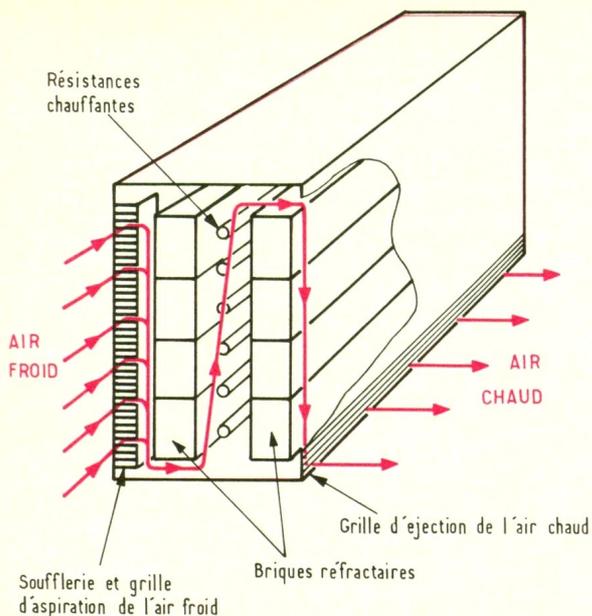
On profite donc des périodes « creuses » pour porter à haute température des briques réfractaires enfermées dans un volume très bien isolé (phase d'accumulation de calories). Ces briques sont empilées de telle sorte qu'il subsiste un passage entre elles (fig. 1 et 2). Une petite soufflerie permet de prélever de l'air à température ambiante, de le faire circuler entre les briques et de le restituer chaud au local à chauffer.

Pendant la phase de chauffage des briques, la soufflerie doit

fonctionner le moins possible de façon à emmagasiner le maximum de calories. Si l'isolation de l'accumulateur est excellente, ces calories ne seront délivrées au volume à chauffer que lorsque la soufflerie sera en fonctionnement.

Avec un tel système, il est indispensable de prévoir une commande de la soufflerie par un thermostat. En effet, si elle n'est jamais en action, aucun chauffage n'est possible, alors que si elle fonctionne en permanence la température dans la pièce atteint

1 Vue en coupe, simplifiée, d'un accumulateur.



en quelques minutes un niveau inacceptable, épuisant en un temps record toute la chaleur emmagasinée.

La régulation se fait par tout ou rien : un capteur renseigne en permanence sur la température ambiante, qui est comparée à une consigne. Tant que la température voulue n'est pas atteinte la soufflerie est en action, dès qu'elle est atteinte la soufflerie est arrêtée (voir chronogramme fig. 3).

Avec la plupart des thermostats, l'utilisateur dispose d'une seule possibilité de réglage, active 24 heures sur 24. Ceci peut poser un problème car nous avons vu que, pour que la charge s'effectue dans de bonnes conditions, il faut que la soufflerie fonctionne le moins possible afin d'emmagasiner le maximum d'énergie. Il est donc chaque jour nécessaire de modifier le réglage

de température pendant la période à tarif réduit.

La réalisation que nous vous proposons permet plus de souplesse : on dispose d'une consigne heures creuses et d'une consigne heures pleines, chacune étant commutée automatiquement. Ce système permet de programmer un chauffage minimal pendant la période de charge.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Pour vous aider à bien comprendre le fonctionnement général, reportez-vous au schéma synoptique figure 4.

Le capteur de température délivre une tension U_t , qui augmente proportionnellement à la température ambiante. Cette tension est amplifiée par A_1 , qui porte sa valeur à 0,1 V par degré.

La tension obtenue est appliquée sur l'une des entrées du comparateur COMP, son autre entrée recevant la tension U_c , qui représente la consigne de température.

Lorsque U_t , image de la température ambiante, devient supérieure à la consigne U_c , la sortie du comparateur bascule, provoquant l'arrêt de la soufflerie. Nous sommes alors au point de basculement haut. La température va ensuite décroître jusqu'au moment où U_t sera inférieure à U_c , le comparateur basculant de nouveau et actionnant la soufflerie. Nous sommes alors au point de basculement bas. La température va remonter, etc. (fig. 3).

Le cycle se poursuit indéfiniment, maintenant la température à la valeur souhaitée. Il est intéressant de donner quelques informations sur la précision de cette régulation.

Il est possible de régler au dixième de degrés près. Dans ce cas, la soufflerie fonctionnera de façon très brève, mais à intervalles très rapprochés. Dans les cas extrêmes, le relais la commandant sera sollicité plusieurs dizaines de fois par minute. Ceci n'est satisfaisant ni pour l'oreille ni pour la durée de vie du relais... Il est donc nécessaire de créer un hystérésis, c'est-à-dire un écart entre les points de basculement haut et bas du comparateur. Dans notre réalisation, les choix opérés assurent une précision de la régulation de l'ordre d'un degré, ce qui semble être un bon compromis entre confort et fiabilité.

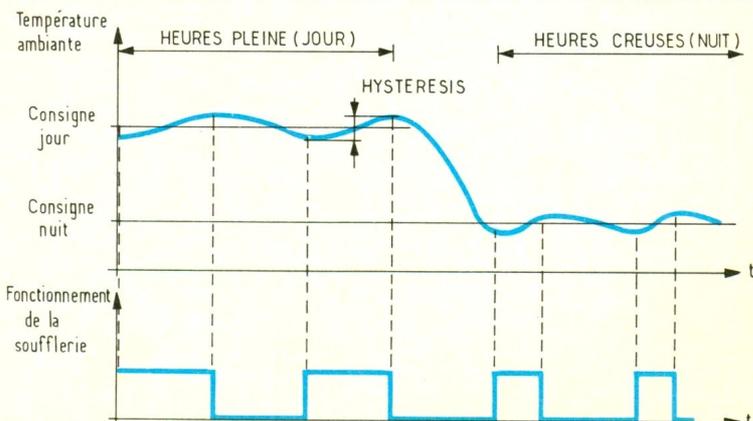
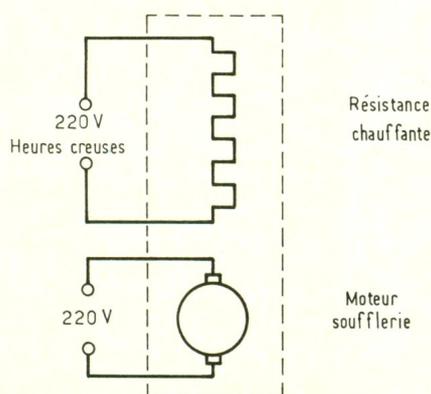
Vous pouvez constater qu'un ai-guillage autorise l'utilisation de deux valeurs de consigne. Cet ai-guillage est commandé par la présence (ou l'absence) du 220 V heures creuses alimentant l'accumulateur.

Après ce survol du principe de fonctionnement, il ne reste plus qu'à analyser les détails du schéma de principe pour tout connaître de ce thermostat.

ANALYSE DU SCHEMA (fig. 5)

Capteur de température

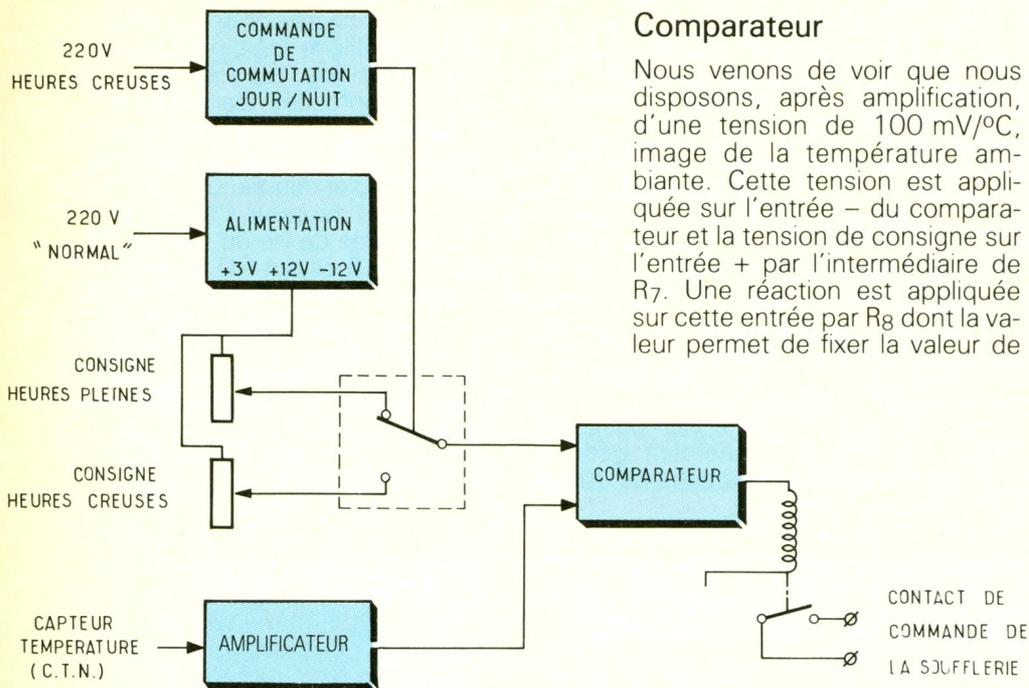
Bien qu'il existe maintenant des capteurs de température intégrés faciles à mettre en œuvre, nous avons préféré la solution archi-classique de la résistance CTN. Elle est bien entendu peu chère, mais elle a surtout l'immense avantage d'être disponible chez tous les revendeurs. Nous rappellerons simplement qu'elle voit sa valeur diminuer quand la température augmente. Vous trouverez sa caractéristique figure 6.



2 Représentation électrique d'un accumulateur.

3 Chronogrammes de fonctionnement heures pleines / heures creuses.

4 Schéma synoptique du thermostat.



Comparateur

Nous venons de voir que nous disposons, après amplification, d'une tension de $100 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, image de la température ambiante. Cette tension est appliquée sur l'entrée - du comparateur et la tension de consigne sur l'entrée + par l'intermédiaire de R_7 . Une réaction est appliquée sur cette entrée par R_8 dont la valeur permet de fixer la valeur de

quadruple commutateur analogique. Il s'agit d'un circuit C.MOS de la famille 4000, qui contient l'équivalent de quatre commutateurs mécaniques, la différence (de taille !) étant que l'action physique sur un levier est remplacée par une tension de commande sur la patte appropriée du CI (voir fig. 7). Nous utilisons trois de ces commutateurs dans notre application.

L'autre composant clef est l'optocoupleur Cl_3 qui effectue une isolation galvanique entre la tension secteur heures creuses et le reste du montage.

En période « creuse », la diode de Cl_3 est alimentée par l'intermédiaire de C_4 qui permet d'abaisser la tension sans dissiper d'énergie. Le transistor de Cl_3 devient à ce moment conducteur et les points 12 et 13 de Cl_1 sont abaissés à une tension proche de zéro, ce qui provoque l'ouverture de K_1 et de K_3 . Dans le même temps, la patte 6 est portée à + 12 V, ce qui provoque la fermeture de K_2 . Résultat, la consigne « nuit » est envoyée sur le comparateur par K_2 .

En période « plein tarif », la diode de Cl_3 n'est plus alimentée, et le transistor de l'optocoupleur est donc bloqué, ce qui porte les points 12 et 13 à + 12 V. K_1 et K_3 sont alors rendus passants, le point 6 est abaissé à 0 V, ouvrant K_2 . Résultat, la consigne « jour » est envoyée sur le comparateur via K_3 .

L'aiguillage ainsi réalisé est très fiable, mais il faut être conscient que les éléments situés en aval de l'optocoupleur sont au potentiel secteur. **En conséquence, il est impératif de ne pas opérer sur cette partie du montage sous tension, le danger étant réel.**

Cette résistance est alimentée par l'intermédiaire du transistor T_1 qui lui délivre un courant constant, indépendant de la température et d'éventuelles dérives de l'alimentation.

Le courant I étant constant, la tension au point A évoluera donc seulement avec les variations de la valeur de la CTN, c'est-à-dire de sa température. RA_1 permettra un réglage pour avoir 0 V en A lorsque nous mesurerons 0° .

La variation de tension obtenue est amplifiée par A_1 afin d'obtenir une tension de $0,1 \text{ V}/^\circ\text{C}$ sur le point B. Cette valeur sera ajustée grâce à RA_2 qui permet de faire varier le gain de l'ampli.

l'hystérésis. La sortie du comparateur A_2 commande RL_1 par l'intermédiaire de T_2 monté en amplificateur de courant. A_2 étant alimenté en $\pm 12 \text{ V}$ délivre sur sa sortie une tension du même ordre. La tension de sortie est donc négative pendant le repos du relais. La diode D_2 permet de ne garder que la tension positive utile pour la commande de T_2 . La LED DL_2 permet de visualiser la commande de la ventilation.

Commutation jour/nuit

Cette commutation est réalisée à l'aide d'un composant quelque peu méconnu des amateurs, un

Photo 2. - L'utilisation d'AOP nécessite une alimentation symétrique + 12 V/- 12 V.

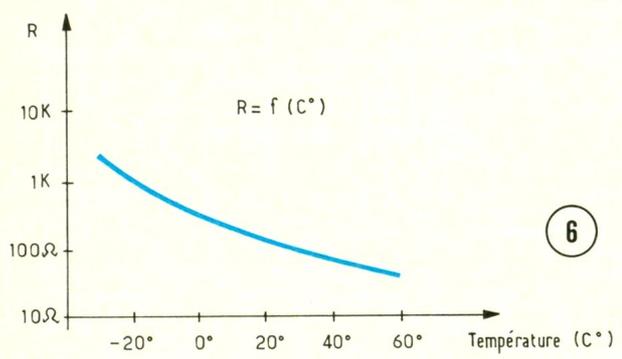
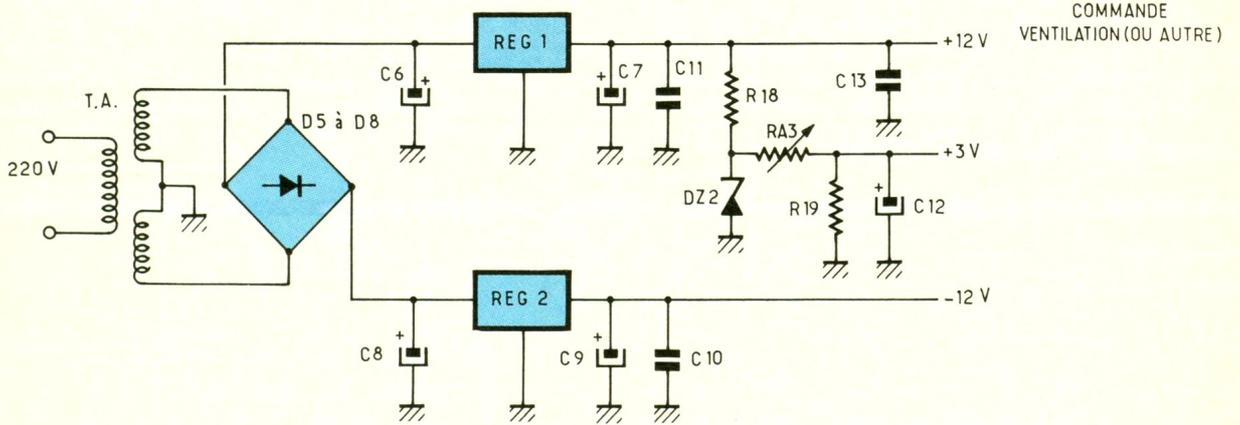
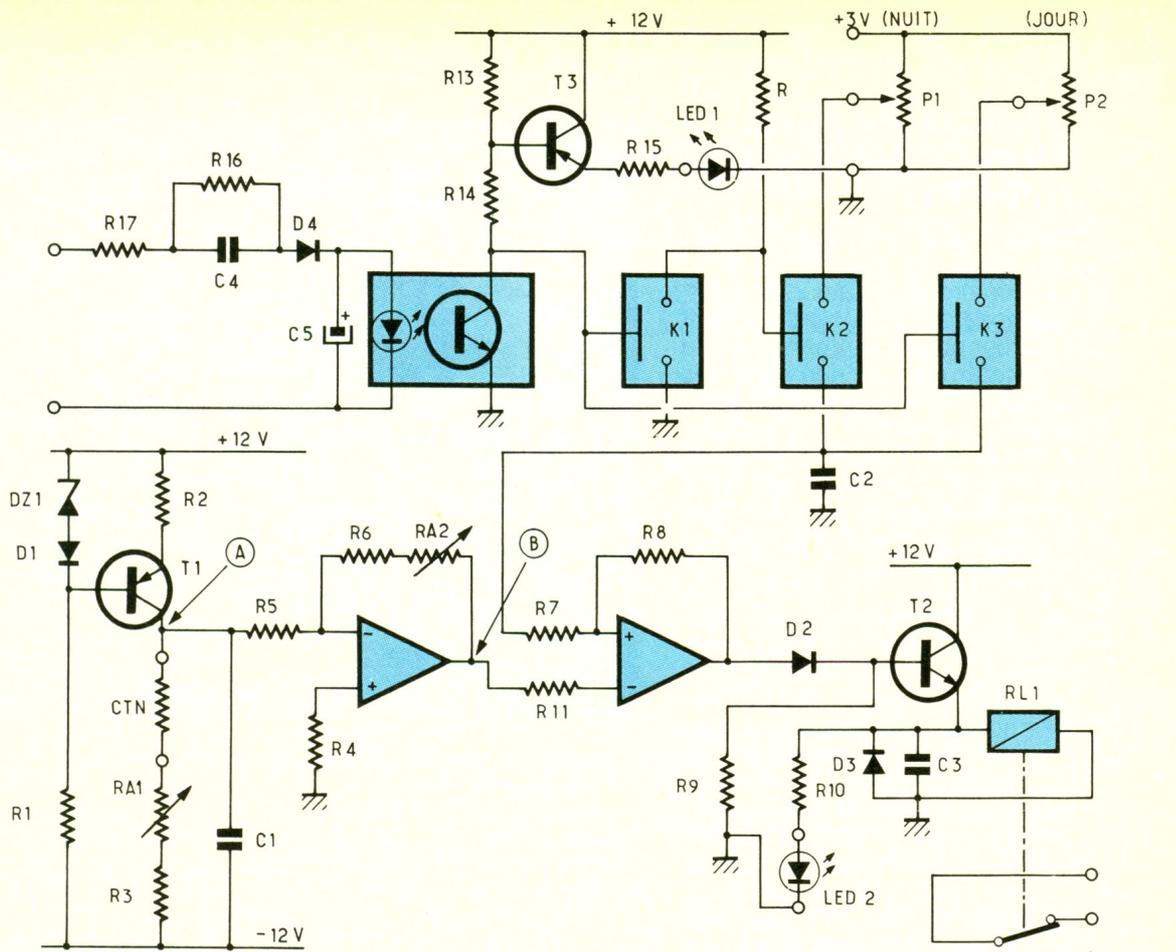


Alimentation

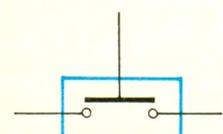
L'alimentation est classique, et il y a peu de commentaires à faire. Le transformateur attaque un redresseur double alternance avec 0 V au point milieu, et deux régulateurs permettent d'obtenir du $\pm 12 \text{ V}$. La tension de 3 V qui va alimenter les deux potentiomètres de consigne est obtenue à l'aide d'une diode Zener 6,8 V et d'un pont diviseur. La valeur de cette tension pourra être ajustée avec précision par RA_3 .

5

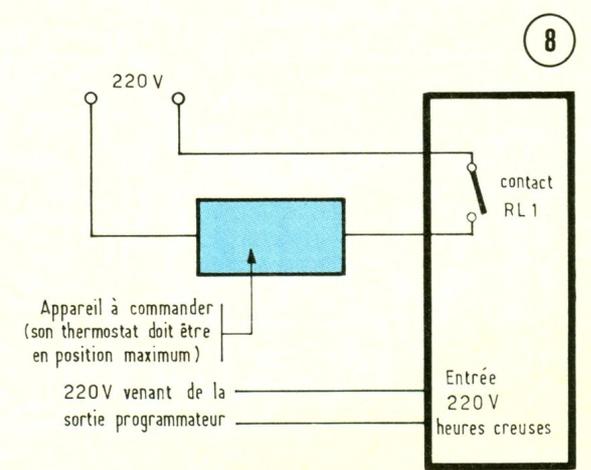
Schéma de principe : on réalise une isolation du « 220 V nuit » à l'aide d'un optocoupleur. La commutation des consignes jour/nuit s'effectue à l'aide d'interrupteurs analogiques CMOS. La partie détection de température utilise une CTN alimentée à courant constant. Le traitement de l'information électrique s'opère à l'aide de deux a.o.p.



BROCHE DE CONTROLE



CONTROLE	COMMUT.
0	OUVERT
1	PASSANT



6

Caractéristique d'une CTN de 1 kΩ.

7/8

Commutateur 4066 accompagné de sa table de vérité / Utilisation du thermostat avec un programmeur horaire.

UTILISATION AVEC UN PROGRAMMATEUR HORAIRE

Ce thermostat peut constituer un complément très intéressant pour un programmeur. En effet, ces appareils sont généralement conçus pour commander une charge en tout ou rien dans des plages horaires définies par l'utilisateur. Ce genre de sortie ne permet pas d'optimiser une régulation de chauffage, mais peut commander notre thermostat de la même façon que la présence du 220 V tarif heures creuses.

Il suffit donc de connecter la sortie du programmeur sur l'entrée 220 V nuit de notre thermostat et d'alimenter l'appareil par l'intermédiaire de RL₁. Le thermostat de cet appareil sera mis hors service simplement en le mettant en position maximale, le thermostat de votre fabrication se chargeant de couper l'alimentation lorsque la température de consigne est atteinte.

La consigne « heures creuses » sera donc valide lorsque le programmeur alimentera sa sortie, l'autre consigne étant active le reste du temps. On peut de la sorte programmer à volonté deux températures différentes correspondant à des plages d'absence

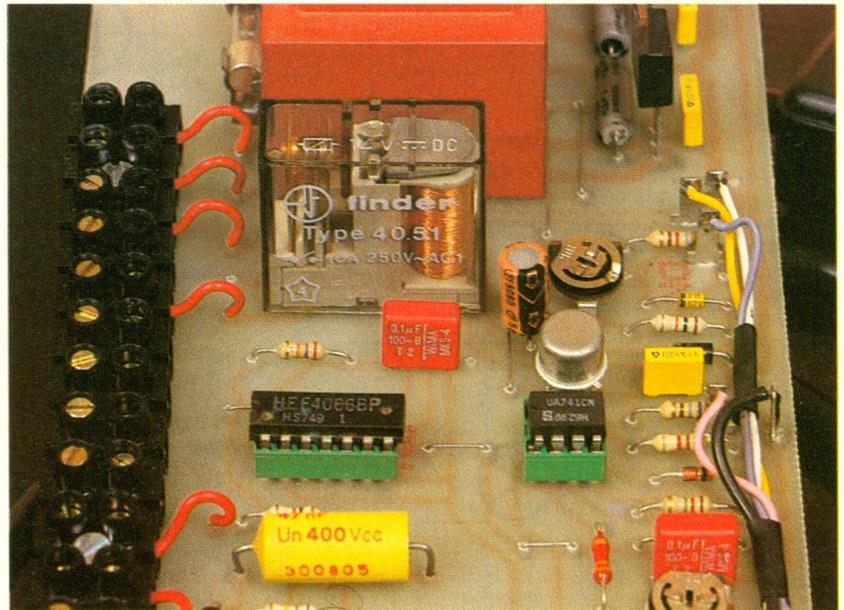


Photo 3. – Le relais de sortie commande la ventilation du chauffage.

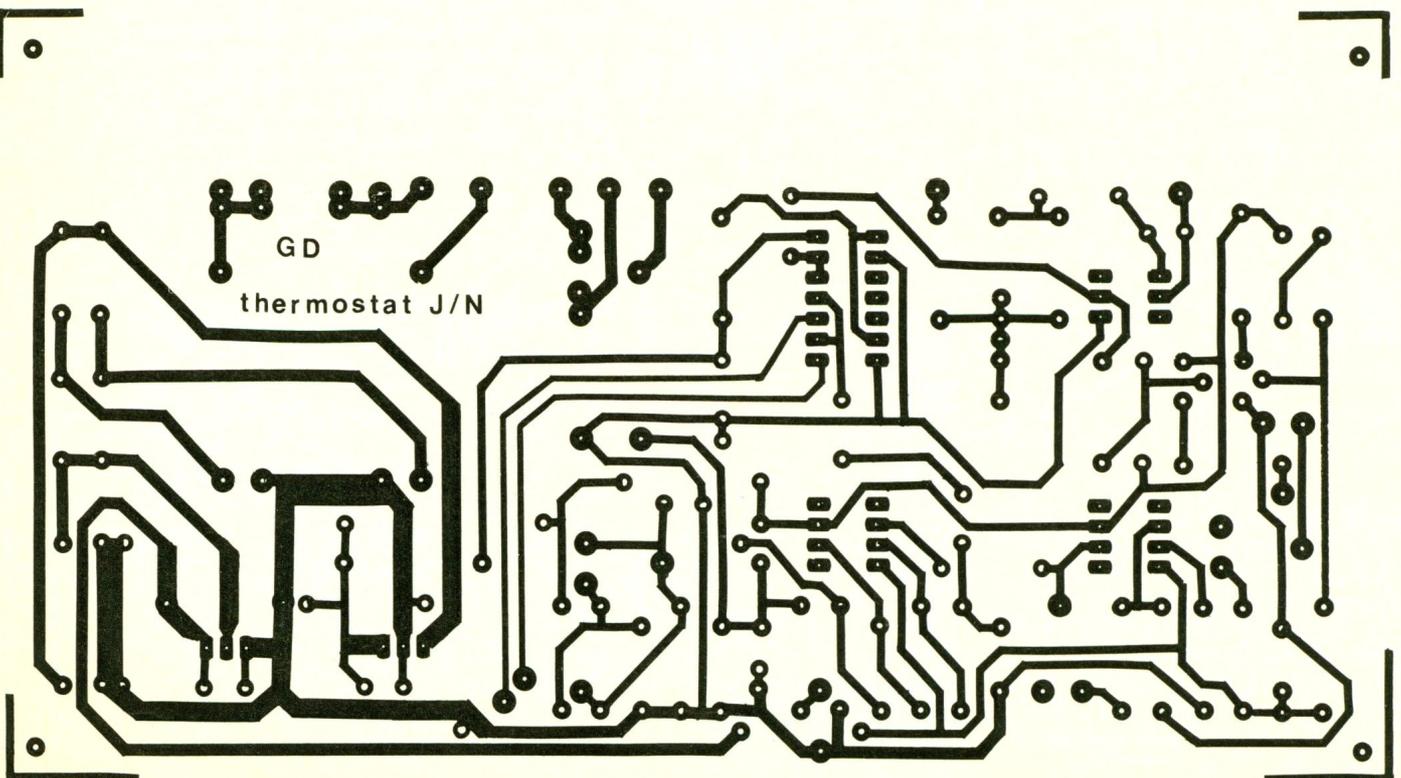
ou de présence dans un logement ou dans une résidence secondaire. Il devient ainsi possible d'avoir un confort optimal sans alourdir ses factures EDF.

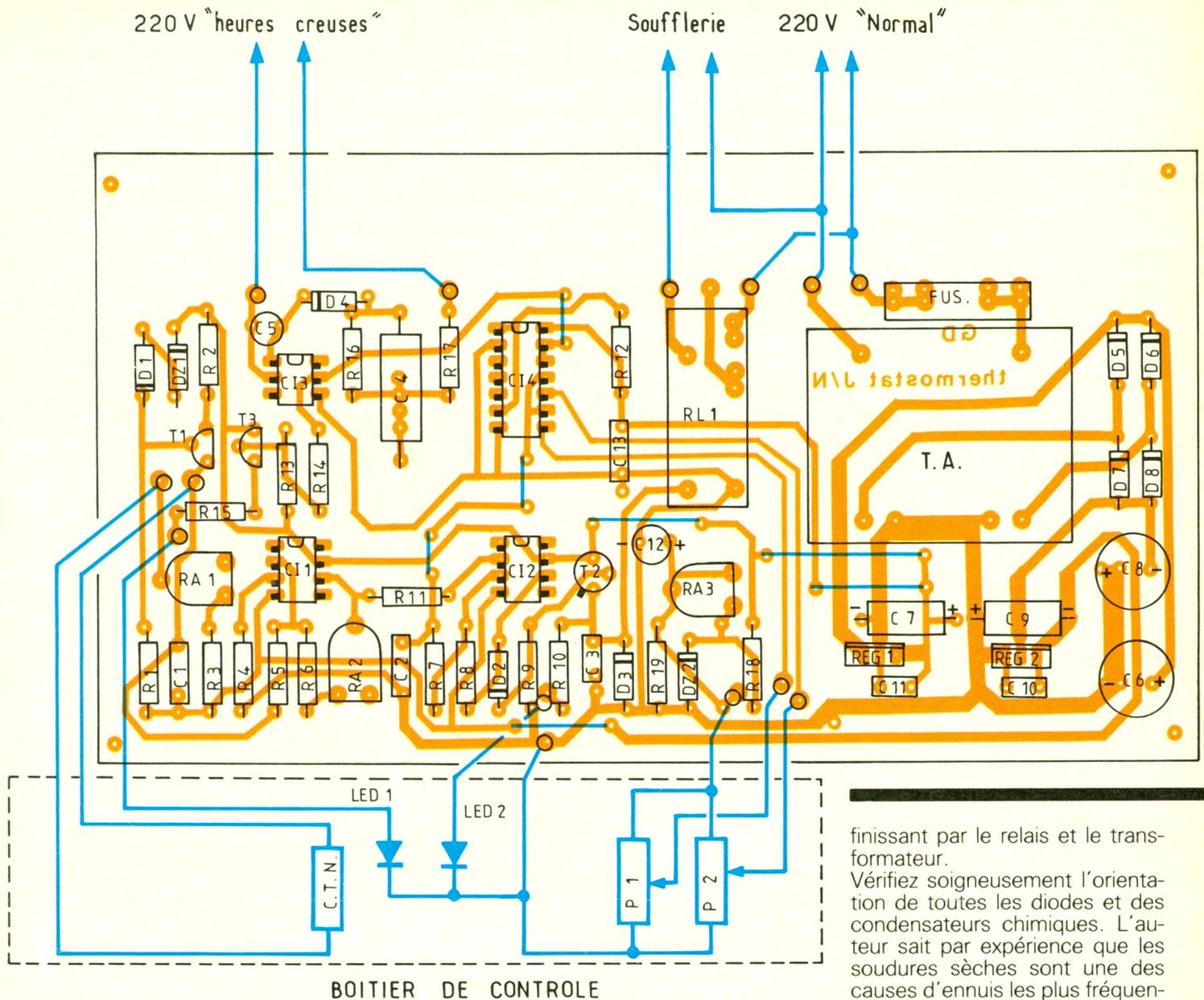
Pour clarifier tout cela, reportez-vous à la figure 8 qui vous donne le câblage à réaliser pour cette application. Il est bien entendu qu'il est nécessaire d'utiliser pour RL₁ un relais ayant un pouvoir de

coupure en rapport avec la puissance de l'appareil à commander.

REALISATION PRATIQUE

La solution la plus intéressante a semblé être le départ des potentiomètres de consigne, de la CTN et des diodes de visualisation





finissant par le relais et le transformateur.

Vérifiez soigneusement l'orientation de toutes les diodes et des condensateurs chimiques. L'auteur sait par expérience que les soudures sèches sont une des causes d'ennuis les plus fréquentes. En conséquence, vérifiez aussi vos soudures, et refaites systématiquement toutes celles qui n'ont pas un aspect parfaitement brillant.

La liaison vers le boîtier de réglage se fait à l'aide d'un cordon blindé comportant au moins sept conducteurs + la tresse de masse ; vous pouvez si nécessaire aller jusqu'à une longueur d'environ 5 mètres. Au-delà, vous risquez quelques problèmes de parasites.

Le câblage avec le secteur et l'accumulateur se fera suivant les indications de la figure 10.

dans un boîtier de petites dimensions qui trouvera facilement sa place sur un mur dans un appartement. Il sera nécessaire de pratiquer un trou dans le bas de ce boîtier afin que la CTN soit en contact direct avec l'air ambiant. Ce coffret est relié au reste du thermostat par un câble blindé qui peut mesurer quelques mètres. Cette partie peut alors être dissimulée dans un endroit discret, le boîtier pouvant dès lors être quelconque.

Circuit imprimé (fig. 9)

Il n'est pas très complexe. Vous pouvez donc envisager soit sa reproduction par application di-

recte de transferts Mécanorma sur le cuivre bien dégraissé, soit la réalisation d'un mylar à partir de ces mêmes transferts, la solution la plus élégante restant toujours l'obtention d'un film par un procédé de type photo.

Vérifiez que les composants implantés par l'auteur sont compatibles avec les vôtres (transfo et relais), et modifiez éventuellement le tracé en conséquence.

Câblage

Comme toujours, commencez à implanter (voir fig. 10) et souder les éléments les moins hauts, c'est-à-dire les straps, puis les diodes, les résistances, etc., en

Mise au point

Cette mise au point consiste à obtenir une tension de 0 V au point B lorsque la thermistance est à 0°, et avoir ensuite sur ce

même point B une variation de 0,1 V par degré.

Ces réglages doivent se faire de préférence avec le montage sous tension depuis quelques minutes.

Le point 0° sera classiquement obtenu à l'aide de glace fondante dans laquelle on plongera la CTN préalablement enveloppée dans un sac plastique étanche. Les deux fils auxquels elle est reliée auront été temporairement rallongés en conséquence.

Il suffit alors d'attendre que l'équilibre thermique soit établi, de mesurer la tension au point B (patte 6 de A₁), et de retoucher

doucement RA₁ pour obtenir précisément 0 V. Le point de réglage étant assez pointu, il peut être intéressant d'utiliser un potentiomètre 10 tours pour RA₁.

Lorsque ce point a été obtenu, on peut remettre la CTN dans le boîtier de commande, le refermer et mettre le montage sous tension. L'équilibre entre l'air ambiant et la CTN étant établi, il suffit de lire la température ambiante sur un thermomètre de référence et de mesurer de nouveau la tension au point B. Si la température ambiante est de 20° vous devez mesurer 2 V, si elle est de 22° vous devez avoir 2,2 V, c'est-à-

dire 0,1 V/°. Ce ne sera sans doute pas le cas immédiatement, et il vous faudra retoucher RA₂ pour obtenir la valeur correcte.

Il ne vous reste plus qu'à agir sur RA₃ pour mesurer environ 3 V aux bornes de R₂₀, ce qui vous permettra d'afficher une température de consigne comprise entre 0 et 30°.

Si vous nous avez suivis pas à pas, vous êtes maintenant en possession d'un appareil original qui devrait vous permettre de réaliser de substantielles économies sur votre facture d'électricité.

G.D.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W

CTN thermistance 1 kΩ

R₁ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R₂ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)

R₃ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)

R₄ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₅ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₆ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)

R₇ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)

R₈ : 1,2 MΩ (marron, rouge, vert)

R₉ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)

R₁₀ : 680 Ω (bleu, gris, marron)

R₁₁ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)

R₁₂ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₁₃ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₄ : 560 kΩ (vert, bleu, jaune)

R₁₅ : 560 Ω (vert, bleu, marron)

R₁₆ : 680 kΩ (bleu, gris, jaune)

R₁₇ : 100 Ω (marron, noir, marron)

R₁₈ : 820 Ω (gris, rouge, marron)

Ajustables et potentiomètres

RA₁ : 10 kΩ

RA₂ : 470 kΩ

RA₃ : 10 kΩ

P₁, P₂ : 10 kΩ linéaire

Semi-conducteurs

T₁, T₃ : BC 307

T₂ : 2N1711

Cl₁ : TL071 ou TL081

Cl₂ : 741

Cl₃ : TIL111

Cl₄ : CD4066 ou HEF4066

REG₁ : 7812

REG₂ : 7912

DZ₁ : Zener 6,8 V

DZ₂ : Zener 5,1 V

D₁, D₂ : 1N4148

D₃... D₈ : 1N4007

LED₁ : ø 5 mm rouge

LED₂ : ø 5 mm verte

Condensateurs

C₁ : 22 nF mylar

C₂, C₃ : 100 nF mylar

C₄ : 47 nF/400 V mini

C₅ : 100 µF/10 V

C₆ : 470 µF/25 V

C₇ : 1 µF/25 V

C₈ : 470 µF/25 V

C₉ : 1 µF/25 V

C₁₀, C₁₁ : 100 nF mylar

C₁₂ : 10 µF/6,3 V

C₁₃ : 100 nF mylar

Divers

TA : transformateur moulé (Myrra) 220 V/2 x 12 V/5 VA

Pincés porte-fusible

F : fusible 100 mA

RL₁ : relais (Finder) 12 V/1 RT

1 support de Cl 2 x 3 broches

2 supports de Cl 2 x 4 broches

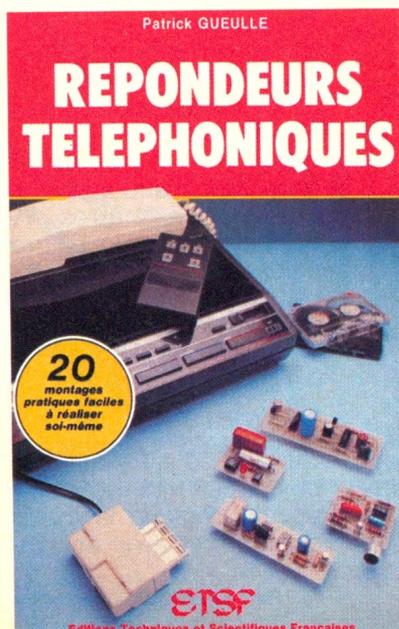
1 support de Cl 2 x 7 broches

1 barrette de jonctions

Câble blindé 7 conducteurs

2 boutons

Cosses poignard



REPONDEURS TELEPHONIQUES

P. GUEULLE

Au-delà des répondeurs simples ou enregistreurs, toutes sortes d'autres appareils à réponse automatique peuvent être créés pour tirer le maximum de ce prodigieux outil de communication qu'est le téléphone : surveillance à distance de locaux ou d'équipements, télécommandes par clavier téléphonique ou par minitel, réacheminement d'appels par une seconde ligne, etc.

De plus, construire soi-même ses répondeurs permet de les doter de possibilités insoupçonnées, à moins qu'on ne préfère ajouter celles-ci à des appareils du commerce, dûment agréés.

Dans cet ouvrage, Patrick Gueulle vous livre toute son expérience en la matière, sous la forme d'une vingtaine de modules faciles à construire, que vous pourrez ensuite associer de toutes les façons possibles, suivant votre imagination, pour réaliser toutes les applications dont vous rêvez.

Prix : 125 F

Distribution : Editions Radio, 189, rue Saint-Jacques, 75005 Paris.

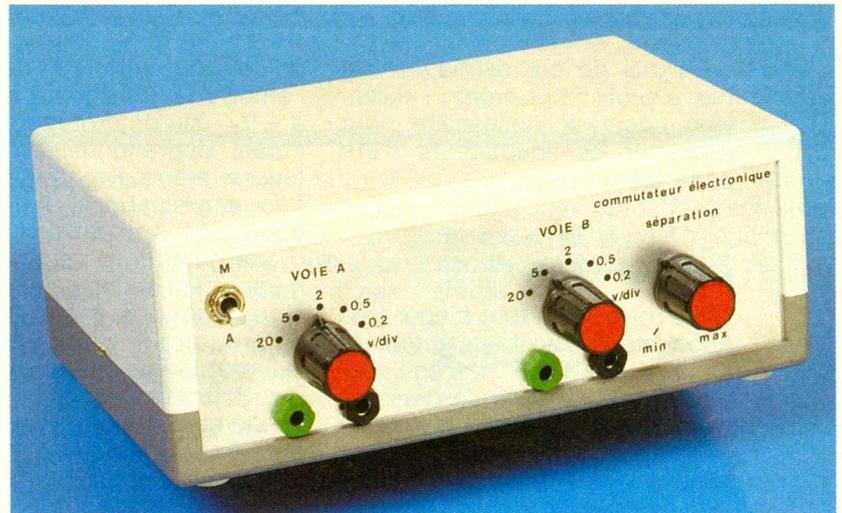
COMMUTATEUR ELECTRONIQUE SIMPLE



L'objectif qui a conduit l'étude de cet appareil n'a pas été l'obtention de performances maximales mais la simplicité. Le résultat est une maquette qui, pour peu que vos besoins se limitent à la bande audio, vous permettra d'ajouter une voie à n'importe quel oscilloscope, et cela d'une façon peu coûteuse.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

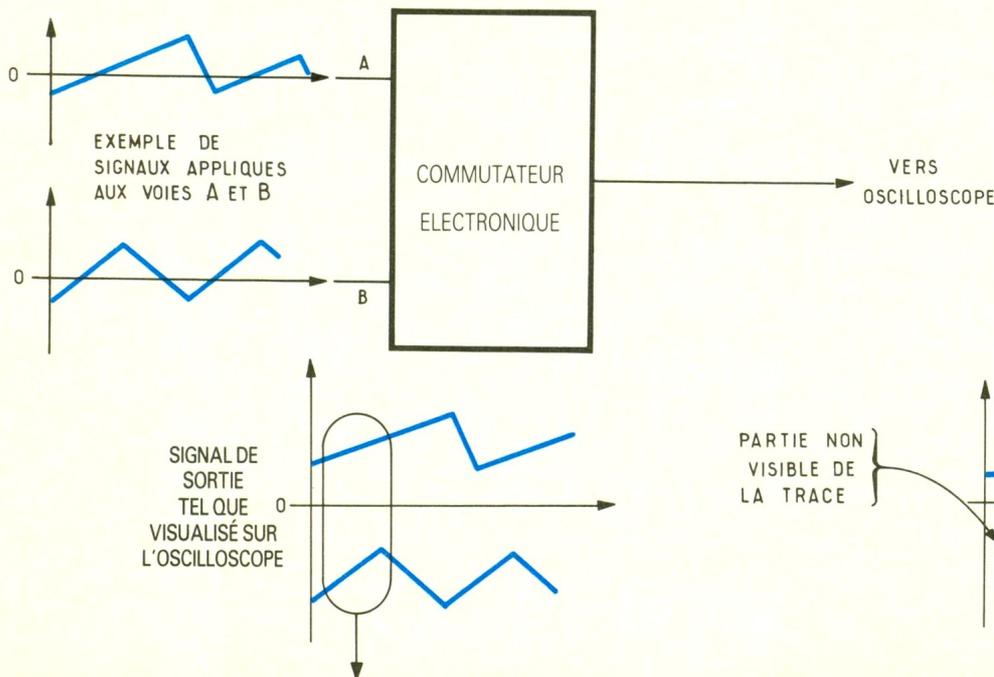
La plupart des oscilloscopes à double voie utilisent un commutateur électronique. Le principe est simple et consiste à tirer parti des insuffisances de notre vision : les deux signaux à visualiser (A et B) sont littéralement « découpés en tranches » par le commutateur, qui envoie ensuite une tranche A, une tranche B, une tranche A, etc., à la voie unique de l'oscilloscope. On ajoute en même temps une tension continue aux tranches A, une autre aux tranches B (voir fig. 1). Si le passage de A à B est très rapide il n'est pas visible, et le résultat est une succession de segments pour chacun des signaux. Si, de plus, le nombre de ces segments est suffisamment im-

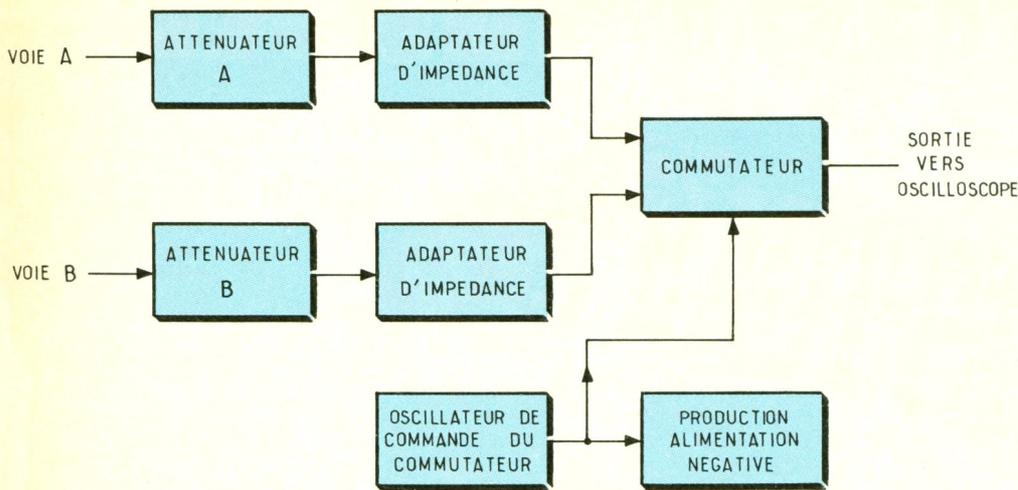


portant, l'œil ne peut plus distinguer les vides, et nous avons l'illusion de deux traces continues. Les deux signaux sont alors visibles séparément sur l'écran.

ANALYSE DU SYNOPTIQUE (fig. 2)

Nous trouvons tout d'abord sur chaque voie un atténuateur qui permet d'adapter la sensibilité à une large gamme de tensions d'entrée tout en conservant une impédance de l'ordre de $1\text{ M}\Omega$. Chaque atténuateur est suivi d'un adaptateur d'impédance qui permet d'attaquer le commutateur électronique dans de bonnes conditions. Ce commutateur est lui-même commandé par un oscillateur qui fixe la fréquence du découpage.





Le signal de cet oscillateur est mis à profit pour créer une tension négative, nécessaire pour alimenter les adaptateurs d'impédance.

ANALYSE DU SCHEMA (fig.3)

Nous retrouvons tout d'abord les atténuateurs construits autour de KA, KA' et KB, KB'. Il s'agit simplement d'une série de diviseurs résistifs sur lesquels il n'y a pas lieu de s'attarder. Nous trouvons ensuite l'ensemble R10, D1, D2,

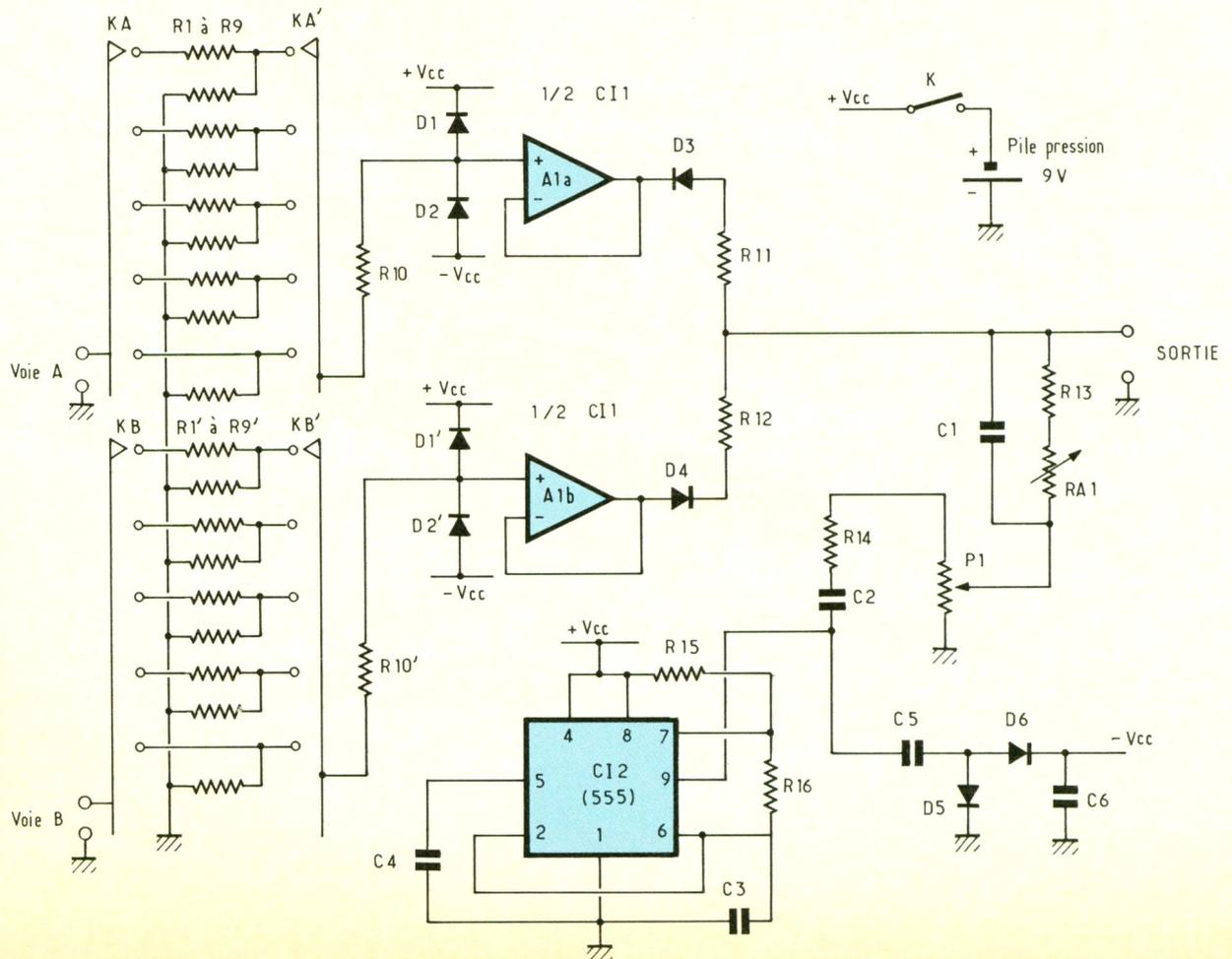
qui a pour fonction de limiter l'amplitude des signaux à $+V_{CC}$ et à $-V_{CC}$ afin de protéger l'amplificateur opérationnel en cas de fausse manœuvre sur l'entrée. Ces amplificateurs, A1a et A1b assurent seulement le rôle d'adaptateurs d'impédance et n'apportent aucun gain.

Nous arrivons maintenant au commutateur proprement dit, élaboré autour des diodes D3 et D4. Pour comprendre son fonctionnement, reportez-vous à la figure 4 sur laquelle vous trouverez son schéma simplifié.

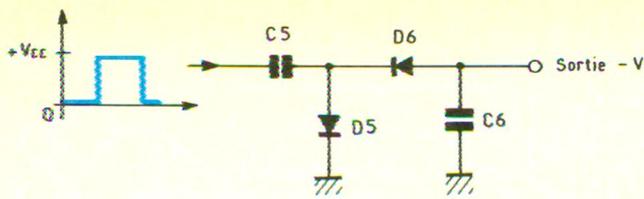
Le signal carré issu du 555 (C12) transite par C2, ce qui a pour effet de le rendre symétrique par rapport à la masse. Ce signal est appliqué au point commun D3 et D4 par l'intermédiaire de R11. Lorsqu'il est de valeur positive, D3 est passante et D4 bloquée ; le signal A est donc présent sur la sortie, superposé à une tension positive. Lorsque le signal carré de commande est de valeur négative, D3 est bloquée et D4 passante ; le signal B est donc présent sur la sortie, superposé à une tension négative.

Nous aurons bien sur l'écran deux suites de segments représentant les signaux A et B. On se rend aussi compte que la distance séparant les deux traces sera proportionnelle à l'amplitude du signal de commande des diodes.

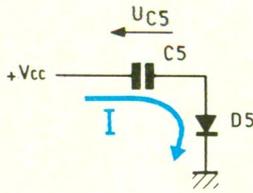
Il ne nous reste plus qu'à analyser la partie relative à la production de la tension négative d'alimentation des amplis opérationnels. Cette tension est obtenue très facilement en attaquant deux diodes et deux condensateurs à l'aide du créneau disponible sur la sortie du 555. Le fonctionnement de ce montage est décrit en détail figure 5.



Principe de fonctionnement : on retrouve en entrée les atténuateurs puis C12, un 555 faisant office de « base de temps » du commutateur.



① Créneau = + Vcc :

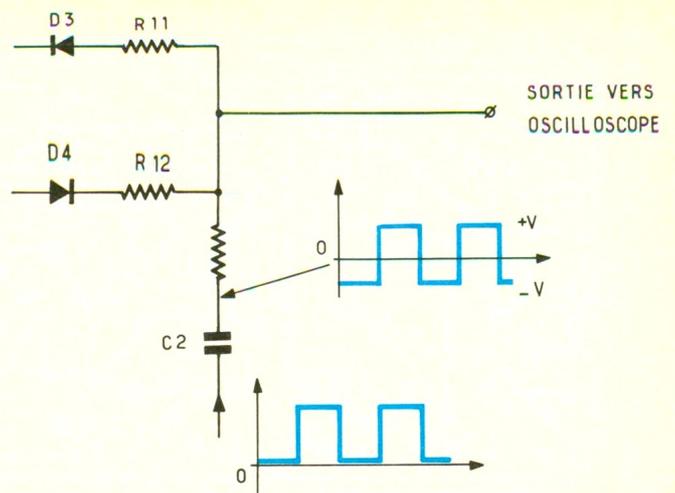
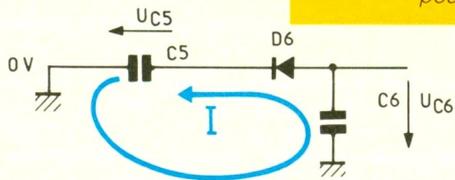


C5 se charge à travers D5

5

Obtention d'une tension négative à partir de créneaux positifs.

② Créneau = 0V :



4

Commutateur électronique simplifié.

C5 voit son côté positif amené à la masse. Il se décharge donc à travers C6 et D6, ce qui provoque l'apparition d'une tension négative aux bornes de C6.

REALISATION

Le circuit imprimé (fig. 6) est assez simple pour être facilement reproduit à l'aide de transferts appliqués directement sur le cuivre bien dégraissé, toutes les méthodes indirectes étant malgré tout recommandées. L'implantation se fera comme d'habitude dans l'ordre : straps, diodes, résistances... en termi-

nant par les commutateurs et le potentiomètre. Veillez à implanter les diodes dans le bon sens. L'inversion de l'une d'entre elles se traduirait inmanquablement pas un bon fonctionnement.

La sortie vers l'oscilloscope se fait sur une prise BNC montée en face arrière.

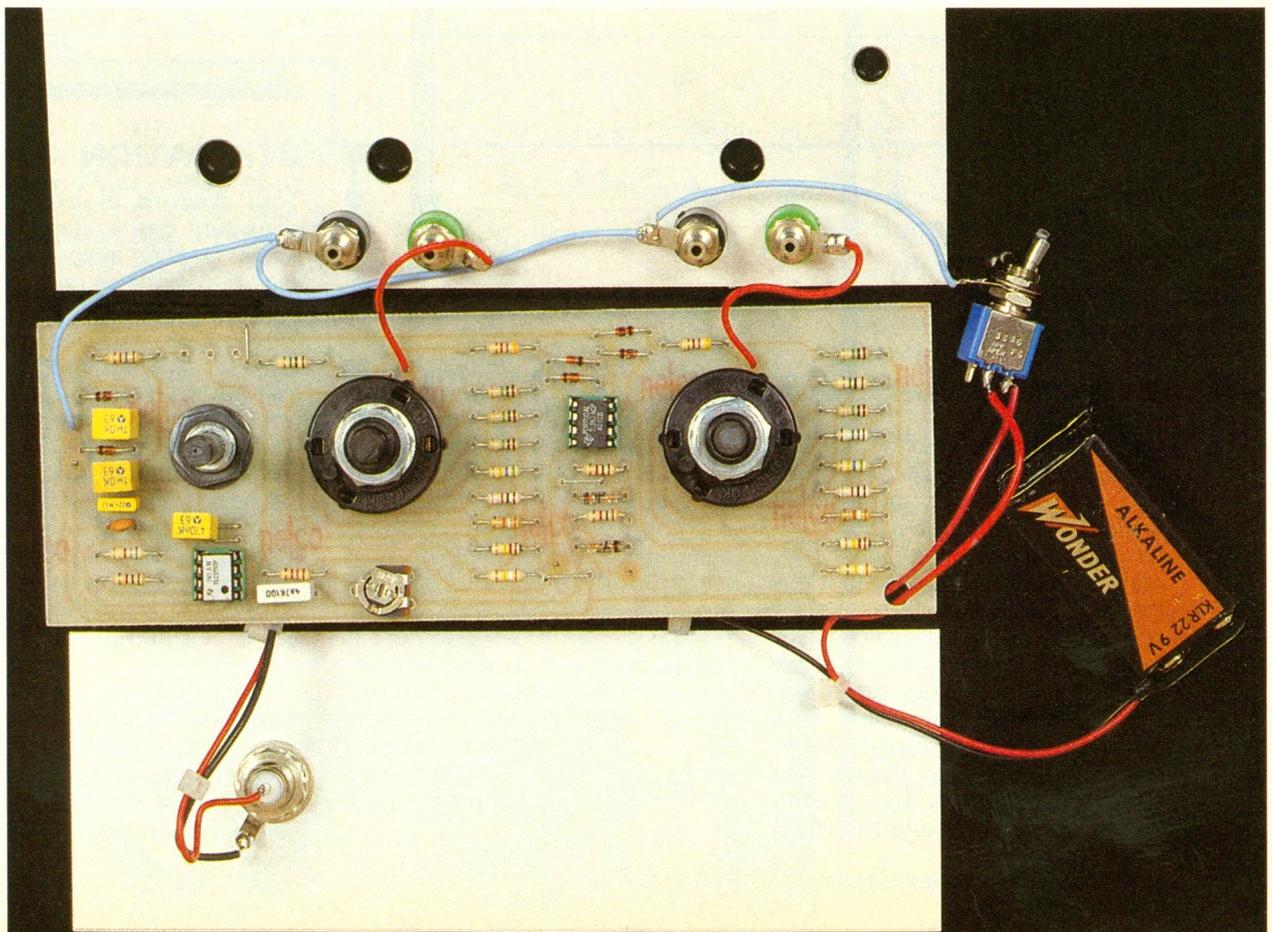
Il est souhaitable de mettre la face avant au potentiel de la masse. Pour cela, le plus simple

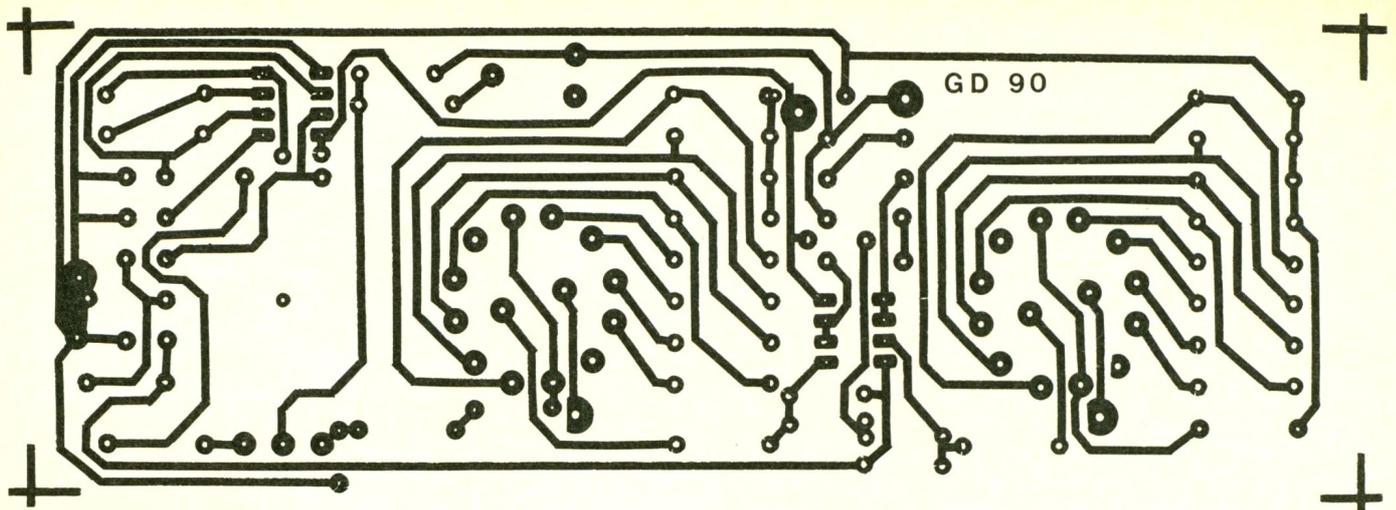
est d'utiliser le canon de l'interrupteur marche-arrêt pour fixer un œillet sur lequel il suffira de souder un fil relié au 0 V des entrées.

ESSAIS

Le montage doit fonctionner dès la mise sous tension. En court-circuitant les deux entrées à la masse, vous devez obtenir deux

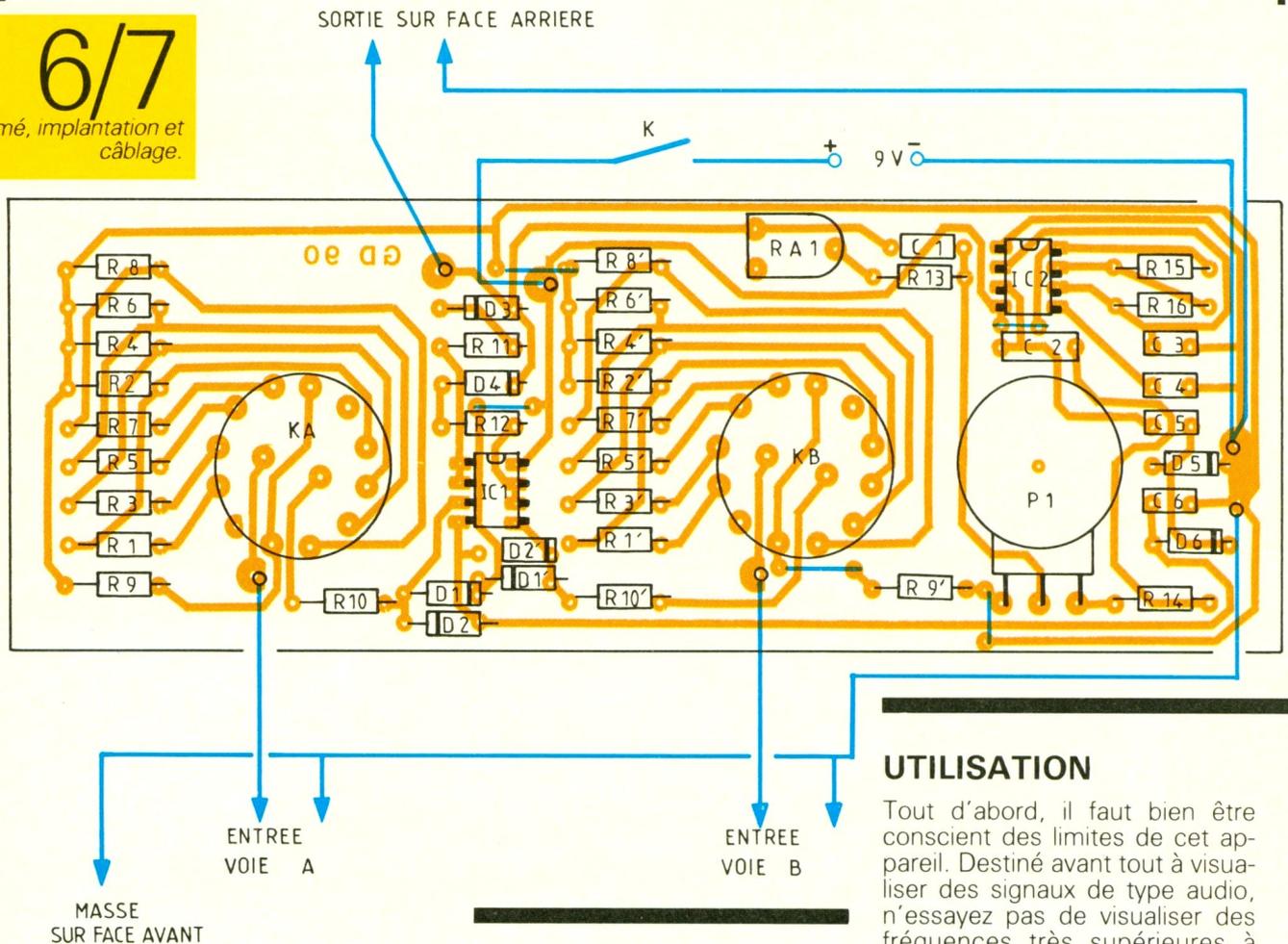
Photo 2. - Vue de l'unique circuit imprimé : la platine se positionne mécaniquement derrière la face avant.





6/7

Circuit imprimé, implantation et câblage.



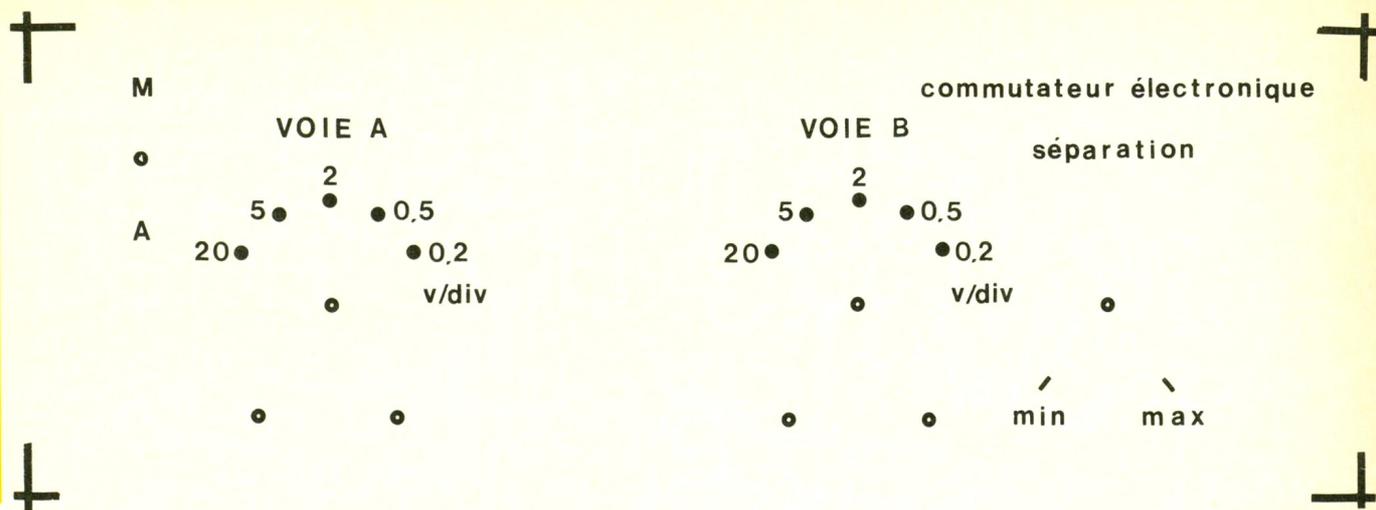
UTILISATION

Tout d'abord, il faut bien être conscient des limites de cet appareil. Destiné avant tout à visualiser des signaux de type audio, n'essayez pas de visualiser des fréquences très supérieures à 20 kHz, le découpage apparaîtrait nettement, rendant toute interprétation correcte impossible. Vous pourrez, en revanche, passer le continu sans aucun problème, ce qui vous obligera peut-être à prévoir une capacité (0,47 μ F non polarisé) en série avec l'entrée si vous voulez visualiser de faibles signaux superposés à une composante continue importante.

Pour simplifier l'approvisionnement, les atténuateurs ont été réalisés avec des résistances de la série standard E12. La contrepartie de ce choix sera l'obligation d'ajuster la sensibilité de

traces sur votre oscilloscope (réglé sur une sensibilité de l'ordre de 0,2 V/division et un balayage de 100 ou 200 μ s/division). Le potentiomètre doit vous permettre de régler l'écartement entre les deux traces (elles seront confondues pour la position minimale). Si tout est correct, appliquez maintenant un signal de 1 kHz sur les deux voies. RA1 peut permettre d'optimiser l'épaisseur des deux traces, son réglage étant peu critique. Faites varier l'amplitude de votre signal

de test afin de vérifier le bon fonctionnement sur les différentes sensibilités du commutateur. Il n'y a aucune mise au point à faire, votre montage doit maintenant être opérationnel, et il ne vous reste plus qu'à l'installer dans son coffret. Celui qui vous est proposé est pratique grâce aux rainures verticales permettant de glisser la carte derrière la face avant. Celle qui vous est présentée sur la maquette a été réalisée à l'aide d'aluminium présensibilisé, ce qui permet d'obtenir un beau résultat mais nécessite un minimum d'équipement pour insoler.



l'entrée de votre oscilloscope entre 0,15 et 0,2 V, pour que les valeurs affichées sur le commutateur soient exactes. Si votre oscilloscope ne possède pas cette possibilité, positionnez-vous sur le calibre le plus proche de 0,2 V/division et graduez éventuellement la face avant de votre commutateur en conséquence.

Il est possible que certains oscilloscopes aient quelques difficultés à synchroniser sur des signaux plus ou moins complexes, la base de temps ayant tendance à se caler sur le signal de découpage. Dans ce cas, le remède est simple : mettez votre oscilloscope en position synchro extérieure, et appliquez le signal sur l'une des voies ET sur l'entrée synchro extérieure de votre oscilloscope.

Le montage sera alimenté à partir d'une pile-pression 9 V. Il est donc important d'avoir une consommation la plus faible possible. Pour cela, nous vous conseillons d'utiliser pour le circuit CI₂ un 555 version C.MOS, c'est-à-dire un TLC 555 (même brochage). Avec la version classique de ce circuit la consomma-

tion totale est de l'ordre de 20 mA, alors qu'elle passe à environ 6 mA avec la version C.MOS. La durée de vie de la pile est donc multipliée. Si vous souhaitez une autonomie encore plus importante, il vous reste la possibilité d'utiliser deux piles plates de 4,5 V couplées, qui vous assureront alors un fonctionnement sur plusieurs centaines d'heures.

Il ne vous reste qu'à feuilleter votre revue afin de réaliser un autre montage qui vous donnera l'occasion d'utiliser votre commutateur...

Georges DURAND

NOMENCLATURE

Résistances

$R_1, R_{1'}$: 1 M Ω (marron, noir, vert)
 $R_2, R_{2'}$: 10 k Ω (marron, noir, orange)
 $R_3, R_{3'}$: 1 M Ω (marron, noir, vert)
 $R_4, R_{4'}$: 39 k Ω (orange, blanc, orange)
 $R_5, R_{5'}$: 1 M Ω (marron, noir, vert)

$R_6, R_{6'}$: 120 k Ω (marron, rouge, jaune)
 $R_7, R_{7'}$: 560 k Ω (vert, bleu, jaune)
 $R_8, R_{8'}$: 390 k Ω (orange, blanc, jaune)
 $R_9, R_{9'}$: 1 M Ω (marron, noir, vert)
 $R_{10}, R_{10'}$: 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_{11}, R_{12} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_{13} : 2,7 k Ω (rouge, violet, rouge)
 R_{14} : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
 R_{15} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_{16} : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)
 RA_1 : 47 k Ω
 P_1 : 10 k Ω linéaire

Condensateurs

C_1 : 4,7 nF (milfeuil)
 C_2 : 470 nF (milfeuil)
 C_3 : 220 nF (céramique)
 C_4 : 22 nF (milfeuil)
 C_5 : 1 μ F (milfeuil)
 C_6 : 1 μ F (milfeuil)

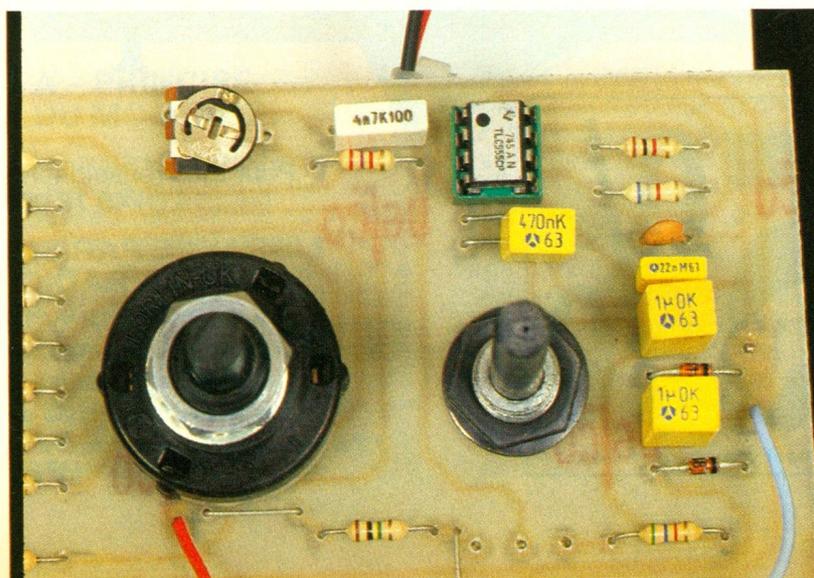
Semi-conducteurs

CI₁ : TL072
 CI₂ : 555 (voir texte)
 $D_1, D_{1'}$, $D_2, D_{2'}$, D_5, D_6 : 1N4148
 D_3, D_4 : OA90

Divers

K : inter miniature + œillet de masse
 KA, KB : commutateurs rotatifs Lorlin 2 x 6 positions
 1 prise BNC châssis
 4 prises châssis isolées \varnothing 4 mm
 3 boutons
 2 supports 2 x 4 broches
 1 pile pression 9 V + coupleur
 1 coffret 180 x 65 x 120
 Epoxy
 Aluminium présensibilisé pour face avant
 Fil de câblage, etc.

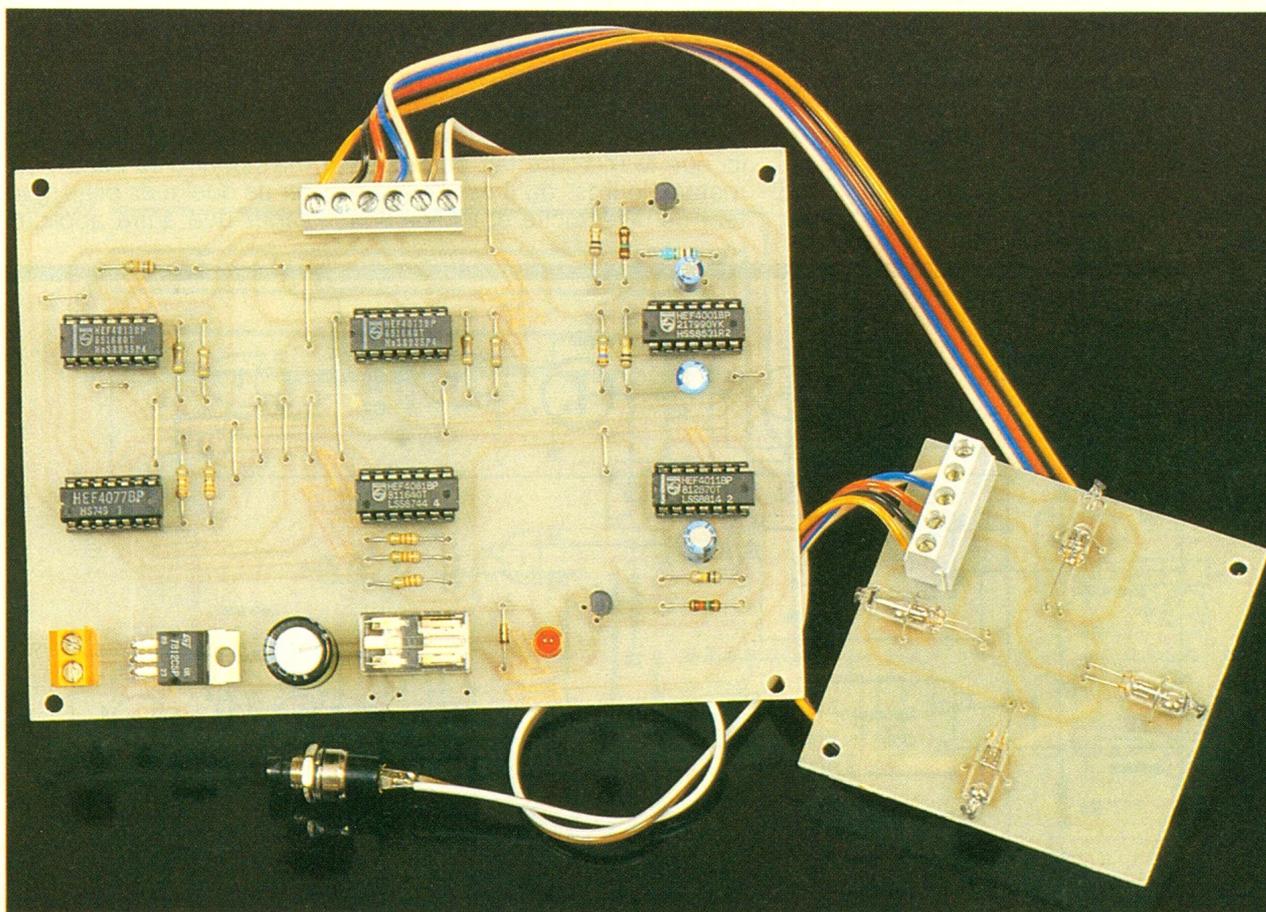
Photo 3. - Le rotacteur à picots se soude directement sur le circuit imprimé, évitant ainsi tout câblage.



UN DETECTEUR DE DEPLACEMENT



En complément d'un système d'alarme déjà installé sur un véhicule automobile, nous vous proposons ce module électronique capable de détecter si le véhicule à protéger est déplacé ou simplement soulevé à l'aide d'un cric pour, par exemple, dérober des éléments extérieurs tels que roues ou jantes. Cette protection fonctionne même si le véhicule est stationné en pente ou encore à cheval sur un trottoir. Il n'utilise en outre que des circuits très ordinaires.

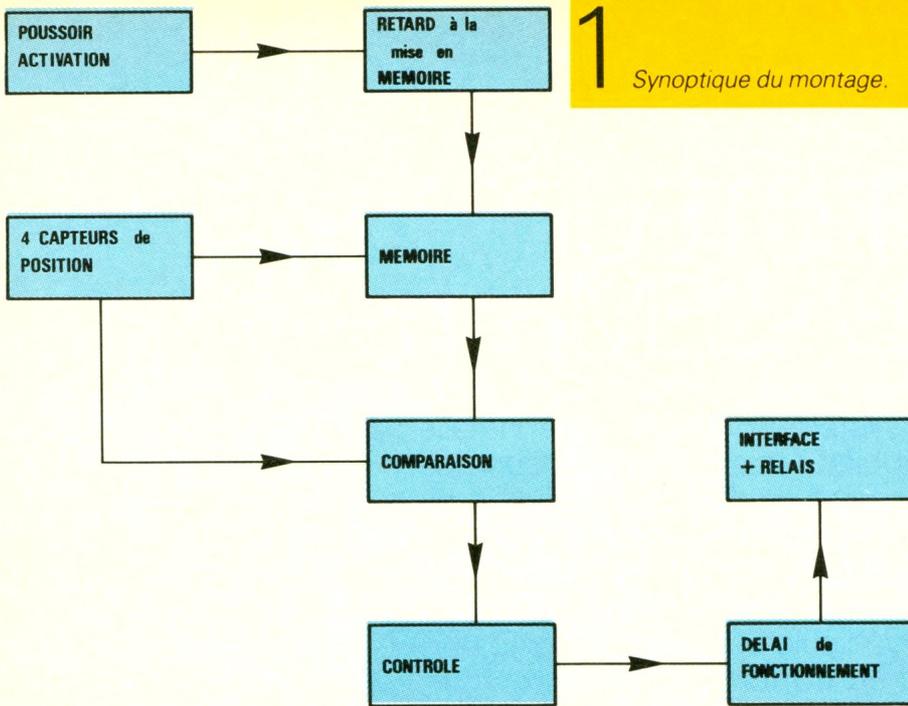


A - PRINCIPE DU MONTAGE

La plupart des dispositifs de surveillance que l'on trouve sur un véhicule automobile sont basés sur l'éventualité d'une effraction pour pénétrer dans l'habitacle et tenter ensuite de mettre hors service le système d'alarme pour dérober un accessoire interne ou le véhicule lui-même. Ces modèles sont basés sur la détection

volumétrique par ultrasons, la détection périmétrique (contacts sur les portes ou le capot) ou encore la détection de la consommation de courant. Tout cela fonctionne tant bien que mal, mais en aucun cas cela ne protège l'extérieur du véhicule, c'est-à-dire les jantes en alliage léger ou les pneus taille basse hyper-larges. Il fallait trouver une parade ou plutôt un complément au système d'alarme existant.

Nous vous proposons de surveiller la position du véhicule et de donner l'alerte si on tente de modifier cette position, par exemple en le soulevant à l'aide d'un cric ou... si l'on tente de dérober la voiture entière sur un plateau. Mais ce n'est tout de même pas un dispositif anti-fourrière ! Le principe consiste à mettre en mémoire la position exacte de l'automobile, quelle que soit cette position, c'est-à-dire même si la



1 Synoptique du montage.

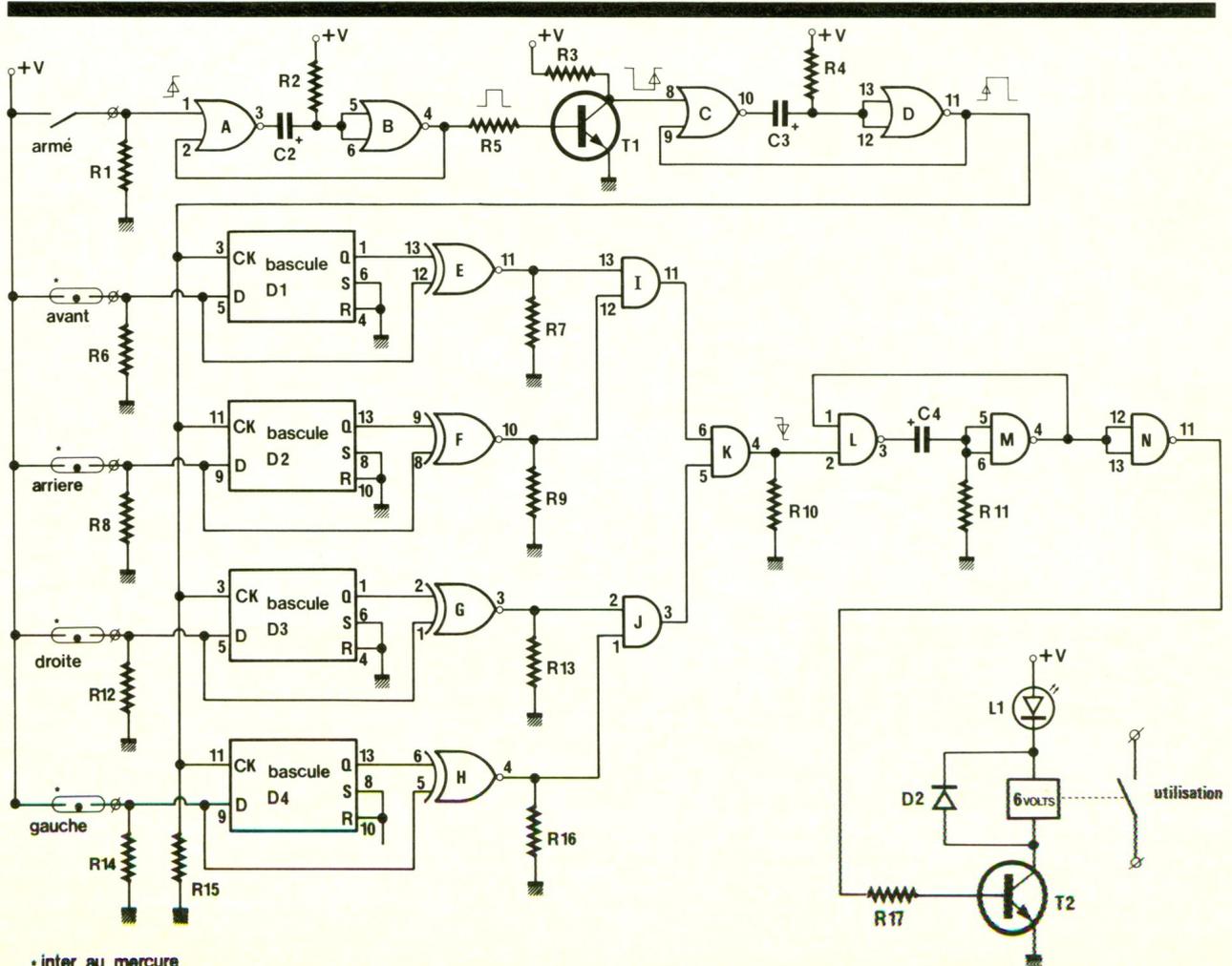
température ambiante. Ce n'est qu'aux environs de $-39\text{ }^{\circ}\text{C}$ qu'il reprend sa consistance solide. Nous ne souhaitons pas, bien entendu, voir un bloc de mercure dans nos régions, et c'est d'ailleurs chose peu probable. Pour mettre en route le système proposé, il est prudent de prévoir un petit délai de stabilisation de la boule de mercure, avant de prendre en compte une position quasi stable des quatre capteurs chargés de surveiller l'état réel (ou assiette) du véhicule à protéger.

B - ANALYSE DU SCHEMA ELECTRONIQUE

En consultant le schéma synoptique donné à la figure 1, le lecteur attentif aura déjà un aperçu des différentes parties rencontrées dans le schéma de détail. L'alimentation sera confiée à la batterie du véhicule à protéger, mais pourra au besoin se contenter de quelques piles si vous envisagez une autre application plus

voiture n'est pas strictement à l'horizontale, et vous savez bien qu'il existe des rues en pente et des trottoirs ! Le capteur utilisé doit être fiable, simple à mettre en œuvre et économique. Il existe, et il s'agit de contacts au mercure sous ampoule de verre.

Ce petit composant est équivalent à un contact de fin de course, et la boule de mercure interne se déplace au gré de l'inclinaison de l'ampoule. Rappelons ici que le mercure fait partie des métaux lourds, qu'il est conducteur de l'électricité et liquide à la

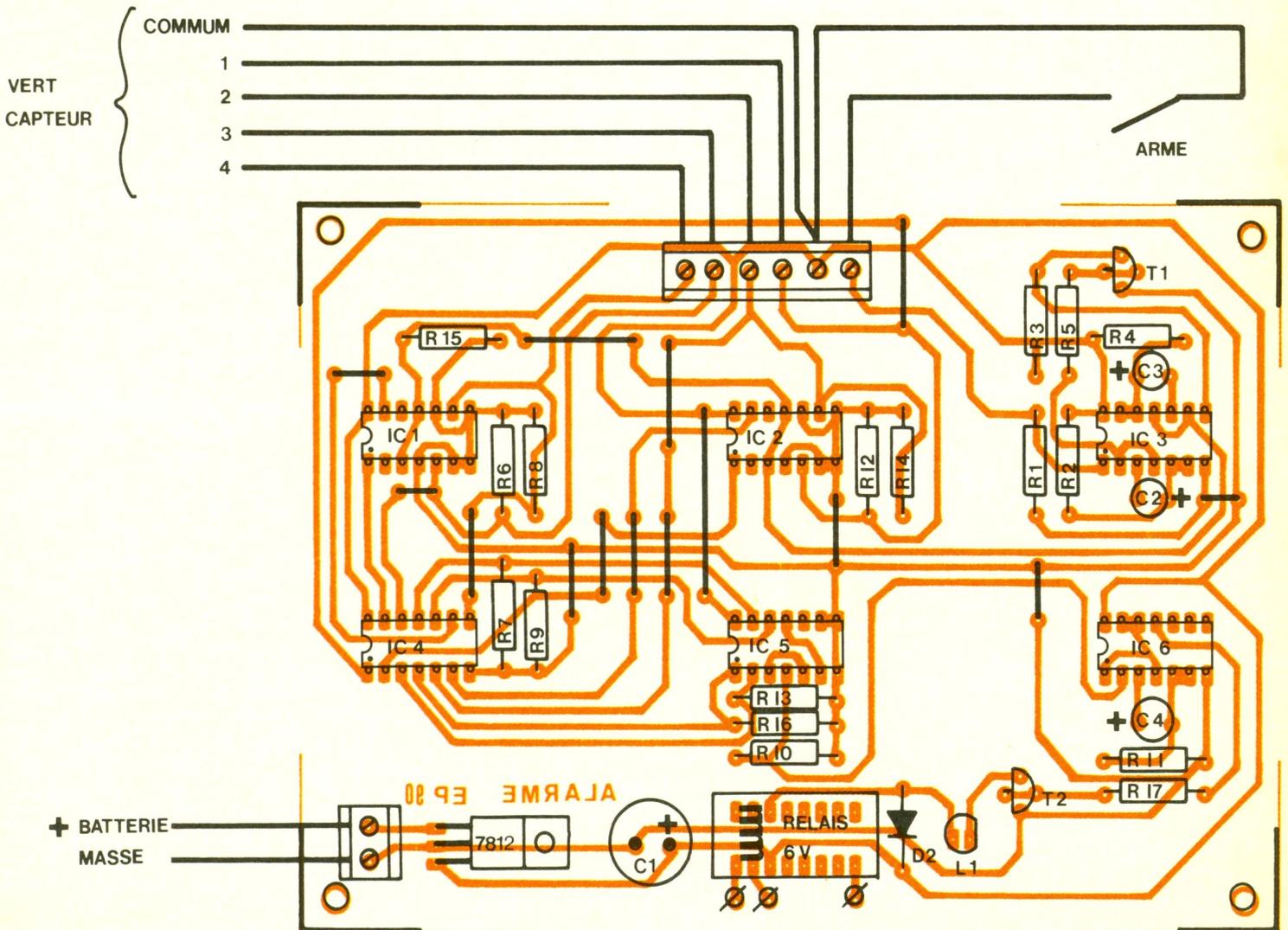
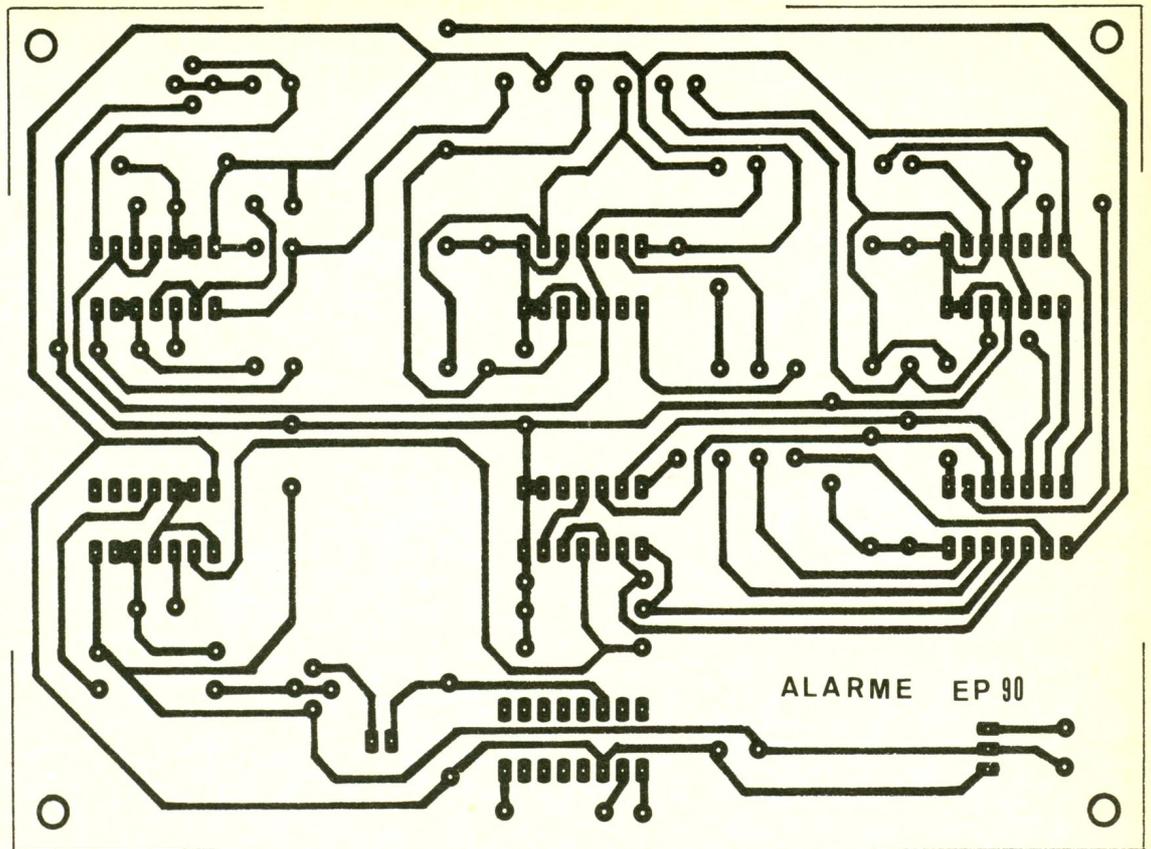


• inter au mercure

2 Schéma électronique : les quatre bascules D permettent la mémorisation de l'état des capteurs et donc de l'inclinaison du véhicule.

3/5

Circuit imprimé
et implantation
de la carte
principale de
traitement.



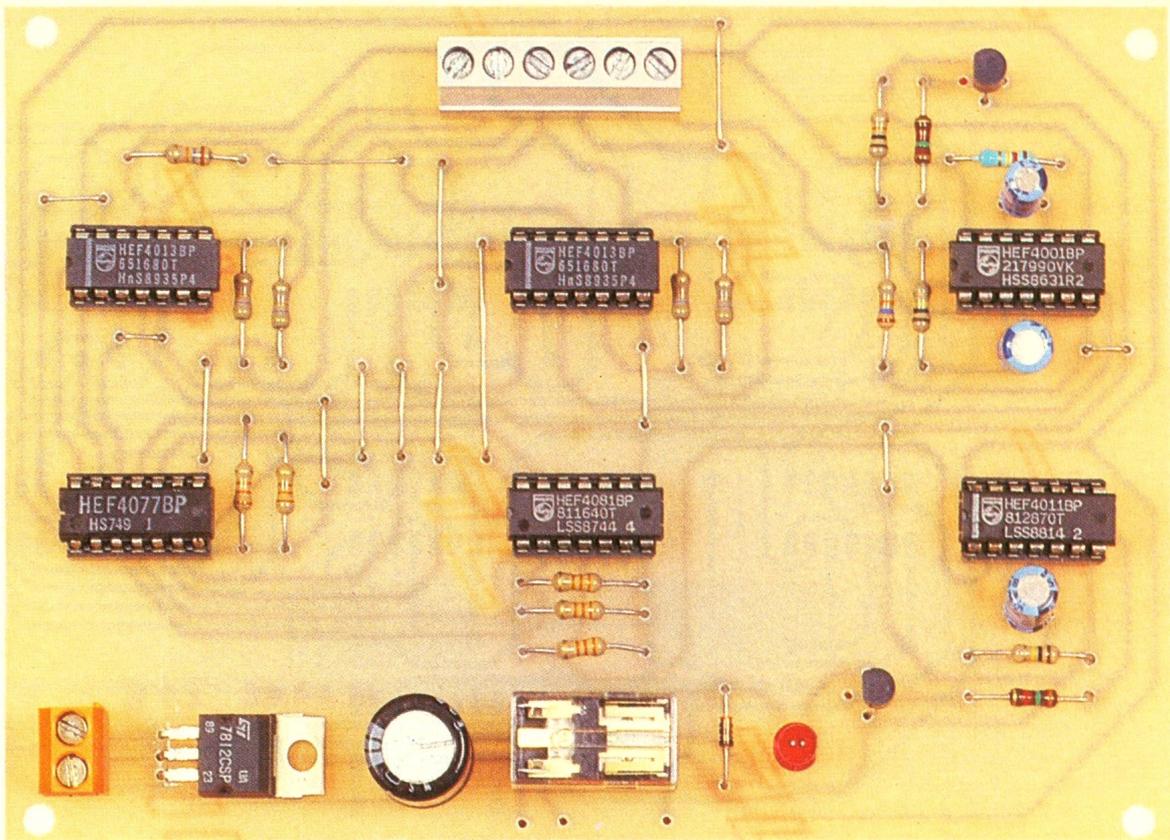


Photo 2. – L'interface de sortie du système comporte un relais, facilitant l'interfaçage avec le véhicule.

personnelle. Dans notre cas, nous avons jugé bon de monter en entrée un régulateur de 12 V, préservant le dispositif électronique des sursauts de tension inévitables à l'accélération. Un gros condensateur chimique noté C₁ est chargé d'un grossier filtrage de la tension de 12 V délivrée en sortie.

Il s'agit pour notre maquette de mettre en mémoire une position quelconque de l'automobile, puis de signaler toute tentative visant à déstabiliser cet équilibre somme toute facile à perturber si l'on soulève le véhicule.

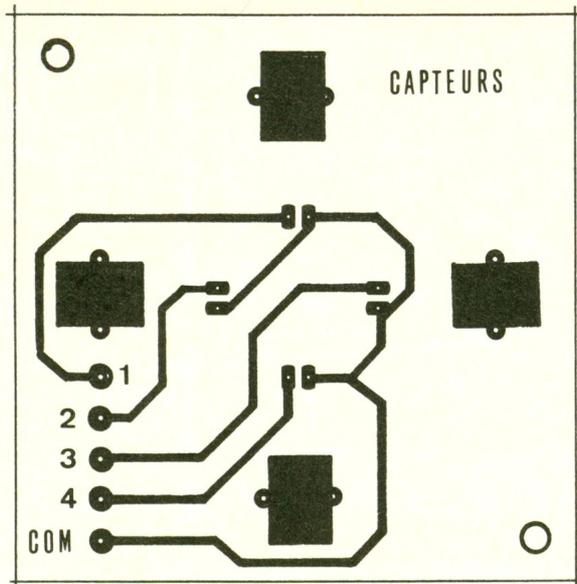
Le capteur utilisé consiste en une goutte de mercure emprisonnée dans une minuscule ampoule de verre ; les deux électrodes internes sont disponibles sur les deux fils de sortie et elles entrent en contact avec le mercure (conducteur, rappelons-le) suivant la position adoptée par l'ampoule. Le pouvoir de coupe atteint 1 ampère sous une tension de 250 V, valeurs bien suffisantes pour notre modeste application. Signalons que ce composant peut également servir de détecteur de choc moyennant une électronique adaptée, qui prolongerait le furtif contact du mercure avec les électrodes en cas de brusque déplacement. La transparence de l'ampoule de verre facilite la mise en œuvre de

ce composant si particulier, que vous devez trouver sans difficultés au rayon alarme des revendeurs de composants.

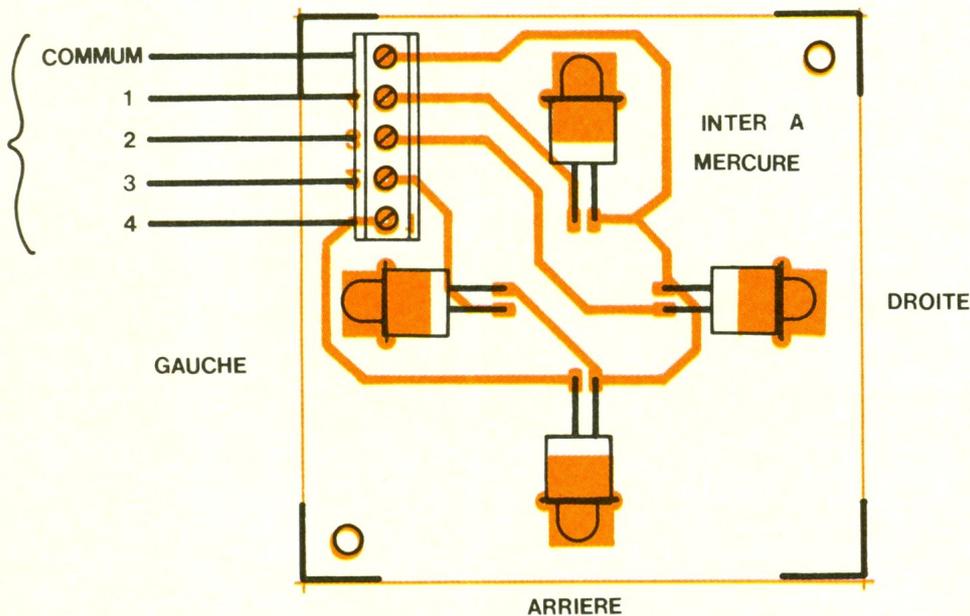
Un autre composant important dans notre schéma est la bascule D, couramment utilisée comme mémoire. Il s'agit plus précisément du circuit C/MOS 4013 contenant une double bascule D prépositionnable. Ce circuit comporte donc deux mémoires bistables, capables de mémoriser un niveau logique aussi longtemps qu'on le désire ; la fréquence des commandes peut atteindre 15 MHz. Comme tout circuit logique qui se respecte, on trouve deux sorties Q et \bar{Q} / complémentaires ; en fait, nous n'utiliserons ici que les sorties Q aux broches 1 et 13. Etudions de plus près le fonctionnement de la première bascule D₁. L'entrée SET = S est destinée à imposer l'état logique 1 à la sortie Q ; de même, l'entrée RESET = R a pour rôle de mettre à zéro la sortie Q. Nous n'utiliserons pas ces options et, pour ce faire, il suffit de relier ces bornes 4 et 6 en permanence à la masse. L'entrée DATA 5 reçoit le niveau logique de référence à prendre en compte lors du basculement. Elle est normalement forcée à la masse par la résistance R₆, mais verra son potentiel passer au niveau haut de l'alimentation si l'interrupteur au

mercure correspondant est fermé, ce qui ne manquera pas de se produire lorsque l'inclinaison adéquate sera obtenue. L'entrée CLOCK (broche 3) reçoit l'ordre d'exécution du changement d'état et sera active à réception d'un front montant ou positif, car les fronts négatifs n'ont aucune incidence sur le comportement des bascules qui gardent sur leur sortie le niveau logique précédemment acquis. Ce raisonnement s'applique bien entendu sur l'ensemble des quatre bascules D₁ à D₄ utilisées ici, chacune d'entre elles étant commandée par un interrupteur au mercure. Nous avons prévu un poussoir de validation activant une première bascule monostable construite autour des portes NOR A & B ; l'entrée 1 est normalement forcée à la masse à travers la résistance R₁.

Lorsqu'on désire mettre le dispositif en action, après immobilisation du véhicule bien sûr, une brève action sur le poussoir « ARME » délivre un front positif sur l'entrée 1 de la porte NOR A. Un signal positif, dont la durée exacte dépend des composants C₂ et R₂, sera inversé par l'étage construit autour du transistor T₁, et le nouveau front positif obtenu déclenchera à son tour, avec un léger retard, une seconde bascule monostable construite à



AVANT



ARRIERE

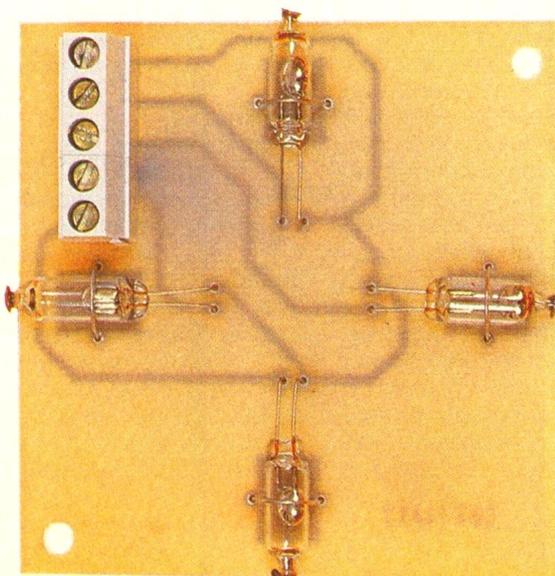


Photo 3
Vue de la carte
supportant
les détecteurs.

l'aide des portes NOR C et D. Il délivre cette fois-ci le bref créneau positif utilisé pour la commande simultanée de toutes les entrées CLOCK des bascules D de mémorisation.

Cette apparente complexité est nécessaire pour laisser au mercure le temps de prendre sa position, puisqu'il s'agit tout de même d'un matériau liquide, soumis aux diverses forces appliquées par le véhicule en mouvement. Si cette maquette vient compléter un système d'alarme existant, le poussoir peut être purement et simplement remplacé par un contact d'un relais mis sous tension par le module principal.

A présent, il nous faut faire appel à quelques notions de logique binaire. Nous utilisons les portes E, F, G, H, peu exploitées habituellement dans nos schémas. Il s'agit de la fonction NON-OU-EXCLUSIF qui verra sa sortie haute si, et seulement si les deux entrées ont le même état logique. A la mise en service du système, l'impulsion CLOCK transfère sur la sortie Q l'état logique présent sur l'entrée DATA. Après cette impulsion, l'état logique DATA et celui de la sortie Q sont identiques, d'où une sortie haute sur la porte EXNOR faisant suite à chaque bascule D. Ce raisonnement est valable quel que soit l'état logique délivré par l'interrupteur au mercure, c'est-à-dire en fait quelle que soit la position adoptée par notre véhicule.

Les 4 sorties des portes EXNOR sont regroupées au moyen de portes logiques AND, dont la sortie précisément ne sera à 1 que si toutes les entrées sont simultanément à 1. En cas d'alarme, si seulement l'un des capteurs à mercure change d'état, la porte EXNOR correspondante verra sa sortie basse et, par voie de conséquence, la sortie 4 de la porte AND K sera basse. Ce front négatif est exploité pour déclencher une autre bascule monostable en sortie, destinée elle à piloter un relais en sortie pendant une durée à choisir à l'aide du produit $C_4 \times R_{11}$. Un élément ajustable peut éventuellement être implanté en lieu et place de la résistance R_{11} . Remarquez l'inversion du signal de sortie par la porte NAND N et la présence de la diode témoin L_1 en série avec la bobine du relais. La diode D_2 protège le transistor T_2 contre les

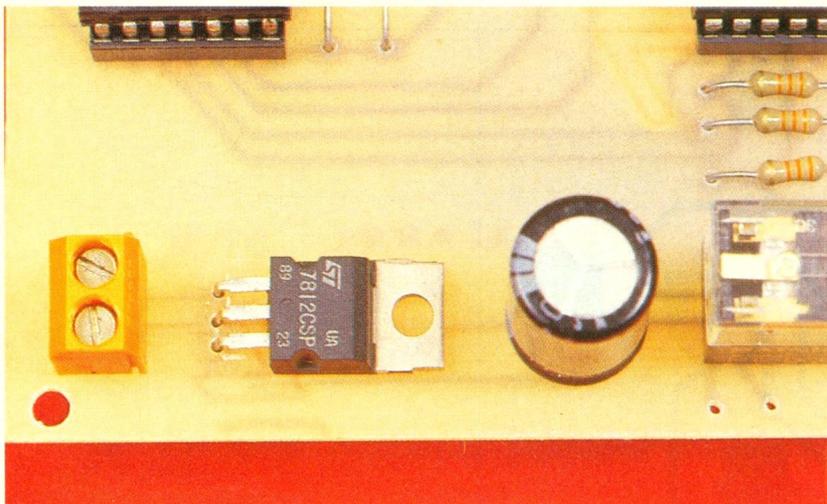


Photo 4. – La régulation de tension s'effectue à l'aide d'un 7812.

surtensions selfiques à la coupure du relais. Le principe du montage étant énoncé, il ne nous reste plus qu'à passer aux actes.

C) REALISATION PRATIQUE

Le circuit principal se trouve à la figure 3 et regroupe la quasi-totalité des divers composants, à l'exception des capteurs. Le tracé est donné à l'échelle 1 comme à l'habitude et sera réalisé selon la méthode habituelle. Après la gravure, le rinçage et le perçage, on pourra procéder à la mise en place des divers composants selon les indications de la figure 5. On procède tout d'abord au montage des divers straps en fil nu tendu, puis à la pose des supports pour les circuits intégrés. Cette précaution évitera toute surcharge thermique aux circuits actifs et en outre

Photo 5. – Gros plan de l'interrupteur au mercure.



facilitera les opérations éventuelles de mise au point en cas de mauvais fonctionnement. Puis viendront les résistances et les composants polarisés dont la mise en place exige une attention plus vive.

L'autre module supportant les interrupteurs au mercure est décrit à la figure 4 ; il n'est pas bien difficile à réaliser et ne comporte que les ampoules de verre, qu'il est prudent de maintenir par un petit strap en pont (voir photos).

Ce module sera implanté si possible à l'horizontale, de manière qu'aucun interrupteur au mercure ne soit en contact. Une liaison de 5 fils est à prévoir avec le module principal.

Aucun réglage n'est à prévoir, et en outre la technique digitale permet d'espérer un fonctionnement irréprochable dès la mise sous tension.

Vous ne devriez avoir aucun mal à utiliser correctement cette maquette qui viendra protéger un peu plus votre chère compagne à 4 roues.

Guy Isabel

LISTE DES COMPOSANTS

a) Résistances (toutes valeurs 1/4 W)

$R_1, R_{15} = 27 \text{ k}\Omega$ (rouge, violet, orange)
 $R_2, R_{11} = 100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)
 $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)
 $R_4 = 120 \text{ k}\Omega$ (marron, rouge, jaune)
 $R_5, R_{17} = 1,5 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, rouge)
 $R_6, R_8, R_{12}, R_{14} = 47 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, orange)
 $R_7, R_9, R_{10}, R_{13}, R_{16} = 33 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, orange)

b) Condensateurs

$C_1 =$ chimique vertical $470 \mu\text{F}/25 \text{ V}$
 $C_2 =$ chimique vertical $10 \mu\text{F}/25 \text{ V}$
 $C_3 =$ chimique vertical $4,7 \mu\text{F}/25 \text{ V}$
 $C_4 =$ chimique vertical $100 \mu\text{F}/25 \text{ V}$

c) Semi-conducteurs

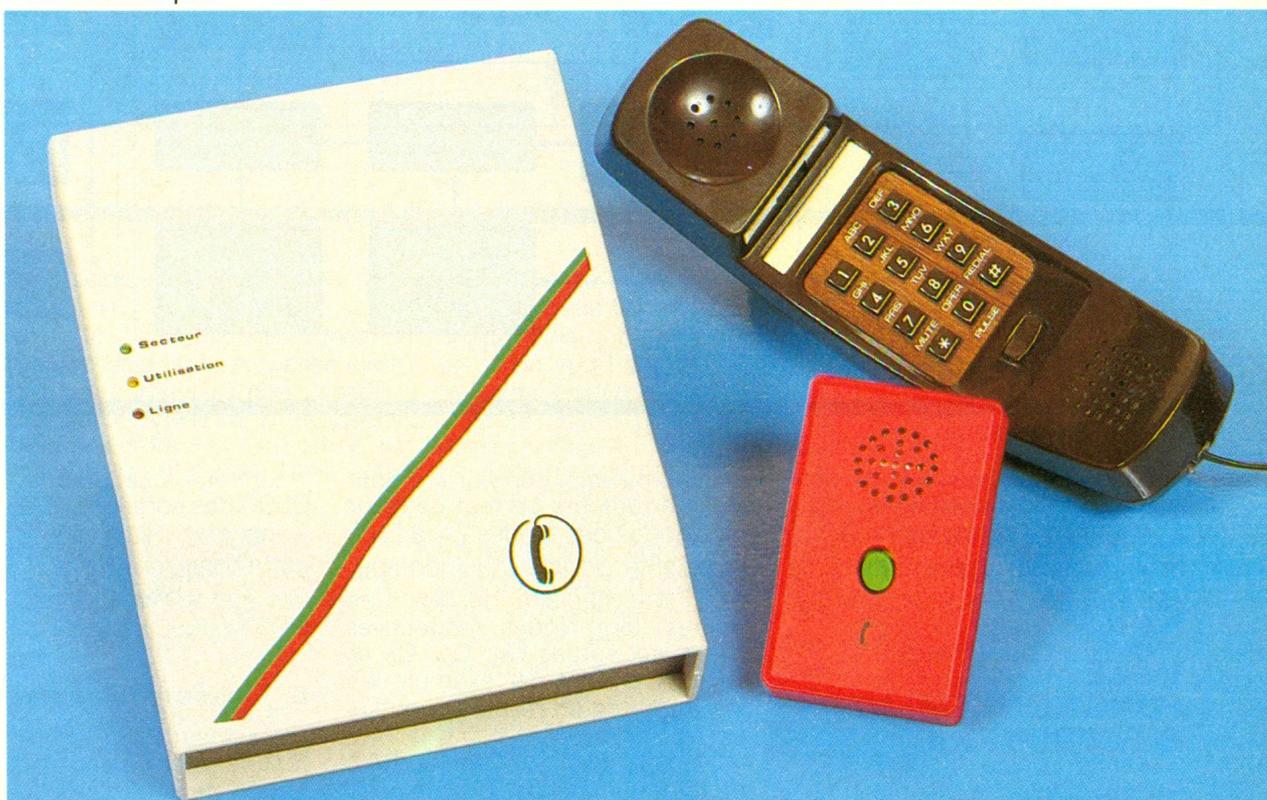
Régulateur intégré 12 volts positif 7812
 $IC_1 =$ bascules D_1 et D_2 C/MOS 4013
 $IC_2 =$ bascules D_3 et D_4 C/MOS 4013
 $IC_3 =$ portes NOR A, B, C, D C/MOS 4001
 $IC_4 =$ portes EXNOR E, F, G, H C/MOS 4077
 $IC_5 =$ portes AND I, J, K C/MOS 4081
 $IC_6 =$ portes NAND L, M, N C/MOS 4011
 $T_1, T_2 =$ transistors NPN BC 337 ou équivalents
 $D_2 =$ diode commutation 1N4148
 $L_1 =$ diode LED $\varnothing 5 \text{ mm}$ rouge

d) Divers

6 supports à souder 14 broches
 Relais DIL bobine 6 V
 Borniers pour C.I. au pas de 5,08 mm (6 + 2 + 5)
 4 interrupteurs au mercure sous ampoule de verre
 Poussoir miniature à fermeture
 Fil souple multicolore

UNE TELECOMMANDE TELEPHONIQUE

Parmi les diverses applications des liaisons téléphoniques, la possibilité d'une télécommande n'est certainement pas la plus inintéressante. La commande à distance du chauffage, d'un éclairage de simulation de présence, de l'enregistrement d'un film, ou même de l'arrosage de la pelouse : tout cela devient possible grâce à la magie combinée du téléphone et de l'électronique.



I - LE PRINCIPE (fig. 1)

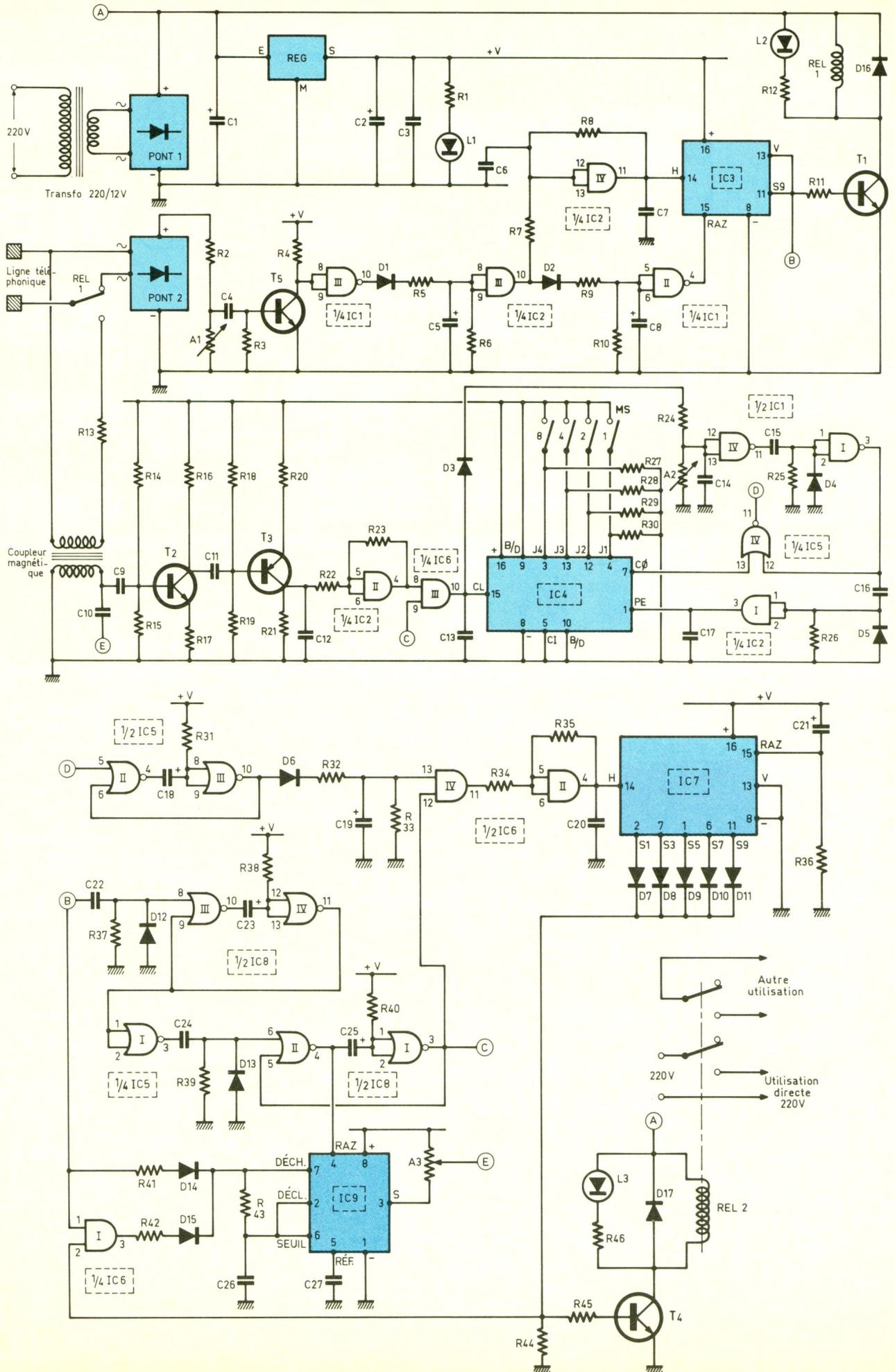
Avant d'entrer dans le détail du fonctionnement du dispositif, il est peut-être plus simple de débiter par la description du mode d'emploi de cette télécommande.

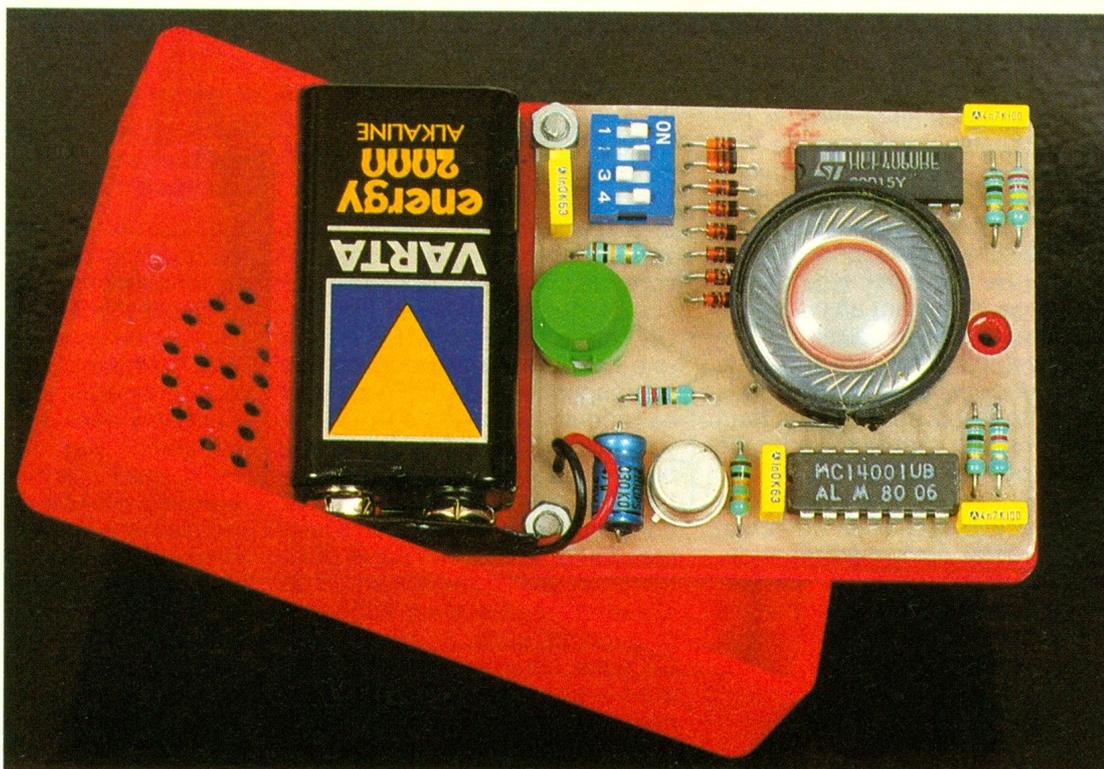
L'organe essentiel est un boîtier branché en permanence sur la ligne téléphonique et sur le secteur 220 V, pour assurer l'alimentation du montage. Par ailleurs, l'utilisateur dispose d'un boîtier portatif de la taille d'un paquet de cigarettes, dont le rôle consiste à générer un signal sonore codé. Voyons à présent le déroulement complet d'une séquence.

Dans un premier temps, l'utilisateur compose le numéro de téléphone comme pour un appel normal. Il faudra attendre au moins dix sonneries consécutives avant d'entendre le décrochage. Cette précaution évitera à d'autres correspondants de percevoir des signaux sonores dont ils ne comprendraient pas la signification ; on peut en effet penser que le correspondant moyen raccroche au bout de cinq à six sonneries. Dès le décrochage, et pendant une durée de l'ordre de sept secondes, un signal aigu indique que le relais d'utilisation est en position de fermeture ; si le signal est grave, l'utilisateur saura que ce même relais est ouvert. Par la

suite, on dispose de 15 secondes pour faire changer la position du relais. Pour cela, il suffit d'appliquer le boîtier portatif de télécommande contre le microphone du combiné téléphonique et, en appuyant sur le bouton-poussoir de commande, de produire le signal sonore codé.

Pendant une durée de l'ordre de huit secondes, le boîtier récepteur génère le signal retour de confirmation de la bonne exécution de l'ordre : signal aigu pour le relais fermé et signal grave pour le relais ouvert. Le dispositif raccroche alors automatiquement. La « communication » aura ainsi duré trente secondes. Bien entendu, il n'est pas néces-





La restitution du signal sonore codé s'opère par le biais d'un haut-parleur de taille réduite.

du transistor T_5 par l'intermédiaire de C_4 . On relève alors des impulsions négatives sur le collecteur de T_5 ; ces dernières sont calibrées en potentiel d'alimentation de 9 V, du point de vue de leur amplitude.

La porte NAND III de IC_1 les transforme en impulsions positives.

c) Intégration et mise en forme des signaux

La capacité C_5 , les résistances R_5 et R_6 , et la diode anti-retour D_1 forment un dispositif d'intégration. En effet, lors de chaque impulsion de 50 Hz délivrée par la sortie de la porte NAND III, la capacité C_5 se charge rapidement à travers la résistance de faible valeur R_5 . Lors des états bas, cette capacité ne peut que se décharger à travers R_6 , d'une valeur beaucoup plus importante étant donné la présence de la diode D_1 . Il en résulte, lors de chaque sonnerie, un état « ondulatoire » de valeur moyenne très proche du potentiel d'alimentation sur les entrées réunies de la porte AND III de IC_2 . La sortie de celle-ci délivre alors un état haut bien défini pendant chaque sonnerie et un état bas lors de la pause séparant deux sonneries consécutives.

d) Avance du compteur de sonneries

La capacité C_8 , les résistances R_9/R_{10} et la diode D_2 constituent un second dispositif intégrateur destiné à intégrer les sonneries elles-mêmes. On enregistre alors, dès le début de la séquence de sonneries, un état bas permanent sur la sortie de la porte NAND II de IC_1 . Cette sortie est directement reliée à l'entrée de remise à zéro du compteur IC_3 , un CD 4017. Cette entrée se trouve en permanence soumise à un état haut en période de repos, ce qui force IC_3 à la position zéro en règle générale. La porte AND IV de IC_2 , avec les résistances R_7 et R_8 , est montée en trigger de Schmitt. Ce dernier confère aux créneaux correspondant aux sonneries des fronts bien verticaux, tout à fait aptes à attaquer l'entrée « Horloge » du compteur IC_3 .

Ce dernier avance ainsi, pas à pas, au rythme des sonneries, l'état haut d'abord disponible sur S_0 , se transposant d'abord sur S_1 , puis sur S_2 et ainsi de suite.

e) Prise de ligne

Dès la dixième sonnerie, la sortie S_9 de IC_3 délivre un état haut. Il s'agit bien de la dixième sonnerie

et non de la neuvième, étant donné que la première est sans effet du fait que l'état bas de remise à zéro de IC_3 se produit généralement avec un léger retard sur le premier front ascendant délivré par le trigger. Ce retard est dû à la charge de C_8 à travers R_9 .

L'apparition d'un état haut sur S_9 a comme conséquence la saturation de T_1 . Celui-ci comporte dans son circuit collecteur le bobinage du relais de prise de ligne REL_1 , qui est d'ailleurs directement alimenté par le potentiel filtré par C_1 , de 12 V.

La LED rouge L_2 , dont le courant est limité par R_{12} , se trouve également insérée dans le circuit collecteur de T_1 . Enfin D_{16} a pour mission de protéger T_1 des effets liés à la surtension de self, qui ont tendance à se manifester lors des coupures.

L'état haut disponible sur S_9 est également acheminé sur l'entrée de validation de IC_3 , ce qui donne une sécurité supplémentaire de blocage du compteur sur cette position.

Cet état haut est aussi le signal de départ d'un séquençement dont nous verrons le détail dans les paragraphes suivants.

Dès la fermeture du relais de prise de ligne, la ligne téléphonique

que se trouve couplée sur le primaire d'un transformateur de modulation. Il est important de prévoir la valeur ohmique de R_{13} de façon à obtenir, avec le primaire du transformateur de modulation, une résistance ohmique de l'ordre de 300Ω . Cette prise de ligne durera environ trente secondes. Elle correspond à la décharge de C_8 dans R_{10} ; cette décharge atteignant un niveau tel que le potentiel de l'armature positive est de l'ordre de $4,5 V$, la sortie de la porte NAND II de IC_1 présente à nouveau son état haut de repos assurant le maintien de IC_3 en position S_0 .

On notera qu'en position de prise de ligne, le dispositif de détection de sonneries est entièrement découplé et se trouve, de ce fait, tout à fait insensible à tout signal éventuellement acheminé par la ligne téléphonique.

f) Relais d'utilisation

La position de fermeture ou d'ouverture du relais d'utilisation est gérée par le compteur IC_7 qui est également un CD 4017. Pour chaque front montant présenté sur son entrée « Horloge », il avance d'un pas. Toutes les sorties de rang impair aboutissent

sur un point commun unique réunissant les cathodes des cinq diodes D_7 à D_{11} . Grâce à cette disposition, on enregistre sur ce point commun une alternance d'états bas et hauts au rythme des impulsions de comptage. En fait, tout se passe comme si IC_7 était une bascule bistable. Nous verrons ultérieurement comment sont définies les impulsions de comptage de IC_7 .

On notera également que suite à une coupure du secteur, en cas de réapparition de ce dernier, il se produit la charge de C_{21} à travers R_{36} , ce qui se traduit par une brève impulsion positive sur l'entrée RAZ de IC_7 . Cela a pour conséquence l'apparition systématique d'un état bas sur le point commun des diodes de sortie de IC_7 et donc une mise forcée en position de repos.

Ce point commun est en liaison avec le transistor T_4 pilotant l'excitation du relais REL 2 qui est le relais d'utilisation. S'agissant d'un relais 2 RT, deux utilisations sont possibles : d'une part une utilisation directe avec fourniture de $220 V$ en sortie, et d'autre part une utilisation isolée avec la possibilité d'insérer dans n'importe quel circuit cet interrupteur télécommandé.

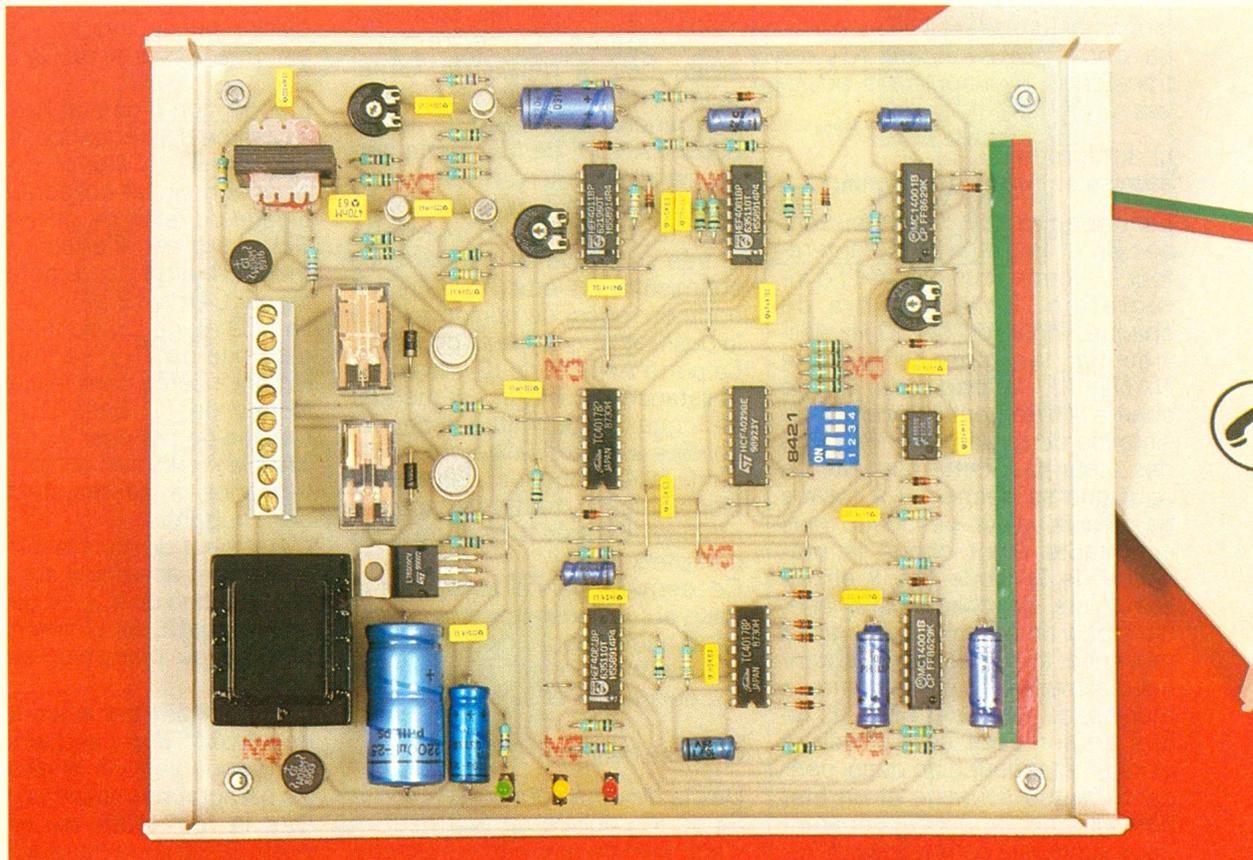
La fermeture du relais REL_2 est signalée par l'allumage d'une LED L_3 jaune.

g) Indication sonore de la position du relais d'utilisation

Le circuit intégré IC_9 est un NE555 monté en multivibrateur ; le fonctionnement d'un tel montage est rappelé en **figure 6**. Dès la prise de ligne, l'existence d'un état haut sur la sortie S_9 de IC_3 a pour conséquence la liaison avec l'entrée « décharge » de IC_9 de la résistance R_{41} , reliée à un état haut, par l'intermédiaire de D_{14} . L'entrée « RAZ » de IC_9 étant généralement soumise à un état haut, le multivibrateur entre en oscillation. En particulier, des créneaux caractérisés par une fréquence musicale sont disponibles sur le curseur de l'ajustable A_3 . Ils sont injectés dans le secondaire du transformateur de couplage par l'intermédiaire de C_{10} . De ce fait, les signaux sont transmis par la ligne téléphonique et sont audibles dans l'écouteur du combiné utilisé pour la télécommande.

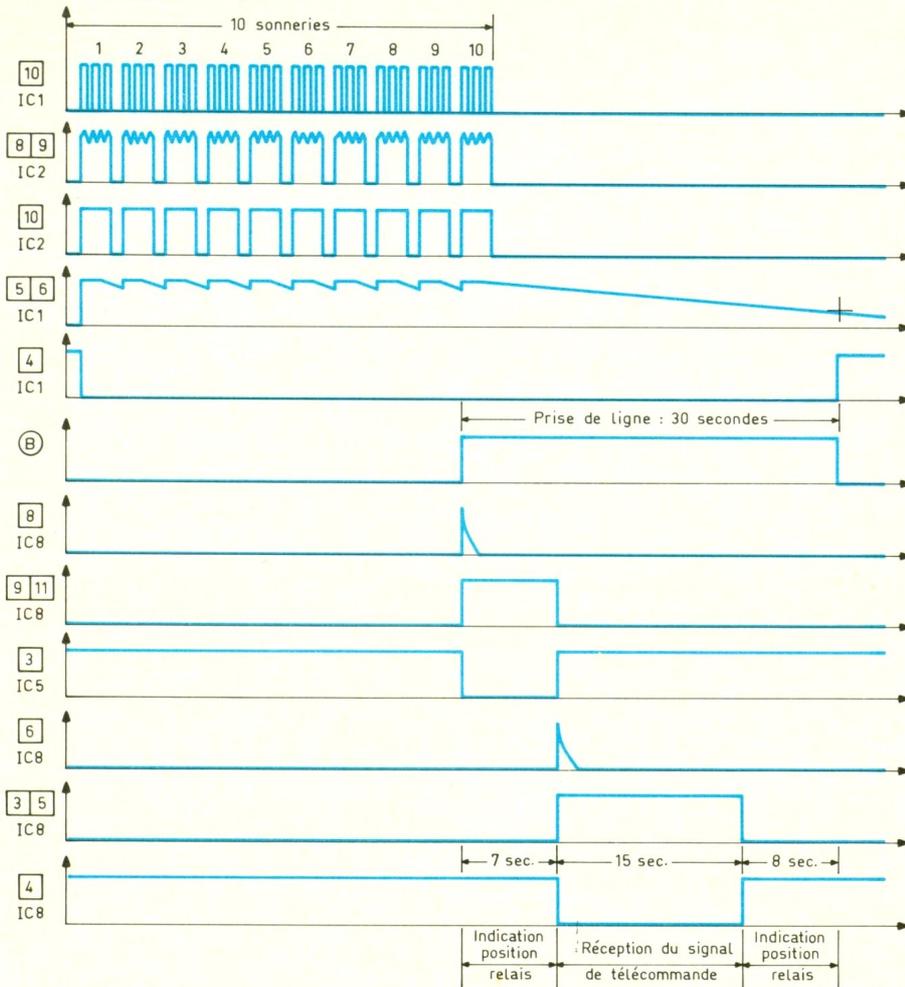
Quand le relais d'utilisation est ouvert, l'entrée « décharge » de IC_9 est reliée à la polarité positive

Vue de la carte électronique : le transformateur, de faible taille, est situé en bas à gauche.

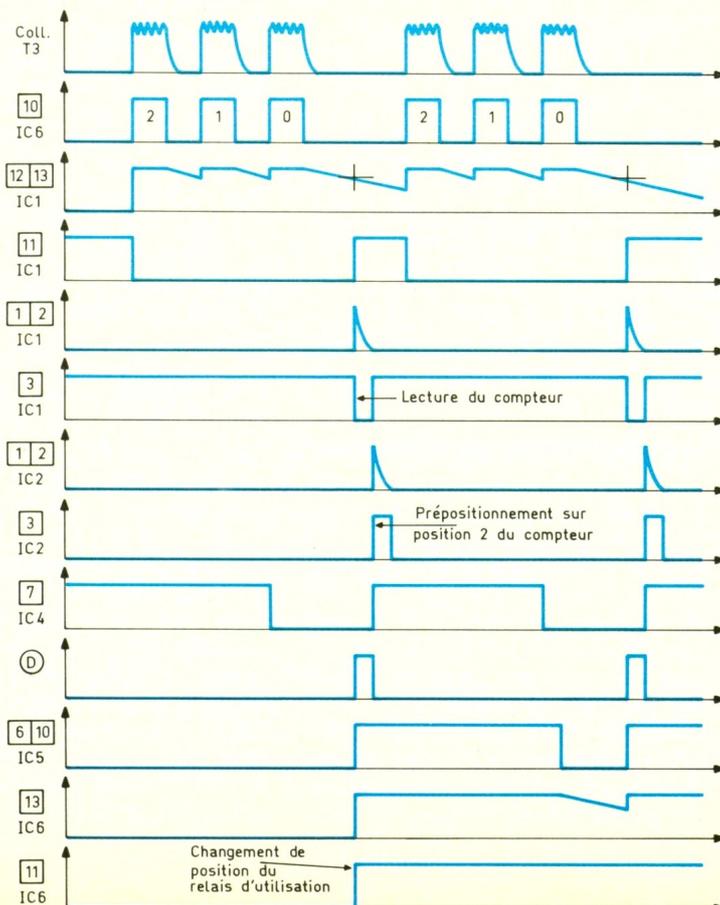


5 Oscillogrammes caractéristiques relevés en divers points du récepteur.

a) Prise de ligne et séquençement



b) Décodage du signal de télécommande: (exemple du chiffre 3)



du circuit, uniquement par R₄₁. Il en résulte un signal continu grave, délivré par IC₉.

En revanche, lorsque le relais d'utilisation est fermé, la porte AND I de IC₆ devient passante et l'entrée « décharge » de IC₉ est reliée à la polarité positive par une résistance R₄₂ supplémentaire. Il résulte, dans cette situation, un signal continu plus aigu émis par IC₉. C'est cette différenciation des signaux qui permet à l'utilisateur de savoir dans quelle position se trouve le relais d'utilisation.

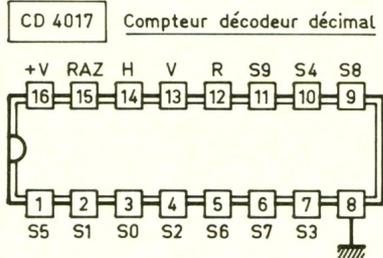
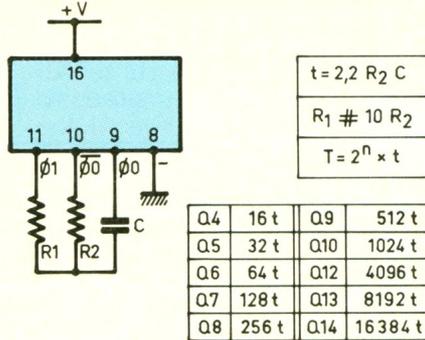
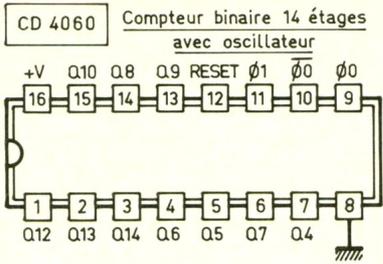
h) Réception du signal de télécommande

Le signal de télécommande en provenance de l'émetteur se trouve acheminé par la ligne téléphonique. Il est disponible au niveau du secondaire du transformateur de couplage puis acheminé sur la base du transistor T₂ qui constitue un étage de préamplification.

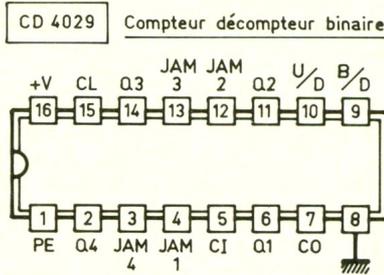
Le transistor T₃, monté en émetteur commun, est polarisé de manière à présenter sur son collecteur un potentiel nul en l'absence de signaux. En revanche, dès l'apparition de la succession des BIP sonores délivrés par l'émetteur, on enregistre sur le collecteur de T₃ des états hauts « ondulés » étant donné l'intégration réalisée par C₁₂. La porte AND II de IC₂, montée en trigger de Schmitt, présente sur sa sortie des créneaux correspondant à ces BIP, comme l'indiquent les oscillogrammes de la figure 5b. Ces créneaux sont ensuite transmis à l'entrée « CLOCK » d'un compteur IC₅ dont nous reparlerons au prochain paragraphe.

On notera que la transmission du signal de télécommande sur l'entrée « CLOCK » ne peut se réaliser que si l'entrée 9 de la porte AND III de IC₆ est soumise à un état haut. Examinons à présent dans quelles circonstances cet état haut de commande est disponible.

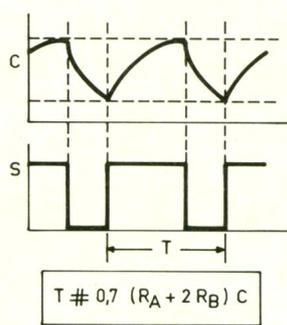
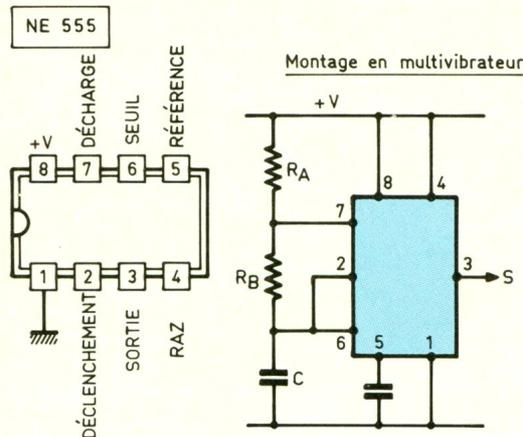
Dès la prise de ligne, la bascule monostable formée par les portes NOR III et IV de IC₈ reçoit une impulsion de commande par l'intermédiaire du dispositif dérivateur C₂₂, R₃₇ et D₁₂. Compte tenu des valeurs de R₃₈ et de C₂₃, la bascule délivre sur sa sortie un état haut d'une durée de l'ordre de 7 secondes. La porte NOR I de IC₅ inverse cet état haut en état bas.



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



ENTRÉE	État	ACTION
BINARY / DÉCADE	1	Comptage binaire
	0	Comptage BCD
UP / DOWN	1	Comptage
	0	Décomptage
PRÉSET ÉNABLE	1	Prépositionnement
	0	Non prépositionnement
CARRY IN	1	Compteur bloqué
	0	Avance front ↑



Pendant ces 7 premières secondes, la bascule monostable formée par les portes NOR I et II de IC₈ n'est pas opérationnelle. Sa sortie présente un état bas de repos. De ce fait, le signal de télécommande, s'il venait à exister, ne saurait être transmis par la porte AND III de IC₆ précédemment évoquée. Durant ces 7 secondes, la sortie de la porte NOR II de IC₈ est à l'état haut, ce

qui rend opérationnel le générateur de fréquence musicale que constitue IC₉ (entrée RAZ à l'état haut). Ainsi, ces premières 7 secondes sont consacrées à l'écoute du signal émis par le récepteur, à l'intention de l'utilisateur. La fin de ces 7 premières secondes correspond à un front positif sur la sortie de la porte inverseuse NOR I de IC₅.

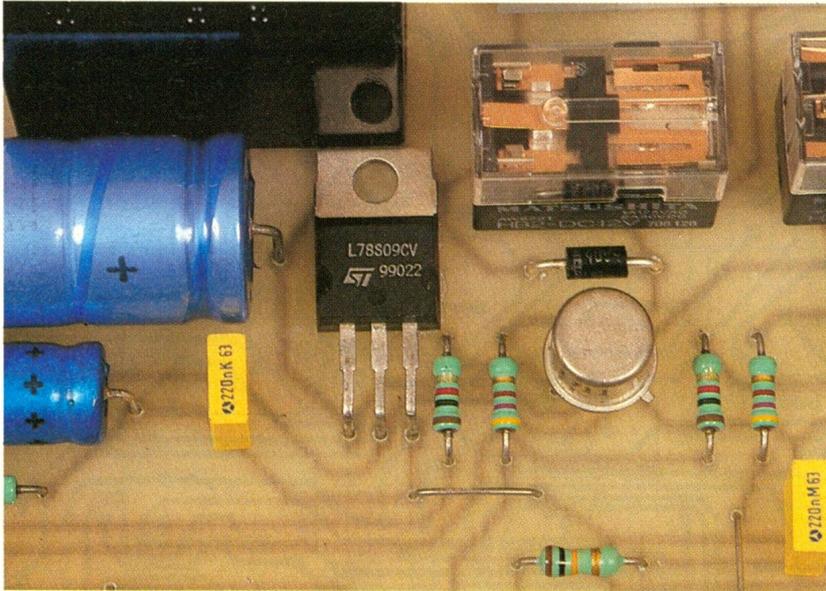
Ce front positif, par l'intermédiaire du dispositif dérivateur C₂₄, R₃₉ et D₁₃, active la seconde bascule monostable NOR I et II de IC₈, qui délivre à son tour un état haut sur sa sortie, et cela pendant une durée de l'ordre de 15 secondes. Pendant cette période active du récepteur, la sortie de la porte AND III de IC₆ est passante, ce qui permet au système de décodage placé en aval, de recevoir les éventuels originaux de télécommande.

Pendant ces 15 secondes d'écoute du récepteur, la sortie de la porte NOR II de IC₈ présente un état bas, ce qui a pour effet de neutraliser le générateur de fréquence musicale qui passe en position de silence de manière à ce que ses signaux ne viennent pas perturber les signaux de télécommande.

Une dernière remarque avant de clore ce paragraphe : elle concerne le branchement du transformateur de couplage. Le modèle utilisé par l'auteur se caractérise par une résistance de 30 Ω sur un enroulement et par 8 Ω pour l'autre. Le meilleur rendement a été obtenu en affectant l'enroulement de plus faible valeur à la ligne téléphonique, de manière à produire une élévation du potentiel dans le cas de la télécommande. En fait, il est plus intéressant de disposer d'un transformateur de couplage dont les enroulements présentent des impédances plus élevées. Dans ce cas, il convient d'approcher au mieux la valeur de 300 Ω côté primaire ce qui permet de choisir R₁₃ très faible. Un tel transformateur se caractérisera par un bien meilleur rendement, si bien qu'une augmentation de tension obtenue de la manière précédemment décrite, n'est plus utile.

i) Reconnaissance de la cohérence du codage

Le circuit intégré IC₄ est un CD4029 ; il s'agit d'un compteur-décompteur BCD/binaire. Dans la présente application, il fonctionne en mode binaire et par décomptage. Un tel compteur « décompte » au rythme des fronts positifs présentés sur l'entrée « CLOCK ». Il se caractérise par une capacité de 4 bits. De ce fait, il peut occuper seize positions différentes (positions 0000 à 1111, c'est-à-dire 0 à 15). Il possède de plus une entrée dite



Gros plan de l'alimentation : la régulation s'effectue par l'intermédiaire d'un 7809 délivrant 9 volts.

de « prépositionnement » généralement soumise à un état bas. Toute impulsion positive sur cette entrée a pour effet immédiat le passage des sorties Q_1 à Q_4 aux mêmes états logiques auxquels sont respectivement soumises les entrées JAM 1 à JAM 4. Cette valeur binaire dépend des positions des quatre interrupteurs du micro-switch MS. Les résistances R_{27} à R_{30} forcent les entrées JAM à l'état bas si l'interrupteur correspondant n'est pas fermé.

Les signaux de télécommande, qui se caractérisent par une succession de « BIP » avec l'apparition périodique d'une pause correspondant à la suppression volontaire d'un « BIP », assurent la charge de C_{14} à travers D_3 et R_{24} . Il s'agit en fait d'une intégration dont le but consiste à détecter la pause séparant périodiquement une série de « n » impulsions. En effet, entre deux « BIP » consécutifs, C_{14} n'a pas le temps nécessaire pour se décharger dans l'ajustable A_2 . En revanche, dès qu'une pause se produit, cette décharge se réalise. Il en résulte, sur la sortie de la porte NAND IV de IC_1 :

- un état bas lors d'une succession d'impulsions ;
- un état haut lors de chaque pause.

Le front montant correspondant à cet état haut est aussitôt pris en compte par le circuit dérivateur C_{15} , R_{25} et D_4 . Cela se traduit par l'apparition d'une brève impulsion négative sur la sortie

de la porte NAND I de IC_1 . Cette impulsion négative rend opérationnelle, de manière très brève, la porte NOR IV de IC_5 dont la sortie présente généralement un état bas de repos. Elle présente une brève impulsion positive si la sortie « CARRY OUT » de IC_4 présente, au moment précis du signal de lecture délivré par la porte NAND I de IC_1 , un état bas. Cette condition est réalisée seulement si le compteur IC_4 occupe la position 0000, et uniquement dans ce cas. La fin de l'impulsion négative, commandant en quelque sorte le relevé du compteur IC_4 , se traduit par un front ascendant sur la sortie de la porte NAND I de IC_1 . Ce dernier est pris en compte par le circuit dérivateur C_{16} , R_{26} et D_5 . La porte AND I de IC_2 délivre alors une très brève impulsion positive dont la conséquence est le prépositionnement de IC_4 .

En résumé, il se produit continuellement le cycle prépositionnement de IC_4 , décomptage de IC_4 , vérification que la position de IC_4 est 0000, prépositionnement et ainsi de suite.

Si le nombre de « BIP » entre deux pauses, générés par le boîtier émetteur, est de « n », le compteur IC_4 sera à prépositionner également sur cette valeur « n ».

Dans ce cas seulement, on enregistrera périodiquement une brève impulsion positive sur la sortie de la porte NOR IV de IC_5 .

Nous avons vu au paragraphe consacré à l'émetteur que l'ob-

tention de « n » « BIP » entre deux pauses nécessitait la mise en position du microswitch de l'émetteur sur la valeur binaire « n + 1 ». Le tableau de la figure 9 indique la correspondance qu'il y a lieu de respecter entre les positions binaires des microswitches des boîtiers émetteur et récepteur pour obtenir un codage cohérent.

j) Effet du résultat de décodage

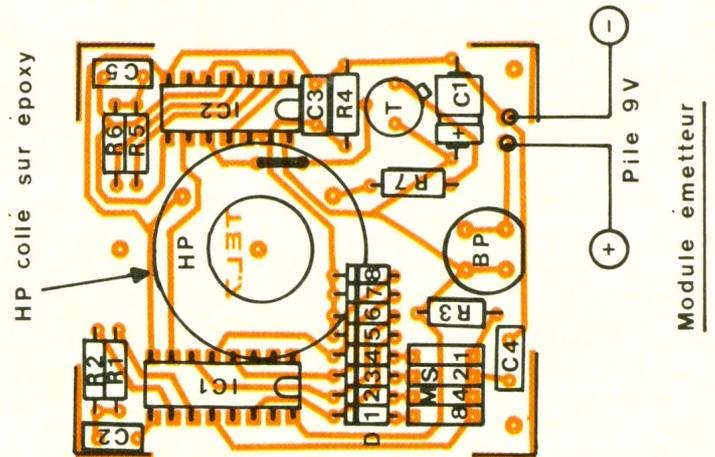
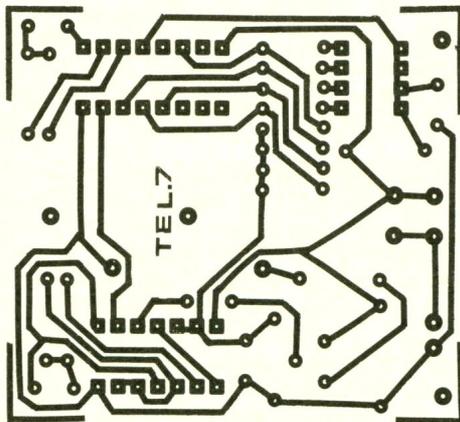
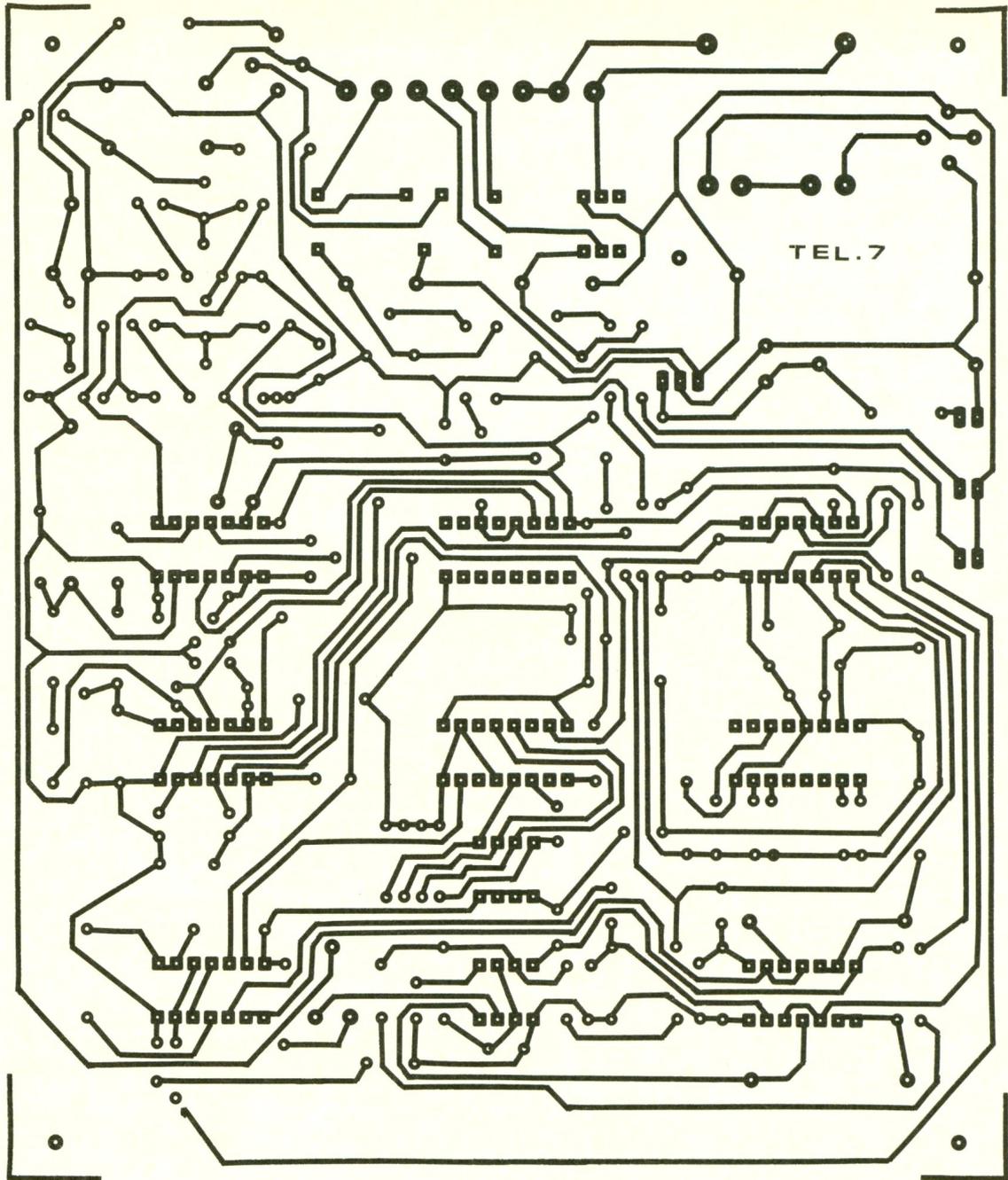
En cas de codage reconnu comme cohérent, les brèves impulsions positives délivrées périodiquement par la porte NOR IV de IC_5 sont prises en compte par la bascule monostable constituée par les portes NOR II et III de IC_5 , dont la sortie délivre des états hauts allongés en durée pour une meilleure exploitation. Elles sont ensuite intégrées par C_{19} , R_{32} , R_{33} et D_6 . Pour atteindre un niveau de potentiel suffisant sur l'armature de C_{19} , il est nécessaire de disposer de plusieurs impulsions positives successives délivrées par la bascule monostable, étant donné une charge graduelle calibrée par R_{32} . Cette disposition apporte un supplément de fiabilité.

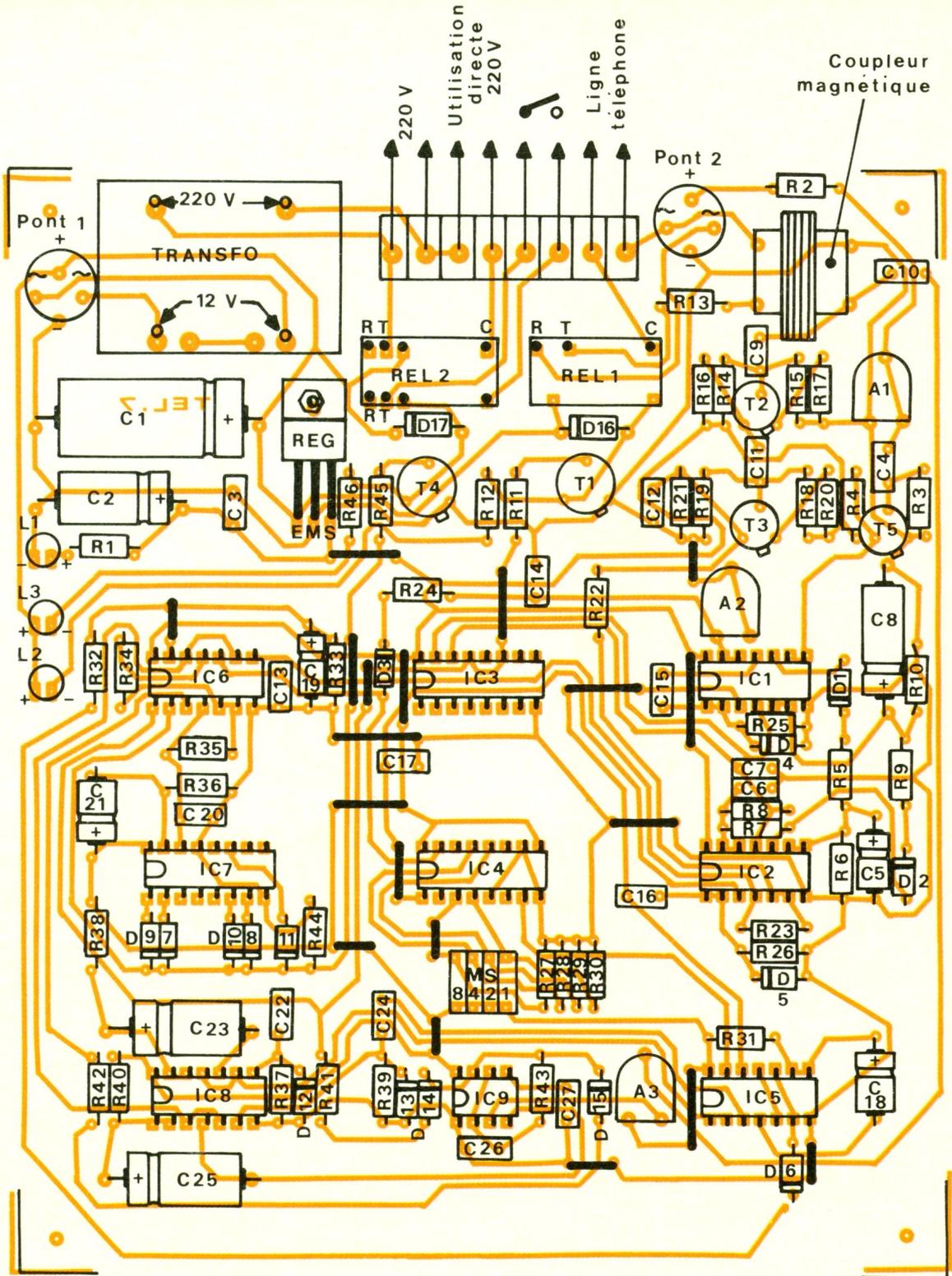
De même, il est nécessaire que l'entrée 12 de la porte AND IV de IC_6 se trouve soumise à un état haut, ce qui est justement le cas pendant la phase d'écoute du récepteur de durée 15 secondes, ainsi que nous l'avons déjà vu précédemment.

Si toutes ces indications sont réunies, la sortie de la porte AND IV de IC_6 présente un état haut dont le front montant est « verticalisé » par le trigger formé par la porte AND II de IC_6 . Le compteur IC_7 avance alors d'un pas, ce qui a pour conséquence le changement d'état du point commun des cathodes des diodes D_7 à D_{11} et, par la même occasion, le changement de la position du relais d'utilisation.

Lorsque les 15 secondes d'activation de la bascule monostable NOR I et II de IC_8 arrivent à leur terme, la sortie de la porte NOR II de IC_8 repasse à son état haut de repos. De ce fait, le multivibrateur IC_9 redevient opérationnel en confirmant à l'utilisateur la bonne exécution de l'ordre transmis par la télécommande.

Il reste environ 8 secondes avant le passage de l'entrée RAZ de IC_3 à son état haut de repos.





Module récepteur

Lorsque cette temporisation est écoulée, IC₃ revient sur sa position de repos S₀ et le relais de prise de ligne s'ouvre. Le dispositif raccroche et le cycle est achevé. Il se trouve aussitôt prêt à recevoir éventuellement une nouvelle sollicitation.

III - REALISATION PRATIQUE

1. Circuits imprimés (fig. 7)

Aucune remarque particulière n'est à faire à leur sujet ; la confi-

guration des pistes n'est pas très serrée. Ils peuvent être reproduits par application directe des éléments de transfert Mécanorma sur la face cuivrée préalablement bien dégraissée. Après gravure dans le bain de perchlorure de fer suivie d'un abondant

rinçage à l'eau tiède, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir par la suite, suivant le diamètre des connexions des composants auxquels ils sont destinés.

Il est toujours conseillé d'étamer ensuite l'ensemble des pistes pour conférer au circuit imprimé une meilleure tenue dans le temps. Un dernier conseil : avant de débiter la réalisation du circuit imprimé, il convient de se procurer les composants afin d'être un mesure de prévoir l'éventuelle modification d'un tracé si le brochage d'un composant était différent de celui utilisé dans la présente maquette.

2. Implantation des composants (fig. 8)

Comme toujours, on débutera par la mise en place des straps de liaison, évitant la mise en œuvre du circuit imprimé double face, délicat à réaliser par l'amateur. Par la suite, on implantera les résistances, les diodes, les capacités et les transistors. Il va sans dire qu'il convient d'apporter toute l'attention nécessaire quant au respect de l'orientation des composants polarisés. Les circuits intégrés seront implantés à la fin. Indépendamment du respect de leur orientation, il est nécessaire de prévoir un temps de refroidissement suffisant entre deux soudures consécutives sur les broches d'un même boîtier.

Les trois LED de signalisation seront à monter sur des rehausses afin de permettre leur dépassement de la face supérieure du boîtier récepteur. Le haut-parleur est collé sur le module de l'émetteur, dans un trou pratiqué à cet effet.

3. Montage et mise au point

Le module émetteur sera placé dans un boîtier en matière plastique avec des trous pratiqués en face du haut-parleur. Une découpe circulaire est également à prévoir pour le passage du bouton-poussoir.

Côté boîtier récepteur, trois trous sont à percer pour permettre le passage des LED de signalisation.

Les curseurs des ajustables seront placés en position médiane.

TABLEAU DE CODAGE-DECODAGE (x : interrupteur microswitch fermé)									
EMETTEUR					RECEPTEUR				
Chiffre	8	4	2	1	Chiffre	8	4	2	1
2			x	x	2			x	
3		x			3			x	x
4		x		x	4		x		
5		x	x		5		x		x
6		x	x	x	6		x	x	
7	x				7		x	x	x
8	x			x	8	x			
9	x		x		9	x			x
10	x		x	x	10	x		x	
11	x	x			11	x		x	x
12	x	x		x	12	x	x		
13	x	x	x		13	x	x		x
14	x	x	x	x	14	x	x	x	
15					15	x	x	x	x

Nombre d'impulsions
entre deux pauses

Codage correspondant
du récepteur

Avant de faire les essais, il convient de choisir le codage et de réaliser sa programmation aussi bien dans le boîtier émetteur que dans le boîtier récepteur, suivant les indications du tableau de la figure 9.

Les réglages sont très simples. Dans la majeure partie des cas, la position médiane des ajustables donne satisfaction. Rappelons que l'ajustable A₁ sert à régler la sensibilité du récepteur aux signaux de sonnerie. Cette sensibilité augmente si on tourne le curseur dans le sens des aiguilles d'une montre. On a intérêt à régler cette dernière sur un minimum afin de rendre le récepteur aussi indépendant que possible des autres perturbations éventuellement disponibles dans la ligne téléphonique, telles que celles qui sont engendrées lorsque l'on compose un numéro de téléphone.

L'ajustable A₂ permet le réglage de la détection des pauses du circuit de décodage. La sensibilité à ces pauses augmente si on tourne le curseur dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. Si cette sensibilité est trop grande, le dispositif risque d'interpréter comme une pause l'intervalle séparant deux « BIP » consécutifs.

Enfin l'ajustable A₃ est prévu pour doser la puissance du signal de retour, injecté dans la ligne téléphonique. Cette puissance augmente si on tourne le curseur dans le sens des aiguilles d'une montre. Rappelons pour finir que tout branchement d'un appareil sur la ligne téléphonique doit être soumis à une autorisation de France Télécom : rien n'empêche cependant de le relier à un réseau privé.

Robert KNOERR

IV – LISTE DES COMPOSANTS

1. Boîtier émetteur

1 strap vertical

R_1 : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R_2 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
 R_3 et R_4 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_5 : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R_6 : 120 k Ω (marron, rouge, jaune)
 R_7 : 22 Ω (rouge, rouge, noir)
 D_1 à D_8 : 8 diodes signal 1N4148, 1N914
 C_1 : 47 μ F/10 V, électrolytique
 C_2 : 4,7 nF milfeuil
 C_3 et C_4 : 1 nF milfeuil
 C_5 : 4,7 nF milfeuil
 T : transistor NPN 2N1711, 1613
 IC_1 : CD 4060 (compteur binaire avec oscillateur)
 IC_2 : CD 4001 (4 portes NOR à 2 entrées)
 MS : microswitch (4 interrupteurs)
 BP : bouton-poussoir à contact travail (pour circuit imprimé)
 HP : haut-parleur \varnothing 28/8 Ω
 Coupleur pour pile
 Pile 9 V (modèle 6F 22, 45 x 25 x 17)
 Boîtier plastique PP6 (90 x 57 x 2) de Europe Electronique Equipements

2. Boîtier récepteur

19 straps (7 horizontaux, 12 verticaux)
 R_1 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
 R_2 : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
 R_3 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
 R_4 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_5 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
 R_6 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_7 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_8 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_9 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
 R_{10} : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
 R_{11} : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_{12} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_{13} : 270 Ω (rouge, violet, marron), voir texte
 R_{14} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_{15} et R_{16} : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_{17} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_{18} : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
 R_{19} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_{20} : 330 Ω (orange, orange, marron)
 R_{21} : 33 k Ω (orange, orange, orange)



Vue arrière du boîtier : apparaissent les indications de branchement des divers fils de liaison avec l'extérieur.

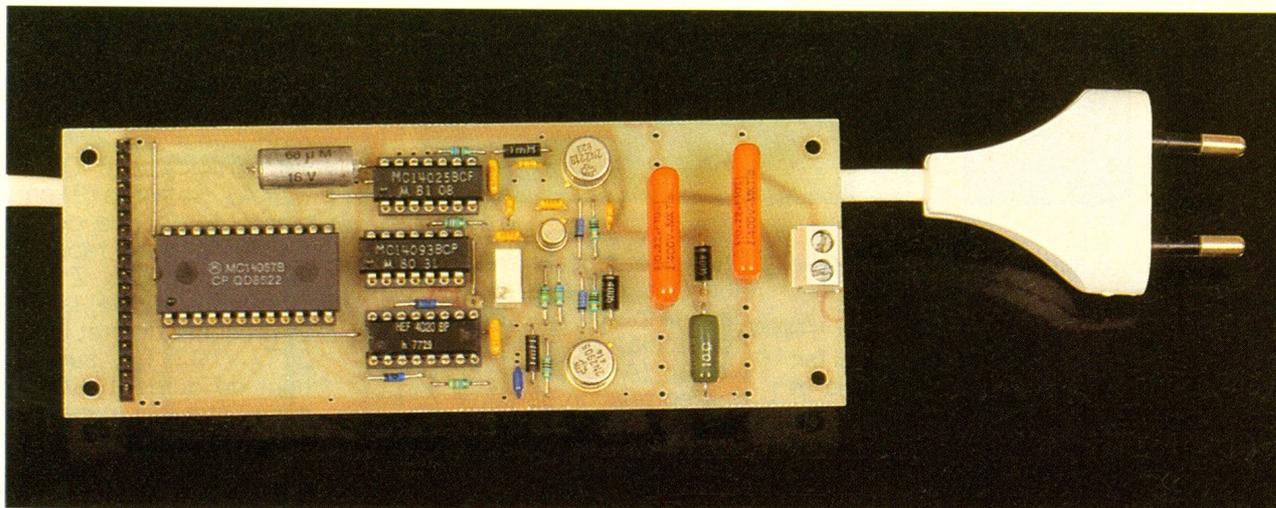
R_{22} : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
 R_{23} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_{24} : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_{25} et R_{26} : 33 k Ω (orange, orange, orange)
 R_{27} à R_{30} : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_{31} : 56 k Ω (vert, bleu, orange)
 R_{32} : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_{33} : 120 k Ω (marron, rouge, jaune)
 R_{34} : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_{35} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_{36} et R_{37} : 33 k Ω (orange, orange, orange)
 R_{38} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_{39} : 33 k Ω (orange, orange, orange)
 R_{40} : 150 k Ω (marron, vert, jaune)
 R_{41} : 56 k Ω (vert, bleu, orange)
 R_{42} : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_{43} et R_{44} : 33 k Ω (orange, orange, orange)
 R_{45} : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_{46} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 A_1 : ajustable 47 k Ω , implantation horizontale, pas de 5,08
 A_2 : ajustable 470 k Ω , implantation horizontale, pas de 5,08
 A_3 : ajustable 2,2 k Ω , implantation horizontale, pas de 5,08
 D_1 à D_{15} : diodes-signal 1N4148, 1N914
 D_{16} et D_{17} : diodes 1N4004, 1N4007
 L_1 : LED verte \varnothing 3
 L_2 : LED rouge \varnothing 3
 L_3 : LED jaune \varnothing 3
 2 ponts redresseurs 1,5 A
 C_1 : 2 200 μ F/25 V électrolytique
 C_2 : 220 μ F/10 V électrolytique
 C_3 et C_4 : 0,22 μ F milfeuil
 C_5 : 2,2 μ F/10 V électrolytique
 C_6 : 0,22 μ F milfeuil
 C_7 : 1 nF milfeuil
 C_8 : 220 μ F/10 V électrolytique
 C_9 : 0,47 μ F milfeuil

C_{10} et C_{11} : 0,22 μ F milfeuil
 C_{12} : 0,15 μ F milfeuil
 C_{13} : 1 nF milfeuil
 C_{14} : 0,22 μ F milfeuil
 C_{15} et C_{16} : 47 nF milfeuil
 C_{17} : 1 nF milfeuil
 C_{18} : 4,7 μ F/10 V électrolytique
 C_{19} : 10 μ F/10 V électrolytique
 C_{20} : 1 nF milfeuil
 C_{21} : 10 μ F/10 V électrolytique
 C_{22} : 4,7 nF milfeuil
 C_{23} : 100 μ F/10 V électrolytique
 C_{24} : 4,7 nF milfeuil
 C_{25} : 100 μ F/10 V électrolytique
 C_{26} : 22 nF milfeuil
 C_{27} : 4,7 nF milfeuil
 T_1 : transistor NPN 2N1711, 1613
 T_2 : transistor NPN BC108 C, 109, 2N2222
 T_3 : transistor PNP : 2N2907
 T_4 : transistor NPN 2N1711, 1613
 T_5 : transistor NPN BC108 C, 109, 2N2222
 IC_1 : CD 4011 (4 portes NAND à 2 entrées)
 IC_2 : CD 4081 (4 portes AND à 2 entrées)
 IC_3 : CD 4017 (compteur-décodeur décimal)
 IC_4 : CD 4029 (compteur-décodeur binaire/BCD)
 IC_5 : CD 4001 (4 portes NOR à 2 entrées)
 IC_6 : CD 4081 (4 portes AND à 2 entrées)
 IC_7 : CD 4017 (compteur-décodeur décimal)
 IC_8 : CD 4001 (4 portes NOR à 2 entrées)
 IC_9 : NE 555
 REG : régulateur 7809
 REL_1 : relais « national » 12 V, 1 RT
 REL_2 : relais « national » 12 V, 2 RT
 Transformateur 220 V/12 V/2 VA
 Bornier soudable 8 plots (4 x 2)
 Transformateur de modulation (voir texte)
 MS : microswitch (4 interrupteurs)
 Boîtier plastique « La tôlerie plastique » (190 x 150 x 42)

SYSTEME DE TELECOMMANDE SECTEUR 16 CANAUX



Ce système permet, à partir d'un émetteur, de télécommander seize récepteurs indépendants en utilisant les fils du secteur 220 V comme ligne de transmission. Les informations de télécommande sont transmises au moyen d'une porteuse haute fréquence modulée par salves. Chaque récepteur pourra commander un appareil d'une puissance maximale de 1 500 W.



L'EMETTEUR CODEUR

L'émission se fait sous la forme de trames successives transmises de manière permanente. Chacune de ces trames est constituée d'une période active et d'une période servant à la synchronisation (fig. 1). La période active porte les informations de commande des seize canaux, placées les unes à la suite des autres. Chaque canal occupe une largeur constante dans la trame et présente une salve de porteuse pendant trois quarts de sa largeur s'il est activé et pendant un quart seulement s'il ne l'est pas. La période de synchronisation est caractérisée par une absence totale de porteuse pendant une durée légèrement supérieure à la largeur de deux canaux.

Sur le synoptique (fig. 2) on peut distinguer une partie logique (oscillateur pilote, séquenceur, mul-

tiplexeur, modulateur, mélangeur) et une partie analogique (filtre, amplificateur de sortie), dont nous allons détailler le fonctionnement.

1° Partie logique

(voir schéma fig. 3)

Oscillateur pilote

L'ensemble du système est piloté par un oscillateur dont seront déduits tous les signaux logiques du reste du montage. Il est constitué d'une seule porte NAND trigger de Schmitt (A3-1, CD 4093), associée à un réseau RC qui détermine la fréquence (P_1 , R_1 et C_1).

Séquenceur

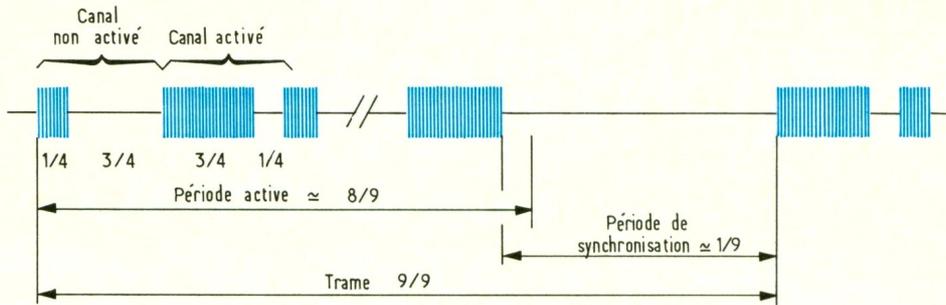
Le signal issu de l'oscillateur attaque l'entrée horloge du séquenceur (A_2 , CD 4040). Ce circuit est un compteur binaire possédant quatorze étages en cas-

cade ; (les sorties Q_1 et Q_2 ne sont pas disponibles). La première sortie Q_0 délivre la fréquence porteuse F_0 . Ce signal ayant subi une division par deux est parfaitement carré. Le cycle normal du compteur est interrompu par une remise à zéro provoquée par une impulsion positive appliquée à son entrée MR (11 [A2]). Cette impulsion est issue d'une porte ET à diodes (D_1 , D_2 et R_2) qui reçoit les sorties Q_{10} et Q_{13} sur ses entrées. On peut se reporter à la figure 4 qui représente l'ensemble des signaux logiques présents aux différents points du montage. Ainsi lorsque Q_{10} et Q_{13} sont simultanément à l'état haut, la sortie de la porte ET passe à l'état haut, le compteur se remet à zéro et donc Q_{10} et Q_{13} repassent à l'état bas.

Si on appelle T_0 la période de la porteuse, chaque signal présent sur les sorties Q_n (à l'exception

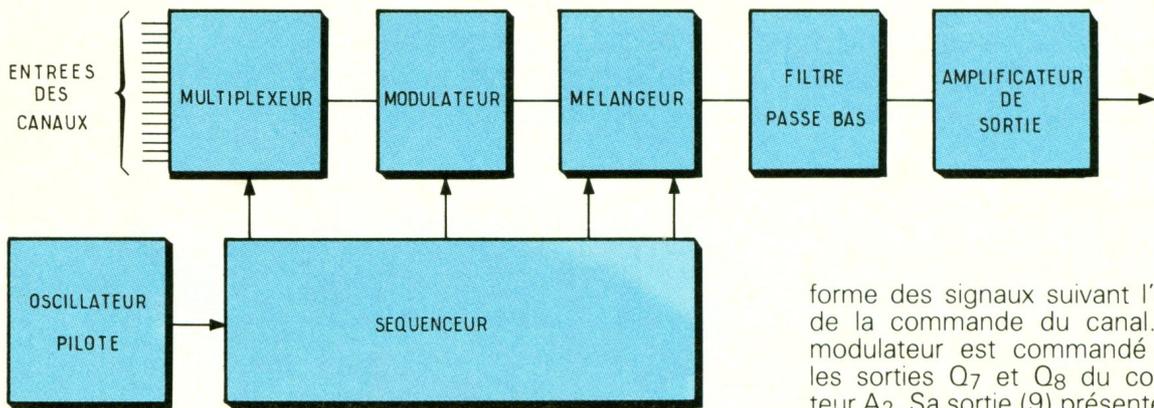
1

Exemple des trames de codage générées par l'émetteur.



2

Synoptique général de l'émetteur.



de Q_{13}) aura une période T_n telle que :

$$T_n = T_0 \times 2^n$$

On peut dresser le tableau qui fait la relation entre chaque sortie et la période du signal qu'elle génère. Nous verrons par la suite comment elles seront utilisées.

Q_0	\rightarrow	$\dots\dots\dots$	T_0
Q_3	\rightarrow	$T_3 =$	$8 T_0$
Q_4	\rightarrow	$T_4 =$	$16 T_0$
Q_5	\rightarrow	$T_5 =$	$32 T_0$
Q_6	\rightarrow	$T_6 =$	$64 T_0$
Q_7	\rightarrow	$T_7 =$	$128 T_0$
Q_8	\rightarrow	$T_8 =$	$256 T_0$
Q_9	\rightarrow	$T_9 =$	$512 T_0$
Q_{10}	\rightarrow	$T_{10} =$	$1\ 024 T_0$
Q_{11}	\rightarrow	$T_{11} =$	$2\ 048 T_0$
Q_{12}	\rightarrow	$T_{12} =$	$4\ 096 T_0$

La sortie Q_{13} délivre un signal non symétrique du fait de la remise à zéro provoquée. Ce signal est à l'état bas pendant $4\ 096 T_0$ (T_{12}) et à l'état haut pendant $512 T_0$ (T_9). La période est donc égale à $T_{13} = 4\ 608 T_0$.

Multiplexeur

La commande de chaque canal se fait de la manière suivante :

- canal activé : mise « en l'air de » de l'entrée correspondante,
- canal non activé : mise « à la masse » de l'entrée.

Chaque état des entrées E_0 à E_{15} doit être inséré en bonne place dans la partie utile de la trame. Pour cela, on utilise un multiplexeur (A_1 , CD 4067). Celui-ci met en relation sa sortie Z , avec l'une des entrées, suivant le code binaire appliqué aux quatre entrées de sélection A_0 à A_3 . Ce code de 4 bits est généré par les quatre sorties Q_9 à Q_{12} du compteur A_2 . Ainsi chaque entrée est commutée successivement pendant un temps égal à la période T_8 ($256 T_0$). Un cycle complet de balayage dure donc $16 \times 256 T_0 = 4\ 096 T_0$. Nous obtenons donc sur la sortie Z une suite d'états logiques qui est l'image des états d'entrée. On peut remarquer que les canaux 1 et 2 sont présents une seconde fois sur la sortie Z pendant la partie réservée à la synchronisation ; évidemment, ils seront supprimés dans le modulateur comme nous le verrons par la suite.

Modulateur

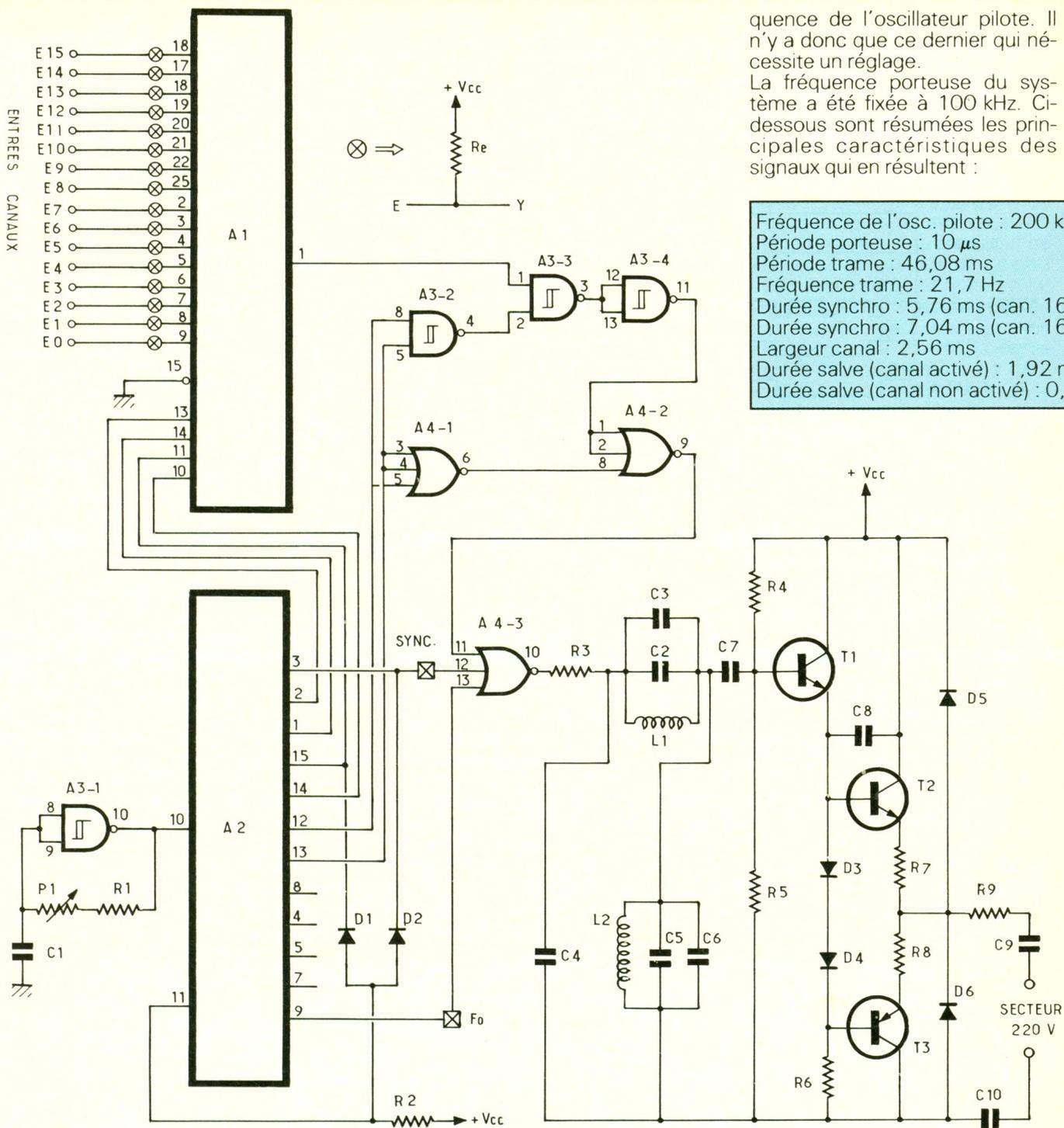
Le modulateur est constitué de trois portes NAND (A_3-2 , A_3-3 et A_3-4 [CD 4093]) et de deux portes NOR (A_4-1 et A_4-2 [CD 4025]). Sa fonction est de produire des signaux de rapport cyclique particulier suivant l'état de son entrée (1[A3-3]). La figure 5 montre les différences de

forme des signaux suivant l'état de la commande du canal. Le modulateur est commandé par les sorties Q_7 et Q_8 du compteur A_2 . Sa sortie (9) présente un signal de période constante ($T_8 = 256 T_0$) et de rapport cyclique variable. Ainsi si Z est à l'état haut (canal activé) la sortie 9 ($A-2$) présente un état bas de durée $3 T_6$ ($192 T_0$), suivi d'un état haut de durée T_6 ($64 T_0$) ; si Z est à l'état bas (canal non activé) on a cette fois un état bas de durée T_6 , suivi d'un état haut de durée $3 T_6$. Il faut noter que cette forme sera inversée à la sortie du mélangeur (NOR A4-3).

Mélangeur

Ce circuit, constitué d'une seule porte NOR à trois entrées, réalise une combinaison logique des trois signaux appliqués à ses entrées. Ce sont : la porteuse, le signal issu de Q_{13} (A_2) et le signal provenant du modulateur. La majeure partie du signal de synchronisation est produite par la sortie Q_{13} . Comme il a été vu précédemment, ce signal est à 0 pendant $4\ 096 T_0$, soit $8/9^e$ de la trame, et à 1 pendant $512 T_0$, soit $1/9^e$ de la trame. On sait que si l'une des entrées d'une porte NOR est à 1, sa sortie est à 0 quel que soit l'état des autres entrées. Donc au moment de la période de synchro, nous avons, à la sortie de la porte NOR A_4-3 , la juxtaposition de l'état bas provoqué par la deuxième partie du canal 16 et de celui provoqué par Q_{13} . Il faut noter que suivant

3 Schéma de l'émetteur-codeur 16 canaux.



quence de l'oscillateur pilote. Il n'y a donc que ce dernier qui nécessite un réglage.

La fréquence porteuse du système a été fixée à 100 kHz. Ci-dessous sont résumées les principales caractéristiques des signaux qui en résultent :

- Fréquence de l'osc. pilote : 200 kHz
- Période porteuse : $10 \mu\text{s}$
- Période trame : 46,08 ms
- Fréquence trame : 21,7 Hz
- Durée synchro : 5,76 ms (can. 16 à « 1 »)
- Durée synchro : 7,04 ms (can. 16 à « 0 »)
- Largeur canal : 2,56 ms
- Durée salve (canal activé) : 1,92 ms
- Durée salve (canal non activé) : 0,64 ms

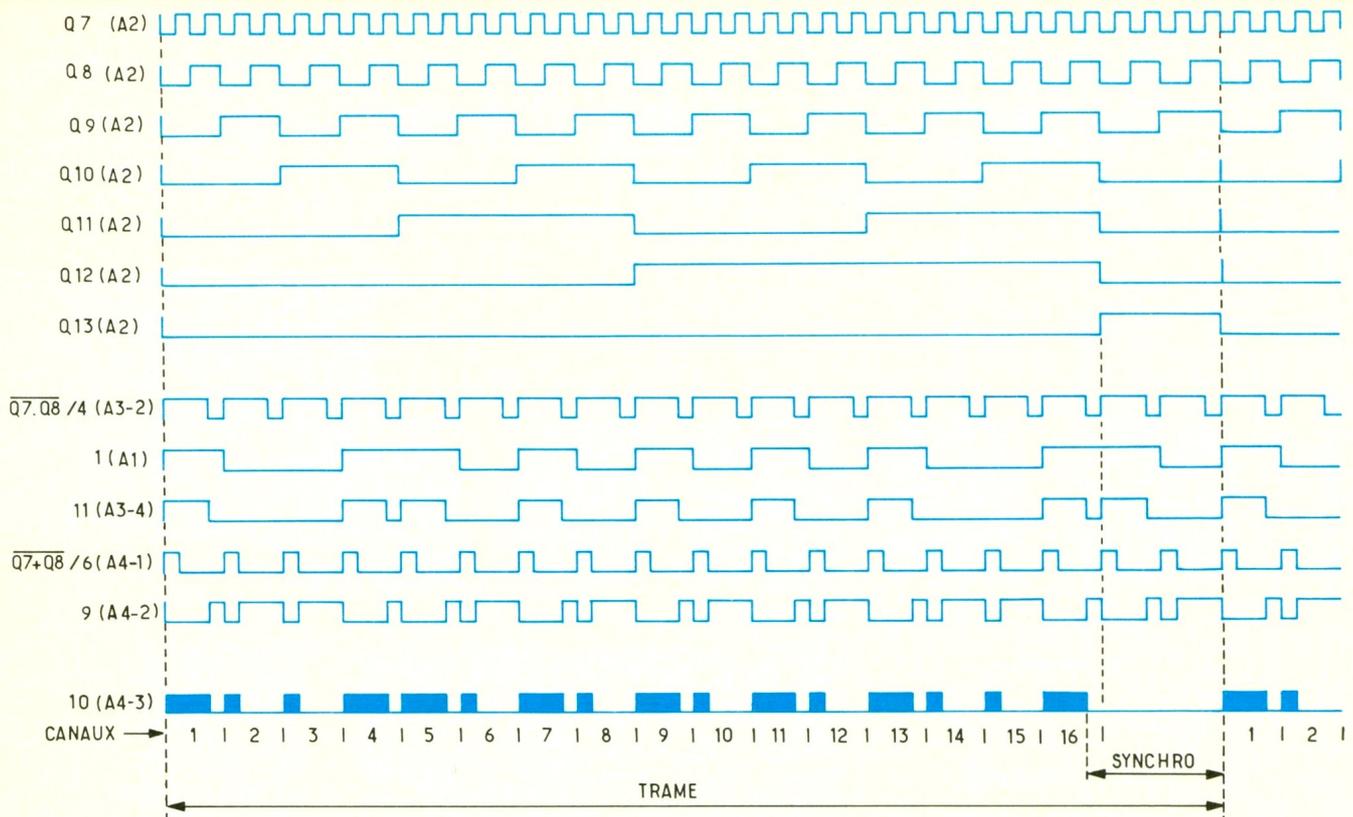
l'état du canal 16, la synchro a deux longueurs possibles :
 canal 16 activé : $\text{sync.} = 512 T_0 + 64 T_0 = 576 T_0$
 canal 16 non activé : $\text{sync.} = 512 T_0 + 192 T_0 = 704 T_0$
 Evidemment, cela n'a aucune incidence sur le fonctionnement des récepteurs. On peut voir (fig. 1 et fig. 4) que le signal de synchro « empiète » sur la période utile. En dehors du signal de synchro, la porteuse est

présente en sortie chaque fois que le signal provenant du modulateur est à l'état bas. Il est intéressant de constater que la forme des différents signaux présents sur les sorties du compteur A1 et sur les différentes portes est indépendante de la fréquence (dans la mesure où les temps de propagation demeurent négligeables). De la même manière, les durées des signaux ne dépendent que de la fré-

2° Partie analogique

Filtre

La sortie du modulateur présente des signaux à fronts raides, riches en harmoniques. Ces harmoniques peuvent provoquer une gêne pour la réception de certaines stations de radiodiffusion, aussi a-t-il été jugé nécessaire de les atténuer suffisamment par un filtre passe-bas. Le



circuit résonnant L_2 , C_5 , C_6 est accordé sur la fréquence de la porteuse et atténue les fréquences situées de part et d'autre. Un second circuit résonnant constitué de L_1 , C_2 et C_3 et accordé sur l'harmonique 3 de la porteuse atténue énergiquement celui-ci. La capacité C_7 fait la liaison entre le filtre et l'amplificateur de sortie.

C_3 et C_6 permettront d'affiner le fonctionnement des circuits résonnants si on les insère sur l'époxy.

Amplificateur de sortie

L'amplificateur de sortie est classique et n'appelle que peu de

commentaires. Les diodes D_3 et D_4 provoquent un léger courant de repos pour les transistors T_2 et T_3 et réduisent ainsi la distorsion de croisement. Le condensateur C_8 évite l'accrochage haute fréquence de l'étage de sortie. La résistance R_9 et les diodes D_5 et D_6 constituent un circuit de protection chargé d'écrêter les impulsions accidentelles qui pourraient être présentes sur le secteur.

Il faut noter que R_9 peut subir une très forte intensité lors du raccordement au secteur. En effet, les condensateurs C_9 et C_{10} sont initialement déchargés et si le branchement s'effectue au milieu de

l'alternance, l'intensité de charge est seulement limitée par R_9 ; aussi cette résistance, bien que dissipant une puissance extrêmement faible en régime normal, a-t-elle été choisie du type bobinée. La liaison avec le réseau 220 V se fait par deux condensateurs à fort isolement, C_9 et C_{10} , qui présentent une faible impédance à la fréquence F_0 .

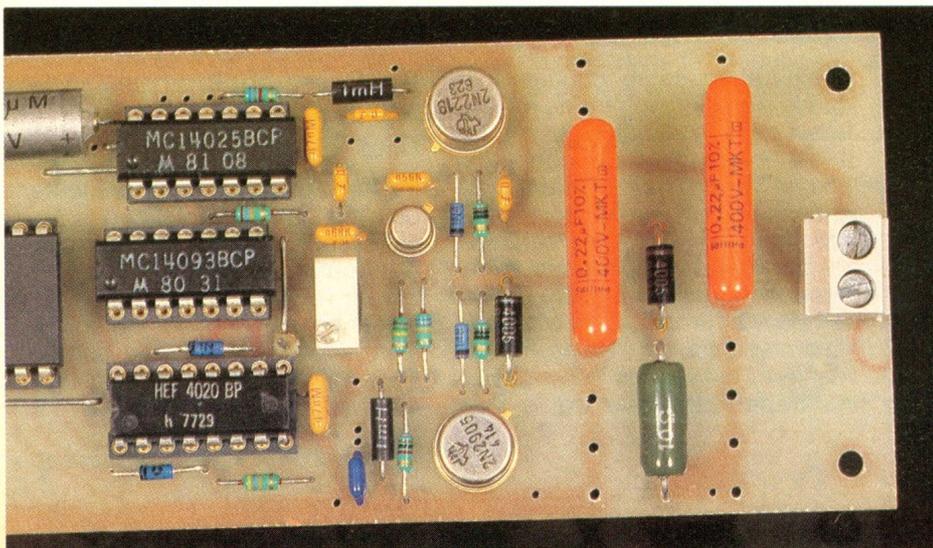
LE RECEPTEUR DECODEUR

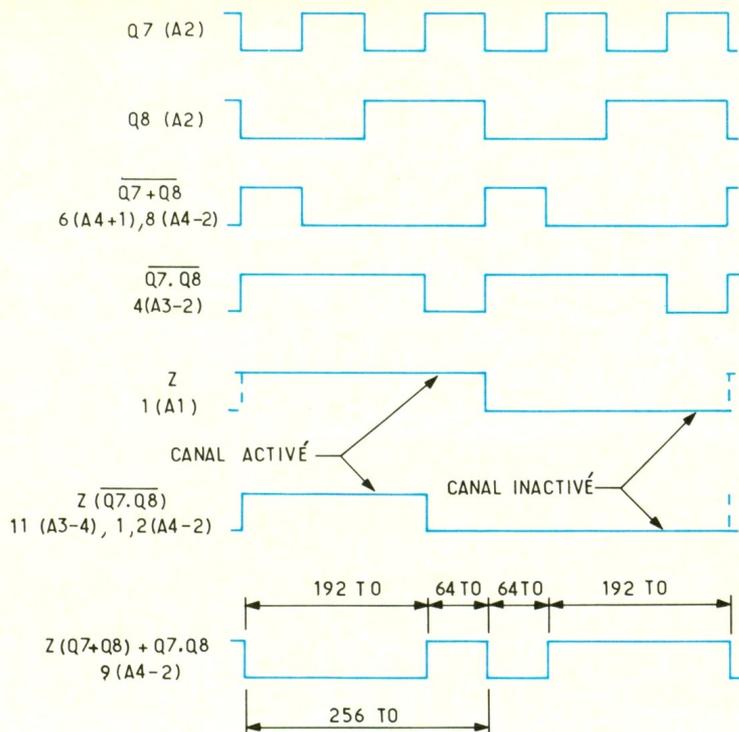
Chaque récepteur reçoit la porteuse émise par l'émetteur et après traitement en tire l'information qui le concerne pour commander l'appareil auquel il est affecté.

Comme sur l'émetteur, on peut distinguer une partie analogique et une partie logique. Le synoptique (fig. 7) montre l'interconnexion des différentes fonctions d'un récepteur.

On trouve d'abord un filtre permettant la séparation de la porteuse HF du 50 Hz du réseau. Puis vient l'écrêteur chargé de protéger l'étage suivant d'éventuelles surtensions. Nous trouvons ensuite un amplificateur qui donne à la porteuse le niveau suffisant pour attaquer le démodulateur. Ce dernier extrait le signal

Photo 2. – Les condensateurs C_9 et C_{10} , de couleur orange, assurent le couplage de l'émetteur au réseau EDF.

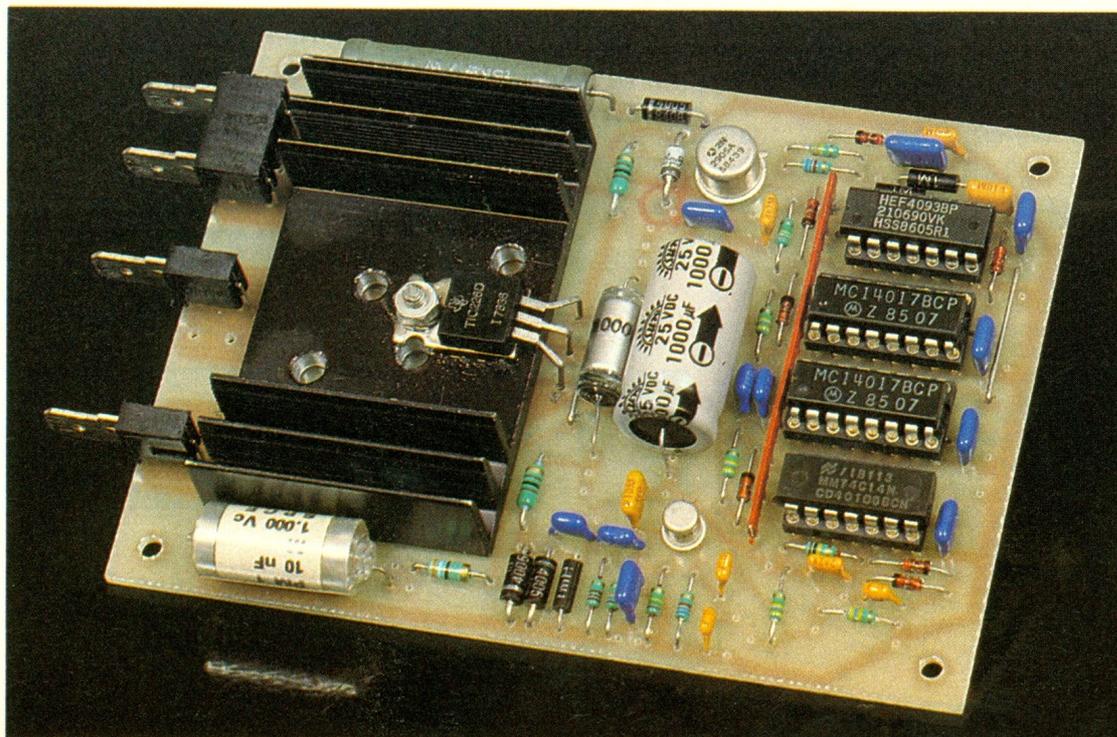




codé transmis par la porteuse. Ce signal sert, entre autres, d'horloge pour le décodeur proprement dit. On en tire également l'information qui permettra de synchroniser le décodeur, ainsi que les « 1 », c'est-à-dire les états des canaux activés par l'émetteur. Chaque récepteur possède une connexion qui lui est propre et qui détermine le ca-

nal aux ondes duquel il réagit. C'est le rôle du décodeur d'extraire, parmi les « 1 » qui se présentent sur son entrée, celui qu'il doit prendre en compte. A la sortie du décodeur apparaissent de fines impulsions à fréquence trame, lorsque le canal correspondant est activé. Ces fines impulsions sont transformées en une tension continue par l'inter-

Photo 3. – Présentation du récepteur.



médiaire de l'intégrateur. Cette tension représente l'ordre de commande de l'appareil placé à la sortie. Elle agit sur le générateur d'impulsions qui commande à son tour l'interface de puissance constituée d'un triac.

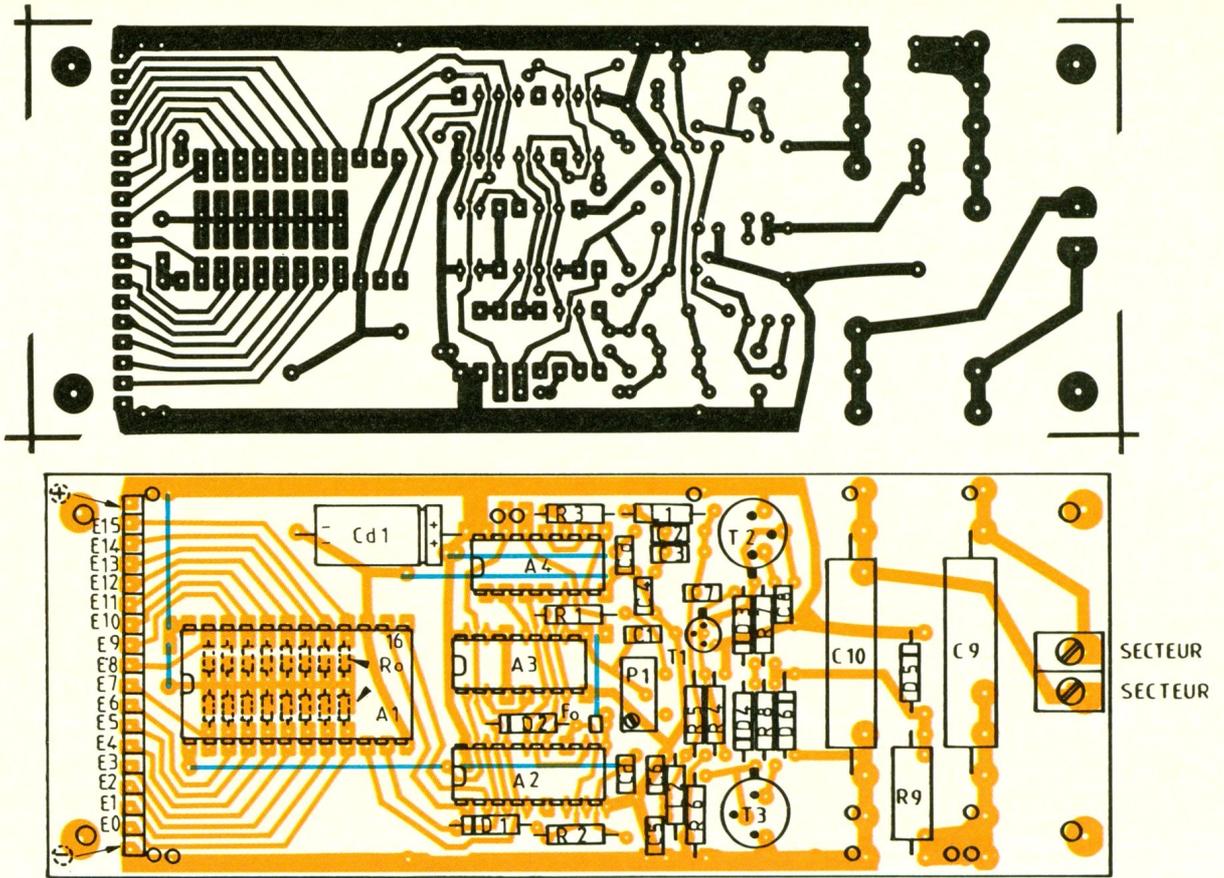
Nous allons maintenant examiner plus en détail le fonctionnement de chaque sous-ensemble.

Sur le schéma général (fig. 8) on s'aperçoit que la référence de tension est le + ; et dans tout ce qui suit on raisonnera par rapport à cette référence, et donc en logique négative ; c'est ainsi qu'un front montant sera une transition du + vers le - et que la sortie d'un NAND passera à « 1 » (tension négative) quand ses deux entrées seront simultanément à « 0 » (tension positive).

1° Partie analogique

Filtre séparateur

Il est constitué des éléments C_1 , L_1 , C_2 et C_3 . La porteuse se présente à l'entrée avec une amplitude comprise entre quelques dizaines de millivolts et quelques volts selon les charges connectées au secteur 220 V. Ce dernier, quant à lui, voit son amplitude maximale dépasser 300 V crête et la séparation doit donc être très énergique. Avec les éléments du schéma, elle dépasse 90 dB et il ne subsiste donc plus qu'une dizaine de millivolts de tension à 50 Hz aux bornes de



L₁. On remarquera au passage le fort isolement du condensateur C₁ qui doit supporter la tension secteur et les surtensions parasites. Le condensateur C₃, si on l'insère sur l'époxy, permet d'affiner le fonctionnement du filtre en palliant la dispersion des valeurs des composants.

Ecrêteur

Cette fonction est remplie par les diodes D₁ et D₂ et la résistance de protection R₁. Ainsi la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur ne dépasse pas 1,4 V crête à crête.

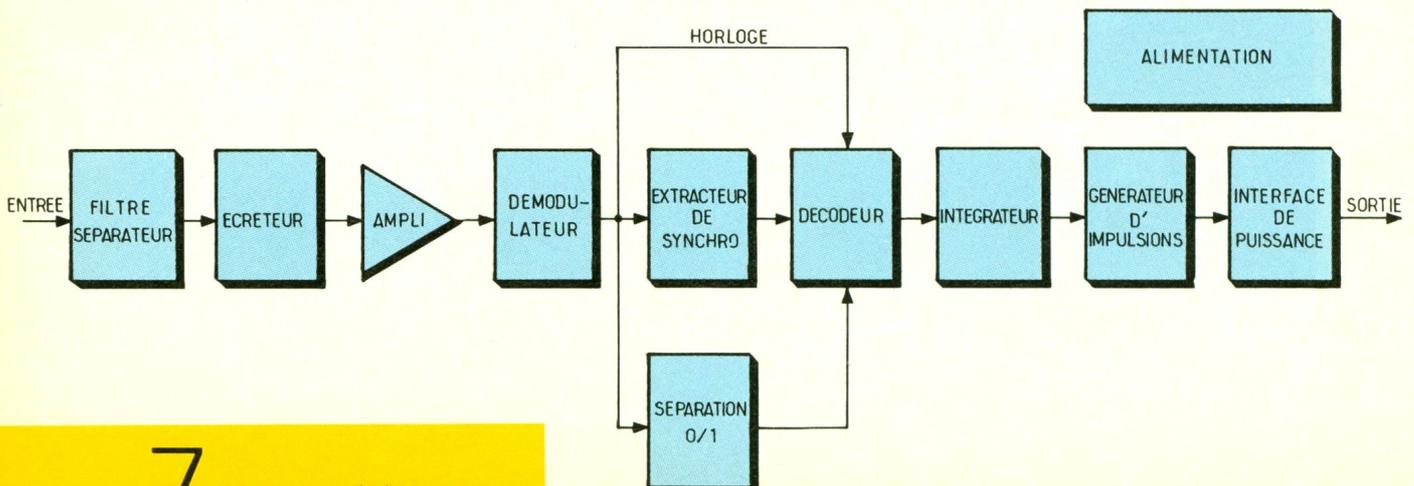
Amplificateur

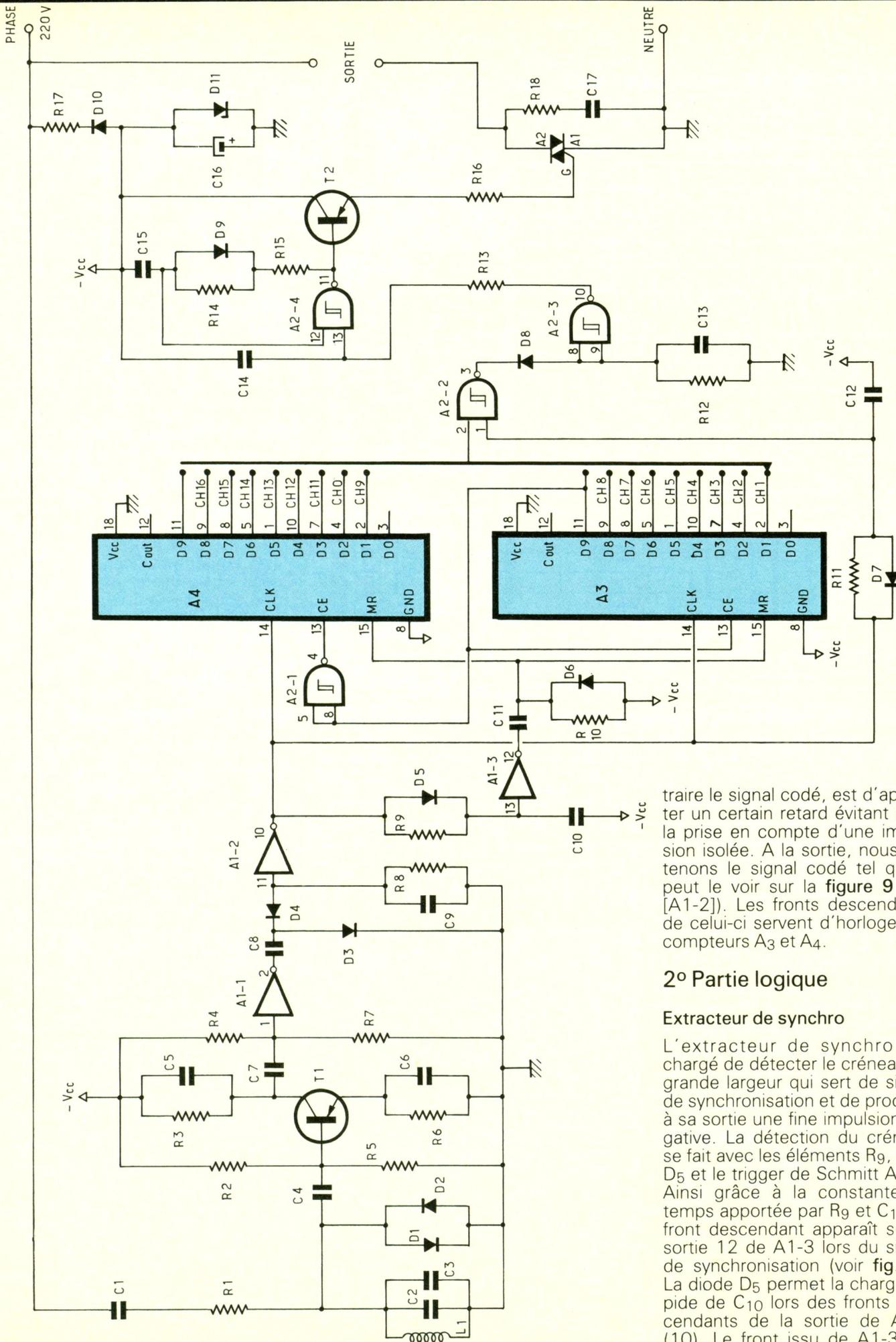
La porteuse attaque ensuite l'amplificateur par l'intermédiaire de C₁ qui effectue avec R₂, R₅ et la résistance d'entrée de l'étage T₁ un filtrage supplémentaire des basses fréquences. Le transistor T₁, monté en émetteur commun, assure l'amplification requise. L'émetteur est découplé en HF (filtrage). Le gain de l'étage atteint 120. La petite capacité C₅, placée en parallèle sur la résistance de collecteur de T₁, atténue les fréquences supérieures à la porteuse. Un inverseur trigger de Schmitt fait suite à l'étage T₁.

Son entrée est polarisée à V_{cc}/2 et, bien que procurant une certaine amplification, est surtout utilisé pour produire des fronts raides sur sa sortie. Un filtrage de niveau est apporté par le trigger de Schmitt du fait de la nécessité d'une certaine amplitude à l'entrée pour faire réagir la sortie ; le bruit et les signaux trop faibles sont ainsi éliminés.

Démodulateur

Le démodulateur utilise une « pompe à diodes », constituée des éléments C₈, D₃, D₄, C₉ et R₈. Son rôle, outre celui d'ex-



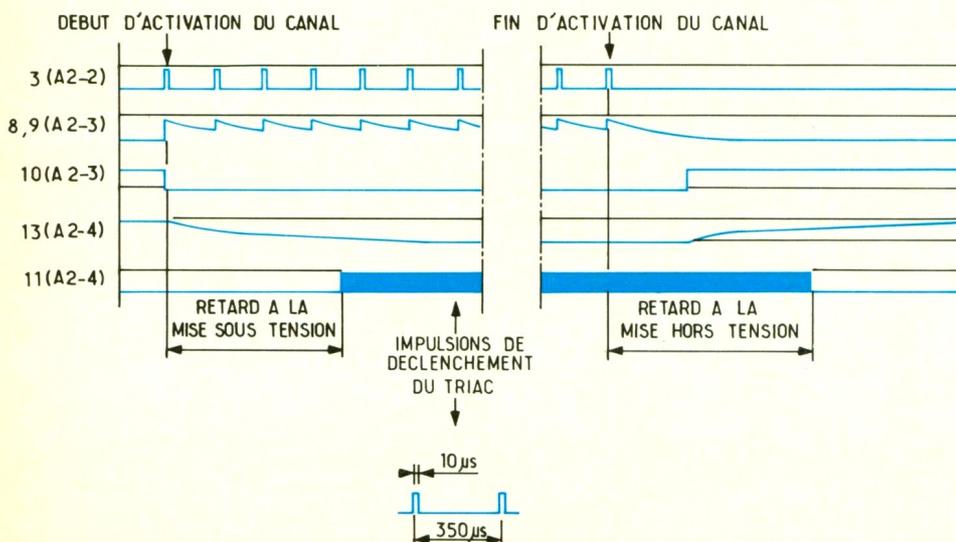
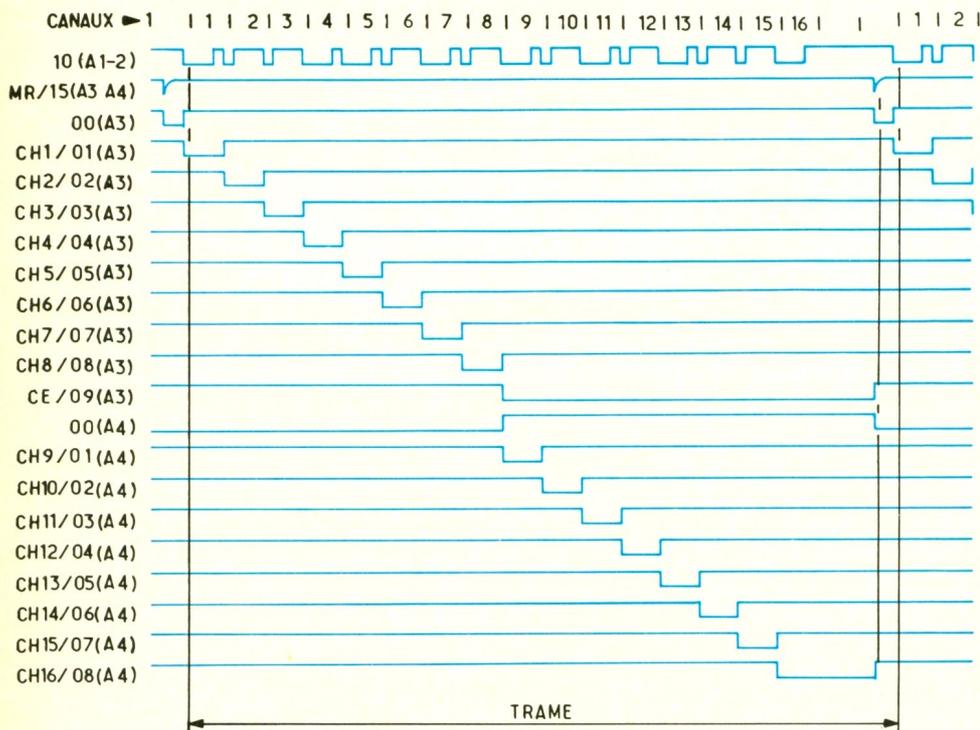
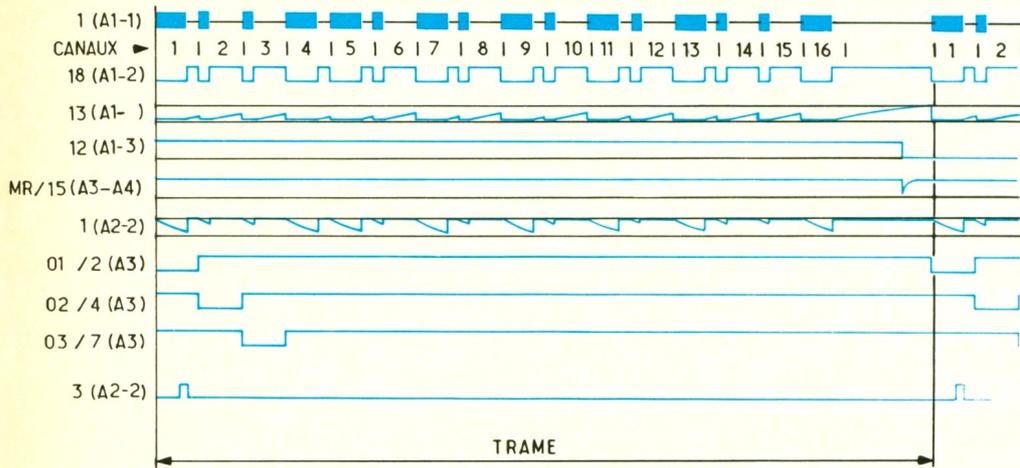


traire le signal codé, est d'apporter un certain retard évitant ainsi la prise en compte d'une impulsion isolée. A la sortie, nous obtenons le signal codé tel qu'on peut le voir sur la **figure 9** (10 [A1-2]). Les fronts descendants de celui-ci servent d'horloge aux compteurs A3 et A4.

2^o Partie logique

Extracteur de synchro

L'extracteur de synchro est chargé de détecter le créneau de grande largeur qui sert de signal de synchronisation et de produire à sa sortie une fine impulsion négative. La détection du créneau se fait avec les éléments R9, C10, D5 et le trigger de Schmitt A1-3. Ainsi grâce à la constante de temps apportée par R9 et C10 un front descendant apparaît sur la sortie 12 de A1-3 lors du signal de synchronisation (voir **fig. 9**). La diode D5 permet la charge rapide de C10 lors des fronts descendants de la sortie de A1-2 (10). Le front issu de A1-3 est



ensuite différencié par C_{11} et R_{10} et la partie positive écrêtée par D_6 . On obtient ainsi l'impulsion négative qui fera l'initialisation (remise à zéro) des compteurs A_3 et A_4 (MR).

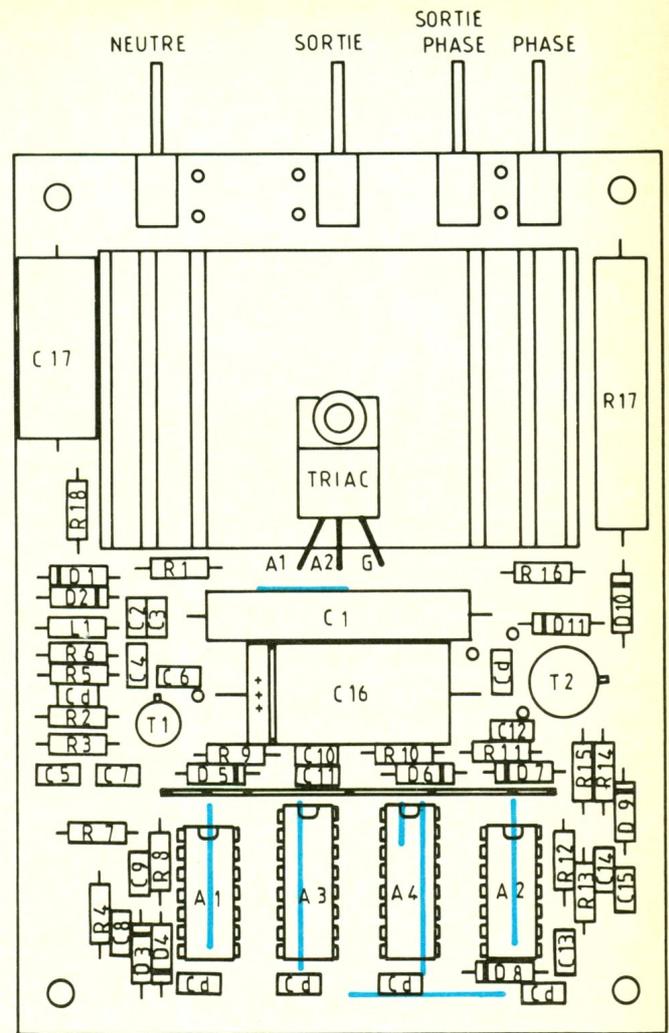
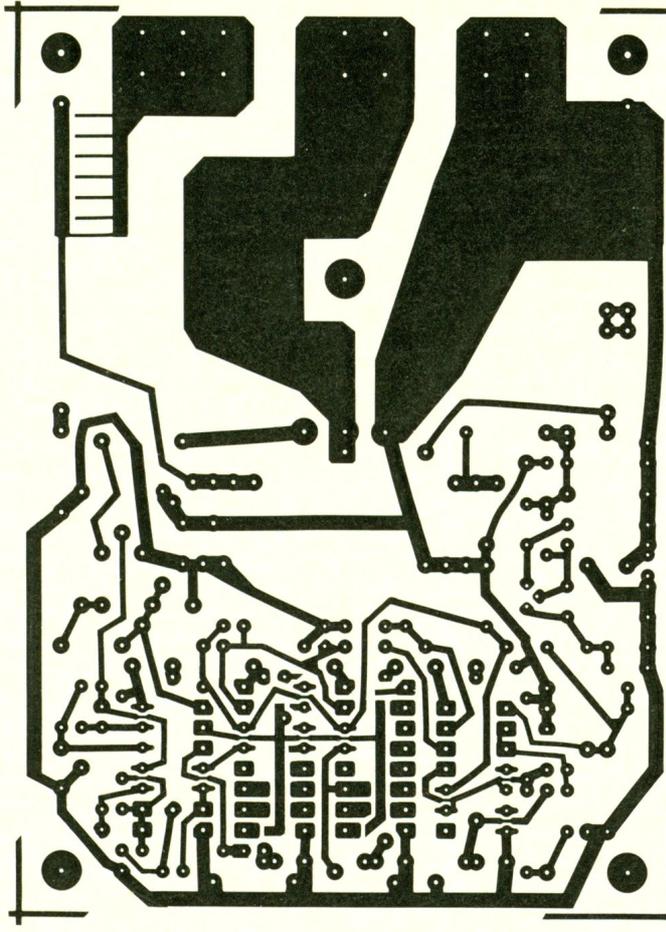
Séparation « 0 »/« 1 »

Le fonctionnement de ce sous-ensemble est similaire à celui de l'extracteur de synchro. En effet par le jeu d'une constante de temps (R_{11} , C_{12}) et d'un trigger de Schmitt (A2-2) il est procédé à la séparation des créneaux de largeur $192 T_0$ de ceux de largeur $64 T_0$. La diode D_7 a pour but la décharge rapide de C_{12} . Ainsi, sur l'entrée 1 de A2-2 (voir fig. 9) apparaît une suite de « dents de scie » ayant deux hauteurs possibles. Seules les dents de scie atteignant un niveau suffisamment bas (canal à « 1 ») pourront déclencher le trigger A2-2. Si l'entrée 2 de A2-2 était en permanence à l'état bas, nous obtiendrions à la sortie 3 une suite d'impulsions positives correspondant aux canaux activés par l'émetteur.

Décodeur

Il est constitué d'une part des deux compteurs A_3 et A_4 et d'autre part de la porte NAND A2-2. (La fonction trigger de Schmitt de cette dernière est aussi utilisée pour la séparation des « 0 » et des « 1 »).

Le fonctionnement des compteurs A_3 et A_4 est un peu particulier et nous allons nous reporter aux chronogrammes de la figure 10 pour clarifier les choses. Rappelons que le CD 4017 utilisé pour A_3 et A_4 est un compteur décimal à dix sorties décodées. En d'autres termes, à chaque impulsion d'horloge, un état « 0 » (logique négative) se propage d'une sortie à la suivante et un cycle complet est réalisé en dix impulsions d'horloge. Prenons comme origine l'impulsion de remise à zéro des compteurs (15[A₃, A₄]). Les sorties 00 de A_3 et A_4 sont à « 0 » tandis que toutes les autres sont à « 1 ». L'entrée CE de A_3 (autorisation de comptage) est à 1 (sortie 09 de A_3) et donc le comptage est possible, tandis que celle de A_2 est à « 0 » (inverseur A2-1) interdisant le comptage de ce dernier. Le premier front négatif d'horloge appliqué aux entrées CLK de A_3 et A_4 va faire passer à 0 la sortie CH1/01 de A_3 tandis que la



sortie 00 repassera à « 1 ». Le compteur A₄ étant bloqué, aucune de ses sorties n'évolue. Le front suivant de l'horloge fera passer la sortie CH2/O2 de A₃ à « 0 » et sera toujours sans action

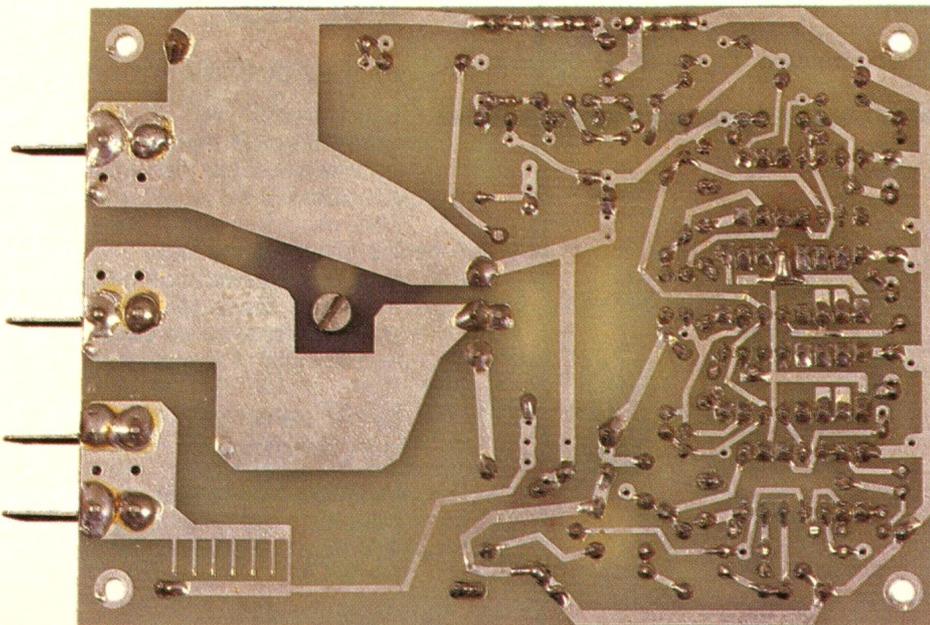
sur A₄. Les sorties de A₃ vont donc ainsi évoluer au rythme de l'horloge jusqu'à ce que la sortie O9 passe à 0, bloquant ainsi ce compteur par l'intermédiaire de l'entrée CE. Seule une remise

à zéro par l'entrée MR (synchro) pourra débloquent A₃ dont le fonctionnement ne dépend donc pas de A₄. Parallèlement au passage à 0 de CE de A₃, CE de A₄ passe à 1 et, comme l'entrée CLK est à 0, sert d'impulsion d'horloge pour A₄ et fait passer sa sortie CH9/O1 à 0. C'est donc maintenant au tour de A₄ de voir ses sorties évoluer au rythme de l'horloge. Il faut noter qu'à la différence de A₃ le compteur A₄ ne serait pas bloqué si sa sortie O9 passait à « 0 ». En fait cet état ne peut se produire puisqu'une remise à zéro arrive avant le prochain front d'horloge achevant ainsi le cycle. Nous sommes donc en présence d'un système à seize sorties décodées, CH1 à CH16.

Comme il a été entrevu plus haut, le fonctionnement de A₃ n'est pas influencé par A₄ et celui-ci ne sert que pour les canaux 9 à 16. Il en résulte que pour les récepteurs des canaux 1 à 8, le compteur A₄ est tout à fait inutile.

Venons-en maintenant à la dernière partie du décodage avec la porte NAND A2-2. Celle-ci joue, en logique négative, le rôle d'une

Photo 4. – Vue du récepteur côté cuivre : on aperçoit des fusibles de rechange prévus sur l'époxy.



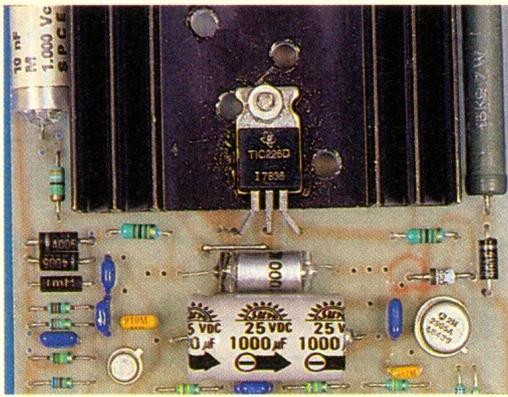


Photo 5. – Le triac commutant la charge sera monté sur radiateur.

porte NOR. Son entrée 2 est connectée à l'une des seize sorties CH₁ à CH₁₆ selon le canal désiré (CH₁ dans le cas du schéma). Ainsi lorsque la sortie CH₁/O1 est à « 0 » et que simultanément un « 0 » apparaît sur l'entrée 1 de A2-2 (canal 1 activé) la sortie 3 de A2-2 passe à « 1 » (voir fig. 9). Cela se traduit, à l'intérieur d'une trame, par l'apparition d'une fine impulsion ne dépassant pas la largeur d'un canal. Il est donc nécessaire « d'allonger » cette impulsion pour la transformer en un niveau continu stable. Cette fonction est remplie par un intégrateur.

Intégrateur (voir fig. 8 et fig. 11)

La première impulsion positive qui apparaît à la sortie 3 de A2-2 charge rapidement le condensateur C₁₃ au travers de la diode D₈. A la fin de l'impulsion, C₁₃ se décharge lentement dans R₁₂ (8 et 9 de A2-3). La sortie 10 du trigger A2-3 passe à 0 et le reste, car C₁₃ n'a pas le temps de se décharger suffisamment avant l'arrivée de l'impulsion suivante. Cette tension passe ensuite par un intégrateur à grande constante de temps, constituée de R₁₃, C₁₄ et A2-4. Le premier

rôle de cet intégrateur est de provoquer un retard à la mise sous tension, et d'éviter ainsi qu'une impulsion accidentelle non envoyée par l'émetteur ne soit prise en compte. Le second rôle de l'intégrateur est de provoquer un deuxième retard à la coupure cette fois, afin qu'une impulsion manquante ne soit pas vue comme une désactivation du canal.

Générateur d'impulsions

Le déclenchement d'un triac nécessite un courant de gâchette relativement important. Cependant ce courant, même s'il n'est appliqué que pendant quelques microsecondes, suffit à amorcer le triac. D'où l'intérêt de faire un déclenchement par impulsions. D'autre part, le type de déclenchement choisi ne permet d'assurer celui-ci que dans un seul quadrant. C'est le déclenchement avec un courant négatif qui réclame le moins de courant dans ce cas. C'est la raison du choix du « plus » de l'alimentation comme référence de tension, ce qui permet la commande de la gâchette avec un courant négatif. Le déclenchement n'est pas synchronisé avec les alternances secteur, c'est-à-dire que l'impulsion qui amorce le triac occupe une position indéterminée dans le cycle du 50 Hz. Pour que le déclenchement se produise assez près du début de l'alternance, (fonctionnement à puissance maximale) il faut donc que les impulsions soient suffisamment rapprochées. C'est la porte NAND trigger de Schmitt A2-4 qui assure la production de ces impulsions. Elle est montée en multivibrateur astable commandé. La diode D₁ en parallèle

sur R₁₄ assure la dissymétrie du signal et donc la finesse des impulsions de déclenchement. L'entrée 13 de A2-4 autorise la sortie des impulsions lorsqu'elle est à l'état bas. Le transistor T₂ fournit l'amplification en courant nécessaire et la résistance R₁₆ limite ce courant à une centaine de milliampères. Avec les valeurs du schéma, la période des impulsions est de 300 μs pour une largeur de 10 μs ; il en résulte un courant moyen dans la gâchette du triac de moins de 3 mA.

Interface de puissance

C'est un triac TIC 226 D (8 A 400 V) qui sert de « relais » entre la basse tension issue du décodeur et la tension alternative 220 V du réseau. Un réseau RC constitué de R₁₈ et C₁₇ limite le dV/dt appliqué au triac.

Alimentation

Le faible courant requis par l'alimentation (environ 6 mA) a permis l'utilisation d'une simple résistance chutrice, évitant ainsi l'emploi d'un transformateur encombrant et coûteux. C'est la résistance de puissance R₁₇ qui assure la chute de tension nécessaire tandis que la diode Zener D₁₁ stabilise la tension à 12 V et le condensateur C₁₆ assure le filtrage. Il faut noter que la résistance R₁₇, largement dimensionnée en puissance pour en augmenter sa surface radiante, dissipe moins de 1,5 W.

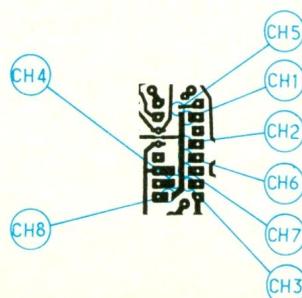
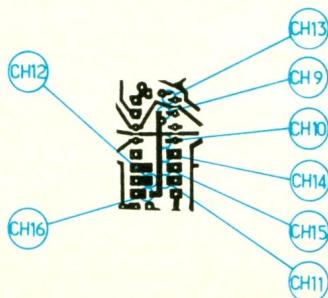
REALISATION PRATIQUE

a) Les circuits imprimés

Leurs tracés sont fournis aux figures 6 et 12. Après passage au perchlorure de fer et rinçage abondant à l'eau claire, on percera de 0,8 mm à 1 mm suivant les composants puis l'on procédera aux implantations en prêtant attention particulièrement aux polarités ainsi qu'au sens d'insertion des composants.

b) Mise en œuvre de l'émetteur

Vu la place impartie, on utilisera pour les seize résistances R_e, des 1/8 W, voire mieux, des composants CMS.



L'ajustable P_1 sera un modèle à dix tours de préférence. Pour les entrées de codage (E_0 à E_{15}), on utilisera une barrette de connexion au pas de 2,54. La liaison vers le secteur pourra être réalisée par l'intermédiaire d'un petit bornier à vis pour circuit imprimé. Pour finir, les circuits intégrés pourront être montés sur support ou directement soudés sur l'époxy.

L'alimentation continue n'est pas figurée sur le schéma, mais vu la faible consommation du montage (environ 12 mA), celle-ci sera très simple. Néanmoins, pour que la fréquence de l'oscillateur soit stable, il faut que la tension d'alimentation le soit également. On utilisera avantageusement un petit régulateur de 9 V (100 mA).

Avant de relier la sortie du montage au secteur, un seul réglage est nécessaire : celui de la fréquence de l'oscillateur pilote. Utiliser un fréquencemètre ou à défaut un scope bien étalonné et mesurer la fréquence sur le point test F_0 (près du potentiomètre P_1). Par l'intermédiaire de P_1 , ajuster cette fréquence à 100 kHz.

Les entrées peuvent être commandées par des transistors en « collecteur ouvert » venant par exemple d'un programmateur électronique, ou par de simples interrupteurs.

Nota : lorsque le montage sera relié au secteur, il conviendra de prendre toutes les précautions nécessaires et de ne pas faire de manipulations dangereuses dans la zone des condensateurs C_9 et C_{10} .

c) Mise en œuvre du récepteur

On munira le triac de sortie d'un radiateur de bonnes dimensions, afin de faciliter au mieux sa dissipation.

On remarquera sur le circuit imprimé, côté cuivre sous la résistance R_{17} , une sorte de peigne. Celui-ci constitue une batterie de fusibles de réserve, que l'on pourra mettre de façon individuelle en service à l'aide d'un simple pont de soudure.

Pour finir, l'affectation d'un canal à un récepteur (ou à plusieurs récepteurs) s'effectue par un petit pont de soudure comme indiqué à la figure 13.

Bernard LE TERTRE

LISTE DES COMPOSANTS DE L'EMETTEUR

Résistances

R_1 : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
 R_2 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
 R_3 : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)
 R_4 : 68 k Ω (bleu, gris, orange)
 R_5 : 150 k Ω (marron, vert, jaune)
 R_6 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_7, R_8 : 10 Ω (marron, noir, noir)
 R_9 : 10 Ω bobinée
 $16 \times R_e$: 47 k Ω (jaune, violet, orange) classique ou CMS

Potentiomètre ajustable

P_1 : 4,7 k Ω /multitour vertical

Condensateurs

C_1 : 680 pF
 C_2 : 270 pF
 C_3 : voir texte
 C_4 : 100 pF
 C_5 : 2,7 nF
 C_6 : voir texte
 C_7 : 560 pF
 C_8 : 100 pF
 C_9, C_{10} : 220 nF/400 V
 Cd_1 : 68 μ F/16 V
 $2 \times Cd$: 47 nF

Self-inductances

L_1, L_2 : 1 mH

Diodes

D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N4148
 D_5, D_6 : 1N4007

Transistors

T_1 : BC 108 C
 T_2 : 2N2219
 T_3 : 2N2905

Circuits intégrés

A_1 : 4067
 A_2 : 4020
 A_3 : 4093
 A_4 : 4025

Divers

Bornier à vis pour circuit imprimé

LISTE DES COMPOSANTS DU RECEPTEUR

Résistances

R_1 : 100 Ω (marron, noir marron)
 R_2 : 150 k Ω (marron, vert, jaune)
 R_3 : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)
 R_4 : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
 R_5 : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
 R_6 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
 R_7 : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
 R_8 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_9, R_{10} : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
 R_{11} : 390 k Ω (orange, blanc, jaune)
 R_{12}, R_{13} : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R_{14} : 330 k Ω (orange, orange, jaune)
 R_{15} : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)
 R_{16} : 100 Ω (marron, noir, marron)
 R_{17} : 15 k Ω /7 W
 R_{18} : 39 Ω (orange, blanc, noir)

Condensateurs

C_1 : 1 nF/2 000 V
 C_2 : 1,2 nF
 C_3 : voir texte
 C_4 : 1 nF
 C_5 : 100 pF
 C_6 : 100 nF
 C_7 : 220 pF
 C_8 : 270 pF
 C_9 : 1,2 nF
 C_{10} : 6,8 nF
 C_{11} : 1 nF
 C_{12} : 4,7 nF
 C_{13} : 100 nF
 C_{14} : 470 nF
 C_{15} : 4,7 nF
 C_{16} : 1 000 μ F/25 V
 C_{17} : 10 nF/1 000 V
 $6 \times Cd$: 47 nF

Self-inductances

L_1 : 1 mH

Diodes

D_1, D_2 : 1N4007
 D_3 à D_9 : 1N4148
 D_{10} : 1N4007
 D_{11} : BZX 85 C12

Transistors

T_1 : 2N2907
 T_2 : 2N2905

Circuits intégrés

A_1 : 40C14
 A_2 : 4093
 A_3, A_4 : 4017

Divers

Triac TIC 226 D ou équivalent
Cosses

UN TESTEUR DE VIRGINITE POUR EPROM 2716



Avant de programmer une EPROM, l'opérateur doit s'assurer de la virginité de celle-ci, afin de déterminer s'il faut ou non l'insoler aux U.V.

Un testeur trouve alors son utilité au laboratoire. Le VIRGITEST que nous vous proposons se présente comme un appareil compact, peu coûteux, capable de déterminer en moins de 5 secondes si la mémoire testée est vierge ou non, visualisé à l'aide d'un simple témoin lumineux.

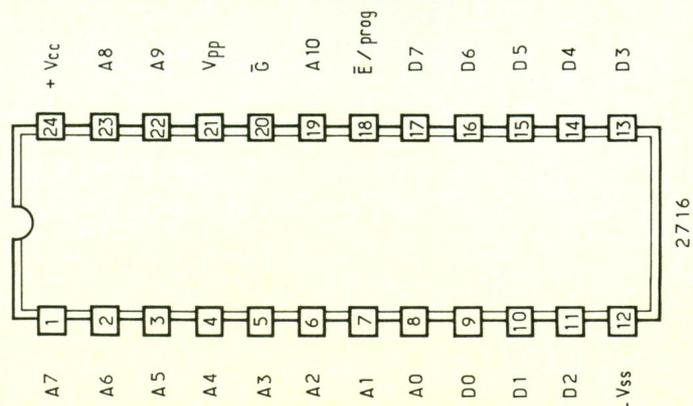
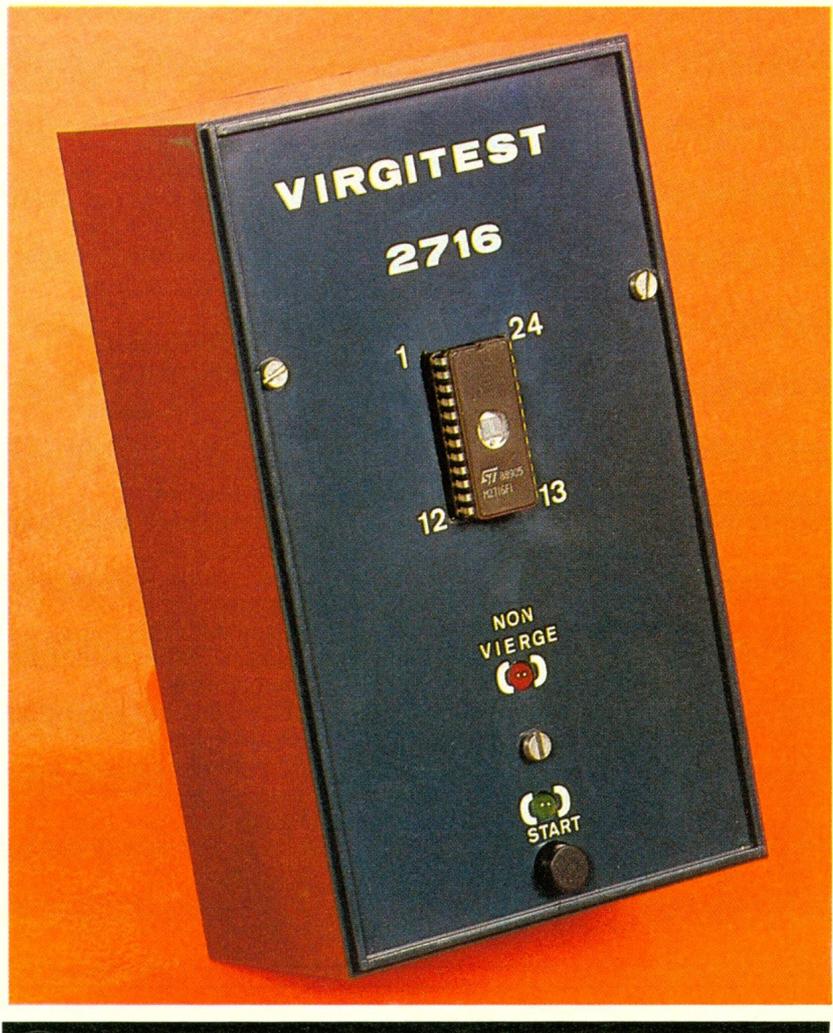
PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Pour réaliser le test de l'EPROM, il faudra procéder à une lecture des ports d'entrées/sorties sur les 2 048 adresses de la mémoire, et ce en la faisant rapidement défiler. Dès qu'un éventuel « 0 » apparaît, cela signifie qu'au moins une des adresses est programmée. Le tableau 1 rappelle brièvement le brochage et les conditions techniques à satisfaire afin que l'EPROM se retrouve en mode lecture.

Le fonctionnement de la maquette reste simple. Après avoir enfiché l'EPROM sur le support de test, on presse le bouton-poussoir « BP » qui commute l'alimentation. On met alors en route une base de temps faisant défiler un compteur d'adressage. Lorsque celui-ci arrive à 2 049, le dispositif s'arrête automatiquement : le test est terminé. Si un 0 a été détecté, une temporisation, allume une LED rouge signalant la non-virginité de l'EPROM.

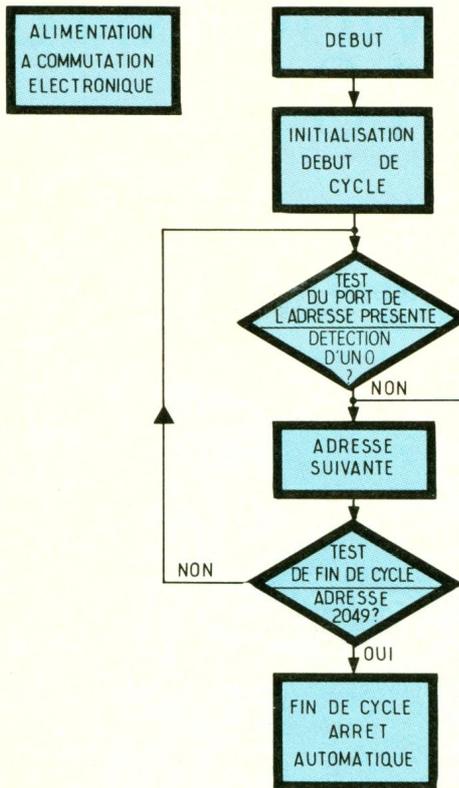
LE FONCTIONNEMENT ELECTRONIQUE

On se référera tout d'abord au synoptique de la **figure 2** qui illustre le fonctionnement de l'appareil, puis l'on se penchera sur la **figure 3** afin d'analyser le montage.



1

Brochage d'une EPROM 2716.



Numéro des broches				
Mode lecture	9 à 11 13 à 17	18 E/prog	20 G	21 V _{pp}
	sortie des données	V _{ss}	V _{ss}	V _{cc}

Tableau 1. - Conditions techniques pour positionner l'EPROM en mode lecture.

a) Alimentation

L'énergie étant fournie par le réseau EDF, un transformateur abaisse la tension 220 V à 12 V que redresse le pont moulé PR₁. C₁ assure un filtrage énergétique alors que C₂ élimine les transitoires persistantes. IC₁ du type 7805 se charge de réguler la tension du montage à 5 V. C₃ peut ensuite éliminer les quelques résidus persistants. Notons au passage que l'intensité du courant du

montage peut atteindre 200 mA mais il ne sera pas utile de pourvoir IC₁ d'un radiateur, l'opération de test étant relativement rapide.

b) Commutation de l'alimentation

C'est tout simplement T₁, un PNP, qui s'en charge. A l'aide d'innovation, l'auteur a voulu doter l'alimentation d'un dispositif de marche/arrêt sans interrupteur électrique. La commutation est dite logique comme sur certains appareils HiFi haut de gamme. La bascule RS constituée des opérateurs NOR I et II de IC₂ constitue un bistable. Cette bascule possède deux entrées actives au niveau logique « 1 » et deux sorties complémentaires. A la mise sous tension générale, la cellule C₄-R₁ fournit une impulsion positive à la broche 13 de IC₂, ce qui a pour effet de remettre le dispositif à zéro. La sortie 11 de IC₂ est à « 1 » tandis que 10 est à « 0 »,

T₁ reste bloqué. BP₁ lance le cycle en actionnant la bascule qui déblocuera T₁. On alimente alors le montage en + 5 V. Ceci se matérialise par l'illumination de D₁.

c) Adressage de la mémoire

On suppose l'EPROM sur son support. La cellule C₅-R₅, à la mise sous tension génère un état haut sur l'entrée Reset de IC₅ pendant environ 1 seconde, ce qui a pour effet d'immobiliser le compteur sur la position 0. Parallèlement l'ensemble I de IC₃, C₆, R₆ formant un astable se met en fonctionnement. On relève alors sur la sortie 3 de IC₃ des créneaux qui attaquent l'horloge de IC₅. Lorsque C₅ s'est déchargé on relève un état bas sur l'entrée RESET de IC₅, ce qui l'autorise à démarrer et à accomplir ses 2 049 tours. Les sorties Q₀ à Q₁₀ de IC₅ attaquent respectivement les entrées d'adressage A₀ à A₁₀ de l'EPROM. Les opérateurs III et II de IC₃ forment un ET logique permettant de détecter la combinaison 10000000001, qui correspond à la position 2 049. A cette adresse s'arrête le cycle de test. On remet alors la bascule dans sa position de repos, bloquant ainsi le transistor T₁, ce qui entraîne l'arrêt du montage.



MX 20 métrix

**LA REFERENCE DE SECURITE :
2.000 POINTS
AFFICHEUR 17 mm**

- Autoranging.
- PROTECTION TOTALE DES CALIBRES ET DES FONCTIONS
- Test diode.
- Data Hold

franco de port **824 TTC**

En vente chez :
REUILLY composants
 79, bd Diderot - 75012 PARIS
 Télex : 643 608 - Tél. : 43 72 70 17
ACER composants
 42, rue de Chabrol - 75010 PARIS
 Télex : 643 608 - Tél. : 47 70 28 31

BON DE COMMANDE RAPIDE

Veillez me faire parvenir

documentation complète

le matériel suivant :

.....

Nom :

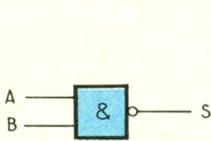
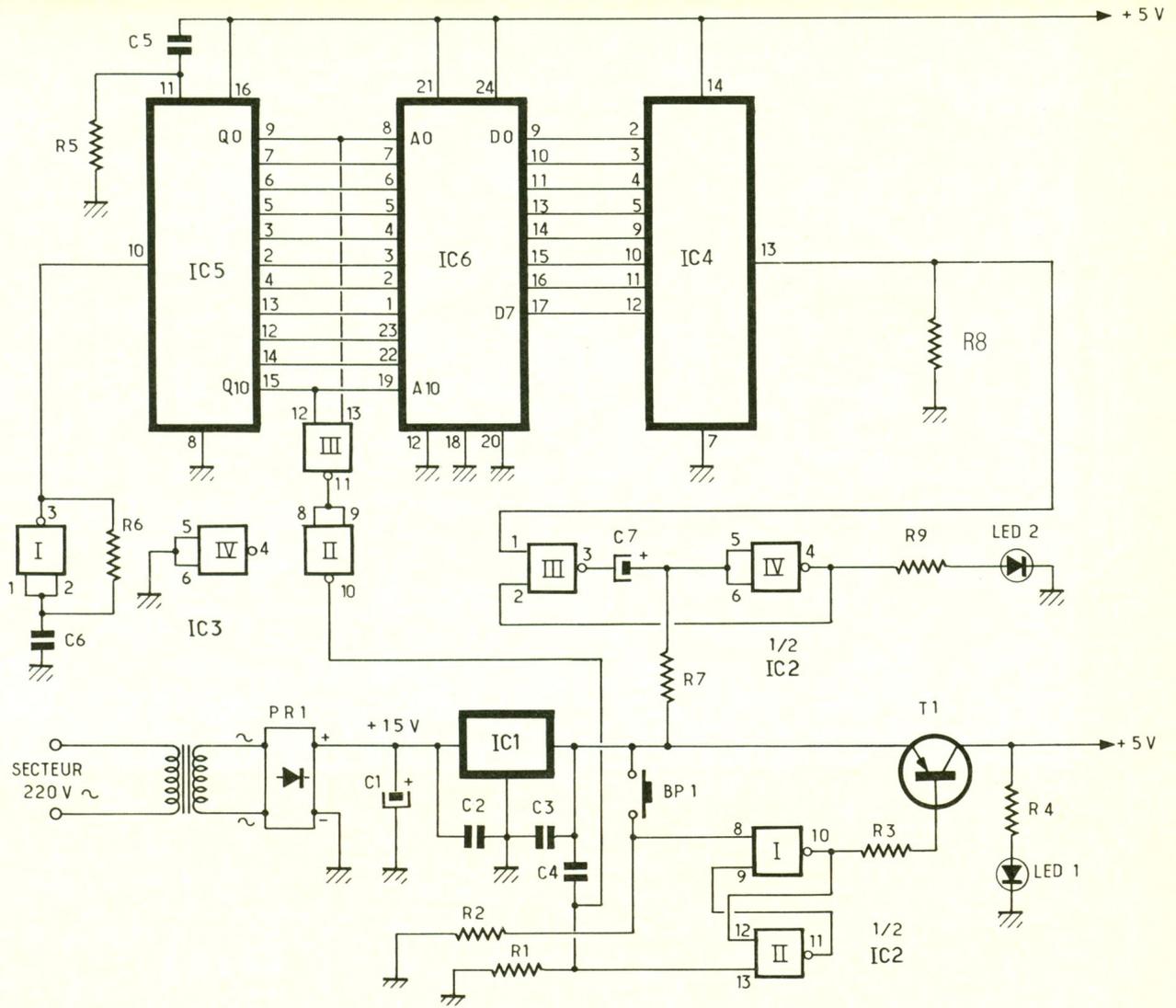
Prénom :

Société :

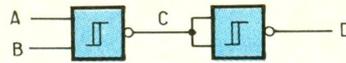
Adresse :

.....

Ci-joint règlement : chèque CCP



A	B	S
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0



A	B	C	D
0	0	1	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	0	1

metrix

SERIE 50

LES NUMERIQUES A AFFICHAGE LINEAIRE
5.000 points : la nouvelle génération
"autoranging" équipée de la fonction "Logic".

- MX 50** Affichage zoom, zéro central et fonction détecteur de crête max.
franco de port **1480 TTC**
- MX 51** Toutes fonctions de base, plus fonction mémoire.
franco de port **1838 TTC**
- MX 52** Toutes fonctions plus mesure RMS et fréquencemètre
franco de port **2597 TTC**

En vente chez :

REUILLY composants
 79, bd Diderot - 75012 PARIS
 Tél. : 643 608 - Tél. : **43 72 70 17**

ACER composants
 42, rue de Chabrol - 75010 PARIS
 Tél. : 643 608 - Tél. : **47 70 28 31**

BON DE COMMANDE RAPIDE

Veuillez me faire parvenir
 documentation complète
 le matériel suivant :

Nom :
 Prénom :
 Société :
 Adresse :

Ci-joint règlement : chèque CCP



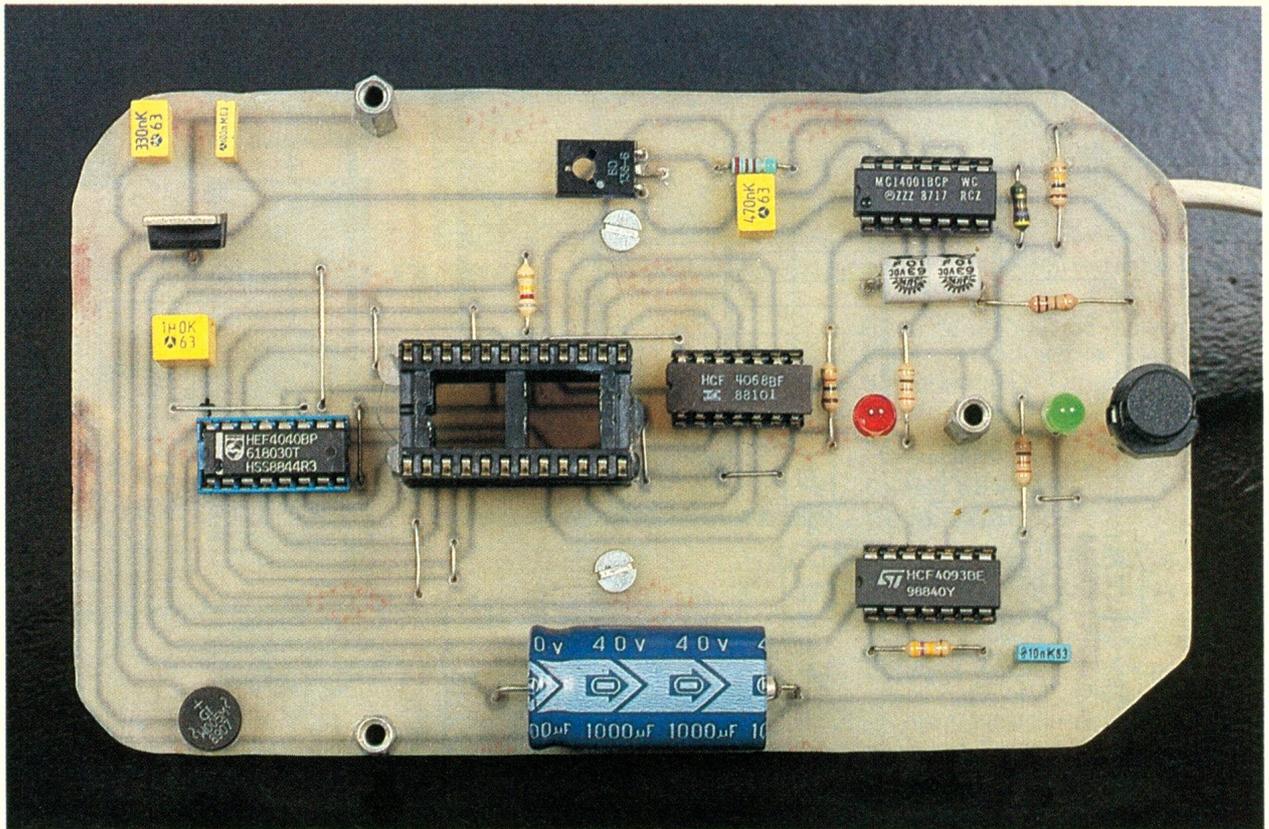


Photo 2. – Vue de la carte de test.

d) Analyse des sorties de l'EPROM

D₀ à D₇ attaquent les huit entrées d'un opérateur NAND (IC₄). Si au moins l'une des entrées est amenée à un niveau logique 0 (ce qui correspond à une EPROM non vierge), la sortie de la porte affiche un état haut.

e) Visualisation de la non-virginité de l'EPROM

Les portes III et IV de IC₂ sont montées de façon à réaliser un monostable actif à l'état haut. Il génère une impulsion de période $t = 0,693 R_7 \times C_7$ fixée ici à environ 6 secondes. La sortie du monostable attaque via R₉ la LED₂,

témoin de la non-virginité de l'EPROM, en cours de test.

REALISATION PRATIQUE

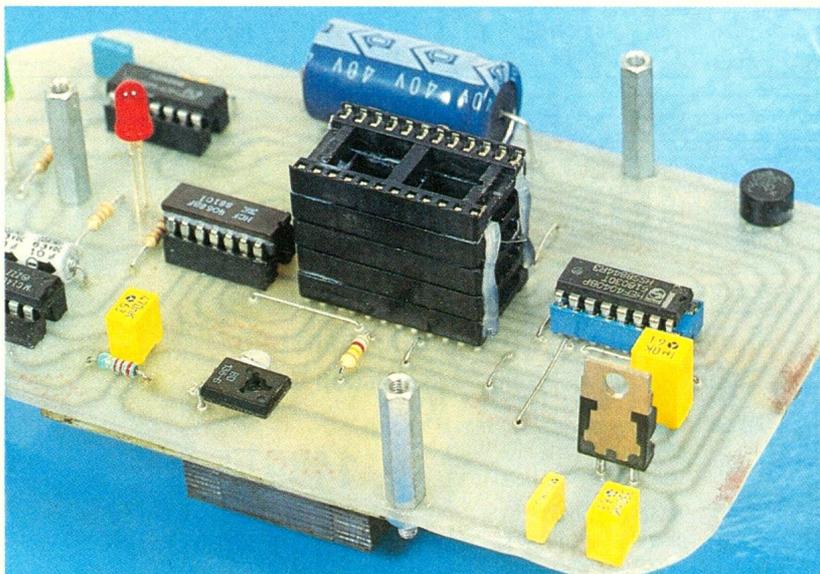
a) Circuits imprimés (fig. 5)

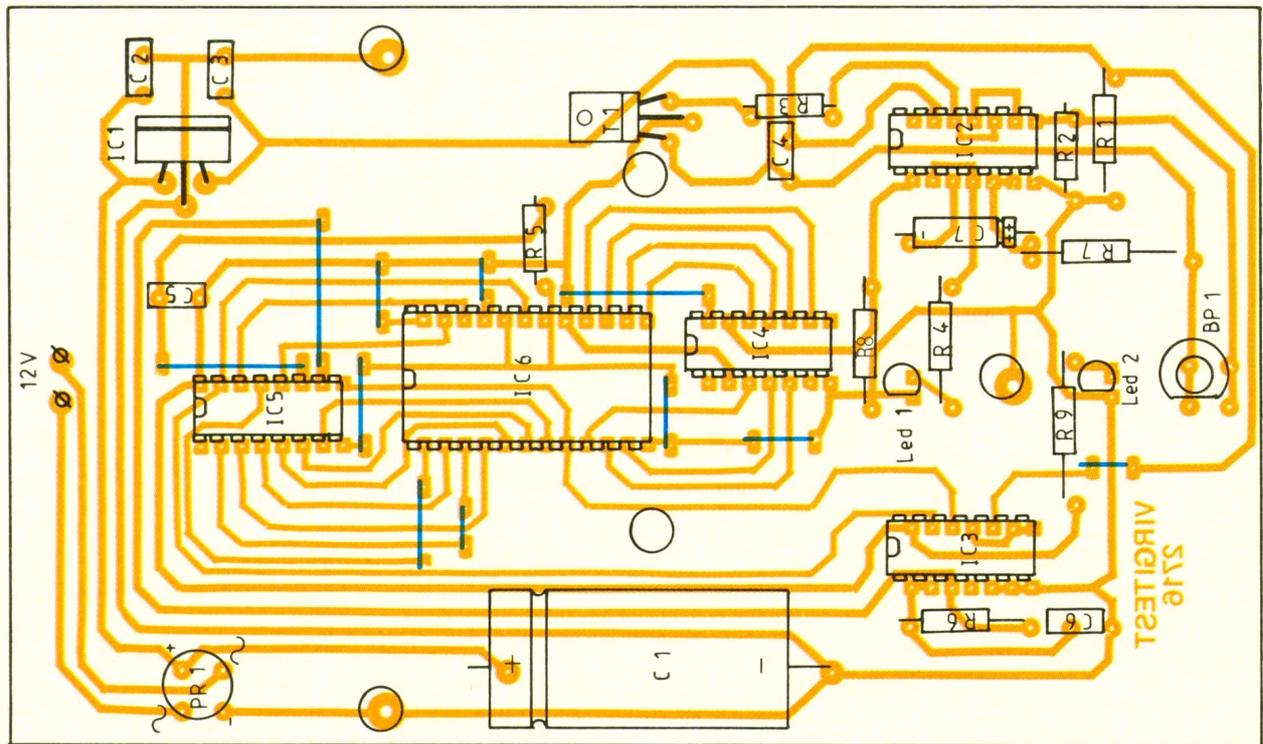
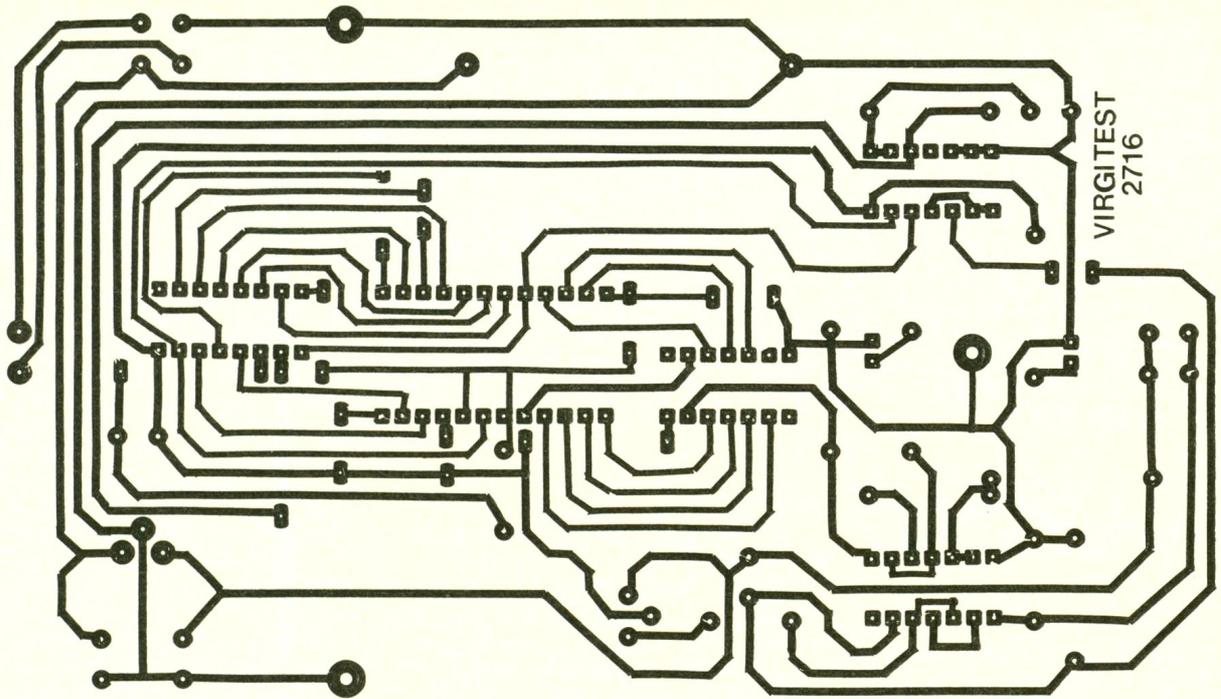
Le tracé proposé permet à chacun de réaliser le circuit à l'aide de pastilles, et de bandelettes type Mecanorma. Toutefois on préférera pour plus de sécurité la méthode photographique. Il faudra alors faire une photocopie sur calque du circuit imprimé ou alors rendre la page transparente à l'aide d'un aérosol genre Transpage. On procédera ensuite à l'insolation aux ultra-violets puis à la révélation. Après avoir gravé la plaque dans une solution de perchlore de fer chauffée à 45 °C, on nettoiera celle-ci avec de l'acétone, afin d'enlever les graisses éventuelles et préparer, de façon abrasive, les pistes de cuivre pour l'étamage. On percera ensuite aux différents diamètres habituels (de 0,8 mm à 1,2 mm).

b) Implantation des composants (fig. 6)

On implantera en premier le transformateur sur son circuit im-

Photo 3. – L'EPROM sera surélevée de façon à affleurer la face supérieure du boîtier.

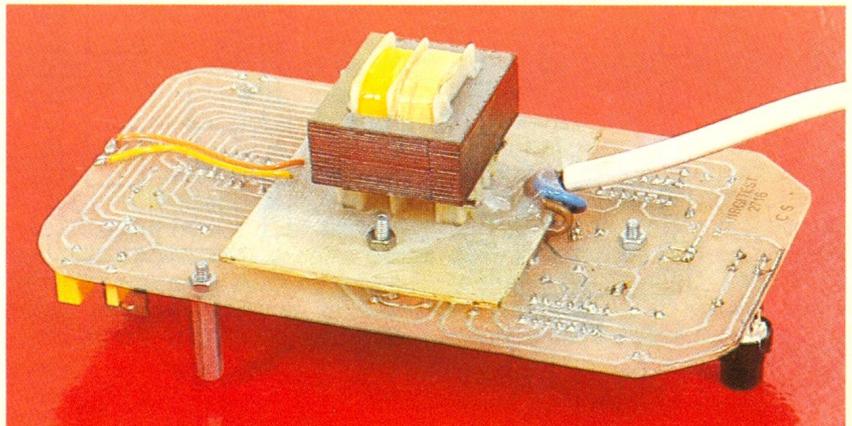




primé puis on passera au CI principal sur lequel on insérera les onze straps réalisés à l'aide de queues de composants. On soudera les résistances et les petits condensateurs en faisant attention aux sens de C7 et du transistor T1 ainsi qu'à celui de C1 et de PR1. Viendront ensuite IC1 (dans le bon sens, à comparer avec la photographie) puis les supports de circuits intégrés.

Notons au passage que l'EPROM nécessite cinq supports de 24

Photo 4. – Vue de la carte supportant le transformateur.



broches afin d'affleurer le boîtier. Il en va de même pour les LED qui seront, tout comme le bouton-poussoir BP1, montée sur des queues de composants.

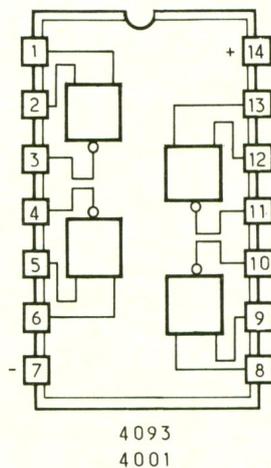
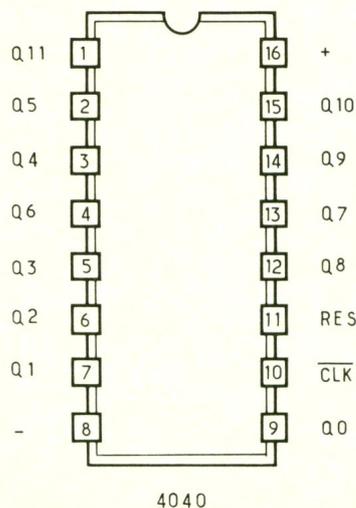
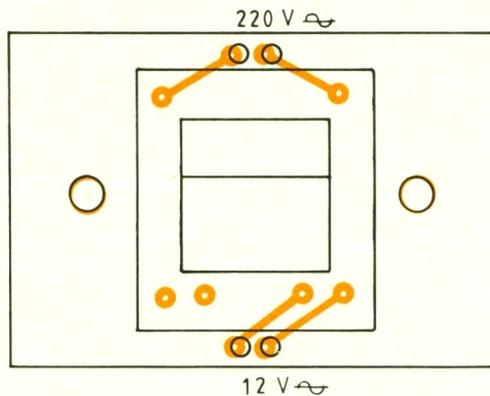
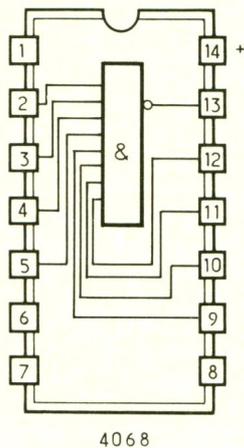
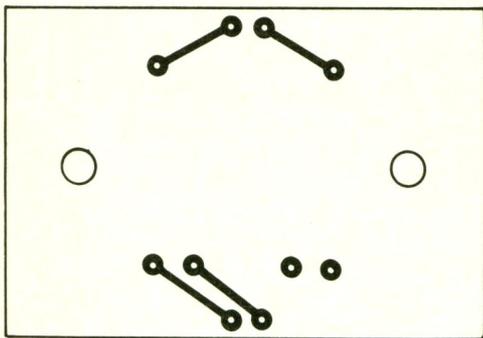
Pour référence, nous avons choisi comme boîtier un P3 de Teko qui s'est prêté à merveille à cette réalisation.

Observons également que les cinq supports de l'EPROM seront maintenus solidaires à l'aide d'une colle pour plastique, et ce, de façon qu'ils ne lâchent pas dans les doigts lorsque vous retirerez l'EPROM.

c) Utilisation

Il n'y a aucune mise au point ni aucun réglage. Le système est opérationnel dès sa mise sous tension : raccorder la fiche secteur sur le réseau, insérer l'EPROM, presser le bouton « start » et laisser le test se dérouler. Après 5 secondes d'attente, la LED rouge s'éclairera si l'EPROM n'est pas vierge. ■

B.P.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances

- R_1 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
- R_2 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R_3 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- R_4 : 330 Ω (orange, orange, marron)
- R_5 : 820 k Ω (gris, rouge, jaune)
- R_6 : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
- R_7 : 820 k Ω (gris, rouge, jaune)
- R_8 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R_9 : 330 Ω (orange, orange, marron)

Condensateurs

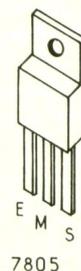
- C_1 : 1 000 μ F/40 V électrochimique
- C_2 : 330 nF milfeuil
- C_3 : 100 nF milfeuil
- C_4 : 470 nF milfeuil
- C_5 : 1 μ F milfeuil
- C_6 : 10 nF milfeuil
- C_7 : 10 μ F/63 V électrochimique axial

Semi-conducteurs

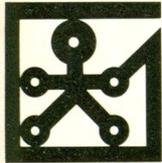
- IC_1 : régulateur 7805
- IC_2 : 4001 CMOS
- IC_3 : 4093 CMOS
- IC_4 : 4068 CMOS
- IC_5 : 4040 CMOS
- T_1 : transistor PNP BD 138
- PR_1 : pont redresseur 50 V, 1 A moulé
- LED_1 : diode LED \varnothing 5 mm verte
- LED_2 : diode LED \varnothing 5 mm rouge

Divers

- 1 support 16 broches tulipe
- 3 supports 14 broches tulipe
- 5 supports 24 broches
- 1 bouton poussoir pour circuit imprimé
- 5 entretoises, vis, écrous
- 1 transformateur 220 V, 2 x 12 V, 3 VA
- 2 plaques d'époxy simple face
- Câble secteur
- 1 boîtier Teko type P3, etc.



LA TECHNOLOGIE AU COLLEGE (XVII)



Après l'étude détaillée des semi-conducteurs et de la jonction PN, nous pouvons maintenant poursuivre l'analyse des caractéristiques des transistors avec lesquels nous n'avons fait connaissance que progressivement.

- Avec la découverte du transistor (*Electronique Pratique* n° 132), l'expérimentation n° 1 avait permis d'effectuer une première analyse de fonctionnement en étudiant les courants uniquement : courant de commande et courant commandé.

Rappel. En reliant le « + » de l'alimentation à la base du transistor avec des doigts plus ou moins mouillés (donc avec une résistance du corps variable), nous avons observé le rôle du courant de base dans le fonctionnement du transistor.

En conclusion, nous avons alors retenu : un petit courant de base commande un fort courant de collecteur.

- Avec la deuxième approche du transistor (*Electronique Pratique* n° 133), nous avons défini trois grandes séries de caractéristiques :

1° Les caractéristiques d'entrée du transistor.

2° Les caractéristiques de transfert en courant pour lesquelles nous avons précisé la relation $\beta = I_C/I_B$ liant le courant de collecteur I_C au courant de base I_B .

3° Les caractéristiques de sortie du transistor.

Nous abordons seulement maintenant les parties 1 et 3 car, jusqu'à présent, les notions de tension et la connaissance des éléments semi-conducteurs nous faisaient défaut.

LES CARACTERISTIQUES D'ENTREE DU TRANSISTOR

Les caractéristiques d'entrée concernent la jonction base-émetteur du transistor avec deux paramètres importants (fig. 1) :

- le courant de base I_B , que nous avons déjà longuement expérimenté ;
- la tension V_{BE} (tension entre base et émetteur ; notez bien le sens de la flèche).

EXPERIMENTATION N° 1

Nous allons reprendre à nouveau notre première expérimentation effectuée avec le transistor (schéma coloré sur la figure 2), mais au lieu de relier la base au « + » avec les doigts, comme précédemment, nous allons lui appliquer directement une tension avec notre potentiomètre étalonné.

ATTENTION (rappel). La jonction base-émetteur d'un transistor, très fragile, ne supporte pas un fort courant. Aucune résistance ne protégeant la jonction dans notre montage, assurez-

vous bien de régler la tension de sortie U_S du potentiomètre à 0 V avant de commencer.

Manipulation

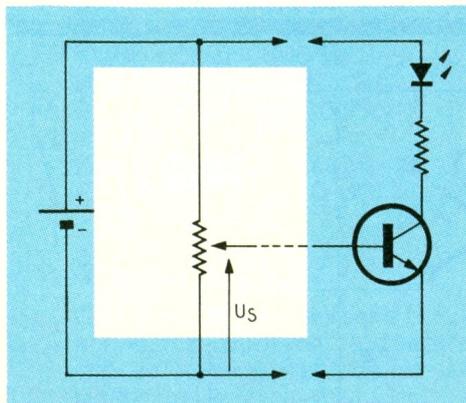
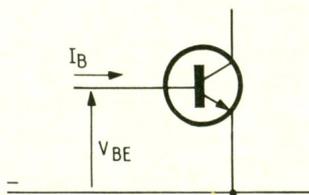
- Reliez l'anode de la DEL au « + » et l'émetteur du transistor au « - », la base restant, elle, momentanément « en l'air ». La DEL demeure, bien entendu, éteinte.
- Reliez maintenant la base du transistor au curseur du potentiomètre et tournez le bouton, avec beaucoup de précaution, jusqu'à obtenir l'illumination convenable de la DEL.

Résultats

- Avec une tension V_{BE} de 0 V, la DEL éteinte nous confirme le blocage du transistor.
- En revanche, en augmentant légèrement la tension d'entrée (lorsque V_{BE} approche de 0,4 V), la DEL commence très légèrement à s'illuminer. Cela signifie qu'un courant de collecteur très faible (quelques mA) a alors pris naissance, provoqué par un courant de base 100 fois plus faible encore (ici, dans le cas du transistor BC 238).
- La DEL s'illumine parfaitement lorsque la tension V_{BE} atteint 0,7 V.

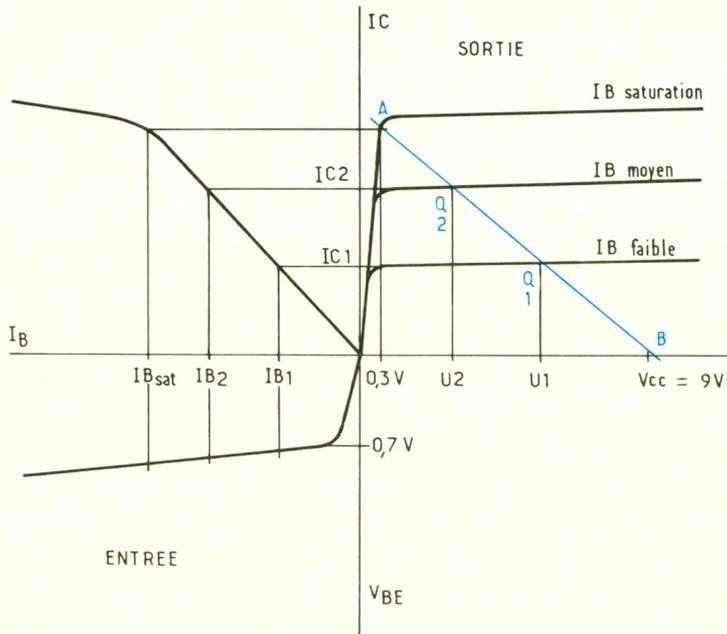
Pourquoi ?

Il n'y a pas de courant de collecteur sans courant de base. Ce courant de base n'est autre que le courant direct de la jonction BE qui correspond, elle, nous l'avons vu le mois dernier, à une jonction PN. Donc, pour obtenir un courant, la tension aux bornes de la jonction BE doit atteindre la tension de seuil (0,7 V car le transistor BC 238 est un semi-conducteur au silicium).



1/2

I_b et V_{be} caractérisent l'entrée du transistor / Le transistor est « passant » lorsque V_{be} atteint 0,7 V.



Représentation de la caractéristique d'entrée

La caractéristique d'entrée se trouve représentée dans le quadrant situé en bas et à gauche du graphe de la **figure 3**.

Analyse du graphe

Vous reconnaissez, bien sûr, la caractéristique d'une jonction PN (mais uniquement dans le cas où la tension appliquée à ses bornes est directe). Le coude de la caractéristique représente bien la barrière de potentiel de la jonction. Dès que la valeur de la tension V_{BE} dépasse 0,7 V, le graphe nous permet de constater l'augmentation extrêmement rapide et importante du courant I_B . Cela confirme, par ailleurs, les précautions qu'il vous fallait observer dans l'expérimentation précédente, et cela justifie le rôle très important de la résistance à placer dans le circuit de base d'un transistor (qui limite donc l'intensité du courant).

Remarque : Le mois dernier, nous nous sommes également intéressés aux caractéristiques d'une jonction PN branchée en inverse, qui faisait apparaître la tension de Zener.

Concernant le transistor, cette même caractéristique de la jonction BE branchée aussi en inverse (c'est-à-dire avec la base négative par rapport à l'émetteur) n'apporte rien en ce qui concerne son fonctionnement,

mais elle peut, en revanche, occasionner sa destruction. Il faut, en effet savoir que cette tension V_{BE} inverse maximale reste relativement faible pour les transistors (quelques volts seulement).

Conclusion

Vous vous rendez bien compte de l'importance de la tension au niveau des caractéristiques d'entrée, donc au niveau du fonctionnement du circuit de base du transistor. Cela veut-il dire que toutes nos précédentes explications étaient fausses ?

Non, mais incomplètes simplement. En conséquence, il s'avère intéressant maintenant de réaliser à nouveau les expérimentations qui vous ont été proposées avec le transistor, mais équipé en plus d'un voltmètre afin de mesurer et de vérifier les diverses tensions en jeu.

EXPERIMENTATION N° 2

Nous n'allons pas, bien sûr, reprendre à nouveau toutes les précédentes manipulations, mais nous allons nous intéresser uniquement à l'expérimentation de base du transistor.

La tension d'alimentation se partage, comme l'indique la **figure 4**, en deux tensions V_{BE} et U_2 . Nous avons remplacé la diode DEL par le relais électromagnétique (si votre relais est un modèle 12 V, n'oubliez évidemment pas de placer au minimum deux piles de 4,5 V en série pour alimenter le montage !). Par ailleurs, si vous avez la chance de posséder deux voltmètres, vérifiez alors, en même temps, les valeurs des tensions V_{BE} et U_2 .

Manipulation

1° La base reste « en l'air ». Vous mesurez **normalement** : $V_{BE} = 0$ V et $U_2 = 9$ V.

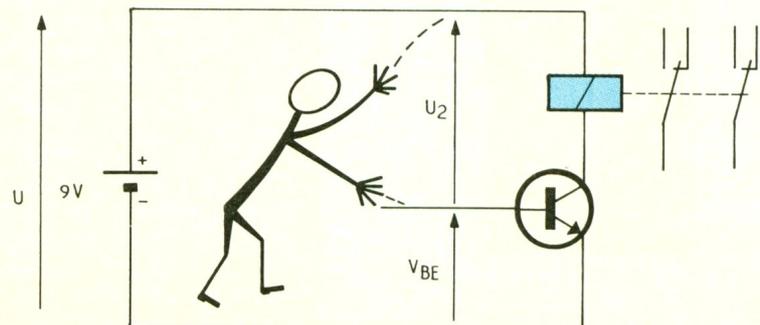
2° Reliez maintenant le « + » à la base :

a) Avec des doigts bien secs. $V_{BE} = 0,4$ V et $U_2 = 8,6$ V (par exemple). Le relais reste au repos.

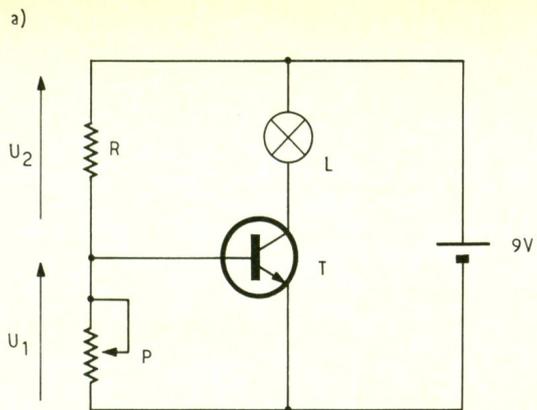
b) Mouillez-vous les doigts. Vous entendez cette fois le claquement du relais qui passe en position travail car le transistor devient passant. La tension U_2 (8,3 V) a diminué car V_{BE} vaut maintenant 0,7 V.

Remarques

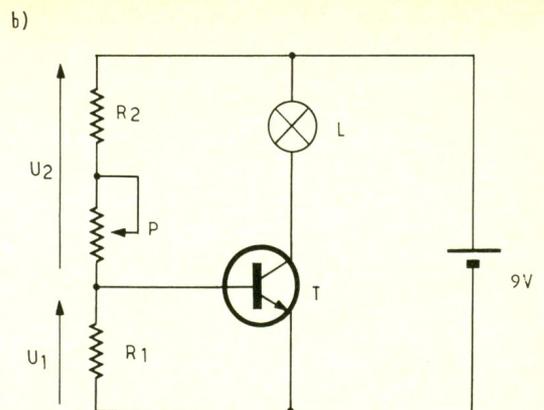
● Pour effectuer la mesure de la tension U_2 , vous pouvez tenir les pointes de touche du voltmètre directement dans vos mains. Vous constaterez ainsi que la différence de potentiel se situe bien aux bornes de la résistance de base, c'est-à-dire aux extrémités de vos doigts !



4 On relève une tension aux bornes de la résistance constituée par notre corps.



$R = 10 \text{ k}\Omega$
 $P = 47 \text{ k}\Omega$
 $L = 6 \text{ V} - 100 \text{ mA}$
 $T = \text{BC } 238$



$R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$
 $P = 47 \text{ k}\Omega$
 $L = 6 \text{ V} - 100 \text{ mA}$
 $T = \text{BC } 238$

● Vous avez certainement dû effectuer des relevés de tension tout à fait différents des résultats proposés ci-dessus. Nous avons déjà rencontré ce problème lors de l'étude du diviseur de tension. A la **figure 11** d'*Electronique Pratique* n° 136, la légende nous indique que la précision d'une mesure de tension dépend de la valeur de la résistance interne du voltmètre utilisé.

Comment connaître la valeur de cette résistance interne ?

Celle-ci se trouve inscrite sur les cadrans de tous les voltmètres en ohms par volt.

Exemple :

20 000 Ω/V DC (tension continue)

6 325 Ω/V AC (tension alternative).

● La résistance interne a toujours une valeur plus élevée en continu qu'en alternatif.

● De plus, la valeur de cette résistance interne dépend du calibre utilisé.

Nous obtenons, par exemple, une résistance interne de 600 k Ω en plaçant notre voltmètre sur le calibre 30 V en continu.

Avec 20 000 Ω par volt, le voltmètre se comporte dans le circuit comme une résistance de :

$$R = 20\,000 \, \Omega/\text{V} \times 30 \text{ V} \\ = 600\,000 \, \Omega = 600 \text{ k}\Omega.$$

Pour le calibre 1 000 V DC :

$$R = 20\,000 \, \Omega/\text{V} \times 1\,000 \text{ V} \\ = 20 \text{ M}\Omega !$$

Pour le calibre 10 V DC :

$$R = 20\,000 \, \Omega/\text{V} \times 10 \text{ V} \\ = 200 \text{ k}\Omega.$$

Question

Que se passe-t-il lorsque vous connectez votre voltmètre entre la base et le « + » afin de relever la tension U_2 ?

Si vous choisissez un faible calibre (prenons le calibre 10 V de notre exemple précédent), en branchant votre voltmètre, vous placez, en fait, une résistance de base d'une valeur de 200 k Ω dans le circuit.

Le résultat ne correspond pas du tout à votre attente puisque vous rendez le transistor passant (le relais se met en position travail), et la valeur de la tension se trouve, bien entendu, complètement faussée !

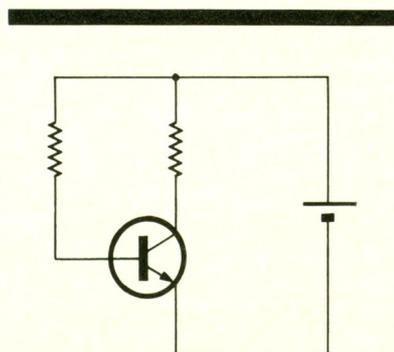
Solution ?

Une première solution consiste à augmenter de calibre (afin de relever la valeur de la résistance interne). En contrepartie, cela ne facilite pas la lecture.

La deuxième solution, plus onéreuse, consiste à changer de voltmètre. En plaçant un voltmètre numérique, vous ne risquez pas de rendre passant le transistor. La résistance interne vaut, en général, plusieurs millions d'ohms.

Conclusion

Obtenir une tension V_{BE} nécessaire et suffisante au bon fonctionnement d'un transistor s'appelle : **polariser le transistor**.



Il existe de nombreuses façons de polariser un transistor. On élimine, bien entendu, la polarisation effectuée comme lors de la manipulation n° 1, c'est-à-dire en appliquant directement une tension sur la base, sauf si vous prenez soin d'ajouter une résistance.

La **figure 5** présente la plus simple des polarisations où les résistances de base et de collecteur sont toutes deux reliées au « + » de l'alimentation.

Une deuxième possibilité consiste à polariser le transistor à l'aide d'un pont diviseur (**fig. 6**).

Quelle est la meilleure solution ? Pour l'instant nous utilisons le transistor en commutation (en tout ou rien, tel un interrupteur), les deux solutions peuvent convenir. En revanche, lorsque le transistor sera utilisé en régime linéaire (pour amplifier le signal alternatif issu d'un microphone par exemple), la polarisation présentée à la **figure 5** ne conviendra plus.

EXPERIMENTATION N°3

Réalisez le montage de la **figure 6a** en prenant les plaques « composant » suivantes : transistor BC 238, potentiomètre de 47 k Ω , résistance de 10 k Ω , ampoule de 6 V-100 mA.

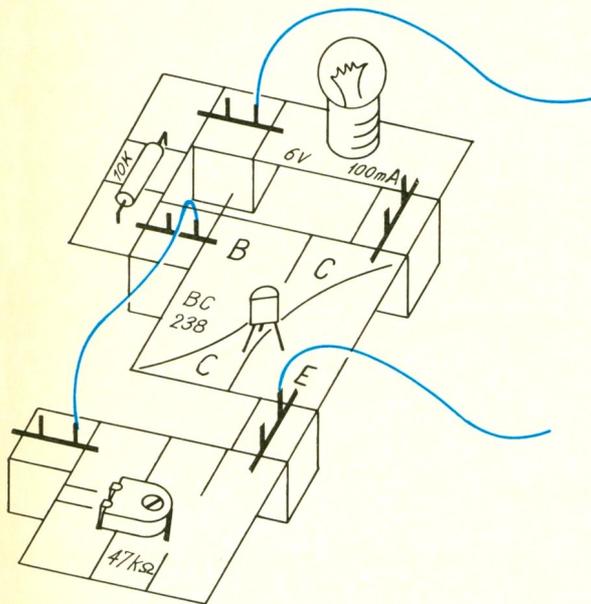
Le transistor se trouve polarisé par le diviseur de tension constitué par R et P. Le potentiomètre pouvant varier de 0 Ω à 47 k Ω , la tension à ses bornes, lorsque le pont diviseur reste à vide, peut également varier :

$$U_1 = \frac{P}{R_1 + P} \times U$$

On a :

avec $P = 0 \, \Omega \rightarrow$

7 Exemple d'assemblage des plaques du montage de la figure 6a.



$$U_1 = \frac{0 \Omega}{10 \text{ k}\Omega + 0 \Omega} \times 9 \text{ V} = 0 \text{ V}$$

avec $P = 47 \text{ k}\Omega \rightarrow$

$$U_1 = \frac{47 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 47 \text{ k}\Omega} \times 9 \text{ V} = 7,42 \text{ V}$$

Manipulation

Après avoir assemblé les composants comme à la figure 7 par exemple, tournez doucement l'axe du potentiomètre. Vous pouvez alors contrôler avec précision le seuil de fonctionnement du transistor.

Mesures

- Avec le voltmètre, vérifiez une nouvelle fois la tension V_{BE} de 0,7 V du transistor passant.
- En diminuant la valeur du potentiomètre, notez la baisse de la tension U_1 et le blocage du transistor.
- En augmentant la valeur de P , vous ne retrouvez pas les 7,42 V car le pont diviseur se trouve maintenant chargé par la jonction BE du transistor. U_1 correspond alors à la tension de seuil de la jonction.

EXPERIMENTATION N° 4

Réalisez le montage de la figure 6b. Dans celui-ci, les éléments du pont diviseur ont été inversés. Le potentiomètre ne se situe plus entre la base du tran-

sistor et le « - », mais entre la base et le « + ». Ceci explique donc la présence de la résistance de protection R_2 qui évite que la base de T ne soit directement reliée au « + » lorsque le potentiomètre est positionné à 0Ω . Vous réalisez le montage avec les plaques « résistance » $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ déjà construites.

Manipulation

Faites varier la valeur du potentiomètre. Notez les tensions U_1 et U_2 . Quand le transistor devient-il passant ?

Explication

- Lorsque P est réglé au maximum, la résistance $P + R_2$ de forte valeur détermine une tension U_1 , réduite, inférieure au seuil de conduction de la jonction BE, rend le transistor bloqué (ampoule éteinte).

- En diminuant la valeur de $P + R_2$ à l'aide du potentiomètre, vous augmentez du même coup la tension U_1 , c'est-à-dire la tension V_{BE} du transistor. Celui-ci commence à conduire, et le filament de l'ampoule rougit.

- Le potentiomètre permet, en fait, d'obtenir une variation importante de la tension V_{BE} qui entraîne, par conséquent, une modification du courant I_B ainsi que du courant I_C qui lui est proportionnel.

Remarque : Si vous remplacez la plaque résistance R_1 de $4,7 \text{ k}\Omega$ par celle de $10 \text{ k}\Omega$ vous ne pourrez plus obtenir l'extinction complète de l'ampoule. En effet, avec une résistance R_1 plus importante, la tension à ses bornes U_1 ne pourra plus descendre au-dessous du seuil de conduction de la jonction BE.

CARACTERISTIQUES DE TRANSFERT EN COURANT

Nous avons déjà analysé ces caractéristiques (quadrant situé en haut et à gauche). Notez cependant le fléchissement de la courbe que nous n'avons pas présenté précédemment.

La première partie de cette courbe, rectiligne, confirme la proportionnalité entre I_C et I_B ; le transistor présente alors un fonctionnement dit **linéaire**. L'éclairage variable et progressif de l'ampoule lors de l'expérimentation précédente visualise d'ailleurs parfaitement ce fonctionnement du transistor en régime linéaire.

Ensuite, le fléchissement de la courbe nous montre que le courant de collecteur I_C ne varie pratiquement plus, même lorsque I_B augmente. Le transistor, alors, est dit **saturé**.

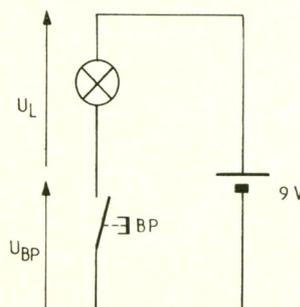
EXPERIMENTATION N°5

Avec cette dernière expérimentation, nous allons comparer les deux montages de la figure 8 afin de bien comprendre et analyser le fonctionnement du transistor en commutation (en interrupteur commandé).

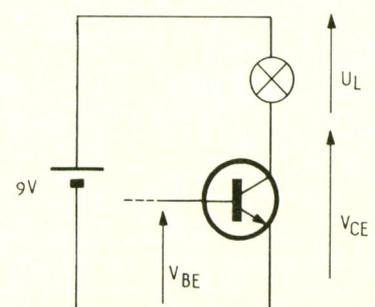
Manipulation

- Réalisez les deux montages et relevez les tensions U_L et U_{BP} d'une part, U_L et V_{CE} d'autre part.
- Pour le montage 8a, utilisez le bouton-poussoir fabriqué lors de la réalisation de la plaque fonction minuterie. Vous pouvez d'ailleurs le remplacer par un interrupteur.
- La polarisation du transistor du montage 8b se réalise avec un

a)



b)



9 Relevés des diverses tensions, effectués à partir des montages de la figure 8.

8 a	Bp actionné	Bp non actionné
U_L	9 V	0 V
U_{Bp}	0 V	9 V

8 b	$V_{BE} \geq 0,7 V$	$V_{BE} < 0,7 V$
U_L	8,7 V	0 V
V_{CE}	0,3 V	9 V

pont diviseur. Prenez les mêmes composants que pour le montage 6a.

Analyse des résultats

Les relevés des différentes tensions apparaissent dans le tableau de la figure 9.

Montage 8a :

Ce montage n'autorise que deux états différents uniquement. L'ampoule s'allume ou elle ne s'allume pas.

- Pour que l'ampoule s'allume, il faut retrouver, à ses bornes, la tension d'alimentation, c'est l'évidence même. Par conséquent, U_{Bp} vaut 0Ω .

- Dès que l'ampoule s'éteint, la tension à ses bornes, bien évidemment, s'annule et l'on retrouve la tension d'alimentation aux bornes du bouton-poussoir.

Montage 8b :

On remarque la même répartition des tensions, ce qui nous permet effectivement de comparer le transistor à un interrupteur, à un détail près cependant.

Le transistor saturé présente entre le collecteur et l'émetteur une très faible résistance au passage du courant. Ceci explique la chute de tension V_{CE} de 0,3 V.

Remarque

Un interrupteur ou un bouton-poussoir en position « fermé » ne doit bien sûr présenter aucune résistance. Cependant, malgré leur très bonne conductibilité, leur pouvoir de coupure se trouve néanmoins limité. Ces critères dépendent (comme pour les fils conducteurs de différents diamètres) de la section des éléments constitutifs du contacteur ($R = \rho l/s$).

Au delà du courant et de la tension maximaux autorisés (indiqués sur l'interrupteur), on dépasse le pouvoir de coupure, pouvant alors provoquer la destruction progressive de l'organe.

CARACTERISTIQUES DE SORTIE

Les caractéristiques de sortie concernent I_C et V_{CE} , mais elles dépendent également de I_B . Cela explique pourquoi il y a autant de caractéristiques de sortie que de courants de base différents.

Pour simplifier le graphe, trois caractéristiques de sortie seulement ont été représentées. La première correspond à un courant de base de faible valeur, la deuxième à un courant de base de valeur moyenne et la dernière correspond à un courant de base de saturation.

Quelles que soient les valeurs de ces courants de base, les caractéristiques de sortie se ressemblent. Toutes présentent une partie verticale proche de l'axe des ordonnées, donc avec une valeur de V_{CE} très faible. Il s'agit de la zone de saturation ($V_{CE} \approx 0,3 V$).

Après un coude, chaque courbe devient pratiquement horizontale. Cette partie de la caractéristique s'appelle « la zone active ».

Utilisation du graphe

Il est intéressant d'analyser graphiquement, pour un montage donné, le fonctionnement d'un transistor en établissant ce que l'on appelle une droite de charge.

Tracé et utilisation d'une droite de charge

Prenons comme exemple le montage de l'expérimentation n° 4. Les deux points de fonctionnement extrêmes du transistor peuvent se repérer aisément :

- le point A correspond à la saturation du transistor ($V_{CE} \approx 0,3 V$ avec la caractéristique de sortie à I_B saturation) ;

- le point B correspond, lui, au blocage du transistor (donc $I_C = 0$ et la tension V_{CE} est égale à la tension d'alimentation V_{CC} de 9 V).

La droite passant par les points A et B représente donc graphiquement le fonctionnement du montage de la figure 6b. Nous retrouvons les mêmes caractéristiques que vous pouvez à nouveau véri-

fier avec le voltmètre : la droite de charge coupe la partie active des deux autres caractéristiques de sortie (I_B faible et I_B moyen) respectivement en Q_1 et Q_2 (point de fonctionnement).

- L'on peut alors vérifier qu'un faible courant de base I_{B1} entraîne un faible courant de collecteur I_{C1} mais une tension V_{CE} « U_1 » relativement importante (point Q_1).

- Avec le point Q_2 , nous voyons qu'avec un courant I_{B2} moyen, le courant I_{C2} augmente mais la tension V_{CE} « U_2 » diminue.

Remarque

Dès que le courant de base devient inférieur à $I_{B \text{ sat}}$, la droite de charge nous permet de constater que le transistor ne se sature plus. Son fonctionnement se situe alors dans la zone active des caractéristiques de sortie.

CONCLUSION

Cette partie quelque peu théorique concernant la présentation des semi-conducteurs, du transistor et des réseaux de caractéristiques se termine.

Ces dernières connaissances de base nous permettront de mieux maîtriser l'étude de la sixième plaque fonction Pierron que nous construirons le mois prochain.

Francis BERNARD
Enseignant au lycée
Pierre-Mendès-France
à Tunis

**E.T.S.F. recherche
auteurs
dans le domaine
de l'électronique
de loisirs**

**Ecrire ou téléphoner à
B. FIGHIERA
2 à 12, rue de Bellevue
75009 PARIS
Tél. : (1) 42 00 33 05**

LE GENERATEUR DE FONCTIONS CENTRAD 961



Que ce soit pour effectuer des mesures de gain, de déphasage ou de bande passante, l'association générateur de fonctions-oscilloscope fonctionne à merveille.

Cependant, pour réaliser des mesures correctes, il convient de porter son choix sur des appareils de bon acabit.

Le générateur 961 Centrad rentre dans cette catégorie d'appareils, qualifiables de sérieux.

PRESENTATION

De dimensions compactes pour une masse raisonnable de deux kilogrammes, l'appareil reste facilement transportable. Une fois sa béquille dépliée, il repose de façon stable sur le plan de travail. Un solide coffret métallique de couleur marron intègre l'électronique, la protégeant des possibles chocs mécaniques extérieurs. Le raccordement au secteur EDF se réalise au travers d'un cordon trois broches et d'une fiche femelle châssis, comportant un compartiment fusible. Côté commandes, celles-ci sont regroupées en face avant, aisément discernables grâce à une sérigraphie claire.

LES CARACTERISTIQUES

La plage de fréquence

Le 961 propose une gamme allant de 0,2 Hz à 200 kHz, en 5 calibres, sélectionnables par poussoirs. Le réglage de la fréquence s'opère à l'aide d'un bouton, équipé d'un vernier gradué de 0,2 à 20. Un réglage fin complète l'ensemble.

Nous avons ici affaire à une électronique stable puisque la dérive au bout de 30 minutes de fonctionnement n'atteint que 0,8 % pour 8 heures.

Les formes d'ondes

Trois principales formes sont délivrées : sinus, triangles et carrés. Cependant, à l'aide de la commande de symétrie variable, il devient possible de transformer



les triangles en dents de scie et les carrés en créneaux de rapport cyclique, ajustable entre 0 et 100 %.

Le taux de distorsion de la sinusoïde ne dépasse pas 2,5 % jusqu'à 100 kHz.

Concernant les triangles, il faut savoir que ceux-ci devraient en théorie former des segments de droite parfaits, mais il n'en est rien dans la pratique, où l'on observe toujours un écart plus ou moins important. Cette non-linéarité n'excède pas, sur l'appareil présenté, 1 % jusqu'à 100 kHz.

Les temps de montée et de descente des créneaux, correspon-

dant aux temps nécessaires pour effectuer les transitions entre 10 % et 90 % de l'amplitude totale, ne vont pas au-delà de 150 ns.

La sortie TTL offrira de meilleures performances en affichant un score de 100 ns.

Amplitude des signaux délivrés

En circuit ouvert, donc sur charge nulle, la sortie principale fournit des signaux d'amplitude 30 V crête à crête. L'impédance de sortie étant fixée à 50 Ω , la tension chutera à 15 Vcc lorsqu'une charge de même valeur y sera connectée (pont diviseur par deux).

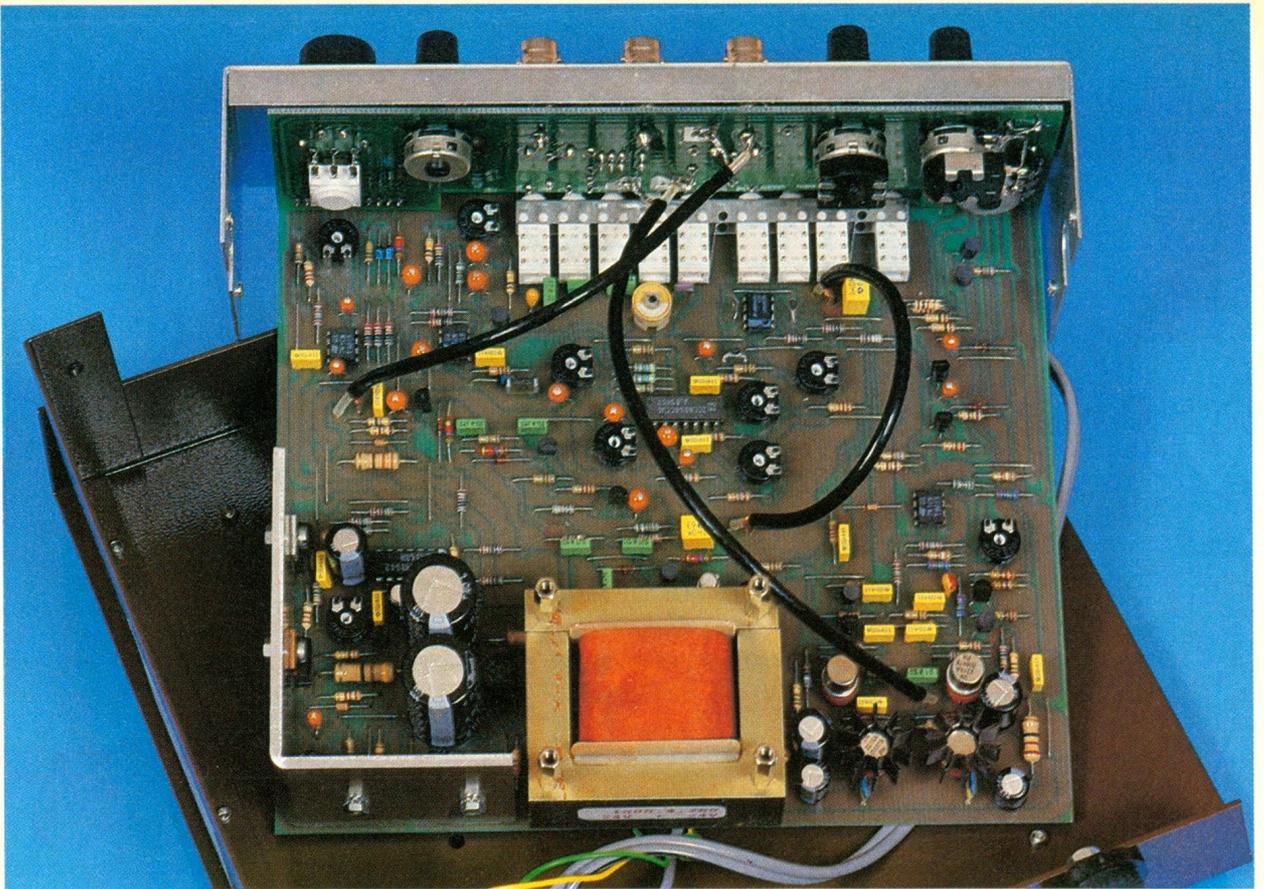


Photo 2. – Présentation des circuits imprimés recevant l'ensemble des composants.

Un interrupteur à glissière à trois positions offre la possibilité de sélectionner les rapports d'atténuation 0 dB ($\div 1$), - 20 dB ($\div 10$) et - 40 dB ($\div 100$), en complément du bouton de réglage de l'amplitude de sortie (de 0 à - 20 dB).

Au total, la variation peut s'opérer sur une plage de 60 dB.

LA COMMANDE D'OFFSET

Une tension continue de décalage, également appelée tension d'offset, peut être additionnée

aux signaux délivrés par la sortie principale.

Sachant qu'un générateur en situation normale dispense des signaux symétriques par rapport à la masse, la correction apportée permettra d'attaquer par exemple des circuits logiques TTL ou CMOS, en positif.

Le constructeur a prévu également sur son appareil un indicateur d'écrêtage. Celui-ci visualise sur deux LED, tout dépassement positif ou négatif (signal + offset) supérieur à 30 V crête à crête à vide ou 15 V crête à crête sur 50 Ω de charge.

LA WOBULATION

Le Centrad 961 fait partie des générateurs wobulables, à savoir qu'il permet de moduler en fréquence les signaux produits, à l'aide d'une tension, ici appliquée sur une fiche BNC située en face avant.

Le tableau ci-dessous donne la relation entre la tension V et la fréquence f.

Variation de fréquence (Δf)	Variation de tension (ΔV)
100/1	0 à + 10 V à ± 1 V
1/100	0 à - 10 V à ± 1 V

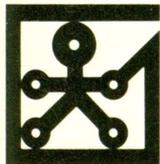
Photo 3. – Gros plan des commandes de la face avant.



CONCLUSION

Affichant un prix raisonnable, cet appareil par sa conception et ses caractéristiques se destine tout particulièrement aux amateurs éclairés ainsi qu'à l'enseignement. Nous avons ici affaire à un produit de bonne qualité, conçu avec sérieux, par l'un des rares fabricants français encore présents sur le marché de l'instrumentation ! ■

LA SYNTHÈSE DE LA PAROLE A L'AIDE DU SPO 256



La société Archer fabrique un circuit intégré, le SPO 256, véritablement performant puisqu'il offre la possibilité de synthétiser un vocabulaire illimité. Il dispose, en effet, d'une bibliothèque interne de 59 allophones distincts et de 5 pauses.

GENERALITES ET CARACTERISTIQUES

(fig. 1 et 2)

Généralités

Ce circuit intégré est surtout adapté pour émettre des mots et des phrases en langue anglaise. Il est cependant possible de le faire parler dans une autre langue, mais il faut reconnaître que l'on décèle assez facilement l'accent britannique...

La gestion de la bibliothèque des allophones (phonèmes) peut être assurée par microprocesseur, ou plus simplement par une EPROM ou une mémoire statique. La logique de l'interface est relativement simple.

Un allophone se traduit à la sortie par une variation de fréquence pendant une durée propre à chaque son. Le son est restitué par une boucle à verrouillage de phase. Une fréquence constante équivaut à un silence alors que les variations de cette fréquence de base sont intégrées et filtrées de façon à reconstituer une basse fréquence intelligible. Un mot est ainsi composé d'une suite d'allophones de base. Des pauses séparent les mots et même les allophones dans certains cas.

Le spectre de la basse fréquence de sortie s'étend de 0 à 5 kHz. Le rapport signal sur bruit est de 35 dB.

Le circuit SPO 256 comporte quatre parties :

- une mémoire interne de 16 K (ROM) pour stocker les allophones et diverses instructions ;
- une logique de commande pour gérer d'une part les entrées-sorties avec le pilotage extérieur et d'autre part de placer les uns à la suite des autres les allophones

en respectant leurs durées propres ;

- un filtre digital interne programmable et commandé par la logique évoquée ci-dessus ;
- un modulateur à largeur d'impulsions délivrant le signal digital converti en un signal analogique à l'aide d'un filtre passe-bas disposé en sortie.

Caractéristiques

Tension d'alimentation : (+V) 4,6 à 7 V.

Consommation : 90 mA maxi.

Potentiels sur entrées : niveau 0 : 0 à 0,6 V ; niveau 1 : 2,4 V (*) à +V.

Potentiels sur sorties : niveau 0 : 0 à 0,6 V ; niveau 1 : 2,5 V à +V.

(*) 3,6 V pour les entrées RESET et SBY RESET.

FONCTIONNEMENT

Il ne saurait être question de détailler les différentes possibilités de fonctionnement du SPO 256. Celles-ci sont très nombreuses et varient avec l'environnement périphérique du circuit. Nous indiquerons au paragraphe suivant un montage simple et relativement universel d'utilisation. Dans l'immédiat, nous expliciterons succinctement les rôles et les caractéristiques de chacune des vingt-huit broches du boîtier.

Broche 1 : « V_{SS} ». A relier au « moins » de l'alimentation.

Broche 2 : « RESET ». Normalement reliée au « plus ». Une impulsion négative sur cette entrée assure la remise à zéro interne.

Broche 3 : « ROM DISABLE ». Utilisée seulement avec ROM série externe. Un niveau permet sa déconnexion.

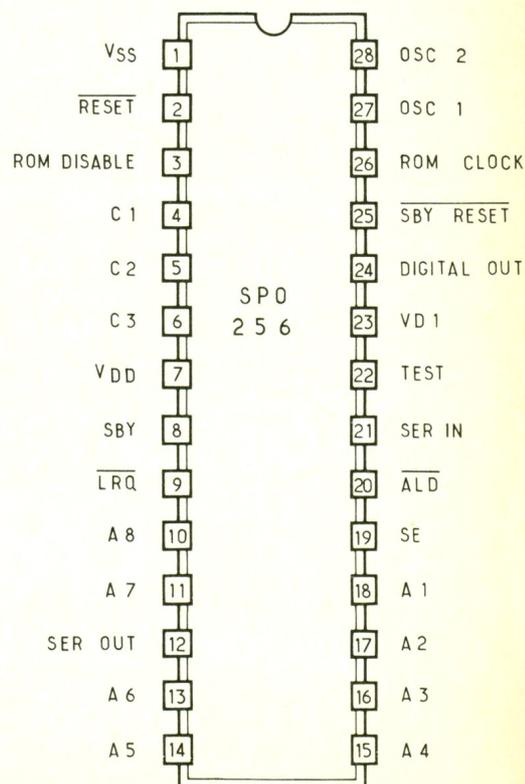
Broches 4, 5 et 6 : « C₁, C₂, C₃ ». S'utilisent avec une ROM extérieure.

Broche 7 : « V_{DD} ». A relier au « plus » de l'alimentation.

Broche 8 : « SBY » (standby). Un état haut sur cette sortie indique que le SPO 256 est inactif. Dès que le circuit est réactivé par le chargement d'une adresse, SBY présente à nouveau un état bas.

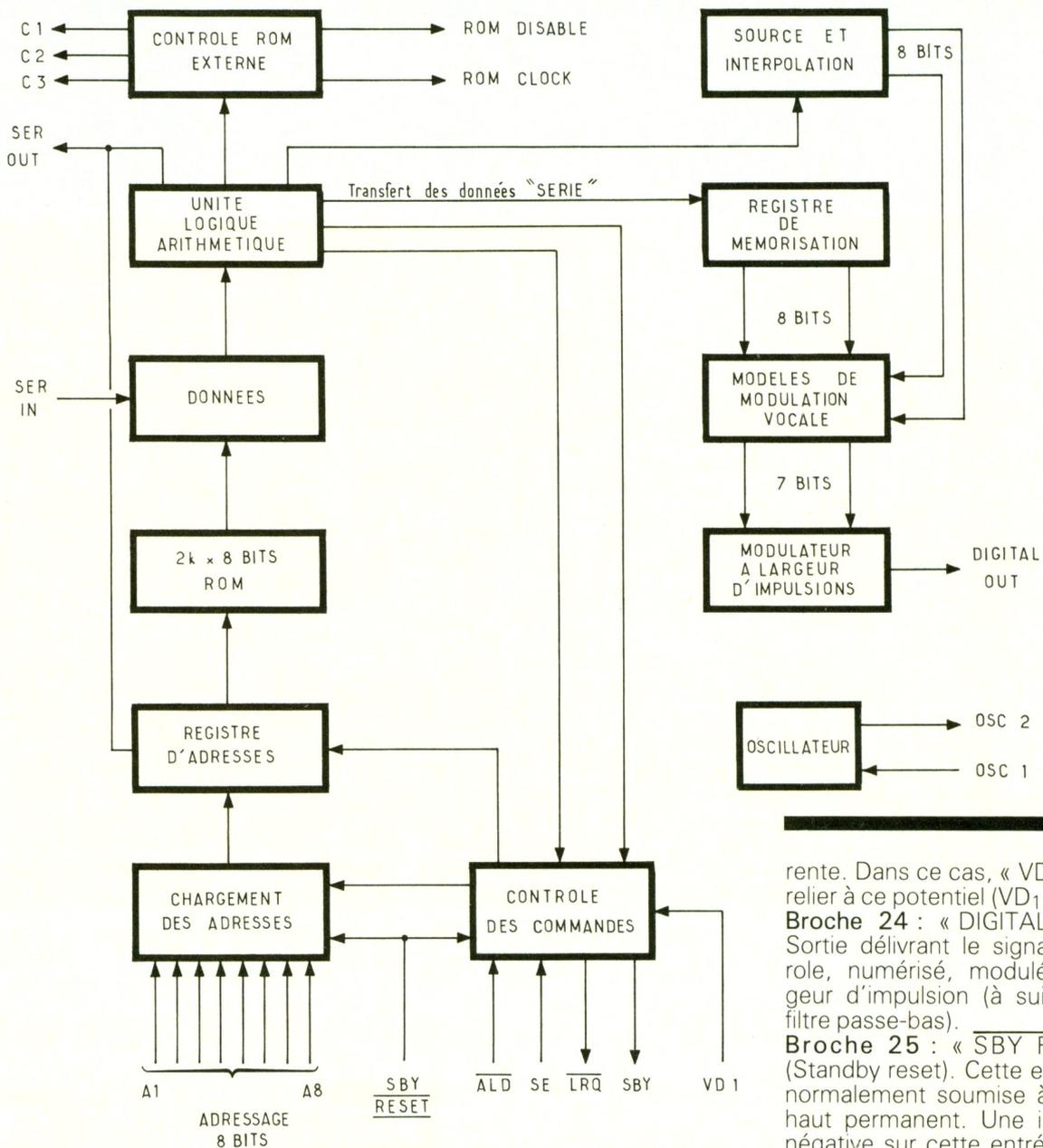
Broche 9 : « LRQ » (Load request). Cette sortie présente un état haut dès que le registre d'adresse est chargé. Lorsque cette sortie présente un état bas, l'adressage peut à nouveau s'effectuer.

Broches 10, 11, 13, 14, 15, 16, 17, 18 : « A₈, A₇, A₆, A₅, A₄,



1

Brochage du SPO 256.



A₃, A₂, A₁ ». Il s'agit des broches d'adressage sur 8 bits, définissant les 256 adresses possibles. Dans les cas usuels, A₇ et A₈ sont à relier à un état bas permanent. Il reste alors 64 adresses d'allophones et de pauses.

Broche 12 : « SER OUT » (Serial address out). Cette sortie permet de transférer les informations de façon série à une ROM extérieure.

Broche 19 : « SE » (Strobe enable). Cette entrée est normalement à soumettre à un état haut permanent. Si on la soumet à un état bas, le chargement des adresses ne se réalise plus par le biais de la broche 20, mais à chaque fois que le SPO 256 détecte un front ascendant sur n'importe

laquelle des huit entrées d'adressage, après approximativement 1 μs.

Broche 20 : « \overline{ALD} » (Address load). Une impulsion négative sur cette entrée a pour effet le chargement des adresses. La sortie LRQ passe à l'état haut au moment du front négatif du signal présenté sur ALD, indiquant que les buffers sont pleins.

Broche 21 : « SER IN » (Serial in) entrée de données série 8 bits extérieures.

Broche 22 : « TEST ». A relier au « moins » en utilisation normale.

Broche 23 : « VD₁ ». A relier en général au « plus », sauf dans le cas de l'utilisation d'un microprocesseur ou d'une interface fonctionnant sous une tension diffé-

rente. Dans ce cas, « VD₁ » est à relier à ce potentiel ($VD_1 \leq V_{DD}$).
Broche 24 : « DIGITAL OUT ». Sortie délivrant le signal de parole, numérisé, modulé en largeur d'impulsion (à suivre d'un filtre passe-bas).

Broche 25 : « $\overline{SBY RESET}$ » (Standby reset). Cette entrée est normalement soumise à un état haut permanent. Une impulsion négative sur cette entrée a pour effet la remise à zéro du registre de chargement des adresses et la logique interne d'interfaçage.

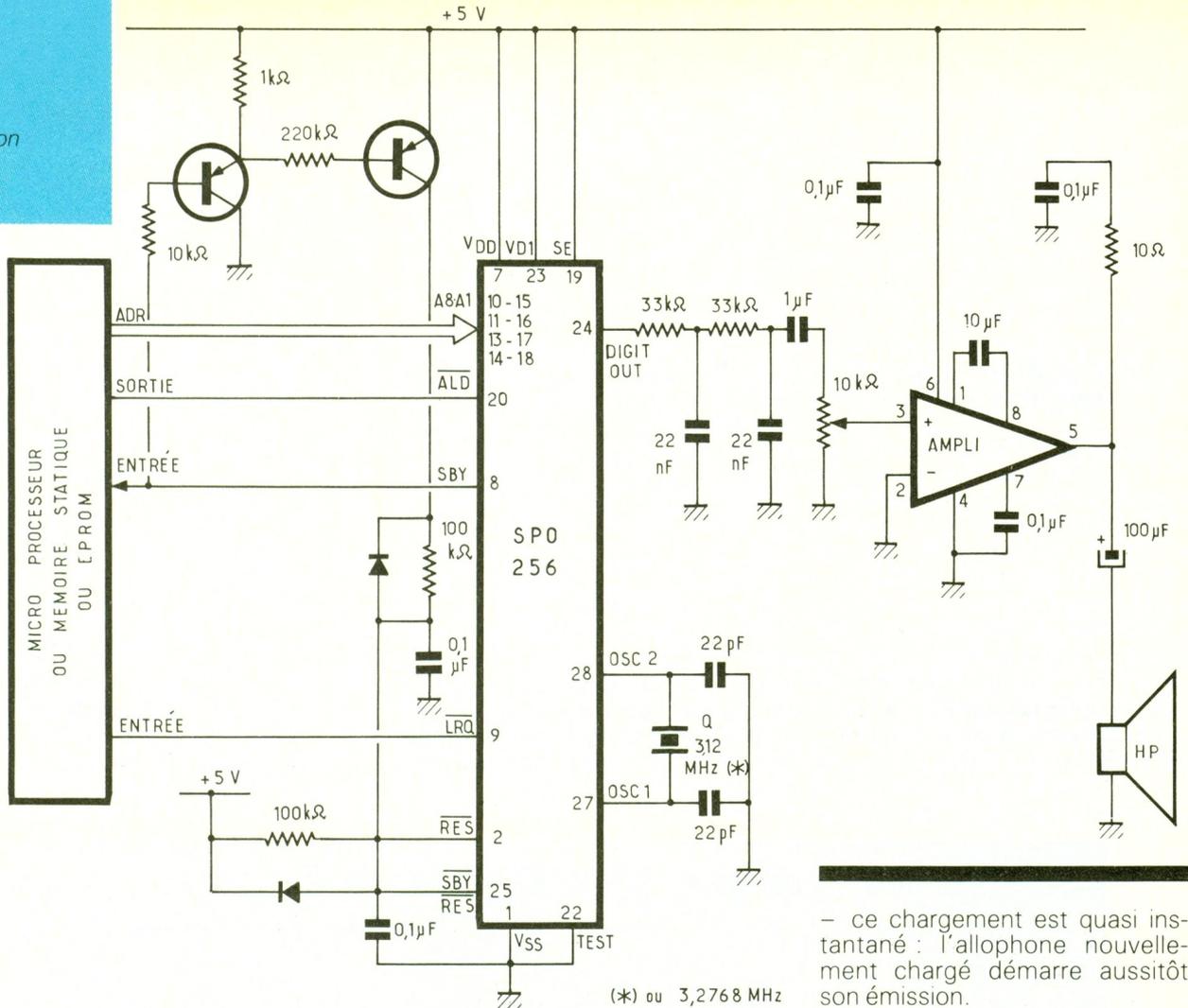
Broche 26 : « ROM CLOCK ». Sortie délivrant une fréquence de 1,56 MHz utilisable pour le pilotage d'un circuit extérieur.

Broches 27 et 28 : « OSC₁ et OSC₂ ». Connexions du quartz de 3,12 MHz assurant la base de temps du SPO 256.

EXEMPLE DE PRINCIPE DE MONTAGE (fig. 3)

Le SPO 256 est relié à un dispositif de programmation pouvant être un microprocesseur, une EPROM ou une mémoire statique. Dans les cas usuels, seules les adresses A₁ à A₆ sont opéra-

3 Application typique.



tionnelles. Les entrées A₇ et A₈ sont reliées à un état bas permanent.

Le chargement se réalise par le biais de l'entrée « ALD », au moment du front descendant. La figure 3 illustre le principe de la double utilisation des sorties « SBY » et « LRD ». Dans la majorité des cas, la sortie « SBY » suffit pour gérer le fonctionnement du circuit. Le principe de ce pilotage est le suivant :

- en cours d'émission d'un allophone, bien avant la fin de celui-ci, on présente les états logiques définissant l'adresse de l'allophone suivant ;
- la fin de l'allophone est décelée par le passage à l'état haut de la sortie « SBY » ;
- ce signal déclenche alors un front négatif pour assurer le chargement de l'adresse de l'allophone suivant, par l'entrée « ALD » ;

- ce chargement est quasi instantané : l'allophone nouvellement chargé démarre aussitôt son émission.

La durée de ces diverses opérations, entre deux allophones consécutifs, est de l'ordre de la microseconde. Par rapport à la durée d'allophone eux-mêmes (10 à 420 ms), cela est tout à fait négligeable et surtout imperceptible.

Dans l'exemple de la figure 3, les entrées « RES » et « SBY RES » reçoivent de brèves impulsions négatives entre deux allophones consécutifs, commandées par les évolutions des niveaux logiques sur la sortie « SBY ». Cette

ELECTRONIQUE PRATIQUE sera présent HALL 5 ALLEE K STAND 12

à **PRONIC 90**

**4ème Salon International des Equipements et Produits pour l'Electronique
12-16 novembre - Parc des Expositions Paris-Nord**

précaution présente une plus grande fiabilité de fonctionnement. Mais on pourrait très bien se contenter d'assurer ces impulsions d'initialisation en début de sollicitation du SPO 256 : mise en service, début d'une phrase...

La base de temps est pilotée par un quartz de 3,12 MHz, valeur nominale prévue par le constructeur. Rien n'empêche de substituer cette valeur par une valeur plus courante, telle que 3,2768 MHz.

On modifiera légèrement les temps annoncés, ce qui ne pose véritablement pas de problème.

Enfin, l'intégration du signal issu de la sortie « DIGITAL OUT » est assurée par une suite de résistances et de capacités. Grâce au curseur d'un ajustable d'adaptation, on choisit le bon niveau de potentiel à présenter sur l'entrée directe d'un amplificateur audio classique, avec ses composants périphériques de stabilisation, et dont la sortie alimente un haut-

parleur par l'intermédiaire d'une capacité bloquant la composante continue.

SYNTHESE DU LANGAGE

Généralités

Un mot est composé d'une suite d'allophones et de pauses. Le langage ainsi généré se caractérise par une émission de 10 à 12 sons par seconde. La synthèse requiert moins de 100 bits par seconde.

Un peu de linguistique

Le tableau n° 1 établit un petit dictionnaire de formation de quelques mots usuels en indiquant, dans chaque cas, la suite des allophones à utiliser.

On peut noter qu'il n'y a pas de véritable correspondance entre les lettres écrites et les sons ; ensuite, ceux-ci sont prononcés différem-

ment suivant leur position dans le mot. Enfin l'oreille humaine peut percevoir le même signal acoustique différemment selon le contexte des différents sons.

Dans une langue parlée, chaque son peut être représenté par plus d'une lettre et, réciproquement, chaque lettre peut représenter plus d'un son. Il est donc important de raisonner en termes de sons et non de lettres lorsque l'on veut mettre en œuvre les allophones.

De même, le signal acoustique correspondant à un son diffère selon sa place dans le mot. Par exemple le son « K » de « coop » est différent du « K » de « KEEP ». Les « K » de « Coop » et de « KEEP » sont différents à cause des sons qui les suivent. Enfin, le « K » final d'un mot n'est pas aussi haut que le « K » initial.

Un auditeur pourra identifier différemment le même signal acoustique selon le contexte dans lequel il est perçu. Il n'y a donc pas lieu

ADRESSE DES ALLOPHONES									
Adresse hexadécimale	Adresse octale	Allophone	Exemple de son	Durée (en ms)	Adresse hexadécimale	Adresse octale	Allophone	Exemple de son	Durée (en ms)
00	000	PA1	PAUSE	10	20	040	/AW/	Out	370
01	001	PA2	PAUSE	30	21	041	/DD2/	Do	160
02	002	PA3	PAUSE	50	22	042	/GG3/	Wig	140
03	003	PA4	PAUSE	100	23	043	/VV/	Vest	190
04	004	PA5	PAUSE	200	24	044	/GG1/	Got	80
05	005	/OY/	Boy	420	25	045	/SH/	Ship	160
06	006	/AY/	Sky	260	26	046	/ZH/	Azure	190
07	007	/EH/	End	70	27	047	/RR2/	Brain	120
08	010	/KK3/	Comb	120	28	050	/FF/	Food	150
09	011	/PP/	Pow	210	29	051	/KK2/	Sky	190
0A	012	/JH/	Dodge	140	2A	052	/KK1/	Can't	160
0B	013	/NN1/	Thin	140	2B	053	/ZZ/	Zoo	210
0C	014	/IH/	Sit	70	2C	054	/NG/	Anchor	220
0D	015	/TT2/	To	140	2D	055	/LL/	Lake	110
0E	016	/RR1/	Rural	170	2E	056	/WW/	Wool	180
0F	017	/AX/	Succeed	70	2F	057	/XR/	Repair	360
10	020	/MM/	Milk	180	30	060	/WH/	Whig	200
11	021	/TT1/	Part	100	31	061	/YY1/	Yes	130
12	022	/DH1/	They	290	32	062	/CH/	Church	190
13	023	/IY/	See	250	33	063	/ER1/	Fir	160
14	024	/EY/	Beige	280	34	064	/ER2/	Fir	300
15	025	/DD1/	Could	70	35	065	/OW/	Beau	240
16	026	/UW1/	To	100	36	066	/DH2/	They	240
17	027	/AO/	Aught	100	37	067	/SS/	Vest	90
18	030	/AA/	Hot	100	38	070	/NN2/	No	190
19	031	/YY2/	Yes	180	39	071	/HH2/	Hoe	180
1A	032	/AE/	Hat	120	3A	072	/OR/	Store	330
1B	033	/HH1/	He	130	3B	073	/AR/	Alarm	290
1C	034	/BB1/	Business	80	3C	074	/YR/	Clear	350
1D	035	/TH/	Thin	180	3D	075	/GG2/	Guest	40
1E	036	/UH/	Book	100	3E	076	/EL/	Saddle	190
1F	037	/UW2/	Food	260	3F	077	/BB2/	Business	50

DICTIONNAIRE

NOMBRES

zero	ZZ YR OW
one, won	WW SX AX NN1
two, to, too	TT2 UW2
three	TH RR1 IY
four, for, fore	FF FF OR
five	FF FF AY VV
six	SS SS IH IH PA3 KK2 SS
seven	SS SS EH EH VV IH NN1
eight, ate	EY PA3 TT2
nine	NN1 AA AY NN1
ten	TT2 EH EH NN1
eleven	IH LL EH EH VV IH NN1
twelve	TT2 WH EH EH LL VV
thirteen	TH ER1 PA2 PA3 TT2 IY NN1
fourteen	FF OR PA2 PA3 TT2 IY NN1
fifteen	FF IH FF PA2 PA3 TT2 IY NN1
sixteen	SS SS IH PA3 KK2 SS PA2 PA3 TT2 IY NN1

JOURS DE SEMAINE

Sunday	SS SS AX AX NN1 PA2 DD2 EY
Monday	MM AX AX NN1 PA2 DD2 EY
Tuesday	TT2 UW2 ZZ PA2 DD2 EY
Wednesday	WW EH EH NN1 ZZ PA2 DD2 EY
Thursday	TH ER2 ZZ PA2 DD2 EY
Friday	FF RR2 AY PA2 DD2 EY
Saturday	SS SS AE PA3 TT2 PA2 DD2 EY

ALPHABET

A	EY
B	BB2 IY
C	SS SS IY
D	DD2 IY
E	IY
F	EH EH FF FF
G	JH IY
H	EY PA2 PA3 CH
I	AA AY
J	JH EH EY
K	KK1 EH EY
L	EH EH EL
M	EH EH MM
N	EH EH NN1

d'être surpris si l'allophone d'un mot sonne légèrement différemment suivant les phrases où il est employé.

Les phonèmes anglais

Les sons du langage sont appelés phonèmes. Les phonèmes sont différents d'une langue à

seventeen	SS SS EH VV TH NN1 PA2 PA3 TT2 IY NN1
eighteen	EY PA2 PA3 TT2 IY NN1
nineteen	NN1 AY NN1 PA2 PA3 TT2 IY NN1
twenty	TT2 WH EH EH NN1 PA2 PA3 TT2
IY	
thirty	TH ER2 PA2 PA3 TT2 IY
forty	FF OR PA3 TT2 IY
fifty	FF FF IH FF FF PA2 PA3 TT2 IY
sixty	SS SS IH PA3 KK2 SS PA2 PA3 TT2 IY
seventy	SS SS EH VV IH NN1 PA2 PA3 TT2
IY	
eighty	EY PA3 TT2 IY
ninety	NN1 AY NN1 PA3 TT2 IY
hundred	HH2 AX AX NN1 PA2 DD2 RR2 IH IH PA1 DD1
thousand	TH AA AW ZZ TH PA1 PA1 NN1 DD1
million	MM IH IH LL YY1 AX NN1

MOIS

January	JH AE AE NN1 YY2 XR 1Y
February	FF EH EH PA1 BR RR2 UW2 XR IY
March	MM AR PA3 CH
April	EY PA3 PP RR2 IH IH LL
May	MM EY
June	JH UW2 NN1
July	JH UW1 LL AY
August	AO AO PA2 GG2 AX SS PA3 TT1
September	SS SS EH PA3 PP PA3 TT2 EH EH PA1 BB2 ER1
October	AA PA2 KK2 PA3 TT2 OW PA1 BB2 ER1
November	NN2 OW VV EH EH MM PA1 BB2 ER1
December	DD2 IY SS SS EH EH MM PA1 BB2 ER1

O	OW
P	PP IY
Q	KK1 YY1 UW2
R	AR
S	EH EH SS SS
T	TT2 IY
U	YY1 UW2
V	VV IY
W	DD2 AX PA2 BB2 EL YY1 UW2
X	EH EH PA3 KK2 SS SS
Y	VWAY
Z	ZZ IY

l'autre. Il existe des phonèmes voyelles et des phonèmes consonnes.

Les sons ayant une caractéristique commune ne se comportent pas de la même façon. Par exemple, les consonnes telles que « PP », « TT » et « KK » devront être précédées de 50 à 80 ms de silence et les consonnes « BB », « DD » et « GG » de 10 à 30 ms de silence.

LES ALLOPHONES ET LEUR UTILISATION

Un groupe de sons similaires dans un langage porte le nom de phonème. Rappelons qu'un phonème est acoustiquement différent selon sa position dans un mot. Chaque variante du même phonème est un allophone. Un allophone est donc la manifestation d'un phonème dans un signal sonore.

Présentons maintenant quelques conseils d'utilisation des allophones contenus dans le dictionnaire du SPO 256.

Le son « DD₂ » sonne bien dans la position initiale alors que le son « DD₁ » est plutôt à utiliser en position finale : exemple « daughter » et « collide ». La version initiale d'un allophone est souvent plus longue que la version finale ; exemple « SS-SS » : allophone initial et « SS » allophone final. Toutes ces possibilités sont à expérimenter en pratique.

Ainsi « KK₁ » sonne bien devant « LL » comme dans « clown » et « KK₂ » convient mieux devant « WW » comme des « square ».

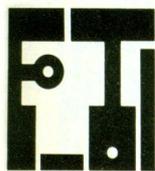
Certains sons requièrent un bref silence entre eux. Pour certains, la pause a déjà été prévue d'origine, mais on peut en ajouter davantage. Le dictionnaire comporte plusieurs longueurs de pauses variant de 10 à 200 ms.

En général, il convient de prévoir 30 à 50 ms entre les mots et 100 à 200 ms entre les phrases.

Il ne saurait être question de prévoir et d'expliciter tous les cas de figure qui risquent de se présenter. En cas de doute, l'expérimentation pratique et l'amélioration progressive après audition sont encore les meilleures façons de procéder. Les résultats que l'on peut obtenir sont véritablement bons.

De même, le fait de faire parler le SPO 256 en français constitue un divertissement non dénué d'intérêt ; une première audition provoquera souvent l'hilarité générale... ■

CONNAITRE ET COMPRENDRE LES CIRCUITS INTEGRES



FICHE TECHNIQUE N° 50 CD 4569

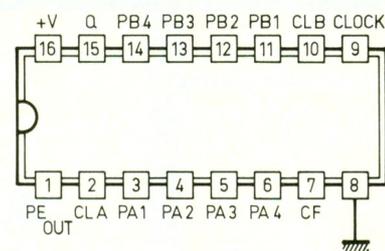
Le circuit faisant l'objet de cette fiche contient un double compteur/diviseur par N, disposant d'un détecteur de zéro rapide. Chacun d'eux peut aussi bien fonctionner en mode binaire que BCD, et ce, de façon indépendante.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Alimentation : 3 à 18 V.
Capacité de débit réduite à quelques milliampères sur les sorties.
Fréquence de comptage maxi : de l'ordre de 5 MHz.
Division possible de la fréquence par N :
 $1 < N \leq 100$ (mode BCD)
 $1 < N \leq 256$ (mode binaire).

BROCHAGE (fig. 1)

Le circuit est logé dans un boîtier rectangulaire comportant 16 broches réparties en deux rangées de 8 (disposition « dual in line »). La broche n° 16 est affectée au « plus » de l'alimentation et la broche n° 8 est à relier au « moins ».
Le circuit intégré se compose de deux compteurs A et B. Chacun d'eux comporte quatre entrées réservées à la programmation. Les entrées PA₁ à PA₄ correspondent respectivement aux broches 3, 4, 5 et 6.



Les entrées PB₁ à PB₄ sont reliées aux broches 11, 12, 13 et 14. Chaque compteur dispose en outre d'une entrée de commande imposant la logique de comptage : BCD ou binaire. Il s'agit des entrées CLA (broche n° 2) et CLB (broche n° 10). L'entrée recevant les signaux de comptage est la broche n° 9, « CLOCK ». Le circuit intégré dispose enfin d'une entrée « CASCADE FEEDBACK » (broche n° 7), utilisée dans le cas d'un montage en cascade avec d'autres compteurs.

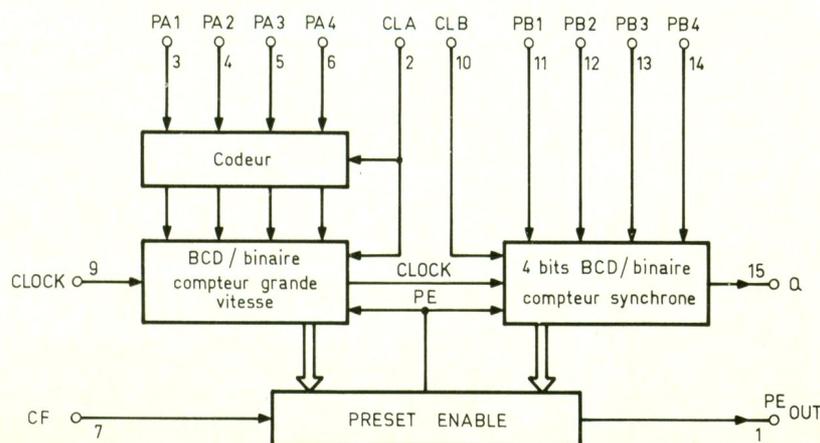
Le boîtier ne comprend que deux sorties :

- une sortie Q, utilisable avec un éventuel compteur aval ; c'est la broche n° 15 ;
- une sortie PE_{OUT} également utilisable pour un montage en cascade. C'est aussi la sortie sur laquelle on prélève la fréquence divisée par le circuit (broche n° 1).

TABLES DE FONCTIONNEMENT

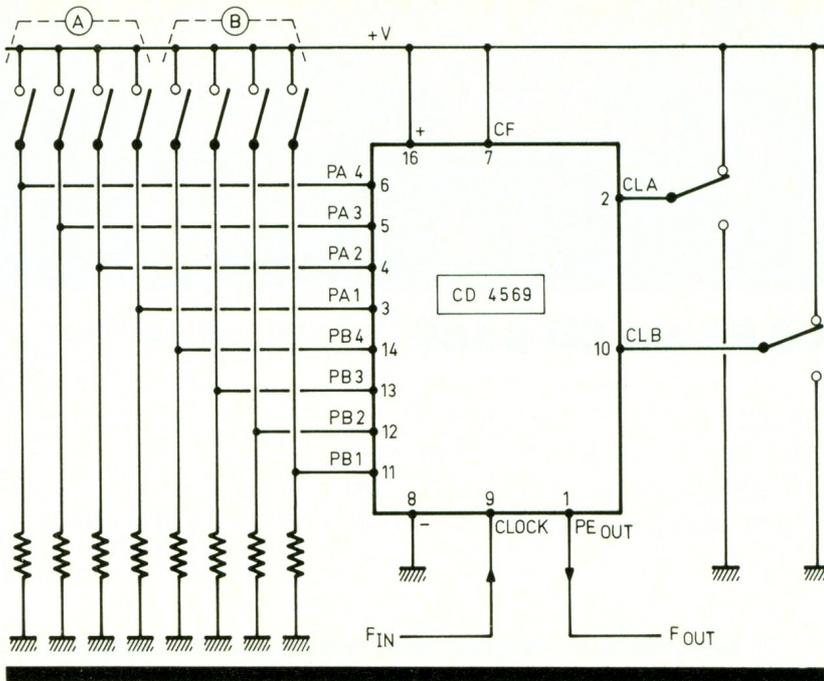
CLA ou CLB	Mode de fonctionnement du compteur A ou B
0	Binaire (0 à 15)
1	BCD (0 à 9)

	PA/B4	PA/B3	PA/B2	PA/B1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1



4

Exemple d'utilisation.



FUNCTIONNEMENT (fig. 2 et 3)

Dans le cas d'une utilisation isolée du CD 4569, l'entrée « CASCADE FEEDBACK » est à relier au plus de l'alimentation. Les signaux correspondant à la fréquence à diviser sont à acheminer sur l'entrée « CLOCK ». Par l'intermédiaire des entrées CLA et CLB, il convient de définir le mode de fonctionnement souhaité des compteurs. Si une telle entrée est soumise à un état bas, le compteur correspondant fonctionne suivant le mode binaire ; si on le soumet à un état haut, il fonctionne en logique BCD. Cette détermination du mode retenu est tout à fait indépendante d'un compteur par rapport à l'autre.

La programmation des compteurs s'effectue par l'intermédiaire des entrées de prépositionnement. Le second tableau de la figure 3 rappelle le principe des comptages binaire et BCD. Le compteur A est réservé aux comptages des unités tandis que le compteur B assure le comptage des dizaines (BCD) ou des « semaines » (binaire). Grâce à ces huit entrées, il est possible de programmer le nombre N de division.

Par exemple, pour programmer N = 127, le compteur B est à programmer, dans le sens PB₇, PB₆, PB₅, PB₄, à la valeur 0111 (112) et le compteur A à la valeur 1111 (15), ce qui correspond effectivement à 127 (112 + 15). Dans ce cas, les deux compteurs fonctionnent en logique binaire. Les

signaux, sous la forme d'impulsions positives, sont à recueillir sur la sortie PE_{OUT}.

Au niveau du fonctionnement interne, on peut noter que le signal commandant cycliquement le prépositionnement est délivré au moment du premier comptage après la position zéro des deux compteurs ; c'est la raison pour laquelle il n'est pas possible de programmer N = 1. En revanche, le circuit admet une programmation du type N = 11, 21, ... 91. On peut noter que la programmation de N peut varier à tout moment. Seule la position 1 est déterminante car c'est à ce moment que le prépositionnement se réalise effectivement.

Dans le cas d'une utilisation avec d'autres compteurs tels que les CD 4522, 4526, 4568 :

- l'entrée « CF » est à relier à la sortie « S₀ » du compteur placé en aval ;
- la sortie « Q » est à relier à l'entrée « CLOCK » de ce même compteur ;
- la sortie « PE_{OUT} » est à relier à l'entrée « PE », toujours du même compteur aval.

UTILISATION

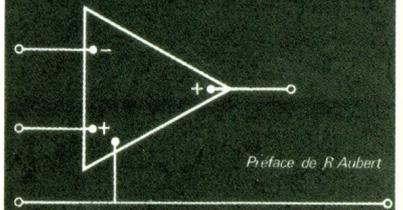
La figure 4 illustre un exemple de fonctionnement du CD 4569 utilisé seul, en diviseur de fréquence par N.

On distingue les huit interrupteurs servant à la programmation de N et deux inverseurs pour déterminer le mode de comptage souhaité : BCD ou binaire.

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL ET SES APPLICATIONS

J.-C. MARCHAIS

L'amplificateur opérationnel et ses applications



Préface de R. Aubert

Quatrième édition

MASSON

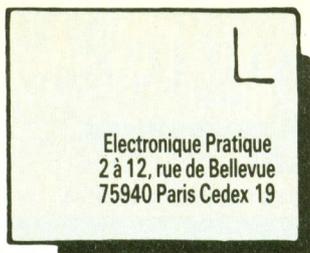
Les amplificateurs opérationnels prennent une part de plus en plus large dans la conception et la réalisation de nombreux ensembles électroniques.

En dehors des applications les plus courantes et bien connues - amplificateurs à gain stabilisé, intégrateurs, dérivateurs, sommateurs, etc. - l'auteur a systématiquement étudié des applications beaucoup moins connues, telles que les oscillateurs, modulateurs, gyrateurs, convertisseurs d'impédance, générateurs de fonctions, etc.

Il termine par une étude des filtres actifs, qui dans le contexte actuel de la miniaturisation prennent toute leur importance en évitant l'utilisation d'éléments volumineux, particulièrement en basse fréquence.

Pour toutes ces applications l'auteur donne de nombreux schémas qu'il a tous essayés, en signalant pour chacun leurs avantages et leurs inconvénients, permettant ainsi au lecteur de faire le choix judicieux pour ses applications propres.

Diffusion : **Editions Masson**
120, boulevard Saint-Germain
75014 Paris



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 de temps qui nous est imparti.



M. Lapostat (81)

Après avoir réalisé la prise commandée du numéro 133 d'Electronique Pratique, je rencontre un problème sur la maquette réalisée. En effet, je souhaiterais obtenir une remise à zéro de la bascule D 4013 dès la mise sous tension, déconnectant ainsi le récepteur électrique.

Il est possible d'implanter sur la maquette un pont R-C qui initialisera la bascule D, à chaque mise sous tension, par l'intermédiaire de la borne Reset.

Ainsi, il faudra insérer un condensateur de 47 μ F entre la masse et (4) de Cl_4 et une résistance de 100 k Ω entre (4) et le +. ■



M. Delord (75)

Lors de la réalisation du montage, dénommé « chauffage proportionnel pour circuits imprimés », j'ai pu observer quelques divergences entre les photographies et le texte. Qu'en est-il ?

Quelques erreurs se sont effectivement glissées dans l'article. Ainsi, la diode D_1 est une 1N4004 et non une 1N4148 (cas de D_2). ■



M. Picard (91)

Après avoir consulté le volet XVI de la technologie au colège, dans le numéro d'octobre 1990 d'Electronique Pratique, j'ai cru remarquer que deux figures avaient été inversées à la page 101.

Les figures 7b et 8 ont effectivement été inversées. Toutefois, les légendes restent valables. ■



M. Gachina (95)

J'ai réalisé la centrale d'alarme cinq zones des numéros 113, 114 et 115. Toutefois, il me manque la valeur de la capacité de la batterie que je pourrais utiliser.

De plus, je souhaiterais connaître les éventuelles modifications pour éviter, lors de l'effraction d'une issue, le blocage de la centrale au bout de 9 déclenchements (montage optionnel du numéro 115).

Nous vous conseillons de prévoir une batterie de 12 Ah. Concernant l'adaptation de la centrale, il est effectivement possible de bloquer, en cas d'alarme, une issue incriminée tout en laissant les autres en service. Pour ce faire, il suffira de placer un condensateur de 10 nF en série avec la sortie ad hoc de IC_{10} et de munir l'entrée correspondante de IC_9 d'une résistance connectée au +. On forme alors un dérivateur. ■



M. Givet (62)

Après avoir réalisé la télécommande secteur parue dans Electronique Pratique numéro 123 de février 1990, celle-ci ne fonctionne pas. Existerait-il un rectificatif ?

Aucune erreur n'est à signaler. Aussi, nous vous conseillons de tenter un dépannage de la façon suivante : le circuit IC_2 , sur la platine émetteur, délivre normalement des créneaux d'environ cinq secondes. Chacun d'eux autorise le fonctionnement de l'oscillateur commandé (A et B de IC_3) qui fournit des créneaux d'une fréquence proche de 25 kHz, transmis sur le réseau EDF, via T_1 et C_7 .

Aussi, il conviendra de vérifier à l'aide d'un oscilloscope l'allure des signaux en (1) de IC_2 (créneaux de 5 s espacés de 1 ms), en (4) de IC_3 (impulsions 820 kHz pendant 5 s, toutes les 1 ms) et sur le collecteur de T_1 (idem).

Concernant le récepteur, T_1 forme un amplificateur, en émetteur commun. Aussi doit-on retrouver aux bornes de C_5 les créneaux émis (lorsque l'émetteur fonctionne).

A ce stade, on peut en conclure que la transmission des informations s'effectue correctement au travers du réseau EDF et du circuit d'entrée.

Les portes A et B, quant à elles, forment un monostable qui sera déclenché durant 4,5 secondes, dès qu'une impulsion de plus de une milliseconde apparaîtra sur son entrée.

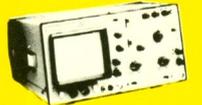
Au bout de quatre impulsions présentées en (14) de IC_3 , ce dernier atteint sa position numéro 3 (S_3). Une tension de 5 V apparaît alors en (7), illuminant la LED D_8 et commandant le relais via T_2 . ■



Composants TERA

26

Beckman



HEURES D'OUVERTURE le lundi de 13 h 30 à 19 h.
du mardi au samedi de 9 h 30 à 19 h SANS INTERRUPTION

RUE TRAVERSIÈRE
PARIS 12°
TÉL. : 43.07.87.74 +
MÉTRO : GARE DE LYON

- 9102. Double base de temps. 2 x 20 MHz **5190F**
- 9104. Double base de temps. 2 x 40 MHz **6750F**

COMPOSANTS - MESURES - LAMPES - SUPPORTS CI TULIPES - CONTACTS DORES

A DES PRIX TERAL

- 9020 Double trace 2 x 20 MHz. Ligne à retard. Testeur de composants. Chercheur de trace. Livré avec 2 sondes combinées **3990F**

MULTIMETRES

Beckman

- DM 10 - Modèle de poche **359 F**
- DM 15 B - AD/DC - 10 A - Bip **479 F**
- DM 20 L - Gain trans. Bip **539 F**
- DM 23 - Précision 0,5 % HFE **619 F**
- DM 25 L - Test trans. et Capa **719 F**
- DM 71 **419 F**
- DM 73 - Gamme Auto-Mini **559 F**
- DM 78 - Multi de poche. Avec étui **249 F**
- CM 20 - Capacimètre **829 F**
- EDM 122 - Multimètre digital. Très grand display. 11 fonctions. Test de continuité sonore. Fréquence-mètre. Test capacité. Test diode **649 F**

NOUVEAUTÉS

- DM 27 XL. Multimètre numérique grand afficheur. 17 mm avec étui souple VC 202. **PROMO 799F TTC**
- DM 95. 4000 PTS. Bargraph rapide. Sélection auto-manuelle avec sa gaine anti-choc **1095F TTC**

METRIX

MULTIMETRES



- MX 112 A avec boîtier de transport **680 F**
- MX 512 **980 F**
- MX 562. 2000 points 3 1/2 digits. Précision 0,2 %. 6 fonctions. 25 calibres **1600 F**
- MX 563. **2900 F**
- MX 573. Multimètre digital analogique **2950 F**
- MX 453. 20 000 Ω/V CC. VC : 3 à 750 V.I.C : 30 mA à 15 A IA : 30 mA à 15 A. Ω : 0 à 15 kΩ **940 F**
- MX 202 C. T. DC 50 mV à 1000 V.T. AC 15 à 1000 V. Int. DC 25 µA à 5 A. AC 50 mA à 5 A. Résist. 10 Ω à 12 MΩ. Décibel 0 à 55 dB. 40 000 Ω/V **1240 F**
- MX 462 G. 20 000 Ω/V CC/AC. 1,5 VC : 1,5 à 1000 V. VA : 3 à 1000 V. IC : 100 µ à 5 A. IA : 1 mA à 5 A. 5 Ω à 10 MΩA **1040 F**
- MX 50. **1480 F**
- MX 51. Affichage 5 000 points. Précision 0,1 %. Mémoire-séquence 5 mesures. Buffer interne **1830 F**
- MX 52. **2590 F**

OSCILLOSCOPE

METRIX OX 722

Base de temps variable 2 x 20 MHz **3900F**

METRIX OX 725

2 x 20 MHz. Retard au déclenchement. Recherche de trace. Vitesse variable. **4380F**

FREQUENCEMETRES

Beckman

- UC 10. 5 Hz à 100 MHz. Compteur. Intervalles. Périodes. 8 afficheurs **3195 F**

CENTRAD

- 346 - 1 Hz 600 MHz **1880 F**
- 961. Gén. de fonction de 1 Hz à 200 Hz ... **1650 F**

GENERATEURS DE FONCTIONS

- FG2. 7 gammes. Sinus carrés triangles. Entrée VCF-OFFSET Beckman **2090 F**
- FG3 AE. 0,2 Hz à 2 MHz **2700 F**
- AG 1000. Générateur BF. 10 Hz à 1 MHz 5 calibres Faible dist. imp. 600 Ω Monacor **1360 F**
- SG 1000. Générateur HF. 100 kHz à 150 MHz 6 calibres Précis. 1,5 %. Sortie 100 mV Monacor **1325 F**
- 368. Générateur de fonction. 1 Hz à 200 kHz. Signaux carrés sinus triangle Centrad **1420 F**
- 869. Générateur de fonctions de 0,01 Hz à 11 MHz Centrad **3490 F**

ELC ALIMENTATIONS

- AL 745 AX de 1 V à 15 V - 3 A **700 F**
- AL 821. 24 V - 5 A **750 F**
- AL 812. de 1 V à 30 V - 2 A **790 F**
- AL 781 N. de 0 V à 30 V - 5 A **1840 F**
- AL 891. 5 V - 5 A **360 F**
- AL 892. 12,5 V - 3 A **300 F**
- AL 893. 12,5 V - 5 A **360 F**

LABOTEC

Toujours à votre service pour réaliser vos circuits imprimés.

PLAQUES EPOXY.

- Présensibilisées STEP circuits. La référence du CI. 1 FACE 2 FACES
- 75 x 100 **11 F** **12,50 F**
- 100 x 160 **19 F** **24 F**
- 150 x 200 **39 F** **45 F**
- 200 x 300 **79 F** **89 F**

PLAQUES BAKELITE

- Cartes étude à bandes ou pastilles étamées. 50 x 100 **7,90 F**
- 100 x 100 **15 F**
- 100 x 150 **24 F**
- 100 x 200 **29 F**

PERCEUSES MAXICRAFT

- Perceuse 42 W avec 9 outils **99 F**
- Perceuse 42 W avec 15 outils **176 F**
- Perceuse 50 W **190 F**
- Alimentation pour perceuse **135 F**
- Support perceuse **85 F**
- Fer à souder gaz et Mini chalumeau **198 F**

COMPOSANTS

EXTRAIT TARIF

- BU 208 A **16 F** MJ 15024 **45 F**
- BU 326 A **14 F** 2N 3055 100 V **7 F**
- BU 508 A **16 F** 2N 3442 **17 F**
- BUT 11 F **16 F** 2N 3773 **29 F**
- BUS 11 **28 F** BUZ 11 **19 F**
- **45 F**

Série BC - BD et BF disponible. Tarif sur demande.

RELAIS TYPE EUROPÉEN

- 6 V - 2 RT **43 F** 12 V - 2 RT **33 F**
- Support relais 2 RT **7,80 F**

DEPARTEMENT UNIQUE EN TRANSFORMATEUR

FABRICATION FRANÇAISE

- 5 VA, 1 second **36,00** 5 VA, 2 second **39,00**
- 12 VA, 1 second **46,00** 12 VA, 2 second **49,00**
- 25 VA, 1 second **66,50** 25 VA, 2 second **69,00**
- 40 VA, 1 second **89,00** 40 VA, 2 second **93,00**
- 60 VA, 1 second **98,00** 60 VA, 2 second **103,00**

ALIMENTATION HIRSCHMANN

- 500 MA réglable de 3 V à 12 V **39F**
- 1 A réglable de 3 V à 12 V Régulée, filtrée, stabilisée **125F**

ANTENNES EXTERIEURES U.H.F - V.H.F. AMPLI ANTENNE EXTERIEUR, INTERIEUR

ANTENNE INTERIEURE AMPLIFIÉE

- Forme satellite, 30 dB **380 F**

Modules, adaptation video

- UNI - 1 A. Module d'adaptation SECAM sur un magnétophone VHS/PAL. Le module **350 F**
- Pour autre adaptation, nous consulter.

KITS ELECTRONIQUE

M.T.C. ELECTRONIQUE COLLEGE

- EXP 03. Thermomètre affichage digital **210 F**
- EXP 04. Thermostat affichage digital **258 F**
- EXP 11. Ampli-stéréo 2 x 40 W **310 F**
- EXP 25. Table mixage. 4 entrées ST **260 F**
- EXP 28. Prise courant T^{me} infra-rouge **110 F**
- EXP 29. Télécommande infra-rouge **50 F**
- LABO 01. Voltmètre continu aff. digital **205 F**
- LABO 08. Multimètre digital **260 F**
- LABO 11. Générateur de fonctions **246 F**

OFFICE DU KIT

- PL 59. Truqueur de voix **100 F**
- PL 61. Capacimètre **200 F**
- PL 82. Fréquence-mètre **450 F**
- PL 11. Générateur. Lumière **40 F**
- PL 09. Modulateur. 3 voies **120 F**
- PL 35. Emetteur FM. 3 W **140 F**
- PL 75. Variateur vitesse. 220 V. 1000 W **100 F**

TSM

- TSM 89. Booster stéréo 2 x 40 W **165 F**
- TSM 123. Bruiteur électronique **250 f**
- TSM 90. Micro-espion **50 F**
- TSM 122. Préalpi antenna **85 F**
- TSM 45. Booster 70 W **200 F**
- TSM 46. Booster 100 W **280 F**

LA QUALITE PRO

OLP ELECTRONICS

MODULES PREAMPLI

- HY 7. Mélangeur 8 entrées, 1 voie **197 F**
- HY 8. Mélangeur 5 entrées, 2 voies **197 F**
- HY 9. Préalpi 2 voies correction RIAA **216 F**
- HY 73. Préalpi 2 voies guitare **359 F**

MODULES AMPLI

- HY 60. 30 W eff **245 F**
- HY 128. 50 W eff **405 F**
- HY 248. 120 W eff **578 F**

COFFRETS

- ESM **116 F**
- TEKO **15 F** P3 **35 F**
- EC 24-08 **161 F** P2 **22 F** P4 **52 F**
- ET 32-11 **207 F** AUS 12 **83 F**
- ER 48-09 **355 F** AUS 22 **89 F**
- **88 F** CAB 22 **88 F**

TOUS LES MODELES DISPONIBLES DOC ET TARIF SUR DEMANDE

CONNECTIQUE

- DIN 3 B Mâle **2,70 F**
- DIN 5 B Mâle **2,90 F**
- DIN 6 B Mâle **3,50 F**
- DIN 7 B Mâle **4,80 F**
- DIN 8 B Mâle **5,50 F**

TYPE XLR NEUTRIX

- 3 B Mâle **18,80 F**
- 3 B Femelle **22,50 F**
- 4 B Mâle **29,00 F**
- 4 B Femelle **37,80 F**

- Jack 6.35 Mâle **2,90 F**
- Jack 6.35 Stéréo **4,50 F**
- Jack 6.35 Mâle métal **6,50 F**
- Jack 6.35 Mâle stéréo métal **8,50 F**

CANON A SOUDER

- 9 Br mâle **3,95 F** 25 Br mâle **6,10 F**
- 9 Br fem **4,20 F** 25 Br fem **7,10 F**
- Capot 9 B **3,50 F** Capot 25 B **4,50 F**
- 15 Br mâle **5,30 F** 37 Br mâle **22 F**
- 15 Br fem **6,00 F** 37 Br fem **24 F**
- Capot 15 B **4,00 F** Capot **16 F**

Fers JBC

- 15 W LD **148 F** Thermorégulé 45 W **570 F**
- 30 W LD **135 F** Station thermorégulée de **7,10 F**
- 40 W LD **135 F** 100° C à 1000° C **1580 F**
- 65 W LD **150 F** Display **1580 F**

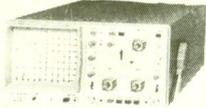


- EXP 28. Prise de courant télé. à I.R. **110 F**
- EXP 31. Prise de courant nuit et jour **91 F**
- EXP 35. Interrupteur/variateur de lumière **85 F**
- EXP 39. Ampli 20 W 12 V **95 F**

CREDIT POSSIBLE SUR LA MESURE

OSCILLOSCOPES

HAMEG



NOUVEAU

- HM 203/7 Double trace 2 x 20 MHz 2 mV à 20 V, add' soust. déclench. AC-DC-HF-BF. Testeur de composants. Livrés avec 2 sondes combinées **3900 F**
- HM 100/5 3 x 100 MHz avec 2 sondes **8780 F**

NOUVEAU

- HM 205-3 Double trace 2 x 20 MHz. Testeur de composants. Mémoire numérique 2 x 1 K. Chercheur de trace. Livrés avec 2 sondes combinées **6980 F**
- HM 604. 2 x 60 MHz avec expansion Y X 5. Post. accéléré 14 KV avec 2 sondes combinées **6760 F**
- HM 8001. Appareil de base avec alimentation permettant l'emploi de 2 modules **1550 F**
- HM 8021-3. Fréquence-mètre 10 Hz à 1 MHz Digital **2360 F**
- HM 8032. Générateur sinusoïdal 20 Hz à 20 MHz. Affichage de la fréquence **1940 F**
- HM 8028 Analyseur de spectre **5440 F**

MONACOR

- LES "NEWS" MULTIMETRES DIGITAUX
- DMT 2010. 2000 PTS. 3 1/2 Digits. Test. diodes **260 F**
- DMT 2035. 2000 PTS. 3 1/2 Digits. Capacimètre. Fréquence-mètre. Test. diodes. Test. Transistor. Test. TTL **720 F**
- DMT 2040. Modèle "Pocket" 4000 PTS. Hold. Test. diodes **359 F**
- DMT 2055. Automatique. Bargraph. 4000 PTS. 3 3/4 Digits. Data. Hold. Test. diodes. Fréquence-mètre **1290 F**
- DMT 2070. Testeur de composants. Capacimètre. Test. diodes **778 F**
- DMT 2075. 2000 PTS. 3 1/2 Digits. Capacimètre. Fréquence-mètre. Test. transistors. Test. diodes. Test. continuité. Anti-chocs **690 F**

DMT-2035

- 2 000 pts = 3 1/2 digits
- Capacimètre = 2 nF - 20 µF
- Fréquence-mètre avec Trigger = 2 kHz - 20 MHz
- V. DC = 1 000 V • V.AC = 750 V
- A.AC/C = 20 A
- Ω = 200 Mohms
- Test transistors • Test diodes
- Test TTL logique • Test LED
- Test de continuité
- Précision de base = 0,5 %

720 F TTC*

- AG 1000. Générateur de B.F. 10 Hz/1 MHz. 5 calibres. Faible distorsion. Impédance 600 Ω **1360 F**
- LCR 3500. Pont de mesure digital. Affichage LCD. Mesure résistance, capacité, inductance et facteur de déperdition. L-DM-815. Grép. dép. Mètre **770 F**
- R-D 1000. Décade de résistance **555 F**
- CM 300. Capacimètre **576 F**

Documentation sur demande.

Accessoires mesure. Pince de test. Adaptateur. Cordons. Pointe de touche.