

6 f

édité par le Haut-Parleur

électronique pratique

N°24 NOUVELLE SERIE FEVRIER 1980

Initiation · Composants · Réalisations · Kits · Expérimentations

sommaire détaillé p.81



Télécommande
par courants porteurs

électronique pratique

REVUE
MENSUELLE

N° 24
NOUVELLE
SERIE

sommaire

Réalisez vous-mêmes

- 82 Une unité de réverbération
- 85 Un temporisateur pour aérateur
- 90 Le mini BF
- 92 Une télécommande par courants porteurs
- 97 Une voiture téléguidée par l'éclairage ambiant : le récepteur
- 98 Un photo-finish pour « Circuit 24 »
- 120 Un appareil pour mesurer les faibles résistances
- 135 Un télérupteur à touch-control
- 154 La stabilisation de la température d'un aquarium
- 159 Un détecteur portable de rayon gamma et de neutrons

En kit

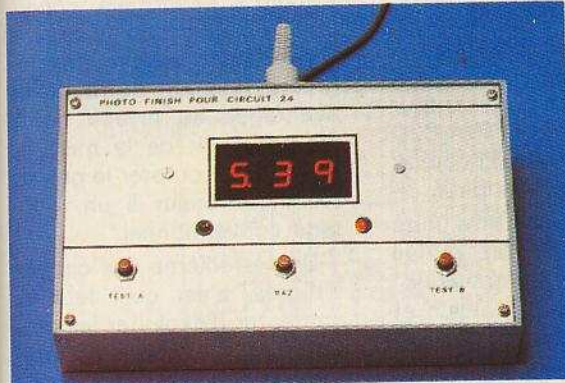
- 130 Le chronomètre « 8 digits » MJ20

Pratique et initiation

- 124 La clé des microprocesseurs (3^e partie)
- 138 Les bascules logiques
- 142 La technologie des composants
- 146 Le schéma de principe d'une fonction logique
- 150 Parlez-moi du 4011
- 163 Applications des semi-conducteurs
- 168 L'allumage à capteurs
- 170 Presse technique étrangère

Divers

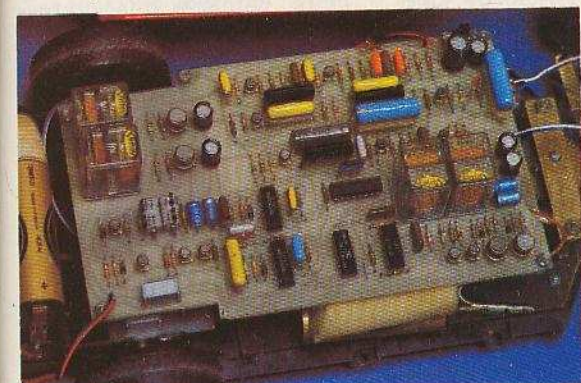
- 208 Page abonnements
- 209 Nos lecteurs / Répertoire des annonceurs



Le photo-finish pour « Circuit 24 ».



Le temporisateur pour aérateur.



La voiture téléguidée : le récepteur.

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

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

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

avec la participation de G. Thiesset, O. Lepape, R. Knoerr, D. Roverch, H. Schreiber, B. Roux, M. Archambault, R. Côt, Y. Stransky, R. Rateau, F. Juster, C. Hansen. La Rédaction d'Électronique Pratique décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

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

ABONNEMENTS : Abonnement d'un an comprenant : 11 numéros ELECTRONIQUE PRATIQUE. Prix : 50 F - Etranger : Prix : 80 F

Nous laissons la possibilité à nos lecteurs de souscrire des abonnements groupés. Soit :

LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 125 F - Etranger à 195 F

SONO + LE HAUT-PARLEUR + ELECTRONIQUE PRATIQUE à 180 F - Etranger à 250 F

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

Important : Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal. — Prix d'un numéro : 6 F

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

UNITE DE REVERBERATION

Le schéma de principe

Le schéma de principe général de la mini-réverbération est donné figure 1. L'ensemble se compose essentiellement d'un petit amplificateur construit autour d'un circuit intégré TBA 820 d'un étage préamplificateur, et d'un circuit mélangeur.

Comme précisé notre unité de réverbération RE 21 se symbolise par les transducteurs L_1 basse impédance et L_2 haute impédance.

L'entrée des signaux BF se réalise sous une impédance d'une vingtaine de $k\Omega$ et avec une sensibilité d'environ 100 mV. Pour des sensibilités supérieures, il conviendrait d'introduire en série avec le condensateur C_1 une résistance de 20 à 150 $k\Omega$.

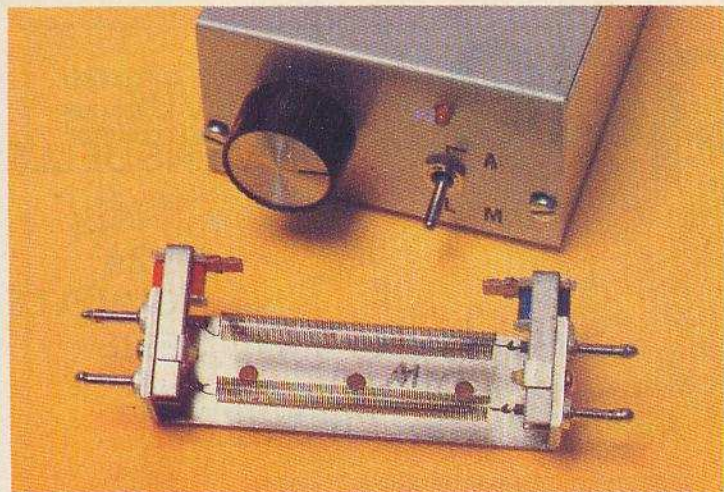
Le premier étage équipé d'un transistor NPN quelconque travaille en adaptateur d'impédance et l'on retrouve la charge insérée du côté émetteur du transistor à savoir le potentiomètre ajustable R_3 . En effet, l'amplificateur délivre en sortie une puissance plus que suffisante pour actionner les ressorts des « unités choisies » d'où la

nécessité de « muscler » l'ensemble.

Les signaux BF atteignent alors la borne (7) d'entrée du circuit intégré amplificateur « audio » désormais connu. En effet, au niveau de ce type d'application, les circuits intégrés présentent de multiples avantages au niveau de la réalisation et de la mise au point sans compter le prix de revient inférieur à un montage conventionnel.

Seul problème des circuits intégrés, c'est qu'il faut se contenter d'exploiter les bornes de sortie, comme le précise le constructeur, sans pouvoir pour autant saisir le principe de fonctionnement. Alors, diverses bornes servent à l'alimentation (8), (10) et (14) tandis que d'autres permettent d'introduire diverses contre-réactions destinées au bon fonctionnement de l'amplificateur.

Les signaux BF amplifiés sont, donc, présents à la borne (12) du circuit intégré et le condensateur C_8 les véhicule au transducteur basse impédance L_1 . Vous remarquerez, à juste titre, que cette dernière 8 Ω correspond à l'impédance d'un haut-parleur, seulement au lieu d'actionner la membrane



L'APPARITION sur le marché des composants de petites unités de réverbération permet désormais aux amateurs de musique et d'effets sonores de se construire pour un prix très abordable une mini réverbération.

Tous les amateurs de « puissances sonores » sont conscients du problème posé par l'étroitesse du local d'écoute. Dans ces conditions, il s'avère intéressant de pouvoir créer par des moyens artificiels un effet d'espace d'autant plus saisissant que l'on se trouve dans un local petit, ne serait-ce que l'habitacle d'une voiture.

Afin de créer artificiellement cet effet d'espace on a recours à l'utilisation d'une pièce maîtresse qu'on nomme « unité de réverbération ».

Notre choix s'est porté sur un petit modèle d'une quarantaine de francs, dont les caractéristiques nous ont paru suffisantes vis-à-vis de l'effet recherché surtout de l'encombrement. Le montage comme en témoigne les photographies a pu être introduit sans difficulté à l'intérieur d'un coffret aluminium 4/B.

L'unité de réverbération

Elle se compose essentiellement de deux ressorts du type boudin qui, par leur inertie, véhiculent les vibrations

sonores avec une vitesse ou vitesse de déplacement relativement faible.

L'onde sonore se réfléchit ainsi plusieurs fois aux extrémités des ressorts, imitant par là même les réflexions successives sur les parois d'une salle. Plus les ressorts sont longs, plus le temps de réverbération est important. Toutefois, afin d'actionner ces ressorts, on utilise deux transducteurs magnétiques « L_1 et L_2 ».

L'entrée se réalise sous une basse impédance de l'ordre de 8 Ω , le transducteur L_1 fait alors vibrer les ressorts.

La sortie s'effectue également au moyen d'un transducteur magnétique, mais cette fois-ci à haute impédance de 3 à 5 $k\Omega$, qui transforme les vibrations du ressort en variations de tension.

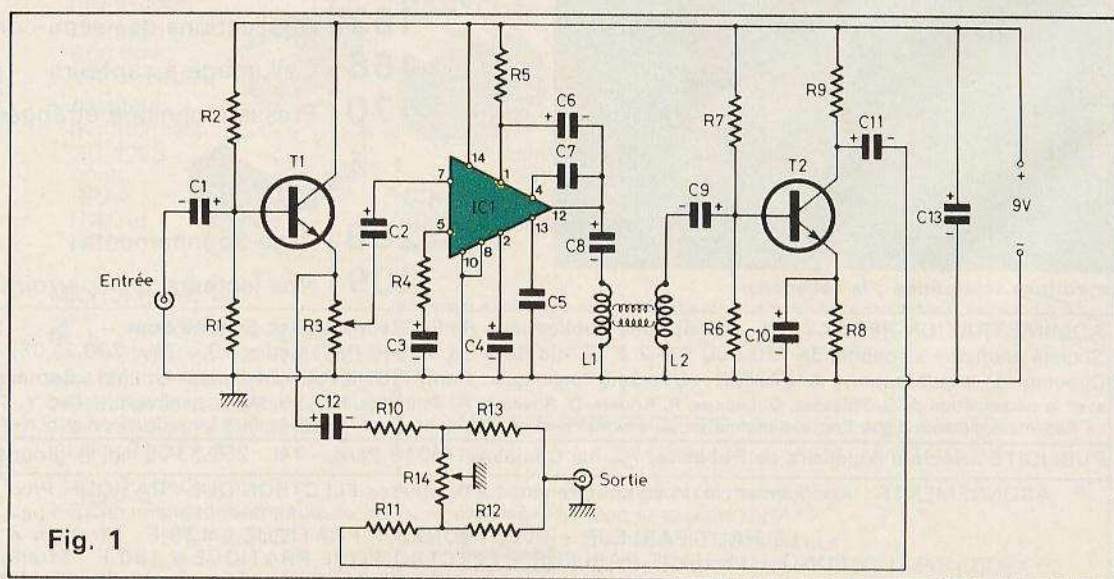


Fig. 1

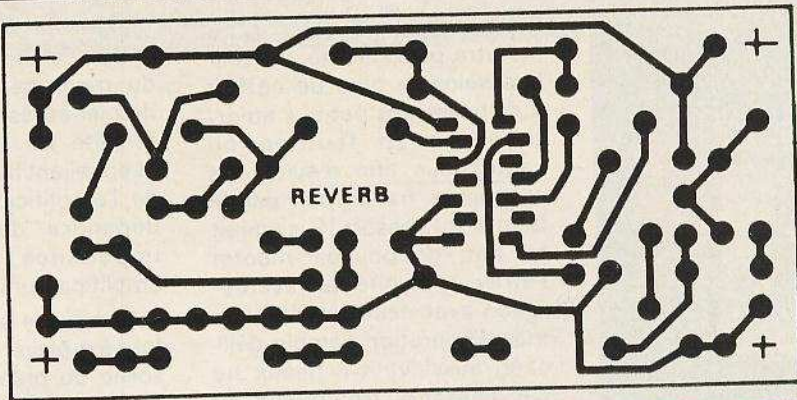


Fig. 2

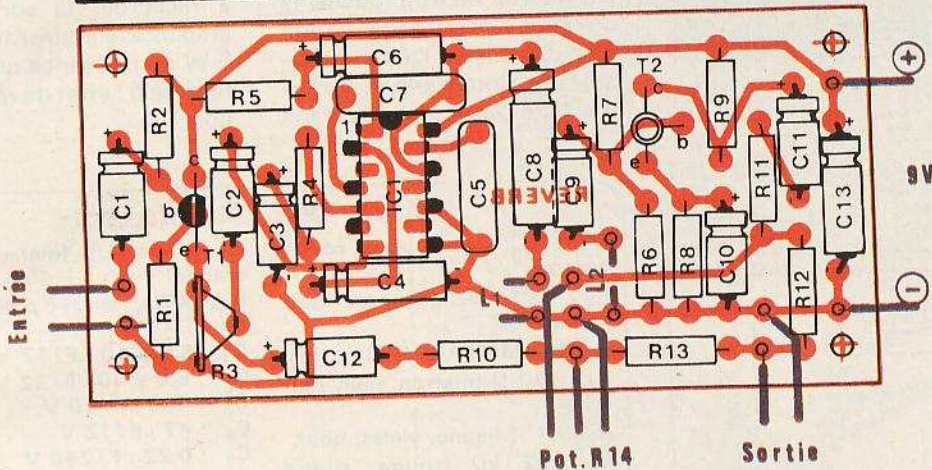


Fig. 3

du haut-parleur, on fait vibrer les ressorts de l'unité de réverbération.

Ces derniers, en vibrant, provoquent d'autres tensions BF aux bornes du transducteur à haute impédance L_2 . Ces tensions sont très faibles en amplitude, on fait alors appel à un très classique

montage émetteur commun à transistor NPN.

Les tensions sonores « transformées » sont alors prélevées au niveau du collecteur et transmises par le condensateur C_{11} au circuit mélangeur destiné à doser l'effet de réverbération.

Pour cela il faut également

disposer des signaux BF non traités, ce qui explique la présence du condensateur C_{12} au niveau de l'émetteur de T_1 .

Le circuit mélangeur, quant à lui, fait appel à quatre résistances et un potentiomètre monté en « balance » avec le curseur à la masse. Cette configuration technologique va permettre de doser l'effet de réverbération et permettre de laisser insérer « l'unité » continuellement.

À propos de profondeur de réverbération, précisons qu'il ne faut pas en abuser, car très vite, l'effet tourne aux bruits métalliques peu engageants.

Réalisation pratique

Comme d'habitude, nous avons tout mis en œuvre pour que cette réalisation vous soit simplifiée. La fig. 2 précise à l'échelle 1 le tracé du circuit imprimé retenu. On le reproduira très facilement à l'aide

des éléments de transfert direct Mecanorma.

Les dimensions du circuit sont telles que l'insertion sera permise, unité de réverbération comprise, à l'intérieur du coffret Teko 4/B. L'implantation pratique des éléments reste cependant claire et aisée. On veillera à l'orientation des divers éléments polarisés notamment des condensateurs électro-chimiques.

Le circuit imprimé avec les éléments câblés sera placé sur le fond du châssis comme le montre la photographie. Des vis et des écrous serviront d'entretoises. Notre maquette s'est contentée d'une fixation par deux vis et écrous seulement. Il faudra avant toute mise en place, calculer l'espace nécessaire à la pile d'alimentation et aux prises de raccordement d'un côté du potentiomètre et à l'interrupteur marche/arrêt de l'autre côté.

Quant à l'unité de réverbération, elle sera fixée sur l'un des côtés du même châssis. Les dimensions du circuit imprimé permettent cette disposition. On effectuera cette opération avec le plus grand soin.

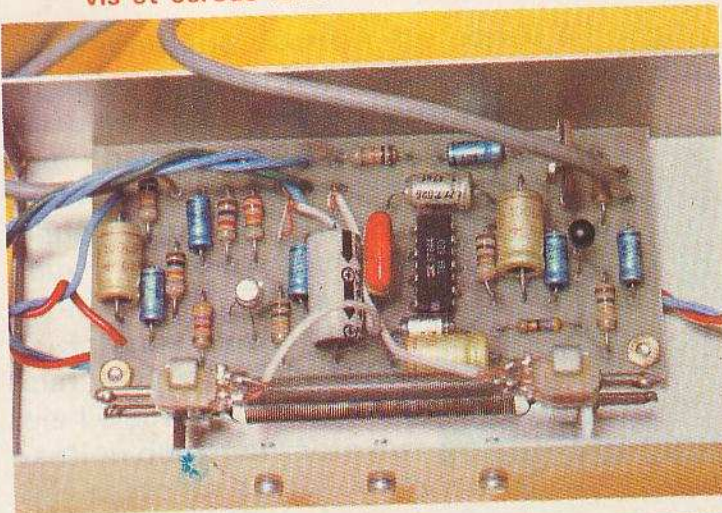
Les diverses liaisons d'entrée et de sortie se réaliseront à l'aide de fil blindé.

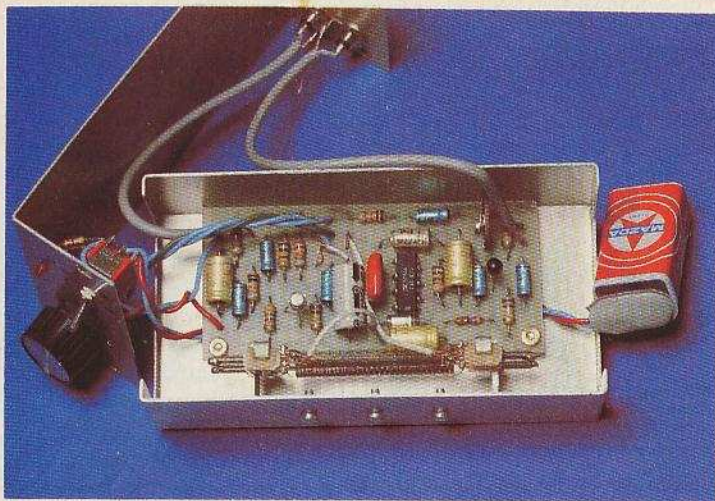
On constatera que le potentiomètre de profondeur de réverbération, l'interrupteur/marche et le voyant lumineux (diode LED \varnothing 3 mm avec une résistance de 470Ω en série) sont disposés sur le côté du couvercle, tout comme les prises d'entrée et de sortie de l'autre côté. Cette disposition permet de gagner beaucoup de place et d'avoir un module vraiment compact.

Notre ligne à retard RE 21 comportait pour l'enroulement basse impédance un transducteur « bleu » et pour l'enroulement haute impédance un transducteur « rouge ».

La mise en place de tous les éléments, à l'intérieur du coffret réclamera une certaine dextérité ; rien n'empêchera l'amateur de disposer d'un

Le module sera fixé sur le fond du châssis à l'aide de vis et écrous faisant office d'entretoises.





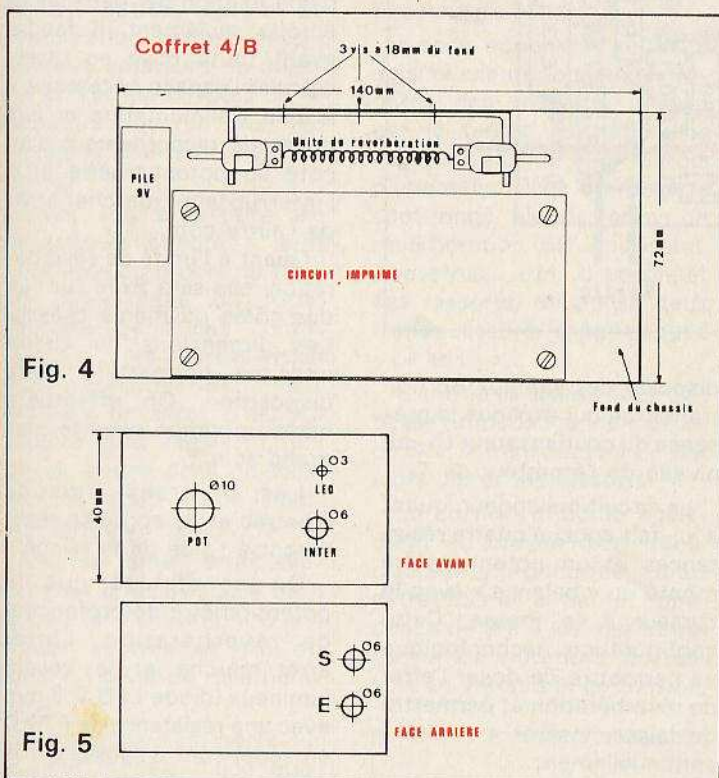
Tous les éléments ont été introduits à l'intérieur d'un coffret de référence 4/B.

coffret de plus grandes dimensions.

Autre particularité, on veillera selon le type de coffret à disposer des petits « amortisseurs » en feutrine ou caoutchouc afin d'éviter les secousses transmises par le boîtier au ressort. Il s'agirait en fait, de pouvoir monter l'étrier de l'unité de réverbération avec ces amortisseurs, mais l'opération semble délicate, aussi vaut-il mieux ne pas heurter ou trop toucher le boîtier. La pile d'alimentation sera disposée à l'autre extrémité de l'interrupteur, il faudra faire passer les fils d'alimentation sous le circuit imprimé.

On constatera l'efficacité du montage en insérant ce dernier après le correcteur de tonalité du préamplificateur et en reliant la sortie à l'entrée de l'amplificateur, mais tout dépendra des niveaux et impédance d'entrée des amplificateurs utilisés.

Une autre solution consistera à prélever les signaux à la sortie du préamplificateur et à raccorder la sortie à un amplificateur auxiliaire de 5 à 6 W de puissance qui lui sera réservé à l'effet de réverbération.



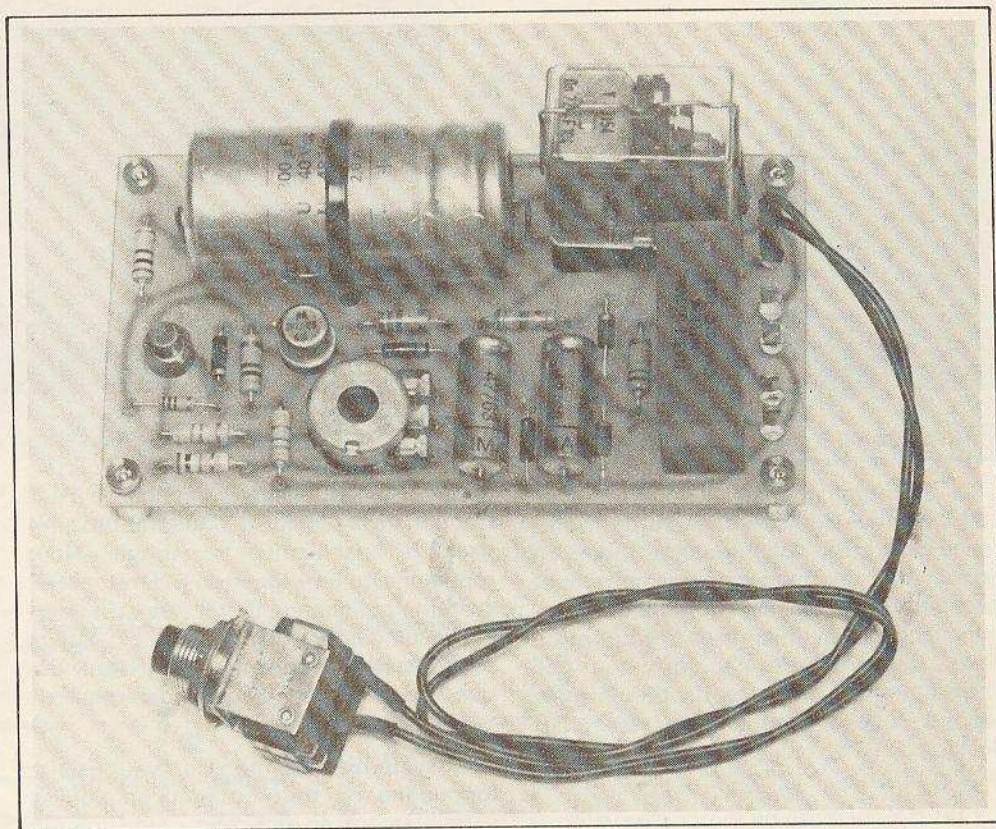
Liste des composants

- R₁** : 22 kΩ (rouge, rouge, orange).
R₂ : 100 kΩ (marron, noir, jaune).
R₃ : ajustable 10 kΩ (3 pattes).
R₄ : 100 Ω (marron, noir, marron).
R₅ : 47 Ω (jaune, violet, noir).
R₆ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange).
R₇ : 100 kΩ (marron, noir, jaune).
R₈ : 1 kΩ (marron, noir, rouge).
R₉ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge).
R₁₀ : 10 kΩ (marron, noir, orange).
R₁₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange).
R₁₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange).
R₁₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange).
R₁₄ : 47 kΩ linéaire potentiomètre.
C₁ : 6,8 à 10 μF/12 V
C₂ : 6,8 à 10 μF/12 V
C₃ : 100 μF/10 V
C₄ : 47 μF/12 V
C₅ : 0,22 μF/250 V
C₆ : 100 μF/16 V
C₇ : 220 pF
C₈ : 220 μF/16 V
C₉ : 6,8 à 10 μF/16 V
C₁₀ : 10 μF/12 V
C₁₁ : 6,8 à 10 μF/16 V
C₁₂ : 6,8 à 10 μF/16 V
C₁₃ : 100 μF/16 V
T₁, T₂ : BC 408 B, BC 109, BC 107, etc.
IC : TBA 820
 Ligne retard RE 21
 Coffret Teko aluminium 4/B.

Le tableau ci-dessous résume les principales caractéristiques des petites unités de réverbération disponibles.

Type	RE 4	RE 6	RE 21
Entrée max	350 mA	350 mA	350 mA
Impédance ent.	16 Ω	16 Ω	18 Ω
Impédance sortie	10 kΩ	10 kΩ	3 kΩ
Réponse	100 ≈ 3 000 Hz	100 ≈ 3 000 Hz	100 ≈ 3 000 Hz
Sensibilité	- 35 dB	- 27 dB	- 32 dB
Temps de réverb.	2,5 s (1 kHz)	2,5 s (1 kHz)	1,4 s
Retard	25 à 30 ms	25 à 30 ms	15 ms
Dimensions	230 x 55 x 30 mm	253 x 36 x 26 mm	103 x 33 x 22 mm
Poids	210 g	145 g	25 g

RÉALISEZ VOUS-MÊMES



TEMPORISATEUR-SECTEUR pour aérateur

LE montage décrit a été conçu à l'origine pour permettre la ventilation temporaire d'une cuisine ou d'un local sanitaire, mais peut rendre d'autres services tels que la commande d'un chauffage d'appoint ou d'une cuisinière ; dans ce cas, cependant, il sera nécessaire de remplacer le relais par un modèle dont les contacts pourront supporter au moins 15 A. Pour assurer la régularité sur des temporisations de longue durée de l'ordre de la demi-heure, le montage utilise un trigger de Schmitt permettant d'obtenir un seuil de déclenchement relativement précis. Un bouton poussoir unique enclenche à la fois l'électronique et l'appareil commandé ; en fin de temporisation deux contacts du relais permettent une remise à zéro et le système s'isole du secteur, d'où une consommation nulle en état de veille.

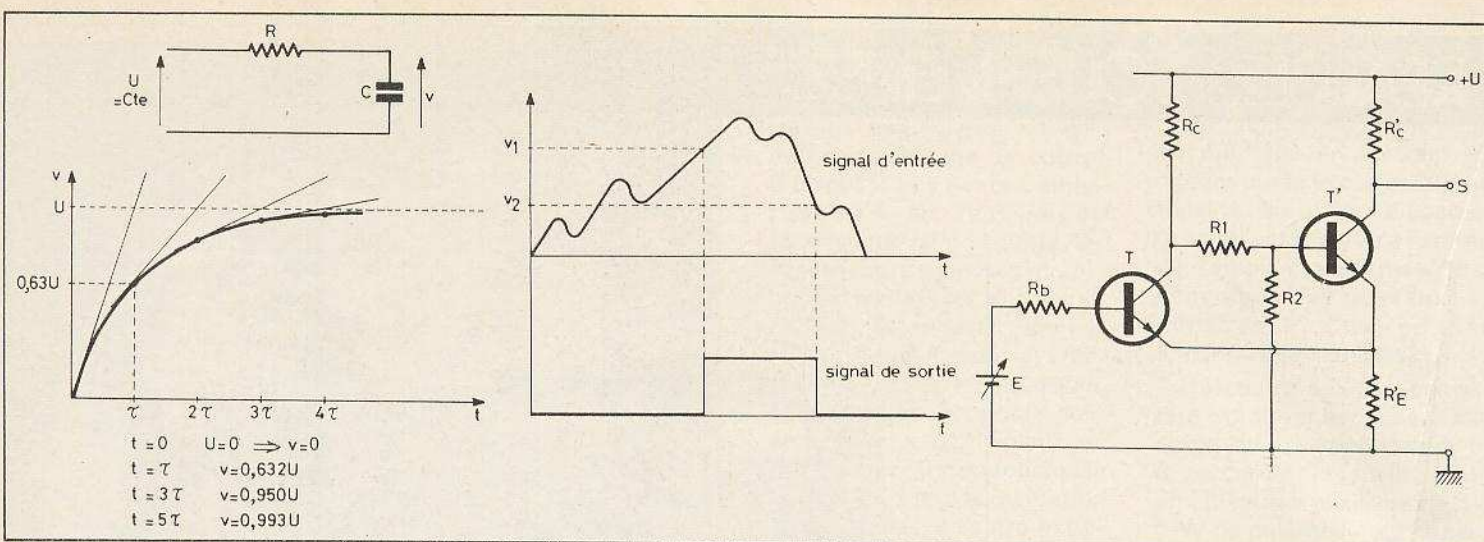


Fig. 1. à 3. – La charge d'un condensateur suit une loi exponentielle. Le trigger de Schmitt comme conformateur de signaux.

Principe de fonctionnement

Le montage utilise la charge d'un condensateur que l'on choisira de préférence neuf et de bonne qualité, la tension de service de celui-ci sera nettement supérieure à la tension normale d'utilisation, ceci, afin de minimiser le courant de fuite. Cette charge ne s'effectue pas linéairement en fonction du temps mais répond à une loi exponentielle (voir fig. 1) du type :

$$V = U [1 - e^{-(t/r)}]$$

r est la constante de temps du système et dans ce cas $r = RC$, on admet généralement que le condensateur est complètement chargé au bout de 3 r.

Dans le montage décrit, nous utilisons une zone quasi-linéaire ; après un certain temps t, le condensateur est chargé à une fraction de la tension d'alimentation autorisant le basculement du trigger. Nous rappelons qu'un trigger de Schmitt est un système qui change d'état dès qu'un certain seuil d'enclenchement V_1 est atteint et qui revient dans son état antérieur dès que V descend en dessous d'un seuil de déclenchement $V_2 \neq V_1$.

Le système présente une hystérésis et fonctionne en tout ou rien, on l'utilise généralement en tant que conformateur de signaux (voir fig. 2), le schéma théorique d'une telle bascule est donné à la figure 3.

L'alimentation du temporisateur se fait directement à partir du secteur 220 V, on met à profit l'impédance d'un condensateur à 50 Hz $Z = 1/jCw$ ce qui donne environ 3200Ω avec $1 \mu F$, ce système évite l'emploi d'un transformateur ou d'une résistance chutrice encombrante et dissipant une importante quantité de chaleur.

Étude du schéma (fig. 4)

En état de veille, le condensateur C_1 est court-circuité, il n'existe pas de tension résiduelle aux bornes de celui-ci, la résis-

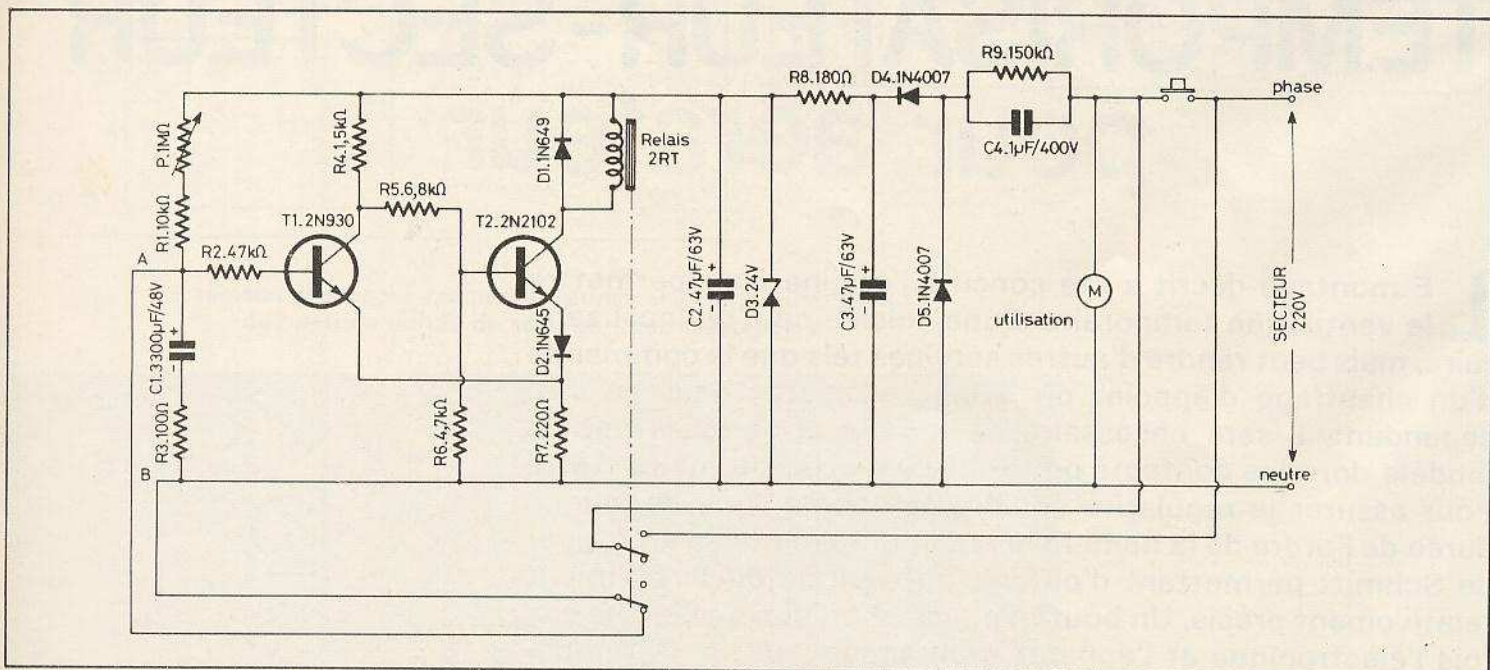


Fig. 4. – Schéma adopté pour le temporisateur: sa constante de temps est assurée par la charge d'un condensateur à travers une résistance ajustable.

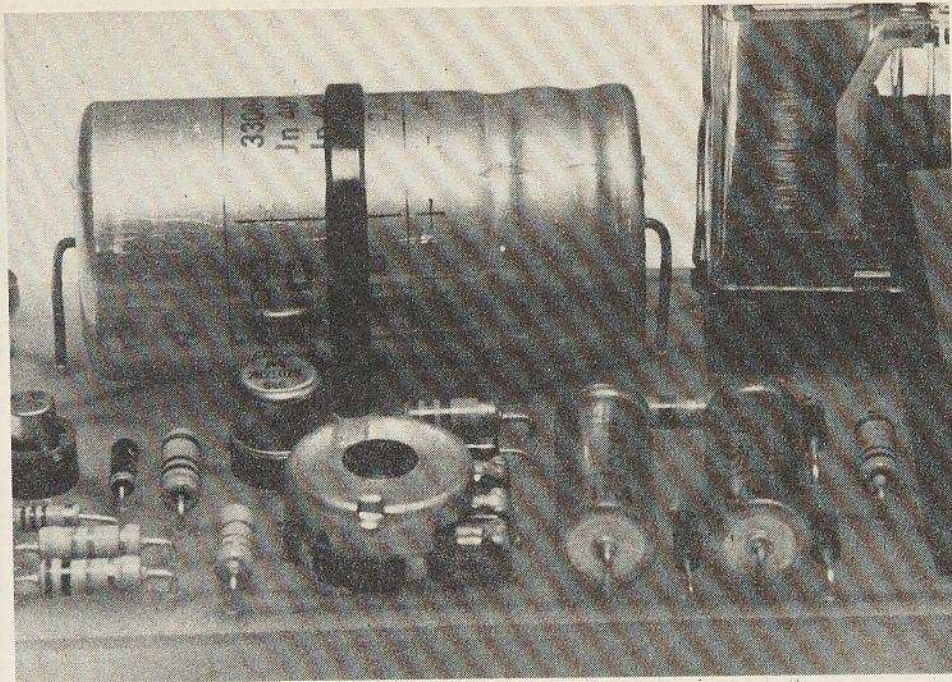


Photo 1. - Etant donné sa taille, C₁, un condensateur de 3300 µF est maintenu en place sur le circuit grâce à un collier plastique.

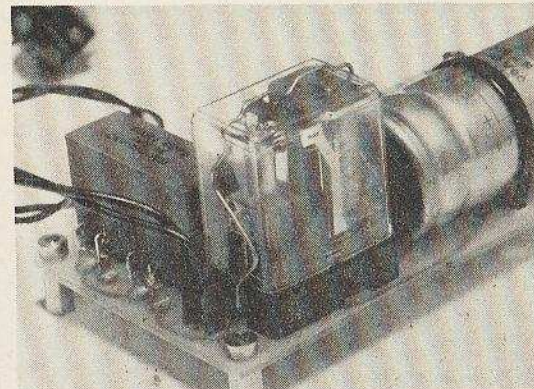


Photo 2. - Pour en faciliter l'exploitation, le relais dispose d'un support et d'un étrier de maintien.

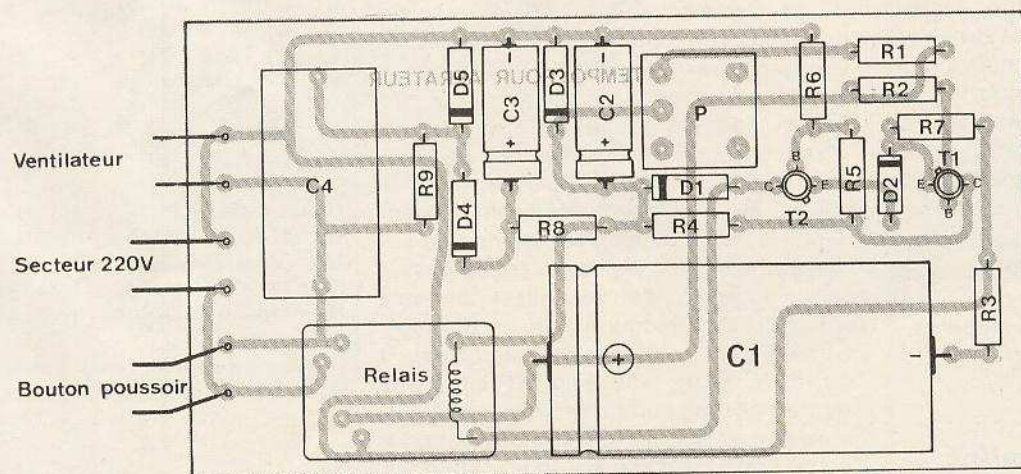
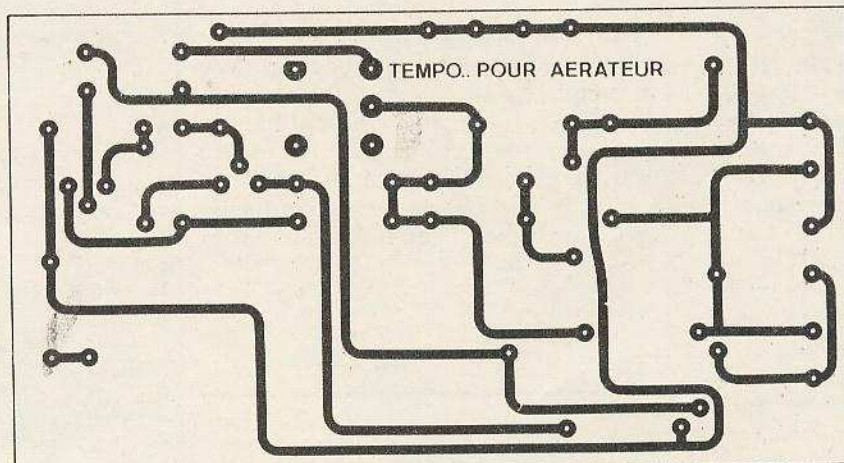


Fig. 5. et 6. - Tracé du circuit imprimé et implantation des éléments à l'échelle 1. Attention les chimiques sont de fortes valeurs, veillez à leur polarité.

tance R_3 limite le courant et protège les contacts du relais au moment de la remise à zéro, la valeur de la capacité étant relativement importante.

Dès que l'on appuie sur le bouton poussoir, le ventilateur est alimenté et le relais excité permet l'auto-maintien de l'alimentation ; en effet, au début du cycle $V_A - V_B = 0$ et tant que le condensateur n'est pas chargé $V_A \approx V_B$ le transistor T_1 est donc bloqué. La résistance R_1 limite le courant dérivé par le transistor T_1 pendant la charge de C_1 en imposant une impédance d'entrée minimale ; le transistor T_2 , quant à lui, est saturé, sa base étant polarisée par le pont $R_4 + R_5/R_6$.

Dès que la différence de potentiel $V_A - V_B$ atteint le seuil de déclenchement, le transistor T_1 devient conducteur, il dérive le courant alimentant la base du transistor T_2 , ce dernier se bloque et permet le relâchement du relais.

L'alimentation est alors coupée empêchant un nouveau cycle de recommencer, une remise à zéro de C_1 a lieu simultanément. La diode D_1 élimine les surtensions inverses dues à la bobine du relais et protège donc T_2 ; la diode D_2 , permet un blocage plus net du transistor T_2 en décalant les tensions d'émetteurs de T_1 et T_2 . En ce qui concerne le relais, nous signalons à titre indicatif que nous avons utilisé sur la maquette un relais Siemens type V23154 - DO 721 - F104, résistance de la bobine 890Ω , tension d'alimentation minimale $17 V$, cependant n'importe quel autre relais similaire devrait pouvoir convenir.

Le reste du montage constitue l'alimentation, la résistance R_9 aux bornes du condensateur C_4 décharge celui-ci rapidement au moment de la coupure, les diodes D_4 et D_5 réalisent le redressement du courant et l'ensemble C_2 , R_8 et C_3 constitue un filtre en π , la diode D_3 stabilise la tension aux bornes du trigger.

Le bouton poussoir enclenchant le système ne doit pas être un modèle miniature mais, au contraire, un modèle capable de supporter $250 V$ et quelques ampères.

Résultats et modifications éventuelles

Avec le système décrit, nous avons obtenu une temporisation variant entre 10 secondes et 20 minutes, d'autres

gammas pourraient, bien sûr, être obtenues en modifiant les valeurs de P ou C_1 .

Il est possible de remplacer le relais par un modèle ayant une tension nominale d'enclenchement de $9 V$ ou $12 V$, les éléments du trigger sont calculés de façon à pouvoir fonctionner dans une large gamme de tension, de façon à s'adapter aux cas « fonds de tiroirs ».

Dans le cas où on utilise un relais $12 V$, vérifier que les contacts peuvent supporter $250 V$ (isolement et surface de travail) et remplacer D_3 par une zener de $15 V$.

Ne pas oublier, non plus, que l'alimentation ne peut débiter plus d'une trentaine de milliampères, donc si la résistance de la bobine du relais est relativement faible, il sera vraisemblablement nécessaire de remplacer C_4 par un condensateur de $2,2 \mu F/400 V$ et d'augmenter les valeurs de $C_2 - C_3$ à $100 \mu F$; vérifier alors que la tension aux bornes de D_3 correspond à la tension de zener nominale. Une autre amélioration possible consisterait en la protection des contacts (relais et bouton poussoir) à l'aide d'un circuit RC réalisé par un condensateur de $0,1 \mu F/400 V$ en série avec une résistance de l'ordre de 220Ω , placer ce circuit aux bornes du bouton poussoir.

Réalisation pratique

L'ensemble du montage tient sur un circuit imprimé de $60 \times 110 mm$, il faudra veiller à l'isolement lors de l'implantation de ce dernier dans un boîtier, choisir, donc, de préférence, un boîtier en plastique genre Teko ou similaire. Pour la réalisation du circuit imprimé (en verre époxy) nous avons utilisé des pastilles « transfert » $\varnothing 3,16$ et de la bande adhésive largeur $1,27 mm$; bien nettoyer le cuivre avec du trichloréthylène avant l'application, appuyer suffisamment sur les pastilles et les bandes avant de passer le circuit au perchlore, utiliser pour cela le papier plastifié fourni avec les pastilles. Si possible, chauffer le perchlore à 40 ou $50^\circ C$ dans un récipient en pyrex genre « bécher » ou « erlenmeyer », la gravure doit s'effectuer très rapidement pour éviter l'attaque du cuivre sous les bandes.

Enlever ensuite les pastilles à l'aide de trichloréthylène ou d'acétone, puis nettoyer le circuit au savon et à l'éponge à recurer, rincer à grande eau. Avant de

jeter le perchlore à l'égout, neutraliser ses effets avec de la soude caustique ; de plus, le perchlore de fer tachant d'une façon presque indélébile les vêtements et les éviers, on peut enlever ces taches en mouillant immédiatement le vêtement avec une solution à 5% d'acide oxalique, rincer ensuite à grande eau.

Frotter le circuit avec de la laine d'acier (article de ménage) pour le rendre bien brillant, étaler de la soudure régulièrement sur toutes les bandes, nettoyer le flux au trichloréthylène puis percer, il ne reste que l'opération de soudure.

G. THIESSET

Liste des composants

P : potentiomètre pour CI $470 k\Omega$ ou $1 M\Omega$ lin

R_1 : $10 k\Omega$ $1/2 W$ ou $1/4 W$ (marron, noir, orange)

R_2 : $47 k\Omega$ $1/2 W$ ou $1/4 W$ (jaune, violet, orange)

R_3 : 100Ω $1/2 W$ (marron, noir, marron)

R_4 : 1500Ω $1/2 W$ ou $1/4 W$ (marron, vert, rouge)

R_5 : 6800Ω $1/2 W$ ou $1/4 W$ (bleu, gris, rouge)

R_6 : 4700Ω $1/2 W$ ou $1/4 W$ (jaune, violet, rouge)

R_7 : 220Ω $1/2 W$ ou $1/4 W$ (rouge, rouge, marron)

R_8 : 180Ω $1/2 W$ (marron, gris, marron)

R_9 : $150 k\Omega$ $1/2 W$ (marron, vert, jaune)

C_1 : $3300 \mu F$ ou $4700 \mu F$ 25 à $40 V$

C_2 : $47 \mu F/63 V$

C_3 : $47 \mu F/63 V$

C_4 : $1 \mu F/400 V$

T_1 : 2N930, BC107 B

T_2 : 2N2102, 2N1711

D_1 : 1N649, 1N914, 1N4148

D_2 : 1N645, 1N914, 1N4148,

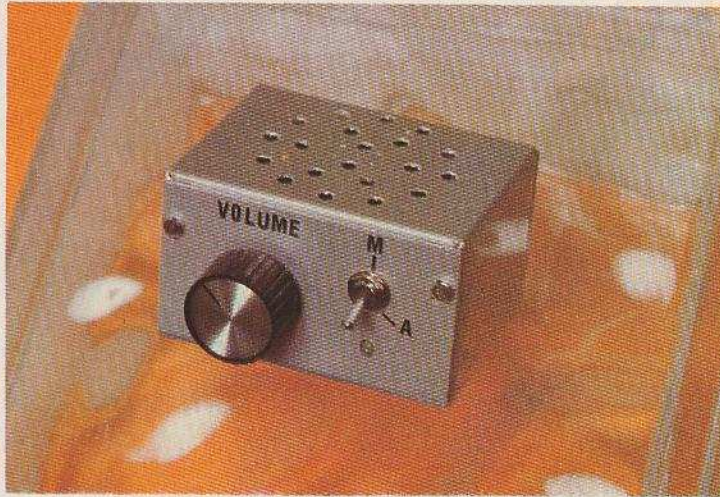
D_3 : zener $24 V$ $400 mW$

D_4 : 1N4007, 1N4005, BY127

D_5 : 1N4007, 1N4005, BY127

Relais : 2 contacts repos-travail, voir texte.

LE « MINI ~ BF »



Qui n'a pas eu besoin, un jour, d'avoir sous la main un petit amplificateur compact, doté de son haut-parleur et de sa pile d'alimentation? En effet la mise au point de certains appareils tels que les radiorecepteurs simplifiés, mini-orgue ou autre carillon sera plus aisée avec ce petit appareil.

Il s'agit en fait d'un amplificateur à tout faire dont la technologie repose sur l'utilisation d'un seul et unique circuit intégré, le TBA 820 de SGS/ATES.

Le schéma de principe

La figure 1 présente le schéma de principe général du montage, tiré de la notice du constructeur. Les circuits intégrés se présentent en

effet comme de petits boîtiers noirs à plusieurs pattes et dans ces conditions la tâche de l'amateur se résume à l'exploitation des bornes de sortie conformément, aux références techniques fournies par le fabricant. La structure interne du circuit intégré dévoile l'utilisation de dix huit transistors, sept résistances et quatre diodes, on comprendra dès lors l'intérêt d'avoir recours à un circuit intégré au niveau de la réalisation d'un amplificateur BF.

Comme tout amplificateur, le montage comporte un contrôle de niveau ou volume. Les signaux BF sont injectés aux bornes de ce potentiomètre par l'intermédiaire du condensateur C_1 , mais le curseur ne permet de prélever que la fraction de tension désirée. L'entrée des signaux se réalise donc au niveau de la borne (7). D'autres bornes (8),

(10) et (14) servent à l'alimentation, tandis que diverses autres (5) (4) et (3) par exemple permettent d'appliquer quelques contre-réactions destinées à tirer le meilleur parti du montage. Vous remarquerez même que certaines bornes ne sont pas utilisées.

nature. Vous pourrez dans ces conditions facilement le reproduire ou le décalquer à l'aide d'un carbone pour mieux par la suite exploiter les possibilités du stylo marqueur ou bien des éléments de transfert direct.

Les dimensions du circuit imprimé ont été dictées par

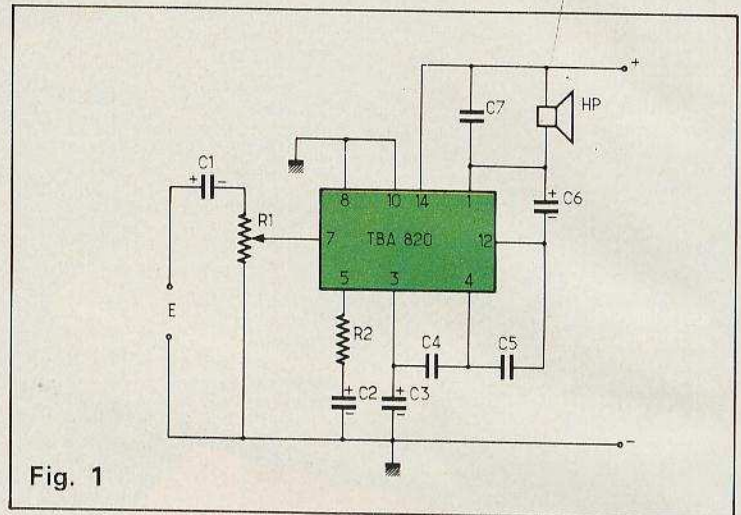


Fig. 1

Réalisation pratique

Comme, en témoignent, les photographies, nous avons soigné notre maquette. L'utilisation d'un circuit intégré nous a conduit au tracé d'un petit circuit imprimé que nous reproduisons grandeur

les cotes du boîtier aluminium de référence 2/B Teko. L'implantation des éléments ne devrait pas poser de problème. On effectuera, cependant l'insertion du circuit intégré avec le plus grand soin, compte tenu de la disposition en quinconce de ses bornes de sortie.

Par ailleurs, il ne sera pas

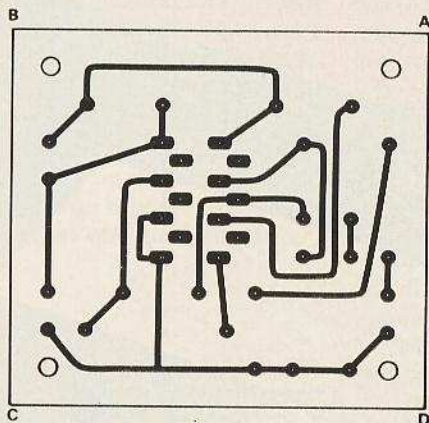


Fig. 2

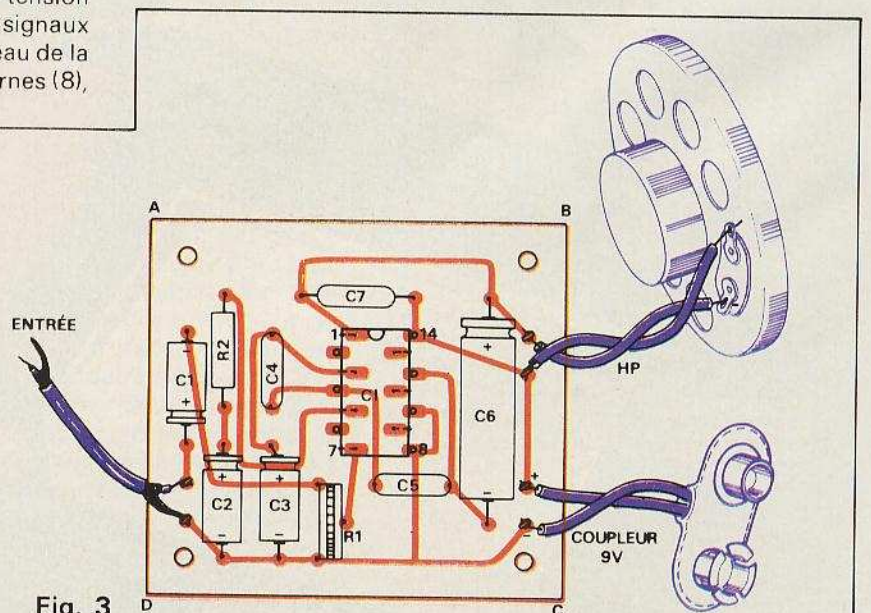


Fig. 3

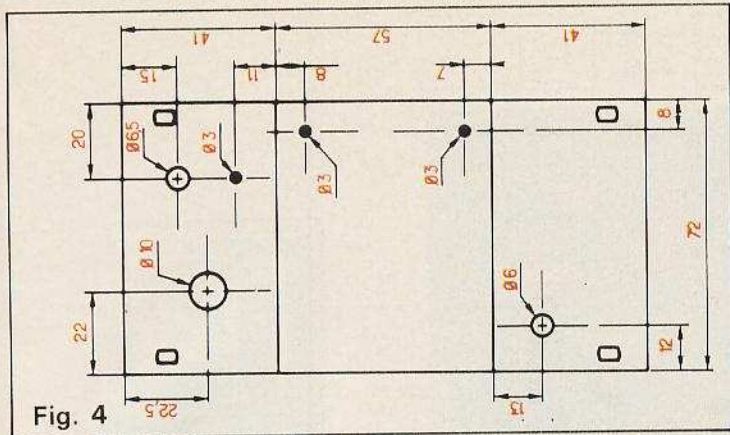


Fig. 4

nécessaire de souder les bornes non utilisées, afin d'éviter tout échauffement supplémentaire au circuit intégré. Sachez que même, si vous ne disposez pas de support les pattes des circuits intégrés sont prévus pour être soudées, c'est dire qu'elles sont bonnes conductrices de l'électricité mais pas de la chaleur.

Le circuit imprimé sera une fois l'ensemble câblé monté sur le fond du châssis à l'aide de deux vis et écrous faisant office d'entretoise. Le plan de

perçage laisse apparaître le travail à réaliser sur le châssis.

Le petit haut-parleur sera lui collé au couvercle mais on aura pris soin auparavant de percer quelques trous destinés au passage du son.

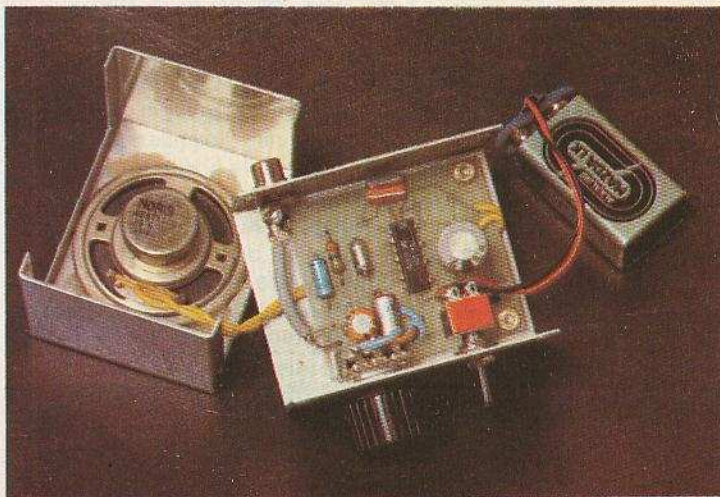
La liaison vers la prise d'entrée s'effectuera à l'aide d'un fil blindé.

Le témoin lumineux se réalisera facilement à l'aide d'une résistance de 470 Ω et d'une diode électroluminescente de 3 mm de diamètre.

Liste des composants

- | | |
|---|---|
| R ₁ : potentiomètre 22 k Ω variation log. | C ₆ : 470 μ F / 25 V |
| R ₂ : 33 Ω (orange, orange, noir). | C ₇ : 82 nF à 0,1 μ F plaquette. |
| C ₁ : 6,8 à 10 μ F / 12 V. | IC : TBA820 SGS/ATES. |
| C ₂ : 22 μ F / 16 V. | 1 HP miniature 8 Ω |
| C ₃ : 47 μ F / 16 V. | 1 coffret Teko 2/B |
| C ₄ : 220 pF céramique. | 1 inter, une LED, un coupleur |
| C ₅ : 150 à 220 pF céramique. | pile 9 V etc. |

Un boîtier bien rempli...



Apprenez un métier technique d'avenir

avec l'ECOLE TECHNIQUE MOYENNE ET SUPERIEURE DE PARIS
PAR CORRESPONDANCE



avec REGROUPEMENTS PÉRIODIQUES ET STAGES

Des milliers d'emplois techniques d'avenir restent longtemps libres faute de spécialistes. Quelle que soit votre instruction et votre âge, ouvrez-vous la voie vers une situation assurée, en étudiant chez vous, à votre cadence, l'un des

40 PROGRAMMES libres ou préparatoires à des DIPLOMES D'ETAT

dispensés par l'E.T.M.S. de Paris :

RADIO-H.I.F.I.	ELECTRONIQUE	FROID
TELEVISION	AUTOMATION	CHIMIE
ELECTRICITE	INFORMATIQUE	ETC... ETC...
MAGNETOSCOPE	AUTOMOBILE	

FORMATION PERMANENTE

Inscriptions individuelles ou par employeurs
A TOUTE PERIODE DE L'ANNEE

Documentation EP 79 sur demande à :



ECOLE TECHNIQUE

Moyenne et Supérieure
de Paris

Organisme privé régi par la loi du 12.7.1971 sous contrôle
pédagogique de l'Etat

3, rue Thénard - 75240 PARIS Cedex 05
Tél. 329.21.99 ++

BROCHURE GRATUITE EP 79-2

pour les demandes provenant des pays d'EUROPE.
Pour l'étranger : joindre la valeur de 25 F français.

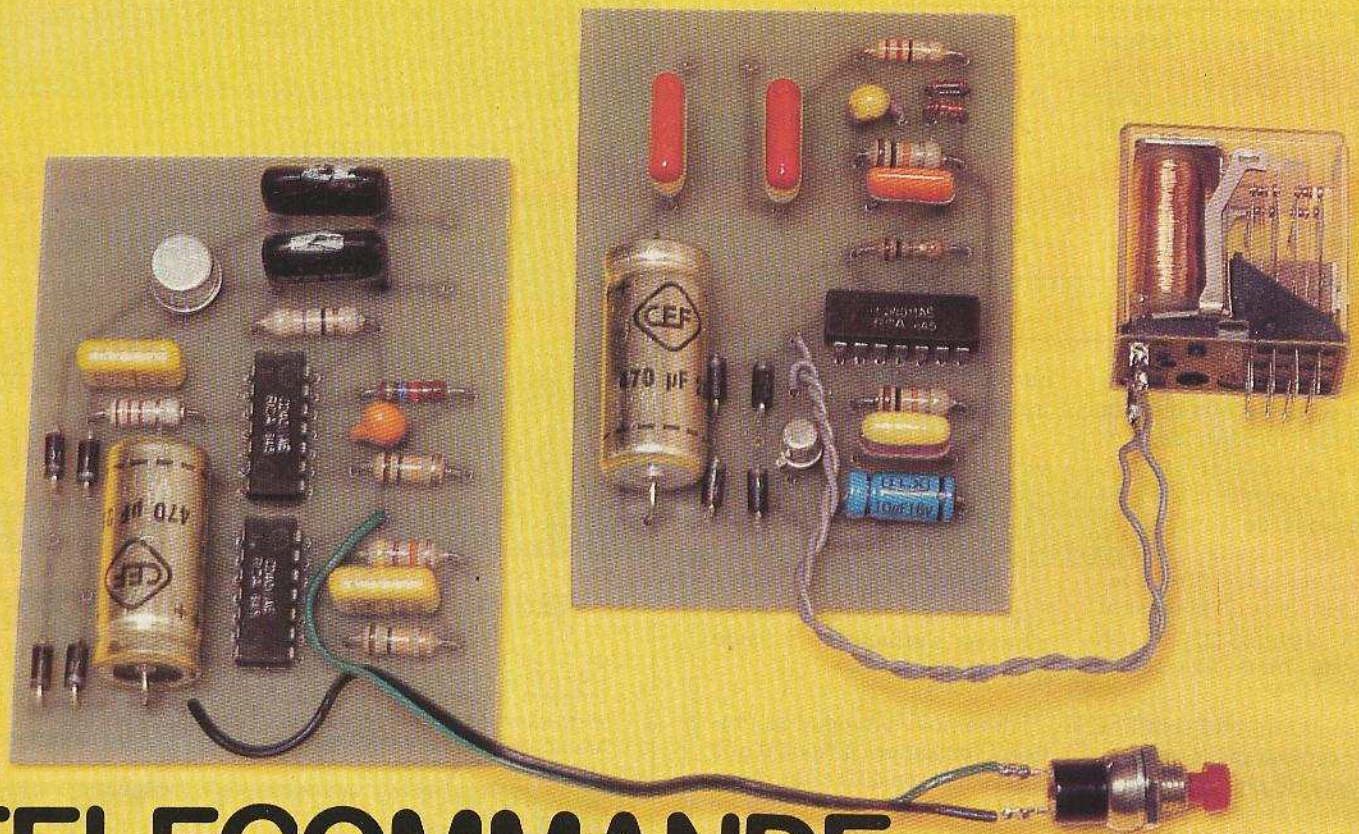
Nom et prénom _____

Adresse _____

Ville _____

BP _____

Technique envisagée _____



TELECOMMANDE par courants porteurs

DANS un souci constant d'améliorer votre confort, nous vous présentons cette télécommande ne nécessitant aucune installation particulière puisque la transmission se fait par les fils de votre installation électrique. Vous pourrez ainsi commander votre poste TV, chaîne HiFi, porte du garage, cafetière électrique, etc., à partir de n'importe quelle prise de courant.

I - Principe général

Le principe de cette télécommande est le même que celui des interphones HF reliés seulement par le secteur. Le schéma synoptique de la figure 1 détaille les différents éléments du montage.

Tout d'abord l'émetteur comporte un oscillateur HF oscillant sur une fréquence proche de 100 kHz. Cet oscillateur est relié au secteur par l'intermédiaire de deux condensateurs d'isolement. Le signal HF émis se propage ainsi dans toute l'installation électrique de votre logement

sûr de la télécommande, l'émission est codée par un signal BF évitant les perturbations causées par tous les parasites.

Le récepteur capte le signal HF par les deux condensateurs ; ce signal est amplifié puis détecté pour récupérer le signal BF provenant de l'émetteur. La sortie du récepteur commande un relais.

II - L'émetteur

Le schéma théorique de l'émetteur est donné figure 2. Celui-ci est réalisé avec des circuits logiques C.MOS quadruples portes NAND. L'oscillateur BF est constitué des portes 1 et 2. C_1 et R_2 fixent sa fréquence d'oscillation aux alentours de

3 000 Hz. Les portes 3, 4 mettent en forme le signal BF. L'oscillateur HF est constitué des portes 5 et 6. La fréquence est fixée par C_2 et R_4 . Une des entrées de la porte 5 est commandée par l'oscillateur BF bloquant ainsi l'oscillation HF au rythme de la BF. A la sortie de la porte 6 on obtient donc une oscillation HF découpée. Les portes 7 et 8 mettent ce signal en forme. L'étage de sortie est constitué par T_1 dont la base est reliée à travers R_5 et C_3 à la sortie de la porte 8. Le signal est prélevé sur le collecteur de T_1 aux bornes de R_6 et transmis au secteur à travers C_4 .

L'alimentation de l'émetteur est réalisée par le transformateur T_1 , le pont de diodes D_1, D_2, D_3, D_4 et le condensateur de filtrage C_6 . Le bouton poussoir P met en service l'émetteur.

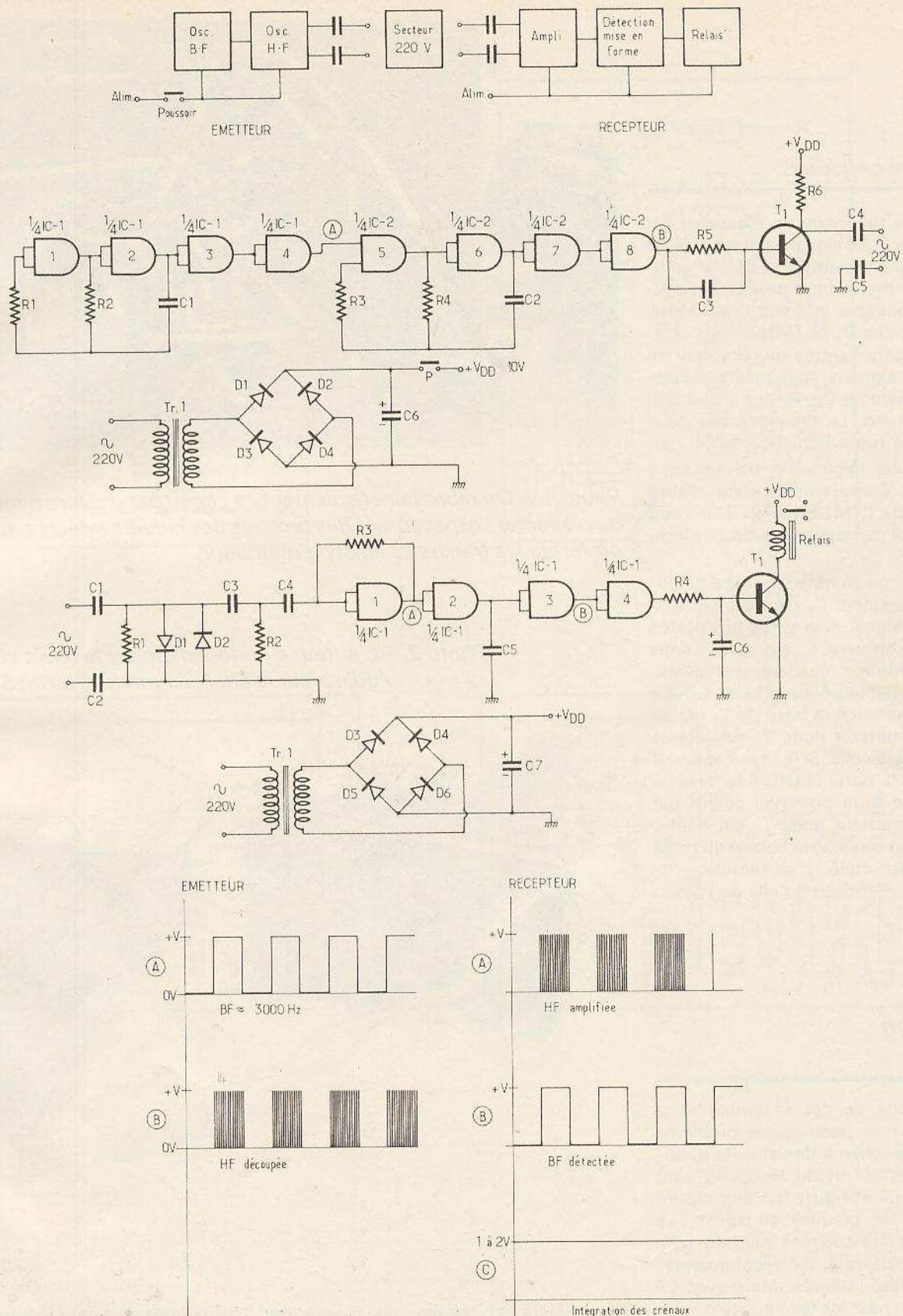


Fig. 1 à 4. - Synoptique du dispositif : un signal BF module un signal HF. Deux condensateurs permettent d'injecter ce signal sur le réseau EDF. De la même manière le récepteur détecte ce signal pour alimenter un relais. On constatera sur le schéma détaillé, que l'on a utilisé uniquement des portes NAND issues de circuits C-MOS.

III - Le récepteur

Le schéma théorique du récepteur est donné **figure 3**. Le signal émis est prélevé sur le secteur à travers C_1 et C_2 . L'ensemble C_1, R_1 forme un filtre passe-haut coupant les fréquences inférieures à 30 kHz. Les deux diodes D_1 et D_2 montées tête-bêche protègent l'entrée du récepteur en écrétant les signaux appliqués sur cette entrée. L'ensemble C_3, R_3 est un second filtre passe-haut. La présence des deux filtres stoppe toute influence du 50 Hz.

Le signal est appliqué à travers C_4 à l'entrée d'un étage amplificateur réalisé avec une porte C-MOS NAND 1. Il s'agit là d'un emploi particulier des circuits logiques C-MOS.

La porte 2 met en forme le signal amplifié. Le condensateur C_5 coupe la composante HF du signal. A la sortie des portes 3 et 4 on retrouve le signal BF émis depuis l'émetteur précédemment décrit. Ce signal est intégré par R_4 et C_6 . En l'absence d'émission la base de T_1 est au potentiel d'émetteur donc T_1 est bloqué et le relais est décollé. Si le signal apparaît à la sortie de la porte NAND 4 la base de T_1 est portée à un potentiel positif par rapport à l'émetteur donc T_1 est débloqué, le courant traverse la bobine du relais et celui-ci est collé. L'alimentation du récepteur est identique à celle de l'émetteur.

Réalisation pratique

La réalisation de cet ensemble reste fort simple et ne pose aucun problème particulier. Le schéma des circuits imprimés de l'émetteur et du récepteur sont donnés **figure 4** et **figure 5**. Ceux-ci sont réalisés sur des plaques en époxy. Le tracé des bandes cuivrées peut se faire avec des transferts à sec recommandés pour les circuits intégrés. Mais avec un peu de soin on peut les faire au stylo à circuit imprimé. Le perçage se fait avec un foret de 1 mm pour les composants classiques et 0,8 mm pour les circuits intégrés.

Les schémas d'implantation des composants sont donnés **figure 6** pour l'émetteur et **figure 7** pour le récepteur.

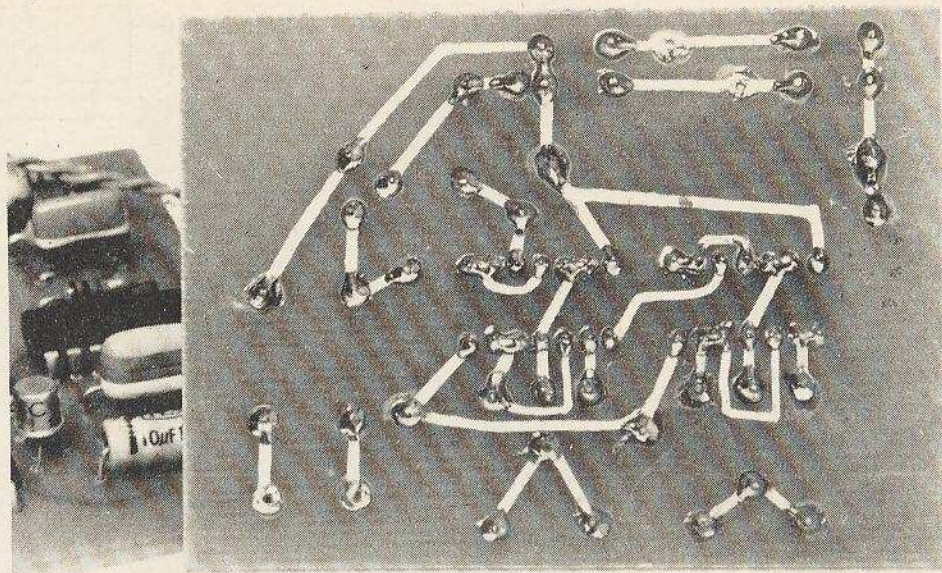
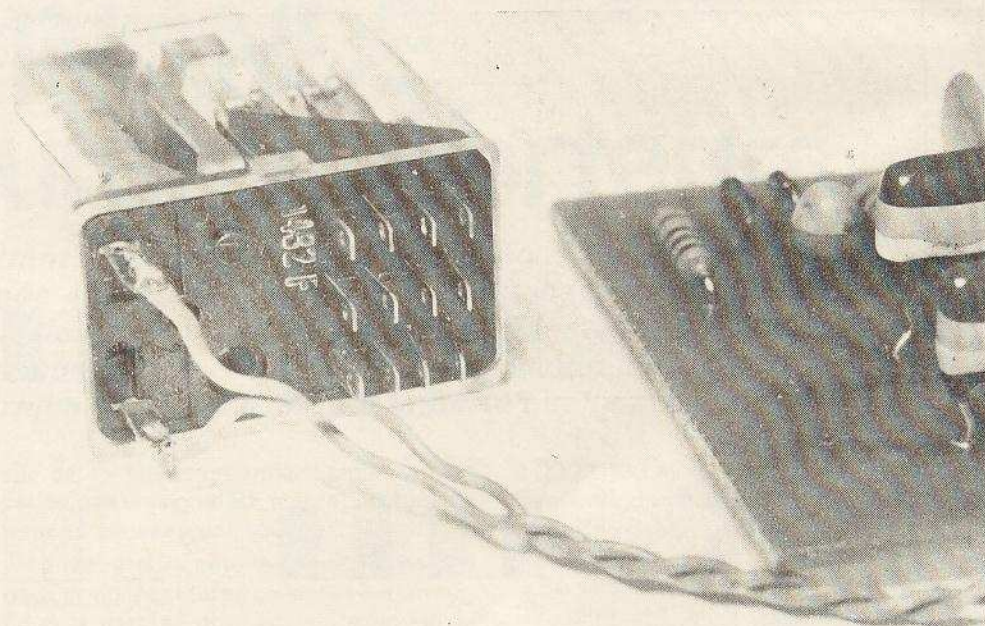


Photo 1. - On reproduira facilement ce circuit par gravure directe. Afin de respecter l'espacement des broches des circuits intégrés, on préférera les transferts au stylo marqueur.

Photo 2. - L'auteur a préféré déporter le relais afin de laisser à l'utilisateur le choix du modèle. Ici un Siemens 4 RT.



On soudera en premier les résistances puis les condensateurs, les diodes, les transistors et enfin les circuits intégrés. Méfiez-vous de la bonne orientation des condensateurs électrochimiques : C_6 pour l'émetteur, C_6 et C_7 pour le récepteur. Nous rappelons **figure 6** le sens d'orientation des diodes et transistors. Les cir-

cuits intégrés sont repérés par une encoche ou un point en face de la broche 1.

Le schéma de raccordement des différents fils est donné **figure 8**. P est un bouton poussoir à contact travail. Le relais est volontairement placé hors du circuit imprimé afin de pouvoir mettre n'importe quel modèle.

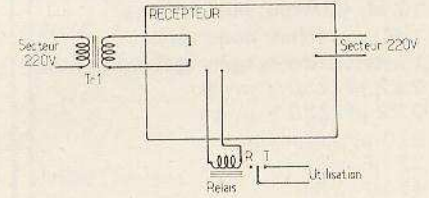
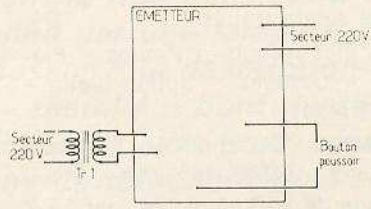
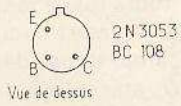
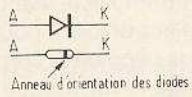
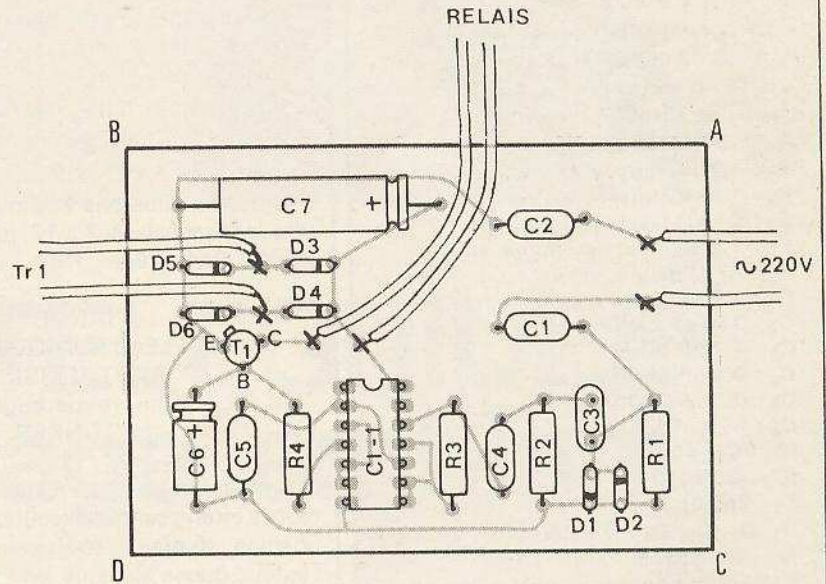
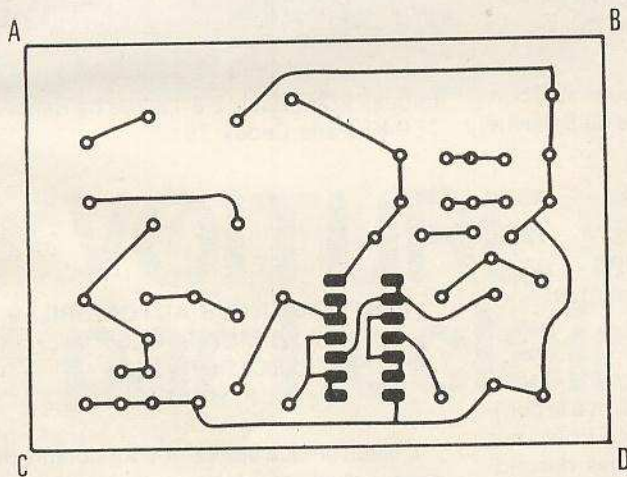
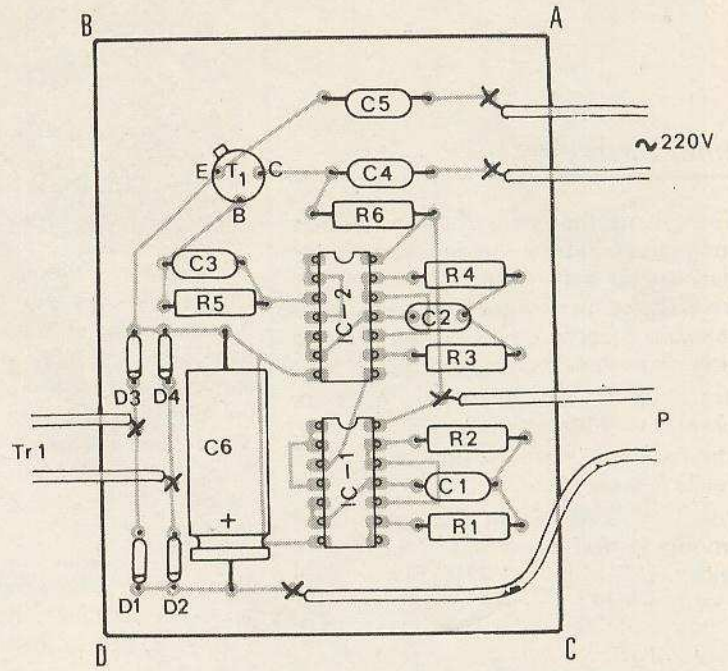
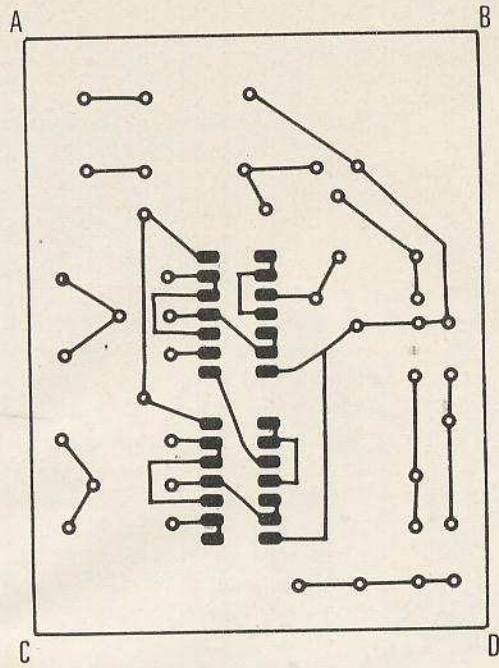


Fig. 5 à 8. - Le tracé des circuits se présente à l'échelle 1. L'implantation des composants et les connexions extérieures ne poseront pas de problème puisque diodes et transistors voient leurs brochages précisés. Lors des manipulations, on fera toutefois très attention, le secteur étant directement connecté aux platines imprimées.

BIBLIOGRAPHIES

Utilisation

Le montage ne nécessite aucune mise au point et doit être prêt à fonctionner dès la dernière soudure. Il n'a pas été prévu de mise en boîte. Celle-ci est laissée au goût de chacun. Le récepteur peut-être monté à l'intérieur de l'appareil à commander.

Branchez l'émetteur sur une prise de courant et le récepteur sur une autre, l'action sur le poussoir P doit faire coller le relais.

Pour un prix de revient d'environ 100 F ce montage doit vous rendre de grands services.

O. LEPAPE

Liste des composants

Emetteur :

R₁ : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
R₂ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge).
R₃ : 100 k Ω (marron, noir, jaune).
R₄ : 56 k Ω (vert, bleu, orange).
R₅ : 1,2 k Ω (marron, rouge, rouge).
R₆ : 47 Ω (jaune, violet, noir), 1 W.
C₁ : 4,7 nF mylar
C₂ : 330 pF céramique
C₃ : 4,7 nF mylar.
C₄ : 0,1 μ F 250 V mylar
C₅ : 0,1 μ F 250 V mylar
C₆ : 470 μ F 25 V électrochimique.
IC₁ : CD 4011
IC₂ : CD4011
T₁ : 2N3053
D₁, D₂, D₃, D₄ : 4 x 1N4006, 1N4007
Tr₁ : transfo : 6 V / 0,6 VA
P : bouton-poussoir : contact travail.

Récepteur :

R₁ : 22 Ω (rouge, rouge, noir)
R₂ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₃ : 1 M Ω (marron, noir, vert)
R₄ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
C₁ : 0,22 μ F 250 V mylar
C₂ : 0,22 μ F 250 V mylar
C₃ : 470 pF céramique
C₄ : 33 nF mylar
C₅ : 47 nF mylar
C₆ : 10 μ F - 25 V
C₇ : 470 μ F - 25 V
IC₁ : CD 4011
T₁ : BC 108, BC 109, BC 408
D₃, D₄, D₅, D₆ : 4 x 1N4006, 1N4007
D₁, D₂ : 2 x 1N4148
Tr₁ : transfo 6 V - 0,4 VA
Relais 300 Ω - 1 RT.

REALISEZ LES JEUX SUR RECEPTEUR T.V. C. TAVERNIER.

Les jeux sur récepteur T.V., aussi appelés vidéo, connaissent actuellement une grande vogue, et le nombre de jeux possibles s'est accru au cours des dernières années. Les construire soi-même est simple, puisqu'il s'agit de circuits intégrés ne demandant que peu d'éléments périphériques. Outre de sérieuses économies, on réalisera des jeux avec des possibilités qui ne sont pas toujours présentes sur les appareils commerciaux. C. Tavernier, vous montre en détail comment réaliser des jeux de tennis, football, pelote basque, basket-ball, tir, bataille de chars et course de motocyclettes.

Un ouvrage de 144 pages, format 11,7 x 16,5, 110 schémas, 10 illustrations, couverture couleur.

Prix pratiqué : 28 F, par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

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

PIANOS ELECTRONIQUES ET SYNTHETISEURS (2^e édition, revue augmentée) H. TUNKER

Un nombre de plus en plus grand d'amateurs s'intéressent à l'exécution et à la composition d'œuvres musicales. Pour eux l'auteur donne dans ce livre, des descriptions complètes et détaillées de pianos et de synthétiseurs réalisables, avec des composants que l'on trouve partout, par des amateurs, même peu exercés.

Parmi les sujets traités :

Musique Electronique : Pianos - Pianos-Orgue - Octaves - Sound-piano - Clavecin - Epinette.

Synthétiseurs : Commande - Clavier - Amplificateurs - Effets spéciaux.

Un ouvrage de 160 pages, format 11,7 x 16,5, 211 plans et schémas. Couverture couleur.

Prix pratiqué : 28 F, par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

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

SECURITE AUTOMOBILE 25 MONTAGES ELECTRONIQUES F. HURE

Grâce aux semi-conducteurs, de nombreux circuits électroniques, peu encombrants et efficaces, peuvent être incorporés dans les automobiles, mais les dispositifs industriels font augmenter dans de fortes proportions les prix des voitures.

Par contre, en consultant le présent ouvrage de M. F. Huré, le lecteur électronicien ou ayant un ami électronicien, pourra à peu de frais incorporer dans sa voiture un ou plusieurs circuits électroniques, comme par exemple les suivants : systèmes sonores de sécurité, systèmes lumineux de sécurité, antivols, ainsi que divers autres circuits utilisables dans un garage.

Un ouvrage de 120 pages, format 17,5 x 16,5, 75 schémas, couverture couleur.

Prix pratiqué : 21 F, par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

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

PERFORMANCES AUTOMOBILES 25 MONTAGES ELECTRONIQUES F. HURE

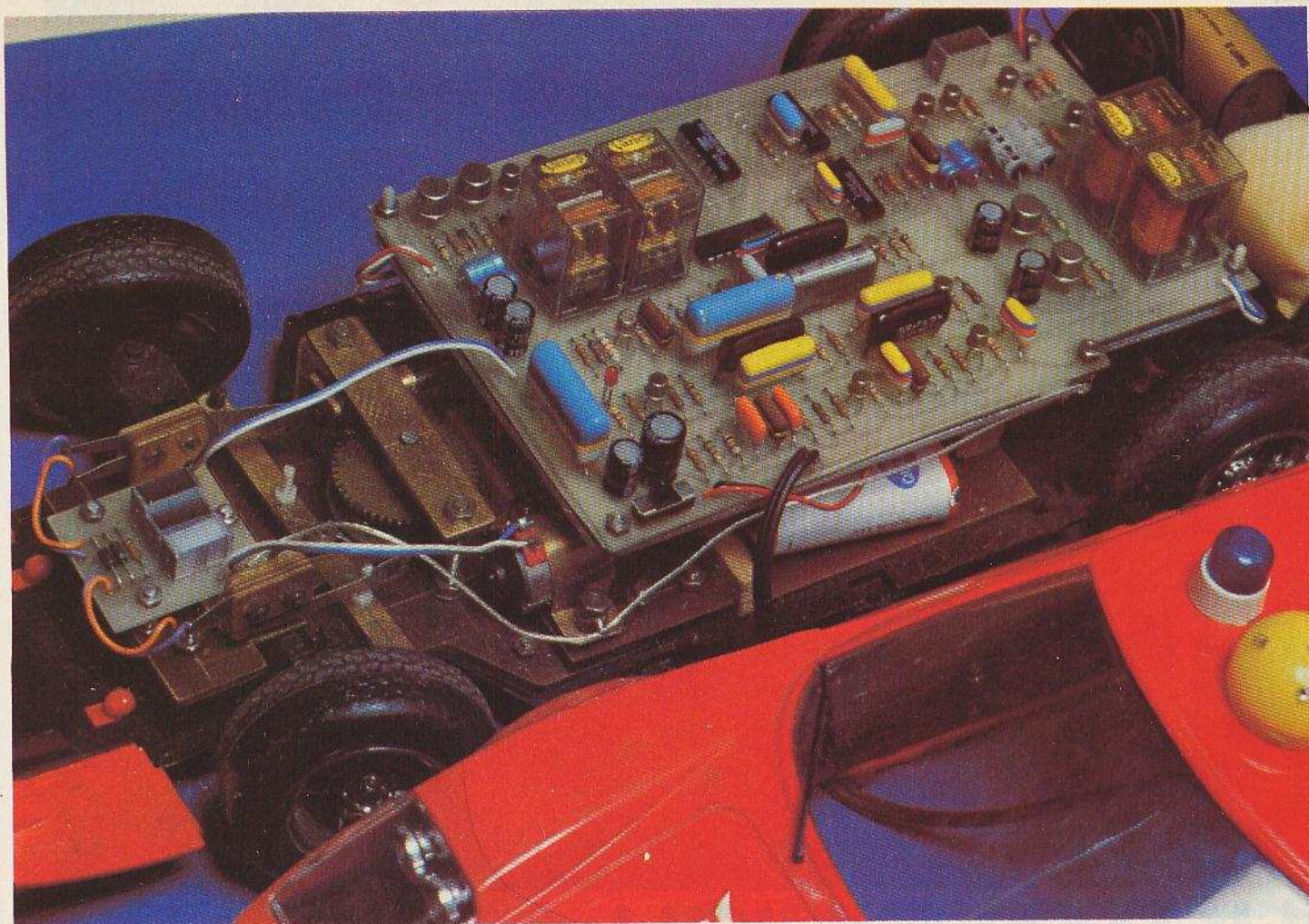
L'électronique des semi-conducteurs dispose actuellement de nombreux circuits spécialement étudiés pour améliorer les performances des automobiles.

Grâce à cet excellent ouvrage de F. HURE, tout automobiliste électronicien ou ayant un ami électronicien, pourra installer sur sa voiture des appareils comme les suivants : allumage électronique et régulateurs ; compte-tours ou cadenceurs électroniques d'essuie-glace ; circuits divers : chargeurs, indicateur d'état des batteries, montre à quartz, starter électronique.

Un ouvrage de 128 pages, format 17,5 x 16,5, 86 schémas, couverture couleur.

Prix pratiqué : 21 F, par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

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



VOITURE TELEGUIDEE par l'éclairage ambiant

Dans notre dernier numéro, nous avons décrit un émetteur dont le rôle consiste à « codifier » l'éclairage rayonné par une lampe à incandescence. Nous allons maintenant passer à la description du récepteur digital correspondant. Installé à bord d'une voiture, ce récepteur aura pour mission de décoder les signaux de télécommande reçus de l'émetteur, de façon à communiquer à son tour à la voiture, les ordres d'arrêt, de marche avant et arrière, ainsi que ceux correspondants aux virages à gauche et à droite ; en d'autres termes, à la faire obéir au doigt et à l'œil... électroniques...

(Suite page 108)

N° 24 - nouvelle série - Page 97

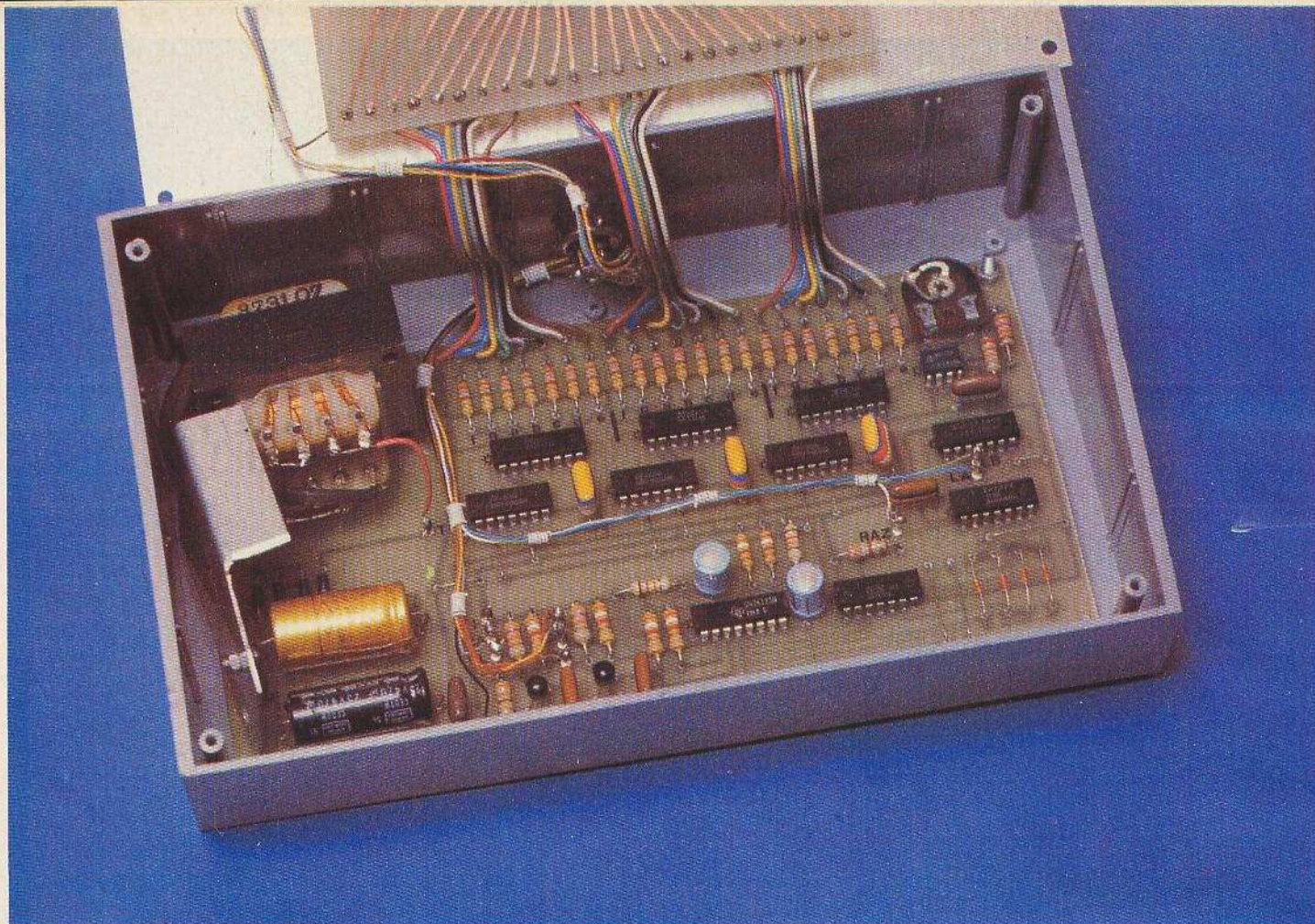


PHOTO-FINISH pour CIRCUIT 24

Après les fêtes de fin d'année, il est fréquent que la plupart des jouets de Noël soient peu à peu délaissés et oubliés au fond d'un placard. Les voitures de course, genre Circuit 24, font partie de ceux-là.

Afin d'accroître l'intérêt pour de tels jeux nous avons pensé qu'il serait intéressant de présenter pour nos lecteurs un photofinish pour « Circuit 24 ».

Cet appareil permet d'indiquer la voiture qui a franchi la première la ligne d'arrivée et d'afficher l'écart avec la seconde voiture.

Les commandes des fonctions se faisant optiquement, on pourra l'adapter à tous les circuits.

On imaginera facilement le duel opposant les deux concurrents, l'un s'efforçant d'augmenter son avance, l'autre essayant de combler son retard.

Le montage proposé met en œuvre des composants classiques, disponibles partout et ne nécessite aucun réglage compliqué.

Ajoutons, pour terminer, comme nous le verrons dans l'article, qu'il est possible de l'utiliser pour d'autres applications (jeux de réflexe, chronométrage optique, etc.).

I. Schéma synoptique

La figure 1 permet d'assimiler plus facilement le principe de fonctionnement du montage. On utilise deux monostables – un par côté – pour commander deux bascules A et B. En effet, l'emploi de monostables s'avère indispensable pour commander une bascule JK, car les boutons poussoirs, et les cellules sont la source de rebonds qui agiraient inéluctablement sur les bascules.

Les deux bascules au repos, le comptage est arrêté. Par contre, si une des bascules JK venait à passer au travail, on commanderait l'oscillateur, et de ce fait le comptage. Auparavant et avant tout comptage, il est nécessaire de remettre à zéro, les décades de comptage. C'est le rôle du monostable de remise à zéro automatique.

Si par exemple, c'est le monostable A qui a commandé le départ du chronométrage, ce devra être le monostable B qui assurera l'arrêt du comptage, par remise à zéro des deux bascules JK.

En outre, une LED de contrôle est reliée à chaque bascule, permettant de connaître la bascule qui a commandé le chronométrage, donc par conséquent, la première voiture. Voyons plus en détail chaque fonction.

II. Principe de fonctionnement

Le schéma complet donné à la figure 2, laisse apparaître l'emploi de circuits intégrés pour la presque totalité des fonctions. On remarque cependant T_1 et T_2 sur les circuits des cellules. Il est bon, semble-t-il, de rappeler le fonctionnement d'une LDR. En obscurité, la valeur de sa résistance est très importante pour descendre à quelques dizaines d'ohms lorsqu'elle est fortement éclairée. Cette variation est amplifiée par T_1 permettant ainsi d'obtenir des niveaux plus francs. On attaque ensuite un monostable constitué par Cl_2 .

Pourquoi ce monostable ? N'oublions pas que le temps de réponse d'un circuit TTL est très rapide. La cellule réagirait aux différences de lumière par les autos, et le poussoir, de son côté, enverrait une salve d'impulsions qui ne manquerait pas

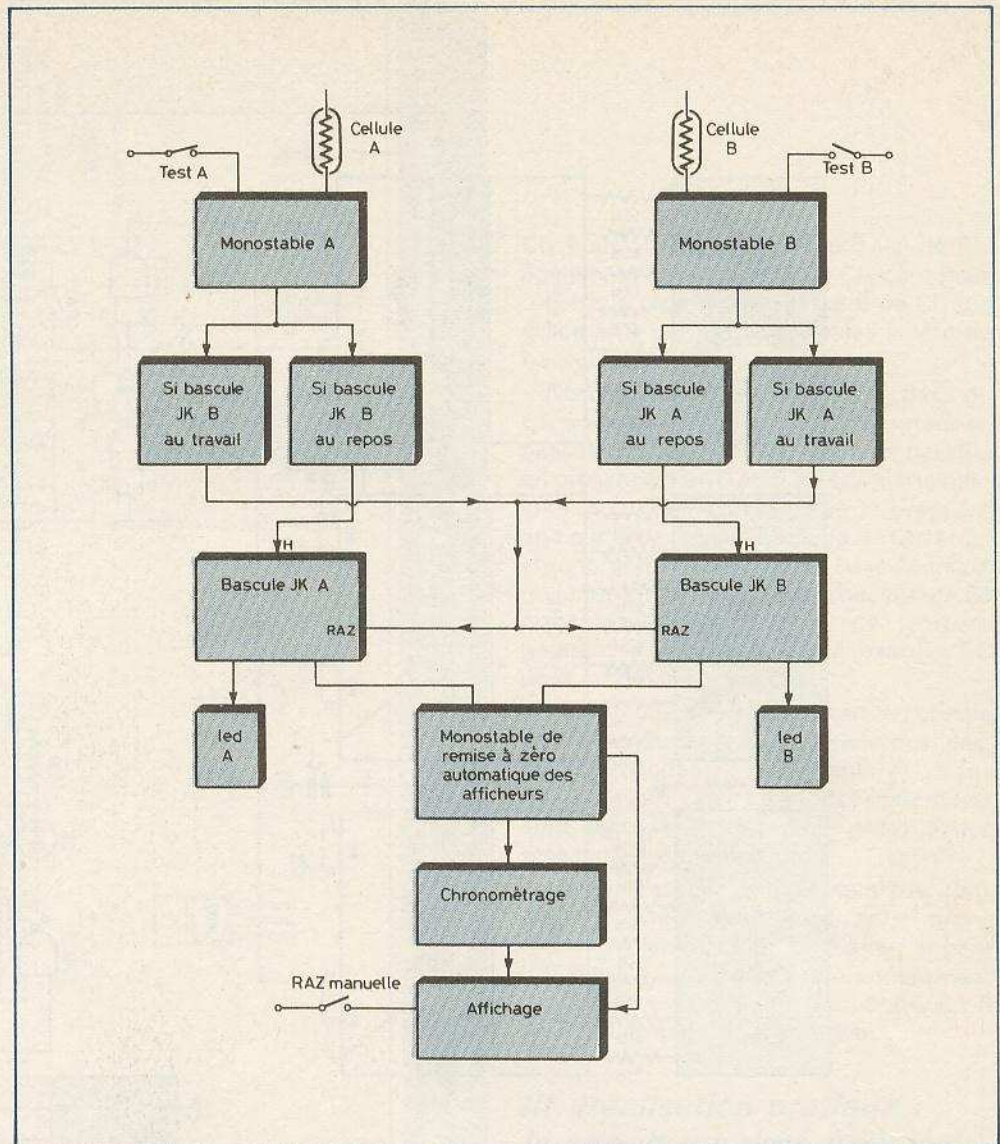


Fig. 1. – Synoptique de l'ensemble : comme capteurs, deux cellules photosensibles ; comme analyseurs des bascules JK et, enfin, visualisation par afficheurs 7 segments.

de faire déclencher inopinément les bascules JK. On obtient ainsi, en sortie de Cl_2 des niveaux 1 sur Q et 0 sur \bar{Q} pendant un temps d'environ d'une demi seconde.

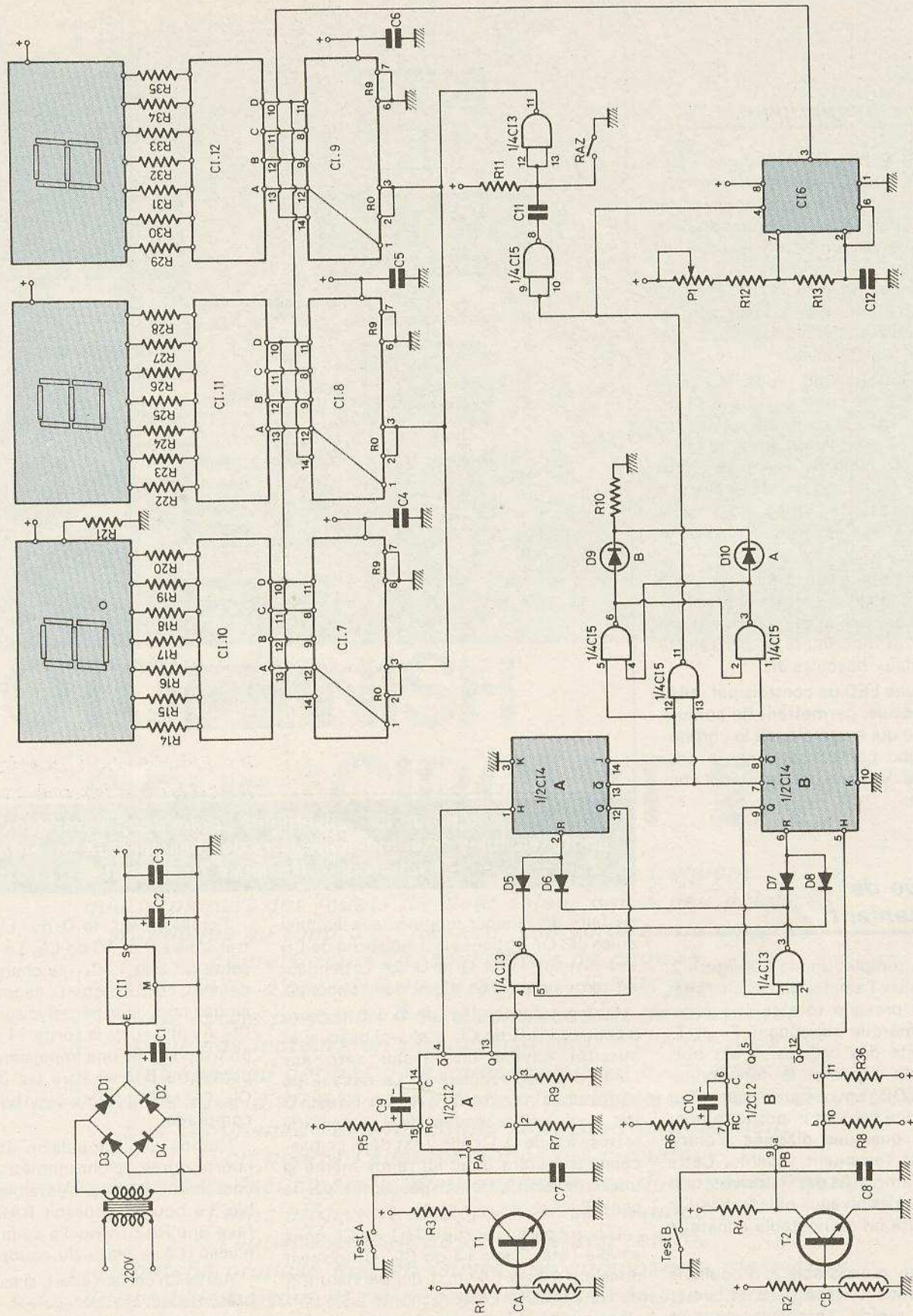
Le front descendant de \bar{Q} est transmis à l'entrée (1) H de Cl_4 . Celui-ci bascule et aussitôt envoie un niveau zéro sur l'entrée J du basculeur B. Le tableau de vérité nous montre qu'avec un niveau 0 sur J, le front descendant de H commande la mise à 0 de Q. Or elle y est déjà. Le basculeur B restera donc au repos même si une impulsion parvient peu après par le canal B.

D'autre part, la sortie 13 (\bar{Q}) de Cl_4 nous envoie l'état 0 sur 13 de Cl_5 . On obtient donc sur 11 de Cl_5 un 1 qui parvient à 4 du NE 555 Cl_6 . Celui-ci monté en multivibrateur astable, se met à osciller, car sa borne RAZ n'est plus sollicitée. Les signaux de la borne 3 parviennent aux compteurs Cl_7 à Cl_9 .

Parallèlement, le 0 du 11 de Cl_5 est transmis à 9 et 10 de Cl_5 . La sortie 8 présente un état 1. C_{11} se charge très rapidement, ce qui permet néanmoins d'obtenir une impulsion négative sur 12 et 13 de Cl_3 . Au niveau de la sortie 11 de ce circuit, on trouve donc une impulsion positive qui permettra de remettre les 3 compteurs Cl_7 , Cl_8 et Cl_9 à zéro avant de débiter le comptage.

Notons que l'impulsion étant de très courte durée, le chronométrage est ainsi entaché d'une erreur très faible et négligeable. Le bouton poussoir RAZ permet de faire une RAZ manuelle en présentant un niveau 0 à la place du condensateur.

Après un certain écart, si la voiture B se présente devant la cellule B, on recueille selon le même procédé un niveau 0 sur la broche 9 du Cl_2 qui part pour une temporisation. Nous avons vu que le basculeur B était bloqué. Par contre, la sortie 12 (Q) de



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

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

Nand	
E1	S
0	0
0	1
1	0
1	1

Bascule JK			
H	J	K	R
X	X	X	0
X	0	0	1
0	0	1	0
1	0	1	1
1	1	1	0
1	1	1	1

Monostable			
CL (R)	A	B	Q
0	X	X	0
X	1	X	0
X	X	0	0
1	0	X	0
1	X	1	1
1	0	1	1
1	1	1	1

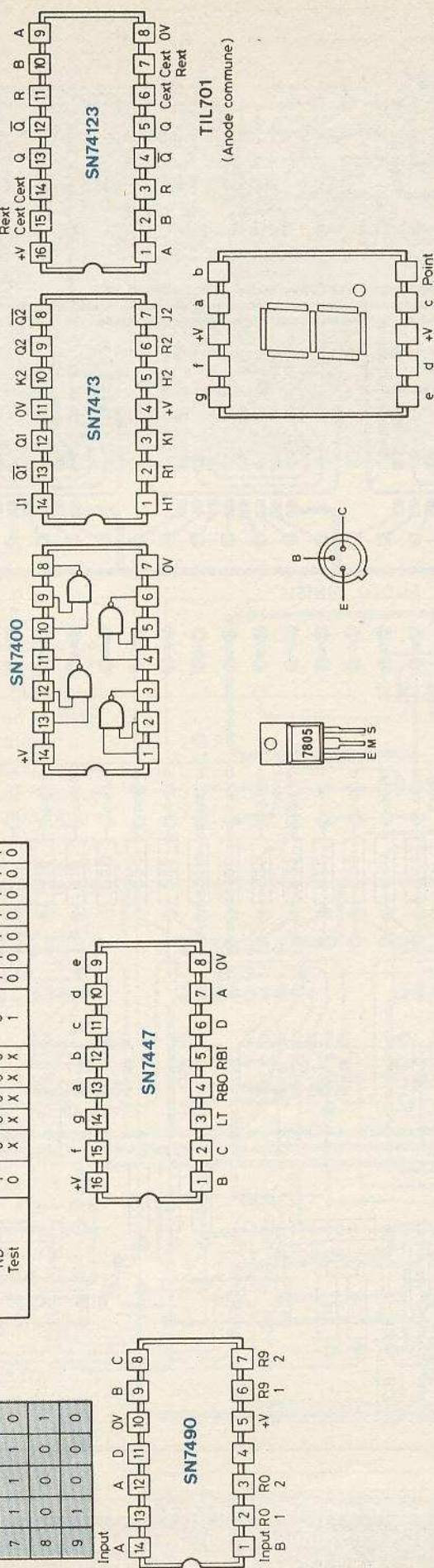


Fig. 2. — Schéma détaillé : les LDR jouent le rôle de cellules photosensibles. Les bascules et systèmes d'affichages utilisent des circuits en technologie TTL dont le brochage et la table de vérité figurent en clair.

Cl₄ étant haute, et la sortie 5 (Q) de Cl₂ également haute, 4 et 5 de Cl₃ sont hautes. Nous obtenons un 0 sur 6 de Cl₃ qui grâce à D₅ permettra la remise à zéro du basculeur B.

Notons enfin que sur 13 (Q̄) et 8 (Q̄) de Cl₄ sont reliés 2 portes NAND montées en bascule RS. Celle-ci est stable et bascule en présence d'un 0 en 5 ou 1. Ainsi la bascule JK qui est commandée la première agit sur le basculeur RS. Lors de l'arrêt du chronométrage, les deux basculeurs JK reviendront au repos, il sera nécessaire de conserver l'information de voiture gagnant d'où emploi d'une bascule RS pour commander les LED.

Les circuits comptages sont désormais très classiques. Nous n'insisterons pas. Ils commandent directement les décodeurs. Les afficheurs à anodes communes sont reliés à ce décodeur grâce à des résistances de limitation.

L'alimentation est également très simple. Par souci d'efficacité, nous avons recouru à l'emploi d'un régulateur intégré 5 V qui est – rappelons-le – entièrement protégé (court-circuit, température). Il serait dommage de s'en priver.

III. Réalisation pratique : le circuit imprimé principal

Nous avons opté pour l'emploi d'un boîtier pupitre 363 de Teko. Les dimensions du circuit imprimé principal devront donc être respectées. S'il est facile de regrouper ensemble sur le papier les portes, bascules, monostables de la figure 2, il devient très délicat de les mettre sur un circuit imprimé. En effet, avec les circuits logiques, les liaisons se font directement et on ne peut de ce fait profiter d'une résistance ou d'un condensateur pour un passage inférior. La solution la plus séduisante consiste bien entendu à réaliser un circuit imprimé double face. Nous l'avons rejetée, car il est assez délicat, pour les lecteurs amateurs, d'arriver à de bons résultats. Nous avons donc choisi le circuit simple face, quitte à prévoir quelques straps. On remarque sur la figure 3, que plusieurs liaisons passent entre deux pastilles contiguës des C.I. De ce fait, l'utilisation du stylo marqueur est absolument exclu. Pour obtenir des résultats corrects, il faut se procurer des pastilles étroites pour CI et du ruban adhésif de largeur 0,4 mm. Bien entendu, les lecteurs, qui

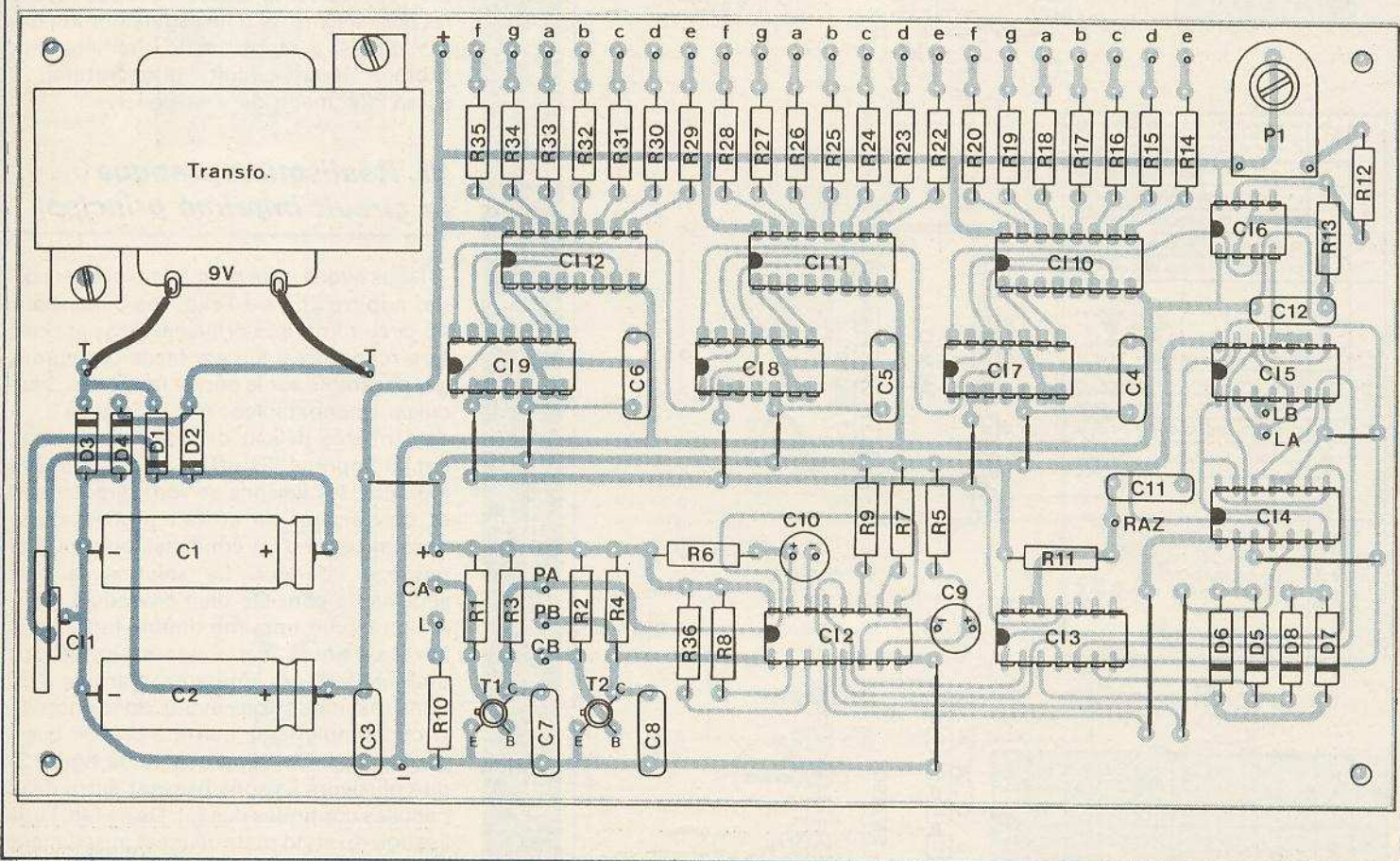
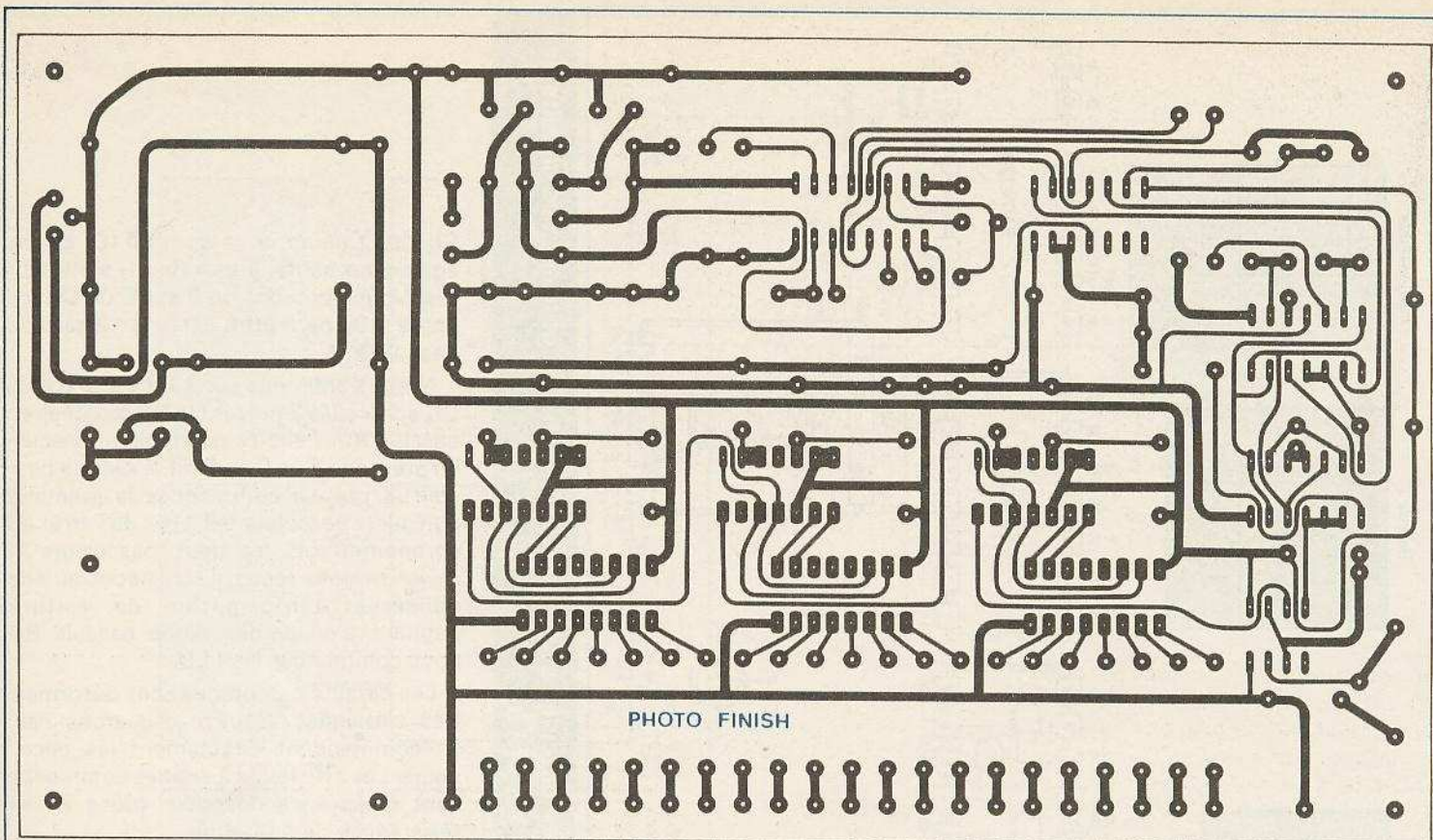


Fig. 3. et 4. - Module alimentation-détection ; tracé et implantation grandeur nature. Attention au sens des circuits intégrés et des chimiques. Du fil de cuivre nu suffit pour les straps.

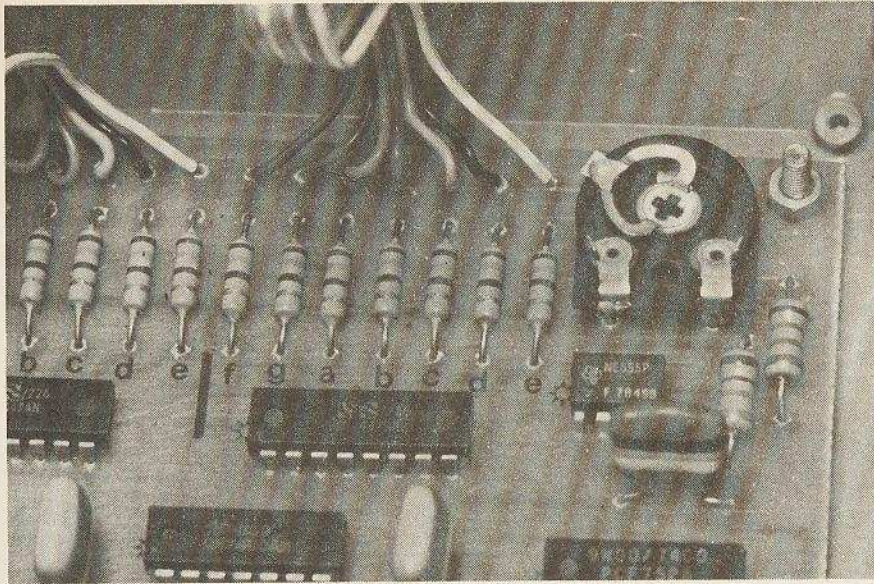


Photo 2. – On constate ici l'utilisation de circuits intégrés tout à fait classiques 555, 7490, etc., dont l'approvisionnement et le coût sont du domaine de l'amateur.

sont équipés pour le procédé photo, n'auront pas de problèmes. Nous avons fixé le transfo sur la plaquette. Il est plus prudent de se le procurer avant de commencer le CI. L'attaque au perchlorure, très classique pourra être activé en préchauffant (40°) le perchlorure. Percer les trous des CI à 0,8 mm et 1,2 mm le reste. Ne pas oublier les trous de fixation.

Repérer les sorties au moyen de lettres transfert, le câblage en sera facilité. Implanter les composants selon la figure 4. Si vous avez l'habitude de belles soudures de CI, il ne sera pas nécessaire d'employer des supports DIL. Dans le cas contraire... Comme toujours veillez aux polarités. Noter la présence des straps. Fixer et brancher le transfo.

Le circuit affichage

Son dessin est donné à la figure 5. Il ne pose aucun problème. Noter le décalage des afficheurs et des fixations sur la plaquette. Cette disposition permet de cacher de l'extérieur les soudures des connexions. En ce qui concerne les afficheurs, il sera nécessaire d'être parfaitement sûr de l'alignement des pastilles. Le moindre décalage serait remarqué immédiatement. La gravure et le perçage seront effectués comme pour le circuit principal.

Insérer la résistance R₂₁ et les trois afficheurs en veillant à l'orientation du point décimal.

IV. Le coffret

Percer la façade du boîtier Teko selon la figure 7. Pour éviter toute rayure, travailler la face par l'arrière. La figure 8

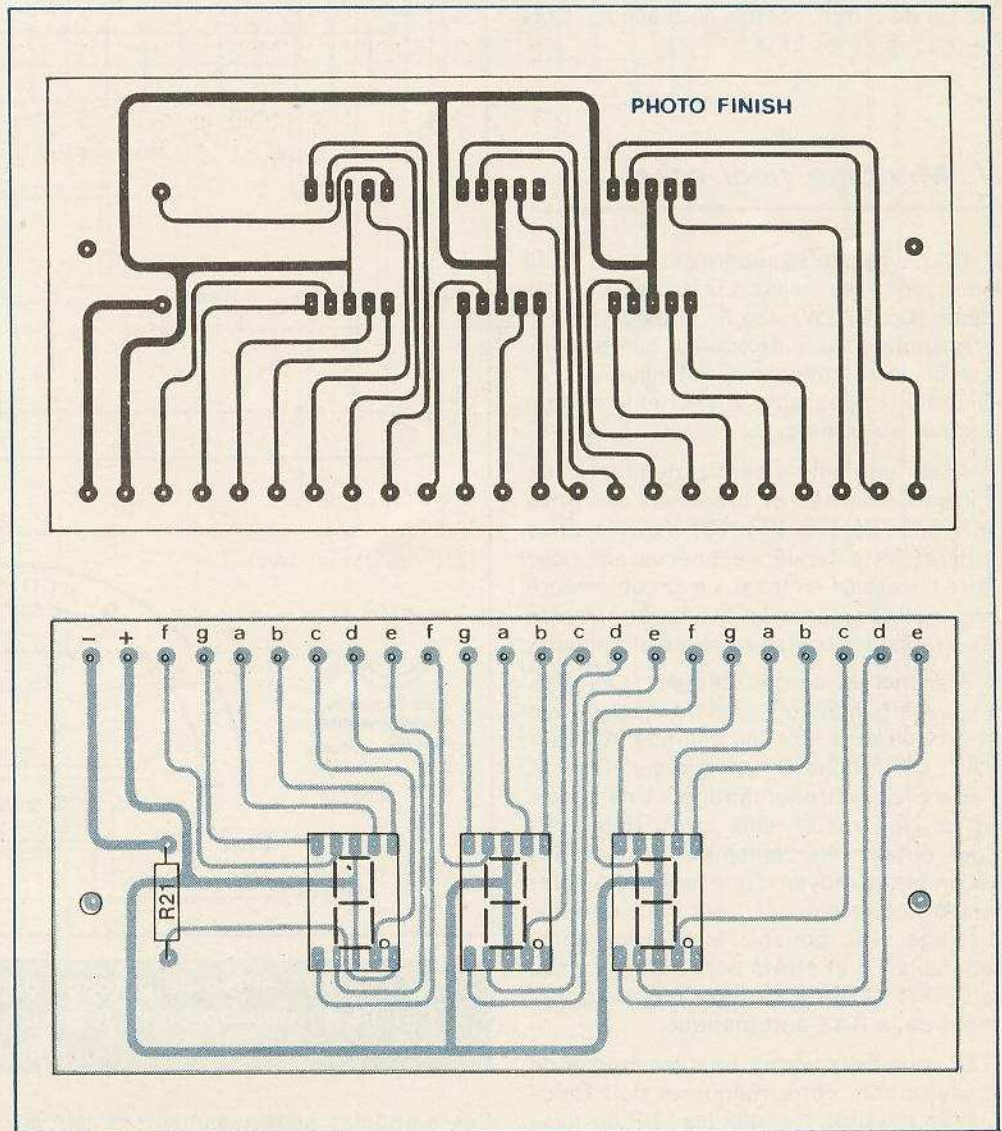


Fig. 5. et 6. – Module d'affichage ; comme d'usage tracé et implantation à l'échelle 1. Les produits de transfert s'avèrent nécessaires pour obtenir un bon alignement de l'ensemble.

montre le perçage du fond du boîtier. Prévoir également la prise DIN à l'arrière. Un trou $\varnothing 5$ mm permettra de sortir le cordon secteur.

Le cache rouge sera confectionné dans du plexiglass teinté. Noter que le verre rouge existe également au détail chez les vitriers. Coller cette plaque sur l'ouverture au moyen d'Araldite. Bien laisser sécher. Appliquer les transferts pour une meilleure présentation. Noter qu'il existe désormais du vernis protecteur Mécanorma en aérosol très efficace.

Fixer le circuit au fond du boîtier et le module affichage sur la façade au moyen de vis de 3 mm. Mettre en place les trois poussoirs et les LED.

V. Montage final-essais

On devra câbler auparavant avec du fil en nappe, les liaisons afficheurs-décodeurs (fig. 9). Le reste du câblage pourra être confié à du fil de couleur genre radio. Fretter les torons pour obtenir une présentation impeccable. Brancher le cordon secteur au transfo.

Après une ultime vérification (soudure, câblage, polarités) on branchera une prise DIN mâle factice (fig. 10) dans la prise arrière. Cette dernière est nécessaire pour faire les essais en local. Le circuit intégré régulateur de tension devra être coiffé d'un radiateur réalisé en tôle d'aluminium.

Brancher le cordon secteur. Les afficheurs affichent un nombre quelconque et on doit avoir une led allumée. Agir sur RAZ. On affiche 000. Agir sur Test A. Départ du chronométrage. Une autre action doit rester sans effet. Régler P_1 pour obtenir un défilement correct des secondes au moyen d'une montre. Arrêter le chornométrage par T est B. Le chornométrage doit pouvoir être aussi commandé par B et arrêté par A. Dans ce cas la LED B s'allume. Notons le fonctionnement de la RAZ automatique.

Si vous avez vérifié tous les stades de la réalisation, votre maquette doit fonctionner aussitôt. Installer les LDR au-dessus de la piste, par exemple sur le pont Dunlop. Ces cellules seront éclairées par des ampoules placées sous les deux rails de la piste. On profitera des trous dans ces pistes pour le passage de la lumière.

Page 104 - N° 24 - nouvelle série

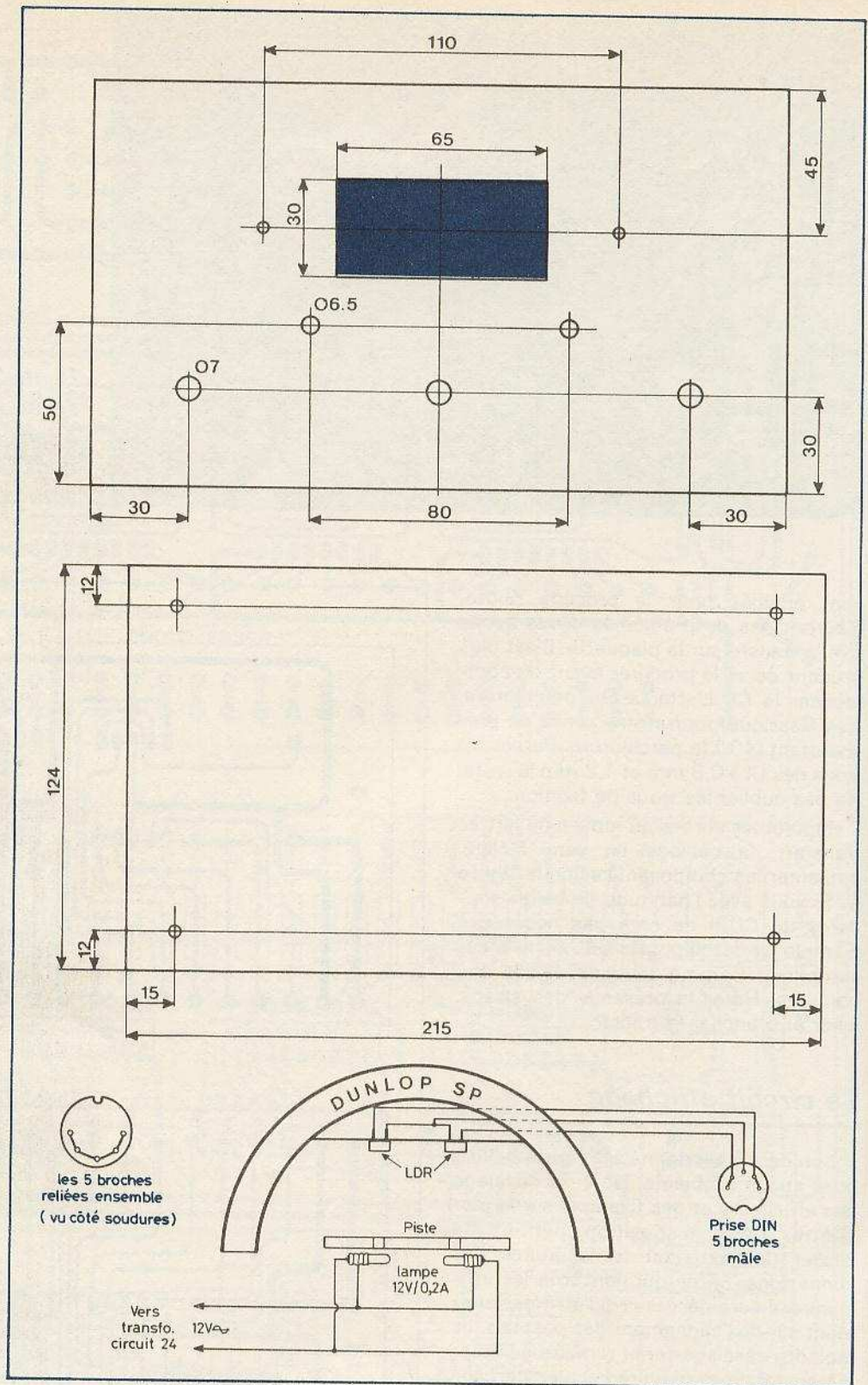


Fig. 7. à 11. - Plan de perçage du boîtier Teko 363 et adaptation au « circuit auto ». Un pont devient obligatoire pour le positionnement des LDR.

Ces ampoules seront alimentées par le transfo du circuit. Brancher l'ensemble selon la figure 11. Le fonctionnement doit être équivalent à l'essai manuel. On sera surpris de la rapidité de réponse des LDR. Dans le cas où une voiture a un tour

d'avance, les résultats sont faussés évidemment, mais le suspens reste entier et chaque joueur essaie de grignoter quelques centièmes de seconde.

Daniel ROVERCH

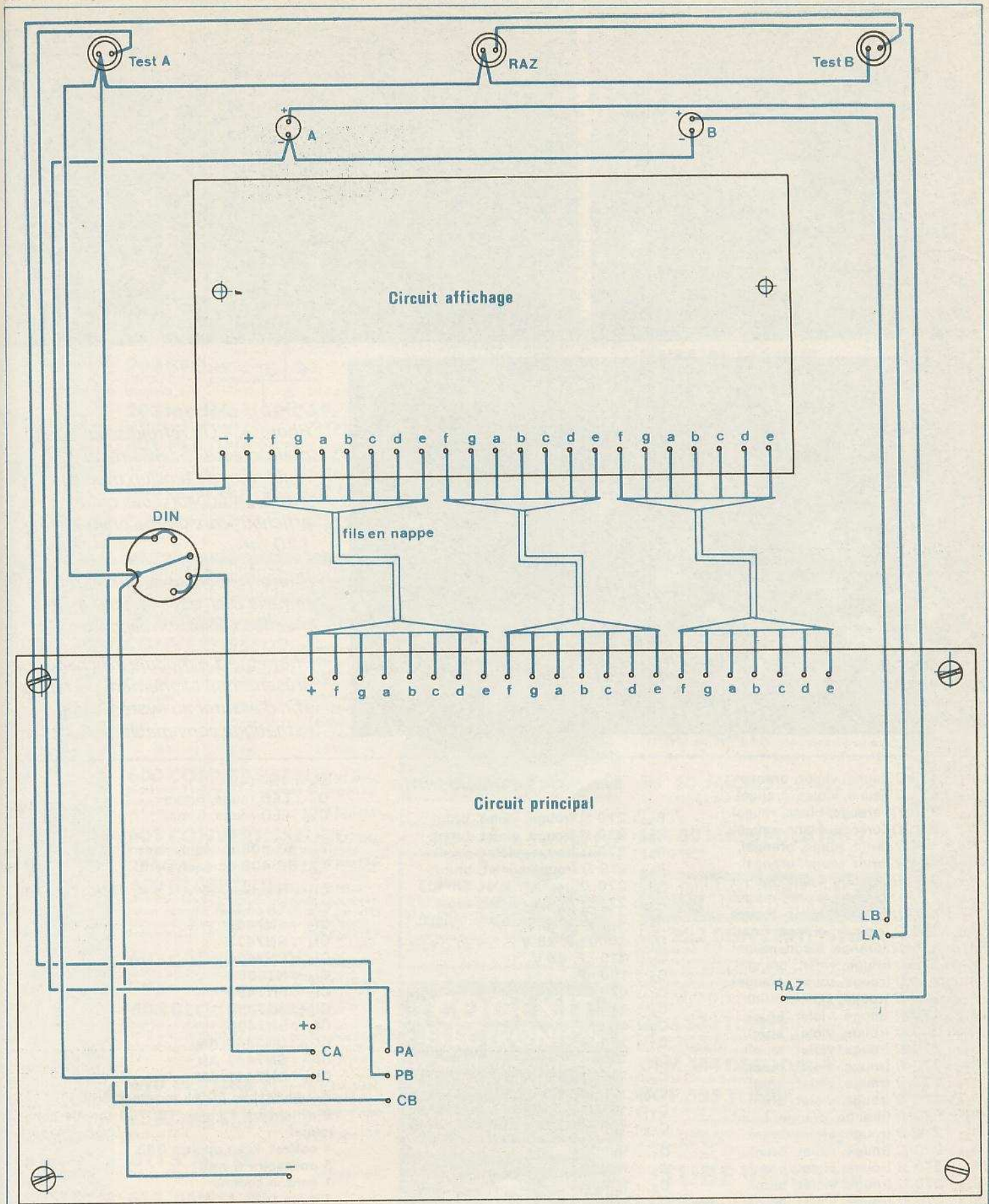
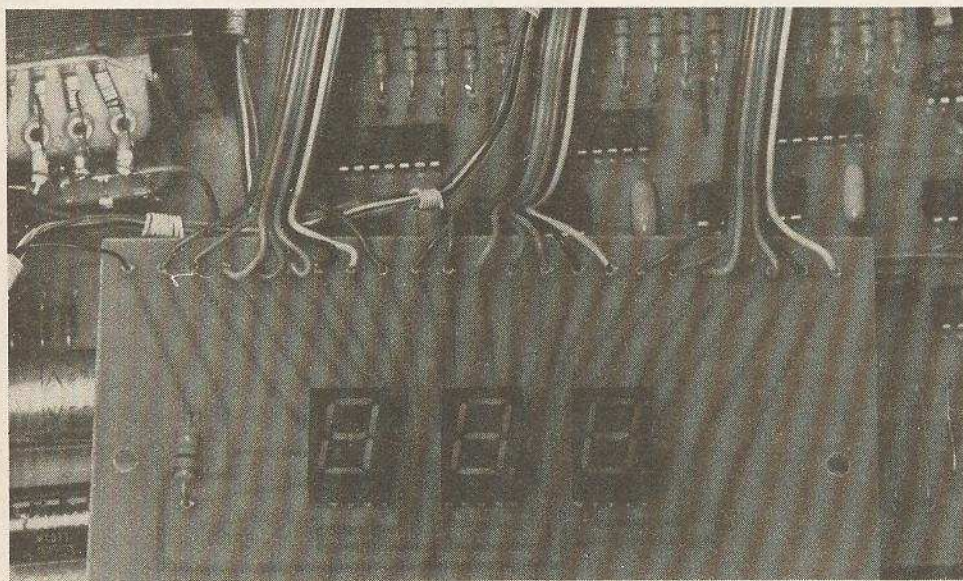
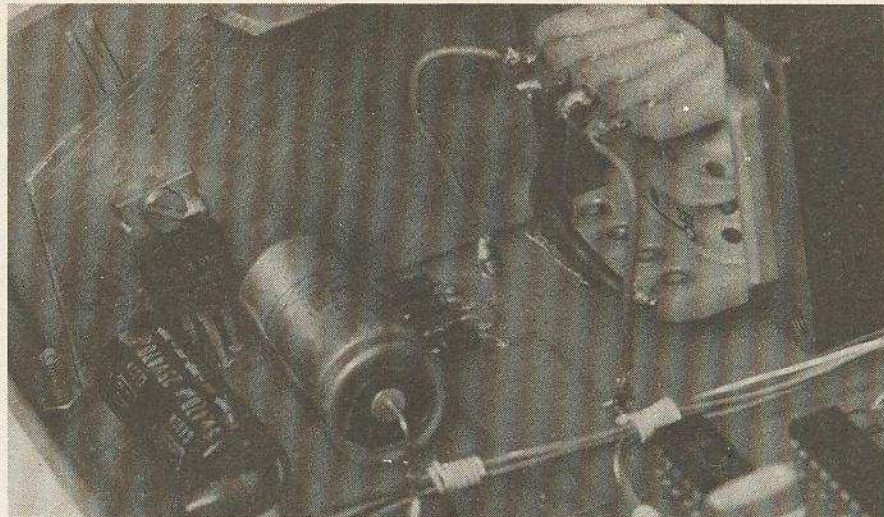
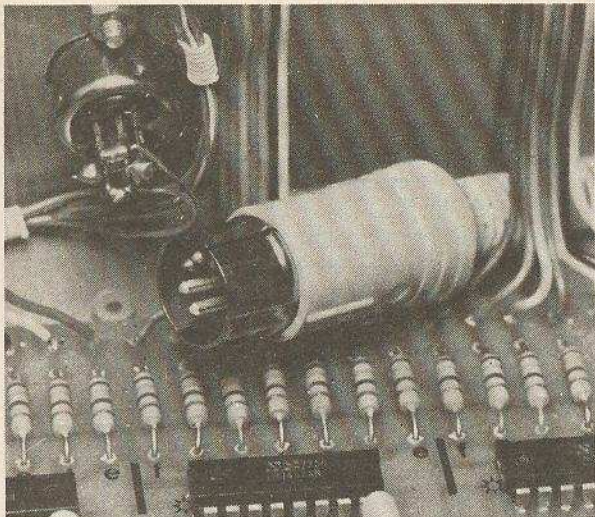


Fig. 9. - Schéma général d'interconnexions. Etant donné leur nombre, on aura tout intérêt à utiliser du fil en nappe de couleur.



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

Photo 3. – Un refroidisseur « fait main » reste nécessaire au régulateur de tension tripôle le 7805 ; n'oublions pas qu'un afficheur consomme en moyenne 120 mA...

Photo 4. – Gros plan sur l'embase femelle DIN, avec la fiche mâle 5 broches qui lui correspond.

Photo 5. – Le module affichage doit présenter un alignement parfait ceci afin d'assurer au système une esthétique convenable.

- R₁ : 47 k Ω (jaune, violet, orange).
- R₂ : 47 k Ω (jaune, violet, orange).
- R₃ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge).
- R₄ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge).
- R₅ : 12 k Ω (brun, rouge, orange).
- R₆ : 12 k Ω (brun, rouge, orange).
- R₇ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge).
- R₈ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge).
- R₉ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge).
- R₁₀ : 330 Ω (orange, orange, brun).
- R₁₁ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge).
- R₁₂ : 27 k Ω (rouge, violet, orange).
- R₁₃ : 22 k Ω (rouge, rouge, orange).
- R₁₄ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₁₅ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₁₆ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₁₇ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₁₈ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₁₉ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₂₀ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₂₁ : 330 Ω (orange, orange, brun).
- R₂₂ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₂₃ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₂₄ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₂₅ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₂₆ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₂₇ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₂₈ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₂₉ : 270 Ω (rouge, violet, brun).

Liste des composants

- R₃₀ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₃₁ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₃₂ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₃₃ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₃₄ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₃₅ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₃₆ : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge).
- C₁ : 1000 μ F, 25 V
- C₂ : 470 μ F, 25 V
- C₃ : 100 nF
- C₄ : 47 nF
- C₅ : 47 nF
- C₆ : 47 nF
- C₇ : 10 nF
- C₈ : 10 nF
- C₉ : 100 μ F, 6,3 V
- C₁₀ : 100 μ F, 6,3 V
- C₁₁ : 10 nF
- C₁₂ : 100 nF
- D₁ : 1N4004
- D₂ : 1N4004
- D₃ : 1N4004
- D₄ : 1N4004
- D₅ : 1N4148
- D₆ : 1N4148
- D₇ : 1N4148

- D₈ : 1N4148
- D₉ : LED rouge, 5 mm
- D₁₀ : LED rouge, 5 mm

- T₁ : BC 408 ou équivalent
- T₂ : BC 408 ou équivalent.

- Cl₁ : régulateur 5 V, 1,5 A, 7805 (TO 220)
- Cl₂ : SN74123
- Cl₃ : SN7400
- Cl₄ : SN7473
- Cl₅ : SN7400
- Cl₆ : NE555
- Cl₇ : SN7490
- Cl₈ : SN7490
- Cl₉ : SN7490
- Cl₁₀ : SN7447 AN
- Cl₁₁ : SN7447 AN
- Cl₁₂ : SN7447 AN

- P₁ : ajustable, 100 k montage à plat
- 3 afficheurs 13 mm, TIL 701 (anode commune)
- 1 coffret Teko pupitre 363
- 3 poussoirs travail
- 1 cordon secteur
- 1 prise DIN
- 2 LDR 03
- 1 transfo 9 V, 0,6 A
- Picôts, visserie, câblage, etc.

VOITURE TELEGUIDEE par l'éclairage ambiant

(suite de la page 97)

I - Le principe du fonctionnement

Il est digital et son synoptique se trouve représenté, avec le rappel du codage utilisé, en figure 1.

Après réception des signaux optiques, ces derniers sont amplifiés, mis en forme et décodés. Rappelons que les caractéristiques du codage consistent à fournir, sous forme d'éclairage ambiant, des « pointes » successives, avec un intervalle dont la durée correspond à une alternance (10 ms). Par commodité, nous désignerons l'alternance volontairement « oubliée » par l'émetteur, par le vocable de « creux ».

Détection de l'ordre « marche avant ou arrière »

Peu importe le nombre de pointes (pourvu qu'il soit inférieur à environ 10) disponibles entre deux creux consécutifs :

la voiture avancera ou reculera dès la présence de ces creux. Un dispositif que nous décrirons ultérieurement se chargera donc de la détection et de l'intégration de ces creux.

Le fait de provoquer l'arrêt du codage, donc de créer des pointes successives pendant une durée dépassant le dixième de seconde, fait basculer le système en provoquant également l'inversion du sens de marche, dès la réapparition du codage.

Détection des ordres « virage à gauche ou à droite »

Par contre, en ce qui concerne l'ordre de virage, le nombre de pointes disponibles entre deux creux est important et se trouve en conséquence décompté, ce qui permet dans le cas précis de la réalisation en question l'obtention de deux canaux distincts, quel que soit le sens de marche de la voiture.

Les résultats de ces différents décodages se trouvent, bien entendu, intégrés et amplifiés afin d'obtenir la fermeture ou l'ouverture de quatre relais alimentant à leur tour les mécanismes de traction ou de direction correspondants.

II - Fonctionnement électronique

a) Alimentation

Etant donné l'installation du récepteur sur un mobile, cette alimentation est naturellement réalisée sous forme de piles.

La partie réception, amplification, décodage et commande des relais est alimentée par deux piles de 4,5 V branchées en série de façon à obtenir 9 V.

La partie moteurs de traction et de direction se trouve branchée sur deux piles séparées de 4,5 V chacune, pour deux raisons : la première, est que les moteurs usuels du type « jouet » fonctionnent pour la plupart sous cette tension ; la seconde raison est la régularité de la circulation de la voiture. En effet, si les deux moteurs étaient alimentés par une même source de courant, la vitesse du véhicule se trouverait affectée par la commande de la direction à cause de la chute de tension supplémentaire occasionnée par la mise en route d'un second moteur.

Compte tenu des diverses consommations enregistrées, les deux piles de 4,5 V

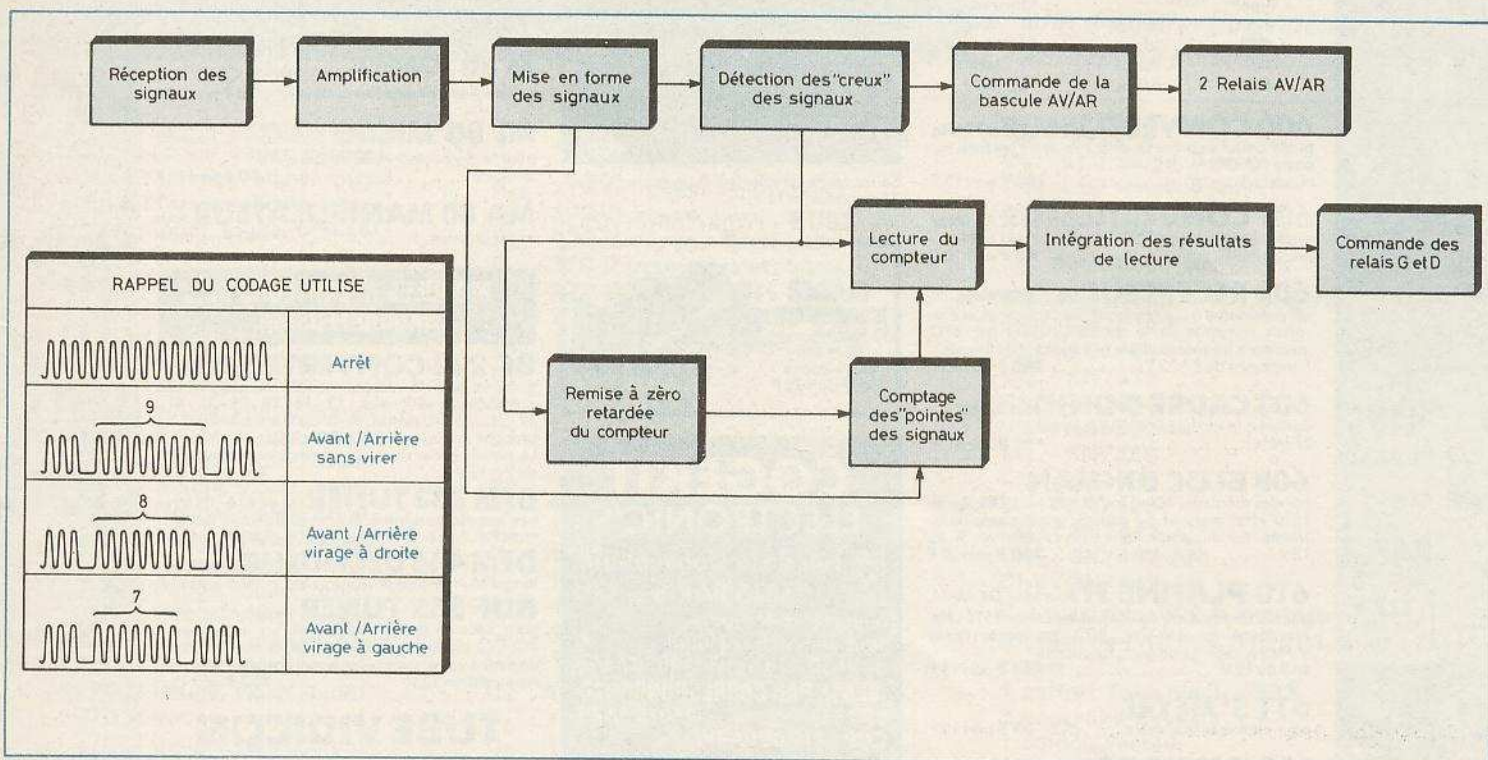


Fig. 1. - Synoptique du récepteur : fonctionnement en digital ; quatre relais terminaux assurent l'alimentation, dans un sens ou dans l'autre, de deux moteurs de traction.

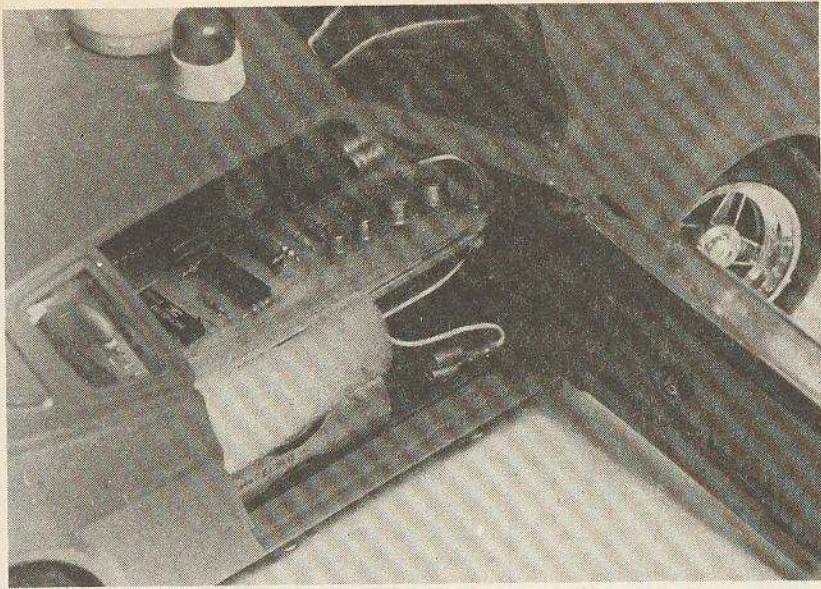
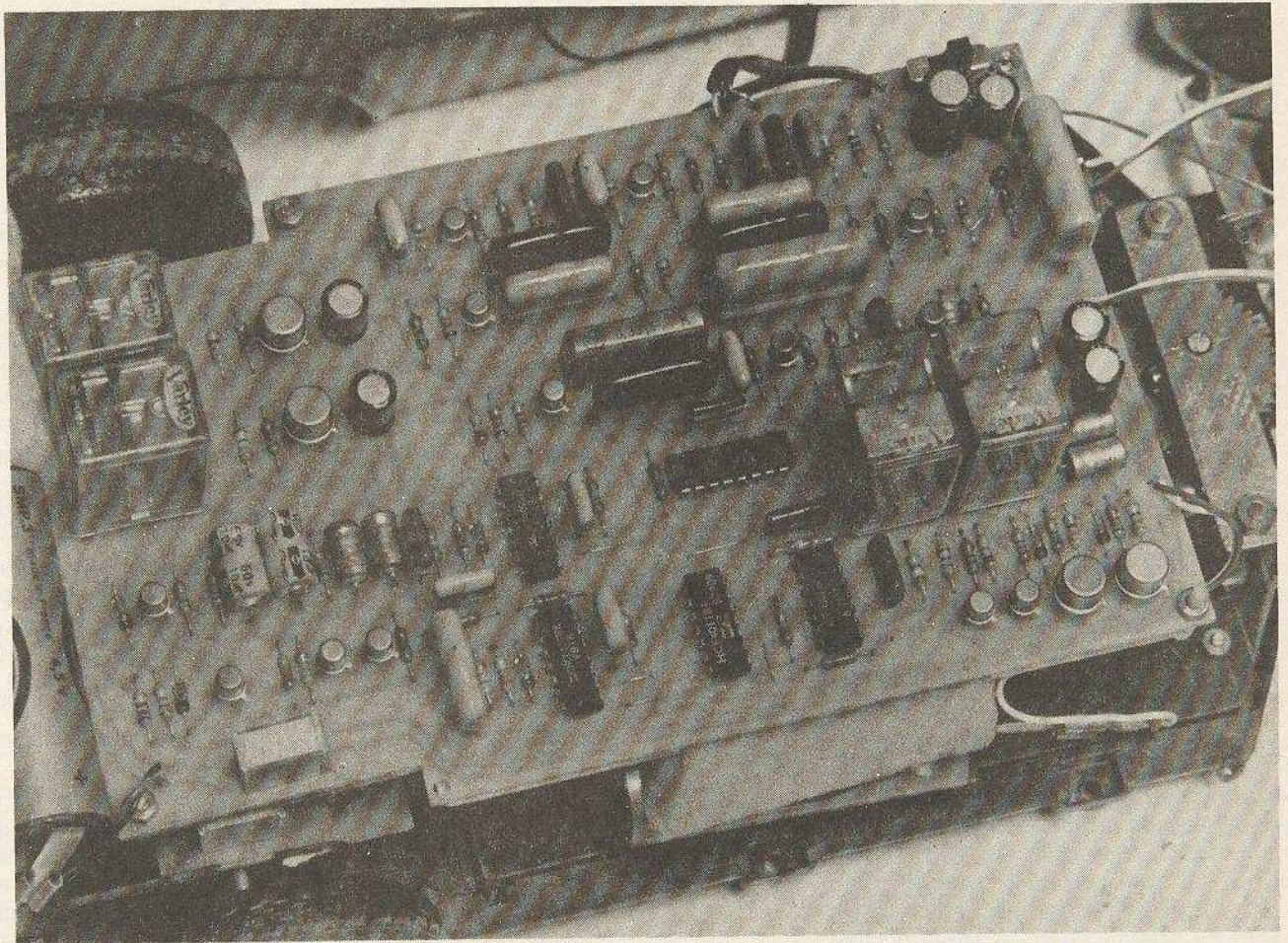


Photo 1. – Les circuits imprimés et les piles viendront se loger sans trop de difficultés dans l'habitacle si l'on a pris soin de choisir un véhicule aux dimensions adéquates.

Photo 2. – Toujours très soignée, l'implantation des composants assure une maintenance aisée.



branchées en série peuvent être du format « petit boîtier ». Par contre, les piles fournissant les courants de traction et de direction seront du type « boîtier standard ».

b) Réception des signaux (fig. 2)

Afin d'obtenir une bonne sensibilité de réception quelle que soit l'orientation de la voiture par rapport à la source lumineuse, cinq phototransistors du type

TIL 78 ont été montés, suivant plusieurs directions, sur la toiture du véhicule. Ainsi, avec une lampe émettrice de 100 à 150 W, la portée obtenue est de l'ordre de huit mètres ce qui correspond à la possibilité de faire évoluer la voiture dans une pièce carrée qui aurait douze mètres de côté, ce qui est amplement suffisant.

Par ailleurs, il est à remarquer que la télécommande est tout à fait possible en plein jour vu que le récepteur ne prend en

compte que les variations d'énergie lumineuse, en éliminant la composante continue donnée par l'éclairage naturel.

Il est évident qu'il est indispensable d'éviter la mise en route d'un autre éclairage électrique dans les environs immédiats du lieu d'évolution de la voiture.

Les capacités C_2 et C_3 ont pour rôle de filtrer les signaux recueillis par les phototransistors par l'élimination des diverses fréquences parasites.

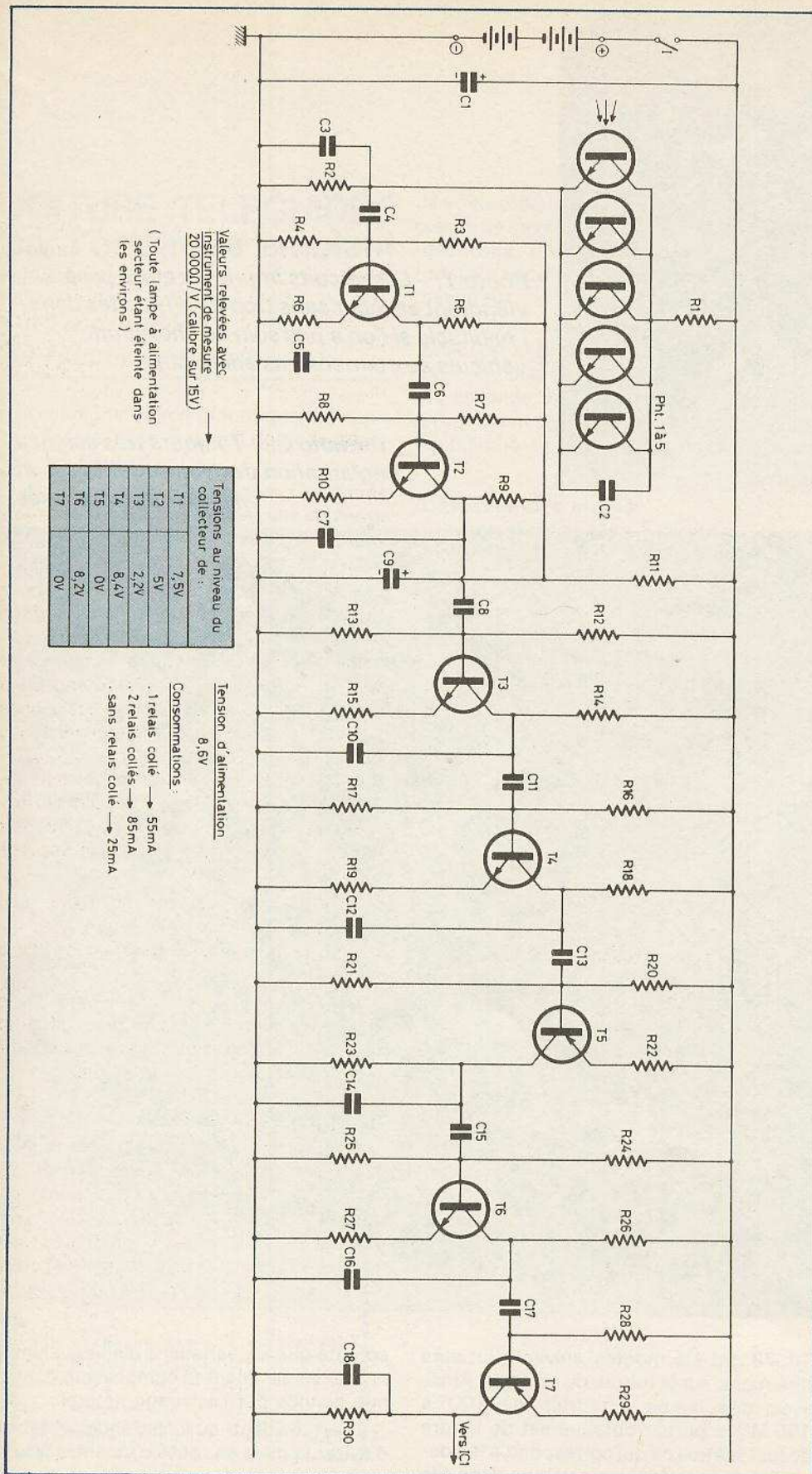


Fig. 2. - Schéma de principe du récepteur de signaux. 5 phototransistors disposés sur le toit du véhicule prennent en compte les variations d'énergie lumineuse. Les signaux obtenus sont amplifiés et mis en forme.

c) Amplification

Les transistors NPN T_1 et T_2 , montés en émetteur commun assurent la préamplification des signaux. Ces deux étages sont du reste découplés du reste de l'amplificateur par la cellule constituée par R_{11} et C_9 , afin d'éviter toute possibilité d'accrochage ou d'oscillation. Les autres étages formés par les transistors T_3 à T_7 sont chargés de l'amplification définitive des signaux de manière à obtenir au niveau du collecteur de T_7 des courbes ayant l'allure de celles représentées en figure 6.

On peut noter la présence des nombreuses capacités formant filtre étant donné la présence continue de fréquences parasites délivrées au niveau des balais des deux moteurs se trouvant à proximité immédiate de ces étages d'amplification.

Par ailleurs, il est à remarquer également la forme particulière des signaux recueillis au niveau des phototransistors. En effet, ainsi que le montre la figure 6, il se produit, au moment d'un « trou », un refroidissement du filament de l'ampoule dont les effets se trouvent seulement compensés après la troisième ou quatrième alternance suivante. Il est donc nécessaire d'assurer les liaisons entre les premiers étages de l'amplificateur au moyen de condensateurs de faible valeur dans le but d'éviter d'introduire dans le système des signaux dont la fréquence est plus faible que la fréquence de référence, à savoir 100 Hz. Ce faisant, le gain au niveau d'un étage se trouve bien entendu amoindri, ce qui explique la nécessité de la mise en œuvre de plusieurs étages.

En définitive, moyennant ces précautions, on obtient à la sortie, des signaux réguliers, débarrassés de toute fréquence parasite ne dépendant ni de l'orientation du véhicule, ni de la distance du récepteur par rapport à l'émetteur, avec des creux nettement définis.

d) Décodage « marches avant et arrière » (fig. 3)

Les signaux fournis par le collecteur de T_7 sont acheminés sur l'entrée 1 de la porte NOR I de IC_1 . Les portes I et II de ce circuit intégré sont montées en bascule astable dont le fonctionnement est explicité dans la partie « émetteur » où nous avons déjà recours à ce type de bascule.

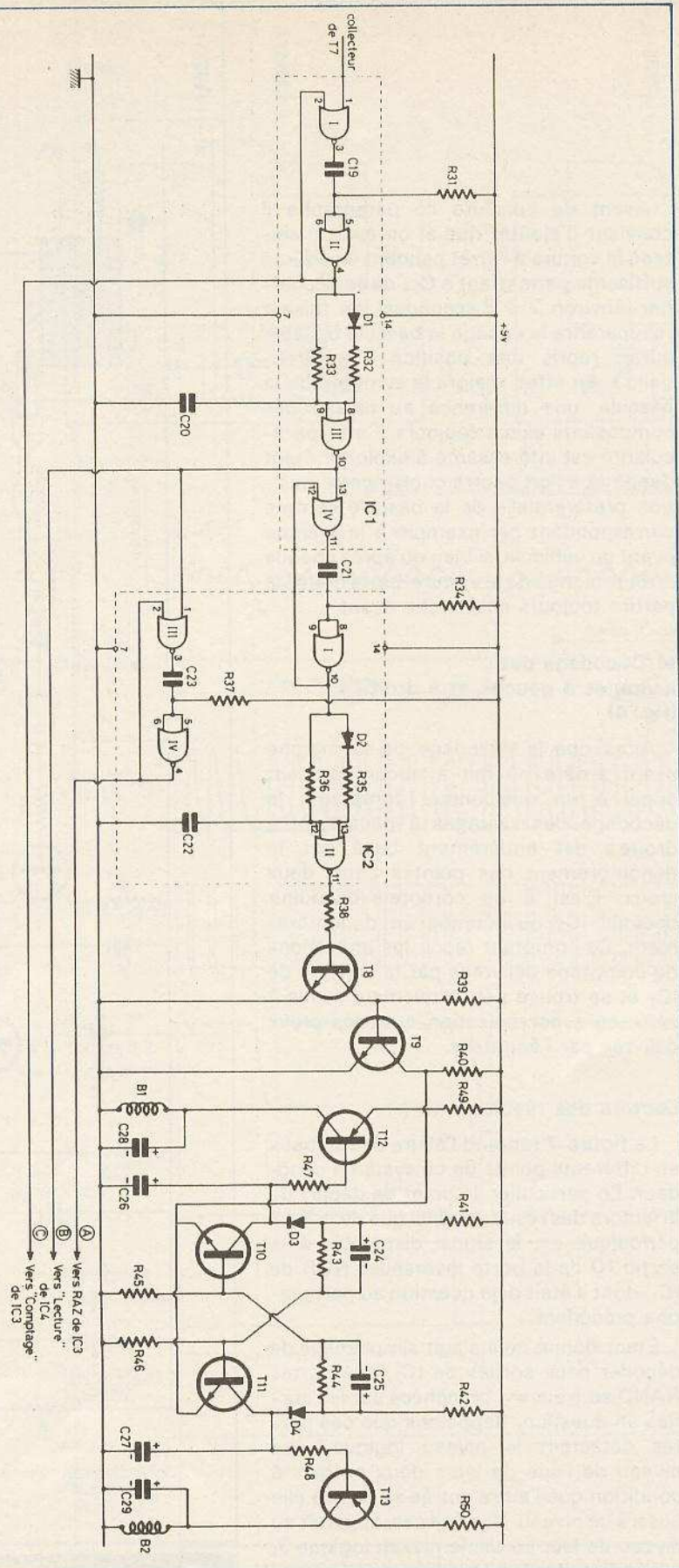


Fig. 3. - Le décodage « marches avant et arrière » s'effectue grâce à des portes NOR issues d'un CD4001 qui détectent les « creux » et les intègrent.

Les valeurs de R_{31} et de C_{19} ont été déterminées de façon à obtenir à la sortie de cette bascule des créneaux de la forme de ceux représentés en **figure 6**, avec l'apparition nettement démarquée des « creux ». Cette bascule effectue donc une véritable mise en forme des signaux et constitue de ce fait, le point de départ de toute la partie digitale et décodeuse du système.

Détection des creux

Pour assurer la marche avant ou arrière de la voiture, il suffit de décoder la présence des « creux » de codage : c'est le rôle de la porte NOR III de IC_1 , montée en inverseur. Chaque pointe charge la capacité C_{20} , de façon assez rapide par la diode D_1 et la résistance R_{32} . Par contre, au moment du passage au niveau 0 survenant après une pointe, la décharge de C_{20} se réalise mais très lentement. Étant donné le passage au niveau 1 occasionné par la pointe suivante, cette capacité n'a pas eu le temps de se décharger suffisamment pour faire basculer la porte III. En effet, la décharge de C_{20} ne peut s'effectuer que par une résistance de valeur plus importante R_{33} étant donné le blocage effectué par la diode D_1 .

Enfin, au moment où se produit un creux, C_{20} se décharge entièrement ce qui a pour conséquence le basculement de la porte inverseuse.

En définitive, et comme le montre la **figure 6**, la sortie 10 de la porte III fournit des créneaux positifs matérialisant les creux de façon nette et définie.

Intégration de ces creux

C'est le rôle d'une autre bascule astable formée par la porte IV de IC_1 et la porte I de IC_2 . Les créneaux de faible durée alimentant l'entrée de cette bascule y sont transformés en créneaux de niveau logique 1 de durée plus importante (de l'ordre de 60 ms). La porte NOR II de IC_2 également montée en porte inverseuse fonctionne suivant un principe tout à fait similaire à la porte III de IC_1 et assure, de ce fait l'intégration des creux. En définitive, à la sortie de cette porte, on obtient en permanence le niveau logique 0 si le signal émis par la lampe à incandescence se trouve codé, et le niveau logique 1 lorsque ce codage disparaît, quand on appuie sur le bouton-poussoir de l'émetteur pendant une durée supérieure à 100 ms. Ce changement de niveau logique est amplifié par les transistors T_8 et

T₉. Le collecteur de ce dernier est directement relié à une bascule bistable commandant le changement de sens de marche.

Fonctionnement de la bascule bistable

Elle est constituée essentiellement par les transistors T₁₀ et T₁₁. Un seul de ces deux transistors se trouve saturé, l'autre étant bloqué. Supposons la présence du codage au niveau de l'émetteur ; la base de T₈ accuse un niveau logique 0, donc ne conduit pas ce qui a pour conséquence la conduction de T₉, et par répercussion la mise au potentiel négatif des émetteurs de T₁₀ et de T₁₁. Admettons que T₁₀ soit bloqué ; son potentiel collecteur se trouve voisin de 9 V ce qui a pour effet le blocage du transistor PNP T₁₂, donc la non-alimentation du relais B₁. Par contre, la base de T₁₁, alimentée par R₄₃, voit son potentiel positif ce qui ne peut que contribuer à sa saturation, avec un potentiel collecteur pratiquement nul ce qui accentue encore davantage le blocage de T₁₀. En conséquence, le transistor PNP T₁₃ conduit et la bobine du relais B₂ se trouve alimentée : la voiture évolue dans un sens donné.

Supprimons le codage au niveau de l'émetteur. Le niveau logique 1 apparaîtra à la base de T₈ et par là même, un potentiel voisin de 9 V sera disponible au niveau du collecteur de T₉ (blocage de ce dernier). Les émetteurs de T₁₀ et T₁₁ n'écoulent plus de courant vers le pôle négatif du circuit, les deux transistors se trouvent également bloqués. Aucun des deux relais n'est alimenté : la voiture s'arrête. En relâchant le bouton-poussoir de l'émetteur, le codage réapparaît avec comme conséquence l'apparition d'un potentiel voisin de 0 au niveau des émetteurs de T₁₀ et de T₁₁. T₁₀, ayant été bloqué précédemment, et T₁₁ ayant été saturé, la capacité C₂₄ est encore chargée alors que C₂₅ se trouve déchargée. En d'autres termes, un courant préférentiel va s'établir par C₂₅, déchargée, vers la base de T₁₀ ce qui va provoquer la saturation de ce dernier. Par un raisonnement tout à fait analogue à celui utilisé plus haut, on montrerait le blocage de T₁₁. La bascule bistable a ainsi « basculé » vers une nouvelle position stable. Le transistor PNP T₁₂ conduit et assure l'alimentation du relais B₁. La voiture a ainsi changé de sens de marche.

Avant de conclure ce paragraphe il convient d'ajouter que si on avait maintenu la voiture à l'arrêt pendant une durée suffisante permettant à C₂₄ de se décharger (environ 2 à 3 secondes), en faisant réapparaître le codage la bascule bistable aurait repris une position « préférentielle ». En effet, malgré la symétrie de la bascule, une différence au niveau des composants existe toujours. Cette particularité est intéressante à exploiter étant donné que l'on pourra choisir cette position préférentielle de la bascule comme correspondant par exemple à la marche avant du véhicule, si bien qu'après chaque arrêt prolongé de la voiture, cette dernière partira toujours en marche avant.

e) Décodage des « virages à gauche et à droite » (fig. 4)

Alors que le décodage de la marche avant/arrière ne fait à aucun moment appel à un quelconque comptage, le décodage des « virages à gauche et à droite » est entièrement basé sur le dénombrement des pointes entre deux creux. C'est à un compteur-décodeur décimal IC₃ qu'incombe ce dénombrement. Ce compteur reçoit les impulsions de comptage délivrées par la sortie 4 de IC₁ et se trouve périodiquement remis à zéro, en synchronisation avec les creux délivrés par l'émetteur.

Lecture des résultats

La figure 7 reprend l'allure des signaux en différents points de ce système décodeur. En particulier, le point de départ de la lecture des résultats ainsi que de la RAZ périodique est le signal disponible à la sortie 10 de la porte inverseuse NOR de IC₁, dont il était déjà question au paragraphe précédent.

Étant donné qu'il s'agit simplement de décoder deux sorties de IC₃, des portes NAND se trouvent branchées sur les sorties en question. Rappelons que ces portes détectent le niveau logique 1 au niveau de l'une de leurs deux entrées à condition que l'autre entrée se trouve elle aussi à ce niveau. Dans ce cas, apparaît au niveau de leur sortie, le niveau logique 0, qui se trouve à son tour inversé en niveau logique 1 à la sortie d'une deuxième porte inverseuse NAND.

Cette lecture ne dure donc que pendant le temps où les entrées 2 et 9 se trouvent

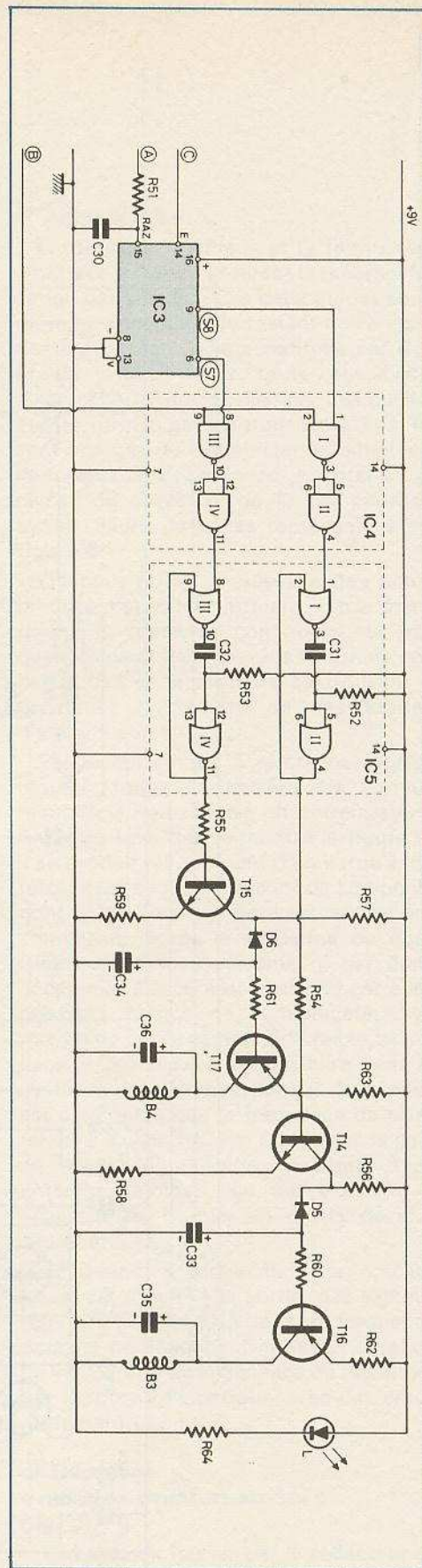


Fig. 4. - Le décodage « virages à gauche et à droite » se base sur le comptage des pointes apparaissant entre deux creux.

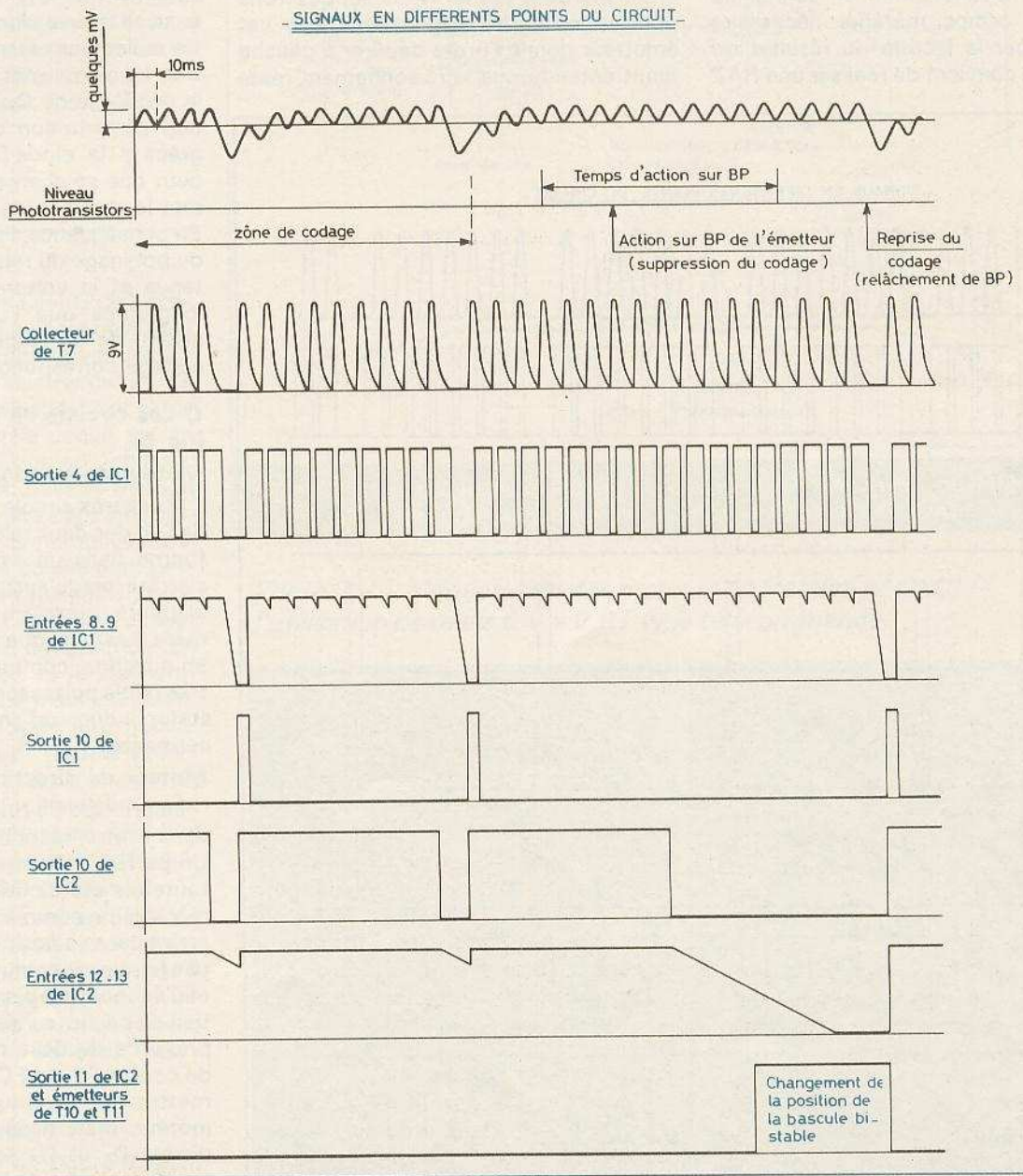
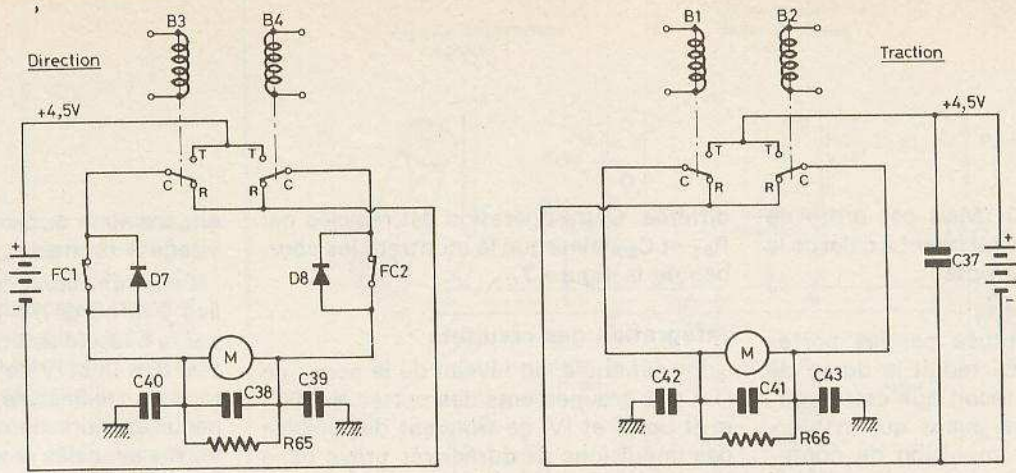


Fig. 5 et 6. – Les circuits de puissance conçus pour actionner des moteurs très faible consommation dans lesquels le stator est un aimant permanent. L'allure des signaux aux différents points « clé » du circuit facilite la compréhension du fonctionnement.

au niveau logique 1. Mais cet ordre de lecture correspond également à celui de la remise à zéro du compteur.

Remise à zéro de IC₃

La bascule constituée par les portes NOR III et IV de IC₂ réduit la durée de l'ordre de RAZ, de façon que cette opération soit terminée avant que n'intervienne la première impulsion de comptage suivant. Mais cette précaution est insuffisante. En effet, afin de donner au système le temps matériel nécessaire pour effectuer la lecture du résultat du comptage, il convient de réaliser une RAZ

différée. Cette opération est réalisée par R₅₁ et C₃₀, ainsi que le montrent les courbes de la figure 7.

Intégration des résultats

En définitive, au niveau de la sortie de l'un des groupements des portes NAND I et II ou III et IV, se trouvent disponibles des impulsions de durée très brève dans le cas où l'émetteur donne l'ordre de virer à gauche ou à droite. Nous supposons pour la suite des explications que cet émetteur donne l'ordre de virer à gauche étant entendu que le raisonnement reste

entièrement applicable dans le cas du virage à droite.

Les impulsions de faible durée recueillies à la sortie 11 de IC₄ sont allongées par la bascule astable formée par les portes NOR III et IV de IC₅, si bien qu'à la sortie de cette bascule apparaissent des créneaux positifs de durée environ égale à 60 ms avec des creux de valeur bien plus faible (environ 10 ms). Ces créneaux sont amplifiés par T₁₅ qui, au moment où la base se trouve alimentée, voit son potentiel collecteur passer à un niveau voisin de 0 V, ce qui permet la saturation de T₁₇ et la décharge de C₃₄. Lors des instants de non alimentation de la base de T₁₅, et grâce à la diode D₆, la capacité C₃₄ ne peut que se charger par R₆₁, ce qui permet le maintien de la conduction de T₁₇. En conséquence, l'alimentation au niveau du bobinage du relais B₄, se trouve maintenue et la voiture vire à gauche aussi longtemps que l'on fait apparaître au niveau de la lampe à incandescence, le codage correspondant.

f) Les circuits de puissance (fig. 5)

Moteur de traction

Il est très simple : suivant la fermeture de l'un des deux relais B₁ ou B₂, le moteur tourne dans un sens ou dans l'autre. Il s'arrête lorsqu'aucun des deux relais n'est alimenté. Il est à noter que ce raisonnement n'est vrai que parce que les moteurs en question, comme tous les moteurs de très faible puissance, fonctionnent avec le stator (inducteur) constitué par un aimant permanent.

Moteur de direction

Le principe de rotation dans un sens ou dans l'autre, reste bien entendu le même. Un perfectionnement supplémentaire y a toutefois été ajouté. En effet, lorsque le mécanisme commandant les roues avant, arrive dans sa position extrême, afin de ne pas faire patiner inutilement une courroie, et d'économiser ainsi l'énergie, l'alimentation de ce moteur se trouve coupée par la présence de deux micro-contacts de fin de course FC₁ et FC₂. Dans le but de permettre un éventuel redémarrage du moteur, mais dans le sens opposé, des diodes D₇ et D₈ sont montées sur ces contacts de fin de course.

Antiparasitage

Tous ces moteurs à collecteurs et à palais plus ou moins soignés ont le grand défaut de présenter au niveau des balais

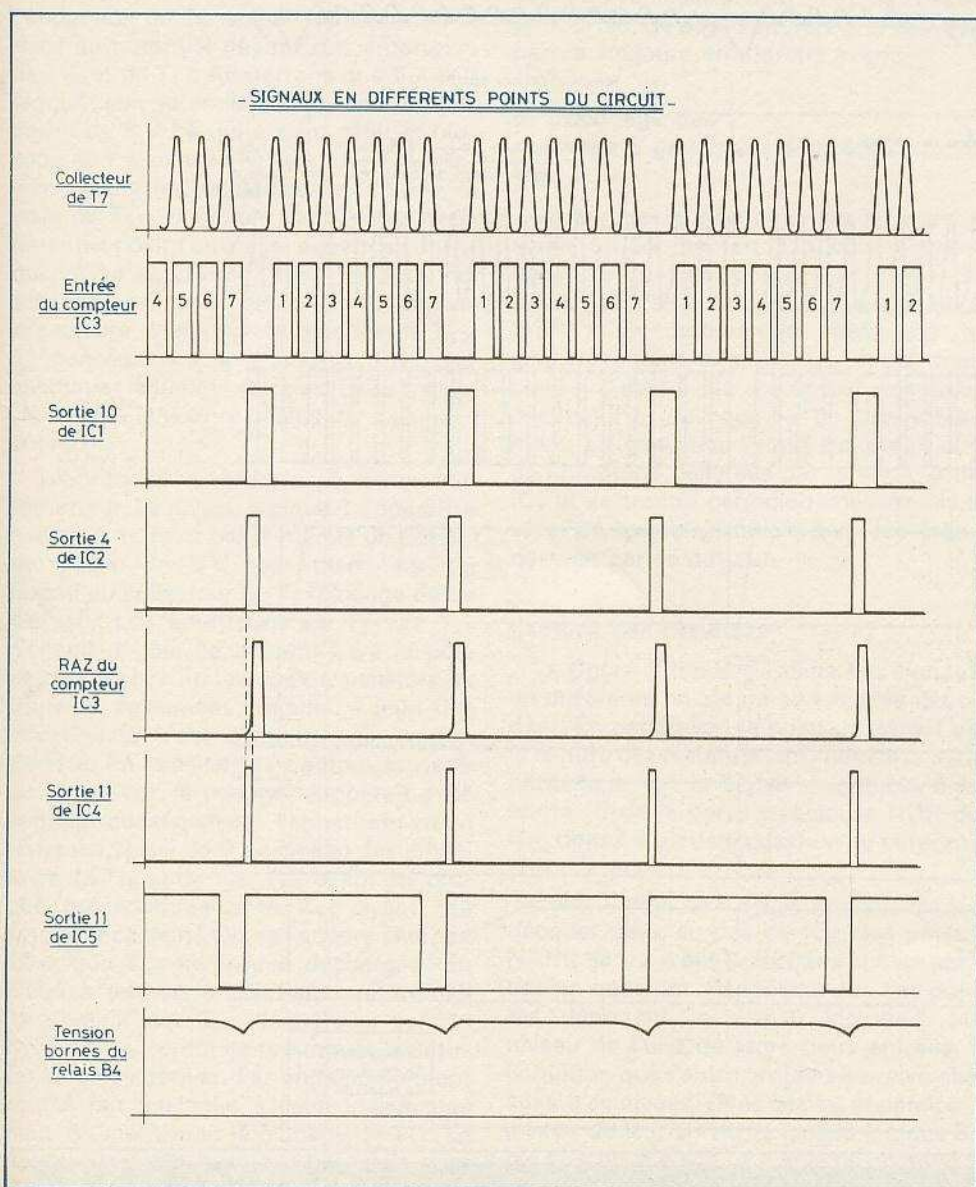


Fig. 7. - La lecture et l'intégration des résultats ainsi que la remise à zéro de IC₃ mises en évidence par ces courbes.

(qui sont souvent de simples lamelles en laiton), une véritable gerbe d'étincelles. Sans précautions spéciales, ces étincelles représentant en réalité des courants parasites de toutes sortes de plages de fréquence, risqueraient de perturber sérieusement l'ensemble du récepteur.

Les diverses capacités et résistances montées entre les bornes d'alimentation des moteurs et leur masse, font office d'antiparasitage. L'expérience montre que ce dernier est suffisamment efficace, d'autant plus que dans l'exemple de la réalisation en question, des moteurs de qualité très médiocres ont été utilisés.

III - Réalisation pratique

a) La voiture (fig. 8)

Sauf si l'on dispose de talents de bricoleur exceptionnels, il est évident qu'il n'est pas question de construire la voiture. Le véhicule présenté pour illustrer cet article est une voiture du type « sport » achetée dans un supermarché. Sa coque est en matière plastique ainsi que son châssis. Elle était équipée d'un moteur de traction entraînant les roues arrière par l'intermédiaire d'engrenages démultiplicateurs. Par contre, étant donné qu'elle était prévue pour fonctionner en téléguidage par câble, elle ne disposait que d'un mécanisme très rudimentaire de direction. En particulier, ni le moteur, ni le dispositif mécanique s'y rapportant n'étaient installés. Il a donc fallu faire appel aux modestes talents de bricolage de l'auteur et surtout à des engrenages récupérés... sur un vieux réveil-matin. Pour l'anecdote, on peut ajouter que la voiture en question était soldée moitié prix vu que le téléguidage par câble était hors d'usage...

Pour les amateurs effrayés par l'idée de monter eux-mêmes un système de direction électriques, on peut signaler qu'il existe sur le marché des jouets, des voitures téléguidées par fils électriques avec un dispositif de direction à moteur incorporé.

b) Les circuits imprimés

Ils sont représentés en figure 9. Bien entendu, ils sont adaptés au point de vue dimensions à la voiture. Néanmoins, ils se logeront sans difficulté dans la plupart des véhicules disponibles au rayon des jouets des magasins.

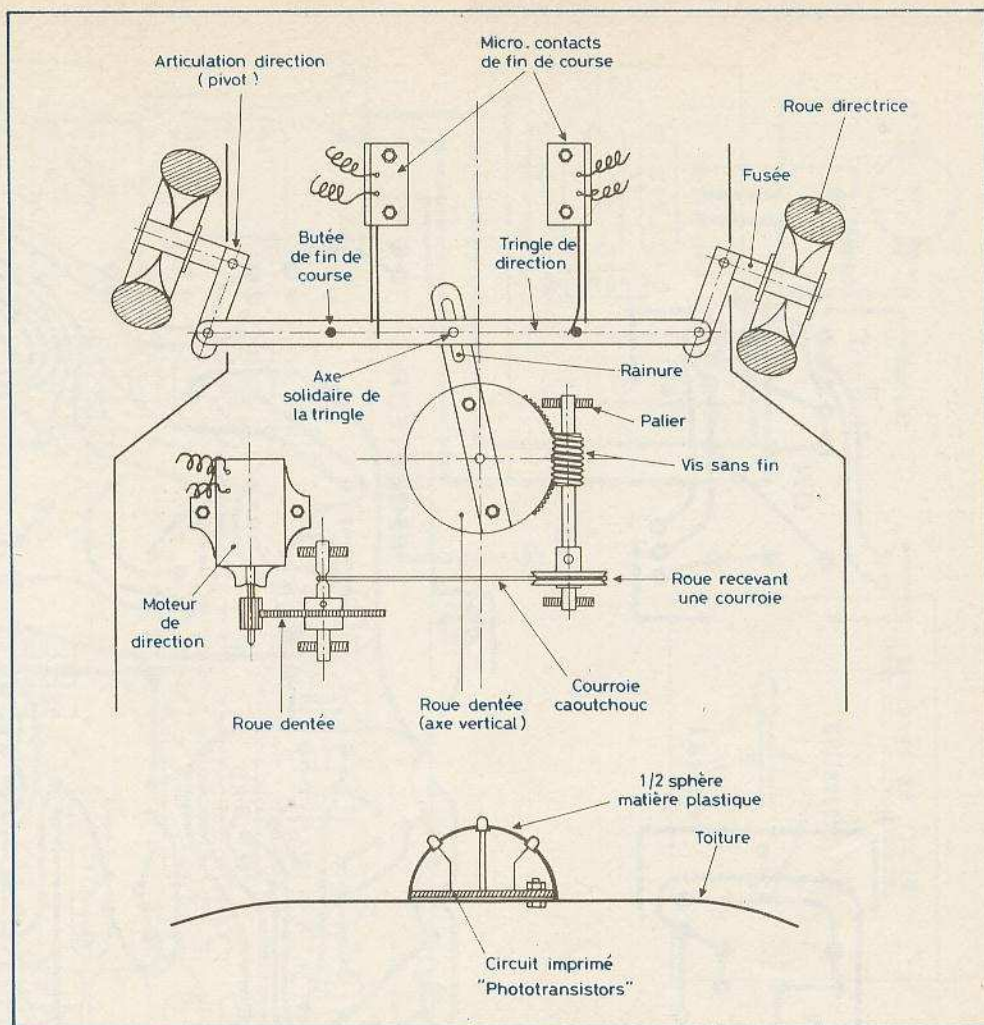
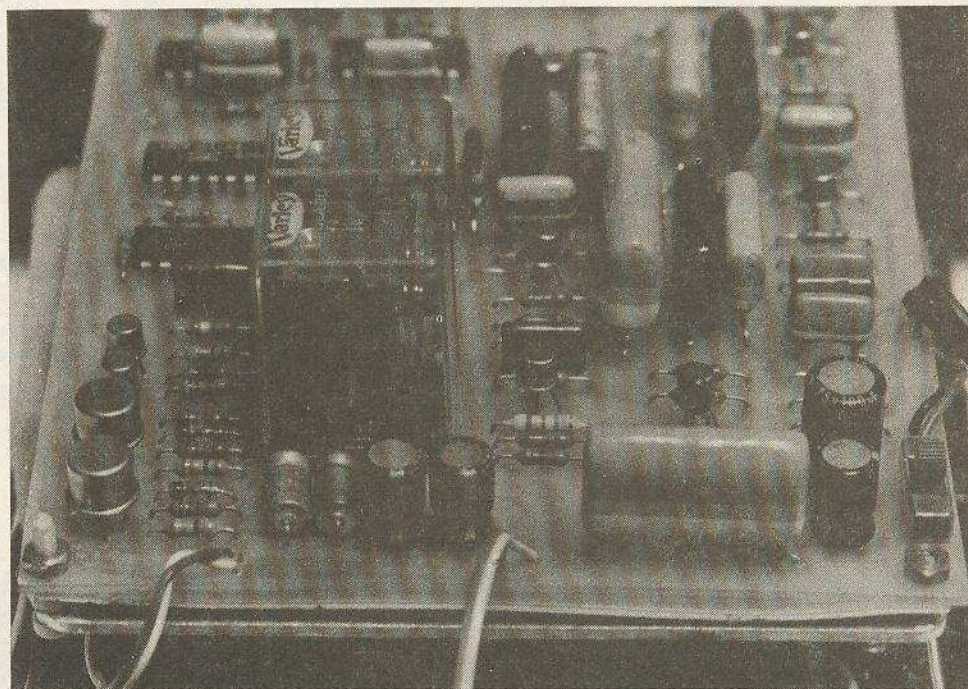


Fig. 8. - La partie la plus délicate : la modification mécanique du véhicule, des engrenages de réveil conviendront parfaitement.

Photo 3. - L'alimentation des moteurs de traction nécessite l'utilisation de relais 6 V - 2 RT type télécommande.



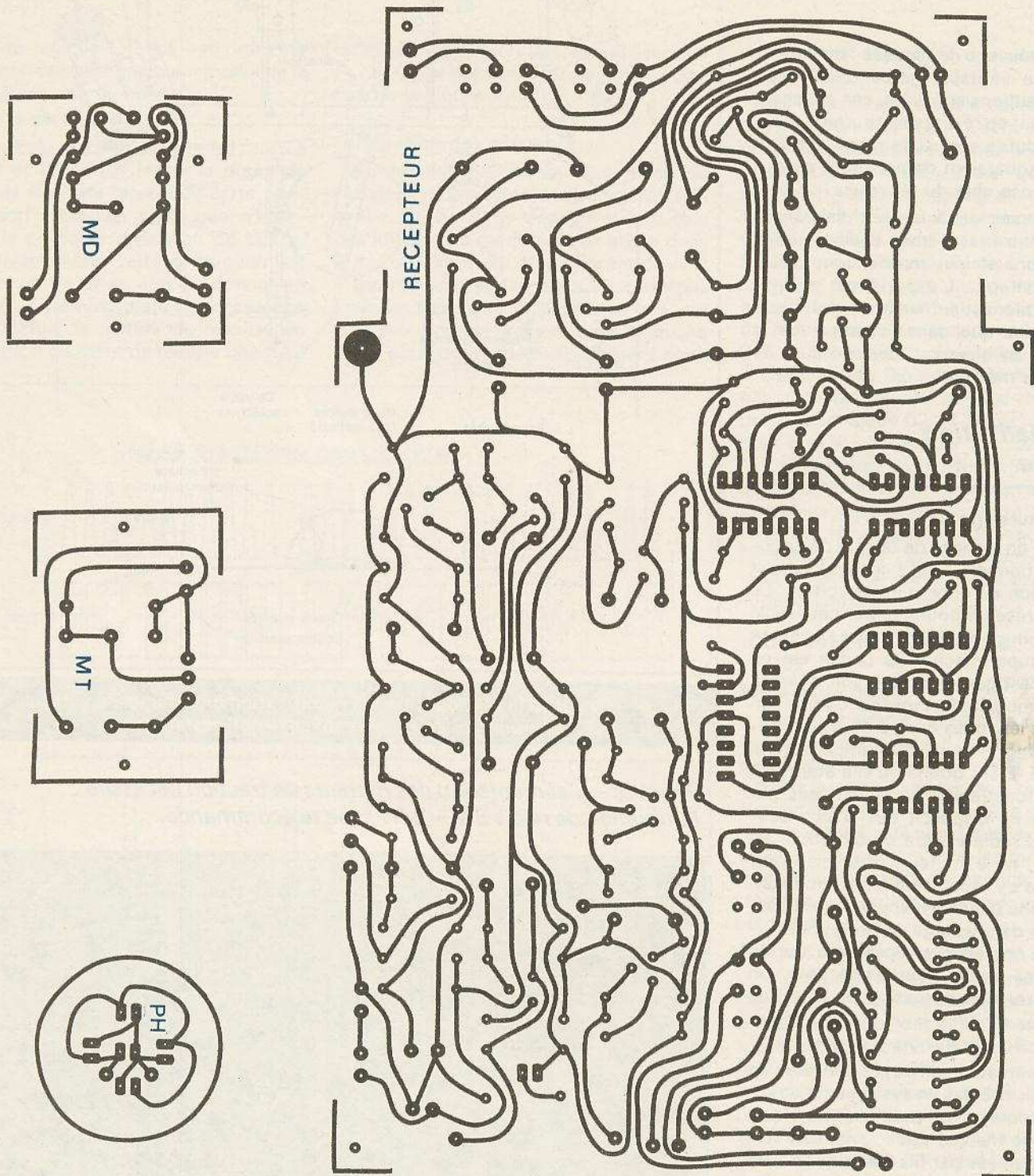
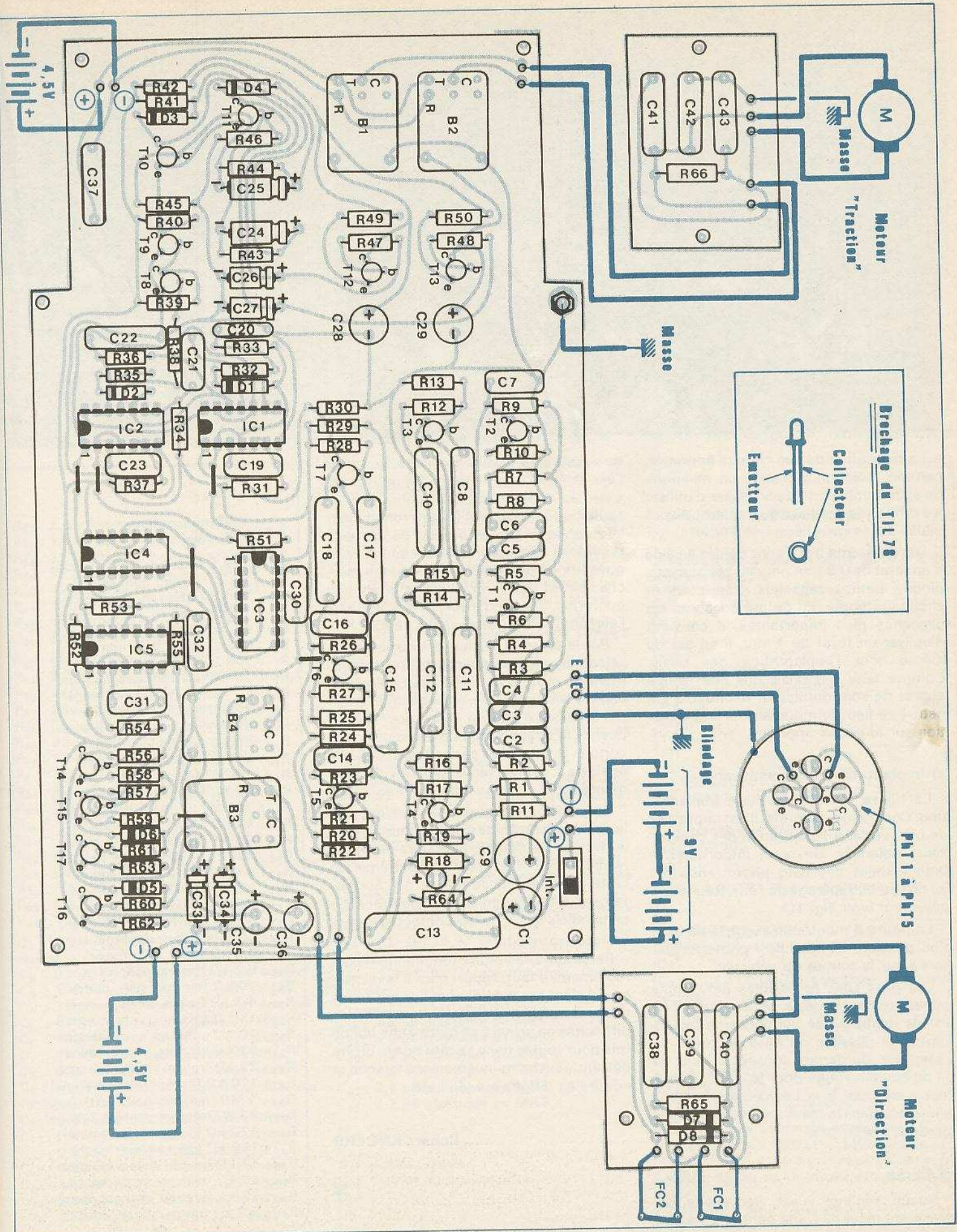


Fig. 9. et 10. - Tracés et implantation des circuits imprimés représentés à l'échelle 1. Comme d'usage, avant d'entamer la réalisation, on collectera tous les éléments nécessaires et on s'assurera de leur brochage et de leurs dimensions.



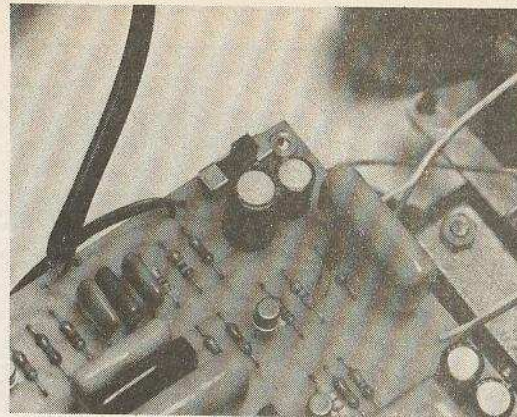
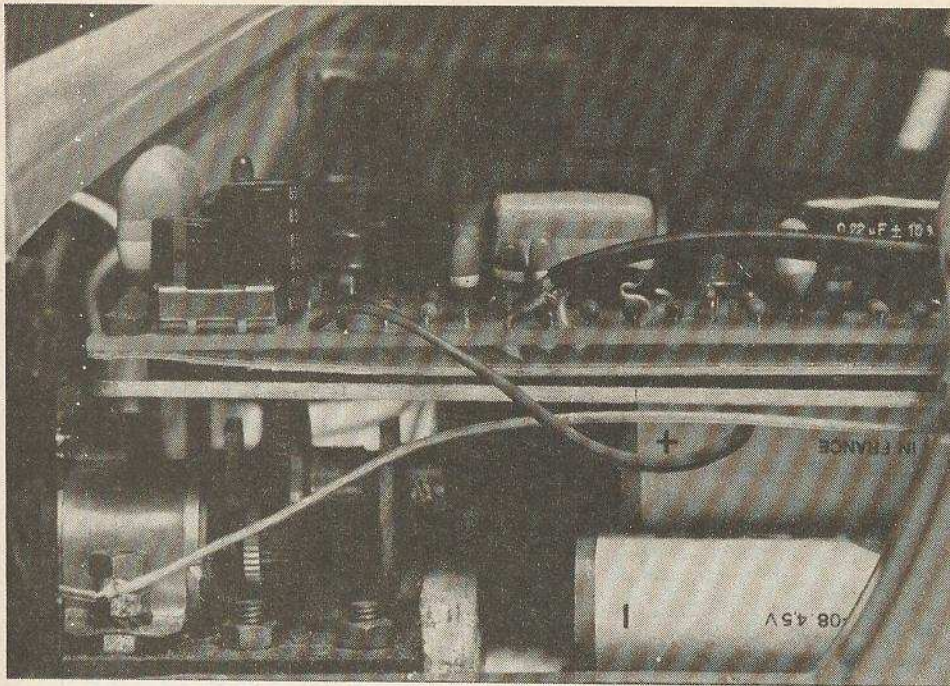


Photo 4. – Le montage mécanique nécessitera beaucoup de minutie puisque l'on utilisera des engrenages de réveil.

Photo 5. – L'interrupteur marche-arrêt se fixe directement sur la platine. L'accès se fera par une des portières du véhicule.

La réalisation de ces circuits imprimés, comme toujours, demande un minimum de soin. Il convient en particulier d'utiliser les différents produits de transfert disponibles sur le marché.

Les différents trous sont percés à l'aide d'un foret de 0,8 mm pour les résistances, diodes, petites capacités, transistors et circuits intégrés. En ce qui concerne les capacités plus importantes, il convient d'utiliser un foret de 1 mm. Il en est de même pour l'implantation des relais. Compte tenu des relais que l'on trouve auprès de son fournisseur habituel, il y a peut-être lieu de modifier leur implantation sur le circuit imprimé.

c) Implantation des composants

La figure 10 reprend cette implantation. Comme de coutume, il est important de bien veiller à l'orientation des composants polarisés. Un point important : le branchement des cinq phototransistors au niveau du repérage de l'émetteur et du collecteur (voir fig. 10).

La figure 8 montre un exemple de fixation possible du module « phototransistors » sur la toiture du véhicule.

Les piles sont accessibles par simple ouverture des portières de la voiture. Il en est de même en ce qui concerne l'interrupteur à glissière de mise en route du récepteur. Un dernier conseil : utilisez du fil de couleur rouge pour le + et de couleur noire pour le -. Les circuits intégrés alimentés dans le mauvais sens ne vous le pardonneraient pas.

d) Essais

Aucun réglage n'est nécessaire au niveau du récepteur. Par contre, il y a lieu

de s'assurer du positionnement correct de l'ajustable P de l'émetteur. On pourra par exemple, débiter les essais par la mise en route de l'émetteur en faisant fonctionner la marche avant et arrière de façon à repérer le sens préférentiel dont il était question au paragraphe « Décodage marche AV et AR ». Si ce sens n'est pas conforme, il suffit d'inverser la polarité de l'alimentation du moteur de traction.

Par la suite, la même vérification est à effectuer, pour ce qui est du fonctionnement du moteur de direction. En particulier, il y a lieu de vérifier si le fait de tourner le volant à gauche a bien pour conséquence le virage à gauche des roues de la voiture. Si tel n'était pas le cas, il convient également d'inverser la polarité de l'alimentation du moteur de direction.

Enfin, il est nécessaire de s'assurer que les contacts de fin de course coupent bien le moteur de direction, lorsque le mécanisme arrive à sa position extrême. Si cette opération ne se réalise pas correctement, il faut inverser la diode branchée en parallèle sur le micro-contact en question.

Par la suite, la voiture fonctionnant correctement, il faut... apprendre à la piloter, ce qui n'est pas si évident et l'on sera sans doute surpris de constater avec quelles difficultés on arrive à se mettre une bonne fois pour toutes dans sa tête que la droite devient gauche et inversement lorsque la voiture se dirige vers le pilote...

Robert KNOERR

7 straps (4 horizontaux
3 verticaux)

- R₁ : 150 Ω (marron, vert, marron)
- R₂ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R₃ : 180 kΩ (marron, gris, jaune)
- R₄ : 15 kΩ (marron, vert, orange)
- R₅ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R₆ : 680 Ω (bleu, gris, marron)
- R₇ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₈ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₉ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R₁₀ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₁₁ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₁₂ : 56 kΩ (vert, bleu, orange)
- R₁₃ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₁₄ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R₁₅ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₁₆ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₁₇ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₁₈ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R₁₉ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₂₀ : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)
- R₂₁ : 82 kΩ (gris, rouge, orange)
- R₂₂ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
- R₂₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₂₄ : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)
- R₂₅ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₂₆ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)
- R₂₇ : 100 Ω (marron, noir, marron)
- R₂₈ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
- R₂₉ : 150 Ω (marron, vert, marron)
- R₃₀ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₃₁ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
- R₃₂ : 220 kΩ (rouge, rouge, orange)
- R₃₃ : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)
- R₃₄ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
- R₃₅ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₃₆ : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
- R₃₇ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
- R₃₈ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
- R₃₉ : 15 kΩ (marron, vert, orange)
- R₄₀ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₄₁ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

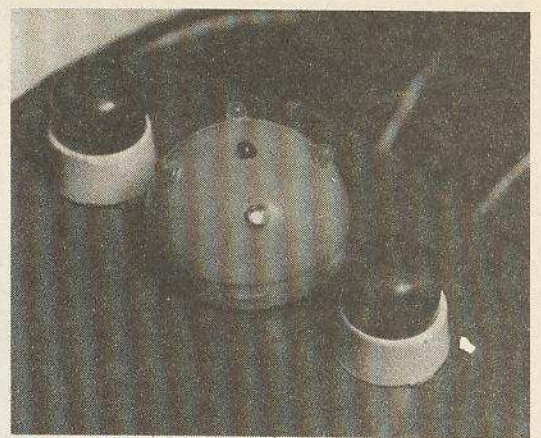
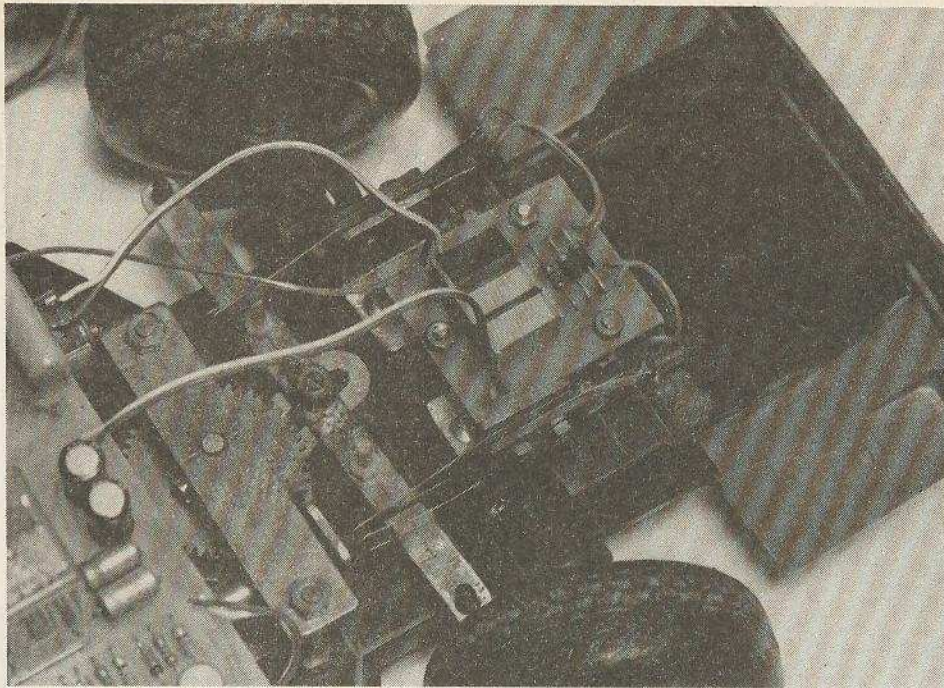


Photo 6. – Un circuit de puissance : il assure l'alimentation du moteur de direction qui par l'intermédiaire d'une tringlerie simplifiée permet les changements de direction du véhicule.

Photo 7. – Entre les deux rotophères, le « dôme » récepteur omnidirectionnel !

IV – Liste des composants

R₄₂ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
 R₄₃ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
 R₄₄ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
 R₄₅ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
 R₄₆ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
 R₄₇ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₄₈ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₄₉ : 68 Ω (bleu, gris, noir)
 R₅₀ : 68 Ω (bleu, gris, noir)
 R₅₁ : 8,2 kΩ (gris, rouge, orange)
 R₅₂ : 680 kΩ (bleu, gris, jaune)
 R₅₃ : 680 kΩ (bleu, gris, jaune)
 R₅₄ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)
 R₅₅ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)
 R₅₆ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₅₇ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₅₈ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₅₉ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₆₀ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₆₁ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₆₂ : 68 Ω (bleu, gris, noir)
 R₆₃ : 68 Ω (bleu, gris, noir)
 R₆₄ : 820 Ω (gris, rouge, marron)
 R₆₅ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 R₆₆ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
 C₁ : 22 μF/16 V électrolytique (sorties radiales)
 C₂ : 33 nF mylar (orange, orange, orange)
 C₃ : 100 nF mylar (marron, noir, jaune)
 C₄ : 33 nF mylar (orange, orange, orange)
 C₅ : 47 nF mylar (jaune, violet, orange)
 C₆ : 100 nF mylar (marron, noir, jaune)
 C₇ : 47 nF mylar (jaune, violet, orange)
 C₈ : 0,22 μF mylar (rouge, rouge, jaune)
 C₉ : 100 μF/16 V électrolytique (sorties radiales)
 C₁₀ : 0,47 μF mylar (jaune, violet, jaune)
 C₁₁ : 0,47 μF mylar (jaune, violet, jaune)
 C₁₂ : 0,22 μF mylar (rouge, rouge, jaune)
 C₁₃ : 0,68 μF mylar (bleu, gris, jaune)
 C₁₄ : 100 nF mylar (marron, noir, jaune)
 C₁₅ : 0,68 μF mylar (bleu, gris, jaune).
 C₁₆ : 82 nF mylar (gris, rouge, orange).

C₁₇ : 0,33 μF mylar (orange, orange, jaune).
 C₁₈ : 0,22 μF mylar (rouge, rouge, jaune)
 C₁₉ : 47 nF mylar (jaune, violet, orange)
 C₂₀ : 100 nF mylar (marron, noir, jaune)
 C₂₁ : 82 nF mylar (gris, rouge, orange).
 C₂₂ : 0,47 μF mylar (jaune, violet, jaune)
 C₂₃ : 8,2 nF mylar (gris, rouge, rouge)
 C₂₄ : 10 μF/16 V électrolytique (sorties axiales)
 C₂₅ : 10 μF/16 V électrolytique (sorties axiales)
 C₂₆ : 4,7 μF/16 V électrolytique (sorties axiales)
 C₂₇ : 4,7 μF/16 V électrolytique (sorties axiales)
 C₂₈ : 22 μF/16 V électrolytique (sorties radiales)
 C₂₉ : 22 μF/16 V électrolytique (sorties radiales)
 C₃₀ : 5,6 nF mylar (vert, bleu, rouge)
 C₃₁ : 100 nF mylar (marron, noir, jaune)
 C₃₂ : 100 nF mylar (marron, noir, jaune)
 C₃₃ : 4,7 μF/16 V électrolytique (sorties axiales)
 C₃₄ : 4,7 μF/16 V électrolytique (sorties axiales)
 C₃₅ : 22 μF/16 V électrolytique (sorties radiales)
 C₃₆ : 22 μF/16 V électrolytique (sorties radiales)
 C₃₇ : 2,2 μF plastique ou MKS
 C₃₈ : 1,5 μF plastique ou MKS
 C₃₉ : 1,5 μF plastique ou MKS
 C₄₀ : 1,5 μF plastique ou MKS
 C₄₁ : 2,2 μF plastique ou MKS
 C₄₂ : 2,2 μF plastique ou MKS
 C₄₃ : 2,2 μF plastique ou MKS

D₁
 D₂
 D₃ } diodes, signal
 D₄ } 1N914 ou équivalentes
 D₅
 D₆

D₇ } diodes de puissance moyenne
 D₈ } 1N4007 ou équivalentes

L : diode électro-luminescente (LED) Ø 3 de couleur rouge

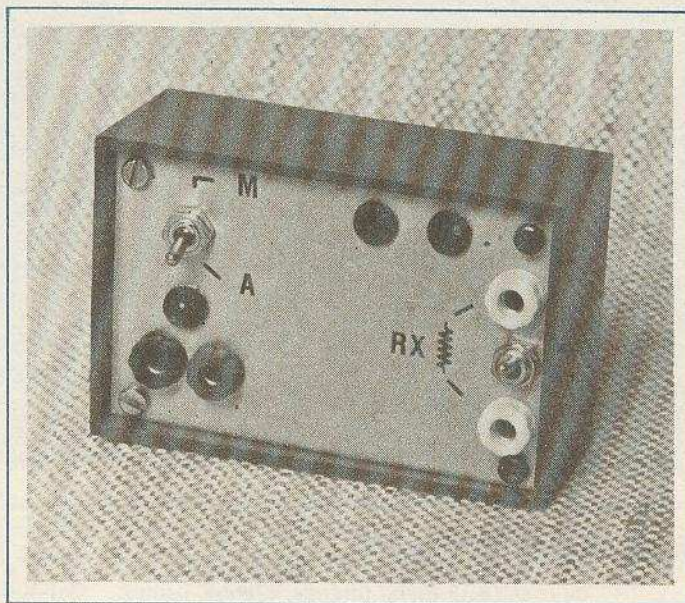
T₁
 T₂
 T₃
 T₄
 T₆ } transistors NPN
 T₈ } BC108 ou équivalents
 T₉
 T₁₀
 T₁₁
 T₁₄
 T₁₅
 T₅ } transistors PNP
 T₇ } BC177 ou équivalents
 T₁₂
 T₁₃ } transistors PNP
 T₁₆ } 2N2905
 T₁₇

PHT 1 à PHT5 : 5 phototransistors TIL 78

IC₁ } CD4001 (MOS)
 IC₂ } 4 portes NOR à 2 entrées
 IC₅
 IC₃ : CD4017 (MOS) compteur, décodeur décimal
 IC₄ : CD4011 (MOS) 4 portes NAND à 2 entrées

B₁
 B₂ } 4 relais 2RT (ou 1RT)
 B₃ } 6 V/185 Ω
 B₄ } VARLEY ou équivalents

I : interrupteur unipolaire à glissière
 2 piles de 4,5 V format « boîtier standard »
 2 piles de 4,5 V format « petit boîtier »
 Environ 20 cm de fil blindé plus 2 conducteurs
 Fil en nappe multiconducteurs



*Vous voulez mesurer une résistance de 0,47 Ω ?
Rien de plus simple !*

*Vous prenez votre contrôleur universel,
une bonne dose d'optimisme et vous obtenez péniblement
une mesure à $\pm 30\%$ dans le meilleur des cas...*

*Ou alors, vous utilisez le petit appareil
que nous vous proposons aujourd'hui.*

Mesure des faibles résistances

Principe théorique (fig. 1)

C'est en fait l'application directe de la loi d'Ohm. Nous allons faire passer dans Rx (à mesurer) un courant parfaitement connu. La différence de potentiel qui en résulte sera ensuite amplifiée afin d'obtenir une lecture aisée sur n'importe quel contrôleur sur le calibre 1,5 V continu.

Schéma de principe

Le schéma de principe est proposé figure 2.

Il nous faut tout d'abord un générateur de courant, stabilisé par diode zener, afin de

le rendre indépendant des variations de tension ou du vieillissement éventuel de la pile.

Nous aurons ensuite besoin de transformer notre pile de 9 V en alimentation double d'environ 4,5 V (peu critique) pour que l'amplificateur opérationnel puisse travailler dans de bonnes conditions.

Le pont diviseur R_1 - R_2 fixe la base de T_1 à 3,6 V donc son émetteur à 4,2 V environ. Cette tension étant indépendante de la valeur du courant qui passe dans T_1 , nous avons donc l'équivalent d'une alimentation double de $\pm 4,5$ V par rapport à l'émetteur de T_1 .

D_z , polarisée par R_3 va nous servir de référence. Grâce à P_1 , nous allons régler précisément le potentiel de base de T_2 afin que ce dernier débite constamment 10 mA.

Ce courant, multiplié par la résistance à mesurer, par exemple 1 Ω , va donner une différence de potentiel de 10 mV seulement ! Il va donc nous falloir amplifier cette tension. Nous avons alors choisi un gain de 100 sur l'amplificateur (μA 741), ce qui nous permet d'obtenir une correspondance directe sur un voltmètre continu gamme 1,5 V.

Effectivement :

$$1 \Omega \times 10 \text{ mA} \times 100 = 1 \text{ V}$$

De plus cette correspondance est parfaitement linéaire 0,47 Ω — 0,47 V et 1,5 Ω — 1,5 V par exemple. Le gain de 100 sur l'amplificateur opérationnel est obtenu par R_6 et R_7 . De cette façon nous pouvons mesurer aisément les résistances de 0,1 à 1,5 Ω .

Mais si nous voulons maintenant une résistance de 15 Ω , nous aurons $V_S = 15 \Omega \times 10 \text{ mA} \times 100 = 15 \text{ V}$! Ce qui

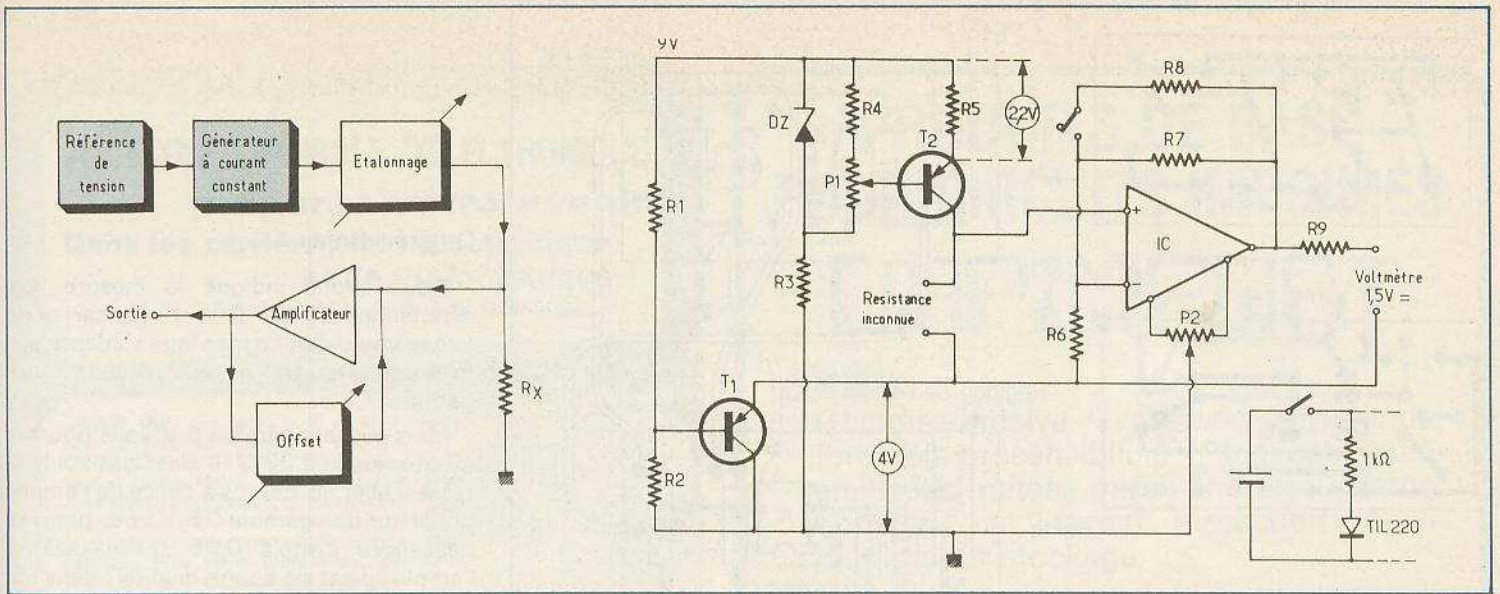


Fig. 1. et 2. – L'ensemble du dispositif se construit autour du célèbre 741. La résistance à mesurer s'insère entre l'entrée non inverseuse de l'ampli et la masse.

est largement en dehors des possibilités d'une simple pile de 9 V. Mais qu'à cela ne tienne, il nous suffit alors de réduire le gain de l'amplificateur opérationnel de 100 à 10 grâce à R_8 que nous venons mettre en parallèle sur R_7 .

Nous aurons cette fois-ci la correspondance $10 \Omega \rightarrow 1 \text{ V}$. C'est l'équivalent d'un calibre $\times 10$ puisqu'il nous suffit de multiplier par 10 le résultat sur le voltmètre pour connaître la valeur de la résistance. Un interrupteur mettant ou non R_8 en action offrira donc la possibilité de mesurer les résistances de $0,1$ à $1,5 \Omega$ d'une part et de 1 à 15Ω d'autre part. L'emploi d'un amplificateur opérationnel est ici parfaitement justifié car, si nous devons créer directement 1 V à travers 1Ω , il nous faudrait un courant de 1 A ! Ce qui

est encore largement au-dessus des possibilités d'une simple pile de 9 V... A noter encore l'importance de P_2 qui permet, l'entrée étant court-circuitée (\approx résistance nulle) d'obtenir effectivement 0 V sur le voltmètre.

Réglage :

Voyons maintenant quelle est la procédure de réglage nécessaire pour obtenir des résultats précis.

La première chose à faire est de court-circuiter l'entrée. (Mais attention, il s'agit de la court-circuiter avec les cordons qui serviront à la mesure de la résistance ; nous verrons tout à l'heure pourquoi). Vous vous placez sur le calibre $\times 1$ (R_8 hors-circuit), et vous réglez P_2 de

façon à lire 0 V sur le voltmètre. C'est le réglage de l'offset.

Vous prenez maintenant une résistance connue si possible de valeur comprise entre 1 et $1,5 \Omega$ afin d'augmenter la précision du réglage et vous ajustez P_1 de façon à lire en volts la valeur de votre résistance. Et voilà : l'appareil est réglé et prêt à fonctionner.

Nous avons déjà précisé qu'il était nécessaire de court-circuiter les cordons également. Ce point est important dans le cas de mesure de résistances faibles ($\approx 0,1 \Omega$), car la résistance d'un mauvais cordon peut atteindre $0,01 \Omega$ (au-dessus, ce n'est plus un cordon...). Vous risquez alors de fausser systématiquement de 10% tous vos résultats.

Photo 2. – Carte 2, elle supporte le 741 et le multitours de réglage d'offset.

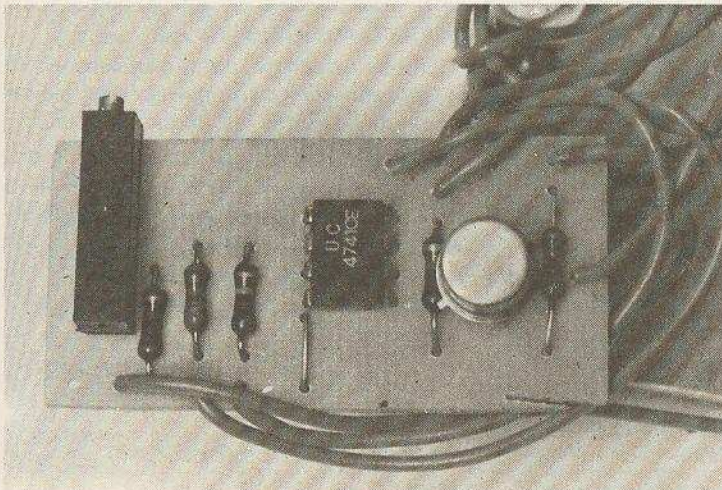
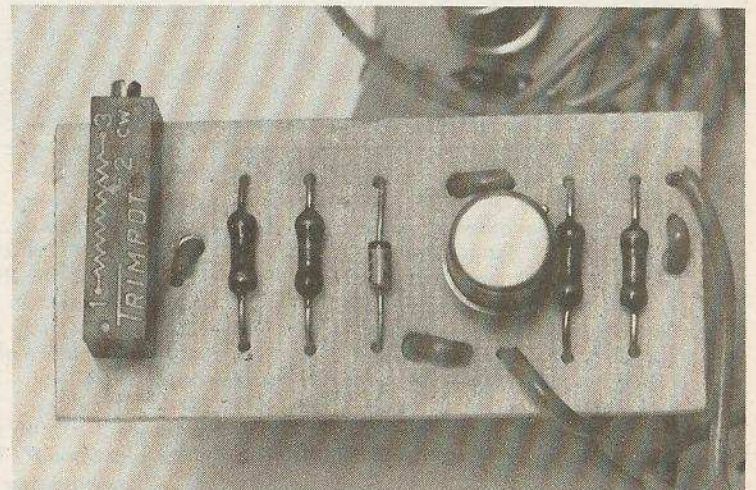


Photo 3. – Carte 1 : la référence de tension avec son multitours d'étalonnage.



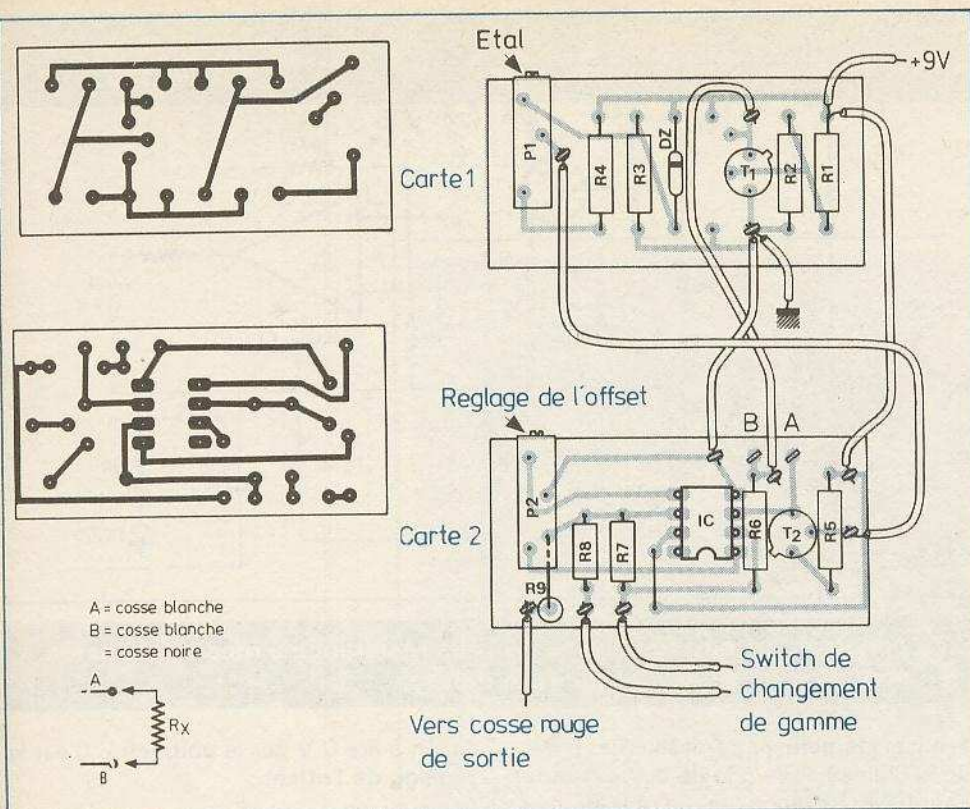
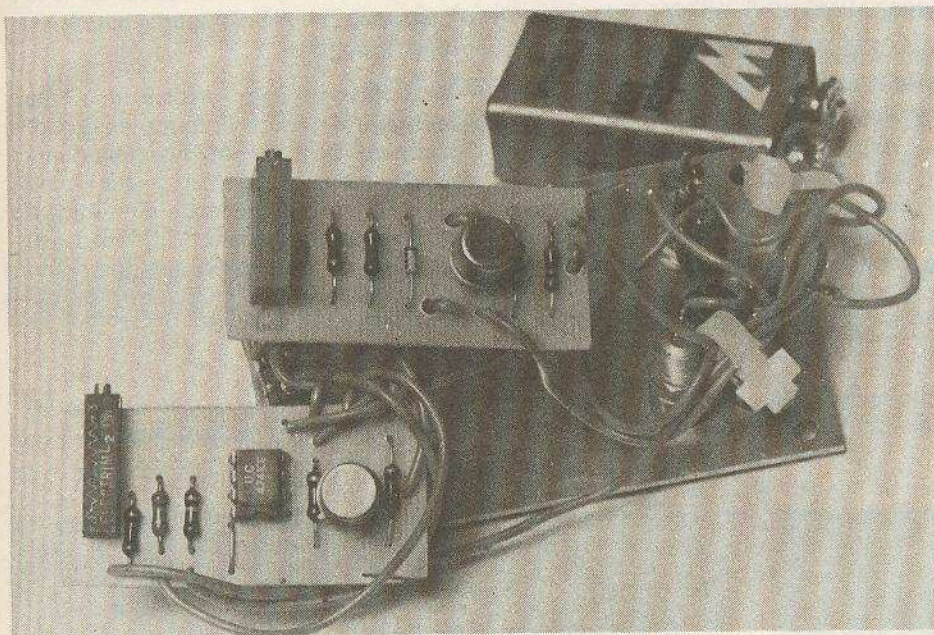


Fig. 3. à 5. - De façon à loger l'ensemble dans un coffret Teko P/1, le circuit se divise en deux cartes dont les tracés et implantations sont précisés à l'échelle 1.



Nomenclature

R₁ : 3,3 kΩ (orange, orange, rouge).
R₂ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge).
R₃ : 220 Ω (rouge, rouge, marron).
R₄ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge).
R₅ : 220 Ω (rouge, rouge, marron).
R₆ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge).
R₇ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune).
R₈ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange).
R₉ : 100 Ω (marron, noir, marron).
P₁ : 5 kΩ multitours.

P₂ : 10 kΩ multitours.
T₁ : 2N 2905 A, 2N 2904 A.
T₂ : 2N 2905 A, 2N 2904 A.
IC : μA 741 mini DIP.
D₁ : Zener 6,2 V, 400 mW.
4 cosses banane femelles
2 interrupteurs
1 LED
1 résistance 1 kΩ, en série avec LED
1 boîtier plastique P/1 Teko.

Des résultats :

Nous avons indiqué la mesure des résistances de 0,1 Ω à 15 Ω, car nous avons voulu que ce montage s'adapte sur tous les voltmètres et tous possèdent une gamme 1,5 V.

Mais sur une gamme 5 V vous pourrez monter jusqu'à 33 Ω (il n'est pas souhaitable d'aller au-dessus à cause de l'ampli-op) et sur une gamme 0,5 V vous pourrez descendre jusqu'à 0,05 Ω (au-delà si l'ampli-op est de bonne qualité) ; dans les faibles valeurs, le fait de bien régler l'offset avec les cordons de mesure devient essentiel.

La réalisation

L'ensemble tient dans le plus petit boîtier de la série Teko, le P/1.

Nous avons ajouté un interrupteur marche-arrêt plus une LED et une résistance de 1 kΩ comme témoin de mise en marche.

Les potentiomètres P₁ et P₂ sont des multitours et leurs implantations sur les cartes électroniques vont permettre un réglage aisé et précis, même une fois le boîtier fermé.

Les 2 cartes électroniques s'insèrent verticalement dans la partie droite du boîtier.

Le boîtier comportera 4 cosses. Deux blanches pour les entrées de mesure ; une rouge et une noire (polarité à respecter) pour la sortie vers le voltmètre. La consommation totale est de l'ordre de 25 mA ce qui justifie l'emploi d'un interrupteur marche-arrêt avec témoin LED pour l'économie de la pile.

L'interrupteur de gamme (X 1 ou X 10) devra avoir ses positions repérées clairement afin d'éviter les risques d'erreur.

Pour la fabrication des circuits imprimés, nous avons opté pour l'époxy dans des dimensions qui permettent leur insertion dans les rainures du P/1. Les tracés et implantations sont représentés en figures 3 et 4.

GUTRON-PENEL

La clé du microprocesseur

3^e PARTIE : Les procédés du processeur

POUR programmer un micro-ordinateur, il ne suffit pas de connaître un langage de programmation, il faut aussi bien connaître celui à qui ce langage s'adresse. Car, étant donné qu'il n'est pas très intelligent, il risque fort de comprendre de travers. Et même, avant d'apprendre ce langage, «on a avantage à se mettre déjà un peu dans la peau de celui qui doit exécuter les instructions qu'il contient.

Retour à la cuisine

La figure 3-1 montre de façon détaillée, cette installation de cuisine qu'on avait pu admirer, au début de cette série d'articles, dans le paysage micro-informatique. Certains des éléments de cette

cuisine commencent déjà à vous être familiers. Mais d'autres n'ont pas encore été mentionnés : l'horloge et surtout cet étrange panneau qui se trouve accroché au-dessus de la porte, et qui était resté caché dans la figure 1-1, du fait de la vue en perspective.

L'horloge, c'est assez simple, car elle sert à synchroniser les diverses actions internes et externes. Ainsi, quand il s'agit de charger des données – de la soupe à expédier au restaurant par le bus – il faut éviter que le «chef» ne lâche sa soupière juste au moment où le bus démarre.

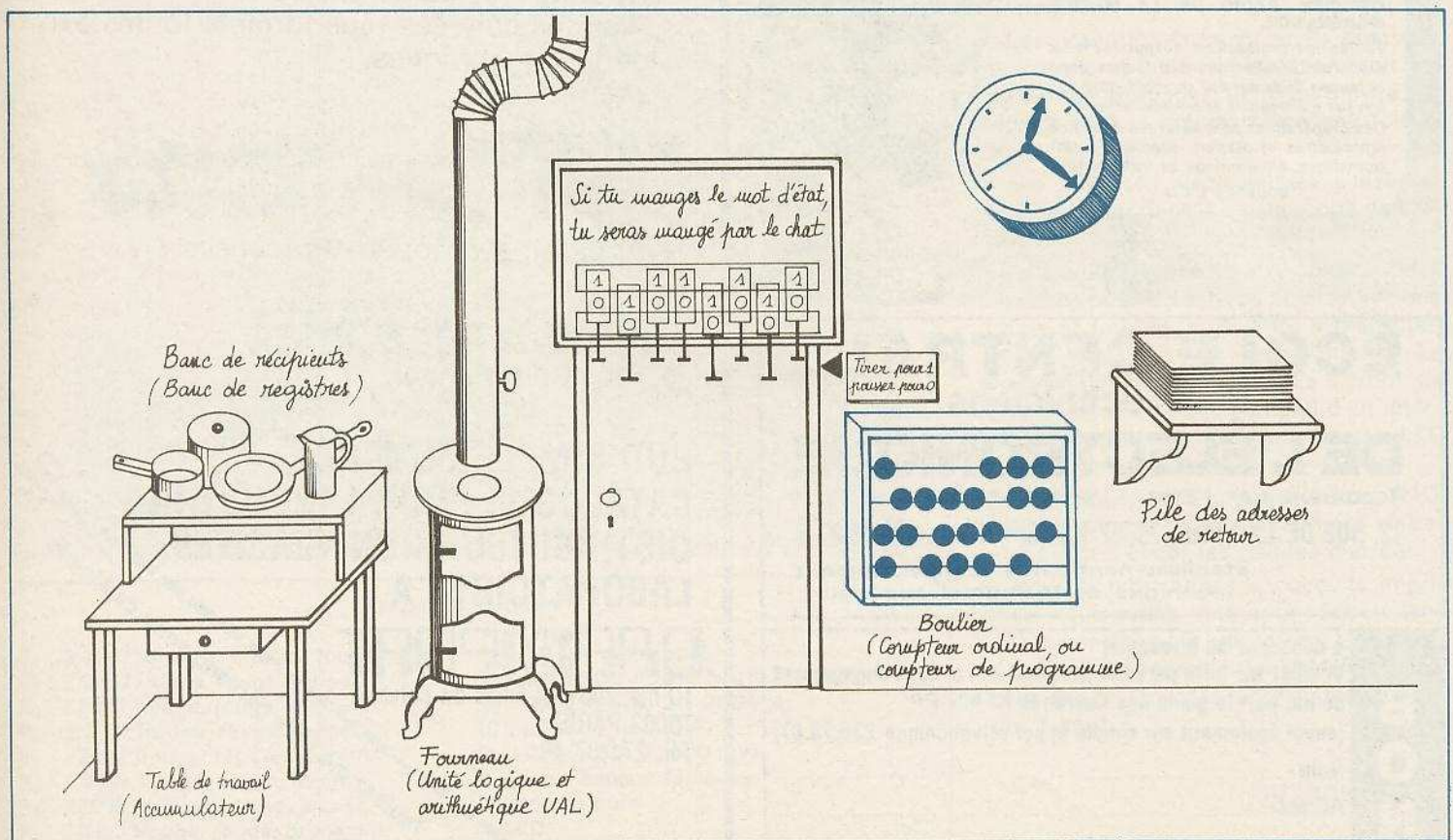
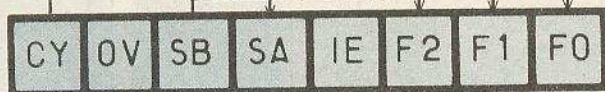


Fig. 3-1. – Gros plan sur la cuisine, avec ses étranges ustensiles que le « chef » doit manipuler tout en observant l'horloge à la microseconde près.

Carry. - Indique qu'il convient de garder une retenue (report) pour le calcul suivant.

Réflètent les états logiques auxquels correspondent les tensions qui se trouvent appliquées aux entrées « sense » S_A et S_B (broches 17 et 18).



Overflow. - Passe à « 1 » si la dernière opération a donné un résultat trop grand pour qu'on puisse encore l'exprimer par 8 bits. (Débordement d'un récipient par > 256).

Interrupt enable. - doit être mis à « 1 », si on désire tenir compte d'un signal de demande d'interruption, arrivant sur l'entrée correspondante du microprocesseur (entrée S_A , broche 17, dans le cas du SC/MP).

Ces trois bits reflètent l'état logique des sorties correspondantes (broches 19, 21, 22). Quand le programme met l'un ou l'autre de ces « flags » à « 1 », la sortie correspondante passe également à « 1 », et inversement. Ils restent dans l'état ainsi acquis jusqu'à ce que le programme demande une nouvelle modification.

Fig. 3-2. - Le mot d'état, c'est la mémoire du « chef », contenant des instructions qu'on lui a données ou des renseignements qu'il désire conserver entre deux opérations successives.

L'horloge subdivise les tâches du microprocesseur en cycles, et le fabricant indique d'ailleurs toujours, combien de cycles dure une instruction donnée. Cela permet non seulement de calculer la durée d'un programme, mais aussi de faire avancer un compteur à des intervalles réguliers, par exemple toutes les secondes, toutes les minutes, toutes les heures, ce qui permet d'obtenir une fonction « horloge ». On a alors une horloge (à affichage) qui fonctionne sur l'horloge (de cadencement) du microprocesseur. Cette dernière n'est rien d'autre qu'un oscillateur qu'on met à côté du microprocesseur (dans certains il est même intégré). Bien sûr, il faut stabiliser la fréquence de cette horloge par un quartz, si on veut avoir l'heure juste avec le procédé indiqué.

Le tableau au-dessus de la porte, c'est bien plus complexe. Il porte le nom pompeux de « mot d'état » (program status word, PSW), mais ce n'est, en fait, qu'un pense-bête pour le chef qui, en principe, oublie toujours tout de ce qu'il vient de faire. En réalité, ce mot d'état n'est qu'un registre parmi d'autres, dans le microprocesseur. Il comporte 8 ou 16 bits, et on peut affecter ces bits essentiellement à trois sortes de fonctions.

1. Ordres qui restent valables pendant toute une partie du programme, tels que « Ne pas accepter les interruptions », « Faire des comparaisons logiques et non pas arithmétiques », etc. Le cas échéant, on prévoit, dans le programme, des instructions qui modifient ces ordres.

2. Souvenirs (peu détaillés) que le chef doit garder de l'opération précédente, tels que « Le résultat était négatif », « Lors de

la comparaison j'ai trouvé égalité », etc. Il place alors lui-même, et sans instruction particulière les tirettes du tableau (fig. 3-1) dans la position correspondante. Examinant, comme plus haut, une tomate (instruction de comparaison, avec une tomate-type), il mettra la tirette du bit correspondant sur « 1 », si elle était bonne, sur « 0 », si elle était mauvaise. Certes, il oublie toujours tout à l'instant après, mais on peut maintenant lui demander, lors de l'instruction suivante « Aller voir la tirette X, et si elle est à « 0 », se brancher à l'adresse xy, sinon, à l'adresse yz ».

3. Informations (élémentaires) provenant de l'extérieur ou destinées à l'extérieur. Cela n'est vrai que pour quelques types de microprocesseurs qui comportent, sur leur boîtier, des connexions dites « sense » et « flag ». Ces bits sont, en quelque sorte, reliés aux connexions correspondantes, avec cette différence que « sense » est une entrée, et « flag » une sortie. C'est-à-dire que le bit « sense » passe à « 1 », quand on applique un niveau logique « 1 » sur l'entrée correspondante. Au contraire, la sortie « flag » ne peut passer à « 1 », que si le programme prévoit une modification correspondante du mot d'état. Elle se comporte alors comme une mémoire tampon à 1 bit. Ces connexions entrée/sortie sont commodes quand on veut décoder un signal télégraphique, ou encore envoyer sur une ligne un signal télégraphique qu'on a encodé par le microprocesseur. Il existe, de plus, une foule d'autres applications, ne serait-ce que le bouton de sonnette du guichet de livraisons, qu'on connecte sur « sense ».

Exemple d'un mot d'état

La figure 3-2 montre, à titre d'exemple, l'organisation du mot d'état du microprocesseur SC/MP de National Semiconductor. On y trouve un bit qui est un ordre : interrupt enable (autorisation d'interruptions), deux sont des « souvenirs », Carry (report) et Overflow (débordement), et finalement cinq bits d'informations, deux « sense » et trois « flag ». Ce petit microprocesseur, simple et économique, possède donc plusieurs possibilités de communiquer avec l'extérieur, sans circuit d'interface bien particulier.

Ainsi, on peut commander les trois lampes d'un feu tricolore de carrefour avec les trois sorties « flag », en utilisant les entrées « sense » pour y connecter des capteurs avec lesquels le microprocesseur pourra évaluer la densité de circulation dans tel ou tel sens. Et si trois sorties ne vous suffisent pas, vous pouvez en faire huit par un décodeur comme celui de la figure 2-5. De même, on pourrait « encoder » les deux « sense » par quatre lignes indépendantes.

Les bits « carry » et « overflow » sont des « flags internes », non accessibles sur le boîtier. Le premier sert surtout dans les opérations en « binaire codé décimal » (BCD) où on considère qu'un octet se trouve subdivisé en deux « quartets » ou « digits », tel que

$$1001\ 1001 = 99_{10}$$

Si on additionne « + 1 » à ce nombre, pour arriver à 100_{10} , on dépasse la capacité qu'un octet peut avoir en BCD, et le processeur positionne alors le bit « carry ». En revanche, le positionnement

du bit « overflow » n'a lieu que si on dépasse la quantité

$$1111\ 1111 = 'FF' = 255_{10}$$

Lors de l'opération suivante, « carry » et « overflow » sont retirés automatiquement, à moins que cette opération n'aboutisse encore à une retenue et/ou à un débordement.

Le bit « carry » du mot d'état peut également intervenir dans des opérations de décalage (rotation), consistant à passer de 0000 1001 à 0000 0100

par un décalage d'une case, vers la droite, de tous les bits. Dans le cas de l'exemple, le dernier « 1 » disparaît dans l'affaire. Mais on peut le récupérer dans le « carry » du mot d'état, et le placer éventuellement tout à gauche, dans le nouveau mot, pour avoir non plus un simple décalage, mais une rotation.

Autres lettres de mot d'état

Le mot d'état de certains microprocesseurs contient un « code de condition » qui est un pense-bête et qui signale, si le résultat de la dernière opération a été nul ou non nul. Avec un « code de condition » (CC) qui s'exprime sur deux bits, on peut, de plus, signaler si un résultat a été « positif » ou « négatif ». Certes, le microprocesseur n'est pas assez intelligent pour distinguer entre nombres positifs et négatifs. Mais on peut adopter une convention, selon laquelle un octet tel que SNNN NNNN

n'exprime une valeur numérique que par ses bits N (soit, au maximum, 111 1111 = '7F' = 127₁₀), alors que S n'exprime que le signe (0 pour positif, 1 pour négatif). Mais cela, le « chef » ne le sait pas, et si vous lui donnez à additionner

$$0111\ 1111 + 1 (= 127_{10} + 1),$$

il vous sortira « 1000 0000 », c'est-à-dire une quantité qui serait, suivant la convention, à la fois nulle et négative. Mais il mettra sa tirette « code condition » sur « négatif », et cela vous permettra, lors d'une instruction ultérieure, de faire en sorte que la convention envisagée reste appliquée.

Bien entendu, cette convention de signe est inconciliable avec celle du code BCD, et il faut donc choisir. En BCD, il

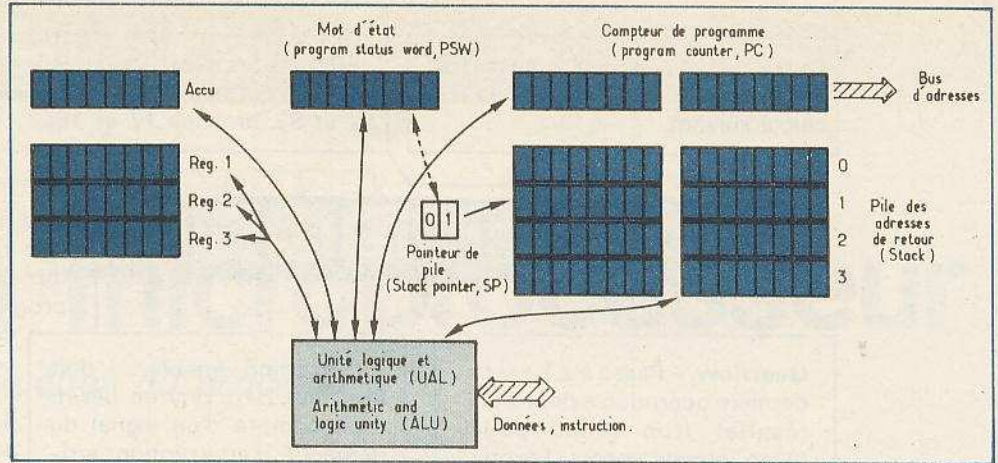


Fig. 3-3. - La représentation abstraite de la cuisine montre que les ustensiles sont essentiellement des registres de mémoire.

peut y avoir le cas d'une addition telle que 0000 1001 + 1 (= 9₁₀ + 1),

d'où le chef sortira stupidement 0000 1010, alors que vous vouliez 0001 0000, un 1 dans le premier digit et

un 0 dans le second, pour que cela fasse bien 10. Toutefois, quand le chef s'aperçoit qu'il dépasse la quantité 9, il actionne (dans les microprocesseurs où elle existe) la tirette « interdigit-carry ». Et s'il reçoit, de la case de mémoire qui suit dans son

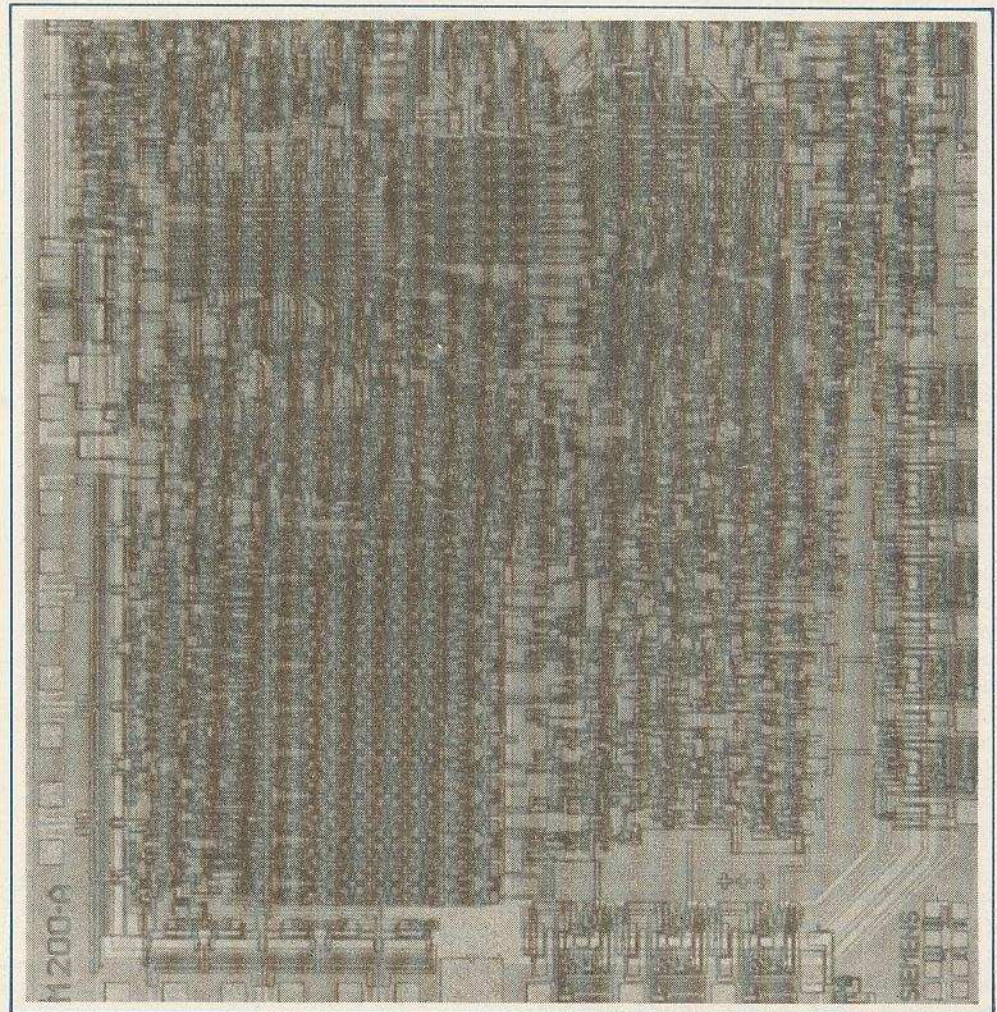


Fig. 3-4. - Le microprocesseur 8080, mis au point par Intel, et fabriqué également par Siemens, contient 4500 fonctions de transistor sur une pastille de silicium de 5 x 5 mm.

programme, une instruction « decimal adjust », il fera tout ce qu'il faut pour que vous ayez bien le 10 que vous vouliez.

Dans le cas de certains microprocesseurs, la position du « pointeur de pile » peut également être signalée dans le mot d'état. Cet outil sera mentionné par la suite, et on verra qu'une indication de sa position peut être intéressante lors de la mise au point d'un programme.

De plus, certains microprocesseurs s'enorgueillissent de plusieurs « niveaux hiérarchisés d'interruption ». Cela veut dire que leur boîtier possède plusieurs entrées d'interruption, dont tel ou tel peut devenir plus ou moins prioritaire, suivant les « flags internes » qu'on programme dans le mot d'état. Ainsi, on peut interdire toute interruption par le fournisseur de pommes de terre (dont on n'a que faire), mais mettre le maximum de priorité sur celui de la farine, étant donné que les clients du restaurant s'impatientent de leur pizzas.

Le mobilier abstrait

C'est bien dommage pour ce beau mobilier de cuisine, dans la **figure 3-1**, mais la table de travail, les récipients, le panneau mural, le boulier et la pile d'adresses, ce sont en réalité des objets strictement identiques, du point de vue technique, car il s'agit tout simplement de registres, ou de petites mémoires, ennuyeusement uniformes.

La **figure 3-3** nous ramène à cette triste réalité. Toutes ces mini mémoires sont à 8 bits, parfois on en assemble deux, pour pouvoir loger une adresse exprimée sur 16 bits. Tout cela se trouve relié plus ou moins directement à l'UAL. Heureusement, l'utilisateur n'a guère à s'occuper ni de la constitution, ni des liaisons intimes de cette Grande Dame. Comme l'automobiliste, qui n'a pas besoin de savoir le nombre de dents des pignons de sa boîte, pourvu qu'il sache correctement changer ses vitesses. Encore qu'il puisse être intéressant d'en savoir un peu plus, ne serait-ce qu'en regardant la photo de la **figure 3-4** qui montre la pastille de silicium de l'un des microprocesseurs les plus utilisés.

Tant qu'on en reste à la fonction des divers registres, on peut se contenter de la représentation qui est donnée dans la **figure 3-5**, où on retrouve le mobilier

Le **compteur ordinal** avance d'une unité lors de chaque instruction de type simple et commande le bus d'adresses. Il est normalement associé à un calculateur d'adresses qui détermine les déplacements d'adresse lors des instructions de branchement. Dans certains microprocesseurs, son fonctionnement est suffisamment automatisé pour que l'utilisateur n'ait pas à s'en occuper. Dans d'autres, des opérations « PC » sont nécessaires lors des passages en sous-programme ou lors des interruptions. Certains microprocesseurs contiennent également un « registre d'index » qui sert lors des opérations d'adresse indexé.

Le **mot d'état** est le « pense-bête » du « chef ». Il contient, d'une part, des instructions qu'on donne une fois pour toutes, une série d'opérations : « Effectuer les opérations sans retenue », ou « Interdire les interruptions » etc. D'autre part, certains bits du mot d'état peuvent mémoriser des résultats singuliers de la dernière opération : « Le contenu de l'accumulateur est devenu nul (ou négatif) », ou « Débordement (ce qu'on m'a donné à additionner ne tient pas dans mon registre) ». Finalement, d'autres bits du mot d'état peuvent refléter l'état d'une broche d'entrée (sense) ou de sortie (flag) du microprocesseur. On peut modifier le mot d'état par des instructions spécifiques.

La **pile des adresses de retour** n'est pas contenue dans tous les microprocesseurs. Quand elle existe, le « chef » y met l'adresse qui se trouve, dans son programme principal, après celle contenant l'instruction « aller à tel sous-programme ». Comme il s'agit d'un casier plutôt que d'une pile, le « chef » doit aussi mettre le pointeur de pile sur la case qu'il vient d'utiliser, afin de retrouver la bonne adresse lors de son retour de sous-programme. Quand un microprocesseur ne contient pas de pile d'adresses de retour, on doit utiliser, à sa place, dans la mémoire externe, un nombre de cases qui est proportionnel au nombre de niveaux de sous-programme qu'on doit prévoir.

Le **pointeur de pile** indique au « chef » l'adresse qu'il doit prendre, lors d'un retour de sous-programme, pour pouvoir revenir au point de départ de son programme principal. La « pile » peut être extérieure ou intérieure. Si le pointeur n'existe pas, le programme doit contenir des instructions d'échange d'adresses.

Accumulateur et registres peuvent recevoir des données qui ont été recopiées en mémoire. On peut également effectuer des opérations arithmétiques et logiques entre le contenu d'une case de mémoire d'une part, et l'accum ou un registre d'autre part. Le résultat de cette opération apparaît alors dans l'accum ou le registre (suivant spécification contenue dans l'instruction), alors que le contenu de la mémoire reste inchangé. Au besoin, on peut alors, par une instruction ultérieure, recopier le contenu de l'accumulateur (ou d'un registre) en mémoire. Il est particulièrement facile d'effectuer des opérations entre A et l'un des registres, avec résultat dans A. Par contre, une opération entre contenus de registres ne peut se faire avec une seule instruction.

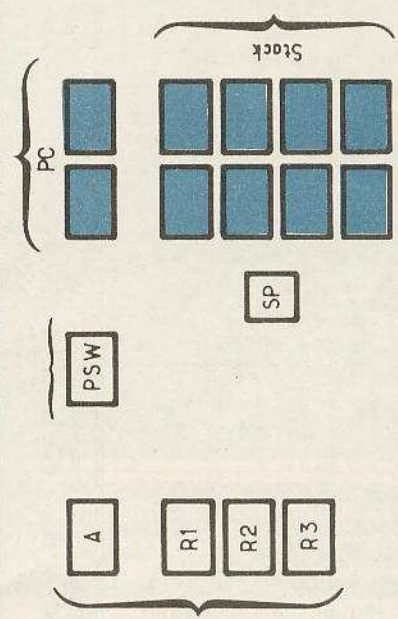


Fig. 3-5. – Fonctions des divers registres dont la disposition détaillée avait été donnée dans la figure 3-3.

abstrait de la **figure 3-3**, dessiné beaucoup plus petit, et entouré de quelques éléments d'explication.

A ces explications, il convient d'ajouter qu'il n'existe probablement pas de microprocesseur ayant exactement cette « constitution type », mais qu'il existe, au contraire, beaucoup de types qui en diffèrent par tel ou tel détail.

Ces détails peuvent être de simples questions d'appellation. Ainsi, tel fabricant peut ne pas aimer le mot « accumulateur », et il désignera alors la case « A » de la **figure 3-5** par « R 0 » (registre zéro). Bien entendu, tel autre fabricant n'aimera pas le mot « registre », et il parlera de plusieurs accumulateurs, A_A et A_B, par exemple. Ce qui ne veut pas dire que deux choses qui portent un même nom, soient identiques quant à leur fonction : il se peut qu'on puisse additionner les contenus de A_A et A_B de façon que le résultat se trouve en A_A, mais pas de façon que ce résultat se trouve en A_B.

De plus, le nombre des registres de travail (A, R₁, R₂, R₃) peut être différent d'un type à l'autre, et il peut même y avoir plusieurs « bancs » de registres, ce qui implique une manipulation du mot d'état, si on veut passer de l'un à l'autre.

Les indications de la **figure 3-5** décrivent le fonctionnement du pointeur de pile d'une façon très simplifiée. En effet, compteur ordinal et pile peuvent former un seul bloc dans lequel les renseignements « tournent en rond », comme des automobiles sur un boulevard périphérique, et le pointeur suit constamment le renseignement qui est à utiliser. Dans le cas des microprocesseurs peu automatisés, le programme doit contenir des instructions concernant les manipulations d'adresse dans la pile. Mais, il se peut que le programme soit, par ailleurs, suffisamment simple pour que ces manipulations n'affectent pas tous les registres de la pile, et on peut alors utiliser ceux qui restent comme des registres de travail.

En plus des différences de mobilier, il peut y avoir des différences quant à l'architecture de la cuisine. Cela pour amener la notion des microprocesseurs « dynamiques » et « statiques ». Dans les premiers, les renseignements se conservent sous forme de charges électriques. En simplifiant à l'extrême, on peut dire qu'on met ces renseignements dans des condensateurs (chargé pour « 1 », déchargé pour « 0 »), suffisamment petits

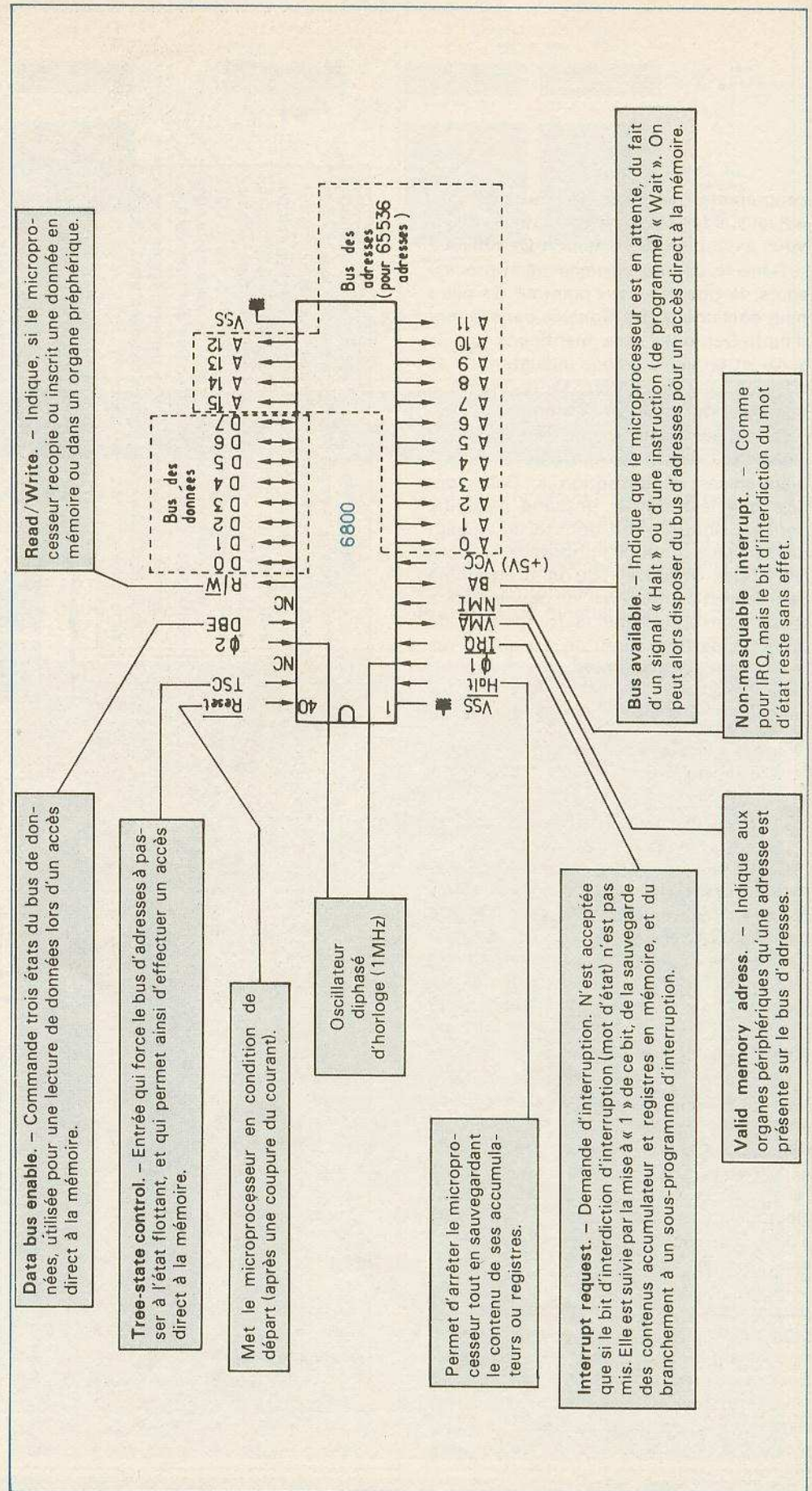


Fig. 3-6. - Disposition des connexions du microprocesseur 6800 (Motorola).

pour qu'ils se déchargent assez rapidement, si on ne leur « rafraîchit » pas la mémoire de temps en temps. Dans un tel cas, la fréquence horloge doit être comprise entre deux valeurs extrêmes, 10 kHz et 1 MHz, par exemple.

Les microprocesseurs « statiques » procèdent par des circuits du type bascule (flip-flop) qui maintiennent un état donné tant qu'on ne leur coupe pas l'alimentation. On peut donc réduire autant qu'on veut la fréquence horloge, voire faire du « pas à pas » avec des impulsions d'horloge irrégulièrement cadencées.

Que faire de 40 pattes ?

Les microprocesseurs se présentent, généralement, sous forme d'un circuit intégré dont le boîtier comporte 40 broches. Et dans les catalogues des fabricants, ces broches comportent des inscriptions qui peuvent sembler mystérieuses. La **figure 3-6** montre que le mystère réside beaucoup plus dans les sigles que dans leur signification technique.

L'exemple de la **figure 3-6** concerne le 6800 (Motorola), un microprocesseur qui est arrivé suffisamment tôt pour avoir pu se faire une bonne place sur le marché. Mais ce n'est pas pour autant le meilleur pour toutes les applications.

Le 6800 possède, comme le 8080, 16 bits d'adresse, ce qui permet d'adresser 64 K octets (= 65 536 octets = 524 288 bits). C'est beaucoup, et si on veut utiliser effectivement toutes ces possibilités d'adressage, avec adjonction de quelques périphériques, on arrive à un bâti assez impressionnant, comme celui de la **figure 3-7**.

Parmi les microprocesseurs plus récents, il en existe qui ne comportent que des 12 à 15 bits d'adresse. C'est suffisant quand ces microprocesseurs comportent des automatismes qui simplifient le programme, ou encore des instructions complexes (dites « puissantes ») qui déterminent plusieurs choses à la fois. De plus, il convient de préciser que la capacité d'adressage d'un microprocesseur ne se limite pas aux possibilités de son bus d'adresses. En effet, il est parfaitement possible d'utiliser le procédé de la mémoire tampon (en principe périphérique) pour mémoriser une instruction qui détermine la sélection de toute une série d'autres boîtiers de mémoire.

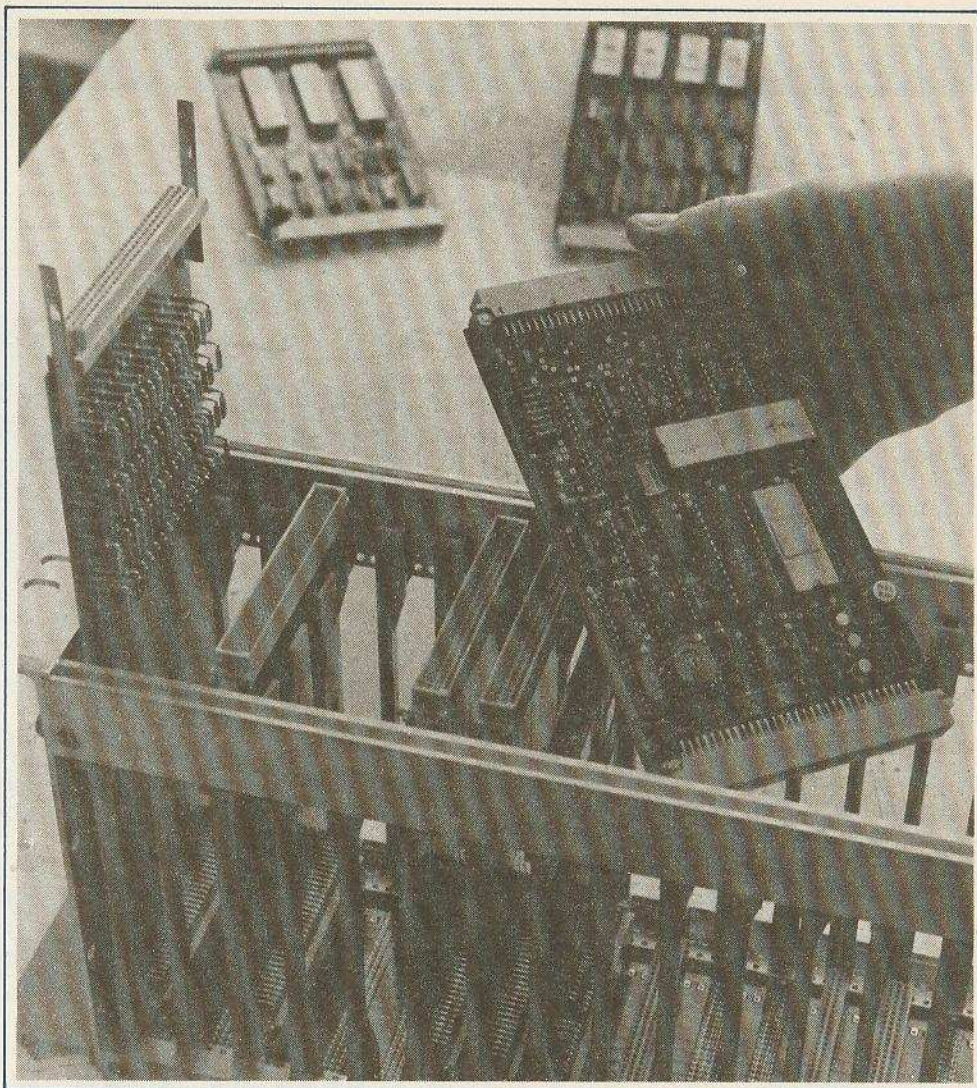


Fig. 3-7. – En utilisant toutes possibilités périphériques et d'adressage d'un microprocesseur, on arrive à une complexité nécessitant la répartition du montage sur plusieurs cartes (photo Siemens).

Les indications de la **figure 3-6** montrent qu'il est possible d'accéder directement à la mémoire d'un microprocesseur, si on fait un « DMA » (direct memory access) à un moment où le microprocesseur est au repos. On peut alors mettre ce dernier dans un état « flottant », où il se comporte comme un isolant envers les bus de données et d'adresses. Ensuite, on peut générer une adresse dans un organe externe, l'appliquer au bus correspondant, et sortir, sur le bus des données, la donnée ainsi adressée, pour la conduire, par exemple, vers un dispositif d'affichage.

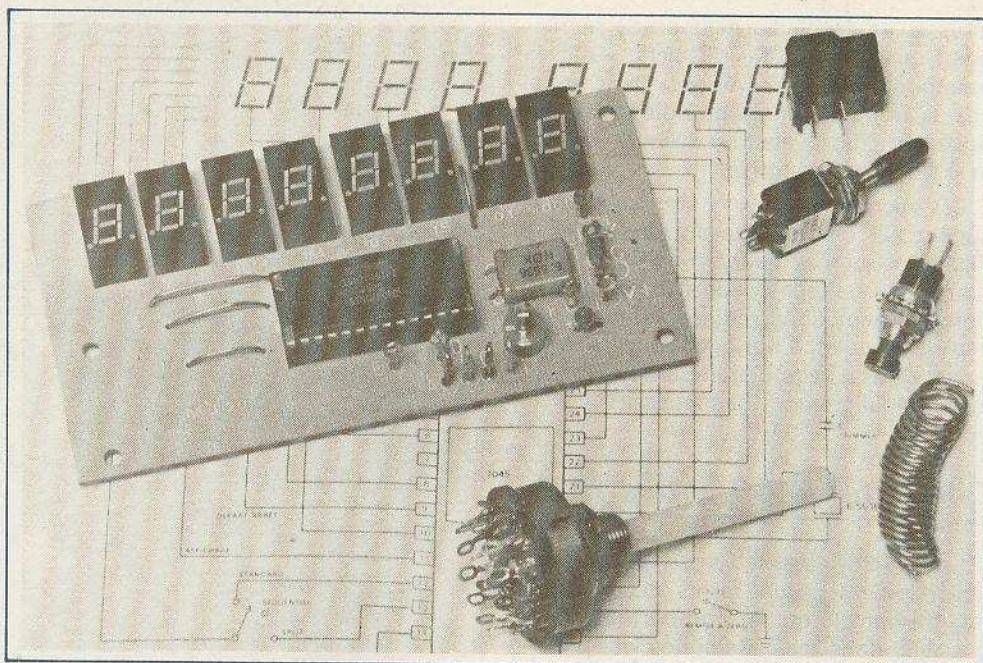
Rien, cependant, n'est normalisé en matière de boîtiers de microprocesseurs. Les différentes sorties d'adresses, par exemple, peuvent se trouver à d'autres endroits, et il peut y avoir, surtout, des connexions dont la fonction est différente de tout ce qui est indiqué dans la **figure 3-6**.

Cela est notamment le cas pour les microprocesseurs possédant les

connexions « sense » et « flag », dont il était question plus haut. De plus, il en existe qui distinguent entre des instructions périphériques « commande » et « donnée ». On peut ainsi « commander » la mise en route de la machine n° 38, puis l'instruire d'une « donnée » spécifiant, par exemple, à quelle vitesse il faut tourner, et pendant combien de temps, etc. Une certaine connexion de sortie sera alors à « 0 » pendant la première instruction (commande), et à « 1 » pendant la seconde (donnée).

Les unités d'expérimentation qu'on trouve dans le commerce, comportent un connecteur qui délivre, directement ou par tampon interposé, les signaux de sortie du microprocesseur, et qui permet également d'entrer certains signaux de commande. On peut ainsi compléter l'unité expérimentale par des organes périphériques très divers et répondant à l'application envisagée.

H. SCHREIBER



Chronomètre '8 digits'

MJ 20

DE plus en plus de fabricants se partagent le marché du kit, avec des montages classiques de jeux de lumières ou autres amplificateurs. Heureusement que l'initiative de certains tel Radio MJ permet de sortir des sentiers battus. En effet, ces établissements proposent sous la référence MJ20 un chronomètre à « 8 digits » grâce à l'utilisation rationnelle d'un seul et unique circuit intégré.

Le circuit intégré ICM 7045 a été mis au point pour la réalisation d'un chronomètre qui peut fonctionner pendant 24 heures. Grâce à la technologie C.MOS il a été possible d'inclure dans un même « Chip » les circuits : oscillateur, diviseur, multiplexeur, décodeur et les drivers des segments pour affichage. Le circuit ICM 7045 commande directement des afficheurs à cathode commune.

La tension d'alimentation typique est de 3,6 V (3 batteries de 1,2 V en série) mais le kit fonctionne sans problème avec une tension qui peut être comprise entre 2,5 V et 4,5 V. Il est possible de faire fonctionner le chronomètre avec les afficheurs éteints de façon à économiser les piles d'alimentation.

Caractéristiques

Nous ne parlerons pas de la description du schéma de principe de la **figure 1**, mais en revanche nous nous tournerons vers les différentes fonctions ou possibilités du chronomètre en question.

PARAMETRE	CONDITION	MINIMUM	TYPIQUE	MAXIMUM
courant d'alimentation tension d'alimentation stabilité de l'oscillateur	afficheur éteint - 20° < Tamb < 70 °C 3 V ≤ VDD ≤ 4 V	2,5 V	180 μA 3,6 V 1 ppm	2 mA 4,5 V

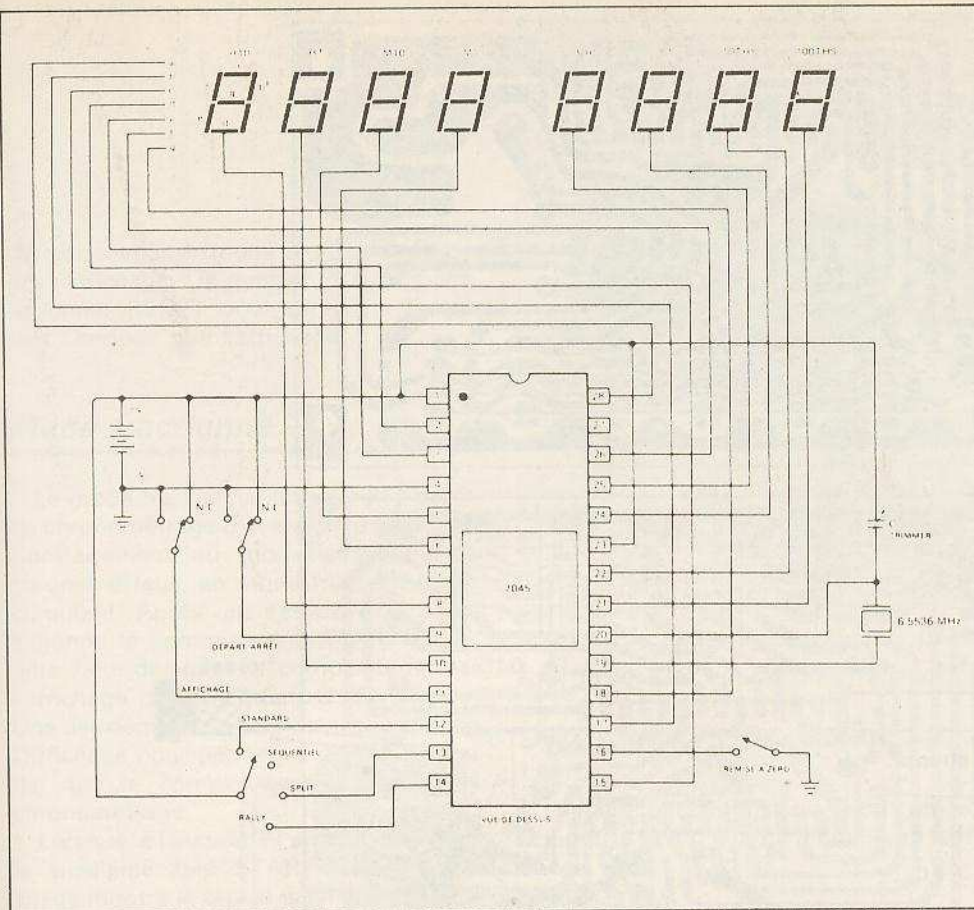


Fig. 1. - Le schéma de principe laisse apparaître l'utilisation de l'ICM 7045 allié au quartz oscillant sur 6,5536 MHz. 8 afficheurs 7 segments assurent la visualisation du temps écoulé.

Fonctions et possibilités

Les entrées de commande pour une utilisation complète du chronomètre sont :

- START-STOP (Marche - arrêt)
- DISPLAY (Affichage)
- RESET (Remise à zéro)
- STANDARD (Mode normal)
- SEQUENTIEL (Mode séquentiel)
- SPLIT (Mode fractionné)
- RALLY (Mode groupé).

Fonction Display (affichage)

Sur les fonctions « Standard » et « Rally », il est possible, en utilisant l'interrupteur display, d'éteindre l'affichage : pendant tout le temps durant lequel l'affichage sera supprimé, le chronomètre continuera à compter le temps écoulé.

Pour faire réapparaître l'affichage, actionner à nouveau l'interrupteur display.

Pour les Modes « Séquentiel » et « Split » il n'est pas possible d'interrompre l'affichage.

Fonction Reset (Remise à zéro)

Le RESET est généralement actionné au démarrage du chronomètre. Cette fonction met le chronomètre en condition de « Prêt à fonctionner ».

- a) en remettant tous les circuits à zéro ;
- b) en faisant disparaître tout affichage de secondes, minutes et heures ;
- c) en affichant 00 dans les positions réservées aux fractions de seconde ;
- d) en allumant l'affichage lorsque ce dernier avait été précédemment éteint.

L'affichage des deux derniers zéros garantie absolument que le chronomètre est prêt à fonctionner.

Mode normal

En Mode normal, après intervention de la fonction remise à zéro, la commande START-STOP (Marche-Arrêt) est actionnée à l'instant T_0 . L'horloge et l'affichage fonctionnent alors simultanément. Une deuxième pression sur START-STOP arrête l'horloge et bloque l'affichage sur l'indication de la durée T_1 .

L'événement est ainsi terminé. On a, pour chronométrer un autre événement deux possibilités :

- l'une est d'actionner le START-STOP au début de ce deuxième événement. (On remet, ainsi rapidement à zéro le compteur et l'affichage. Le chronomètre du deuxième événement part, de zéro).

- L'autre est d'actionner RESET après la fin du premier événement. Le deuxième événement sera alors chronométré comme le premier.

De cette explication, il apparaît clairement, que RESET peut être utilisé, pour remettre le chronomètre à zéro, à tout moment, y compris au cours d'un chronométrage.

L'entrée Display peut être actionnée pour éteindre et allumer l'affichage. Si lorsqu'on actionne RESET, l'affichage est éteint, il sera, par cette commande, à la fois remis à zéro et allumé.

Eteindre l'affichage lors du chronométrage d'événements longs permet une notable économie des piles.

Mode séquentiel

Le mode séquentiel de chronométrage est destiné au chronométrage d'événements constitués d'une succession d'événements partiels (comme les relais, les courses à plusieurs tours de circuit, etc.). Après la remise initiale à zéro, on actionne, pour commencer le chronométrage de l'événement, le START-STOP.

Lorsqu'à T_1 on actionne une deuxième fois START-STOP, l'affichage est maintenu sur le temps T_1 pour en permettre la lecture, tandis que l'horloge est remise à zéro et reprend immédiatement le comptage. La pression à « l'instant T_2 » de START-STOP, provoque l'affichage de T_2 (durée du deuxième événement partiel). Cette séquence peut continuer indéfiniment. En supposant que l'événement global se compose de N événements partiels, sa durée totale est

$$T_{TOTAL} = T_1 + T_2 + \dots + T_N$$

Si l'on désire suivre sur l'affichage le chronométrage après la lecture d'un temps, on peut actionner le commutateur DISPLAY pour le débloquent et lui faire « rattraper » l'horloge en fonctionnement.

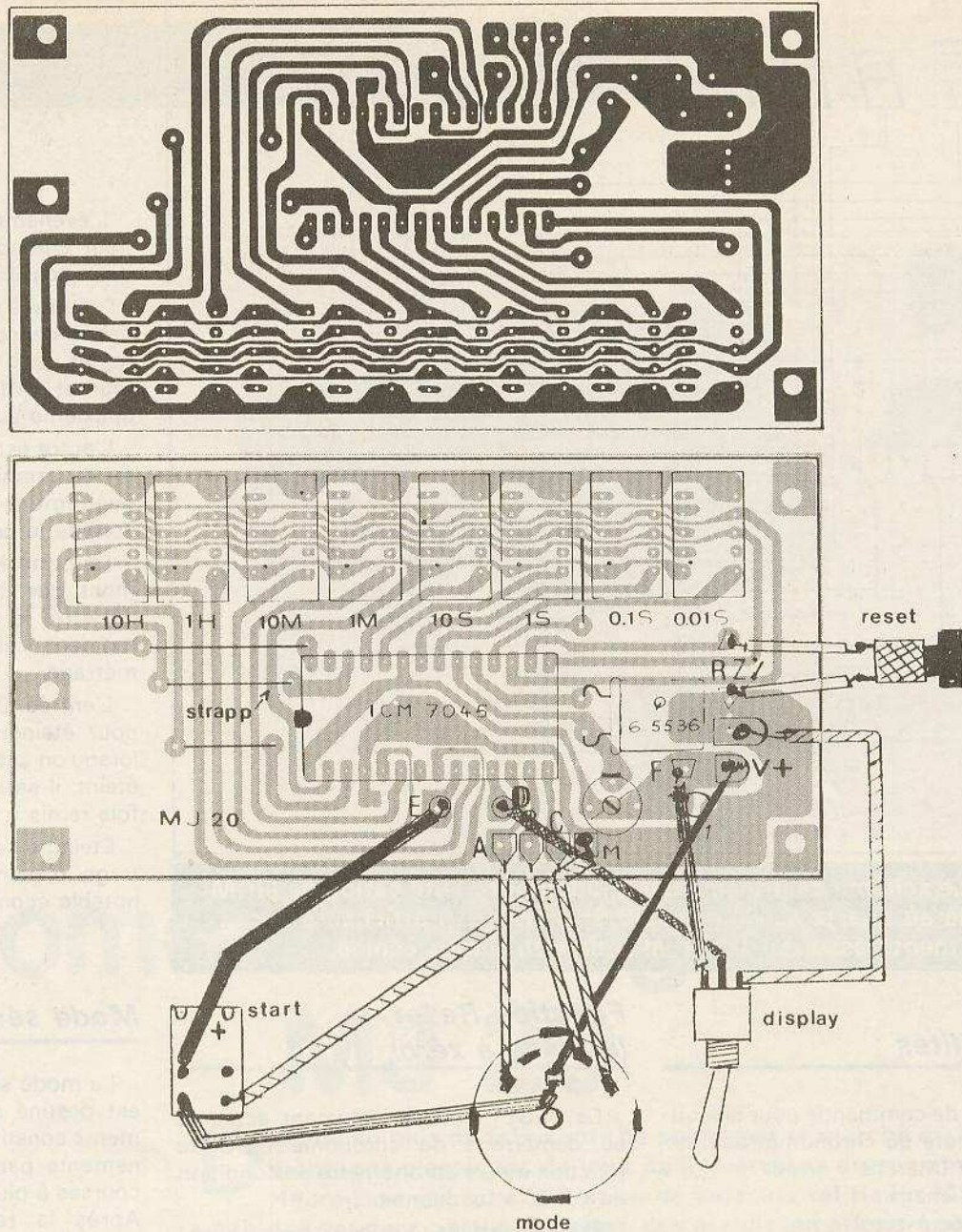


Fig. 2. et 3. - Comme d'usage et à titre indicatif, nous publions à l'échelle 1 le tracé du circuit imprimé ainsi que le schéma d'implantation et de branchement aux éléments extérieurs.

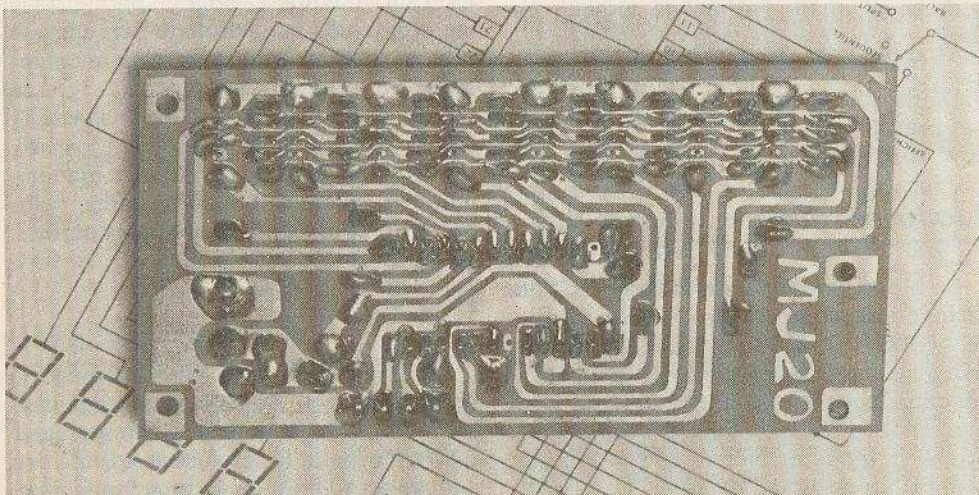


Photo 2. - Les établissements Radio MJ ont su tirer parti des grandes qualités de l'ICM 7045 d'Intersil l'absence de composants discrets implique un tracé professionnel.

On ne peut pas en mode séquentiel, éteindre l'affichage. On peut, à tout moment, actionner RESET pour remettre à zéro tant l'horloge que l'affichage.

Mode fractionné

Le mode fractionné est un autre mode de chronométrage d'événements partiels. Contrairement au mode séquentiel le chronométrage, en mode fractionné, est cumulatif. Après une remise à zéro, on actionne le commutateur START-STOP pour faire démarrer le compte-temps et l'affichage correspondant à l'instant T_0 . Une deuxième action à l'instant T_1 bloque l'affichage pour permettre de lire T_1 tandis que le compte-temps continue le chronométrage.

Lorsque, à l'instant T_2 on actionne pour la troisième fois START-STOP, l'affichage montre le temps total écoulé entre T_0 et T_2 . Finalement à l'instant T_N , le temps total de l'événement apparaît sur l'affichage.

Le temps d'un des événements partiels peut être obtenu par soustraction. On peut à tout moment synchroniser l'affichage et le compte-temps (fonction rattrapante) en actionnant le commutateur DISPLAY. On remet à zéro le compte-temps en actionnant RESET. On ne peut pas, en mode fractionné, éteindre l'affichage.

Mode groupé

Le mode groupé est conçu pour le chronométrage d'événements comportants des interruptions. Supposons un événement composé de N événements partiels mais dont les partiels peuvent être séparés par des intervalles à ne pas chronométrer. Le mode groupé commence par une remise à zéro.

A l'instant T_0 on commence le chronométrage en actionnant START-STOP. A ce moment là, la fonction RESET est désactivée afin d'éviter toute remise à zéro accidentelle au cours d'un chronométrage d'événements longs.

A l'instant T_1 , le START-STOP arrête le compte-temps et l'affichage. A partir de ce moment, la durée de chaque événement partiel est ajoutée au temps total par le START-STOP au début et à la fin de chaque partiel. Les durées des évé-

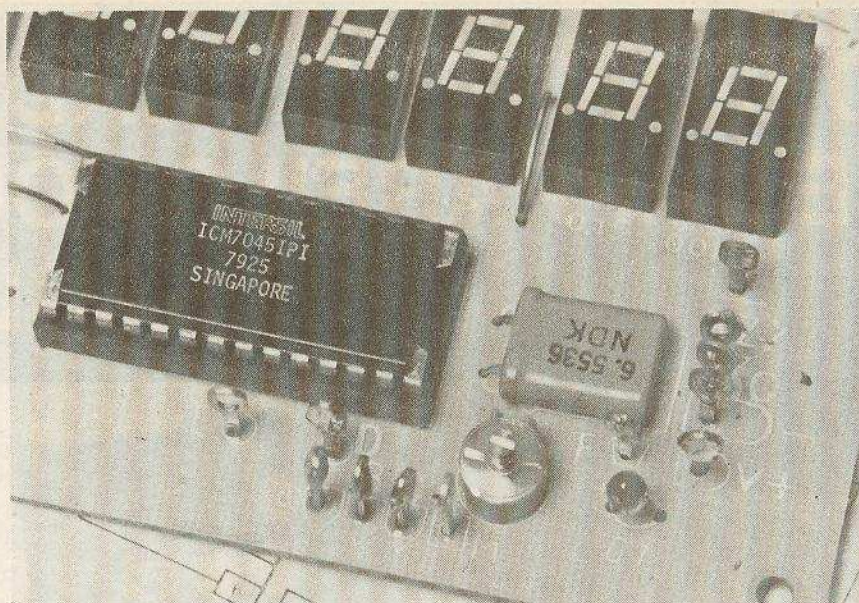


Photo 3. - Le circuit intégré constituant l'élément essentiel du montage, son positionnement sur socle s'avère tout à fait nécessaire.

nements partiels s'obtiennent par soustraction.

On peut, par l'intermédiaire du commutateur DISPLAY, allumer et éteindre l'affichage.

Montage

Pour le montage, comme d'usage la tâche de l'amateur se résume à la bonne insertion des éléments fournis conformément au plan d'implantation donné.

Le circuit imprimé est entièrement préparé à cet effet et comporte même une sérigraphie qui permet de minimiser les erreurs... Le fabricant a préféré laisser subsister quelques « straps » plutôt que d'avoir recours à un circuit du type double face. L'amateur veillera seulement à la bonne mise en place des afficheurs.

Si le montage a été respecté et que les soudures ont été parfaitement exécutées, le chronomètre fonctionnera dès sa mise sous tension.

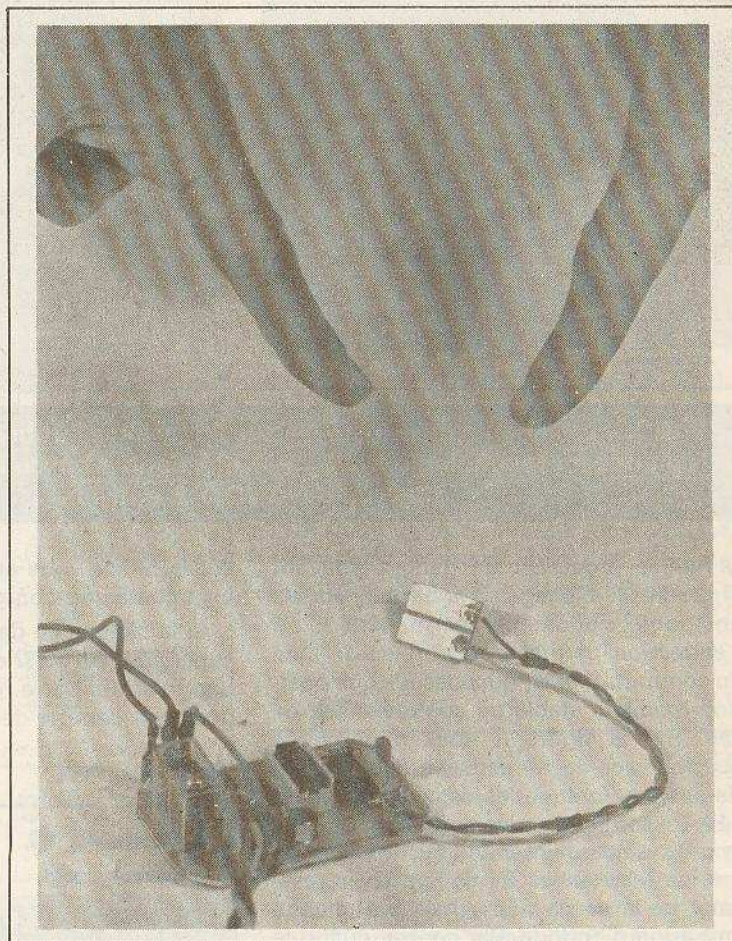
Liste des composants

1 circuit imprimé soudure.	1 quartz 6,5536 MHz
20 cm de fil 3 conducteurs	1 condensateur variable jaune.
10 cm de fil 4 conducteurs.	1 condensateur tantale 1 μ F
10 cm de fil 2 conducteurs	1 inverseur miniature unipolaire (Display).
10 cm de fil étamé (strap)	1 bouton poussoir (RESET)
8 afficheurs cathode commune TIL 313P ou équivalent	1 bouton poussoir inverseur type Shadow (Start-Stop).
1 circuit intégré ICM 7045 ou équivalent.	1 commutateur 3 circuits 4 positions.
1 support circuit intégré 28 broches.	15 cosses.

**RENSEIGNEZ-VOUS SUR LA
POSSIBILITÉ DE DEVENIR
COLLABORATEUR EN NOUS SOUMETTANT
UNE MAQUETTE ÉLECTRONIQUE.
Service « Collaboration des lecteurs »
ELECTRONIQUE PRATIQUE
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.
Renseignements au 200.33.05**

UN télérupteur est un dispositif qui permet de commander l'éclairage d'un local à partir d'une multitude d'endroits à l'aide de boutons-poussoirs : un coup pour allumer, un coup pour éteindre. Les appareils du commerce sont électromécaniques, c'est-à-dire que chaque impulsion sur un électro-aimant fait avancer d'un cran une roue à rochets, sur laquelle se trouvent les contacts électriques. Le télérupteur que nous décrivons ne comporte aucun organe mécanique, son prix de revient est de l'ordre de 40 F et il peut de plus être commandé par des touches à effleurements (« touch-control ») ou par tout autre système sonore ou optique.

Le module faisant appel aux C.I. logiques il n'y a aucune mise au point à effectuer et l'appareil fonctionne donc du premier coup.



TELERUPTEUR à touch-control

Le principe de fonctionnement (fig. 1)

La pièce maîtresse est un C.I. logique contenant deux « bascules JK » mais nous n'en utilisons qu'une seule. Nous avons préféré un circuit intégré de technologie CMOS pour disposer d'une tension d'alimentation « V + » qui peut être comprise entre 3 et 15 V, au lieu des 5 V impératifs en TTL. Il s'agit donc d'un « 4027 », un composant très courant et bon marché.

Dans ce même numéro, nous présentons en détail ce que sont les diverses bascules logiques, aussi nous ne nous bornerons ici à expliquer comment nous avons câblé cette bascule JK : les deux entrées J et K sont maintenues au niveau

1 (V +) par les résistances de protection R_1 et R_2 . En conséquence chaque signal montant (0 à 1) appliqué sur l'entrée horloge « H » provoquera un changement de niveau de la sortie « Q ». Cette tension de sortie qui prend alternativement les valeurs zéro et V+ à chaque impulsion sur H, commande un robuste transistor T_1 (2N1711) qui lui pourra actionner un relais ou un triac.

On devine que les impulsions d'horloge seront les commandes manuelles, mais comme le 4027 a une bande passante qui s'étend jusqu'à 8 MHz, il faut se mettre à l'abri des « rebonds » de cette commande à l'aide d'un circuit monostable. On fait donc encore appel au 4011 (C12) qui avec C_1 et R_9 nous donne une constante de temps de l'ordre de la seconde, temps

pendant lequel les inévitables rebonds seront sans effet.

L'électrode de commande « D+ » de ce monostable est maintenue au niveau 1 par la résistance R_{10} de forte valeur (1,8 M Ω). De ce fait, même un si mauvais conducteur que le doigt reliera cette électrode à la masse (cosse « D- ») et provoquera ainsi un niveau zéro sur « D+ », d'où déclenchement du monostable. A la sortie de la troisième porte NAND, nous avons alors un créneau de une seconde au niveau 1, qui est appliqué à l'entrée horloge du 4027. Attention ! ce CI est un CMOS et, contrairement à ce qui se passe avec les bascules JK en TTL, c'est la montée du signal d'horloge qui provoque le basculement et non sa descente.

Les bornes d'entrées « S » et « R » de

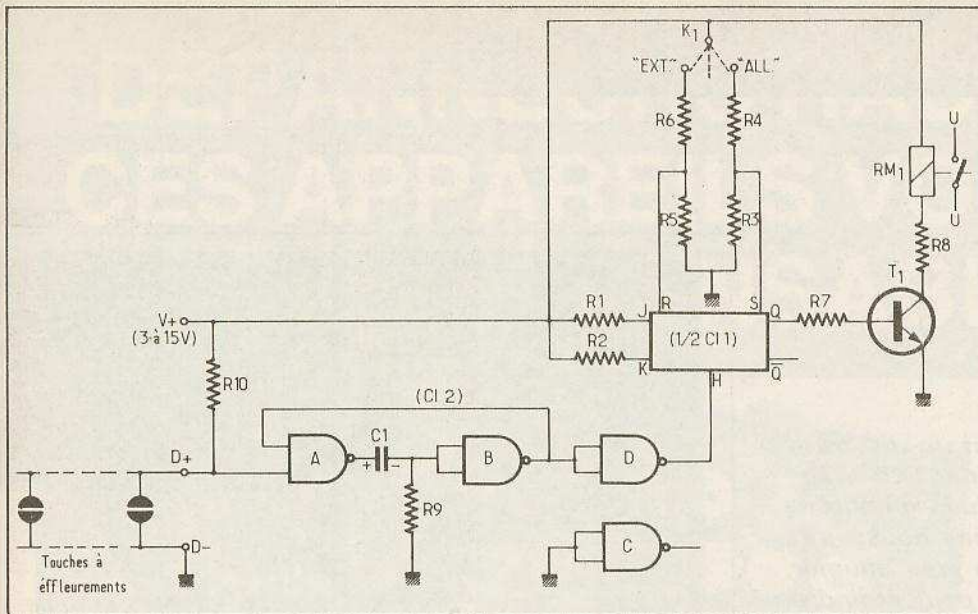


Fig. 1. – Le schéma de principe laisse apparaître l'utilisation de circuits logiques en technologie MOS, le 4027 double bascule JK et le 4011 quadruple NAND à 2 entrées.

CI1 nous procurent un gadget pouvant être utile : le blocage de la bascule sur les positions « allumage permanent » ou « extinction permanente », et ce à l'aide du commutateur K₁ qui possède une position médiane stable où son levier est en l'air. Sur la **figure 1**, nous remarquons que le levier de K₁ est relié à la tension V+, et que lorsque les cosses « ALL » et « EXT » sont en l'air les bornes du CI « S » et « R » sont maintenues au niveau zéro par les résistances R₃ et R₅ : en ce cas, l'état de la sortie « Q » change à chaque impulsion d'horloge. Par contre, quand le levier de K₁ est sur une butée « ALL » ou « EXT » la borne du CI correspondante est portée au niveau 1 par l'intermédiaire des résistances R₄ ou R₆, environ dix fois plus faibles que R₃ et R₅.

sur la phase vous auriez une commande en « chataigne-control »...

Si la résistance de bobine du relais est supérieure à 150 Ω on peut remplacer R₈ par un strap. Cette résistance chutrice R₈ doit tenir compte de celle de la bobine et

de la tension d'alimentation, de telle sorte que l'intensité

$$I = \frac{V+}{R_8 + R \text{ bobine}}$$

soit inférieure ou égale à 0,1 A.

Pour l'unique condensateur nous avons monté un petit tantale de 10 μF mais un électrochimique pourra être installé verticalement. Respecter la polarité de C₁ avec le + sur la borne 3 de CI2.

En coupant les angles du circuit imprimé, on pourra le loger au fond d'un petit coffret Teko P/1.

Si vous ne souhaitez pas utiliser le commutateur K₁, vous pourrez supprimer les résistances R₃, R₄, R₅ et R₆, mais à condition de relier les bornes S et R du 4027 à la masse, par exemple en remplaçant R₃ et R₅ par des straps.

Sur le circuit imprimé représenté **figure 3**, les entrées J, K, H et R de la bascule non utilisée du 4027 ont été mises à la masse, de même que les entrées de la porte NAND non utilisée du 4011.

Le circuit imprimé

Deux CI, un transistor, dix résistances, un condensateur et un petit relais ne tiennent pas beaucoup de place. Comme toujours, nous rappelons que le brochage des relais n'est pas normalisé, aussi nous l'avons logé à une extrémité du circuit afin que vous puissiez facilement en modifier l'implantation en fonction du vôtre. Celui que nous avons utilisé est un « Gruner » 1 RT avec bobine de 80 Ω. Le relais pourrait être remplacé par un triac 400 V/8 A mais même commandé en continu « tout ou rien », il serait une source de parasites ; d'autre part, la cathode de ce triac devant être raccordée à la masse, il faudrait que celle-ci soit sur le neutre du secteur car

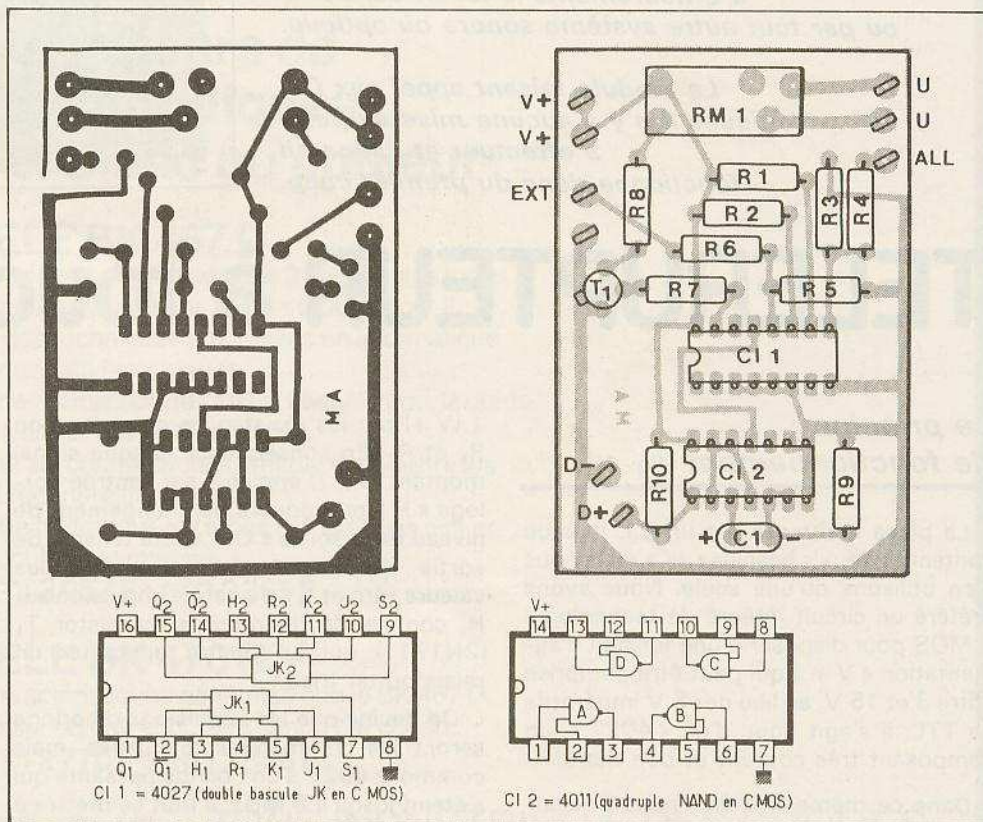


Fig. 2. et 3. – Tracé du circuit grandeur nature. Au niveau de l'implantation on veillera au sens des circuits intégrés et au brochage du relais utilisé.

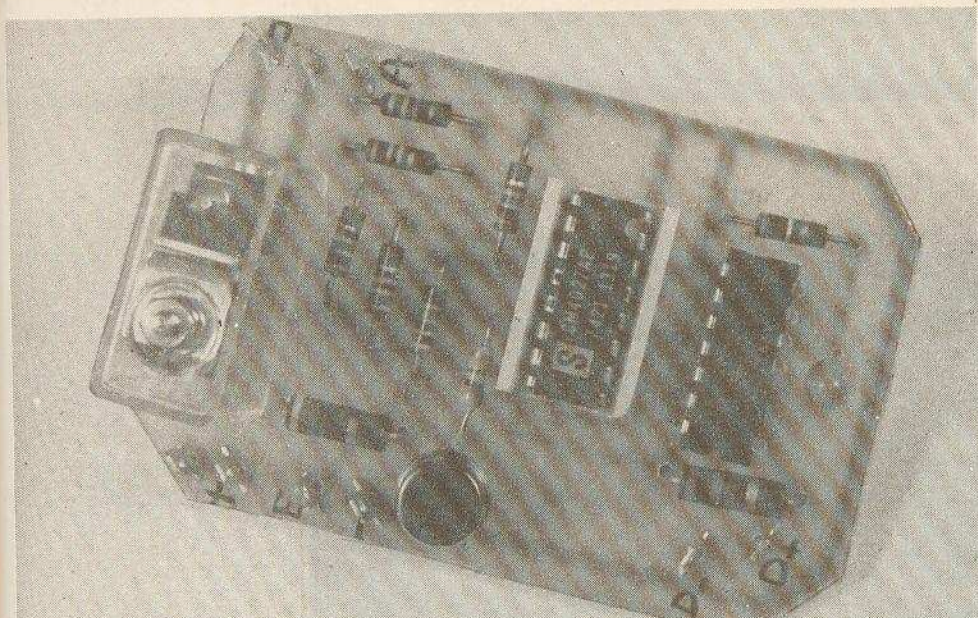


Photo 1. – Le circuit imprimé peut se loger au fond d'un boîtier Teko P/1 si l'on prend soin de lui couper les angles.

Les applications du télérupteur

Notre télérupteur ne sert pas uniquement à l'éclairage d'un grand hall ou d'un escalier, car son entrée sensible peut être commandée par des amplis sonores ou optiques, comme par exemple l'éclairage et l'extinction d'un lampadaire par un claquement de mains, la commande optique d'un ventilateur d'atelier, un réseau de « postes marche-arrêt » pour un modéliste ferroviaire, ou encore pour interrompre momentanément l'autoradio sans rien dérégler.

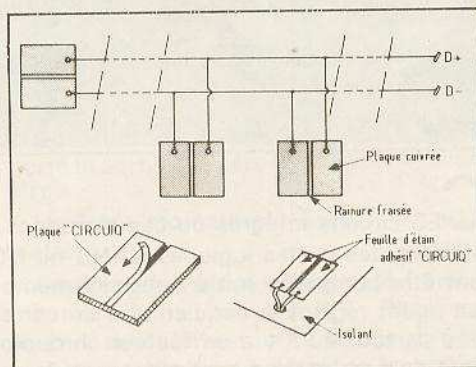


Fig. 4. – On réalisera facilement des touches en utilisant des chutes d'époxy.

Les touches de commande

Des chutes de plaques cuivrées en époxy ou bakélite constitueront des touches idéales (fig. 4). Il suffira d'inciser ou de fraiser une rainure d'environ 1 mm de large pour séparer les deux électrodes. La méthode la plus rapide et aussi la plus esthétique consiste à utiliser des fragments de plaque étamée « CIRQUIQ » (Voir *Electronique Pratique, Nouvelle série*, n° 22, page 148), où la découpe et le décollage d'un étroit ruban ne demandent que quelques secondes. Comme nous disposons déjà de surfaces isolantes en place (plaques « Formica »), nous avons préféré y coller des morceaux de rubans d'étain adhésif 20 x 7 mm distants de $\approx 0,5$ mm, découpés dans une feuille « CIRQUIQ » (voir photo).

Le nombre des plaques de commandes

n'est pas limité; elles seront bien sûr montées en parallèle (fig. 4).

La résistance d'un doigt sec entre deux plaquettes espacées de 1 mm est approximativement de 800 k Ω ; cette résistance va avec R₁₀ constituer un pont diviseur de V+ pour alimenter l'électrode d'entrée « D+ » (fig. 1). Si ce potentiel est inférieur au tiers de V+ il agit comme niveau zéro et il y a déclenchement. En conséquence, la valeur de R₁₀ doit être comprise entre 1,5 et 2,2 M Ω , au-dessus il y aurait risque de fonctionnement intempestif avec des champs électriques captés par le fil relié à D+ (« Effet de main »).

On remarquera qu'au lieu de fermer le contact D+/D- par la chair il suffit parfois de toucher seulement l'électrode D+, car le corps humain se comporte comme une mini terre, exactement comme avec les ampoules néon des petits « tournevis d'électriciens ».

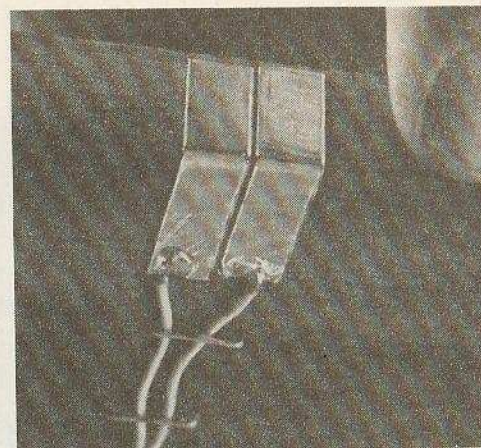


Photo 2. – Arrivant de sous la table, une touche sensible des plus discrètes.

Si vous comptez utiliser des contacts électriques normaux, tels des boutons-poussoirs, n'hésitez alors pas à abaisser la valeur de R₁₀ à 10 k Ω seulement.

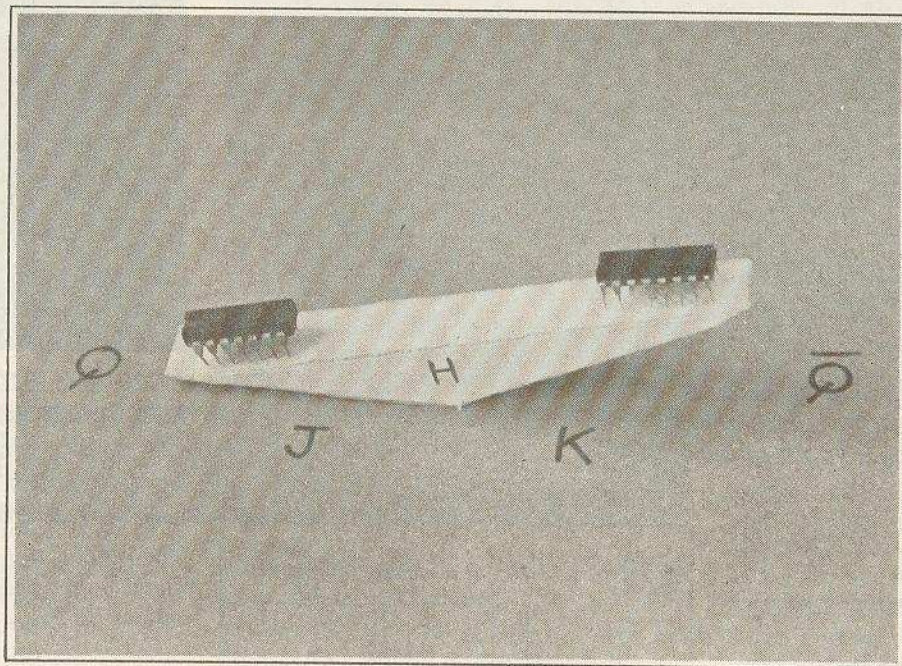
Conclusion

Nous n'avons décrit que le circuit de base sans son alimentation ni sa mise en coffret, afin que vous puissiez l'adapter très facilement à votre problème propre. L'auteur a utilisé ce module pour une commande très particulière dans son laboratoire, laquelle n'aurait intéressé que fort peu de lecteurs; voilà pourquoi, pour une fois, nous n'avons pas représenté l'assemblage final.

Michel ARCHAMBAULT

Matériel nécessaire

- C11 = 4027 (CD4027, SFF24027, etc.), double bascule JK en C.MOS.
- C12 = 4011, quadruple NAND en C.MOS
- T₁ = transistor 2N1711 ou 2N2219
- R₁, R₂, R₃, R₅ = 33 k Ω (orange, orange, orange)
- R₄, R₆ = 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- R₇ = 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
- R₈ = voir texte
- R₉ = 100 k Ω (marron, noir, jaune)
- R₁₀ = 1,8 M Ω (marron, gris, vert)
- C₁ = 10 μ F / 16 V, tantale de préférence
- K₁ = commutateur à trois positions (facultatif)
- RM1 = relais 1 RT, R bobine 80 à 300 Ω
- 8 cosses poignards
- Un circuit imprimé 70 x 46 mm à réaliser.



CES circuits intégrés ou ces montages qui utilisent des portes logiques NAND ou NOR peuvent être comparés soit à une mini-mémoire, soit à un agent réglant la circulation à un carrefour, c'est-à-dire partout où il y a un facteur chronologique. On entrevoit alors de nombreuses applications et des plus diverses. Le fonctionnement des bascules est certes un peu plus complexe que celui des simples portes, mais vaut la peine de s'y pencher et surtout de les retenir, afin d'avoir l'idée d'utiliser un 4027 quand les 4011 ne viennent à bout de votre problème. Le style de notre exposé pourra choquer les « universitaires » car nous préférons la méthode inverse à savoir la pratique d'abord, la théorie ensuite et en option.

Utilisons les bascules logiques (RS - RSH - D et JK)

Généralités

La grande différence entre une porte et une bascule est que cette dernière fait intervenir la notion de temps (et sans condensateur), alors que la sortie d'une porte est toujours en relation instantanée avec sa tension d'entrée. Voici une comparaison électrique : avec un interrupteur « poire » une pression sur le bouton et la

lampe s'éclaire, une pression identique elle s'éteint et ainsi de suite, tandis qu'avec un bouton-poussoir il faudrait garder le doigt dessus ; la poire est une « bascule », le poussoir est une « porte ».

La sortie d'une bascule logique peut conserver par exemple indéfiniment le niveau 1 (\approx tension de l'alimentation) en souvenir de commandes fugitives reçues sur ses entrées. Avec les transistors ce

genre de circuits porte le nom de « bascules bistables » ou « bascules d'Eccles-Jordan », mais en remplaçant ces transistors par des portes NAND ou NOR, on obtient des montages bien plus performants, moins encombrants et avec « gadget incorporé ». Exemple un couple de deux super-bascules indépendantes ayant chacune trois entrées, deux sorties et deux dispositifs de prédispositions à 1

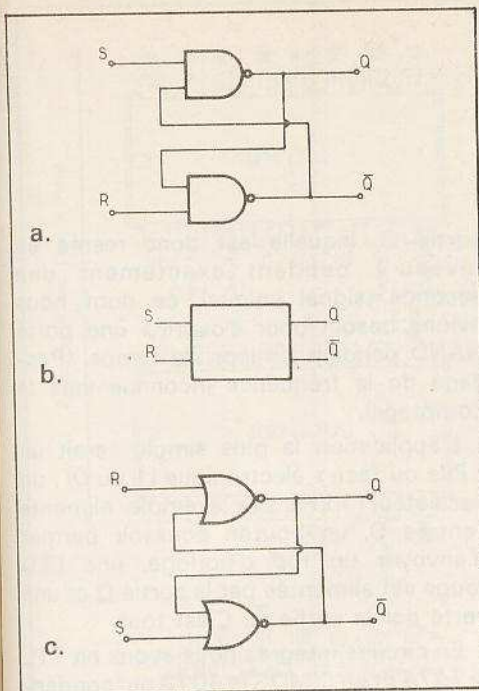


Fig. 1. - La bascule « R.S. » ; représentation symbolique et schéma équivalent en NAND et en NOR.

ou 0, sont contenues dans un seul CI en boîtier DIL, et elles ne nécessitent aucun composant extérieur ! Vous pensez au prix d'un tel CI ? Trois francs en TTL, six francs en C.MOS... Sans commentaires.

Il y a quatre sortes de bascules logiques, « RS », « RSH », « D » et « J.K » ; seules ces deux dernières sont présentées en CI, les deux premières se montent avec les portes NAND d'un 7400 ou d'un 4011. Commençons donc par la plus simple.

La bascule « R.S. »

« S » et « R » sont les entrées tandis que les deux sorties d'une bascule logique s'appellent toujours « Q » et « \bar{Q} » ; elles sont complémentaires c'est-à-dire que lorsque $Q = 1$, $\bar{Q} = 0$ et inversement. Avec les bascules logiques il va nous falloir enrichir un peu notre vocabulaire anglais et nous présenterons un petit lexique en fin d'article ; disons pour l'instant que S et R sont les abréviations de « SET » = mise à 1 et « RESET » = contraire de SET donc mise à 0.

On réalise très simplement une bascule RS avec deux portes NAND comme il est indiqué figure 1a. On remarque que les portes sont identiques, mais les bornes S et Q sont l'entrée et la sortie d'une même porte NAND. Pour une NOR, dont nous ne parlerons plus, c'est l'inverse.

Par convention on dit qu'une bascule est à l'état « travail » lorsque sa sortie principale Q est au niveau 1, et à l'état « repos » quand $Q = 0$.

Alimentons le montage avec S et R au niveau 1. Il est impossible de dire laquelle des deux sorties va être à 1, aussi supposons que par le hasard d'une première mise sous tension $Q = 0$, donc $\bar{Q} = 1$, autrement dit état repos.

Mettons l'entrée S à zéro : ce front descendant provoque un basculement et maintenant $Q = 1$ et $\bar{Q} = 0$. Reportons l'entrée S à 1 : c'est un front montant et de ce fait il n'y a pas de changement sur les sorties. A présent mettons l'entrée R à zéro, il y a de nouveau un basculement et Q passe à zéro et \bar{Q} à 1. En conclusion :

- Un front descendant (1 à 0) sur l'entrée S porte la sortie principale Q à 1 (S Set = mise à 1).
- Un front descendant sur l'entrée R porte la sortie Q à zéro (R = Reset = mise à 0).
- Un front montant sur S ou R n'a pas d'effet.

On en déduit alors la propriété fondamentale de la bascule R.S. Plusieurs actions successives sur la même entrée ne changeront rien à l'état de la sortie, lequel ne pourra changer que par la première action sur l'autre entrée, d'où la grande application : un circuit anti-rebonds.

En effet si vous avez déjà construit un circuit de comptage avec afficheurs vous avez pu constater qu'en l'essayant avec un inter-mécanique vous n'arriviez presque jamais à obtenir une seule impulsion, mais toujours une salve par une seule manœuvre de l'inter. Ce sont les micro-rebonds mécaniques qui engendrent cette suite d'impulsions. (Un CI TTL passe jusqu'à 30 MHz...).

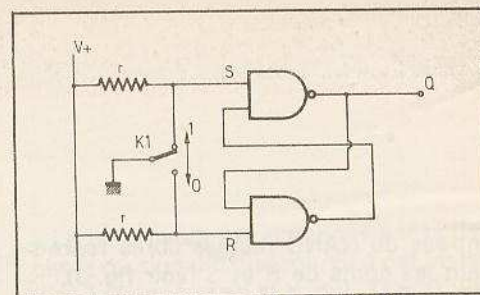


Fig. 2. - Utilisation rationnelle d'une « R.S. » : le circuit anti-rebonds.

Examinons le montage anti-rebonds de la figure 2 : Les entrées S et R sont maintenues au niveau 1 sauf quand le commutateur K_1 en met une à la masse ; à chaque butée correspondra toujours un front descendant qui mettra la sortie Q à 1 avec le levier côté S, ou à zéro avec le levier côté R. Imaginons le rebondissement du levier : au premier « choc contact » il y a un basculement, puis le levier rebondit et l'entrée commutée repasse à 1, front montant pas d'effet, puis nouveau contact avec front descendant certes, mais qui ne peut que confirmer le niveau de sortie déjà obtenu dès le premier contact. Ainsi ce montage qui ne nécessite que la moitié d'un 7400 ou d'un 4011 et un commutateur simple, sera utile pour vérifier un circuit de comptage qui n'avancera que d'une seule unité par aller et retour du levier.

Afin de ne pas compliquer inutilement nous ne parlerons plus de la sortie complémentaire \bar{Q} puisqu'elle est toujours au niveau inverse de la sortie principale Q.

Et maintenant perfectionnons un peu notre bascule R.S.

La bascule R.S.H.

C'est une bascule R.S. dont les entrées sont commandées par deux autres portes NAND dont deux entrées sont reliées à une borne H appelée « Horloge ». Les

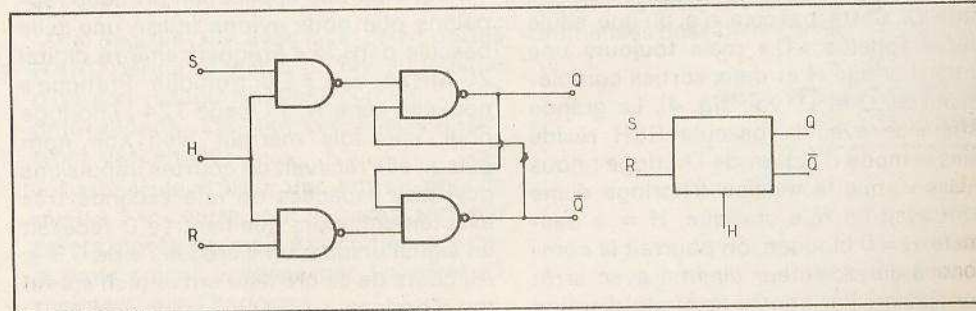


Fig. 3. - La bascule « R.S.H. » ; schéma équivalent à l'aide de portes NAND et symbole couramment utilisé.

entrées de NAND restées libres reprennent les noms de R et S (voir fig. 3).

L'entrée horloge d'une bascule RSH est en quelque sorte le « gendarme » qui régit la circulation. Si H est au niveau 1 la bascule fonctionne comme la RS mais avec la différence que ce sont maintenant les fronts montants qui déclenchent le basculement. C'est normal puisqu'on a intercalé sur chaque entrée de la RS une porte NAND qui joue un rôle d'inverseur.

A présent mettons l'entrée H à zéro, les commandes sur les entrées sont sans effet et la sortie conserve le dernier niveau en date au moment de ce blocage.

Mettons R et H au niveau 1 et envoyons sur l'entrée S un signal carré de 1 Hz par exemple : La sortie Q reproduit en phase le signal d'entrée, on dit alors que la bascule est « transparente ». Portons brusquement H à zéro, la sortie reste « figée » sur sa dernière valeur. C'est donc une mémoire d'un état à un moment précis celui de la mise à zéro de H. Ne vous méprenez pas sur l'utilisation de l'entrée H en pensant qu'on lui envoie un signal périodique sous prétexte de son nom d'horloge. De même signalons que la bascule RSH ainsi que les deux suivantes sont souvent appelées « maître-esclave », l'entrée étant le maître et la sortie l'esclave. Nous n'aimons pas utiliser ce terme car il n'apporte rien et peut provoquer des confusions.

Voyons à présent des bascules plus complexes et présentées en circuits intégrés.

La bascule « D »

L'auteur avoue ignorer l'origine de cette lettre D. Cette bascule n'a qu'une seule entrée appelée « D » mais toujours une entrée horloge H et deux sorties complémentaires Q et \bar{Q} (voir fig. 4). La grande différence avec la bascule RSH réside dans le mode d'action de l'horloge : nous avons vu que la tension d'horloge d'une RSH avait un rôle statique, H = 1 passante, H = 0 bloquée, on pourrait la comparer à un projecteur cinéma avec arrêt sur l'image. Par contre le mode d'action d'une bascule D rappelle plutôt la photographie au flash, en effet la sortie Q prend et conserve le niveau sur l'entrée D à l'in-

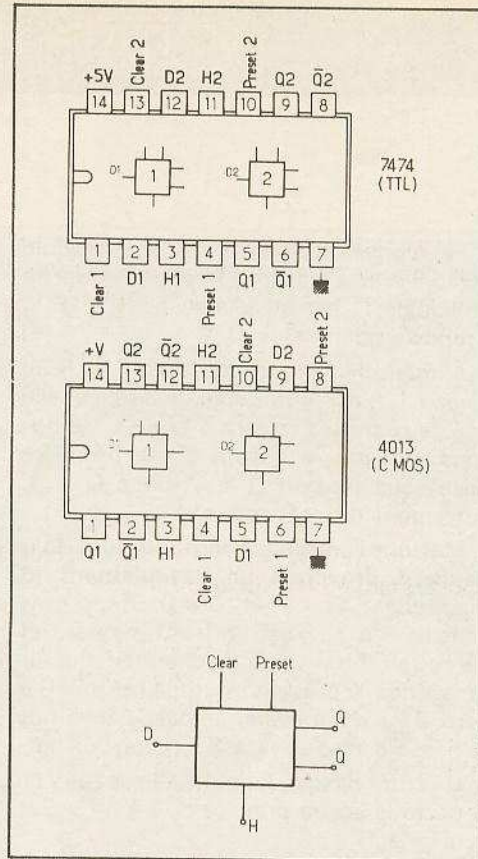


Fig. 4. - La bascule « D » existe en double exemplaire dans le 7474 (TTL) et le 4013 (C.MOS) dont les brochages figurent ci-dessus.

stant précis du front montant sur l'horloge. Un exemple :

L'entrée D reçoit un signal carré périodique ou quelconque et l'horloge est au niveau zéro. La sortie a pour l'instant une valeur quelconque mais fixe. Envoyons sur H une impulsion 1 : à l'instant précis où cette tension d'horloge atteint un certain seuil la bascule devient transparente pendant un temps très bref, la sortie Q prend alors la valeur appliquée à D à cet instant et la conserve indéfiniment, même si H est maintenue à 1 puis ramenée à zéro. Si nous reportons H de 0 à 1 il y aura sur Q une nouvelle « photographie » du signal sur D à ce nouvel instant précis.

Pour citer une application pratique rappelons que nous avons utilisé une telle bascule dans le « Fréquencemètre digital 25 MHz », voir « Electronique Pratique » nouvelle série n° 11 page 124 : l'horloge pour une fois méritait bien son nom puisqu'elle recevait de courtes impulsions positives espacées de une seconde très exactement, alors que l'entrée D recevait un signal unique, un « créneau » de 0,9 s. Au cours de ce créneau arrive bien sûr un top d'horloge qui porte donc la sortie à 1. Quand une seconde plus tard le top suivant arrive l'entrée D est forcément déjà retombée, à zéro, valeur transmise à la

sortie Q, laquelle est donc restée au niveau 1 pendant exactement une seconde (signal unique), ce dont nous avons besoin pour « ouvrir » une porte NAND pendant ce laps de temps. (Passage de la fréquence inconnue vers le comptage).

L'application la plus simple serait un « Pile ou face » électronique (1 ou 0) : un oscillateur 1 kHz par exemple alimente l'entrée D, un bouton poussoir permet d'envoyer un top d'horloge, une LED rouge est alimentée par la sortie Q et une verte par la sortie \bar{Q} . C'est tout.

En circuits intégrés nous avons en TTL le 7474 et en C.MOS le 4013 qui contiennent chacun deux bascules « D » indépendantes. Voir les brochages figure 4. Nous y remarquons deux entrées « gadgets », « CLEAR » qui est une remise à zéro (RAZ) de la sortie Q, et « PRESET » qui est la remise à 1 de la sortie. Elles sont actives par une simple impulsion à zéro (en TTL), mais si l'une d'elle est maintenue à zéro la sortie reste bloquée à la valeur correspondante, et ce quels que soient les signaux sur D et H. Attention ! Ces entrées sont actives au niveau 0 en TTL, et au niveau 1 en C.MOS.

Vous pourrez constater dans nos pages publicitaires que ces deux CI sont très bon marché. Pour terminer voyons la plus utilisée des bascules.

La bascule « J.K. »

Elle rappelle un peu la RSH avec ses deux entrées distinctes (fig. 5) qui s'appellent à présent « J » et « K ». Ces lettres viennent des figurines des cartes à jouer anglo-saxonnes, J = JACK = valet et K = KING = roi, mais l'analogie ne semble pas évidente puisque J est la mise à 1 et K la mise à zéro de la sortie. Pourquoi alors ne pas avoir gardé respectivement les lettres S et R ? Parce que le mode d'action des signaux d'horloge est là encore totalement différent :

Cette fois-ci c'est le front descendant (1 à 0) sur H qui seul a de l'effet. A cet instant :

- Si J = 1 — Q = 1
- Si K = 1 — Q = 0
- Si J = K = 0 — Q ne change pas
- Si J = K = 1 — Q passe alternativement de 1 à 0 à chaque coup d'horloge.

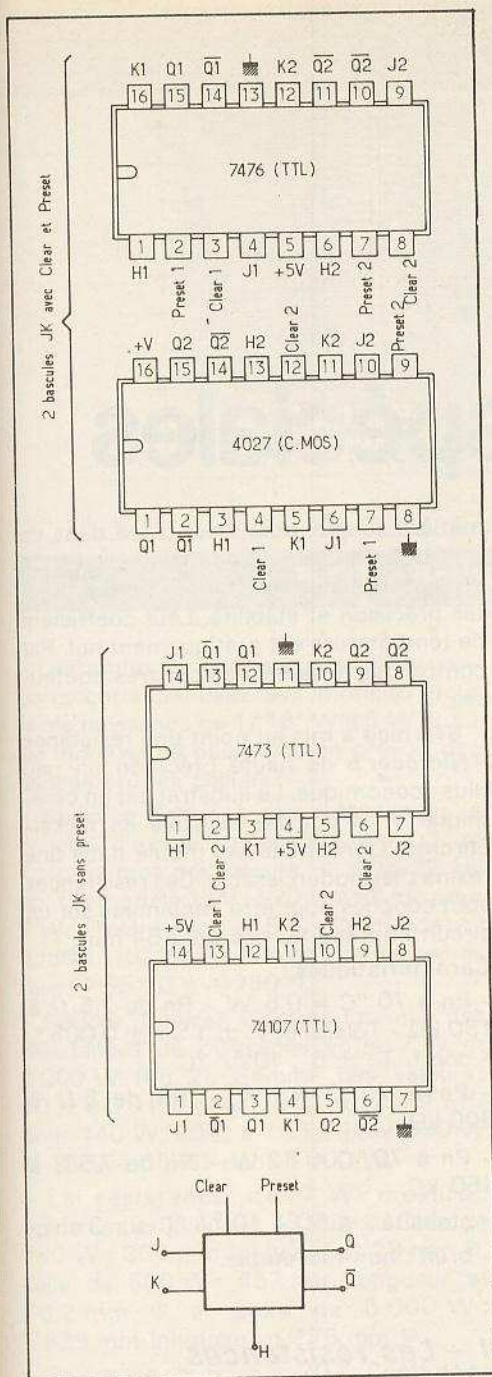


Fig. 5. - Brochage de quatre circuits courants intégrant chacun deux bascules « J.K. ».

Dans ce dernier cas rappelons que l'on peut fixer la valeur de départ par action sur « CLEAR » ou « PRESET ». D'autre part on obtient alors en sortie un signal dont la fréquence est la moitié de celle appliquée à l'horloge.

Une parenthèse pour montrer l'universalité de la bascule J.K : relier ses deux entrées par une porte inverseuse (NAND ou NOR aux entrées reliées) et alimentons sur J qui devient donc entrée unique : nous obtenons ainsi une bascule D mais avec commande d'horloge par fronts descendants.

Les bascules JK se retrouvent dans tous les circuits de comptage et de diviseurs de fréquences. Le plus bel exemple est l'ultra classique compteur 7490 qui contient trois bascules JK, et l'on sait toutes les fantaisies de montages que l'on peut faire avec ce CI, division de la fréquence d'entrée par 2, 5, 10, comptage BCD, etc. Ceux qui ne craignent pas la migraine conçoivent même de véritables petits cerveaux électroniques avec uniquement des bascules JK et quelques portes classiques, du microprocesseur sur mesures...

Sans aller jusque là et afin de prouver que les bascules JK ne sont pas uniquement des composants pour les montages logiques, nous présentons dans ce même numéro une réalisation ultra simple, performante et à usage domestique, un télérupteur !

Les CI contenant des bascules JK sont assez nombreux mais on arrive à sept bornes par bascule à savoir, 2 entrées + H + clear + preset + 2 sorties = 7 ; donc pour deux bascules $7 \times 2 = 14 + 2$ bornes d'alimentation = 16. C'est la disposition en DIL 16 utilisée en TTL par le 7476 ou en C.MOS par le 4027 (brochages fig. 5), mais on trouve aussi en DIL 14 une paire de JK qui sont dépourvues de « Preset », c'est le cas des 7473 et 74107 (voir fig. 5) ; ou encore des DIL 14 qui ne contiennent qu'une bascule avec « clear » et « preset » mais avec plusieurs entrées J et K, pour les montages disons « spéciaux », c'est le cas des 7470, 7472, 74104 et 74105.

Tous ces CI TTL et C.MOS sont également très bon marché.

Récapitulons

- La bascule RS avec ses deux portes NAND permet d'établir un niveau logique d'où son usage fréquent comme circuit anti-rebonds. Les entrées agissent par front descendant.
- La bascule RSH a une entrée pour la mise à 1 et l'autre pour la mise à zéro par fronts montants, mais à condition que ces actions soient validées par un niveau 1 maintenu sur l'horloge.
- La bascule D a pour niveau de sortie celui qu'avait l'entrée D à l'instant de la montée du signal d'horloge.

- La bascule JK est actionnée par la descente du signal d'horloge. Si à cet instant $J = 1, Q = 1$ mais si $K = 1, Q = 0$. Si J et K sont tous deux maintenus à 1 la sortie bascule à chaque top d'horloge.

- Les entrées « CLEAR » et « PRESET » permettent le préaffichage ou le maintien de 0 et 1 à la sortie.

Lexique

Les brochages de CI indiqués dans les catalogues sont rédigés en anglais ou en « français », de plus les abréviations varient d'un fabricant à un autre, il fallait donc une liste de synonymes :

- Bascule, bistable, basculeur, Flip-Flop.
- S - SET (mise à 1).
- R - RESET (mise à zéro).
- PRESET - \bar{S} (remise ou prédisposition à 1) - SD.
- CLEAR - RAZ - \bar{R} - CD (remise ou prédisposition à 0).
- Horloge - CLOCK - TIMING - H T - \emptyset .
- \bar{Q} - Q' = sortie complémentaire.
- V_{cc} - V + = alimentation positive (TTL = 5 V ; C.MOS = 3 à 15 V)
- V_{ss} - GND = masse.

Conclusion

Du fait que la sortie d'une bascule reste le reflet de phénomènes passés ayant entre eux une chronologie et une hiérarchie, ce composant est d'une part une petite mémoire, mais également un centre de tri entre plusieurs informations convergentes. L'étude des bascules logiques a la réputation d'être des plus rébarbatives, nous espérons avoir réussi à la rendre digeste et à faire entrevoir les immenses possibilités qu'elles présentent.

Michel ARCHAMBAULT

Technologie des composants :

RESISTANCES FIXES spéciales

LES résistances fixes spéciales comprennent :

- les résistances photogravées de haute précision ;
- les résistances à couche d'oxyde métallique ;
- les résistances à couche épaisse pour circuits hybrides ;
- les résistances agglomérées.

Elles couvrent des créneaux particuliers en haute précision, en miniaturisation, en puissance ou en fiabilité dans des cas particuliers.

Le nombre d'échantillons fabriqués, est certes moins important que celui des résistances à couche. Cependant ces produits présentent des caractéristiques intéressantes qu'il convient d'étudier.

I - Les résistances photogravées de haute précision

Au lieu de déposer un film métallique sur un support isolant, on part d'une feuille d'alliage métallique dix à cent fois plus épaisse. Ces feuilles donnent une résistivité connue avec précision et un très faible coefficient de température. La feuille est fixée sur une plaque de verre. Par photogravure on obtient une grille très fine permettant, par rupture de certaines connexions, l'ajustage de la valeur des résistances jusqu'à $\pm 0,01\%$ et même $\pm 0,005\%$ sur demande, entre $2,5\ \Omega$ et $50\ k\Omega$ pour $0,3\ W$; $5\ \Omega$ et $100\ k\Omega$ pour $0,5\ W$ et $7,5\ \Omega$ et $150\ k\Omega$ pour $0,75\ W$ à $70\ ^\circ C$ (fig. 1).

Les modèles les plus élaborés sont présentés en boîtier métallique étanche, rempli d'huile. Les deux contacts de sortie sont réalisés au moyen de rubans souples évitant le transfert des efforts auxquels les sorties pourraient être soumises. L'élément résistant est enrobé par une

matière souple, puis il est placé dans un boîtier isolant rempli de résine époxy. On obtient ainsi des résistances de très haute précision et stabilité. Leur coefficient de température est pratiquement nul. Par contre, ces résistances sont très coûteuses.

Sfernice a mis au point une résistance « Nicrocer » de haute précision un peu plus économique. Le substrat est en céramique et la couche résistive en nickel-chrome. L'ensemble est moulé dans une résine thermodurcissable. Ces résistances sont conçues pour être implantées sur un circuit imprimé au pas de $2,54\ mm$.

Caractéristiques :

- P_n à $70\ ^\circ C = 0,5\ W$ - R_n de $2,5\ \Omega$ à $150\ k\Omega$ - Tolérances : $\pm 1\%$ à $\pm 0,005\%$
- coeff. T : $\pm 5 \cdot 10^{-6}/^\circ C$.
- P_n à $70\ ^\circ C = 1\ W$ - R_n de $5\ \Omega$ à $300\ k\Omega$.
- P_n à $70\ ^\circ C = 1,2\ W$ - R_n de $7,5\ \Omega$ à $450\ k\Omega$.
- stabilité : $< 50 \cdot 10^{-6}/^\circ C$ sur 3 ans.
- bruit : non mesurable.

II - Les résistances à couche d'oxyde métallique

Le support est constitué par un tube ou par une baguette de verre spécial tenant à haute température.

Il est porté à $800\ ^\circ C$. Une solution de chlorure d'étain est pulvérisée sur le support par un jet calibré. Le support est refroidi et découpé aux dimensions de la résistance. Les extrémités sont argentées sous vide et stabilisées à $300\ ^\circ C$.

Pour les faibles valeurs ohmiques et pour les résistances spéciales pour H.F. aucun spirillage n'est prévu. Il est cependant nécessaire pour les fortes valeurs ohmiques. Il s'effectue de la même façon que pour les résistances à film de carbone.

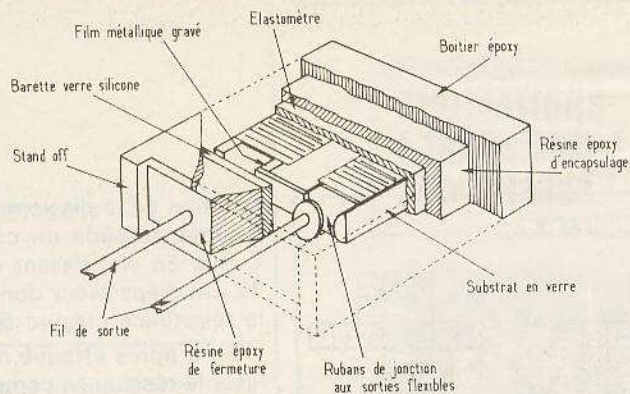
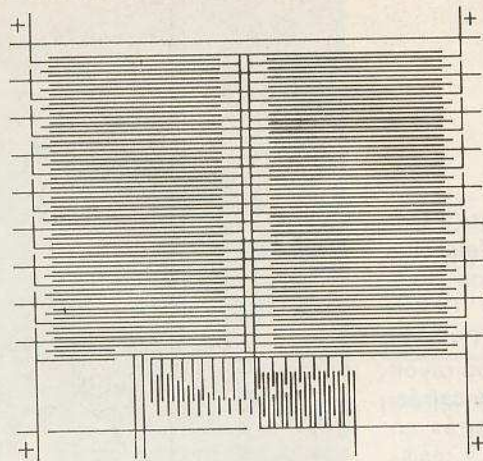


Fig. 1. - Résistance photogravée de haute précision (VISHAY).

Les embouts sont sertis sur les supports correspondant aux modèles pour faible puissance de 1/16^e W à 5 W. Pour les modèles de puissance on prévoit des bagues ou des colliers.

Sfernice fabrique des résistances à couche d'oxyde métallique entre 1 et 7 W. Gamme des valeurs : 4,7 Ω à 22 kΩ pour le modèle 1 W et 20 Ω à 56 kΩ pour 7 W. Tolérance : ± 5%. Coeff de t : ± 500 · 10⁻⁶/°C. Limites de température : -55 °C à +250 °C.

Sovcor. Sovirel. Corning fabrique des résistances de puissance entre 7 W et 6 000 W (fig. 2). Gamme des valeurs : 10 Ω à 70 kΩ pour 7 W, 30 Ω à 1 MΩ pour 140 W, 20 Ω à 10 kΩ pour 500 W et 30 Ω à 15 kΩ pour 6 000 W.

La résistance de 7 W mesure : 38,1 mm longueur et 13 mm Ø. Celle de 140 W : 306 mm longueur et 28 mm Ø, celle de 500 W : 457 mm longueur et 76,2 mm Ø et celle de 6 000 W : 1 829 mm longueur et 178 mm Ø.

Tolérance : ± 5% à ± 20%. Coeff de t : ± 500 · 10⁻⁶/°C. Limites de température : -55 °C à +235 °C. Dérive après 1 000 h à Pn : < 5%.

On voit que le coeff. de t de ces résistances se rapproche de celles à couche de carbone, cependant elles sont très robustes.

III - Les résistances à couche épaisse

L'élément résistant est constitué par un émail formé par des verres fusibles et des métaux nobles, sous forme de pâte.

Le support peut être une plaquette de céramique ou d'alumine de faible épaisseur ou encore un bâtonnet de céramique.

On dépose sur la plaquette par sérigraphie la pâte correspondant aux conducteurs, puis celle prévue pour les résistances. Ces éléments sont cuits au four, sous atmosphère contrôlée et avec des paliers de montée et de descente de température bien précis. Entre 850 °C et 1 000 °C les éléments liquides sont éliminés, les verres fondent et les métaux sont généralement transformés en oxyde. La couche < 25 μm d'épaisseur prend la valeur de résistivité prévue lors de la constitution de la pâte.

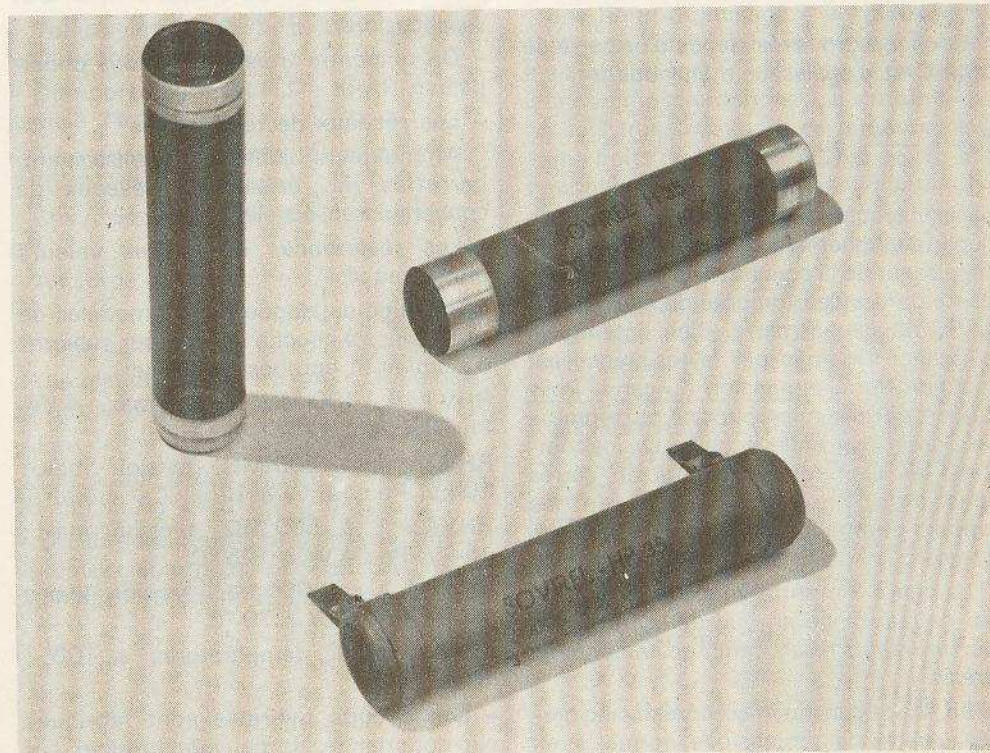
Cette couche est très robuste, car elle est environ cent fois plus épaisse que celle des résistances à couche métallique, d'où son nom.

A condition de bien maîtriser les paramètres du four, on obtient des valeurs

bien précises. Eventuellement les résistances peuvent être retouchées par micro-sablage ou par rayon laser.

Du Pont de Nemours est un des principaux fournisseurs de pâtes. Celles destinées à former des conducteurs sont à base de : Platine-or, Palladium-or, Platine-argent, Palladium-argent, argent-étain, etc. Les pâtes résistives comprennent, soit les mêmes métaux nobles, soit du nickel-chrome.

Les pâtes résistives sont cataloguées en fonction de leur résistance par carré R/□ et de leur coefficient de température. Les pâtes les plus économiques ont un coefficient de température de l'ordre de ± 250 · 10⁻⁶/°C : R/□ entre 10 Ω et 1 MΩ.



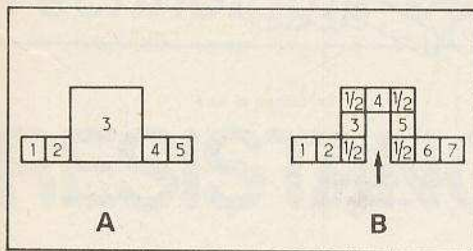


Fig. 3. - A : dépôt initial 5 carrés. Si $R/\square = 10\text{ k}\Omega$. $R = 5 \times 10\text{ k}\Omega = 50\text{ k}\Omega$; B : après attaque laser max. 9 carrés : chaque carré en coin = $1/2 \square$. $R = 9 \times 10\text{ k}\Omega = 90\text{ k}\Omega$.

Les meilleures pâtes, plus coûteuses, ont un coefficient de température de $\pm 100 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ et $\pm 50 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$; R/\square entre $1,5\ \Omega$ et $1\text{ M}\Omega$; une pâte spéciale atteint $1\text{ G}\Omega$.

La méthode du calcul au moyen d'une valeur de résistance par carré est utilisée pour les circuits à couche épaisse ou à couche mince et pour les circuits intégrés.

En effet, la valeur d'une résistance est donnée par la formule :

$$R = \rho \frac{l}{s}$$

R en Ω , ρ en ohmmètre, l en mètre, s en m^2 .

Si on mesure la résistance d'un carré de côté C et d'épaisseur e on obtient :

$$R = \rho \frac{C}{e} \text{ ou } : R = \frac{\rho}{e}$$

par conséquent la valeur de la résistance dépend uniquement de la résistivité et de l'épaisseur de la couche ; elle est indépendante de la valeur du côté du carré. C'est la résistance par carré. Bien entendu la puissance dissipée par la résistance est fonction de la dimension du carré. Pour l'étude de ces microcircuits on effectue un dessin à grande échelle. On décompose les éléments résistants en carrés tous de mêmes dimensions, on les compte et on choisit la pâte résistive qui convient.

La figure 3 montre un exemple de dessin de résistance en vue de sa retouche par un rayon laser, pour un étalonnage précis.

En A le dessin initial comprend cinq carrés, quatre de dimensions normales en

fonction de la dissipation prévue. Le cinquième possède un côté trois fois plus grand. En choisissant une pâte qui sous $12\ \mu\text{m}$ d'épaisseur donne $R/\square = 10\text{ k}\Omega$, la résistance mesure $50\text{ k}\Omega$.

En B après attaque maximale au rayon laser la résistance comprend onze carrés, mais il est démontré que les carrés en angle comptent pour un demi. La résistance totale est donc de neuf carrés, soit : $90\text{ k}\Omega$.

On peut donc étalonner cette résistance entre $50\text{ k}\Omega$ et $90\text{ k}\Omega$. Il ne faut pas aller plus loin, car l'attaque ne doit pas provoquer un étranglement de la résistance. Ce point s'échaufferait anormalement, par une densité de courant trop importante, et la résistance se couperait rapidement.

Les machines de sérigraphie sont assez précises et la malléabilité des pâtes assez constante pour obtenir, en fabrication de série, une épaisseur régulière de la couche.

La tolérance standard en valeur ohmique est de $\pm 5\%$; par étalonnage on atteint $\pm 0,5\%$ et jusqu'à $\pm 0,01\%$ entre deux résistances sur le même substrat.

La dissipation nominale à 70°C d'ambiance est de $0,5\text{ W}/\text{cm}^2$ sur un support en alumine. Températures opérationnelles : -40°C à $+125^\circ\text{C}$. Niveau de bruit : $0,1$ à $1\ \mu\text{V}/\text{V}$.

Applications :

On rencontre trois applications principales :

- Les réseaux de résistances :

Atténuateurs, lignes d'affaiblissement, barrettes de résistances, réseaux de conversion en échelle.

- Les résistances de hautes valeurs ohmiques :

Sferric catalogue quatre modèles de résistances à couche épaisse sur substrat d'alumine et enrobés de résine.

RHV1 : 1 à $100\text{ M}\Omega$, tension max. : 4 kV , P_n : $0,6\text{ W}$ à 125°C .

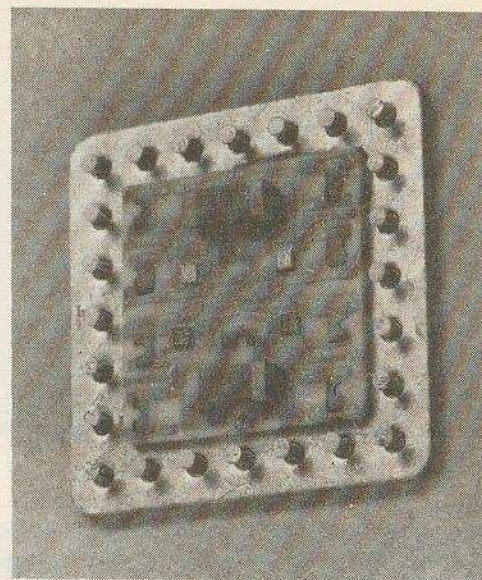
RHV2 : 1 à $200\text{ M}\Omega$, tension max. : 10 kV , P_n : $1,6\text{ W}$ à 125°C .

RHV4 : 1 à $500\text{ M}\Omega$, tension max. : 15 kV , P_n : 4 W à 125°C .

RHV8 : 1 à $1\,000\text{ M}\Omega$, tension max. : 10 kV , P_n : 8 W à 70°C .

Coefficient de température : $\leq 100 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$.

- Les circuits hybrides sont fabriqués sur commande, ils peuvent grouper sur



une même plaquette : des conducteurs, des résistances, des capacités, des transistors, des diodes et des circuits intégrés. Leur utilisation est universelle principalement dans le matériel professionnel.

La figure 4 montre un circuit hybride Thomson CSF ; on voit nettement les dix résistances étalonnées au laser, deux condensateurs-blocs à la céramique, quatre circuits intégrés, les conducteurs, la plaquette d'alumine carrée et l'embase du boîtier métallique avec ses 24 sorties isolées par une perle de verre. Un capot métallique est prévu, pour rendre étanche le circuit

IV - Les résistances agglomérées

Elles sont constituées par un mélange de carbone, de résine isolante et de solvant (fig. 5). Le pourcentage de carbone permet de déterminer la valeur de la résistance pour des dimensions et un volume donnés. Plus il y a de carbone dans la pâte et plus la résistance a une valeur faible.

La fabrication s'opère de la façon suivante : la matière résistante est composée de résine thermo-plastique, de silice, de carbone de pétrole (ρ : $4\,000$ à $6\,000\ \mu\Omega\text{-cm}$) et de graphite (ρ : $1\,000\ \mu\Omega\text{-cm}$). Ces produits sont réduits en poudre séparément par un broyeur à billes, puis tamisés. Ils sont mélangés dans la proportion voulue, additionnés de solvant, de façon à former une pâte. De son côté, un tube de bakélite est moulé à chaud entre 160°C et 180°C ; il assure l'isolement de la résistance placée en son centre.

Puis a lieu le pastillage. Une machine complexe reçoit : les tubes de bakélite, les

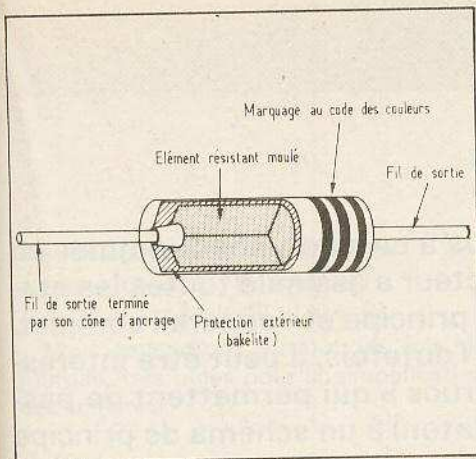


Fig. 5. - Détail de la fabrication d'une résistance agglomérée isolée.

fil de sortie terminés par une tête conique et la pâte résistante. En une seule opération, les fils de sortie sont mis en place et la matière est introduite dans le tube et moulée vers 200 °C.

Les caractéristiques de la résistance sont stabilisées dans un bain de cire ou d'huile à 200 °C pendant quatre heures. On diminue ainsi la valeur de la résistance, surtout pour les fortes valeurs. La température maximale du corps de la résistance en service normal peut atteindre 135 °C.

Les résistances sont ensuite triées et marquées selon le code des couleurs à quatre anneaux.

Les spécifications couvrant ces résistances sont : CCTU 04-01 A et FNIE 016.

Caractéristiques :

- **Tolérances** : $\pm 10\%$ $\pm 20\%$, une précision plus grande est illusoire, par suite de la dérive négative importante de ce type.

- **Bruit** : $5 \mu V/V$, le plus important de tous les modèles de résistances.

- **Coefficient de température** : variable en fonction de la valeur de la résistance, devient de plus en plus négatif lorsque la valeur ohmique augmente : environ $-1200 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$.

- **Stabilité** : dérive négative liée à la dissipation de la résistance. Un modèle utilisé à la puissance nominale diminue de valeur ohmique d'environ 15 % au bout de 1 000 h.

- **Fiabilité** : bonne, résistance très robuste.

- **Gamme des valeurs** : $4,7 \Omega$ à $22 M\Omega$ (séries E6 et E12).

- **Dissipation** : 0,5 W - 1 W - 2 W.

Ce type de résistance est en pleine régression, car malgré sa robustesse et son prix avantageux, ses caractéristiques sont nettement inférieures à celles des modèles à couche.

V - Les résistances de puissance sans self-induction

(Silohm du Carbone-Lorraine).

Ce sont des résistances conductrices dans la masse, sans self-induction et de grande puissance spécifique. Elles sont constituées par une céramique au carbone, cuite à haute température, sous la forme de bâtonnets tubulaires ou cylindriques, leurs extrémités sont métallisées et munies de colliers. Enfin, ces résistances sont vernies et marquées. Selon le mélange et sa richesse en carbone on obtient des résistivités comprises entre $1 \Omega \cdot cm$ et $3 000 \Omega \cdot cm$.

Caractéristiques :

- **Différents modèles** : RSO : $10 \Omega/200 W$ à $1 000 \Omega/110 W$. RS1 : $2 \Omega/100 W$ à $12 000 \Omega/60 W$. RS2 : $1 \Omega/60 W$ à $6 800 \Omega/35 W$. RS3 : $3 \Omega/50 W$ à $12 000 \Omega/30 W$. RS4 : $4 \Omega/32 W$ à $7 000 \Omega/20 W$. RS5 : $2 \Omega/22 W$ à $4 600 \Omega/15 W$. RS6 : $8,2 \Omega/22 W$ à $80 000 \Omega/15 W$. RS7 : $3,3 \Omega/12 W$ à $30 000 \Omega/8 W$.

- **Température superficielle maximale** : 1 à 100Ω : 220 °C, 100 à $1 000 \Omega$: 180 °C et 1 000 à $80 000 \Omega$: 150 °C.

- **Tolérances** : $\pm 20\%$, $\pm 10\%$ sauf sur les valeurs extrêmes.

- **Comportement en H.F.** : $\Delta R/R < 3\%$ jusqu'à 25 MHz.

- **Tension maximale aux bornes** : 1 200 V/cm de longueur.

Ces résistances peuvent être refroidies par :

- Air forcé à 1 m/s : Pn x 1,3, à 3 m/s : Pn x 2,3.

- Huile calme à 25 °C : Pn x 3,5.

- Circulation d'huile à 5 cm/s : Pn x 6. A 10 cm/s : Pn x 10.

- Eau calme à 25 °C : Pn x 10.

- Circulation d'eau à 5 cm/s : Pn x 20. A 10 cm/s : Pn x 40.

- **Utilisations** : antennes fictives, amortissement, charge des générateurs T.H.T., décharge des condensateurs, etc.

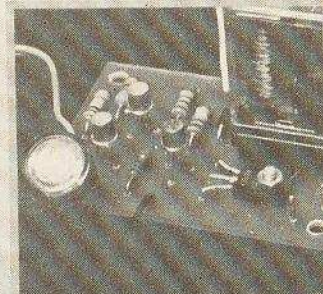
R.C.

BIBLIOGRAPHIE

Technique poche

RÉALISATIONS A TRANSISTORS 20 montages

B. et J. FIGHIERA



Editions Techniques et Scientifiques Françaises

REALISATIONS A TRANSISTORS (20 montages)

B. et J. Fighiera

Schémas de principe, implantations des éléments tracés des circuits imprimés, listes des composants sont autant d'éléments destinés à faciliter la tâche de l'amateur qui exprime le désir de réaliser grâce aux « transistors » quelques montages simples et économiques.

Alimentation simple avec filtrage et réglage de la tension - un triangle routier lumineux - un détecteur de verglas - un répéteur sonore de direction - signalisation acoustique de la mise en service des feux de recul - un radio-tuner - un préamplificateur OC - un relaxateur électronique - un générateur BF à trois transistors - une boîte de mixage - un métronome sonore et lumineux - un préamplificateur à volume constant - utilisez un haut-parleur comme microphone - le statomusic - un seul transistor pour ce temporisateur - une boîte de distorsion avec correcteur de tonalité - un labyrinthe - un détecteur de métaux - un ouvrage-techni-poche nombreux schémas 128 pages. Prix : 21,00 F.

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

RENSEIGNEZ-VOUS SUR LA POSSIBILITÉ DE DEVENIR COLLABORATEUR EN NOUS SOUMETTANT UNE MAQUETTE ÉLECTRONIQUE :

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

A PRÈS tous les articles parus à ce sujet, nous sommes en droit de supposer que le lecteur a assimilé toutes les étapes à suivre entre un schéma de principe et l'appareil complet, flambant neuf (et qui marche !). Toutefois, il peut être intéressant de développer quelques « trucs » qui permettent de passer de « l'idée » (comme dirait Platon) à un schéma de principe simple (et juste), donc « élégant ».

SCHEMA DE PRINCIPE D'UNE FONCTION LOGIQUE

I - L'algèbre de Boole

1) Les fonctions élémentaires

– On définit, en logique, des variables appelées propositions, qu'on note par des lettres A, B... P, Q... X, Y, Z. Une telle proposition ne peut avoir que deux valeurs :

A est vraie : on écrit $A = 1$

A est fausse : on écrit $A = 0$

C'est ce que l'on appelle le principe du tiers exclus (et que les philosophes aiment tant à discuter).

– Sur ces propositions, on définit deux opérations :

ET : $C = A \text{ et } B$: $C = 1$ si $A = 1$ et $B = 1$.
Sinon, $C = 0$.

On note $C = A \cdot B$ (à ne pas confondre avec le produit de A et B).

OU : $C = A \text{ ou } B$: $C = 1$ si $A = 1$ ou $B = 1$ (si $A = 1$ et $B = 1$, $C = 1$ aussi).

On note $C = A + B$ (à ne pas confondre avec la somme de A et B).

NON : $C = \text{non } A$: $C = 1$ si $A = 0$ et réciproquement.

On note $C = \bar{A}$.

2) La table de vérité

Pour représenter une fonction logique, le plus simple est de donner les résultats de toutes les combinaisons possibles qu'on peut obtenir avec les variables en jeu.

Puisqu'une variable ne peut prendre que deux valeurs, pour une fonction utilisant deux variables, on a quatre combinaisons possibles : $A = 0, B = 0, A = 1, B = 0, A = 0, B = 1, A = 1, B = 1$.

Les tables de vérité des fonctions NON, ET, OU, sont données à la figure 1.

NON		ET			OU		
A	\bar{A}	A	B	$A \cdot B$	A	B	$A + B$
0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	1	1
		1	0	0	1	0	1
		1	1	1	1	1	1

Fig. 1

Plus généralement, pour donner la table de vérité d'une fonction logique faisant intervenir n variables, il faut 2^n lignes. Par la suite, nous verrons un moyen plus simple.

3) Propriétés élémentaires des fonctions logiques de base

Nous nous contenterons d'énoncer ces propriétés, sans les démontrer ; le lecteur pourra les vérifier à l'aide de tables de vérité. A, B et C désignant des propositions quelconques.

– propriétés fondamentales

$$\overline{(\bar{A})} = A$$

$$A \cdot A = A$$

$$A \cdot \bar{A} = 0 = \bar{A} \cdot A$$

$$A + A = A$$

$$A + \bar{A} = 1 = \bar{A} + A$$

$$A \cdot B = B \cdot A$$

$$A + B = B + A$$

$$A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) \cdot C = A \cdot B \cdot C$$

$$A + (B + C) = (A + B) + C = A + B + C$$

$$A \cdot 0 = 0$$

$$A \cdot 1 = A$$

$$A + 0 = A$$

$$A + 1 = 1$$

– lois de Morgan

$$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$$

$$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B}$$

- autres propriétés (importantes)

$$A \cdot (B + C) = (A \cdot B) + (A \cdot C)$$

$$A + (B \cdot C) = (A + B) \cdot (A + C)$$

Nous retiendrons surtout les lois de Morgan, très utiles pour la simplification des schémas.

II - L'écriture et la simplification d'une fonction logique

1) La table de Karnaugh

Construisons une table 2×2 . Les colonnes représenteront les valeurs de A, les lignes les valeurs de B. A l'intersection des différentes valeurs de A et de B, on écrira le résultat de l'opération envisagée. On trouvera à la figure 2 les tables de Karnaugh correspondant aux fonctions « ET » et « OU ». Si maintenant nous avons une fonction faisant intervenir plus de deux variables, il est nécessaire de porter sur les lignes (et les colonnes) des couples de variables, de telle sorte que le passage d'une case à l'autre ne modifie qu'une variable à la fois (voir figure 3).

	A	0	1
B	0	0	0
1	0	1	1

ET:

	A	0	1
B	0	0	1
1	1	1	1

OU:

Fig. 2

En effet, dans le cas de la figure 3a on a, pour le couple (AB), la succession : (0,0), (0,1), (1,1), (1,0) et non (0,0), (0,1), (1,1), où il y aurait un passage de A à 0 et B à 1 simultanément lorsque (0,1) passe à (1,0). Il est très important de respecter cette convention, pour des raisons pratiques que nous exposerons aux paragraphes suivants.

2) L'écriture d'une fonction logique

Il s'agit, à partir de spécifications, d'écrire une fonction logique sous forme « Booléenne ».

Soit, par exemple, à exprimer : « C doit être égal à 1 lorsque B vaut 0 et A vaut 1 », ce qui s'écrit encore « C = 1 si A = 1 et B = 1 », c'est-à-dire $C = A \cdot \bar{B}$.

	AB	0,0	0,1	1,1	1,0
C	0				
1	1				

	AB	0,0	0,1	1,1	1,0
CD	0,0				
0,1					
1,1					
1,0					

Fig. 3

De même, l'expression « S vaut 0 si A = 1 et B = 0 ou si C = 0 » s'écrit « \bar{S} vaut 1 si A = 1 et $\bar{B} = 1$ ou si $\bar{C} = 1$ », c'est-à-dire $\bar{S} = (A \cdot \bar{B}) + \bar{C}$ et donc :

$$S = \overline{(A \cdot \bar{B}) + \bar{C}}$$

$$= \overline{(A \cdot \bar{B})} \cdot \bar{\bar{C}}$$

$$= (\bar{A} + B) \cdot C$$

d'après Morgan.

Si la fonction est trop compliquée à analyser de la façon précédente, ou si sa décomposition en « OU » et « ET » n'est pas évidente, le mieux est de dresser une table de Karnaugh de cette fonction. Nous allons traiter un exemple : le « ou exclusif ». Cette proposition est vraie si les deux termes sont différents : $A \oplus B = 1$ si $A \neq B$.

On écrira donc un « 1 » dans les cases ($A = 0, B = 1$) et ($A = 1, B = 0$), et un « 0 » dans les autres (voir figure 4).

Donc $A \oplus B = 1$ si $A = 1$ et $B = 0$ ou si $A = 0$ et $B = 1$.

$$\text{Donc } A \oplus B = (A \cdot \bar{B}) + (\bar{A} \cdot B).$$

De façon générale, pour écrire une fonction logique, on écrit la table de Karnaugh, on identifie chaque « 1 » par une série de « ET », qu'on réunit par des « OU ». Par la suite, on pourra simplifier l'expression, mais ceci sera développé dans la partie suivante.

A titre d'exemple de ce qui précède, on donne à la figure 5 la table de Karnaugh

	A	0	1
B	0	0	1
1	1	1	0

Fig. 4

	AB	00	01	11	01
C	0	1	0	0	1
1	1	0	1	0	0

Fig. 5

d'une fonction à trois variables et dont on écrit l'équation :

$$S = (\bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C}) + (\bar{A} \cdot B \cdot \bar{C}) + (\bar{A} \cdot B \cdot C)$$

3) La simplification d'une fonction

Il existe plusieurs façons de simplifier une fonction, dont certaines peuvent se faire directement sur l'équation, d'autres nécessitent une table de Karnaugh

- Mise en facteur.

$$\text{Par exemple : } S = (A \cdot B \cdot C) + (A \cdot \bar{B} \cdot C)$$

$$= A \cdot [(B \cdot C) + (\bar{B} \cdot C)]$$

$$= (A \cdot C) \cdot (B + \bar{B})$$

$$= A \cdot C$$

car $X + \bar{X} = 1$ et $Y \cdot 1 = Y$.

- Inversion :

Si, sur la table de Karnaugh, il y a plus de « 1 » que de « 0 », on peut signaler les « 0 ». Par exemple, $S = (\bar{A} \cdot \bar{B}) + (\bar{A} \cdot B) + (A \cdot B)$.

Sur la table de Karnaugh, il y a trois « 1 » et un « 0 ». On écrira donc plutôt $\bar{S} = A \cdot \bar{B}$ donc $S = \overline{(A \cdot \bar{B})} = \bar{A} + B$. Cette simplification est très utile dans les différents transcodeurs (BCD-7 segments entre autres).

Cases contiguës : si, sur la table de Karnaugh, on trouve deux « 1 » dans des cases se touchant par un des côtés (horizontalement ou verticalement), c'est qu'on peut éliminer une variable. Soit, par exemple, la table de la figure 6 a. On écrirait normalement $S = (\bar{A} \cdot \bar{B}) + (A \cdot \bar{B})$.

	A	0	1
B	0	1	1
1	0	0	0

(a)

	A	0	1
B	0	1	0
1	1	1	0

(b)

Fig. 6

Mais on voit, puisque la ligne correspondant à $B = 0$ est pleine, ou plutôt puisque $S = 1$ que A vaille 0 ou 1, que S ne dépend pas de A. On a alors $S = \bar{B}$. De même, dans le cas b, on aura $S = \bar{A}$ au lieu de $S = (\bar{A} \cdot \bar{B}) + (\bar{A} \cdot B)$. Cette méthode est, évidemment, valable pour une table de dimensions quelconques.

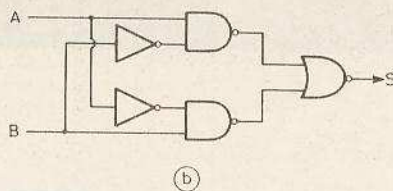
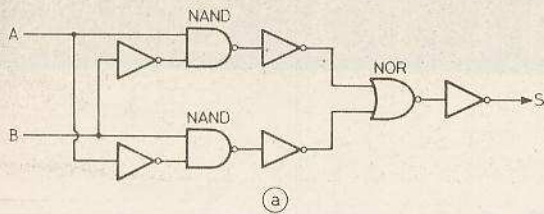


Fig. 7

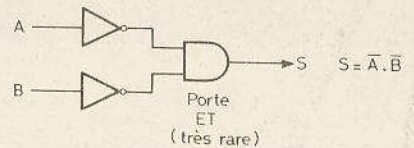


Fig. 8

III - Applications pratiques

« Ah, tout de même ! » diront certains.

1) Application directe de la théorie

Comme nous le savons, dans un circuit logique, la valeur « 1 » est représentée par un état « haut » d'une sortie ou d'une entrée et le « 0 » par un état « bas ». Si nous voulons donc obtenir, par exemple, un état bas si on a un état haut en A, un haut en B et un bas en C, on écrira $S = 0$ si $A = 1$ et $B = 1$ et $C = 0$, d'où, comme on l'a appris précédemment, on tire $\bar{S} = A \cdot B \cdot \bar{C} \Rightarrow S = \overline{A \cdot B \cdot \bar{C}} = \bar{A} + \bar{B} + C$. Il ne reste plus alors qu'à réaliser cette fonction à l'aide de circuits intégrés, dont la description est le fonctionnement a déjà fait l'objet de tant d'articles.

2) Le circuit NOR et NAND

Comme on le sait, les portes ET et OU sont très rares, on trouve beaucoup plus souvent des NAND ($S = \overline{A \cdot B}$) et des NOR ($S = \overline{A + B}$).

Ce qui introduit la nécessité d'une autre simplification des fonctions, en vue de les exprimer à l'aide de « non et » et de « non ou », et non plus à l'aide de « et » et de « ou ». Soit, par exemple, le ou exclusif déjà abordé. On a vu que $A \oplus B = (A \cdot \bar{B}) + (\bar{A} \cdot B)$.

Réalisé directement, on obtient le schéma de la figure 7a. Par contre, en se souvenant que $\bar{\bar{A}} = A$, on écrira $A \cdot B = (A \cdot B) + \overline{(A \cdot B)}$ puis, d'après Morgan, $A \oplus B = (A \cdot \bar{B}) \cdot (\bar{A} \cdot B)$. On reconnaît des NAND et on obtient le schéma de la figure 7b, beaucoup plus simple (on éco-

nomise trois inverseurs). Sur une fonction plus complexe, la méthode est évidemment valable, et conduit généralement à des économies de l'ordre de 30 % des portes logiques (et, par suite, améliore l'état des finances de l'amateur). Espérons que l'article n'a pas paru trop théorique au passionné de l'expérimentation, et qu'on ne verra plus des horreurs d'inélégance du genre de celle que l'auteur a récemment découvert dans un journal dont on ne citera pas le nom, et dont l'extrait en question est présenté à la figure 8. A vous de trouver la simplification !

JAN STRANSKY

PERCEUSES
C. MOS
SOCKETS POUR C.I.
14.18.28.40 broches
FILM
THERMISTANCES

TTL
ZENER
RTC
POTENTIOMÈTRES
MYLAR
VARISTANCES

DIODES
DECON 33 PC
ÉLECTROLUMINESCENTE
TRANSISTORS
TRANSFOS

TRIAC
MICROPROCESSEURS
COFFRETS
GRAVURE DIRECTE

VU-MÈTRES
PONTES
MODULES
TUNER
CONDENSATEURS

dap-électronic

10, rue des Filles du Calvaire, 75003 PARIS
Tél. : 271.37.48 + Métro : Filles du Calvaire
Ouvert tous les jours de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 heures

PHILIPS
PLAN KIT ENCEINTES
DIAC
AMPLIS HYBRIDES

Deutch laender
PERCHLO AVEC ACCÉLÉRATEUR
SOUDURE 40/60

BAKELITE
RESINE
LAMPE LIGHT SUN

PRESENSIBILISÉ

CARTE DE FIDÉLITÉ

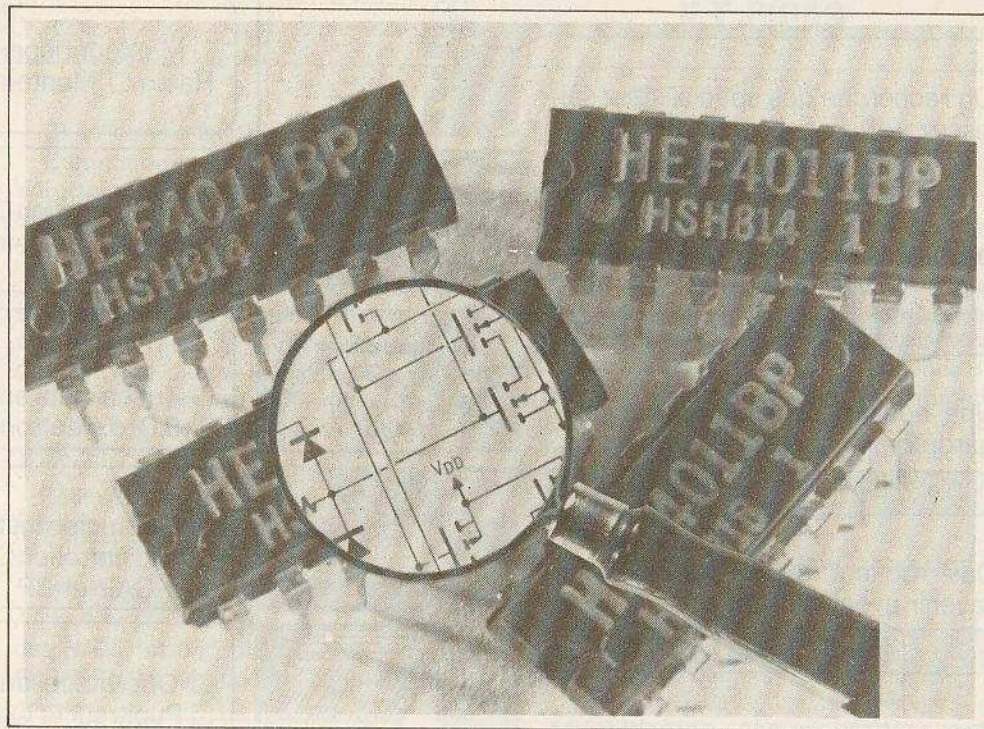
nombreux avantages
Pour le détail de nos articles demandez notre CATALOGUE REMBOURSÉ DÈS LA 1^{re} commande

Veuillez me faire parvenir votre catalogue - ci-joint 10 F et ma carte de fidélité

M Adresse

..... Ville

..... Code postal



Parlez-moi du 4011!

A PRÈS les monostables, puis les multivibrateurs astables, nous abordons aujourd'hui l'étude des bascules bistables, qui peuvent se classer en deux catégories. A la première, appartiennent les circuits du type trigger de Schmitt : attaqués par un signal de forme quelconque, ils le transforment en créneaux rectangulaires.

D'autres bascules bistables, à rapprocher des circuits d'Eccles-Jordan pour les tubes ou les transistors, passent de l'un à l'autre de leurs états, sous l'action d'une impulsion de commande.

1 - Rappel général sur les triggers de Schmitt

Synoptiquement, un trigger de Schmitt comporte une entrée, sur laquelle sont appliqués les signaux de commande de

forme quelconque, et une sortie, sur laquelle on recueille les créneaux à faibles temps de montée et de descente (fig. 1).

Sans entrer dans le fonctionnement interne du dispositif, la figure 2 en illustre le mécanisme global. La tension d'entrée est supposée dépasser, de part et d'autre, deux seuils, l'un supérieur e_1 , et l'autre

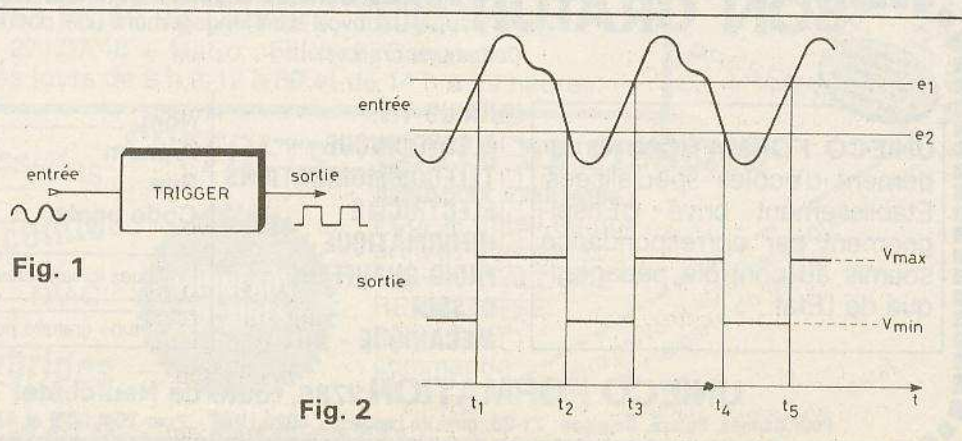


Fig. 1

Fig. 2

inférieur, e_2 . L'écart $e_1 - e_2$, caractérise l'hystérésis de la bascule.

Lorsque le signal pilote franchit **en montant** le seuil e_1 , comme aux instants t_1 , t_3 et t_5 de la **figure 2**, la sortie passe brusquement d'un potentiel minimal V_{min} , à un potentiel maximal V_{max} . La transition inverse a lieu lors du passage, **en descendant**, du signal pilote à travers le seuil e_2 , comme aux instants t_2 et t_4 de la **figure 2**. En général, les potentiels V_{min} et V_{max} , sont respectivement voisins de zéro et de la tension d'alimentation du dispositif.

II - Les portes NAND appliquées aux triggers

A l'aide de deux portes NAND, on réalise un trigger de Schmitt, grâce au montage de la **figure 3**. Par les résistances R_1 et R_2 reliées au pôle positif de l'alimentation, une des entrées de chaque porte est maintenue, en permanence, au niveau logique 1. N_1 et N_2 se comportent alors chacun, vis-à-vis de leur autre entrée, comme un inverseur.

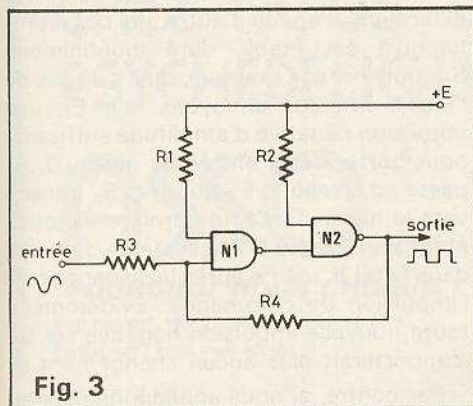


Fig. 3

Le signal est appliqué sur l'extrémité gauche de R_3 , tandis que R_4 , qui relie la sortie générale à l'entrée active de N_1 , introduit une réaction positive.

Supposons d'abord le signal pilote très largement positif, de façon qu'il porte au niveau 1 l'entrée active de N_1 : la sortie de cette porte se trouve alors dans l'état 0, tandis que la sortie de N_2 est dans l'état 1, donc à un potentiel pratiquement égal à $+E$. Par l'intermédiaire de R_4 , cette tension est reportée sur l'entrée active de N_1 , ce qui renforce encore l'état dû à la tension de commande.

Si maintenant celle-ci descend suffisamment bas, l'entrée active de N_1 bas-

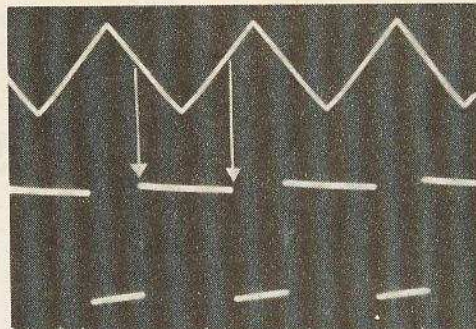


Fig. 4

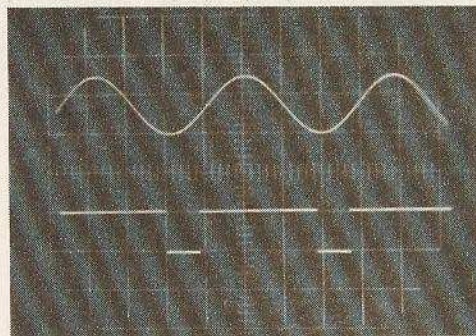


Fig. 6

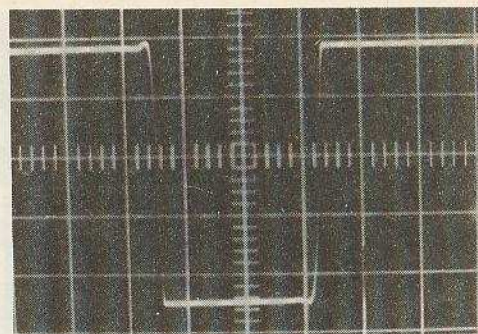


Fig. 5

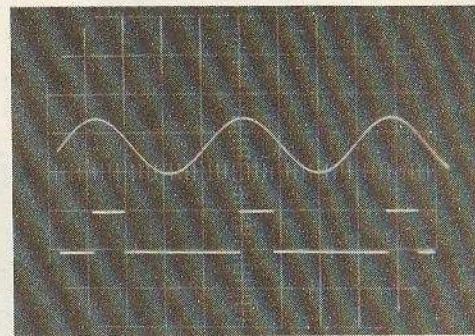


Fig. 7

cule vers l'état logique 0. La sortie de N_1 passe au niveau 1, donc celle de N_2 , au niveau 0. Comme R_4 transmet cette information vers N_1 , ce deuxième état est, lui aussi, renforcé.

Le basculement inverse s'expliquerait de la même façon. On voit que la caractéristique essentielle du montage, est la réaction positive introduite par le bouclage de la sortie vers l'entrée à travers la résistance R_4 , et qui entraîne les transitions extrêmement rapides du signal de sortie, même pour des variations lentes de la tension d'entrée.

L'oscillogramme de la **figure 4**, où les flèches matérialisent la correspondance entre le passage du signal d'entrée (ici, des triangles) par les seuils e_1 et e_2 , et les basculements de la sortie, illustre ce que nous venons d'expliquer. Celui de la **figure 5**, pris avec une vitesse de balayage de 100 ns par division, et un signal d'entrée de 1,5 MHz, fait apparaître les temps extrêmement brefs de montée et de descente, voisins de 12 ns (dans les 20 ns lus sur l'écran, il faut tenir compte du temps de montée propre de l'oscilloscope utilisé, voisin de 10 ns).

Pour une tension de commande d'amplitude donnée, on peut modifier le rapport cyclique à la sortie, en ajoutant une tension continue plus ou moins grande. C'est ce que nous avons fait dans le cas des oscillogrammes des **figures 6 et 7**, à l'aide du montage de la **figure 8**.

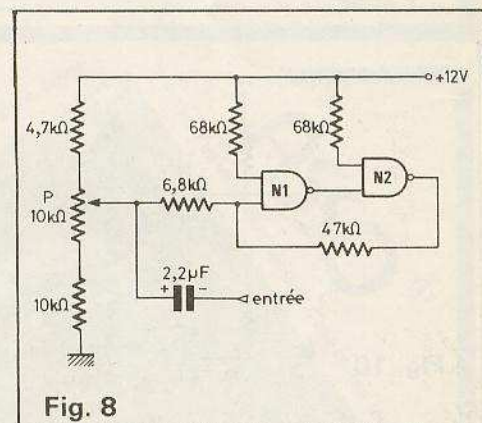


Fig. 8

La tension continue d'appoint, variable, est prélevée sur le curseur du potentiomètre P. Un générateur BF fournit la sinusoïde, appliquée à travers le condensateur d'isolement de 2,2 μF .

III - Les phénomènes parasites à la commutation

Qu'ils résultent d'une construction directe (dans un oscillateur de relaxation dont nous avons précédemment fourni des exemples) ou de la transformation d'autres signaux, les signaux rectangulaires parfaits ne sont qu'un idéal inaccessible. Nous venons d'en avoir l'illustration à travers l'existence de temps de montée et de descente.

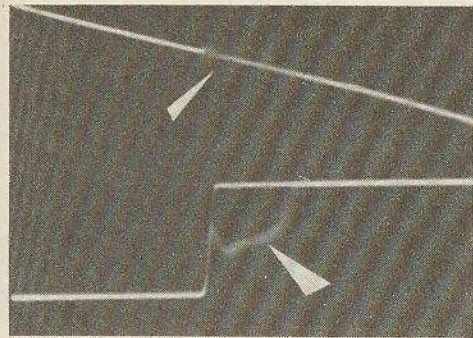


Fig. 9

Dans le domaine des circuits intégrés, aux dimensions miniaturisées, se posent souvent des problèmes de couplages entre entrées et sorties: ils ne sont, toutefois, véritablement préoccupants que pour les applications linéaires.

Par contre, s'agissant des utilisations en commutation, on veillera tout particulièrement à minimiser les couplages par l'intermédiaire de l'alimentation. Dans une précédente rubrique (Electronique Pratique n° 22), nous avons mis en évidence les pointes de consommation qui coïncident avec chaque basculement d'une

porte C.MOS. Si l'alimentation n'offre pas une résistance interne assez faible, ces brusques et brefs appels de courant se traduisent par des chutes de tension, répercutées sur toutes les entrées.

L'oscillogramme de la figure 9, montre les conséquences qui peuvent en résulter. Par le choix d'une grande vitesse de balayage sur la base de temps de l'oscilloscope, nous avons fortement agrandi, tant sur le signal rectangulaire de commande (trace supérieure) que sur les créneaux (trace inférieure), la zone entourant une transition. On peut, dans les deux cas, observer l'apparition d'oscillations parasites à très haute fréquence, signalées par des flèches.

Le remède consiste à découpler l'alimentation vis-à-vis de la HF, au voisinage de chaque circuit intégré. Il suffit, pour cela, de connecter entre + et masse, un condensateur d'une dizaine de nanofarads.

IV - Les bascules bistables commandées par impulsions

Un exemple, qui met en jeu deux des portes NAND d'un circuit 4011, est fourni par la figure 10.

Désignons par E_1 et E'_1 les entrées de la porte N_1 , par E_2 et E'_2 , celles de N_2 , et par S_1 et S_2 les sorties. S_1 est relié à E'_2 , et S_2 à E'_1 . Les entrées E_1 et E_2 , accessibles de l'extérieur, sont normalement maintenues au niveau logique 1, par l'intermédiaire des résistances R_1 et R_2 qui les ramènent au pôle positif (+V) de l'alimentation.

Deux états seulement peuvent exister, que nous désignerons respectivement par I et II :

- état I : supposons S_1 au niveau logique 0. Reporté sur l'entrée E'_2 , ceci implique (voir table de vérité) que S_2 est au niveau 1. E'_1 est alors à ce même niveau 1, ce qui confirme la situation admise ;
- état II : S_1 , au niveau 1, entraîne que S_2 est au niveau 0, par le même raisonnement.

En l'absence de toute perturbation extérieure, l'un ou l'autre de ces états, lorsqu'il est établi, dure indéfiniment. Supposons, par exemple, qu'il s'agisse de l'état I. Si nous envoyons, sur E_1 , une impulsion négative d'amplitude suffisante pour porter cette entrée au niveau 0, S_1 passe au niveau 1, E'_2 aussi, et S_2 transite vers le niveau 0. Cette dernière variation étant transmise à E'_1 , le système demeure dans l'état II, même après la disparition de l'impulsion de commande. Évidemment, toute nouvelle impulsion négative sur E_1 , n'apporterait plus aucun changement.

Par contre, si nous appliquons maintenant sur E_2 une impulsion négative, le même mécanisme fait revenir le système dans l'état I. Finalement, c'est par une succession d'impulsions négatives, alternativement appliquées à E_1 et à E_2 , qu'on provoque les changements d'états. Le diagramme de la figure 11, résume nos explications.

R. RATEAU

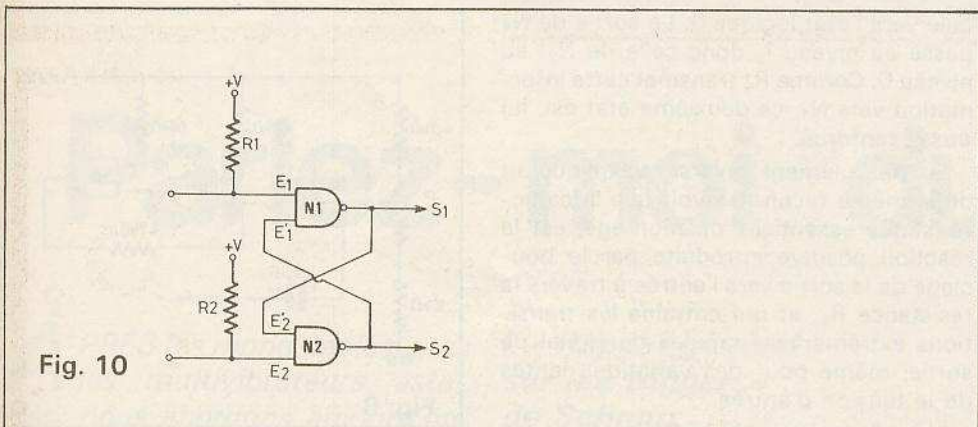


Fig. 10

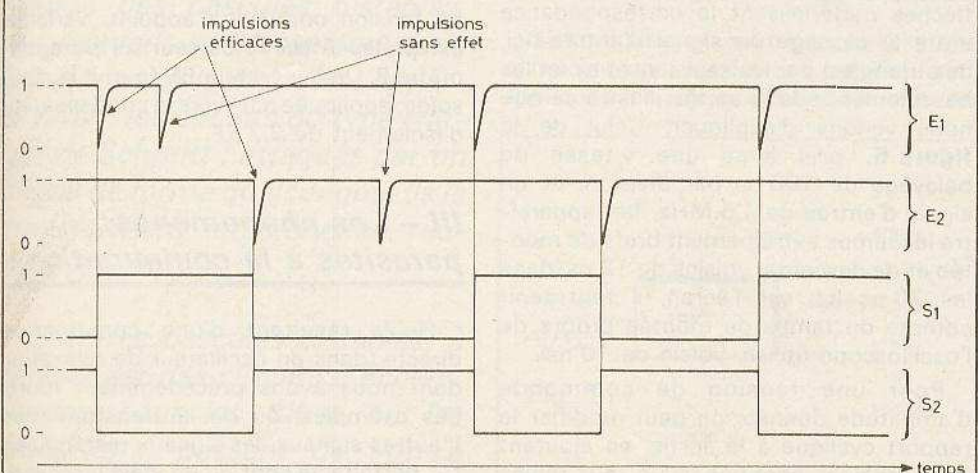
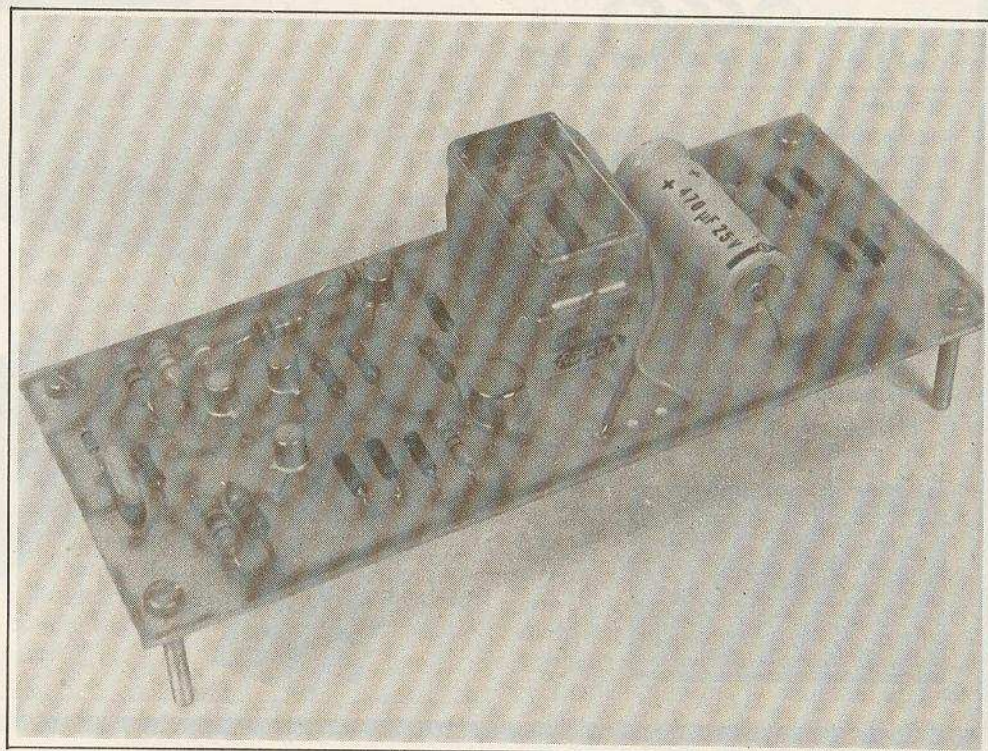


Fig. 11



ANIMAUX calmes, faciles à contenir dans les limites d'un habitat aux dimensions modernes, généralement peu bavards, les poissons tendent, dans une civilisation dangereusement agressive, à devenir des compagnons reposants de l'homme.

Conscient des satisfactions qu'il en reçoit, celui-ci se doit, en revanche, d'assurer à ses hôtes les conditions idéales de leur captivité. Parmi celles-ci, figure la régulation de température du liquide emplissant l'aquarium, généralement de l'eau.

On trouve dans le commerce, à un prix tout à fait abordable, des résistances chauffantes dissipant une puissance de 100 W, sous 220 V (alimentation par le secteur). Enfermées dans un tube de verre étanche, elles sont prévues pour fonctionner dans l'eau.

Pour certaines espèces, la température doit être déterminée, et maintenue, avec une précision meilleure que le degré. Le montage que nous décrivons ci-dessous, équipé d'un capteur immergé, commande en tout ou rien la résistance chauffante, pour assurer cette constance.

Stabilisation de la température d'un aquarium

- I - Utilisation optimale d'une thermistance

Les thermistances sont des éléments construits à partir d'un composé semi-conducteur : elles offrent donc un coefficient de température négatif, c'est-à-dire que leur résistivité (donc leur résistance) diminue lorsque la température augmente.

Composées d'oxydes métalliques frittés (c'est-à-dire d'une poudre d'oxydes fortement comprimée, et chauffée jusqu'à une température légèrement inférieure à la température de fusion), la plupart des thermistances ont un coefficient

de température compris entre $-3 \cdot 10^{-2}$ et $-5 \cdot 10^{-2}$. La courbe de la figure 1, montre un exemple typique de la loi de variation de la résistance R, en fonction de la température θ . La valeur nominale, qui vaut ici 10 k Ω , est toujours donnée pour 25 °C. On trouve couramment des thermistances, pour lesquelles la résistance nominale s'échelonne de 100 Ω à 100 k Ω .

Si - approximation grossière mais suffisante pour établir un ordre de grandeur - on admet que la résistance varie linéairement avec la température, dans un intervalle de 10 °C autour de 25 °C, on trouve une variation de 5 k Ω (en arrondissant) pour 10 °C, soit 0,5 k Ω par degré, pour une résistance nominale de 10 k Ω .

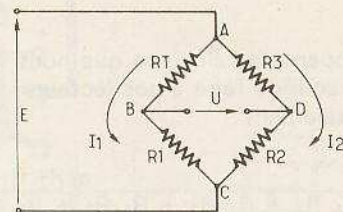
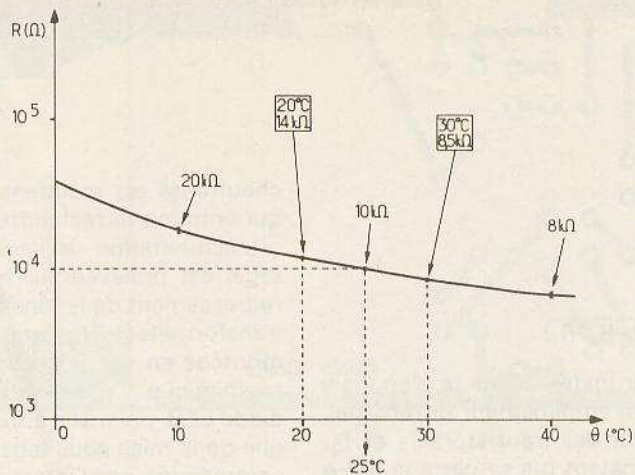


Fig. 1. et 2. – Mise en évidence de la variation de la valeur ohmique d'une résistance R en fonction de la température. Utilisation d'une thermistance dans un pont de Wheatstone.

Dans la région des températures qui nous intéressent, on aura donc :

$$\frac{\Delta R}{R \cdot \theta} = 0,05 \text{ (}^\circ\text{C)}^{-1}$$

Utilisons alors la thermistance dans un pont de Wheatstone, ainsi que l'indique la figure 2, où R_T désigne la résistance variable avec la température, tandis que R_1 , R_2 et R_3 sont les trois autres résistances du pont. Celui-ci étant alimenté sous une tension constante E dans sa diagonale AB, nous noterons U la tension de déséquilibre, dans la diagonale BD.

On sait, d'abord, que l'équilibre est réa-

lisé ($U = 0$), lorsque se trouve respectée la condition :

$$\frac{R_T}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}$$

Mais le principal problème qui nous intéresse, est celui de la sensibilité, qui conditionne les variations de U en fonction de celles de R_T , donc la qualité de la régulation vis-à-vis des variations de température.

R_1 , R_2 et R_3 étant connues (résistances fixes choisies par construction), supposons que R_T varie de ΔR_T , et calculons la variation correspondante ΔU , dans la diagonale BD supposée non chargée (c'est-

à-dire dans laquelle il ne passe aucun courant). On écrira :

$$R_T + \Delta R_T = R_T (1 + \alpha)$$

Dans la branche ABC, l'intensité a pour valeur :

$$I_1 = \frac{E}{R_T (1 + \alpha) + R_1}$$

Dans la branche ADC, l'intensité est :

$$I_2 = \frac{E}{R_2 + R_3}$$

La variation ΔU devient :

$$\Delta U = R_T (1 + \alpha) I_1 - R_3 I_2$$

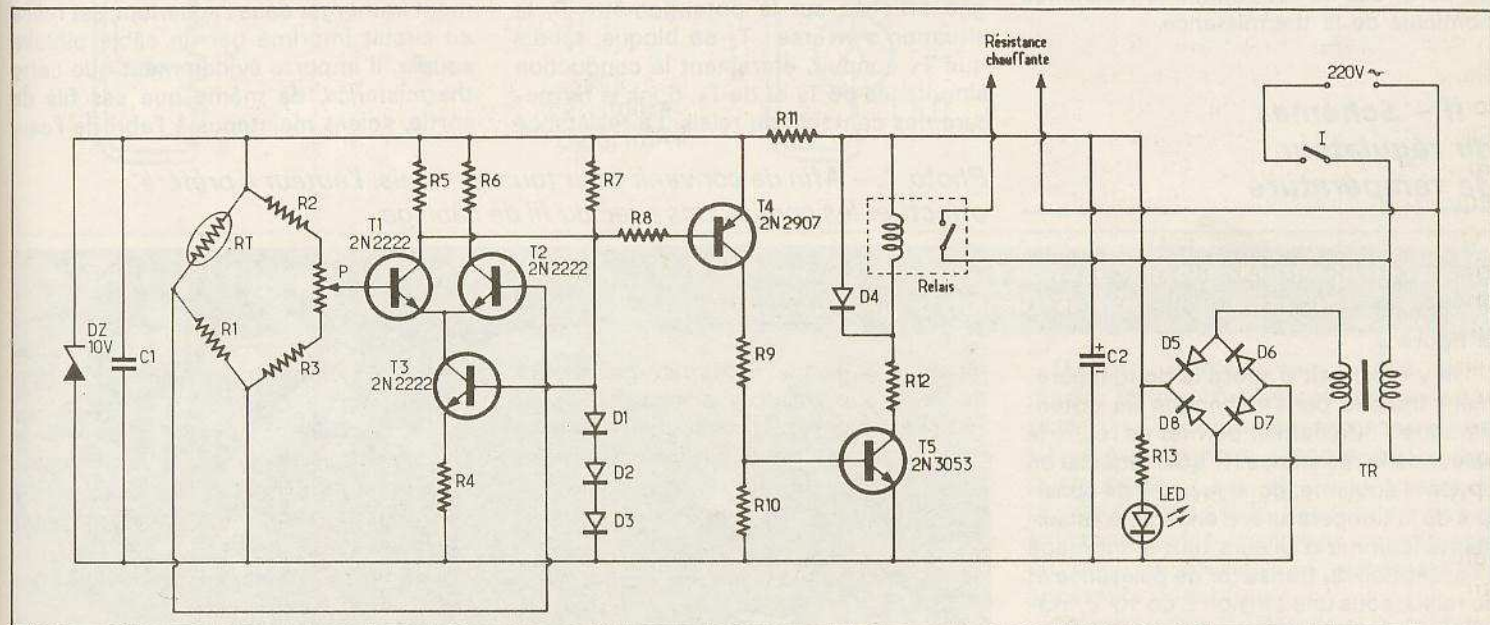


Fig. 3. – Schéma de principe retenu pour le régulateur. Entièrement réalisé à base de transistors courants, une exploitation rationnelle d'un pont de Wheatstone.

En développant ce calcul, ce que nous laisserons le soin de faire à nos lecteurs, on trouve finalement :

$$\frac{\Delta U}{E} = \frac{\alpha R_2 R_T}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_T + R_3 R_T + \alpha (R_2 R_T + R_3 R_T)}$$

En divisant haut et bas par $R_1 R_2$, et en posant :

$$\frac{R_T}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} = x$$

puis en tenant compte du fait que α , petit, peut être négligé devant l'unité, il vient :

$$\frac{\Delta U}{E} \approx \frac{\alpha x}{x^2 + 2x + 1}$$

Cette quantité passe par un maximum quand sa dérivée s'annule, ce qui donne $x = 1$, donc :

$$R_T = R_1 \text{ et } R_3 = R_2$$

Ceci représente la condition de sensibilité maximal du pont : pour des raisons de symétrie dans les dérives, on aura même intérêt à choisir :

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_T$$

ce qui détermine toutes les résistances du pont, dès qu'est connue la résistance nominale de la thermistance.

- II - Schéma du régulateur de température

La condition préliminaire essentielle maintenant établie, nous pouvons passer au schéma du régulateur, qui est donné à la figure 3.

On y reconnaît d'abord le pont, légèrement modifié par l'adjonction du potentiomètre P. Ce dernier permet de régler la valeur de la résistance R_T pour laquelle on obtient l'équilibre, donc le point de consigne de la température. L'ensemble est alimenté, comme d'ailleurs tout le montage à l'exception du transistor de puissance et du relais, sous une tension E de 10 V, stabilisée par la diode zener DZ. Un condensateur C_1 élimine la composante de bruit, qui risquerait de perturber le fonctionnement.

Le détecteur installé dans la diagonale du pont, est un amplificateur différentiel, construit autour des transistors T_1 et T_2 . Le courant constant qui se partage entre les deux émetteurs, donc entre les deux collecteurs, est fourni par le transistor T_3 , dont la base est polarisée à partir des trois diodes D_1 à D_3 . L'intensité totale se trouve donc déterminée, finalement, par le choix de R_4 .

Supposons, d'abord, que la température de l'eau de l'aquarium, dépasse la valeur de consigne imposée par P. La thermistance offre donc une résistance R_T plus faible qu'à l'équilibre, et la base de T_2 est portée à un potentiel supérieur à celui de la base de T_1 . Le gain de l'amplificateur étant grand, T_2 conduit, tandis que T_1 demeure bloqué. Dans ces conditions, aucun courant ne traversant R_5 , T_4 et T_5 sont eux-mêmes bloqués, et le relais REL n'est pas excité. Ses contacts, en position ouverte, interrompent le circuit d'alimentation de la résistance chauffante.

Au contraire, dès que la température descend au-dessous de la valeur de consigne affichée sur le potentiomètre P, la situation s'inverse : T_2 se bloque, tandis que T_1 conduit, entraînant la conduction simultanée de T_4 et de T_5 , donc la fermeture des contacts du relais. La résistance

chauffante est maintenant alimentée, ce qui entraîne le réchauffement de l'eau.

L'alimentation de l'ensemble du montage, est prélevée sur le secteur. Après redressement de la tension secondaire du transformateur TR, par les diodes D_5 à D_8 montées en pont, le condensateur électrochimique C_2 assure le filtrage. Une diode LED, polarisée à travers R_{13} , témoigne de la mise sous tension de l'appareil, commandée par l'interrupteur I.

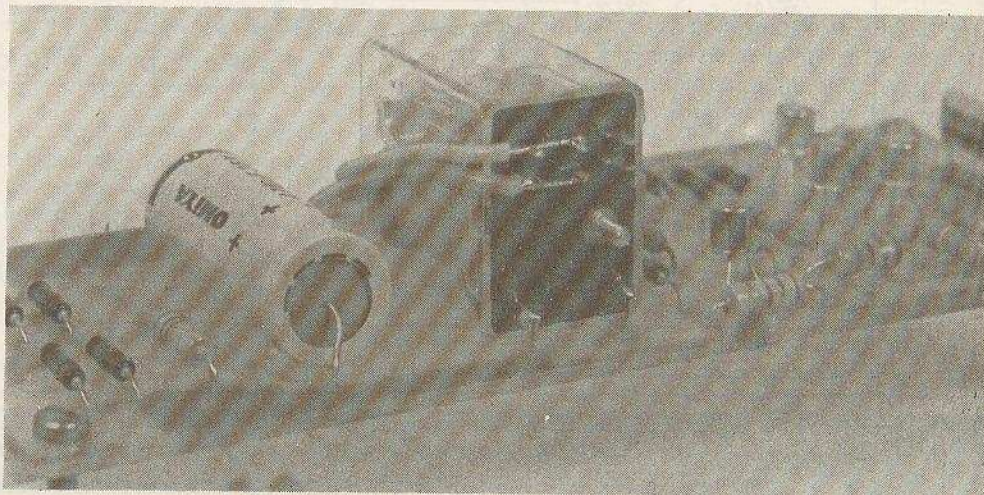
Comme il n'y a pas stabilisation de l'étage de puissance, on dispose de 15 à 16 V, en charge, aux bornes de C_2 . Cette tension étant un peu trop élevée pour la bobine du relais (modèle 12 V), une résistance R_{12} absorbe l'excédent. On notera, également, la diode D_4 , destinée à protéger le transistor T_5 contre les surtensions inverses, lors des commutations du relais.

- III - Le circuit imprimé et son câblage

Le dessin du circuit imprimé, vu à l'échelle 1 par la face cuivrée du substrat, est donné en figure 4. La figure 5 illustre l'implantation des composants.

La thermistance, qu'on doit évidemment immerger dans l'aquarium, est reliée au circuit imprimé par un câble bifilaire souple. Il importe évidemment que cette thermistance, de même que ses fils de sortie, soient maintenus à l'abri de l'eau.

Photo 1. - Afin de convenir pour tous les relais, l'auteur a préféré effectuer les connexions avec du fil de câblage.



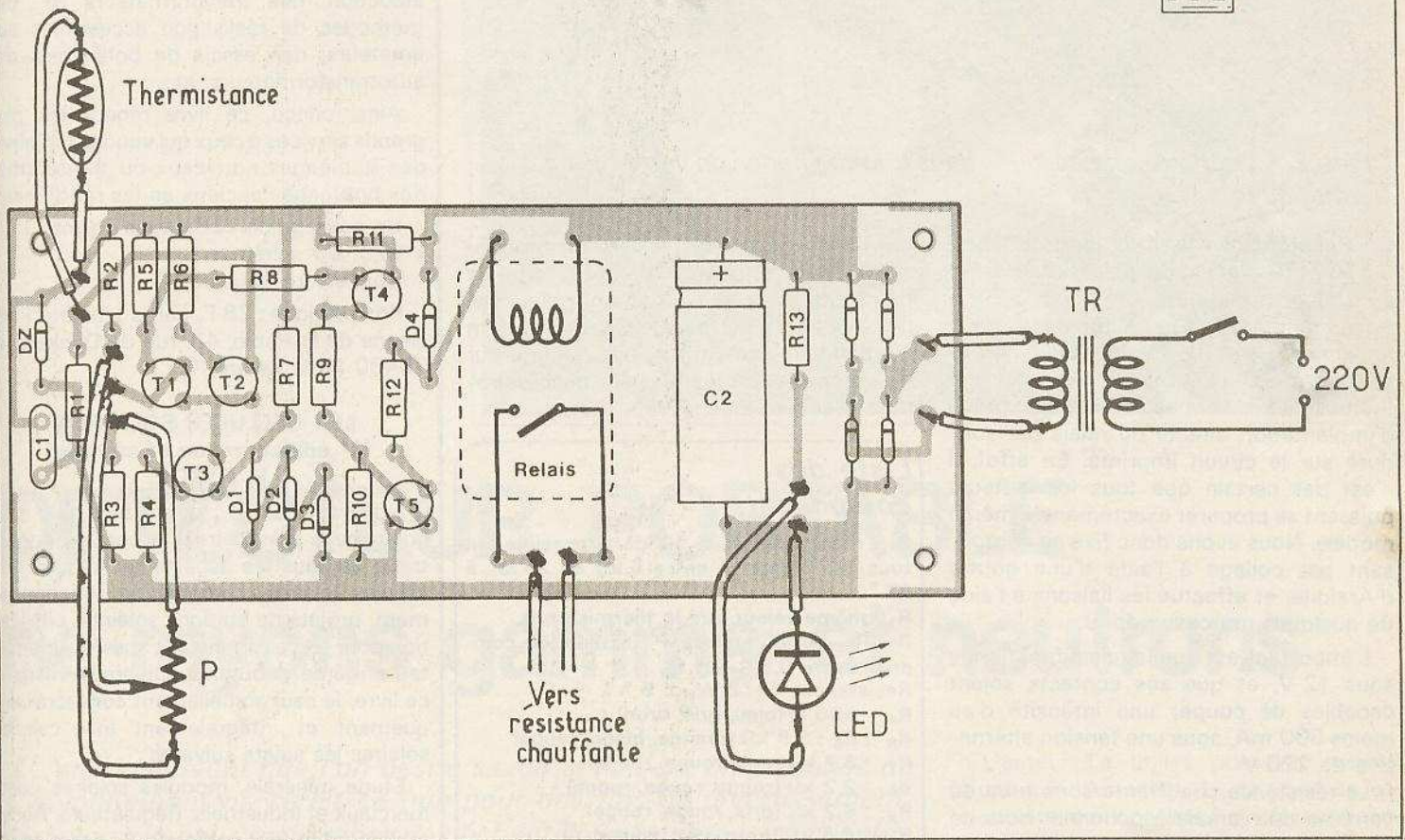
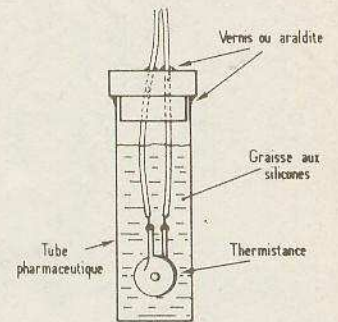
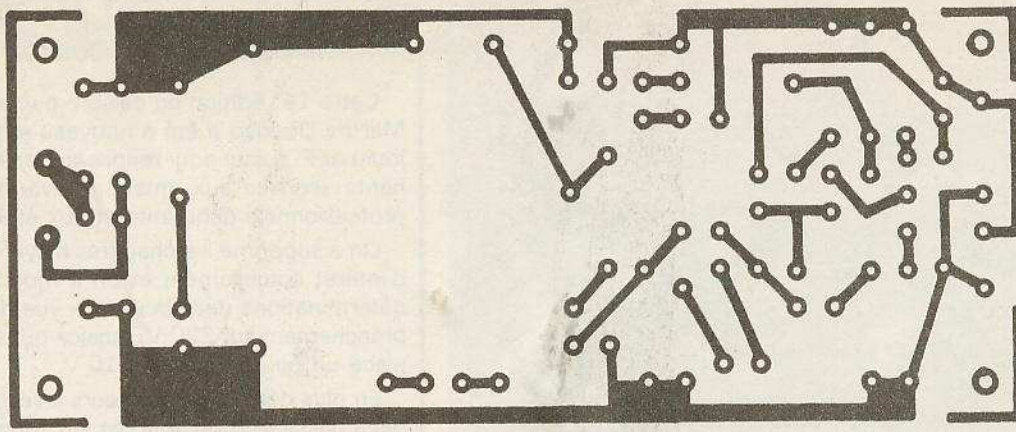


Fig. 4. à 6. - Tracé et implantation des composants donnés à l'échelle 1 comme d'usage. Méthode de réalisation possible de la sonde contenant la thermistance.

On pourra retenir différents procédés pour parvenir à ce résultat. L'un d'entre eux consiste à placer la thermistance dans un petit tube de verre (récupération d'emballage pharmaceutique), rempli d'une graisse aux silicones assurant le contact thermique. On vérifiera soigneusement l'étanchéité de ce tube, fermé par un bouchon de caoutchouc, et éventuellement recouvert de quelques couches de vernis (le vernis à ongles convient très bien, ou encore l'Araldite), aux différents raccordements (fig. 6).

Pour le potentiomètre P, il importe de choisir un modèle de bonne qualité, sinon l'usure et l'oxydation de la piste, entraîneraient rapidement des erreurs.

- IV - Quelques indications sur le choix des composants

Toutes les valeurs sont indiquées dans la nomenclature. Toutefois, quelques cas particuliers risquent de poser des problèmes.

D'abord, il n'est pas certain qu'on puisse trouver facilement une thermistance de $10\text{ k}\Omega$ de résistance nominale. Cela n'est pas grave, et toute valeur comprise entre $2\text{ k}\Omega$ et $25\text{ k}\Omega$ environ, conviendra aussi bien. Il suffit de modifier en conséquence les autres constituants du pont de mesure, en respectant les impératifs ci-dessous :

- La résistance R_1 doit être égale à R_T , pour obtenir la meilleure sensibilité (voir les calculs effectués en début d'article).
- les résistances R_2 , R_3 et le potentiomètre

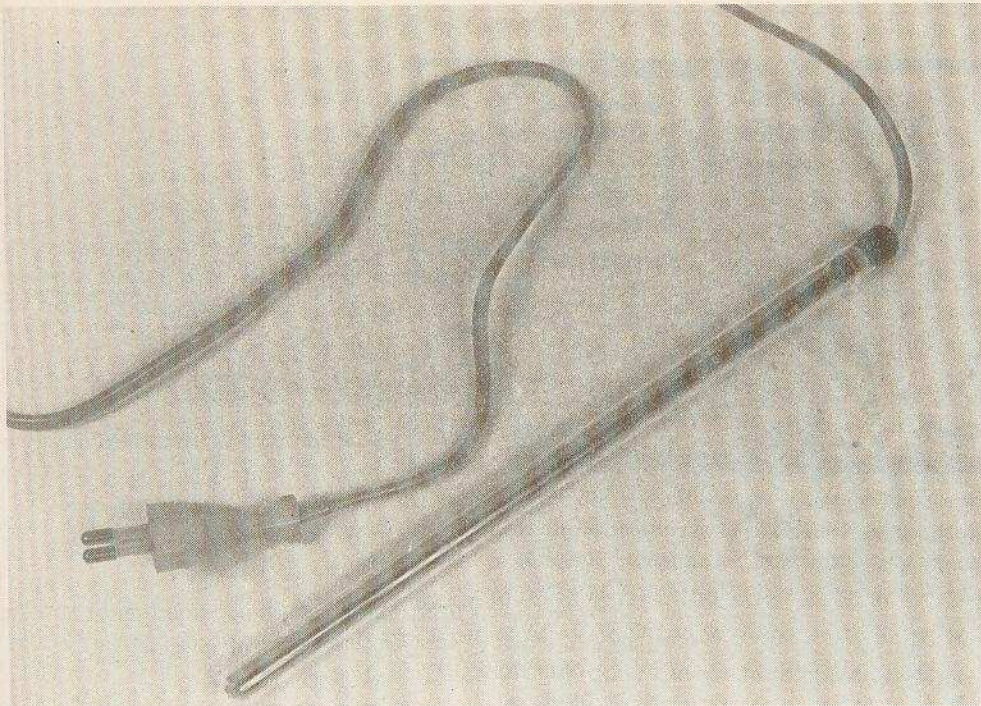


Photo 2. — La thermistance logée dans un tube mince en verre fermé hermétiquement.

tre P, seront choisis tous les trois entre $0,5 R_T$ et R_T . Par exemple, si R_T vaut $5 \text{ k}\Omega$ à 25°C , on prendra $R_2 = R_3 = P = 3,3 \text{ k}\Omega$. En augmentant P, et en diminuant corrélativement R_2 et R_3 , on élargit la plage de réglage, mais au détriment de la précision.

Nous n'avons pas non plus prévu d'implantation directe du relais par soudure sur le circuit imprimé. En effet, il n'est pas certain que tous les lecteurs puissent se procurer exactement le même modèle. Nous avons donc fixé ce composant par collage à l'aide d'une goutte d'Araldite, et effectué les liaisons à l'aide de quelques morceaux de fil.

L'important est que le relais fonctionne sous 12 V, et que ses contacts soient capables de couper une intensité d'au moins 500 mA, sous une tension alternative de 220 V.

La résistance chauffante sous tube de verre ne doit jamais fonctionner hors de l'eau, ce qui entraînerait rapidement sa destruction, par échauffement excessif.

— V — Etalonnage du régulateur de température

On l'effectuera par comparaison avec un thermomètre au mercure de bonne qualité, gradué si possible en cinquièmes de degré. Les thermomètres à alcool ne sont pas utilisables, car souvent entachés d'une erreur pouvant dépasser le degré Celsius.

Pour que les mesures aient un sens, il

est indispensable de veiller à l'homogénéité de la température, dans toute la masse de l'eau de l'aquarium. Pour cela, une agitation permanente s'impose. On l'obtiendra aisément grâce au générateur d'air dont tout aquarium est nécessairement équipé.

Liste des composants

R_T : thermistance de $10 \text{ k}\Omega$ si possible, en tous cas comprise entre $5 \text{ k}\Omega$ et $25 \text{ k}\Omega$ à 25°C

R_1 : même valeur que la thermistance.

R_2, R_3 , potentiomètre P : résistance comprise entre $0,5 R_T$ et R_T

Résistances : $1/2 \text{ W}$, $\pm 5\%$:

R_4 : 680Ω (bleu, gris, brun)

R_5 : R_6 : $3,9 \text{ k}\Omega$ (orange, blanc, rouge)

R_7 : $8,2 \text{ k}\Omega$ (gris, rouge, rouge)

R_8 : $2,2 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, rouge)

R_9 : $8,2 \text{ k}\Omega$ (gris, rouge, rouge)

R_{10} : $1,5 \text{ k}\Omega$ (brun, vert, rouge)

R_{11} : 820Ω (gris, rouge, brun)

R_{12} : 68Ω (bleu, gris, noir)

R_{13} : $1,5 \text{ k}\Omega$ (brun, vert, rouge)

Condensateurs : C_1 : 22 nF (film plastique) ; $1000 \mu\text{F}$ 25 V .

C_2 : $1000 \mu\text{F}/25 \text{ V}$

Diodes : D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N914 ou équivalent.

D_5, D_6, D_7, D_8 : 1N4001, 4002

D_z : zener 10 V (400 mW).

LED : diode électroluminescente.

Relais : bobine 12 V , contacts $220 \text{ V} \approx, 0,5 \text{ A}$.

Transformateur : secondaire 12 V , 5 VA

Transistors : T_1, T_2, T_3 : 2N2222

T_4 : 2N2907, 2N2904, 2N2905

T_5 : 2N3053.

R. RATEAU

LA CONSTRUCTION DES PETITS TRANSFORMATEURS

(pour amateur)

M. DOURIAU et F. JUSTER

Cette 14^e édition du célèbre ouvrage de Marthe Douriau a été à nouveau remise à jour par F. Juster pour rendre encore d'éminents services aux amateurs avertis, aux professionnels débutants et aux étudiants.

On a supprimé les chapitres n'ayant plus d'intérêt actuellement et on a modifié les déterminations des circuits en vue de leur branchement sur 220 V, tension qui a remplacé un peu partout le 110 V.

En plus des transformateurs à secondaires à basse tension adaptés aux montages à transistors, on trouvera dans ce livre des chapitres traitant des bobines de self-induction, des transformateurs BF, des méthodes de réalisation accessibles aux amateurs, des essais de bobinages, des autotransformateurs, etc.

Ainsi conçu, ce livre rendra les plus grands services à ceux qui voudront réaliser des bobinages nouveaux ou transformer des bobinages anciens en les rebobinant.

Un ouvrage de 128 pages, format 17,5 x 16,5, 60 schémas.

Couverture couleur.

Prix pratiqué : 28 F, par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

LES CELLULES SOLAIRES

(2^e édition, revue et corrigée)

F. JUSTER

L'ouvrage de F. Juster, bien que peu volumineux afin d'être à la portée de tous, traite de tous les aspects techniques des cellules solaires : composition, fonctionnement, projets de stations solaires, application pour professionnels et aussi pour amateurs même débutants. On trouvera dans ce livre, le seul actuellement consacré uniquement et intégralement aux cellules solaires les sujets suivants :

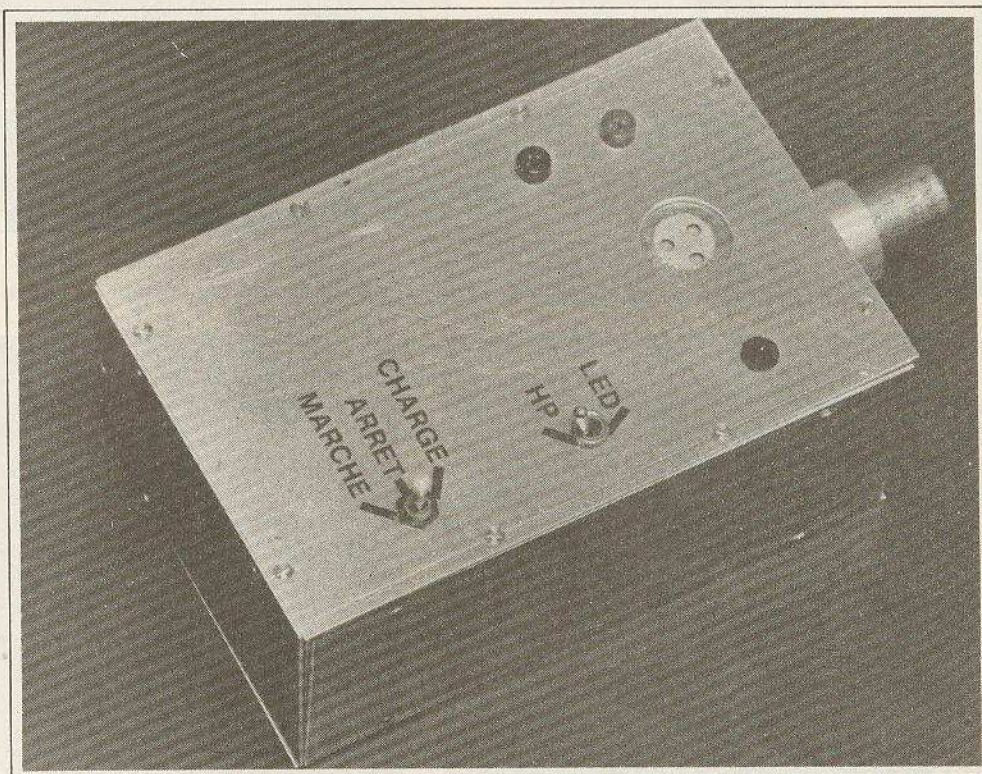
Etude générale, modules solaires commerciaux et industriels. Régulateurs. Accumulateurs et leur recharge. Cartes d'ensoleillement et tableaux de valeurs numériques. Amélioration du rendement, concentration, poursuite, etc. Montages automatiques. Montages expérimentaux simples, pour amateurs.

Nouvelles cellules solaires de 10 cm de diamètre.

Un ouvrage de 136 pages, format 11,7 x 16,5, 76 schémas, 12 illustrations, couverture couleur.

Prix pratiqué : 28 F, par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75480 Paris Cedex 10.

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



DETECTEUR PORTABLE de rayons gamma et neutrons

Il arrive souvent que l'on désire savoir si l'on est en présence de rayonnement ne serait-ce que pour des fins de divertissement, par exemple pour rechercher des échantillons minéraux radioactifs (uranium, par exemple), ou à des fins plus sérieuses (mesure éventuelle de radioactivité induite), ou encore, tout simplement, en laboratoire.

Nous avons donc été amenés à construire un tel système détecteur, simple, autonome puisque fonctionnant sur pile, de faible consommation et de réalisation facile. Il est donc portable, de dimensions restreintes (90 x 150 x 60 mm) et peut servir à tester, in situ, des échantillons minéraux.

L'auteur l'a utilisé pour du minerai d'uranium (Autunite). Le principe en est élémentaire et consiste à générer une tension suffisante pour le tube détecteur proprement dit. Nous avons déjà utilisé, à des fins pédagogiques d'une part, et à la Cie Fse Thomson-Houston, il y a quelque vingt ans, d'autre part, le tube 18.503 de la Radiotechnique. C'est un tube détecteur compteur à halogènes, très léger (7 g.) destiné à la mesure et aux expérimentations sur les rayonnements gamma et de neutrons. Ce tube fonctionne dans les limites d'un plateau entre 400 et 600 V (voir diagrammes de la fig. 1). Ceci revient à dire qu'il lui faut être polarisé entre un peu plus de 400 V et un peu moins de 600 V pour fonctionner correctement. Le diagramme n° 2 donne le rapport, très utile, entre le nombre d'impulsions par seconde et les milli-Roentgen par heure.

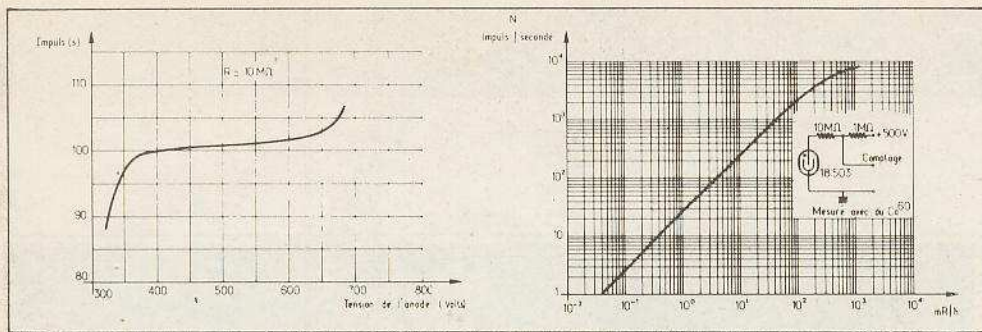


Fig. 1 et 2. – Diagrammes mettant en évidence les principales caractéristiques du tube compteur décompteur à halogènes Geiger Muller référence 18 503.

Haute tension

Le principal problème étant l'obtention de la haute tension destinée à alimenter le tube Geiger-Muller, nous traiterons tout d'abord de cette question. Nous obtenons cette tension à l'aide d'un circuit très simple que nous avons monté avec des éléments de récupération tant les points de fonctionnement sont peu critiques. Le schéma général en est donné figure 3. Il s'agit d'un multivibrateur astable que nous avons monté avec des transistors doubles mais il est évident qu'il fonctionnerait tout aussi bien avec des transistors ordinaires voire, évidemment, avec des circuits intégrés spécialement prévus pour ce faire (type 555 de chez Intersil, par exemple). Ces deux transistors, T₁ et

T₂ sont des NPN et sont suivis immédiatement par un étage séparateur T₃, puis par un faux Darlington, T₄ et T₅, qui attaque le transformateur B₁. Ce bobinage demande quelques explications et est le seul élément un tant soit peu délicat du montage.

Il est établi à l'aide d'un petit bâtonnet de ferrite récupéré. Il va sans dire que n'importe quel bâtonnet de ferrite peut convenir. En effet, la section en est pratiquement sans importance puisqu'il n'y a pas de puissance à transmettre. Nous avons utilisé un morceau de bâtonnet d'environ 7 x 7 mm sur une longueur de 2,5 à 3 cm. Il convient alors de réaliser une carcasse de bobinage selon les dimensions du bâtonnet de ferrite. Cette carcasse comprend deux parties (fig. 4). Le processus pour la réalisation de ce

bobinage est le suivant : nous disposons d'une tension de fonctionnement de 9 V. Les signaux carrés engendrés par notre multivibrateur auront donc, au très grand maximum, cette valeur de tension crête à crête. Donc, il nous faut, au minimum, un rapport de transformation de 450/9 = 50 entre le primaire et le secondaire. D'autre part, nous allons fonctionner à des fréquences relativement basses. Donc il faut, au primaire, un nombre de tours non négligeable. Prenons 50 tours, ce qui correspond à très peu près aux transformateurs BF pour transistors. Ceci nous entraîne à avoir environ 2 500 tours au secondaire. C'est effectivement ce que nous avons pu réaliser. Donc on bobine un primaire de 50 tours de fil 30/100 et un secondaire de 2 500 tours (ou un peu plus si on peut le loger) de fil 10/100 ou même, si on en a, de fil 8/100.

Lorsqu'on a réalisé cette bobine transformateur, on mesure sa fréquence de résonance. Pour ce faire, on procède selon la figure 5. On attaque le primaire avec un générateur de signaux carrés et on relève, au secondaire, la tension que l'on a précédemment redressée. A mesure

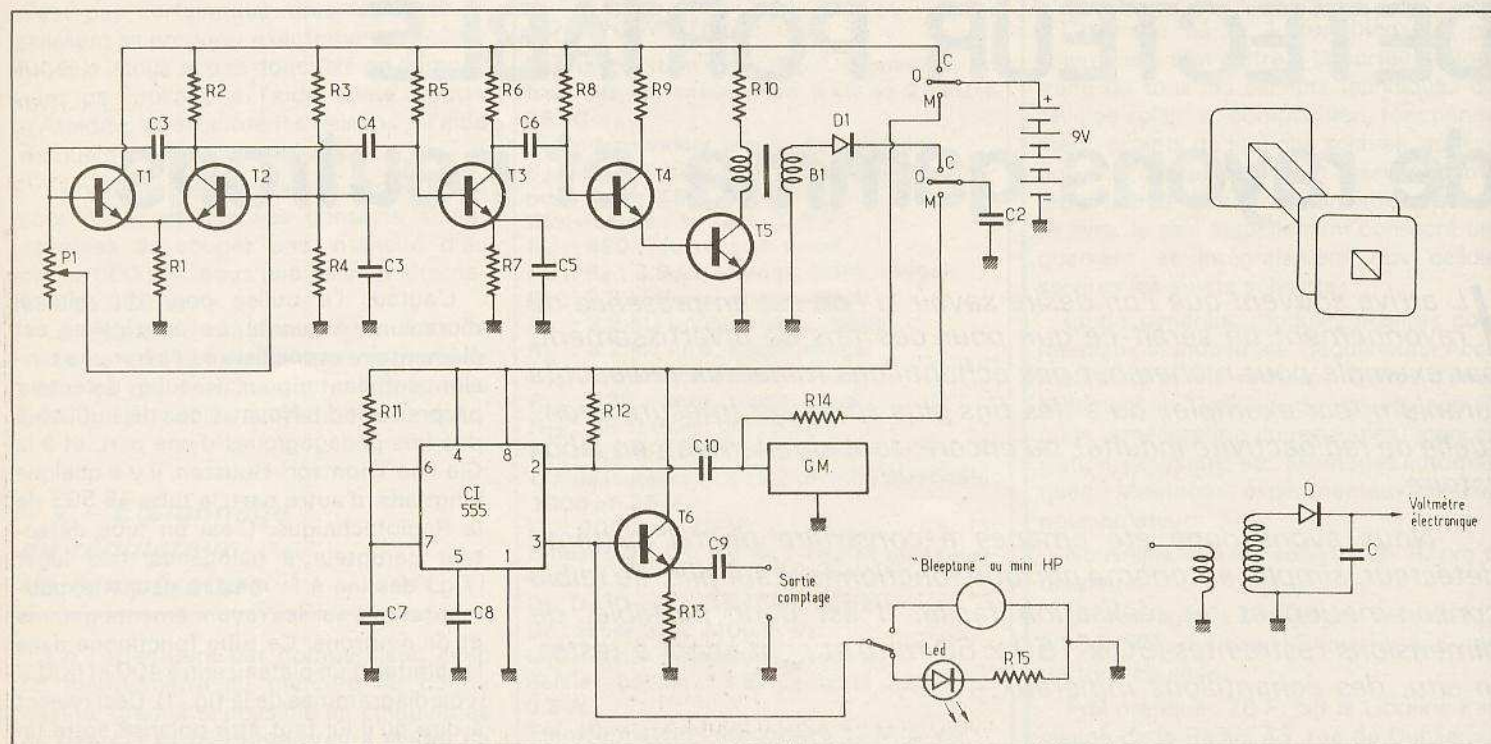


Fig. 3 à 5. – Schéma de principe retenu pour la mise en œuvre du détecteur : une première section génère la haute tension nécessaire à l'alimentation du tube, la seconde, construite autour d'un 555, détecte et met en forme les signaux recueillis. Détail de fabrication du bobinage.

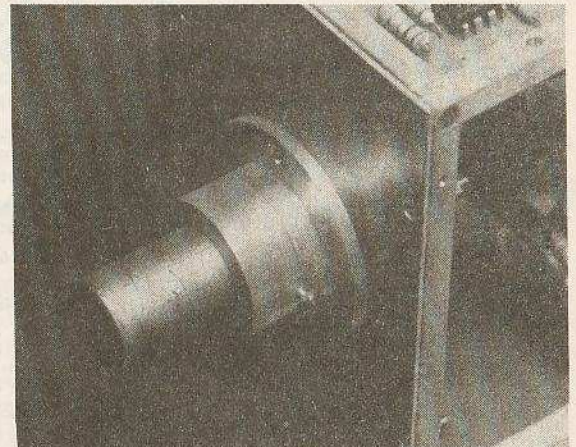
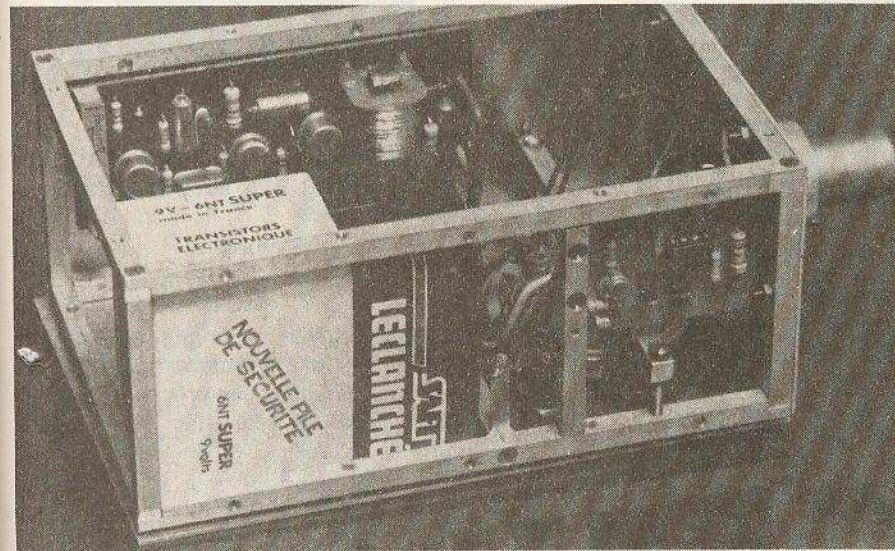
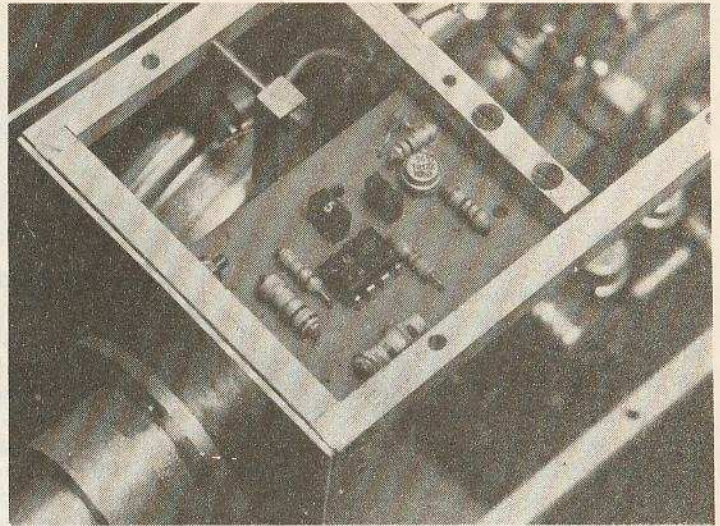
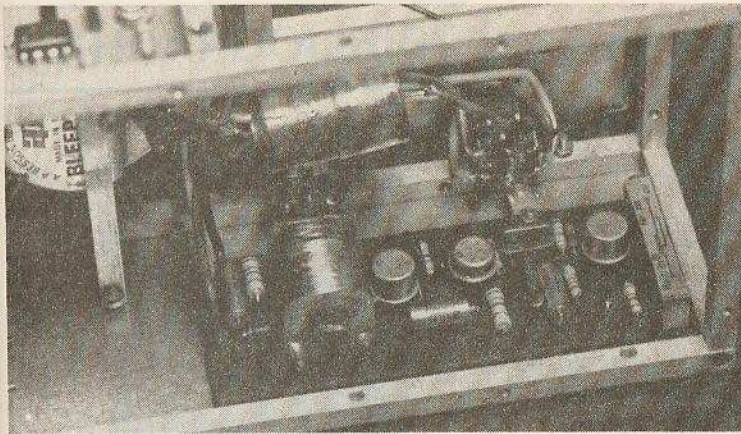


Photo 2. - Section générateur haute tension mettant en évidence le bobinage. On remarque également que C_2 se monte directement sur l'interrupteur.

Photo 3. - Le circuit de mise en forme construit autour d'un MC 1455 que l'on remplacera sans difficultés par un NE 555, plus courant.

Photo 4. - L'ensemble s'alimente sur une pile de 9 V de forte capacité.

Photo 5. - La fixation du tube demandera beaucoup de minutie.

que l'on fait varier la fréquence, on voit apparaître plusieurs maxima et plusieurs minima. On relève le maximum maximum et on note la fréquence. Il ne suffit plus alors que d'accorder le multivibrateur sur cette fréquence. Ceci se fait par le choix judicieux de P_1 et C_1 . Cette fréquence se calcule approximativement par la formule (1) :

$$F = 0,32 \frac{1}{P_1 \cdot C_1} \quad (1)$$

avec F en kilohertz, P_1 en ohms, et C_1 en microfarads.

(Formule extraite de « Toute l'électronique » oct. 1970, page 414).

La tension secondaire est redressée par la diode D_1 et sert à charger une capacité C_2 . Il va sans dire que si l'on dispose de plus de place, on peut redresser à l'aide d'un pont ce qui permet de gagner quelque peu sur la tension. Il est économique

de ne faire fonctionner cette alimentation que pour charger cette capacité qui, on va le voir, met assez longtemps pour se décharger dans les circonstances normales de fonctionnement. Il faut environ trente secondes pour charger cette capacité, qui est, dans notre montage, de $10 \mu\text{F}$.

Détection et mise en forme des impulsions recueillies

Lorsqu'on a chargé la capacité, on manœuvre le commutateur tristable (charge/repos/lecture) en le positionnant sur « lecture ». Ceci a pour but de connecter la capacité avec le tube Geiger-Muller 18.503 à travers une résistance de $10 \text{ M}\Omega$. Les impulsions, aux bornes de ce tube, ont l'aspect de la figure 6 et ont une amplitude d'environ 50 V. De plus, elles

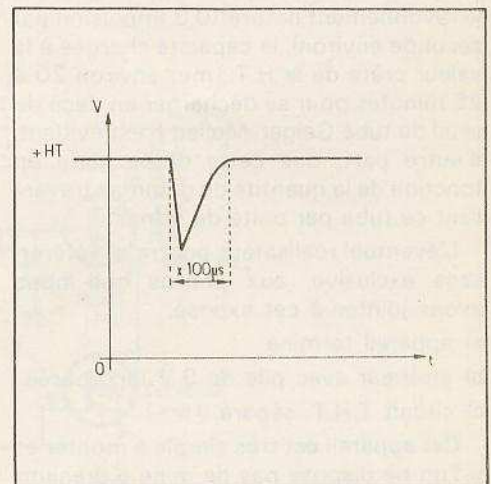


Fig. 6. - Forme des impulsions apparaissant aux bornes du tube en présence de rayons gamma.

sont assez longues (env. 100 μ s). Il est donc judicieux, pour leur mise en forme, d'en atténuer l'amplitude et de les différencier. On les achemine vers un « Timer » du type 555 par l'intermédiaire d'une faible capacité de quelques picofarads.

Le Timer est monté en monostable et la constante de temps est établie pour avoir un créneau d'environ 500 μ s à 1 ms et sa sortie est utilisable de trois façons différentes :

- A travers le transistor T_6 et différenciation, vers deux douilles. Cette sortie est prévue pour être utilisée avec un compteur numérique extérieur (voir fig. 3).
- Sur une LED, ce qui permet de voir les éclairs brefs correspondant aux impulsions reçues par le tube Geiger-Muller. Cette sortie est très pratique dans un milieu bruyant.
- Sur un mini haut-parleur ou encore un « Bleptone ». Ce dernier appareil est un système d'alarme de fabrication britannique qui émet un son de hauteur variable en fonction de la tension continue qu'on lui applique. Lorsque le temps d'application de cette tension est trop court, comme dans notre cas, on obtient un claquement sec. C'est pourquoi un mini haut-parleur suffit largement.

Résultats

Lorsqu'on ne fonctionne que sur le « fond cosmique », c'est-à-dire en l'absence de tout rayonnement autre que le rayonnement naturel (0,3 impulsion par seconde environ), la capacité chargée à la valeur crête de la H.T., met environ 20 à 25 minutes pour se décharger en deçà du seuil du tube Geiger-Muller. Il est évident, d'autre part, que cette durée varie en fonction de la quantité de gammas traversant ce tube par unité de temps.

L'éventuel réalisateur pourra se référer, sans exclusive, aux photos que nous avons jointes à cet exposé.

- appareil terminé
- intérieur avec pile de 9 V incorporée
- circuit T.H.T. séparé.

Cet appareil est très simple à monter et si l'on ne dispose pas de mine d'uranium dans son jardin, permet, du moins pour les modèles anciens, de « voir » la radioactivité des cadrans de montre !

C. HANSEN

Liste des composants

Résistances 1/4 W 5% :

- R₁ : 1,2 k Ω (brun, rouge, rouge).
- R₂ : 270 Ω (rouge, jaune, brun)
- R₃ : 560 Ω (vert, bleu, brun).
- R₄ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge).
- R₅ : 100 k Ω (brun, noir, jaune)
- R₆ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge).
- R₇ : 270 Ω (rouge, violet, brun).
- R₈ : 100 k Ω (brun, noir, jaune).
- R₁₁ : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R₁₂ : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R₁₃ : 10 k Ω (brun, noir, orange)

Résistances 1/2 W 5% :

- R₉ : 100 Ω (brun, noir, brun).
- R₁₀ : 27 Ω (rouge, violet, noir).

Résistances 1/2 W 10% :

- R₁₄ : 10 M Ω (brun, noir, bleu).

Résistance 1/4 W 10% :

- R₁₅ : 110 Ω (brun, brun, brun).

Transistors :

- T₁ : 2 N2222 ou similaire.
- T₂ : 2 N2222 ou similaire.
- T₃ : 2 N2222 ou similaire.
- T₄ : 2 N1613 ou similaire.
- T₅ : 2 N1613 ou similaire.
- T₆ : 2 N2222 ou similaire.

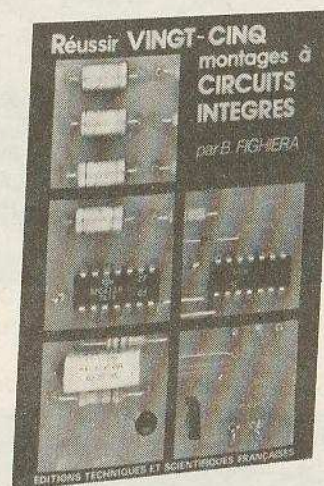
Condensateurs

- C₁ : Voir texte
- C₂ : 10 μ F 450 Vs voir texte
- C₃ : 0,1 μ F 16 Vs.
- C₄ : 22 nF 16 Vs.
- C₅ : 10 μ F 12 Vs.
- C₆ : 3,3 nF 16 Vs.
- C₇ : 10 nF voir texte.
- C₈ : 10 nF 16 Vs.
- C₉ : 10 nF 16 Vs.
- C₁₀ : 6,8 à 8,2 pF 500 Vs.

Divers

- D₁ : 1 N4005 ou autre.
- G.M. : Geiger-Muller 18503 de RTC.
- H.P. : voir texte.
- CI : 555 Intersil ou autre.
- B₁ : voir texte.
- P₁ : voir texte.

BIBLIOGRAPHIE



REUSSIR VINGT CINQ MONTAGES A CIRCUITS INTEGRES

B.Fighiera

Qu'est-ce qu'un circuit intégré ● Les portes logiques ● Présentation des circuits intégrés logiques ● Les précautions indispensables ● La réalisation des circuits imprimés ● **Loisirs** : 1. Un jeu de pile ou face ● 2. Un jeu de dé ● 3. Une roulette à effet de suspense ● 4. Un tir à ultra-sons ● 5. Les initiales clignotantes ● **Confort** : 6. Un carillon de porte ● 2. Un commutateur digital ● 8. Un déclencheur photo sensible secteur ● 9. Une sonnette gazouillis ● 10. Un anti-moustique ● 11. Une serrure électronique codée ● **Mesures** : 12. Un générateur BF 0,1 Hz à 200 kHz ● 13. Un compte tours simple ● 14. Une jauge à essence ● 15. Une alimentation réglable 3 à 12 V sous 1 A ● 16. Un vumètre à diodes électroluminescentes ● 17. Un testeur de circuits logiques ● **BF et HiFi** : 18. Un mini-mélangeur ● 19. Un petit amplificateur ● 20. Un préamplificateur pour microphone ● 21. Un préampli RIAA ● 22. Un préampli pour PU cristal ● 23. Un correcteur de tonalité ● 24. Un amplificateur stéréophonique 2 x 13 W ● 25. Un amplificateur 30 W spécial auto.

Un volume broché, 132 pages, format 15 x 21, couverture couleur. Prix : 38 F.

Prix pratiqué par la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75940 Paris Cedex 19.

Diffusion exclusive : E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.



Toutes les applications des SEMI-CONDUCTEURS

Une application des V.-MOS

Les transistors à effet de champ V-MOS possèdent de nombreux avantages tels que prix modéré, puissance modérée, adaptation non exigée, fonctionnement en haute fréquence, etc. Le montage proposé par **Robert H. Hamstra J'**, publié dans **Electronics** volume 52, n° 25, est un dispositif relativement simple permettant d'obtenir à la sortie, des impulsions à montée et descente de courtes durées, à partir d'impulsions appliquées à l'entrée, de plus longue durée.

Le schéma de cet appareil est donné à la **figure 1** et on peut voir que l'auteur a fait appel à trois transistors bipolaires Q_3 , Q_4 , Q_4' et à un nombre important, 12, de V.MOS du type VN66AF dont Q_1 , Q_2 et Q_4 sont à exemplaire unique, tandis que Q_1 et Q_4' sont constitués chacun par cinq V-MOS du même type, montés en parallèle, ce qui permet d'obtenir des puissances considérables pendant une très courte durée. En effet la puissance de pointe de sortie peut atteindre 5 kW pendant 20 ns seulement. Cela correspond à des tensions de 250 V ou à des courants de 30 A. A l'entrée l'impulsion est de 3 à 20 V.

Ce « pulser » (générateur d'impulsions) se montre supérieur aux montages à lampes pour lesquels il y a une limitation de puissance. De même, le pulser proposé est meilleur que ceux à redresseurs au silicium.

Les transistors Q_1 à Q_4 sont utilisés dans la partie « driver » (commande) du pulser.

Le signal a pour origine le faible signal appliqué à la porte G de Q_1 qui, d'ailleurs est reliée directement à celle du V-MOS Q_2 .

A noter que les deux V-MOS, Q_1 et Q_2 sont montés en source commune, mise à

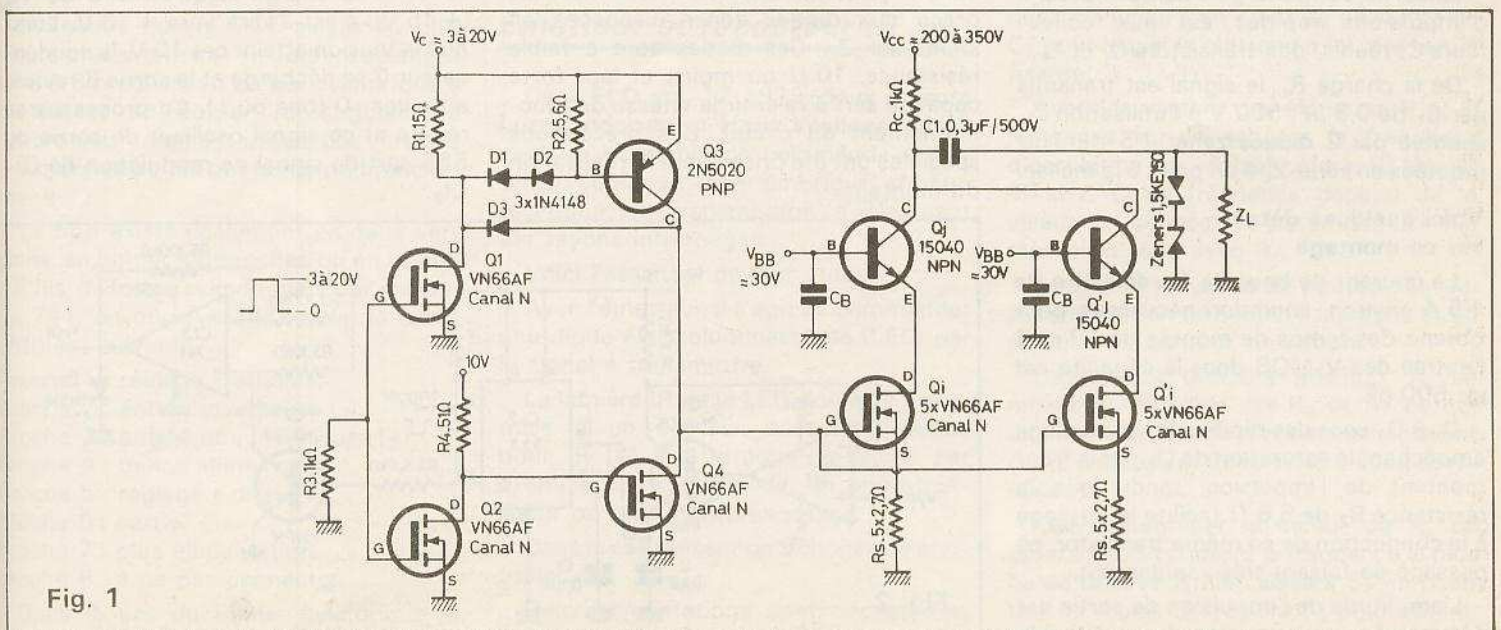


Fig. 1

la masse. Le signal d'entrée est produit par une source d'impulsions de faible puissance.

Le transistor Q_1 est connecté à Q_3 par la liaison drain-base constituée par les diodes D_1 et D_2 en série. On peut voir que la charge de drain D de Q_1 est R_1 de 15Ω reliée à une alimentation V_c de 3 à 20 V. La polarisation de la base de Q_3 est assurée par R_2 de $5,6 \Omega$ reliée au V_c . Remarquons aussi D_3 montée entre le collecteur de Q_3 et le drain de Q_1 .

D'autre part, il y a liaison directe entre le drain de Q_2 et la porte de Q_4 .

Les transistors Q_3 et Q_4 ont une sortie commune sur le drain D de Q_4 relié directement au collecteur du PNP, Q_3 .

Dans le circuit de drain de Q_2 , on trouve R_4 , la charge de 51Ω , reliée à un point d'alimentation de 10 V.

Le signal amplifié par le « driver » Q_1 , Q_2 , Q_3 et Q_4 est transmis par liaison directe au V-MOS, Q_i constitué par 5 VN66AF. En général, dans le montage parallèle, on monte ensemble les portes G , les drains D tandis que les sources S peuvent être reliées séparément à la masse par R_s de $2,7 \Omega$. Mais on pourra aussi les relier ensemble et polariser avec cinq R_s de $2,7 \Omega$ en parallèle.

A noter le montage, genre cascade de Q_i et de la triode NPN Q_j par liaison du drain de Q_i à l'émetteur E de Q_j . La charge de Q_i est R_c de $1 \text{ k}\Omega$ reliée à V_{cc} de 200 à 350 V. Les portes G de Q_i et Q_j sont reliées ensemble. La partie Q_j est montée comme Q_i .

Le drain de Q_j est relié directement à l'émetteur de Q_i , ce qui constitue la combinaison source commune-base commune que l'on trouve souvent dans les montages à deux transistors bipolaires ou autres.

La sortie du montage « conformateur » d'impulsions rapides est aux collecteurs C , réunis, des transistors Q_i et Q_j .

De la charge R_c , le signal est transmis par C_1 de $0,3 \mu\text{F}$, 500 V à l'utilisation Z_L , shuntée par 2 diodes zener 1,5 KE 150 montées en série- Z_L à un point à la masse.

Voici quelques détails sur ce montage

Le courant de base de Q_3 doit être de 1,5 A environ, condition nécessaire pour obtenir des temps de montée de 10 ns à l'entrée des V-MOS dont la capacité est de 500 pF.

D_1 à D_3 sont des diodes de verrouillage empêchant la saturation de Q_3 par le front montant de l'impulsion, tandis que la résistance R_2 de $5,6 \Omega$ facilite le passage à la conduction de ce même transistor, ce passage se faisant très rapidement.

L'amplitude de l'impulsion de sortie est déterminée par la tension de commande

appliquée à l'émetteur de Q_3 . Ce transistor triode pourrait être remplacé éventuellement pour un V-MOS canal P, mais les auteurs n'ont pas trouvé un transistor de ce genre ayant des caractéristiques convenant à cet emploi. On a vu plus haut la composition de l'étage final à 2 + 5 + 5, transistors dont deux bipolaires et dix V-MOS.

Cette disposition permet que le courant passant par la charge Z_L soit approximativement proportionnel à la tension appliquée à Q_i et Q_j . Grâce aux montages cascade, on a pu réduire jusqu'au minimum, l'effet des capacités d'entrée, porte à source et porte à drain des transistors V-MOS, ce qui a réduit le temps de réponse du circuit.

A noter que la self-induction interne du circuit d'émetteur de Q_i qui est de 10 à 20 nH donne lieu à une surtension du signal de sortie. Q_i est sélectionné pour supporter le survoltage de 10 à 20 V qui se produit lorsque l'étage effectue la commutation à la « vitesse » (slew-rate) de 2 A par ns.

De plus Q_i n'est jamais commandé pour atteindre la saturation, ce qui permet le maintien de temps de réponse très court.

On a pris toutes les précautions nécessaires pour protéger les portes des V-MOS, en particulier :

- L'amplitude de l'impulsion d'entrée est inférieure à celle permise.
- La tension source à drain ne dépasse pas les valeurs admissibles lorsque le transistor est à l'état bloqué.

Le transistor bipolaire est une source de courant et, par conséquent un court-circuit de la sortie du « pulser » ne cause aucun trouble.

Il est important de protéger les transistors de sortie contre les pointes de tension et cette protection a été obtenue grâce aux diodes zener disposées en shunt sur Z_L . Ces diodes sont à faible résistance, 10Ω ou moins et leur forte capacité sert à ralentir la vitesse de fonctionnement du circuit. Des précautions spéciales ont été prises pour la réalisation du montage.

Diviseur analogique à deux 741 et un 555

Dans la même revue (*Electronics*, volume 52, n° 25), Limesh Kumar propose un diviseur analogique donnant à la sortie des signaux V_x/V_y de forte valeur.

Ce montage est un perfectionnement d'un montage proposé précédemment par Kraus dans la même revue. L'appareil de Kumar est représenté par le schéma de la figure 2 et permet de trouver le rapport V_x/V_y de deux tensions, appliquées en des points convenables : V_y à l'entrée non inverseuse de Cl_1 et V_x aux entrées de Cl_3 , par l'intermédiaire des résistances R_2 et R_3 .

Dans ce montage, on utilise deux transistors Q_1 , un PNP de type 2N2905 et Q_2 , un NPN, le 2N2222. Les trois circuits intégrés utilisés sont deux 741 et un 555. Cet appareil est économique.

On remarquera que le rapport est proportionnel à la tension de sortie V_{out} prélevée sur la sortie de Cl_3 . La tension V_y peut atteindre une valeur de crête de 10 V, ce qui constitue une amélioration considérable par rapport au montage original qui, en raison du gain de 15 fois de Cl_1 , n'admet que 1 V au maximum avec l'alimentation de 15 V.

La source de courant constant constituée par Cl_1 et Q_1 permet une charge linéaire du condensateur C , disposé entre la masse et le collecteur de Q_1 , relié aux points terminaux 6 et 7 de Cl_2 .

En appliquant une impulsion de déclenchement au point 2 du 555, la sortie 3 de ce temporisateur monté en monostable, passe au niveau logique 1 (niveau haut ou H) et C se charge jusqu'au 2/3 de V_{cc} (+ 15 V), c'est-à-dire vers + 10 V. Lorsque la tension atteint ces 10 V, le condensateur C se décharge et la sortie 3 revient au niveau 0 (bas ou L). Ce processus se répète et ce signal oscillant de sortie du 555 sert de signal de modulation de Q_2 - Cl_3 .

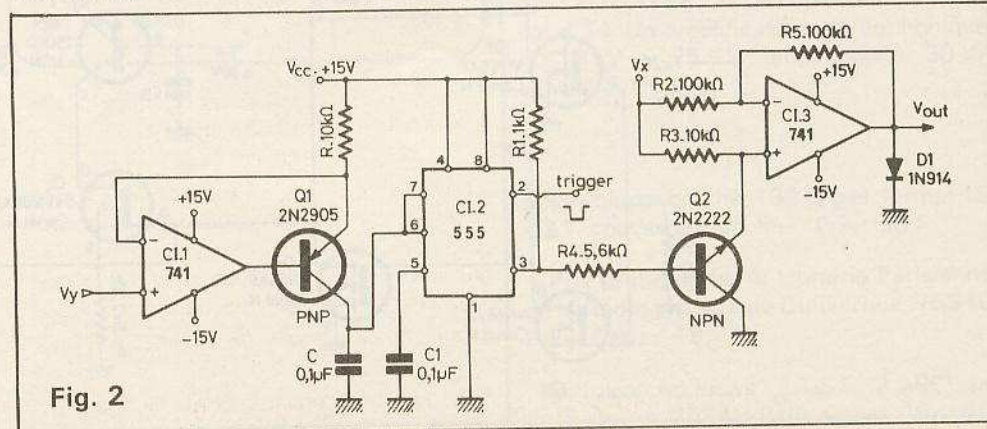


Fig. 2

Pendant la charge de C jusqu'à $2/3 V_{cc}$, on a :

$$V_{cc} = \frac{I}{C} t_c = \frac{V_y}{R C} t_c$$

mais

$$t_c = \frac{2 V_{cc} RC}{3 V_y}$$

Dans ces expressions I est le courant fourni par la source de courant et t_c , le temps de charge du condensateur C. Pendant cette charge, le transistor Q_2 est conducteur et la tension de sortie est $V_{out} = -V_x$.

Soit T la période des impulsions appliquées au point trigger, 2, du 555, le temporisateur aura la sortie 3 au niveau bas durant la fraction de la période correspondant au blocage de Q_2 et la tension de sortie V_{out} sera alors nulle.

Toutefois la tension moyenne pendant une période est :

$$\bar{V}_{out} = \frac{-V_x t_c}{T}$$

$$= 0,66 (V_{cc} RC / T) (V_x / V_y)$$

La tension de sortie \bar{V}_{out} peut être prélevée sur un réseau RC disposé à la sortie de l'appareil et peut être lue avec un appareil de mesure pour tensions moyennes.

Si RC/T est 10 et $V(\infty) = 15$, la tension de sortie V_{out} indiquera la valeur du rapport $-V_x/V_y$, le signe - indiquant une inversion (V_{infini} = valeur de V au temps infini).

L'appareil nécessite une alimentation de ± 15 V pour les deux 741 et la partie positive +15 V pour le 555 et les deux transistors.

Ce diviseur analogique est de schéma assez simple et peut être essayé par des expérimentateurs.

Indiquons que le 741 existe en plusieurs présentations : en boîtier rectangulaire à 8 broches, en boîtier cylindrique à 8 fils et en boîtier rectangulaire à 14 broches, rarement utilisé. Les versions à 8 broches ou fils ont le même branchement.

Le 555 existe également en deux versions, en boîtier à 8 broches ou en boîtier à 8 fils, de forme cylindrique. Pour monter un 741, on observera le mode de branchement suivant :

- Broche 1 : réglage « offset ».
- Broche 2 : entrée inverseuse (-).
- Broche 3 : entrée non inverseuse (+)
- Broche 4 : moins alimentation
- Broche 5 : réglage « offset ».
- broche 6 : sortie.
- broche 7 : plus alimentation.
- broche 8 : à ne pas connecter.

Dans le cas du boîtier cylindrique, il s'agira de fils au lieu de broches (voir

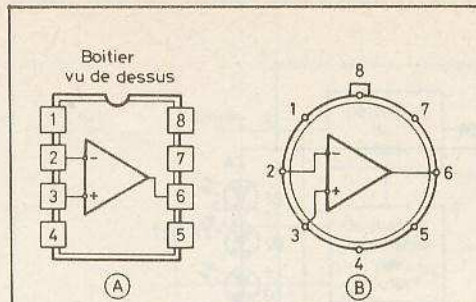


Fig. 3

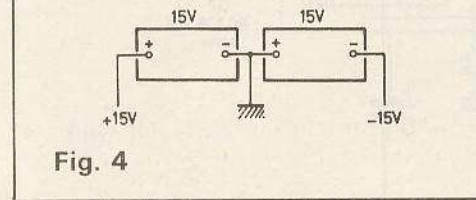


Fig. 4

figure 3). Dans le présent montage, les points 1 et 5 ne seront pas connectés.

L'alimentation ± 15 V se branchera comme indiquée à la figure 4 avec le point commun des deux sources de 15 V, mis à la masse du montage de la figure 2.

Le 555 existe en boîtier 8 broches ou 8 fils. Le branchement est indiqué sur le schéma. L'alimentation s'effectuera comme suit. Les points 4 et 8 seront branchés ensemble au +15 V et le point 1 à la masse.

Dans ce montage du 555 en monostable, les points de terminaison 6 et 7 sont réunis et reliés au collecteur du PNP 2N2905 et au condensateur C de 0,1 μ F.

Le point 5 est relié à la masse par C_1 de 0,1 μ F également. Un générateur d'impulsions fournira le signal trigger au point 2.

Émetteur et récepteur IR

Dans ELO vol. 12 1979, deux auteurs Lutz Findeisen et Hans Wollner, décrivent un ensemble de commande à distance composé d'un émetteur et d'un récepteur, la transmission s'effectuant par rayons infrarouges.

Voici l'essentiel de leur étude.

Avec l'émetteur, il s'agit de commander une diode électroluminescente (LED) par le signal à transmettre.

La lumière IR de la LED doit être transmise à un capteur opto-électronique pour IR (IR = infrarouge) sensible, par exemple une photodiode, un phototransistor ou une photorésistance.

Dans le cas présent on a choisi une photodiode.

Deux alimentations sont nécessaires, l'une pour l'émetteur et l'autre pour le

récepteur ce qui leur permettra d'être indépendants l'un de l'autre.

Une lentille associée à la diode LED IR permettra une concentration des rayons IR et assurera la possibilité d'augmenter la distance entre émetteur et récepteur si nécessaire.

Émetteur

SON schéma est donné à la figure 5. La batterie est une pile de 9 V dont la capacité est, par exemple de 240 mA.h ce qui permettra d'actionner 30 000 fois le commutateur de signaux sans avoir à changer ou à recharger l'alimentation.

En général cette dernière ne sera pas réalisée avec le secteur comme source primaire car dans ce cas l'émetteur ne serait plus autonome.

Lorsque le commutateur S_1 est en position (a), le condensateur C_1 de 1000 μ F, 16 V, se charge par l'intermédiaire de R_1 de 270 Ω .

A remarquer que S_1 est un poussoir. Au repos il est en position (a) et en action il est en position (b).

La charge de C_1 permet de disposer d'un courant de décharge pendant 5 millisecondes.

Avec les éléments NAND, 1-2-3 et 4-5-6 du C-MOS 4011 on a réalisé, en association avec les composants R_4 à R_7 , C_2 et C_4 un multivibrateur astable qui est alimenté par les broches 7 à la masse et 14 au point (b) et non à la batterie comme dans un montage normal.

Les éléments restants du 4011 ne seront pas utilisés. Le multivibrateur astable ne pourra fonctionner que si S_1 est pressé, c'est-à-dire en position (b). Dans ce cas C_1 se déchargera durant 5 ms environ et le multivibrateur fonctionnera quelques ms jusqu'à un point de décharge de C_1 pour lequel la tension en (b) sera insuffisante.

Avec les valeurs des éléments R et C indiquées sur le schéma la fréquence d'oscillation est réglable entre 10 kHz et 40 kHz. Cette fréquence dépend de la valeur, en service, du potentiomètre R_6 , monté en série avec R_7 .

A noter la présence du poussoir S_2 qui est en position de coupure au repos et en position de contact, en action.

Dans cette dernière position, R_x se monte en parallèle sur R_6 et R_7 ce qui diminue la valeur de la résistance agissant sur la fréquence. Celle-ci sera alors diminuée.

Pour déterminer la valeur de R_x on pourra choisir d'abord la fréquence la plus basse désirée f_b . On laissera S_2 en position de repos. On réglera R_6 pour obtenir f_b .

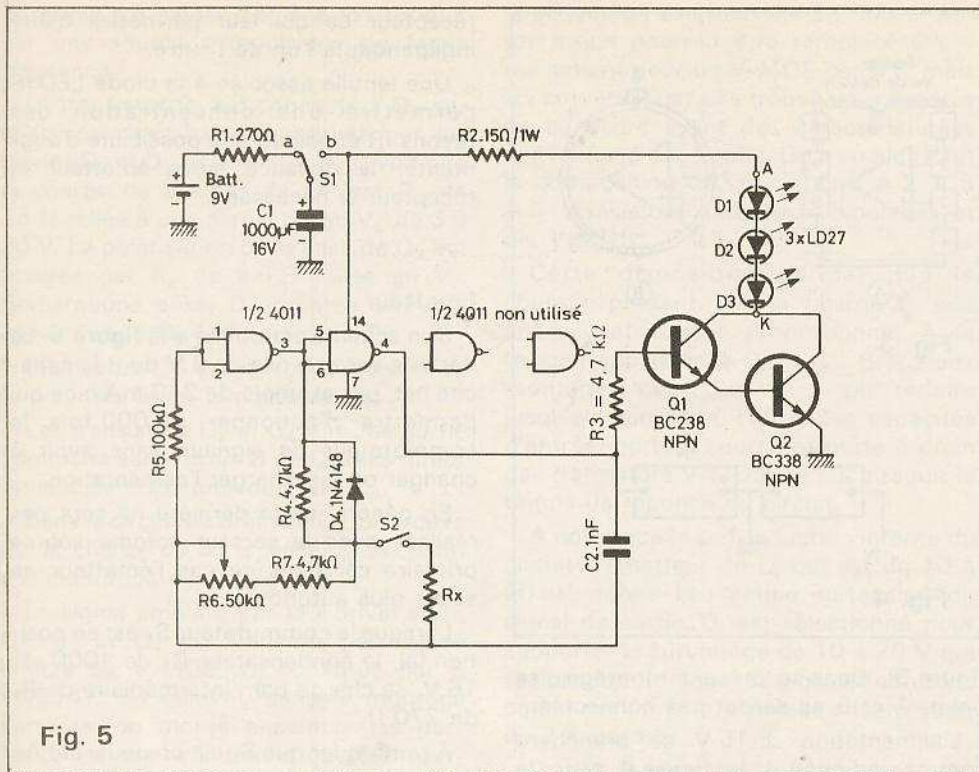


Fig. 5

Ensuite on actionnera S_2 en choisissant R_x de manière à obtenir la fréquence plus élevée f_h .

Si par exemple $f_h = 4 f_b$, R_x aura la valeur $1/4$ environ de celle de $R_7 + R_6$ en service. Une R_x ajustable est recommandée.

La diode D_4 permet de diminuer la durée de l'impulsion de manière à ce qu'elle soit inférieure à celle de l'action sur S_1 . On agit sur S_1 pour obtenir un rapport de 0,4 entre les positions action et repos.

Le signal ainsi obtenu sera disponible à la sortie 4 du NAND 4-5-6 et transmis par l'intermédiaire de R_3 de $4,7 \text{ k}\Omega$ à l'amplificateur de puissance, composé de Q_1 et Q_2 , deux transistors NPN associés

pour réaliser un montage Darlington. En effet l'émetteur de Q_1 est relié à la base de Q_2 et les deux collecteurs sont réunis, constituant l'électrode de sortie. Le signal électrique obtenu est transmis aux trois diodes LED émettrices d'infrarouge.

Ces diodes électroluminescentes sont montées en série et reliées par le point A et R_2 de 15Ω 1 W au point (b) du commutateur S_1 .

De ce fait, elles ne fonctionneront que si S_1 est en position (b). Ces diodes sont du type LD 27.

L'impulsion durera 5 ms environ. Pour l'obtenir avec une précision satisfaisante on pourra utiliser un fréquencesmètre digital mais cette mesure n'est pas indispensable.

Lorsque S_1 est en position (b) la tension sur (b) sera de 8 V environ.

Le courant de pointe fourni par les transistors BC238 et BC338 ne devra pas dépasser 800 mA et être de durée très faible pour ne pas endommager les semi-conducteurs.

Récepteur

Le schéma de cette partie de l'ensemble IR est donné à la figure 6.

Indiquons tout de suite que l'entrée de ce récepteur est représentée à droite sur le schéma et la sortie à gauche.

Commençons avec la photodiode D_1 qui reçoit les rayons infrarouges sous forme de salves d'impulsions de durée 5 ms environ et à la fréquence 10 à 40 kHz selon le réglage de l'émetteur.

Le signal électrique correspondant est transmis par C_{13} à la base du transistor NPN, BC251B monté en collecteur commun, électrode reliée à la ligne positive réduite.

En effet R_6 de 100Ω associée à C_8 , condensateur de découplage, fournit aux transistors et aux diodes, une tension inférieure à celle de la ligne positive.

Le signal de sortie de Q_1 est pris sur l'émetteur et transmis par liaison directe à la base de Q_2 , un transistor PNP BC251B monté en base commune.

Le transistor reçoit le signal sur la base et fournit un signal amplifié en tension, sur le collecteur dont la tension de polarisation est déterminée par la valeur de R_{10} constituant la charge de ce transistor. La base est polarisée par R_{11} à partir de la tension du collecteur.

Le signal est, alors, transmis par R_9 , C_{11} et C_{10} à la base du transistor NPN, Q_3 , un BC171B, monté en émetteur commun, à la masse, avec charge de collecteur R_7 de $4,7 \text{ k}\Omega$ et polarisation de la base par R_8 de $2,2 \text{ M}\Omega$ reliée au collecteur.

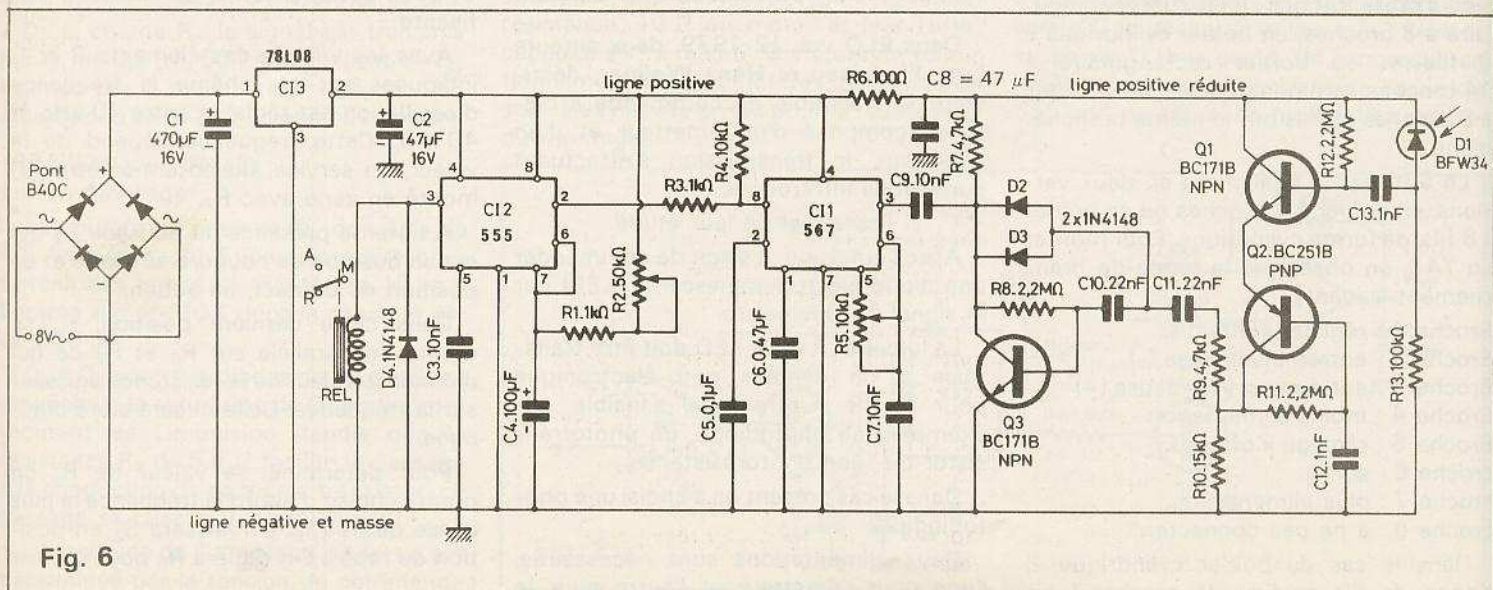


Fig. 6

Remarquons que les composants associés à Q_3 constituent avec ce transistor, un filtre passe-bande actif dont la bande s'étend de 10 kHz à 40 kHz, interdisant le passage de signaux à des fréquences inférieures à 10 kHz et supérieures à 40 kHz.

Grâce aux diodes D_2 et D_3 , des 1N4148, montées en parallèle, insérées dans la boucle de contre-réaction de Q_3 , la tension de sortie de ce transistor est limitée à 500 mV.

Décodeur

Le circuit suivant est le CI₁ du type 567 qui permet la réalisation d'un décodeur de ton.

Ce CI permet le réglage de sa fréquence qui peut être réglée par une commande extérieure qui en l'occurrence est le potentiomètre R_5 de 10 k Ω associé à C_7 de 10 nF.

La largeur de bande dépend aussi de C_5 . Elle diminue si C_5 augmente mais en aucun cas ce condensateur ne doit avoir une capacité inférieure à la valeur indiquée sur le schéma, c'est-à-dire 0,1 μ F.

A la sortie du circuit intégré CI₁, au point 8, on obtient une impulsion de forme rectangulaire utilisable pour diverses applications de commande. La durée de cette impulsion est de 5 ms. Cette durée est toutefois inférieure à celle nécessaire dans certaines applications.

La durée de tombée du signal est réglable avec R_2 potentiomètre de 50 k Ω monté en série avec R_1 de 1 k Ω , les deux disposés entre le point 7 du CI₂, le 555 et la ligne positive d'alimentation.

Cette durée peut être réglée, grâce à R_2 , entre 0,2 s et 6 s. Si ces valeurs ne sont pas atteintes, on pourra adopter un potentiomètre R_2 de valeur supérieure à celle indiquée sur le schéma. On a reconnu le montage en monostable du 555, par la réunion des points terminaux 6 et 7 à R_1 et C_4 de 100 μ F.

La sortie du monostable est au point terminal 3 et aboutit à l'enroulement d'un relais, en parallèle sur la diode D_4 , une 1N4148.

Le relais peut actionner, par exemple, un commutateur M à deux positions A et R, où R est la position de travail et A celle de repos. Nous n'avons pas les caractéristiques du relais.

Alimentation

Partons maintenant de l'entrée du pont de quatre diodes redresseuses, B40C1000. Une tension de 8 V provenant d'un secondaire de transformateur est appliquée aux sommets « alternatifs » du pont. La tension redressée est appliquée à C_1 de 470 μ F 16 V et au régulateur de tension tripôle 78L08 (CI₃) dont

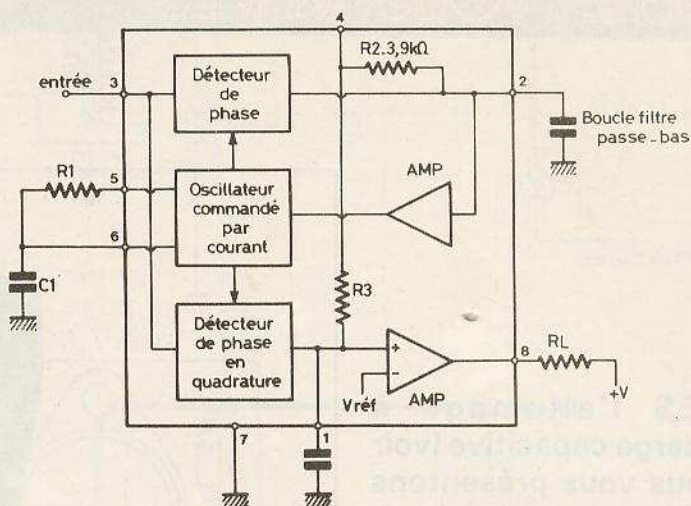


Fig. 7

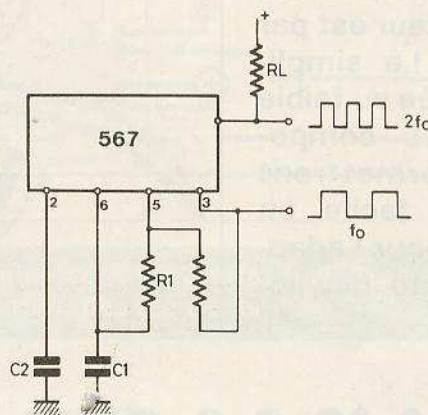


Fig. 8

l'entrée est au point terminal 1, la sortie en 2, le commun 3 étant connecté à la masse.

De cette manière on obtient environ 9 V entre le point 2 et la masse, tension non critique.

Pour un fonctionnement autonome, on branchera une batterie de 9 V, aux bornes de C_2 en supprimant le pont, C_1 et le régulateur de tension CI_3 .

Le 567

Ce circuit intégré (SIGNETICS-RTC), le décodeur de ton existe en boîtier 8 broches comme celui du 555 ou en boîtier cylindrique 8 fils, même branchement pour les deux versions.

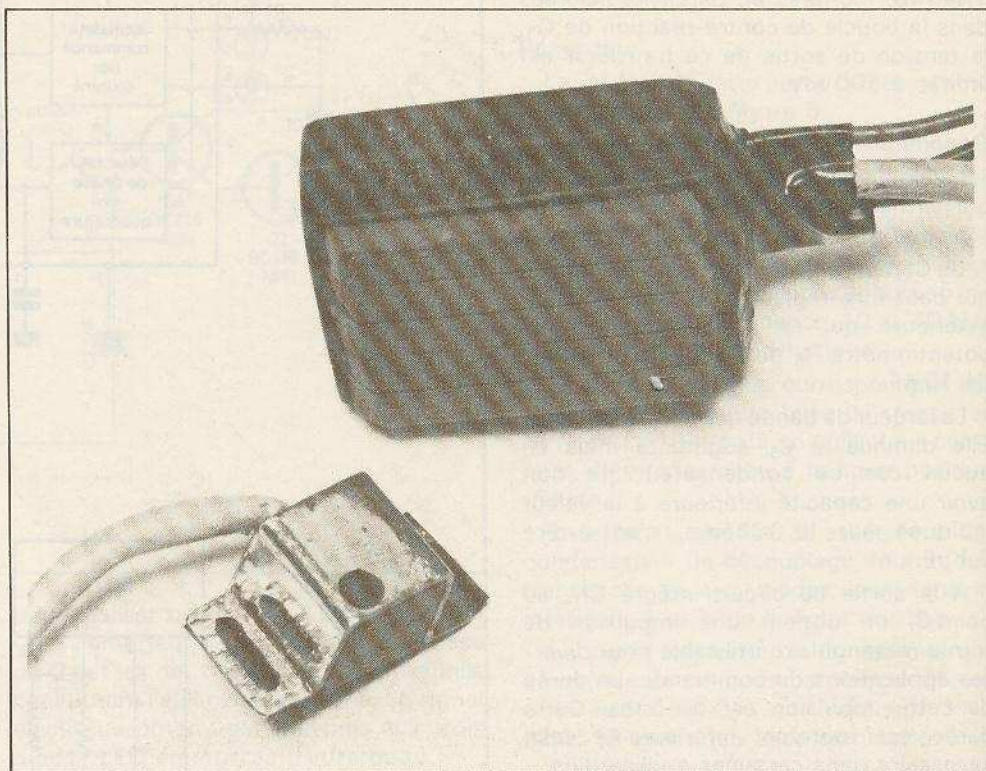
La bande des fréquences est comprise entre 0,01 Hz et 500 kHz et la stabilité est poussée, à la fréquence médiane.

On pourra commander la largeur de bande entre 0 et 14 %. Courant de sortie jusqu'à 100 mA. Immunité aux faux signaux. Réglage de fréquence dans un rapport 20 à 1 avec une résistance extérieure.

Voici à la figure 7 le schéma intérieur, très simplifié du circuit intégré 567 à boucle de verrouillage de phase (PLL). A la figure 8 nous donnons un exemple de générateur d'impulsions à deux sorties, à fréquences différentes. On trouvera dans la notice Signetics, un grand nombre de montages d'application du 567, et une explication détaillée de son fonctionnement.

F. JUSTER

A PRES l'allumage à décharge capacitive (voir n° 15), nous vous présentons une version plus classique, utilisant la rupture d'un courant circulant dans la bobine d'allumage. Le capteur est par ailleurs conservé. La simplicité du schéma, alliée au faible encombrement des composants utilisés, permettront une construction facile en deux exemplaires pour l'adaptation sur une moto bicylindre.



ALLUMAGE transistorisé à capteurs

Principe

Lorsqu'un solénoïde est parcouru par un courant variable, il apparaît dans ce solénoïde une tension auto-induite, e , qui tend à s'opposer à la variation d'intensité. Cette tension est d'autant plus élevée que la variation d'intensité est grande et rapide. On a en effet $e = -L \frac{di}{dt}$ (L étant un coefficient propre au solénoïde).

L'enroulement primaire de la bobine d'allumage sera donc parcouru par un courant le plus élevé possible, que l'on interrompra très rapidement à l'aide d'un transistor de puissance (celui-ci fonctionnant en « tout ou rien » ne nécessitera pas de radiateur.

La surtension provoquée par cette interruption peut atteindre plusieurs centaines de volts. La bobine jouant également le rôle d'un transformateur de rapport élevé, l'enroulement secondaire fournit alors une tension de l'ordre de 10 000 à 20 000 volts.

Le rendement sera cependant inférieur à celui du montage à décharge capacitive. En effet la bobine est toujours parcourue par un courant. Or ce courant est en grande partie inutilisé à bas régime, mais peut cependant devenir insuffisant à haut régime.

Le principe du capteur à effet hall ayant été expliqué dans un précédent article, nous n'y reviendrons pas.

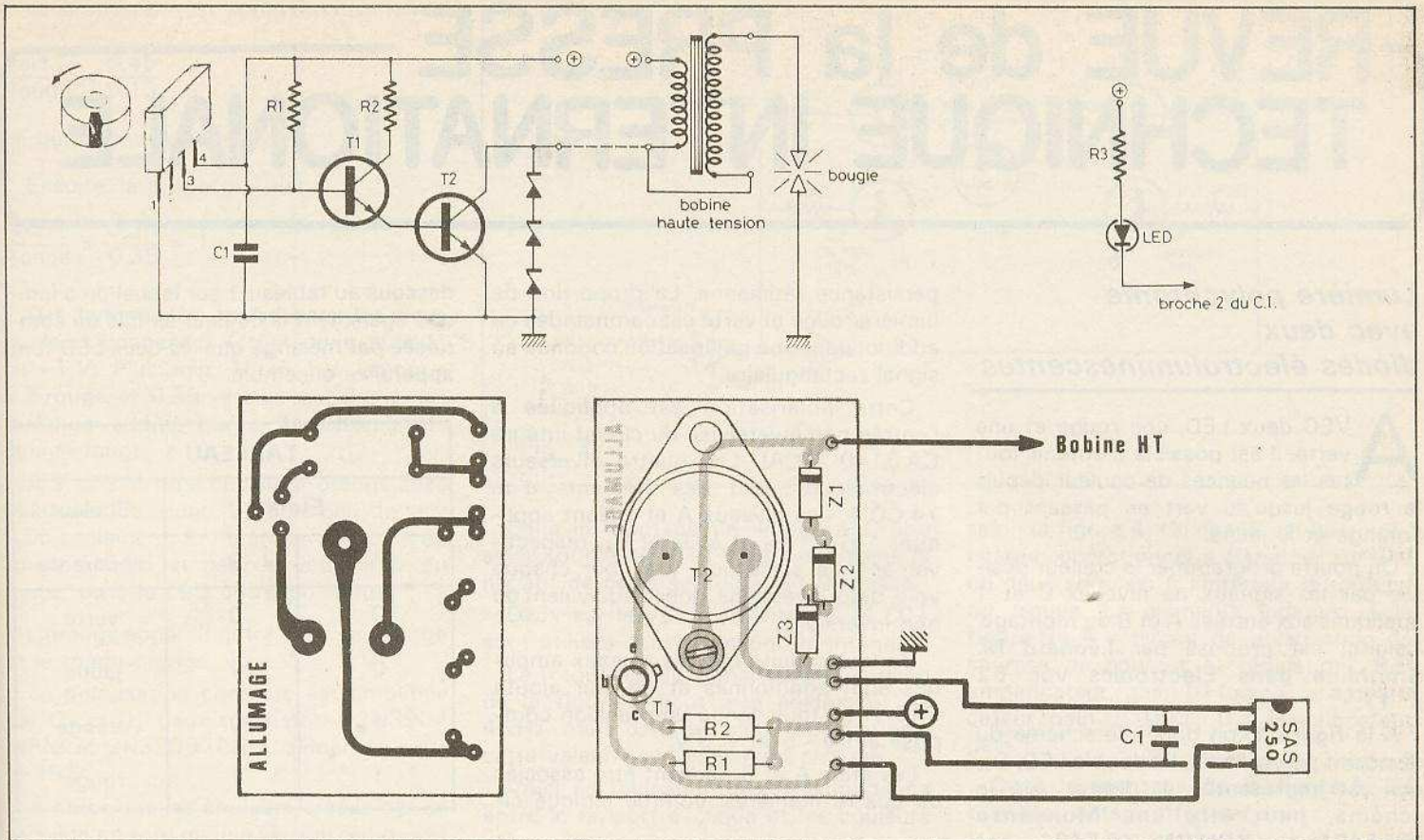


Fig. 1. à 4. - Le montage fait appel à un capteur magnétosensible à effet hall. Tracé du circuit imprimé à l'échelle 1 et implantation des éléments.

Analyse du schéma

Le schéma, comportant peu de composants, est représenté à la **figure 1**.

Le capteur magnétosensible à effet hall est utilisé de la même façon que précédemment. On notera cependant la présence d'un condensateur de filtrage, placé le plus près possible du circuit intégré, et évitant des oscillations parasites.

A la mise sous tension, le darlington T₁ T₂ est conducteur et il circule un courant dans la bobine. Lorsque l'on approche un aimant du circuit intégré la borne 3 de celui-ci se met à la masse, ce qui bloque le darlington.

D'où rupture du courant circulant dans la bobine et étincelle à la bougie.

Les diodes zener protègent le transistor des surtensions trop élevées. La valeur de 300 volts ne se trouvant pas facilement, il a fallu l'approcher par la mise en série de plusieurs diodes (180 + 47 + 47).

La **figure 2** indique comment brancher une Led sur la sortie inutilisée du SAS 250. Cette Led peut faciliter le calage de l'avance.

L'ensemble du montage fonctionne en 6 ou 12 volts selon les valeurs de R₁ et R₂ (voir pour cela la liste des composants).

Réalisation pratique

Comme toujours on utilise un circuit imprimé en époxy (**fig. 3**). Celui-ci pourra facilement être reproduit avec un pinceau ou un marqueur spécial. L'implantation des composants (**fig. 4**) se fera sans problème après avoir correctement décapé les pistes cuivrées.

Il est indispensable de respecter les polarités des diodes et transistors. Le contact sur le collecteur de T₂ se fait par l'intermédiaire d'une vis.

Après câblage nous avons moulé notre prototype dans une résine polyester.

Ceci permet d'éviter les conséquences des vibrations et de l'humidité.

Le capteur sera réalisé comme dans la précédente description, mais avec une légère modification du petit circuit imprimé (deux trous supplémentaires) pour la mise en place du condensateur C₁.

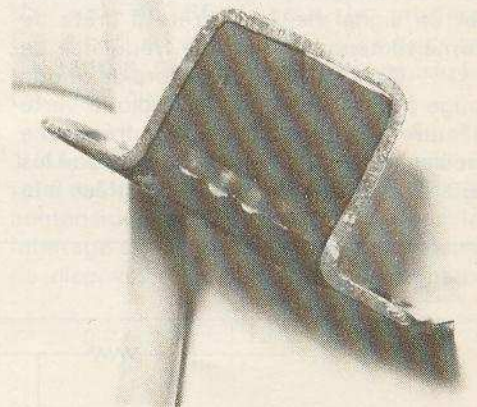


Photo 1. - Le capteur, tout comme par ailleurs le module, seront moulés dans une résine polyester.

G. DUNEAU

Liste des composants

Circuit intégré : SAS 250 (Siemens).

T₁ : 2N2222A

T₂ : BU126

Z₁, Z₂ : 47 V

Z₃ : 180 V

C₁ : 68 nF (MKH Siemens)

R₁ = R₃ = 270 Ω 1/4 } en 6 V

R₂ = 18 Ω 3 W

R₁ = R₃ = 540 Ω 1/2 W } 12 V

R₂ = 36 Ω 10 W

REVUE de la PRESSE TECHNIQUE INTERNATIONALE

Lumière polychrome avec deux diodes électroluminescentes

AVEC deux LED, une rouge et une verte, il est possible d'obtenir toutes les nuances de couleur depuis le rouge jusqu'au vert en passant par l'orange et le jaune.

On pourra programmer la couleur désirée par les signaux de niveaux 0 et 1 appliqués aux entrées A et B du montage. Celui-ci est proposé par **Léonard M. Smithline** dans *Electronics* vol. 52 n° 17.

A la figure 1, on donne le schéma du dispositif polychrome. La double LED, D_1 , qui est représentée à droite, sur le schéma, peut être une **Monsanto MV 5491** ou **XCITON XC 5491**. Les deux diodes sont montées tête-bêche, la rouge avec la cathode vers la borne reliée à la masse et la verte avec l'anode du côté masse.

En raison du montage inverse des diodes LED, on sera obligé de les commander par un signal de 15 V crête à crête de forme rectangulaire et à la fréquence de 4 kHz. Cette tension allumera la diode rouge à une alternance et la diode verte à l'autre alternance. Comme la fréquence est élevée, on aura l'impression de voir les LED allumées en même temps, grâce à la

persistance rétinienne. La proportion de lumière rouge et verte est commandée en additionnant une polarisation continue au signal rectangulaire.

Cette polarisation est appliquée à l'entrée non inverseuse du circuit intégré CA 3140 (RCA). Les quatre inverseurs électroniques sont des éléments d'un 74 CO 4. Les niveaux A et B sont appliqués à G_1 et G_2 et à G_3 et G_4 , respectivement, de sorte qu'il y a pour chaque voie, deux inversions, donc l'équivalent de non inversions.

On voit ensuite que les niveaux amplifiés sont additionnés et on leur ajoute -15 V. Le tout donne une tension comprise entre -5 et +5 V.

Les états A et B peuvent être associés de quatre manières, comme indiqué ci-

dessous au tableau 1 sur lequel on a indiqué également la couleur simple ou composée par mélange que les deux LED font apparaître ensemble.

Etats		Couleur apparente
A	B	
0	0	verte
0	1	jaune
1	0	orange
1	1	rouge

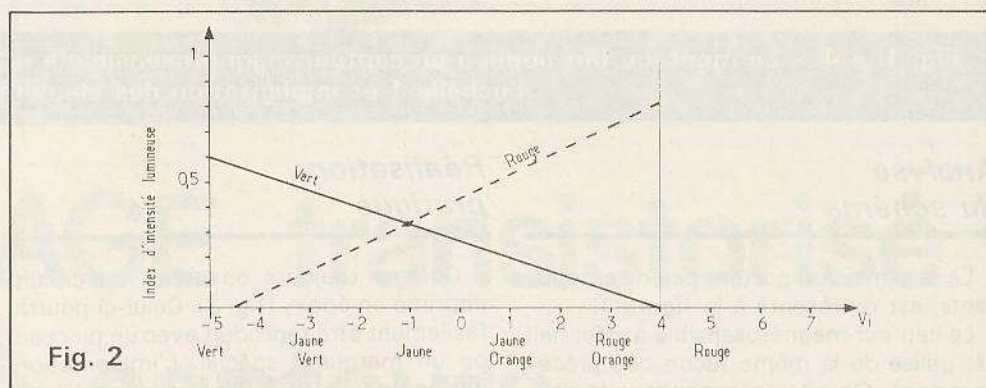


Fig. 2

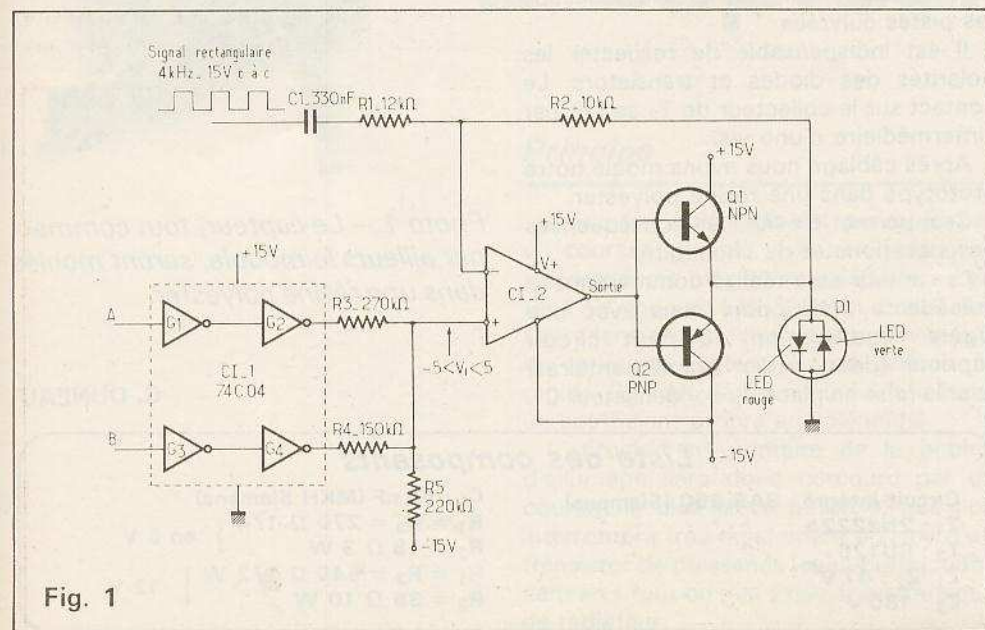


Fig. 1

Ainsi, si les états sont $A = 0, B = 0$, la couleur verte apparaît seule, si les états sont 0 et 1, on voit un mélange qui apparaît comme jaune etc.

Le mélange s'effectue comme le montre la figure 2.

En ordonnées l'intensité lumineuse et en abscisses, la tension V_i , entre -5 V et +5 V. La courbe montante correspond à la lumière rouge et la courbe descendante à la lumière verte émises par les LED correspondantes incluses dans D_1 . Le vert est obtenu lorsque la LED verte s'allume au maximum tandis que la LED rouge est éteinte.

Lorsque $V_i = -3$ V, il y a un peu de rouge et encore beaucoup de vert.

La proportion est approximativement,

$$\frac{\text{Vert}}{\text{Rouge}} = \frac{0,45}{0,15}$$

ce qui donne du jaune-vert.

Ensuite, la proportion est :

$$\frac{\text{Vert}}{\text{Rouge}} = \frac{0,35}{0,35} = 1$$

Des luminosités égales dans les deux couleurs donnent $R + V = \text{jaune}$, avec $V_i = -1 \text{ V}$. Plus loin, $V_i = 1 \text{ V}$ et on a 0,2 rouge et 0,55 vert ce qui donne un mélange additif qui a l'apparence du jaune-orange.

A $V_i = 3 \text{ V}$, on a du rouge-orange avec beaucoup de rouge, 0,65 et peu de vert 0,05 seulement. Enfin à $V_i = 4 \text{ V}$ on a du rouge à 0,85 et pas de vert donc, du rouge, du à la LED correspondante.

L'orange apparaît entre le jaune-orange et le rouge-orange, vers $V_i = 2 \text{ V}$.

La polarisation continue est amplifiée par Q_1 et Q_2 deux transistors : 2N3904 (NPN) et 2N3906 (PNP), alimentés sous $\pm 15 \text{ V}$.

A noter que les couleurs créées par ce procédé ne sont qu'une illusion optique et proviennent d'un mélange additif, comme en TV couleur et ne possèdent pas les longueurs d'onde correspondant aux couleurs réelles.

On remarquera que le modèle XCITON XC 5491 donne une meilleure uniformité de la couleur tandis que le MONSANTO MV 5491 est meilleur dans la couleur rouge.

Un autre montage donnant la synthèse des couleurs est représenté à la figure 3.

La variation de la couleur apparente de D_1 est obtenue en modifiant le rapport cyclique de la tension rectangulaire appliquée à l'entrée de l'élément G_1 du circuit intégré 74C04.

Le signal rectangulaire doit provenir d'un générateur de tensions de cette forme permettant de régler à volonté et d'une manière continue, le rapport cyclique.

Il existe de nombreux montages utilisant un 555 par exemple, répondant à cette condition. Le signal est appliqué inversé aux transistors Q_1 et Q_2 et inversé à nouveau (donc non inversé) au transistor Q_3 et Q_4 .

Alimentations. Dans le montage de la figure 1 on devra disposer d'une alimentation de $\pm 15 \text{ V}$ avec masse au point commun des deux sources.

Remarquons que le 74C04 est alimenté sur la source $+15 \text{ V}$, le CA 3140 sur les sources $\pm 15 \text{ V}$, les transistors et la double LED, sur $\pm 15 \text{ V}$ également.

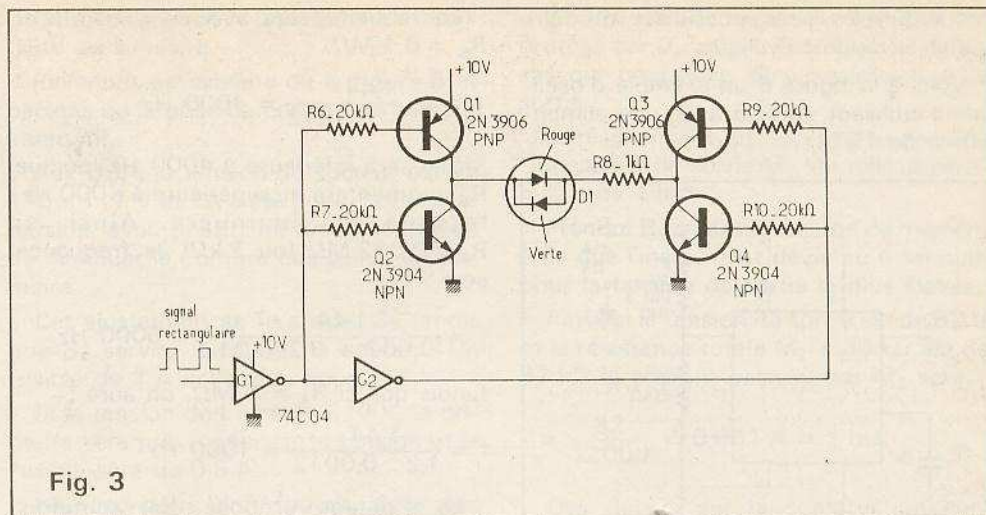


Fig. 3

Dans le montage de la figure 3, une seule source de $+10 \text{ V}$ est nécessaire, le négatif de cette source étant la masse.

Deux sur les six éléments du 74C04 sont utilisés dans le second montage.

La fréquence du signal dans la version de la figure 3 peut être également de 4 kHz, mais dans les deux applications, cette valeur n'est nullement critique.

Voici au tableau II, la correspondance entre le rapport cyclique et les couleurs obtenues.

Tableau II	
Rapport cyclique	Couleur
$\leq 20 \%$	vert
50 %	jaune
80 %	orange
$\geq 90 \%$	rouge

Donnons aussi quelques renseignements sur le circuit intégré CA 3140 RCA.

Ce circuit intégré est monté dans un boîtier cylindrique à 8 fils de terminaison

selon la figure 4. Ce circuit est un amplificateur opérationnel à alimenter sur une ou deux sources. A l'intérieur du boîtier, on trouve les éléments indiqués à la figure 5 : A = circuit de polarisation de sources de courant et régulation ; B = amplificateur, gain 10 fois ; C = amplificateur gain 10 000 ; D = amplificateur gain 1.

Dans le montage de la figure 1, les branchements à effectuer sont :

- Entrée inverseuse 2, à R_1 et R_2
- Entrée non inverseuse 3 à R_3
- Point V^- , 4, à -15 V
- Point V^+ , 7, à $+15 \text{ V}$,
- Sortie 6 à R_2 et à D_1

Le maximum de tension entre V^+ et V^- est de 36 V pour le modèle CA 3140 A et de 40 V pour le CA 3140 B. Dans le montage proposé, le CA 3140 A doit convenir.

Le maximum de courant à l'entrée est 1 mA. On peut obtenir un gain de tension total de 100 000 fois, ce qui ressort de la composition interne de ce C.I. Dans le montage de la figure 3, il est nécessaire de disposer d'un générateur de signaux

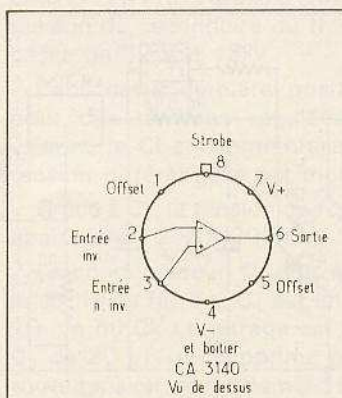


Fig. 4

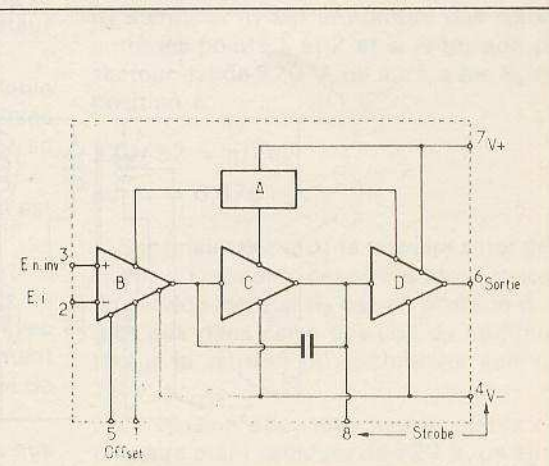


Fig. 5

rectangulaires avec possibilité de faire varier le rapport cyclique.

Voici à la **figure 6** un exemple d'oscillateur utilisant un 555 avec une alimentation de 15 V.

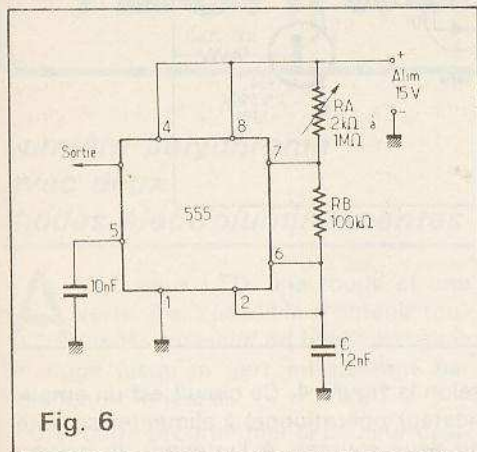


Fig. 6

Le signal de forme rectangulaire est obtenu à la sortie 3 de ce CI. Les deux diodes sont des 1N914.

Pour faire varier le rapport cyclique D on se reportera à la relation :

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

Il suffira de faire varier R_A et R_B pour obtenir le rapport cyclique désiré. La variation d'une seule de ces résistances peut suffire mais les résultats seront moins faciles à atteindre.

La fréquence est donnée par la relation,

$$f = \frac{1,44}{(R_A + 2R_B)C}$$

avec R en mégohms et C en microfarads.

On prendra R_A variable, de 2 kΩ à 1 MΩ et $R_B = 0,1 \text{ M}\Omega$ C = 0,0012 μF = 1,2 nF.

Le rapport cyclique D variera alors, entre 0,49 environ pour $R_A = 2 \text{ k}\Omega$ et 0,083 pour $R_A = 1 \text{ M}\Omega$.

La fréquence sera, avec $R_A = 0,1 \text{ M}\Omega$ et $R_B = 0,1 \text{ M}\Omega$.

$$f = \frac{1,44}{0,3 \cdot 0,0012} = 4000 \text{ Hz}$$

Elle sera inférieure à 4000 Hz lorsque R_A augmentera et supérieure à 4000 Hz, lorsque R_A diminuera. Ainsi, si $R_A = 0,002 \text{ M}\Omega$ (ou 2 kΩ), la fréquence sera :

$$f = \frac{1,44}{(0,002 + 0,2) 0,012} = 6000 \text{ Hz}$$

tandis que si $R_A = 1 \text{ M}\Omega$, on aura :

$$f = \frac{1,44}{1,2 \cdot 0,0012} = 1000 \text{ Hz}$$

Le montage proposé doit toutefois fonctionner d'une manière satisfaisante avec un signal dont la fréquence varie de 1000 Hz à 6000 Hz, la persistance rétinienne de l'œil humain s'exerçant dans les meilleures conditions entre ces deux fréquences limites.

Alimentation simple de précision 1,25 à 33 V, 1,5 A

L'alimentation qui sera décrite d'une manière résumée, ci-après, a été proposée par Fran Hoffart dans *Popular Electronics* vol 15 n° 6. Elle utilise comme régulateur, le circuit intégré LM317 (National) à trois points de terminaison, dont le principe de montage est indiqué à la **figure 7**.

Au point 2, le CI reçoit la tension non régulée, au point opposé, relié au boîtier, on obtient la tension régulée tandis qu'au point médian 1, on a branché le dispositif d'ajustement du courant I_{aj} à l'aide de R_2 variable et R_1 fixe.

Cette alimentation comprend tous les éléments nécessaires à son fonctionne-

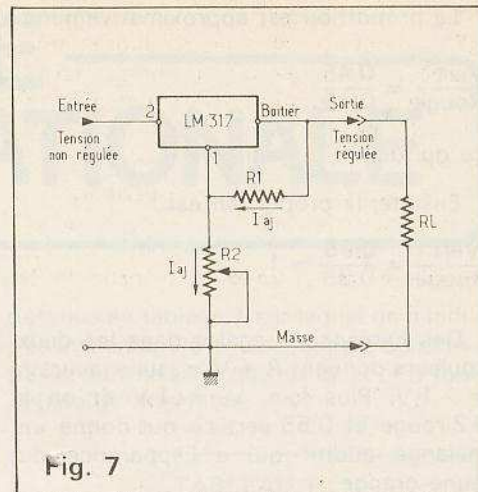


Fig. 7

ment pratique comme on peut le voir à la **figure 8**.

De gauche à droite : transformateur d'alimentation TA, lampes témoins I_1 et I_2 , redresseur en pont, filtrage par C_1 et C_2 régulation par LM317K.

L'appareil possède deux indicateurs M_1 et M_2 tous deux des milliampèremètres gradués de 0 à 1 mA.

En se reportant à la **figure 7** on peut voir que le régulateur permet la réduction de la tension d'entrée à la valeur exigée pour la sortie régulée.

Grâce à R_1 , un courant constant est obtenu entre les points 1 et sortie - boîtier.

La valeur de I_{aj} est déterminée par le réglage de la résistance variable R_2 , ce qui fixe aussi, la tension de sortie de l'alimentation.

Si le courant I_{aj} est suffisamment intense, la tension de sortie sera toujours supérieure de 1,25 V à celle du point 1.

La tension de sortie augmente lorsque le curseur de R_2 se déplace de l'extrémité 1 vers l'extrémité masse.

A ce moment, la tension de sortie est de 1,25 V.

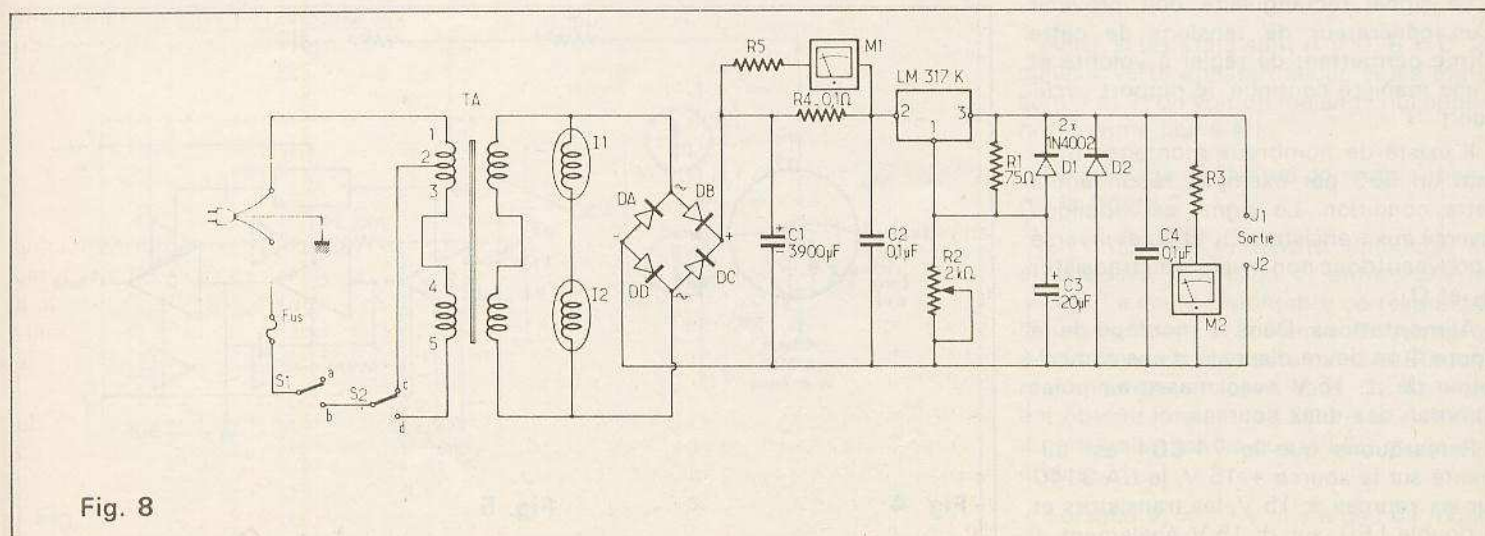


Fig. 8

De ce fait, toute tension supérieure à 1,25 V peut être obtenue en augmentant la valeur effective de R_2 . D'après le fabricant, le maximum est de 40 V, mais avec plus de composants que ceux de la figure 8.

A la figure 9 on donne la variation du courant de repos minimum admissible sur la charge, en fonction de la tension différentielle entre l'entrée 2 et la sortie du CI régulateur.

En ordonnées, le courant en mA, en abscisses la tension différentielle en volts jusqu'à 40 V. Trois courbes ont été établies, pour les températures de -55°C , 25°C et $+150^\circ\text{C}$.

Le courant de sortie, donc celui qui passera par la charge R_L est limité à 2,2 A.

Pour protéger le CI, la dissipation du régulateur ne dépassera pas 20 W.

A la figure 10 on a représenté le courant de sortie, en fonction de la tension différentielle entre l'entrée et la sortie du CI.

En ordonnées, le courant en ampères, de 0 à 2,25 A et en abscisses, la tension différentielle en volts, de 0 à 40 V. Les courbes correspondent à différentes températures (T).

Pour protéger le LM 317, ce CI sera monté sur un radiateur spécial pour TO3, en aluminium et de grandes dimensions.

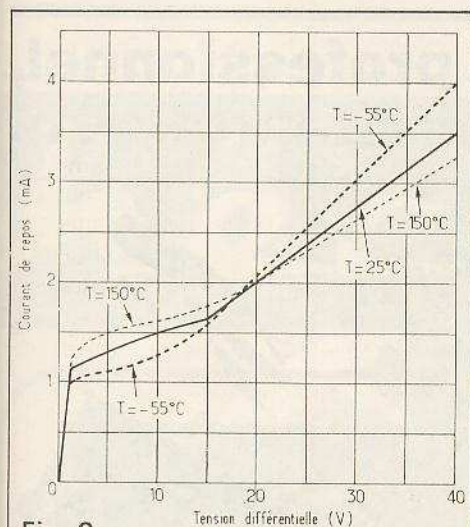


Fig. 9

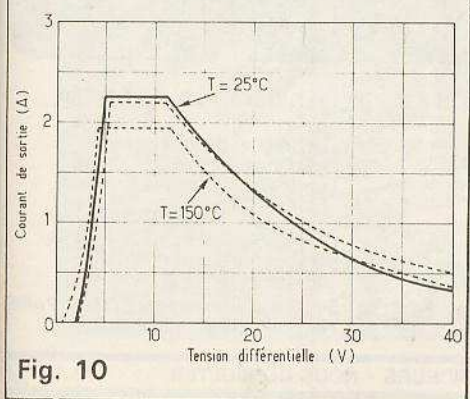


Fig. 10

On recommande le type LMB-564 (aux USA) ou similaire.

Revenons au schéma de la figure 8 et partons de la prise de courant de secteur alternatif.

Aux USA, la tension du secteur est de 115 - 117 V et TA a été prévu pour cette tension, avec possibilité d'augmenter ou de diminuer le nombre des spires du primaire.

Cet ajustement se fera avec S_2 tandis que S_1 servira à couper le courant. Un fusible de 1 A est prévu pour 115 V.

Si la tension doit être de 220 V, le primaire sera prévu pour cette tension et le fusible sera de 0,5 A.

Le secondaire doit fournir, dans son intégralité, 32 V, 2 A lorsque S_2 est en position c et 18 V, en position d.

Pour indiquer que l'appareil est sous tension, on a monté aux bornes du secondaire, deux lampes témoin, de 15 V chacune, en série (ou 3 de 12 V etc.).

Pour redresser le signal alternatif, on a fait appel aux diodes D_a à D_d , caractérisées par 100 V de tension inverse et 2 A. Des diodes de ce genre existent chez tous les fabricants de semi-conducteurs. Le signal continu est obtenu aux bornes + et - du pont et le filtrage avant régulation est assuré par les deux condensateurs C_1 de 3 900 μF et C_2 , de 0,1 μF . Le milliampèremètre M_1 est monté en série avec R_5 , les deux en parallèle sur R_4 de 0,1 Ω . Il doit indiquer 1,5 mA au maximum de déviation. R_5 sera choisie pour obtenir 1,5 mA pour la déviation 100 de l'aiguille. La valeur de R_5 se situe entre 10 et 100 Ω .

La résistance R_4 sera parcourue par la majorité du courant redressé. Elle est de 0,1 Ω tolérance 5 %, 0,5 W.

On parvient ainsi à l'entrée de la partie régulatrice de l'appareil.

A noter le procédé employé pour réduire la puissance consommée par le LM317. En effet, grâce à l'inverseur S_2 , la tension du secondaire du transformateur passe de 32 V à 18 V.

Dans cette dernière position, valable pour des tensions régulées de faibles valeurs, le CI consommera moins car sa tension différentielle est moindre.

Grâce à C_1 , la tension de ronflement est abaissée de 2 V à 300 μV .

Le condensateur C_2 doit être monté à la sortie du filtre si C_1 est situé à plus de 10 cm du CI. Le filtrage est achevé avec C_3 de 20 μF qui supprime pratiquement toute tension de ronflement à la sortie de cette alimentation.

Avec C_4 on assure la stabilité tandis que la diode D_1 permet la décharge de C_3 en cas de court-circuit accidentel à la sortie de l'appareil.

D'autre part, le régulateur LM 317 est protégé par D_2 , contre des tensions inverses qui pourraient être appliquées à la sortie.

La résistance R_3 permet l'étalonnage de l'indicateur de sortie M_2 , un milliampèremètre de 1 mA.

Prendre $R_3 = 30 \text{ k}\Omega$ environ de manière à ce que l'instrument dévie au maximum pour la tension de sortie la plus élevée.

Ainsi, si la tension de sortie est de 32 V et la résistance totale $M_2 + 30 \text{ k}\Omega$ est de 32 $\text{k}\Omega$ le courant passant par M_2 sera,

$$I = \frac{32}{32000} = 0,001 \text{ A} = 1 \text{ mA}$$

Des détails sur la construction sont donnés dans l'article original. Il sont de la plus haute importance pour mener à bonne fin, le montage de cet appareil.

Les composants. Voici quelques indications sur certains des composants utilisés dans cette alimentation.

C_1 et C_3 doivent être prévus pour une tension de service de 50 V. C_2 doit être un modèle à disque céramique.

Le CI doit être un LM317 K, le lettre K indiquant un modèle spécial de LM 317, seul convenant à ce montage.

On recommande, pour les milliampèremètres, des modèles de petites dimensions, par exemple de deux pouces, soit 5,1 cm environ.

La résistance R_1 de 75 Ω sera à couche métallique et de 0,25 W.

D'autre part, le potentiomètre R_2 de 2 $\text{k}\Omega$ est un modèle de précision, type laboratoire, à dix tours de rotation pour la variation totale de la résistance en service. Ce potentiomètre est un des composants le plus important de cet appareil. Il est en général cher.

En ce qui concerne la prise 2 du primaire du transformateur d'alimentation, il est facile de la situer.

En effet, le secondaire, ayant en totalité n_2 spires, si n_1 est le nombre des spires entre les points 1 et 2 et si la tension du secteur est de 220 V, on aura, avec S_2 en position c,

$$220/32 = n_1/n_2$$

$$\text{ou } n_1 = 6,875 n_2.$$

Soit maintenant n_p le nombre total des spires du primaire, ces spires étant toutes en service lorsque S_2 est en position d. Il faut que dans cette position du commutateur la tension du secondaire soit de 18 V.

La tension appliquée aux n_p spires du primaire étant toujours de 220 V, on aura la proportion,

$$220/18 = n_p/n_2 = 12,222.$$

de laquelle on tire,

$$n_p = 12,222 n_2$$

De ce fait, en divisant n_p par n_1 on obtient la relation,

$$n_p/n_1 = 12,222/6,875 = 1,777 \text{ fois}$$

donc, la totalité des spires du primaire sera 1,77 fois le nombre des spires entre les points 1 et 2.

Supposons que le transformateur soit établi de manière à ce qu'il y ait 6 spires par volt lorsque S_2 est en position c.

Dans ce cas, on aura au primaire,

$$n_1 = 6 \cdot 220 = 1320 \text{ spires.}$$

Au secondaire, il y aura 32 V, donc,

$$n_2 = 6 \cdot 32 = 192 \text{ spires.}$$

Lorsque S_2 sera en position d, le primaire aura n_p spires et comme $n_p = 1,777 n_1$, il vient,

$$n_p = 2\,346 \text{ spires.}$$

A ce moment, on devra avoir 18 V au secondaire. En effet, en partant du rapport n_p/n_s on trouve,

$$n_p/n_s = 2\,346/192 = 220/18 = 12,21$$

L'appareil est construit sur une plaque métallique de 12,7 x 15,2 cm, avec un panneau avant métallique de 15,2 x

10,2 cm sur lequel sont fixés : le potentiomètre R_2 , les fiches J_1 et J_2 de sortie de la tension régulée de 1,25 à 32 V, la fiche de prise de courant, le fusible, les commutateurs S_1 et S_2 et les instruments M_1 et M_2 .

Le boîtier de ce CI doit être isolé de la masse du radiateur par une feuille de mica, sinon il y aurait court-circuit entre la masse et la sortie + de l'alimentation.

A la figure 11, on indique l'emplacement des divers composants de cet appareil. On n'a représenté que R_2 , M_1 , M_2 , J_1 , T_A , C_1 , le radiateur et le CI LM317.

Pour terminer, voici quelques indications données par le fabricant du CI, National semi-conductor.

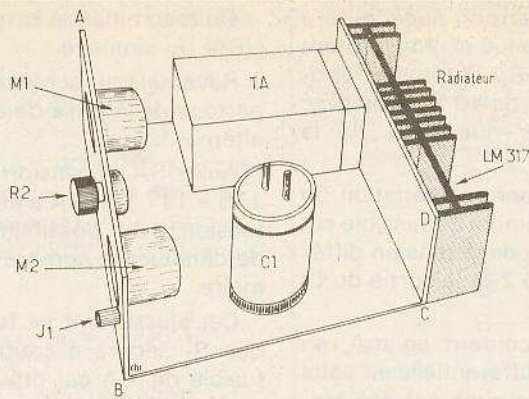


Fig. 11

Dans le montage du CI selon le schéma de la figure 7, la tension de sortie, régulée V_0 est donnée par la relation,

$$V_0 = V_{ref} (1 + R_2/R_1) + I_{aj} R_2.$$

Dans le montage proposé, $V_{ref} = 1,25 \text{ V}$, $R_1 = 75 \Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ (maximum), $I_{aj} = 100 \mu\text{A}$.

$$\text{Il vient alors, } V_0 = 1,25 (1 + 2000/75) + 10^{-4} \cdot 2000$$

ce qui donne

$$V_0 = 1,25 \cdot 27,6 + 0,2 = 29,5 \text{ V.}$$

Lorsque $R_2 = 0$, $V_0 = V_{ref} = 1,25 \text{ V}$.

F. JUSTER

MAMAN et Cie S.A.

23, av. de Fontainebleau - RN 7
77310 PRINGY-PONTHIERRY
Tél. : 065.43.30

*Votre Point de Vente
au sud de PARIS
vous propose :*

Kits : Josty - OK - Amtron.
H.P. : Siare - Kobalsson
Nisko - Transformateurs - Coffrets
Matériel pour la réalisation des circuits
Librairie

DISTRIBUTEUR PANTEC

pour le professionnel, pour l'amateur averti.



extrêmement compétitif - un programme complet, évolutif...

Plaquettes et ensembles de câblage sans soudure, mesure et contrôle, sondes, pinces logiques, mallettes de diagnostic...

Recherche, banc d'essais, enseignement, formation, maintenance...

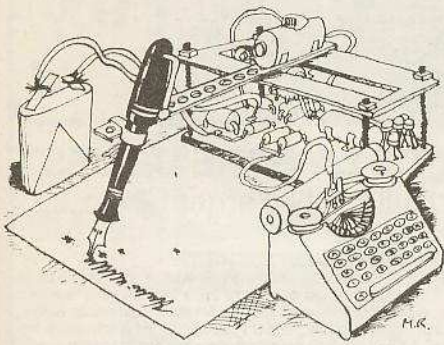
NOUVEAU catalogue et liste de revendeurs sur demande. Joindre 5 F en timbres.

GRADCO FRANCE

54, rue d'Amsterdam, 75009 PARIS
Tél. : 874.00.24 - 874.96.22

REVENDEURS - NOUS CONSULTER

La page du courrier



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

COLLABORATION DES LECTEURS

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

PETITES ANNONCES

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

Supplément de 6 F pour domiciliation à la Revue.

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

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

RECTIFICATIF

GÉNÉRATEUR BF ÉCONOMIQUE N° 22 Nouvelle série, page 82

De nombreux lecteurs se sont aperçus d'une divergence entre le calcul et la valeur choisie finalement pour R_1 . En fait, le groupement $[(P_1 + R_1) + 2 R_2]$ variait de 6,8 k Ω à

16,8 k Ω et non de 8,8 à 18,8 k Ω . L'échelle des fréquences obtenues se trouve donc décalée en proportion. Elles varient, en fait, de 12 Hz à 450 kHz.

HORLOGE DIGITALE À QUARTZ N° 22 Nouvelle série, page 120

Une ambiguïté réside au niveau du câblage de l'afficheur. En fait, il faut lire la numérotation indiquée en

figure 7 en vue intérieure et non extérieure au boîtier.

FLASHMÈTRE REFLEX N° 21 Nouvelle série, page

Notre dessinateur a commis une fâcheuse erreur figure 1 : le relais RM_2 doit être ouvert en position travail et non pas fermé. Conséquences : au

signal sur K_1 les deux contacts se ferment et la BPW 34 (PD_1) est alimentée en 9 V et grille si l'éclairage est important !

SIGNAL TRACER À C-MOS N° 23 Nouvelle série, page 123

La valeur de R_{21} manquait dans la liste des composants. En fait, R_{21}

= 270 Ω (rouge, violet, marron).



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

Le Directeur de la publication :
A. LAMER

Dépôt légal N° 529 - 1^{er} trimestre 1980
Copyright © 1979

Société des PUBLICATIONS
RADIOÉLECTRIQUES et SCIENTIFIQUES

La reproduction et l'utilisation même partielles de tout article (communications techniques ou documentation) extrait de la revue « Electronique Pratique » sont rigoureusement interdites ainsi que tout procédé de reproduction mécanique, graphique, chimique, optique, photographique, cinématographique ou électronique, photostat tirage, photographie, microfilm, etc.).



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

Directeur de la Publication : A. LAMER. - Imprimeur :

TOUS LES RELAIS RADIO-RELAIS

18, RUE CROZATIER

75012 PARIS

Tél. 344.44.50

RER GARE DE LYON

Pour 18 F le dm², je réalise votre circuit imprimé sur verre epoxy, et image inclus. RIVERO 19, rue de la Croix, 13007 Marseille. Tél. 33.35.76.

BREVETEZ VOUS-MÊME VOS INVENTIONS, grâce à notre guide complet. Vos idées nouvelles peuvent vous rapporter gros, mais pour cela il faut les Breveter - Demandez la notice 78 « Comment breveter ses inventions ». Contre 2 timbres à ROPA BP 41, 62101 CALAIS.

17000 LA ROCHELLE. Loisirs et Technics, 5, rue des Cloutiers, Tél. 41.77.64. Kits, Composants, mesures, radio commande, maquettes, enceintes, vente par correspondance.

Recherche amateurs radio, musique, journalisme, sonorisation, électronique pour fonder un club.
6, rue Jean Bart, 91160 Longjumeau. Tél. : 448.95.15.

REPERTOIRE DES ANNONCEURS

ALBION	20-21-197	ETMS	91	PARIS COMPOSANT	64-65
ARLAUD	36	ETSF	52-53	PENTASONIC	2° de couv
AUBANEL	187	EURELEC	34		3-4-5-6
BH ELECTRONIQUE	10-11	ELECTRO 70	37	PERLOR RADIO	43
BLANC MECA	134	FANATRONIC	57	RANK HECO	175
CCI	80	FRANCLAIR ELECTRONIQUE	89	RADIO KIT	57-58-59
CEDITEL	170-179	GR ELECTRONIQUE	19	RADIO MJ	7-8-9
CENTRE ETUDES LANGUES	192	GRADCO	174	RADIO RELAIS	209
CENTRE ETUDES MEMOIRE	186	HBN	188-189-190	RAM	22-23
C.F.L.	44	HEATHKIT	72	REUILLY COMPOSANTS	201-207
CIBOT	4° de couv.	HIFI STEREO	76	ROCHE	182-183
CIRATEL	35-107	IMD RAB	39	SEPA ASSO	153
CIRCUIC	175	INSTITUT ELECT RADIO	51	SAINT QUENTIN RADIO	24-25-197
CIRCUIT RADIO	63-197	JEAMCO HIFI DIFFUSION	38	SDSA FESTIVAL DU SON	78
COMINDUS	186	L'ELECTRON	44	SICERONT KF	79
COMPTOIR LANGUEDOC	184	LAG ELECTRONIQUE	12 à 17	STE NOUVELLE RADIO PRIM	45
COMPOKIT	180-181	LDTM	54-55		197
COMPTOIR		LECTRONIC TEC	18-148	SOMMERKAMP	64
ELECTRO MONTREUIL	30	LOISITEK	191	SPRINT COMPOSANTS	198-199
CORAMA	36	LYON RADIO COMPOSANTS	58-177	STALEC DIFFUSION	196
CYCLADES (LES)	31 à 33-197	MABEL	62	STAREL	46-47
DAP	123-186	MAGNETIC FRANCE	60-61	SUPERLEK	48-49
LE DEPDT	77	MAMAN ET CIE	174	SURPLUS ELECTRONIC	50
DISTRONIC	192-193	MECANORMA	40-41	TEKTRONIX	44
ECOLE CENTRALE	123	MEDELOR	187	TELE SAINT MARC	68-69 à 71
ELECTROME	26 à 29	MICRO SYSTEMES SPE	74-75	TERAL	194-195
ELEKTRONIKLADEN	56	MONSIEUR KIT	67	TPE TOUT POUR	
ELP ELECTRONIQUE		OMENEX	185	L'ELECTRONIQUE	210
PROMOTION	42	OPPERMANN ELECT FRANCE	200	UNIECO	38-66-73-149-176

LA HAYE-MUREAUX. - Commission paritaire 60165.

vendus selon le **TARIF DU CONSTRUCTEUR** OU DE L'IMPORTATEUR LUI-MEME. L'un de ces appareils répond à vos besoins...
REGARDEZ BIEN et COMPAREZ. N'OUBLIEZ PAS QUE NOUS SOMMES A VOTRE SERVICE DEPUIS DÉJÀ 26 ANS !...

TELEQUIPMENT PROMOTIONS du MOIS



D 32

• **Type D 32**
 2 voies, 10 MHz.
 Batteries incorporées.
 Prix 6.790 F **5490 F**



D 67 A

• **Type D 67 A. Double trace, 25 MHz**
 Surface utile de l'écran : 8x10 cm.
 Double base de temps.
 Sensibilité : 10 mV à 50 V/cm.
 Précision de mesure : 3 %.
 Balayage retardant, retardé et déclenché.
 Post-accelération 10 kV.
 Prix 8.135 F **6959 F**



DM 64

• **Type DM 64**
 2 voies, 10 MHz. Modèle à mémoire.
 Sensibilité 1 mV.
 Prix 10.700 F **9210 F**



Série D 1000

SÉRIE D 1000
 Caractéristiques communes :
 • Écran rectangulaire 8x10 cm.
 • Vitesse 0,2 s à 40 ns/Division en X5.
 • Déclenchement automatique normal TV lignes et trames intérieur et extérieur. Entrée X.
 • Alimentation 110 et 220 volts. Poids : 8 kg.

• **D 1010**
 2x10 MHz. Sensibilité 5 mV à 20 V/Division.
 Prix 3.030 F **2597 F**

• **D 1011**
 2x10 MHz. Sensibilité 1 mV à 20 V/Division.
 Prix 3.500 F **3011 F**

• **D 1015**
 2x15 MHz. Sensibilité 5 mV à 20 V/Division.
 Prix 3.875 F **3313 F**

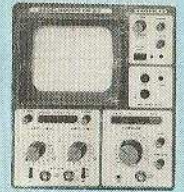
• **D 1016**
 2x15 MHz. Sensibilité 1 mV à 20 V/Division.
 Prix 4.660 F **3994 F**

HAMEG



HM 307

• **HM 307/3.** Simple trace - Écran \varnothing 7 cm.
AMPLI Y : simple trace DC 10 MHz (-3 dB)
 Atténuation d'entrée à 12 positions $\pm 5\%$.
 De 5 mV à 20 V/Division. Vitesse de 0,2 s à 0,5 μ s.
 Testeur de Composants incorporé
 Prix avec 1 cordon gratuit **1440 F**



HM 312

• **HM 312-8 - NOUVEAU**
AMPLI V : Double trace 2x20 MHz à 5 mV/cm.
 Temps de montée 17,5 ns. Atténuateur : 12 positions. Entrée : 1 M/30 pF.
AMPLI X : de 0 à 1 MHz à 0,1 V/cm. B. de T. de 0,3 s/cm à 0,3 micro/s en 12 positions.
 Loupe électronique x 5.
SYNCHRO INTER. EXTER. T.V. : Générateur de signaux carrés à 500 Hz 2 V pour étalonnage.
 Équipements : 34 transistors, 2 circuits intégrés, 16 diodes, tube D 13 - 620 GH, alim. sous 2 kV. Secteur 110/220 V - 35 VA. Poids : 8 kg.
 Dim. : 380x275x210 mm.
 Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 ... **2440 F**



HM 412

• **HM 412/4 -**
 Double trace. Écran de 8x10 cm 2x20 MHz.
AMPLI Y : DC 15 MHz (-3 dB). Atténuateur d'entrée 12 positions $\pm 5\%$.
AMPLI X : déclenché DC 30 MHz. Balayage en 18 posit. Alim. stabilisée. Retard de balayage. Rotation de Traces.
 Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 ... **3580 F**



HM 512

• **HM 512-8 - NOUVEAU**
 2x50 MHz - Double trace.
 2 canaux DC à 50 MHz, ligne à retard, Sensib. 5 mVcc-20 Vcc/cm. Régl. fin 1 : 3. Base de temps 0,5 s-20 ns/cm (+x5). Déclenchement 1 Hz à 70 MHz. +/-, touche TV. Fonction XY sur les 2 canaux av. même calibration. Somme des deux canaux. Différence par inversion du canal 1. Dim. de l'écran 8x10 cm. Accél. 12 kV, graticule lumineuse.
 Prix avec 1 sonde 1/1 + 1/10 ... **5830 F**



VOC 5

VOC - TRIO (KENWOOD)

• **OSCILLOSCOPE** (Made in Japan)
 UN EXCELLENT APPAREIL TRÈS SOIGNÉ
 2 traces du continu à 15 MHz.
 Tube de 13 cm. Réticule lumineux.
 Entrée différentielle. Synchro TV lignes et trame.
 Base de temps de 0,5 s à 0,5 μ s.
 Entièrement transistorisé.
 Fonctionnement en mode X-Y. Loupe X5.
 Livré avec 2 sondes combinées 1/1 et 1/10 **3500 F**



OC 975

CENIRAD
NOUVEAU ! OC 975
 Double trace 2 x 20 MHz
 Prix de lancement **2990 F**

metrix

• **OX 712 B 2x15 MHz**
 Tube avec post-accelération de 3 kV du continu.
 Sensibilité 1 mV/cm.
 Possibilité de synchro au-delà de 40 MHz.
 Fonction X-Y. Addition et soustraction des voies.
 Réglages progressifs des gains et vitesses.
GARANTIE 2 ANS
 Prix **4500 F**



OX 713

• **OX 713 2x10 MHz**
 Prix **4000 F**

elc



SC 771
 0-15 MHz 5 mV
 Base de temps déclenchée avec relaxation automatique en l'absence de signal étalonné.
 De 300 ns à 300 ms + loupe x 3 + vitesse variable.
 Synchronisation positive ou négative en interne ou externe avec séparateur T.V.I. et T.V.L.
 Écran de 8 x 10 cm.
 280 x 150 x 330 mm. Masse 8 kg.
 Prix **2000 F**

PROMOTION
SC 754
 0 à 12 MHz 5 mV
PORTATIF
 Base de temps déclenchée avec relaxation automatique en l'absence de signal étalonnée de 1 μ s à 5 ms en 12 positions.
 Synchronisation : positive ou négative en interne ou externe séparateur T.V.I. et T.V.L.
 Tube rectangulaire D 7201 GH.
 180 - 75 - 300 mm. Masse 3,5 kg.
 Prix **1700 F**

DEMANDEZ NOTRE NOUVEAU CATALOGUE
182 pages abondamment illustrées de COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES, PIÈCES DÉTACHÉES et APPAREILS DE MESURES (contre 20 F)

BON A DÉCOUPER (ou à recopier)
 et à adresser à CIBOT, 3, rue de Reuilly, 75012 Paris.

NOM Prénom

Adresse

Code postal Ville

Ci-joint la somme de 20 F :

en chèque bancaire en chèque postal en mandat-lettre

ACCESSOIRES POUR OSCILLOS

- SD 742. Sondes combinées 1/1 et 1/10 190 F
- Sonde 1/1 TP1 148 F
- Sonde 1/10 TP2 163 F
- Traceur de courbes 987 F
- HAMEG**
- HZ 20. Adaptateur BNC. Banane 47 F
- HZ 22. Charge de passage (50 Ω) 88 F
- HZ 30. Sonde atténua- trice 10 : 1 88 F
- HZ 39. Sonde démodu- latrice 111 F
- HZ 32. Câble de mesure BNC. Banane 52 F
- HZ 33. Câble de mesure BNC-HF 52 F
- HZ 34. Câble de mesure BNC-BNC 52 F
- HZ 35. Câble de mesure avec sonde 1 : 1 106 F
- HZ 36. Sonde atténua- trice 10 : 1 (200 MHz) 294 F
- HZ 37. Sonde atténua- trice 100 : 1 258 F
- HZ 38. Sonde atténua- trice 10 : 1 (200 MHz) 294 F
- HZ 43. Sacoche de trans- port (312, 412, 512) 211 F
- HZ 44. Sacoche de trans- port (307) 129 F
- HZ 47. Visière 47 F
- HZ 55. Testeur de semi- conducteurs 211 F
- HZ 62. Calibrateur 2110 F
- HZ 64. Commutateur (4 canaux) 2110 F

POSSIBILITÉS DE CRÉDIT (CREG et CETELEM) de 3 à 21 mois selon désir et réglementation en vigueur.

A PARIS : 3, Rue de Reuilly, 75012

A TOULOUSE : 25 rue Bayard, 31000. Tél. : (61) 62.02.21

Tel. : 346.63.76 (lignes groupées)
 Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h

Ouvert tous les jours de 9 h 30 à 19 heures sans interruption
 sauf dimanche et lundi matin

EXPÉDITIONS RAPIDES PROVINCE ET ÉTRANGER