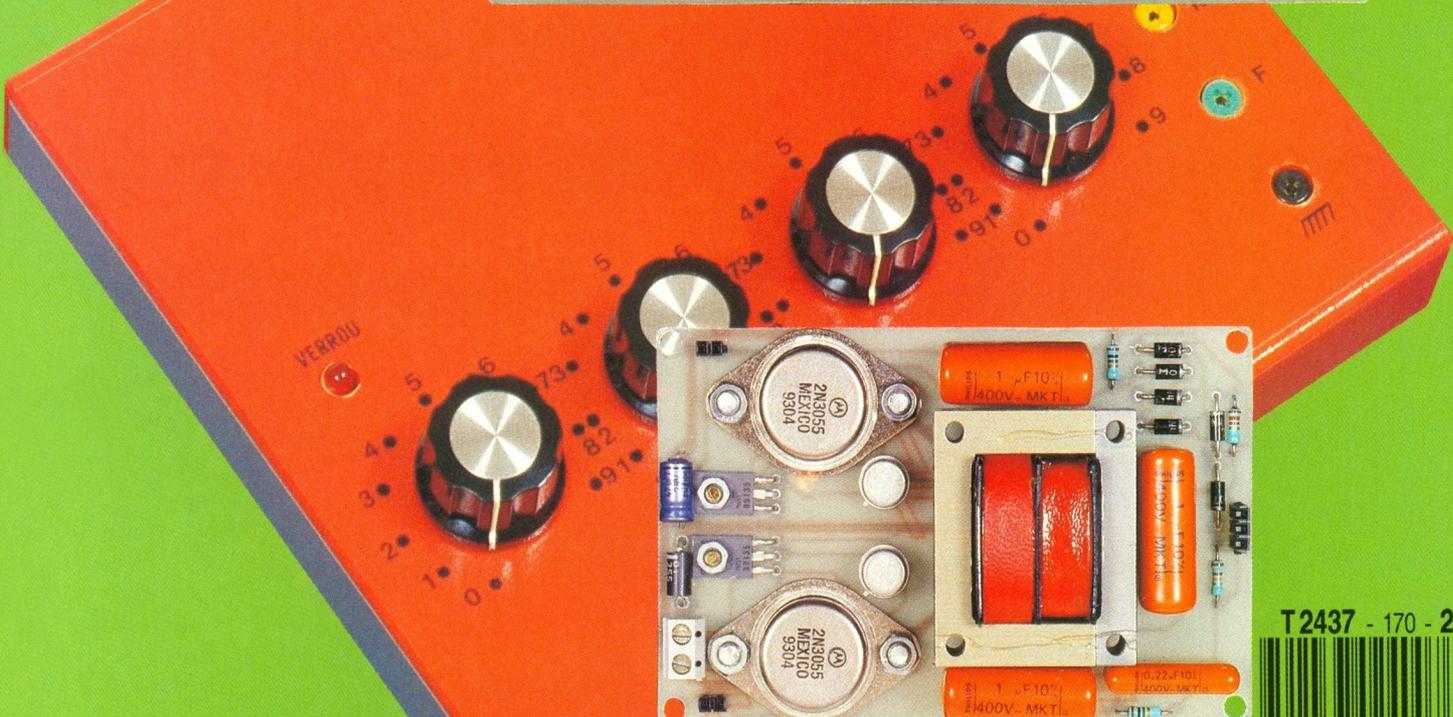
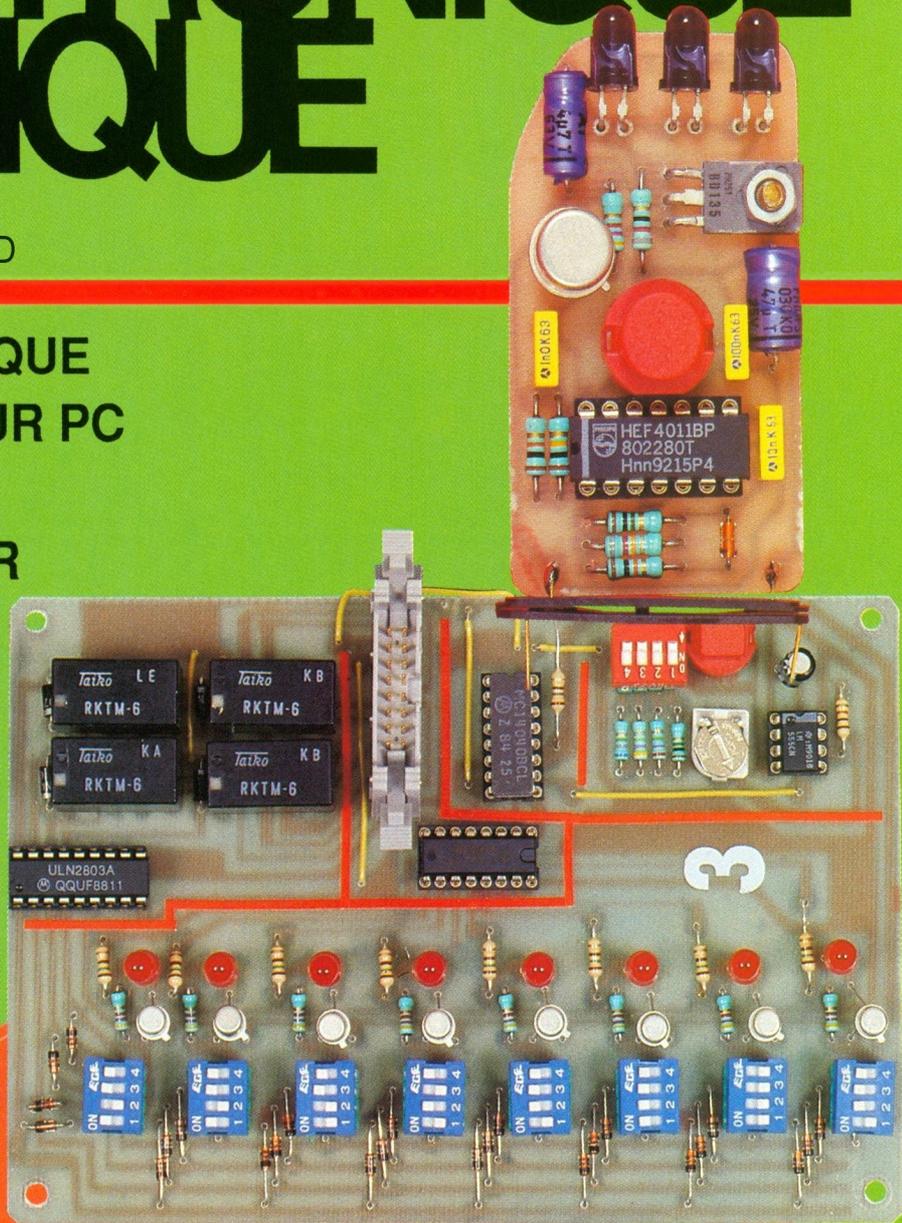


ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMERO 170 - MAI 1993 MJD

BALISE AUTOMATIQUE
OSCILLOSCOPE SUR PC
LAMPE A ECLATS
TELECOMMANDE IR
GENERATEUR
SYNTHETISE
VU-METRE
A BARGRAPH
SONDE
DE MESURE, ETC.



T2437 - 170 - 24,00 F



ELECTRONIQUE PRATIQUE

ADMINISTRATION-REDACTION-VENTES :
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

Société anonyme au capital de 350 880 F.
2 à 12, rue Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.
Tél. : 42.00.33.05 - Fax : 42.41.89.40
Télex PGV 220 409 F

Directeur de la publication : Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur honoraire : Henri FIGHIERA
Rédacteur en chef : Bernard FIGHIERA
Secrétaire de rédaction : Philippe BAJCIK
Maquettes : Jacqueline BRUCE

Avec la participation de
R. Knoerr, P. Oguic, G. Isabel, J. Cerf, P. Rytter,
J. Martinez, F. Jongbloët, P. Rasschaert, A. Garrigou,
D. Roverch.

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

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

Directeur commercial : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Pascal DECLERCK
Secrétaire : Karine JEUFFRAULT
Marketing : Jean-Louis PARBOT
Direction des ventes : Joël PETAUTON
Inspection des ventes : Société PROMEVENTE,
M. Michel IATCA, 11, rue de Wattignies, 75012 Paris.
Tél. : 43.44.77.77. Fax : 43.44.82.14.

Titre P.R.E.S. donné en location-gérance
à la SOCIETE PARISIENNE D'EDITION
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 30).

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.
Les règlements en espèces par courrier sont strictement
interdits.

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez
notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos
dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications
qui y figurent. ● Pour tout changement d'adresse, joindre
2,50 F et la dernière bande.

Aucun règlement en timbre poste.
Forfait 1 à 10 photocopies : 30 F.



« Ce numéro
a été tiré
à 70 200
exemplaires »



N° 170
MAI 1993
I.S.S.N. 0243 4911

SOMMAIRE

Revue Pdf

REALISEZ VOUS-MEME

<i>Asservissement des signaux de détresse</i>	31	3
<i>Vu-mètre stéréo</i>	39	10
<i>Balise automatique</i>	43	14
<i>Sonde de mesure amplifiée</i>	47	17
<i>Oscilloscope sur ordinateur PC</i>	59	28
<i>Générateur de fréquence synthétisé</i>	69	38
<i>Pseudo-bargraph 220 V</i>	85	49
<i>Lampe à éclats</i>	91	54
<i>Télécommande infrarouge</i>	98	59

EN KIT

<i>Récepteur CB canal 19</i>	106	66
------------------------------	-----	----

PRATIQUE ET INITIATION

<i>Robotique vivante</i>	52	21
<i>Fiches à découper</i>	75	*
<i>Systèmes asservis</i>	79	44
<i>Filtres audio-fréquence</i>	87	51
<i>Le MC 74 C 945</i>	108	68

DIVERS

<i>Le courrier des lecteurs</i>	112	71
---------------------------------	-----	----

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

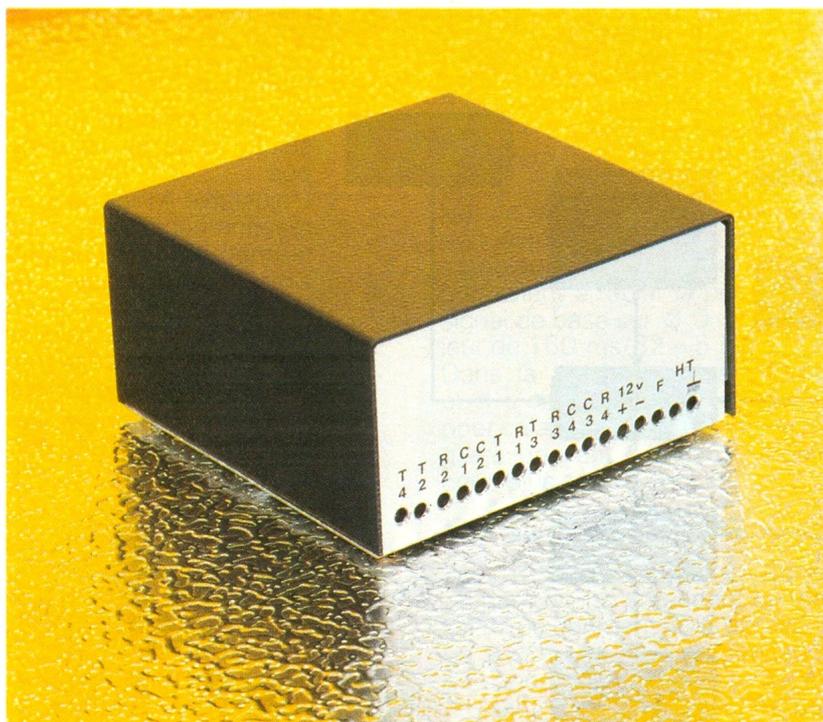
UN ASSERVISSEMENT DES SIGNAUX DE DETRESSE AU FREINAGE ET A LA VITESSE



Sur les voies rapides et les autoroutes, en cas de ralentissement subit et imprévu, il n'est pas seulement important de freiner le plus rapidement possible, mais aussi de le signaler aux véhicules suiveurs. En plus des feux « Stop », un bon moyen consiste à allumer ses feux de détresse. Cette opération n'est pas toujours aisée étant donné qu'il faut déjà commencer par chercher le commutateur de commande dans une situation où la concentration de l'attention se porte vers d'autres problèmes... Le montage que nous vous proposons résout cette question, grâce à un asservissement automatique de la commande des feux de détresse à la vitesse et au freinage.

I - LE PRINCIPE (fig. 1)

Le montage est mis sous tension, volontairement, par la fermeture d'un interrupteur de mise en service. Un premier paramètre à traiter est celui de la vitesse du véhicule. En effet, il ne s'agit pas d'actionner les feux de détresse à l'occasion de n'importe quel coup de frein à faible vitesse. L'information « vitesse » est prélevée du système d'allumage du véhicule et plus précisément par simple couplage de proximité du câble haute tension qui relie la sortie du dispositif d'allumage au « delco ».



Le réglage est réalisé dans des conditions correspondant à l'enclenchement du rapport de vitesse le plus élevé : quatrième, ou cinquième si le véhicule en est pourvu. Le signal qui en résulte est amplifié et traité de manière à pouvoir être transmis à un compteur. Ce dernier est périodiquement remis à zéro. Si la vitesse du véhicule est telle que cette remise à zéro se réalise après une position donnée du compteur, il y a dépassement de la limite fixée de vitesse, et une bascule monostable devient active.

Bien entendu, ce phénomène se réalise uniquement dans le cas où l'on actionne la pédale de frein.

La bascule monostable ferme un relais d'utilisation pendant une durée de l'ordre de 25 s. C'est ce relais qui commande la mise en service des signaux de détresse.

II - LE FONCTIONNEMENT (fig. 2, 3 et 4)

a) Alimentation

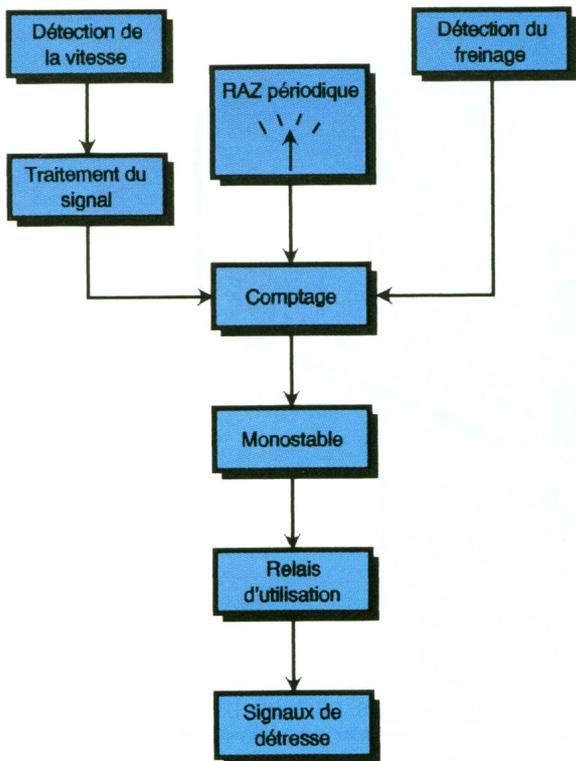
L'énergie nécessaire au fonctionnement du montage est fournie par l'installation 12 V du véhicule, par l'intermédiaire d'un interrupteur de mise en service placé par exemple sur le tableau de bord. La diode D₁ fait office de détrompeur de polarité, tandis que la capacité C₁ réalise un filtrage du potentiel. En effet, le

courant disponible à bord d'un véhicule présente toujours des ondulations plus ou moins marquées étant donné la rotation de l'alternateur de charge batterie. Un régulateur fournit sur sa sortie un potentiel régulé et stabilisé à une valeur de 9 V. La capacité C₂ effectue un complément de filtrage, tandis que C₃ découple l'alimentation du restant du montage.

b) Détection de l'information « vitesse »

Une façon simple de disposer de cette information sans le recours à des branchements compliqués consiste à entourer le câble haute tension qui relie la sortie de la bobine au « delco » de quelques spires de fil isolé. Sur le point médian du pont formé par les résistances R₁ et R₂, on relève alors des impulsions dont la période dépend naturellement de la vitesse de rotation du moteur. Désignons par N, exprimée en tours/minute, cette vitesse de rotation. Pour un moteur monocylindrique à quatre temps, il se produit une étincelle au niveau de la bougie tous les deux tours de vilebrequin. Pour un moteur à « n » cylindres, il se produit une étincelle tous les 2/n tours de vilebrequin. Autrement dit, pour un tour de vilebrequin, on enregistre n/2 étincelles. En une minute, le moteur effectue N tours. En une seconde, le nombre de tours est de N/60.

1 Le synoptique général repose sur des bases simples.



En définitive, la fréquence F de succession des étincelles est de :

$$\frac{N}{60} \times \frac{n}{2}$$

d'où :

$$F_{Hz} = \frac{Nn}{120}$$

et la période :

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

Par exemple, pour un moteur quatre cylindres à 3 000 t/min (ce qui correspond à une vitesse de l'ordre de 110 km/h pour le véhicule testé), on obtient une fréquence :

$$F = \frac{3\,000 \times 4}{120} = 100 \text{ Hz}$$

et une période séparant deux étincelles consécutives de :

$$T = \frac{1}{F} = 0,01 \text{ s, soit } 10 \text{ ms.}$$

c) Amplification

Le circuit intégré IC_1 est un « 741 », monté en amplificateur. Les signaux sont présentés sur l'entrée inverseuse par l'intermé-

diaire de C_5 et de R_3 . L'entrée directe est soumise au demi-potentiel d'alimentation grâce au pont diviseur R_4/R_5 . Cette valeur est alors celle qui est disponible sur la sortie en situation de repos.

L'ajustable A_1 introduit la contre-réaction nécessaire au bon fonctionnement de l'amplificateur. Grâce à cet ajustable, il est possible de fixer le gain de cet étage amplificateur. Le gain en question peut se déterminer au moyen de l'expression suivante :

$$\text{gain} \simeq \frac{A_1}{R_3}$$

Dans le cas présent, le gain, en position maximale, peut ainsi atteindre la valeur 100.

Le transistor PNP T_1 est monté en émetteur commun. Sa polarisation est telle qu'en l'absence de signaux transmis par IC_1 par le biais de C_6 on enregistre sur son collecteur un potentiel nul. En revanche, dès que des signaux se manifestent sur la sortie de IC_1 , on relève sur le collecteur de T_1 des impulsions positives de 9 V d'amplitude à une période dépendant de la vitesse de rotation du moteur.

d) Traitement du signal et comptage

Les portes NOR III et IV sont montées en bascule monostable. Rappelons qu'un tel montage délivre sur sa sortie des états hauts dont la durée est indépendante du signal de commande. En fait, cette durée ne dépend que des valeurs de R_{10} et de C_{12} . Dans le cas présent, elle est de l'ordre de 3,5 ms. L'avantage de cette disposition est d'obtenir sur la sortie des fronts montants et descendants bien verticaux et aptes à être pris en compte par le compteur IC_3 . Cette bascule monostable joue également le rôle de dispositif antibond. En effet, le collecteur de T_1 présente un signal se caractérisant par de nombreuses harmoniques. La bascule, qui démarre dès la manifestation de la première impulsion positive, masque alors entièrement ces irrégularités.

Le circuit intégré référencé IC_3 est un compteur binaire de 14 étages, un CD 4020, dont le brochage et le fonctionnement sont rappelés en figure 4. Un tel compteur avance au rythme des fronts descendants présentés sur

son entrée « Horloge ». Sur les sorties consécutives Q_i , on relève alors des créneaux carrés dont la période se trouve à chaque fois doublée par rapport à la sortie précédente. Si T est la période du signal présenté sur l'entrée de comptage, sur une sortie Q_i donnée, la période s'exprime par la relation :

$$t = 2^i \times T$$

Ainsi, sur la sortie Q_5 , cette relation devient $t = 2^5 \times T = 32 T$.

Ce comptage se réalise uniquement à la condition que l'entrée « RAZ » se trouve soumise à un état bas. Toute impulsion positive sur cette entrée a pour effet immédiat la remise à zéro du compteur, c'est-à-dire le passage à l'état bas de toutes les sorties Q_i .

En vertu de ces règles de fonctionnement, la sortie Q_5 passe à l'état haut au bout de $32/2 = 16$ impulsions élémentaires. Si cette position est atteinte, l'entrée 12 de la porte NOR IV de la bascule monostable est soumise à un état haut. La sortie de la bascule passe alors à un état bas permanent. La bascule se trouve neutralisée, et IC_3 reste sur sa position aussi longtemps qu'il ne se produit pas une remise à zéro.

e) Remise à zéro périodique

Le circuit intégré IC_4 est un compteur binaire à 14 étages comportant en plus un oscillateur intégré ; il s'agit d'un CD 4060 dont le brochage et le fonctionnement sont également repris en figure 4. Sur la broche $\emptyset 0$, on relève des créneaux élémentaires dont la période s'exprime au moyen de la relation :

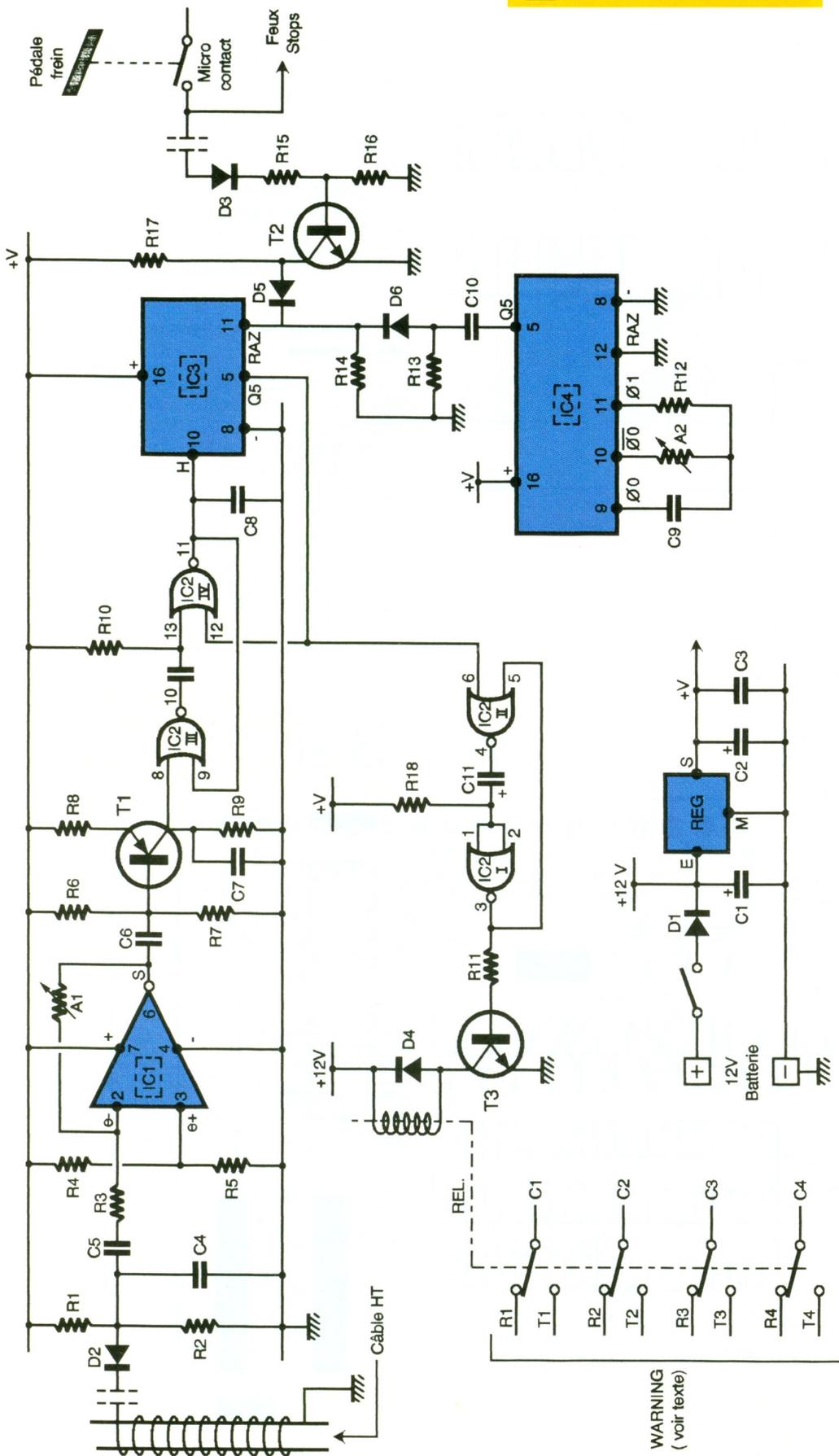
$$T = 2,2 \cdot A_2 \cdot C_9$$

Cette période est réglable grâce à l'ajustable A_2 . Comme pour le CD 4060, on enregistre sur une sortie Q_i donnée un créneau carré dont la période s'exprime par la relation $t = 2^i \cdot T$, soit pour Q_5 , $t = 32 \times T$.

A chaque fois que l'on observe un front montant sur la sortie Q_5 , ce dernier est pris en compte par le dispositif dérivateur constitué par C_{10} , R_{13} , R_{14} et D_6 . En particulier, sur la cathode de D_6 , on peut relever de brèves impulsions positives qui remettent le compteur IC_3 périodiquement à zéro.

En reprenant l'exemple du moteur quatre cylindres tournant à 3 000 t/min dans lequel la période des allumages est de 10 ms, la sortie Q_5 de IC_3 passe

2 Le schéma électronique.



à l'état haut au bout de $16 \times 10 \text{ ms} = 160 \text{ ms}$. Si on désire par exemple que cette vitesse de 3 000 t/min constitue la limite inférieure à partir de laquelle on considère que les feux de détresse doivent s'enclencher, il y a lieu de régler la période des RAZ périodiques à une valeur légèrement supérieure à 160 ms, ce qui revient à régler la période du signal de base sur $\varnothing 0$, à une valeur de $160 \text{ ms}/32 = 5 \text{ ms}$.

Dans la pratique, nous verrons qu'il n'est pas utile de disposer pour cela d'un oscilloscope, le réglage pouvant s'effectuer beaucoup plus simplement.

f) Asservissement du freinage

Les RAZ périodiques évoquées au paragraphe précédent se réalisent uniquement à la condition qu'aucun état haut ne provienne de l'anode de la diode D5. En effet, tant que l'on n'actionne pas la pédale de frein, la sortie du micro-contact alimentant les feux « Stop », présente un potentiel nul. Dans ce cas, le transistor T2 est bloqué et le potentiel disponible sur le collecteur est voisin de 9 V. Très exactement, il est égal à :

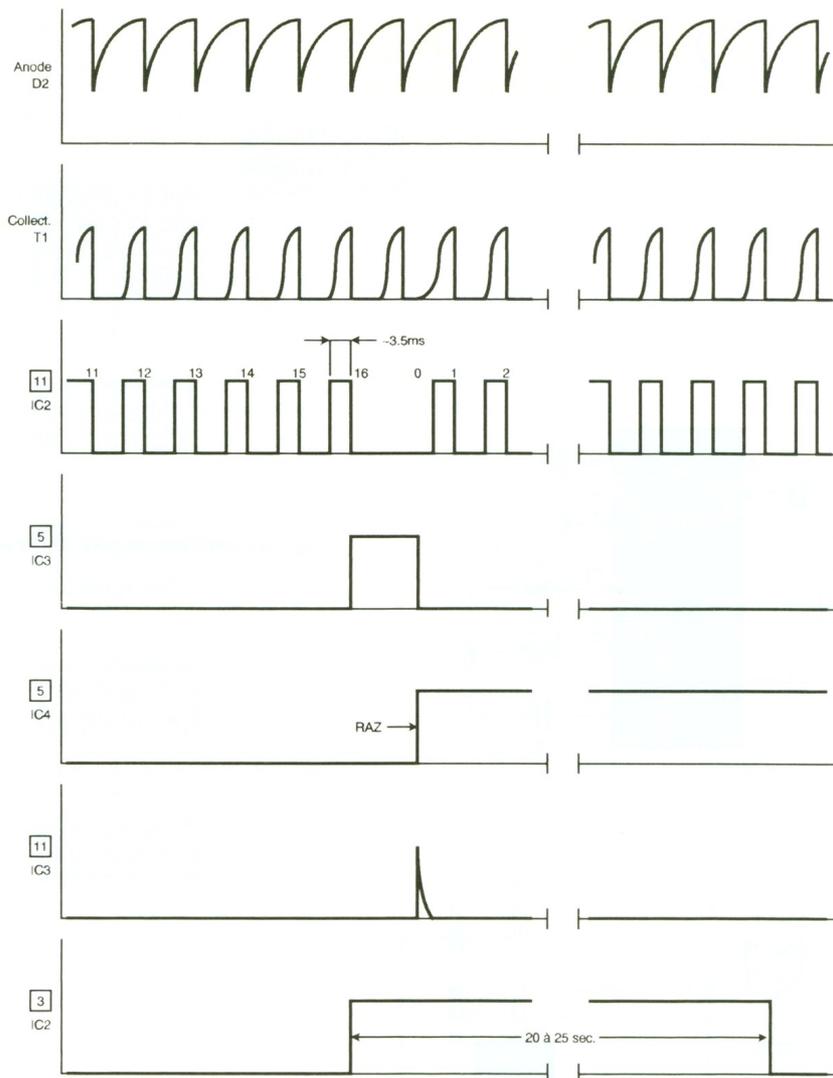
$$9 \text{ V} \times \frac{R_{14}}{R_{14} + R_{17}}$$

$$= \frac{33}{34} \times 9 = 8,7 \text{ V}$$

Par l'intermédiaire de D5, sur l'entrée RAZ de IC3, on dispose alors d'un état haut permanent, ce qui bloque le compteur à zéro. Quelle que soit la vitesse, la sortie Q5 de IC3 ne saurait présenter d'état haut. En revanche, en actionnant la pédale de frein, le transistor T2 se sature et son potentiel collecteur passe à zéro. Dans ces conditions, le dispositif de détection du seuil de vitesse devient opérationnel. En particulier, si la vitesse de rotation est suffisante, on observe périodiquement un état haut sur la sortie Q5 de IC3.

g) Commande du relais d'utilisation

Dès qu'un état haut, même fugitif, apparaît sur la sortie Q5 de IC3, il est aussitôt pris en compte par la bascule monostable que constituent les portes NOR I et II de IC2. Sur la sortie de cette bascule, on enregistre alors un état haut dont la durée est proportion-



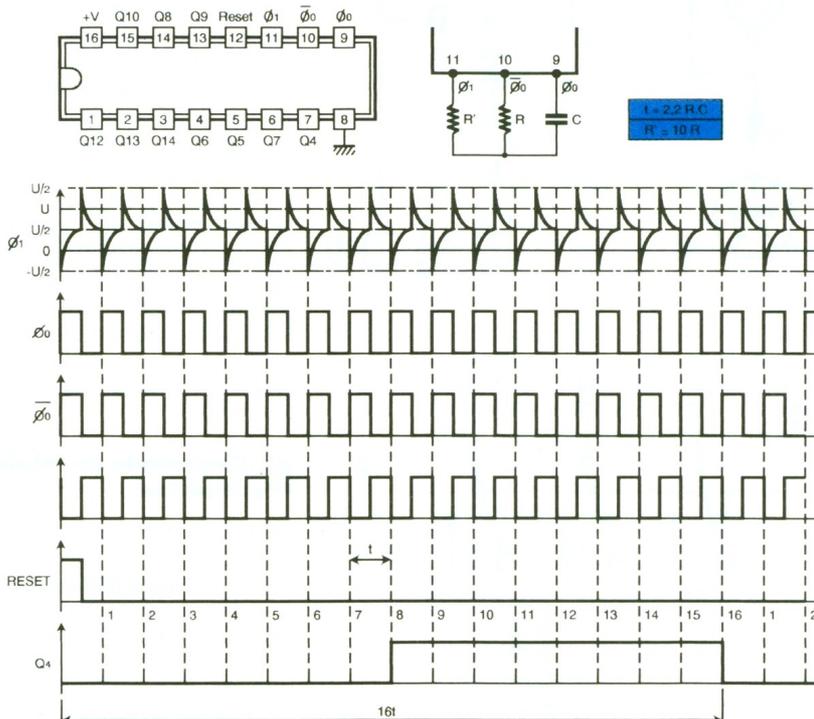
nelle au produit $R_{18} \times C_{11}$. Compte tenu de la valeur de ces composants, la durée en question est de l'ordre de 25 s. Ainsi en freinant, à une vitesse suffisante, le transistor T_3 se sature pendant cette durée. Il comporte dans son circuit collecteur le bobinage du relais d'utilisation qui se ferme. A noter que ce dernier est directement alimenté par le + 12 V disponible en amont du régulateur. La diode D_4 protège T_3 des effets liés à la surtension de self qui se manifestent notamment lors des coupures.

h) Commande du signal de détresse

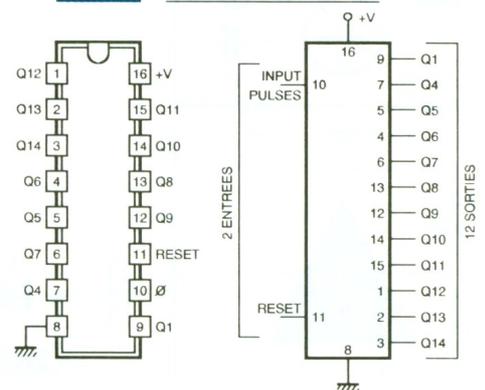
Il s'agit de reproduire, en parallèle, sur le commutateur de commande normalement prévu pour cette fonction, les mêmes liaisons. Or ces dernières sont relativement nombreuses étant donné que la fonction « feux de détresse » se superpose à la commande des clignotants du véhicule. C'est la raison pour laquelle le recours à un relais 4RT permet de résoudre tous les cas de figure qui peuvent se présenter.

3-4 La forme des signaux relevée sur le montage. Brochage des circuits intégrés.

CD 4060 COMPTEUR BINAIRE 14 ETAGES AVEC OSCILLATEUR :



CD 4020 COMPTEUR BINAIRE 14 ETAGES :



Q1	2 t	Q8	256 t
Q2	4 t	Q9	512 t
Q3	8 t	Q10	1024 t
Q4	16 t	Q11	2048 t
Q5	32 t	Q12	4096 t
Q6	64 t	Q13	8192 t
Q7	128 t	Q14	16384 t

$$T = 2^n \times t$$

t : Période sur entrées ϕ

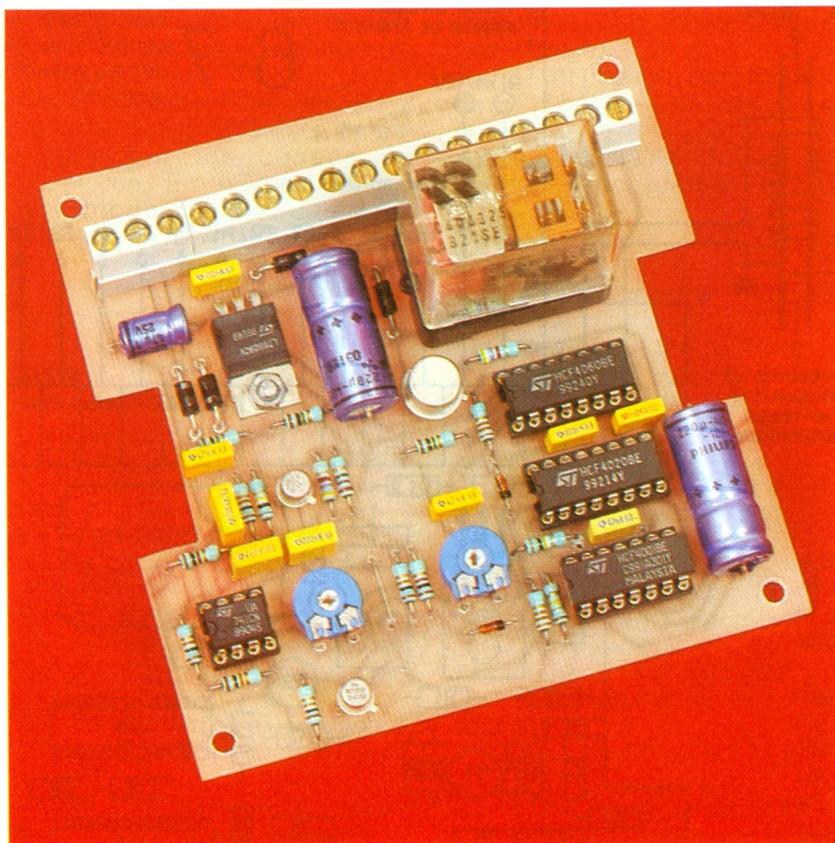
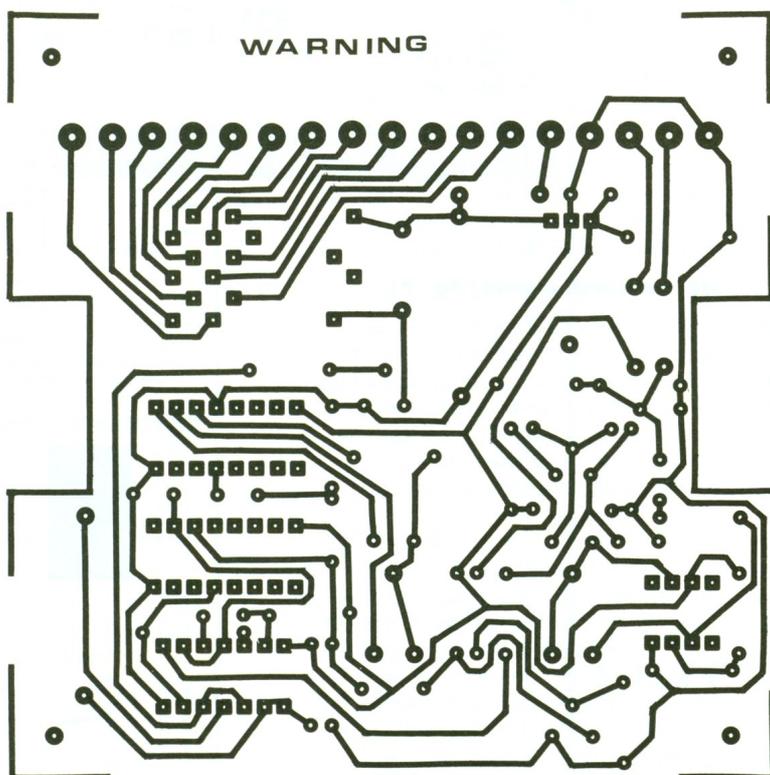


Photo 2. – La carte, avant sa mise en boîtier.



5 Dessin du circuit imprimé.

Nous verrons plus loin comment réaliser simplement le branchement.

A noter qu'il est toujours possible d'arrêter prématurément la commande automatique des feux de détresse enclenchée par asservissement : il suffit pour cela de couper l'interrupteur d'alimentation du montage.

III – LA REALISATION

a) Circuit imprimé (fig. 5)

La configuration des pistes n'est pas très serrée ; il est donc relativement simple de reproduire le circuit imprimé par les moyens habituels, application directe, confection intermédiaire d'un « mylar », méthode photographique. Après révélation le cas échéant, et gravure sous un bain de perchlorure de fer, le module sera soigneusement rincé. Par la suite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir afin de les adapter au diamètre des connexions des composants les plus volumineux.

Avant de démarrer le circuit imprimé, il est toujours intéressant de se procurer auparavant les différents composants. Cette précaution permet de modifier éventuellement l'agencement des pastilles et des pistes au cas où les composants dont on aura fait l'acquisition ne sont pas les mêmes que ceux publiés dans le présent article. Cette remarque s'applique notamment au relais 4RT.

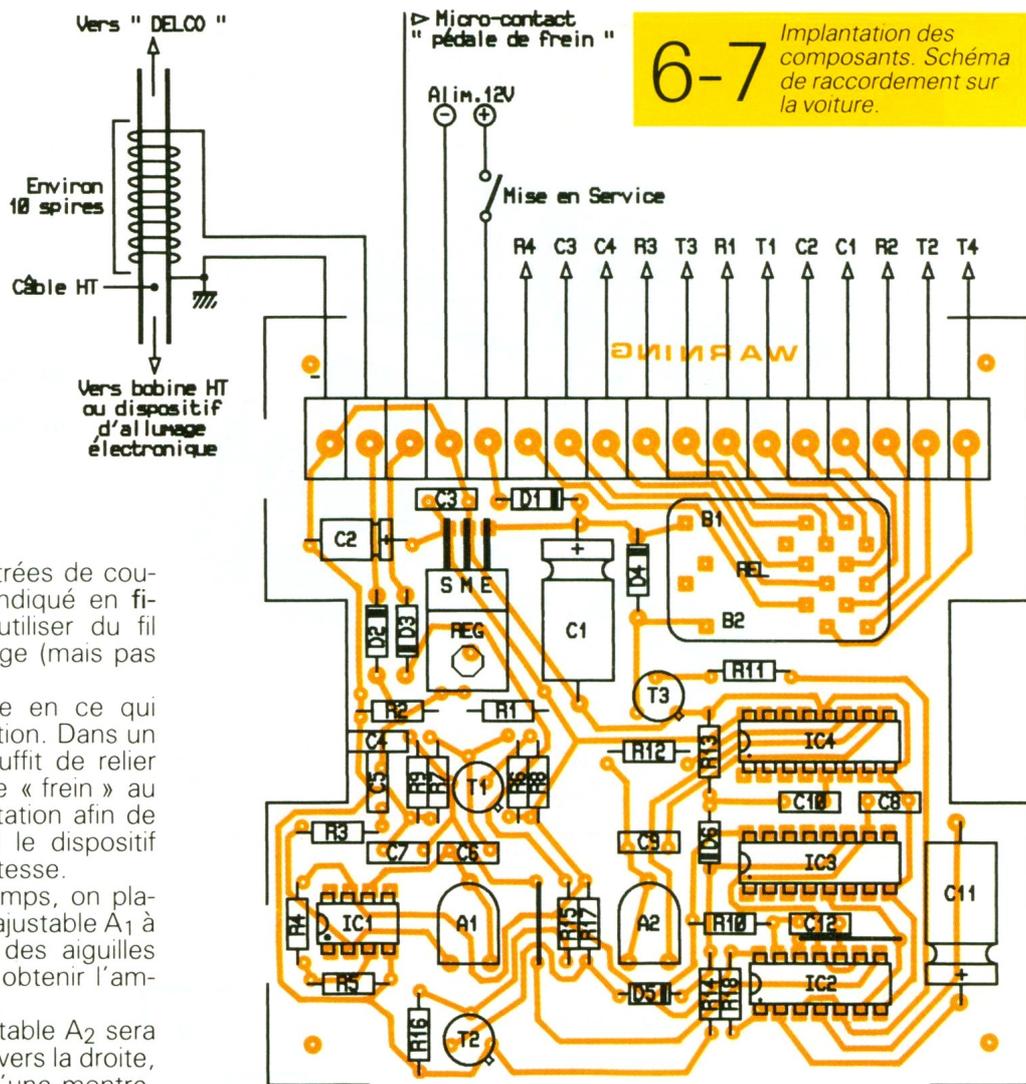
b) implantation des composants (fig. 6)

Après la mise en place des deux straps de liaison, on implantera les diodes, les résistances, les supports des circuits intégrés et les ajustables. Ensuite, ce sera le tour des capacités, des transistors, du régulateur, du socle du relais et du bornier soudable.

Un conseil important : il est vital de vérifier plutôt deux fois qu'une la bonne orientation des composants polarisés.

Le module, après une dernière vérification minutieuse des soudures, peut être installé dans son boîtier. Les réglages peuvent être réalisés « à l'établi », il n'est donc pas besoin de rouler à des vitesses dangereuses...

6-7 Implantation des composants. Schéma de raccordement sur la voiture.



c) Réglages

On raccorde les entrées de couplage HT comme indiqué en figure 6. On peut utiliser du fil blindé pour cet usage (mais pas pour les spires).
Il en est de même en ce qui concerne l'alimentation. Dans un premier temps, il suffit de relier directement l'entrée « frein » au « plus » de l'alimentation afin de rendre opérationnel le dispositif de détection de la vitesse.

Dans un premier temps, on placera le curseur de l'ajustable A₁ à fond dans le sens des aiguilles d'une montre pour obtenir l'amplification maximale. Dans ces conditions, la période des RAZ périodiques est assez faible, ce qui correspond à une vitesse relativement élevée.

On aura repéré auparavant, sur le compte-tours du véhicule, à quelle vitesse de rotation correspond la vitesse du seuil d'enclenchement. Par exemple 105 km/h à 3 000 t/min, 5^e vitesse enclenchée. Il suffit alors de faire tourner, véhicule à l'arrêt, le moteur à cette vitesse de rotation. Ensuite, on tournera *très lentement* le curseur de l'ajustable A₂ dans le sens inverse des aiguilles d'une montre, et l'on s'arrêtera dès que le relais d'utilisation se ferme.

On tourne ensuite le curseur de A₁, *très lentement*, dans le sens inverse des aiguilles d'une montre jusqu'au moment où on constate l'ouverture du relais. Dans ce cas, l'amplification devient insuffisante. Il est alors nécessaire de tourner à nouveau le curseur de A₁ dans le sens des

aiguilles d'une montre, d'un angle assez important, 30 degrés par exemple, pour assurer une bonne fiabilité au montage.

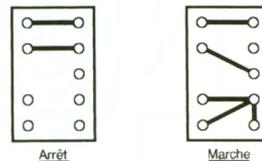
d) Raccordements (fig. 7)

Les spires entourant le câble HT seront raccordées au boîtier par l'intermédiaire d'un fil blindé dont la longueur sera la plus courte possible. Sur le micro-contact actionné par la pédale de frein, on recherchera la borne passant à 12 V lorsque l'on appuie sur la pédale ; c'est la sortie qui alimente les feux Stop.

Attention aux polarités de l'alimentation qui transitera d'ailleurs par l'interrupteur de mise en service placé en un endroit approprié du tableau de bord.

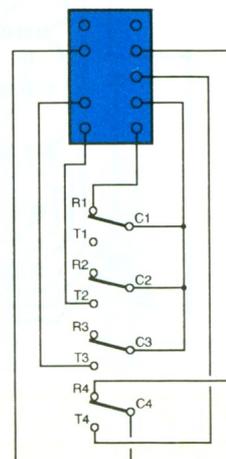
Il reste à raccorder le montage au commutateur « Warning ». Ce dernier se démonte assez facilement par simple retrait. A l'aide d'un ohmmètre à pile monté en testeur de continuité, on repèrera, sur un schéma, les liaisons

Commutateur (Vue de dessus)



Liaisons en traits épais relevées avec testeur de continuité

Branchement avec relais d'utilisation :



réalisées à l'arrêt et en marche, comme indiqué à titre d'exemple en figure 7.

Ces liaisons étant bien définies, il ne reste plus qu'à réaliser, en parallèle sur les cosses de connexion, les mêmes liaisons que produiront les différents contacts du relais 4RT.

Robert KNOERR

LISTE DES COMPOSANTS

2 straps (1 horizontal, 1 vertical)
 R₁, R₂ : 2 × 1 MΩ (marron, noir, vert)
 R₃ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₄, R₅ : 2 × 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₆ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R₇ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
 R₈ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₉ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₁₀ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
 R₁₁ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
 R₁₂ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
 R₁₃, R₁₄ : 2 × 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₁₅, R₁₆ : 2 × 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₁₇ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₁₈ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)
 A₁, A₂ : ajustables 100 kΩ, implantation horizontale, pas de 5,08
 D₁ à D₄ : diodes 1N 4004, 1N 4007
 D₅, D₆ : diodes-signal 1N 4148, 1N 914
 REG : régulateur 9 V (7809)
 C₁ : 220 μF/16 V électrolytique
 C₂ : 47 μF/10 V électrolytique
 C₃ : 0,1 μF milfeuill
 C₄ : 47 nF milfeuill
 C₅, C₆ : 2 × 0,22 μF milfeuill
 C₇ : 4,7 nF milfeuill
 C₈ : 1 nF milfeuill
 C₉ : 47 nF milfeuill
 C₁₀ : 0,1 μF milfeuill
 C₁₁ : 220 μF/10 V électrolytique
 C₁₂ : 47 nF milfeuill
 T₁ : transistor PNP 2N 2907
 T₂ : transistor NPN BC 108, 109, 2N 2222
 T₃ : transistor NPN 2N 1711
 IC₁ : μA 741 (ampli-op)
 IC₂ : CD 4001 (4 portes NOR)
 IC₃ : CD 4020 (compteur binaire 14 étages)
 IC₄ : CD 4060 (compteur binaire

14 étages + oscillateur)
 1 support 8 broches
 1 support 14 broches
 2 supports 16 broches
 REL : relais 12 V/4RT
 Embase pour relais 12 V/4RT
 Bornier soudable (17 plots)
 Boîtier ESM, EM 10/05 (100 × 100 × 50)



Photo 3. - Le relais repose sur un support.

1000 ET UNE PILES®

LE POINT ENERGIE

vous propose :

ACCUS NICD					
REF.	TENSION	CAP.	DIAM	POIDS	PRIX TTC
N 50 AAA	1,2 V	50 MAH	10 x 15	3,5 g	23,50 F
N 110 AA	1,2 V	0,11 AH	15 x 18	8 g	16,00 F
N 150 N	1,2 V	150 MAH	12 x 29,5	9 g	25,00 F
N 200 AAA	1,2 V	0,2 AH	10 x 45	10 g	16,00 F
N 270 AA	1,2 V	0,27 AH	15 x 29	14 g	24,00 F
N 500 A	1,2 V	0,5 AH	16 x 28	22 g	23,00 F
N 600 AA	1,2 V	0,6 AH	14 X 51	26 g	13,00 F
N 700 AA	1,2 V	0,7 AH	14 x 51	27 g	15,00 F
N 1300 SC	1,2 V	1,3 AH	23 x 43	48 g	24,00 F
N 1700 SCRC	1,2 V	1700 MAH	23 x 43	50 g	33,00 F
1700 SCR	1,2 V	1,7 AH	23 x 43	50 g	35,00 F
N 2000 C	1,2 V	2 AH	27 x 50	77 g	35,00 F
N 4400 D	1,2 V	4,4 AH	35 x 62	138 g	62,00 F
NC 9 TYPE	9 V	0,11 AH	— x —	35 g	65,00 F

existe avec cosse à souder.

NOUVEAUX ACCUS					
REF.	TENSION	CAP.	DIAM	POIDS	PRIX TTC
N 240 AAA	1,2 V	240 MAH	10,5 X 44,5	10 g	25,00 F
N 850 AA	1,2 V	850 MAH	14,5 X 50	25 g	27,00 F

ACCUS NICKEL HYDRURE TYPE AA LR6 | 1,2 V | 1 AH | débit 3 AMP | 45,00 F

CHARGEURS NICD			
REF.	COURANT DE CHARGE	TYPE D'ACCUS	PRIX
NC 2600	50 MAH	2 A 4 ACCUS	65,00 F
NC 520	120 MAH	R6-R3-R14-R20 9 V 2 A 4 ACCUS	55,00 F
UNIV RAPID	500 MAH	R6-R3 1 DE 9 V 2 A 4 ACCUS R6-R3-R14-R20 9 V	229,00 F

TRANSFO			
REF.	TENSION	DIAM	PRIX
F 11 TRANSFO	110/220 V	50 W	110,00 F
F 200 W TRANSFO	110/220 V	200 W	185,00 F

AMI LECTEUR, FAITES-VOUS CONNAITRE ET BENEFICIEZ D'UNE REMISE DE 5% SUR LES PRIX INDIQUEES.
 vente par correspondance, mode de paiement : chèque, C.C.P., mandat
 Contre remboursement minimum 150 F d'expédition, forfait port et emballage 35 F.
 Franco à partir de 1000 F T.T.C.

Les conditions énumérées ci-dessus uniquement pour paiement comptant.
 VENTE AU DÉTAIL, ADMINISTRATIONS, ENTREPRISES.

GRENOBLE	LYON	PARIS 17*	PARIS 10*	MARSEILLE	TOULOUSE
6, rue de Strasbourg	34, cours de la Liberté	8, avenue Stéph. Mallarmé	155, rue du Faub. Saint-Denis	75, rue de la Palud	10, place Dupuy
Tél. 76 47 59 37	Tél. 78 62 76 24	Tél. (1) 43 80 33 92	Tél. (1) 40 35 19 26	Tél. 91 54 98 57	Tél. 61 62 79 97

Selectronic

LA PASSION DE L'ELECTRONIQUE

CATALOGUE GENERAL

1993

LE "PRO"

25 f

BP 513 — 59022 LILLE cedex
 Tél. : 20.52.98.82

ELECTRONICIENS, VOICI VOTRE CATALOGUE

Coupon à envoyer à :
SELECTRONIC B.P. 513. 59022 LILLE Cedex

OUI, je désire recevoir votre catalogue 93

Nom:.....

Prénom:.....

Adresse:.....

Code Postal:..... Ville:.....

Téléphone:.....

Ci-joint: 25 F en timbres-poste

UN VU-METRE STEREO



Encore un... direz-vous. D'accord. Mais celui-là ne dispose d'aucun réglage par résistance ajustable. Celui-là vous indique, dès sa construction achevée et avec une bonne précision, le niveau qui lui est appliqué sur son entrée.

1 - LE SCHEMA

Il est donné figure 1. Nous ne nous occuperons que de la partie haute de ce schéma, l'autre partie étant identique.

Le signal audio à « mesurer » est appliqué, à travers C_1 qui bloque une éventuelle tension continue, à IC_{1C} , le quart d'un TL084. Cet amplificateur opérationnel est monté en ampli inverseur de gain unitaire. Sa sortie alimente, et c'est là l'une des parties les plus intéressantes du montage, un redresseur de tension double alternance, formé par IC_{1D} et IC_{1A} .

Nous allons en quelques mots expliquer le principe de son fonctionnement (voir fig. 2). Les signaux alternatifs se présentent sur l'entrée inverseuse de IC_{1D} monté en ampli inverseur de gain égal à 1. A sa sortie, la diode D_1 bloque les signaux positifs et ne laisse passer les alternances négatives. Ces alternances arrivent sur l'entrée inverseuse de IC_{1A} , et nous les retrouvons à sa sortie, mais de polarité opposée. Revenons à la sortie du premier amplificateur. La deuxième diode D_2 , elle, bloque les alternances négatives et ne laisse passer que les positives. Elles sont dirigées vers l'entrée de second amplificateur et se retrouvent à la sortie, de même polarité. Nous serons donc bien en présence, à l'entrée du quatrième et dernier ampli IC_{1B} , du même signal présent à l'entrée de IC_{1C} , mais dont les alternances négatives auront été redressées.

2 - LE CIRCUIT DE COMMANDE DES LED

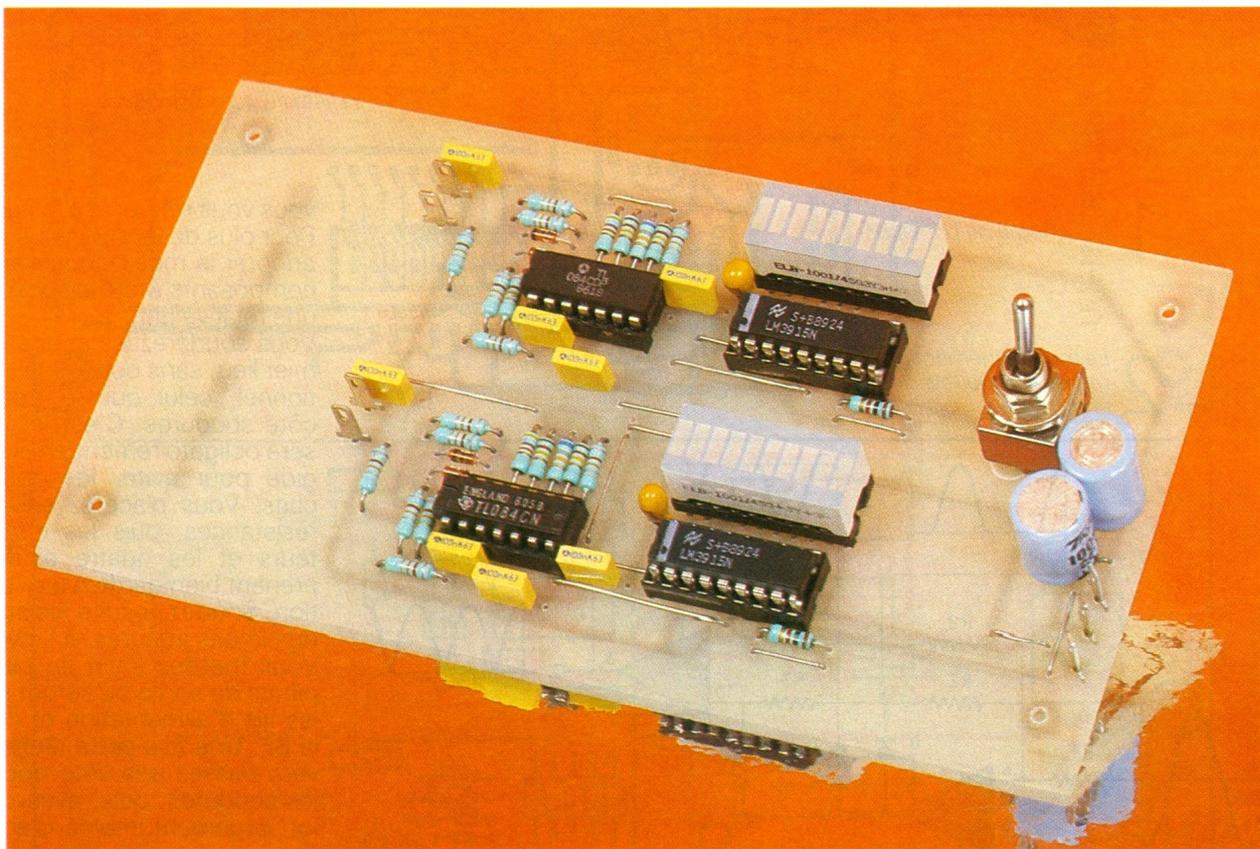
Il s'agit du circuit LM3915. Son synoptique est donné figure 3. Comme on le voit, il s'agit d'une simple suite de comparateurs de tension, dont le seuil le plus élevé est fixé par une tension de réfé-

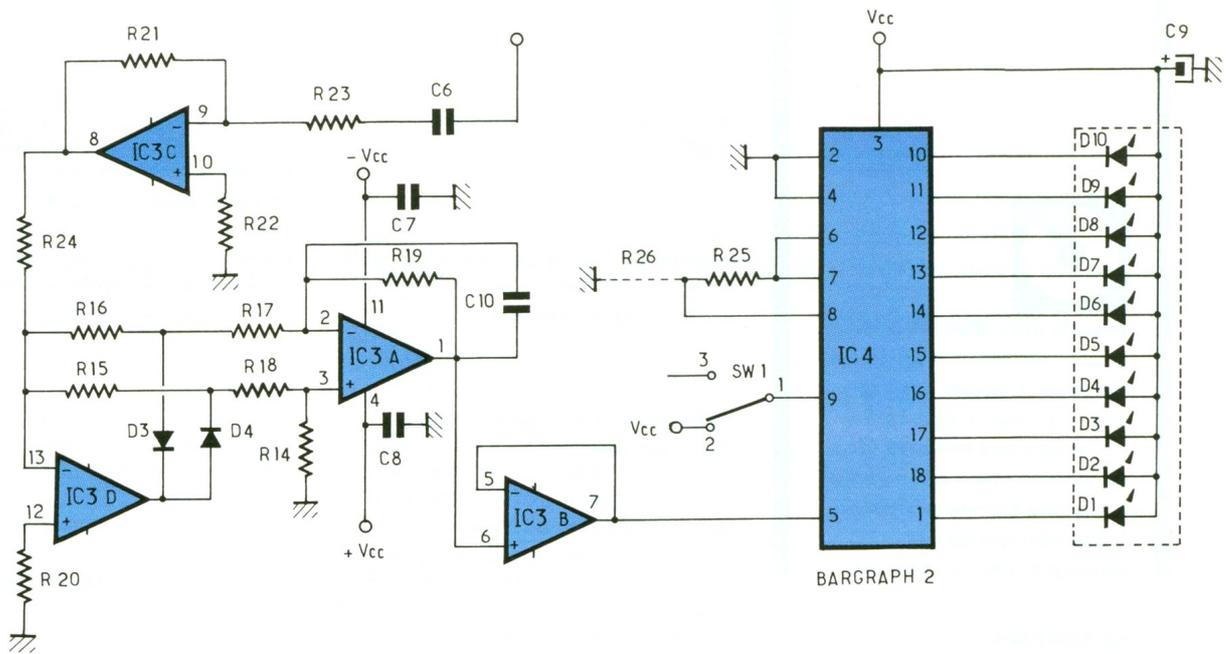
rence interne au circuit. Dans notre montage, elle sera fixée à 1,2 V. A l'aide d'une seule résistance supplémentaire, dont l'emplacement est prévu sur le circuit imprimé (mais inutile dans notre cas), on peut régler cette tension à une valeur différente, et ce jusqu'à 12 V, ce qui permettrait de mesurer des signaux de forte amplitude.

Cette suite de comparateurs agit selon une progression logarithmique. La première LED, dans notre montage, s'allumera lorsqu'une tension d'environ 90 mV sera présente, soit -20 dB; la 7^e s'allumera pour 775 mV, soit 0 dB. le LM3915 commute les LED qui lui sont connectées par pas de 3 dB, ce qui est logique, puisque l'oreille humaine moyenne ne perçoit l'augmentation du volume sonore que lorsque celui-ci augmente d'environ 3 dB.

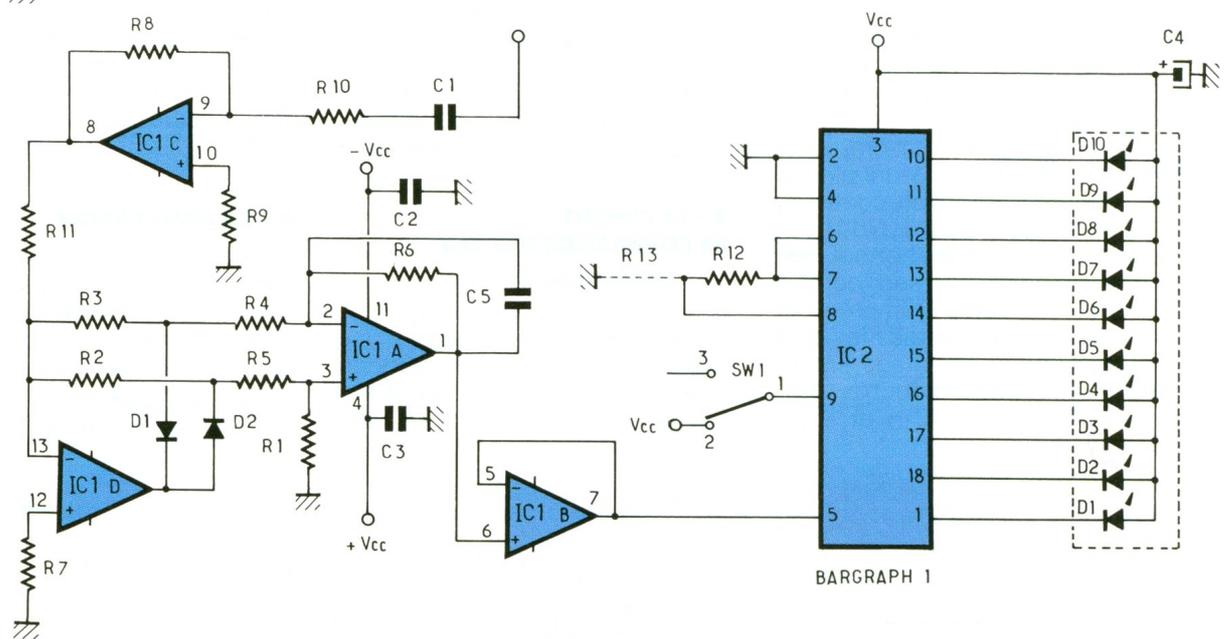
3 - LA REALISATION

Après la réalisation du circuit imprimé qui nécessite une attention particulière à cause des petites pistes passant entre les broches des circuits intégrés (voir fig. 4), vous pourrez passer à l'implantation des composants. Pour cela,





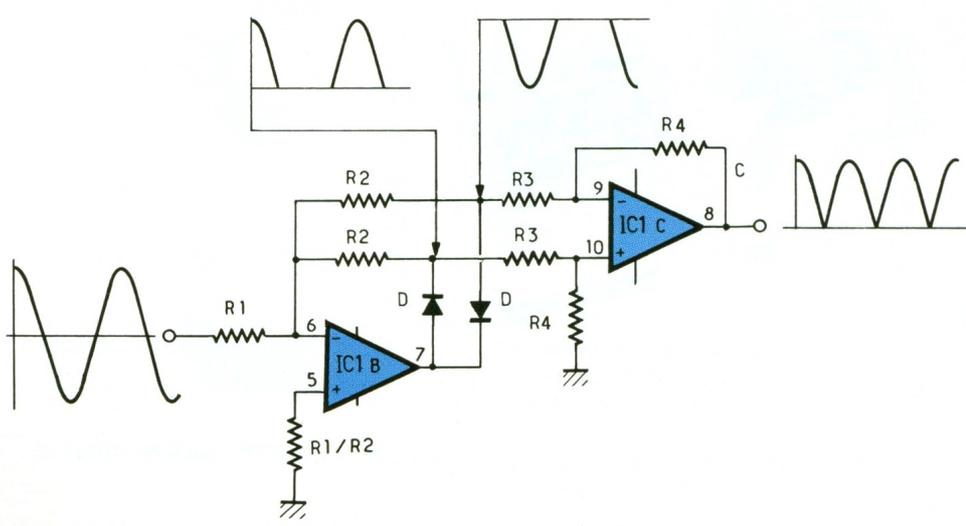
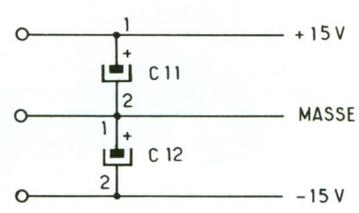
BARGRAPH 2



BARGRAPH 1

1 Le schéma de principe.

2 Le fonctionnement du redresseur double alternances.



vous vous référerez à la **figure 5**. Pour plus de facilité, vous pourrez adopter la méthode suivante, les composants étant disposés avec une relative densité. Vous soudez les straps en premier lieu, sans oublier, fait exceptionnel, celui qui se trouve du côté soudures. C'est le seul qui sera obligatoirement en fil isolé rigide pour éviter les courts-circuits. Vous placerez ensuite les résistances, puis les condensateurs et les quatre diodes, en prenant bien garde à leur orientation. Soudez ensuite les supports de circuits intégrés et l'inverseur. Vous mettez enfin en place les picots de sortie où seront soudés les fils d'alimentation et ceux de la BF. Une fois cette tâche achevée, passez une lime douce sur les soudures, puis, avec un chiffon largement imbibé d'acétone,

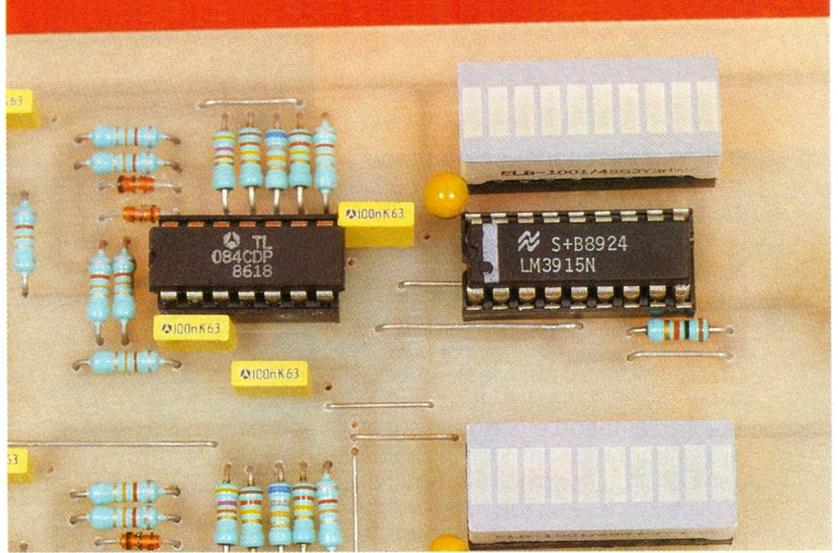
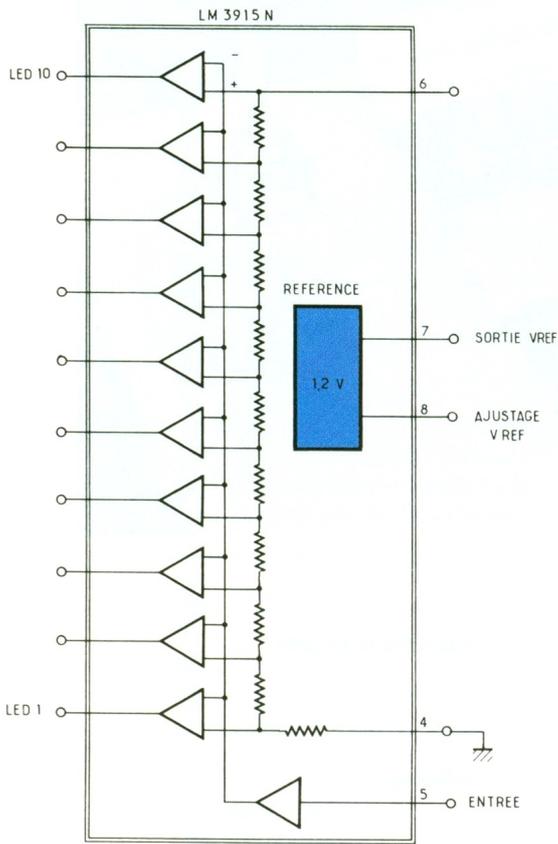


Photo 3. – Le repérage des DEL des bargraphs s'opère avant leur mise en place sur les supports. Les cathodes étant placées vers IC2 et IC4.

éliminez les traces de résine des soudures. Vérifiez minutieusement qu'aucun pont de soudure ne se soit formé, surtout au niveau des broches des circuits intégrés.

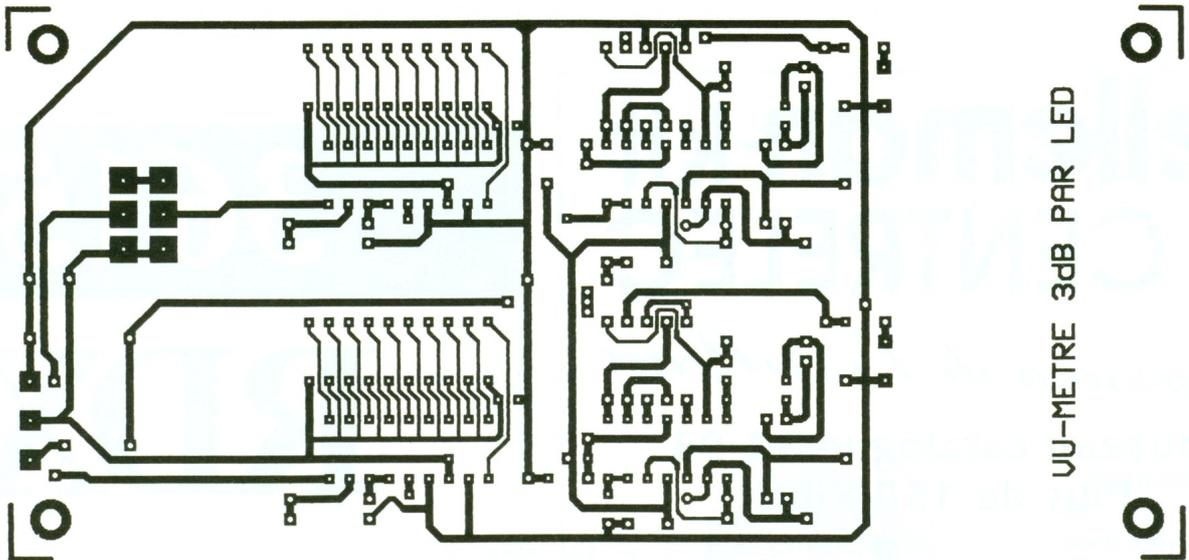
Vous pouvez maintenant mettre en place les CI, en respectant leur orientation.

4 – LES ESSAIS

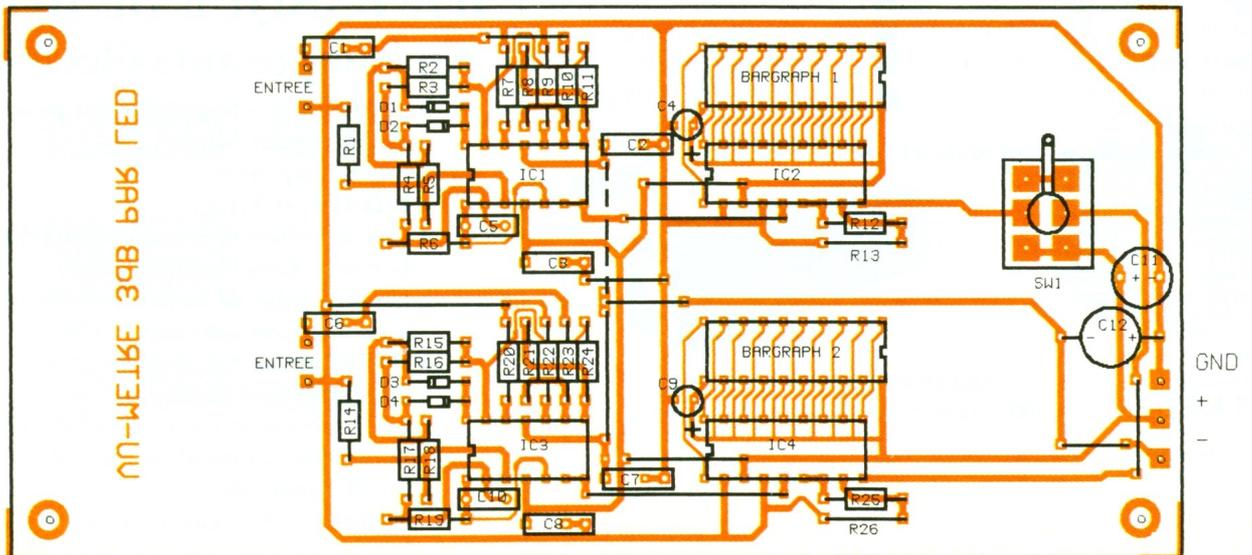
Ce vu-mètre ayant été conçu pour la table de mixage parue dans le numéro d'avril de cette année, vous prélèverez les + 15 V et – 15 V sur cette table. Soudez deux fils blindés de petit diamètre aux entrées BF et injectez-y un signal provenant d'une

3 Le synoptique des LM 3915.

4/5 Dessin du circuit imprimé et son implantation.



VU-METRE 3dB PAR LED



source quelconque. Le montage, si aucune erreur n'a été commise, doit fonctionner immédiatement.

Note

Les résistances R₁₃ et R₂₆ ne figurent pas dans la nomenclature. Elles sont remplacées sur notre circuit imprimé par deux straps. Nous avons malgré tout prévu leur implantation éventuelle sur le circuit imprimé, car leur insertion dans le circuit permet de modifier le niveau de tension mesurable par le LM3915, en changeant la valeur de la tension de référence. La formule suivante permet de calculer ces résistances :

$$V_{ref} = 1,25 \text{ V} (1 + RB/RA)$$

RA étant la résistance correspondante aux résistances R₁₂ ou R₂₅ ; RB étant l'une des deux résistances non implantées, R₁₃ ou R₂₆.

Patrice OGUIC

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances

R₁, R₂, R₃, R₄, R₅, R₆, R₁₁, R₁₄, R₁₅, R₁₆, R₁₇, R₁₈, R₁₉, R₂₄ : 82 kΩ (gris, rouge, orange)
R₇, R₂₀ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

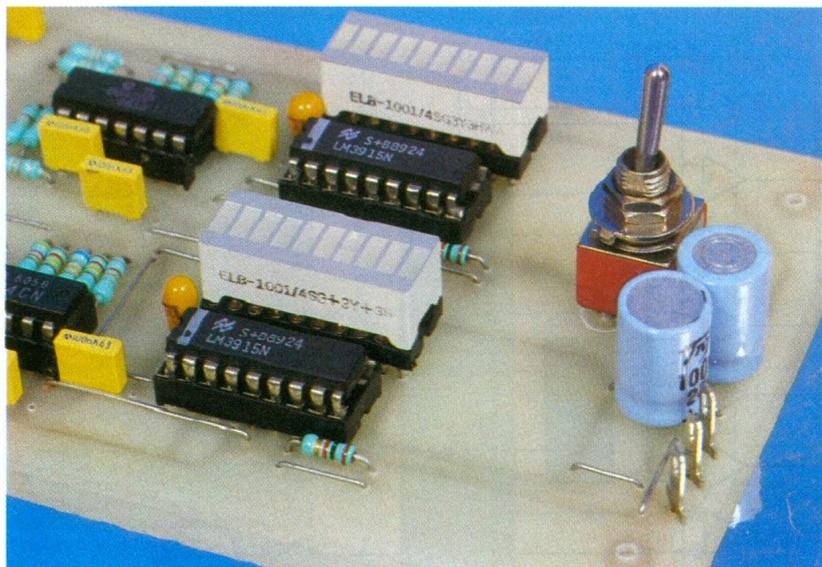


Photo 2. - Les deux bargraphs à DEL sont placés sur des supports de circuits intégrés 20 broches.

R₈, R₁₀, R₂₁, R₂₃ : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)

R₉, R₂₂ : 68 kΩ (bleu, gris, orange)

R₁₂, R₂₅ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₁₃, R₂₆ : voir le texte

Condensateurs

C₁, C₂, C₃, C₅, C₆, C₇, C₈, C₁₀ : 100 nF

C₄, C₉ : 4,7 μF 16 V tantale

C₁₁, C₁₂ : 100 μF 25 V chimiques

Circuits intégrés

IC₁, IC₃ : TL084

IC₂, IC₄ : LM3915N

2 bargraphs 10 LED

Diodes

D₁, D₂, D₃, D₄ : 1N4148

Divers

1 inverseur bipolaire

2 supports CI 14 broches

2 supports CI 18 broches

2 supports CI 20 broches

7 picots à souder

velleman-kit & CENTRELEC

la passion de l'excellence

Nouveau catalogue 92-93

Plus de 150 Kits

- Effets lumineux
- Systèmes de boîtiers
- Instruments de mesure
- Contrôleurs minuteriers
- Alimentations
- Domotique
- Audio - Hifi
- Alarme et voiture
- Télécommandes
- Systèmes d'interface

LE KIT DU MOIS :

K3507 - Convertisseur de 250 W de 12 VDC en 230 VAC

Ce kit convertisseur est livré complet avec boîtier en aluminium anodisé noir, transfo, ventilateur et câble pour se relier à une batterie. De par son faible poids (1,4 kg) il est l'outil idéal de l'automobiliste.

Tension d'entrée : 10,5 à 15 VDC (K3509 en version 24 VDC)

Tension de sortie : 230 VAC (10 %) (110 V possible)

Puissance : continue : 250 W, pointe : 500 W

Fréquence : 50 Hz cristal quartz (60 Hz possible)

Onde : sinus modifié

Dimensions : 270 x 60 x 85 mm

A retourner à

CENTRELEC

36220 PREUILLY LA VILLE

TEL. : 16.54.37.65.27 - FAX : 16.54.28.02.94

Veuillez me faire parvenir le catalogue velleman 93 ainsi que la liste des revendeurs. Ci-joint 5 F en timbres.

Nom :Prénom :

Adresse :

3615

RDX

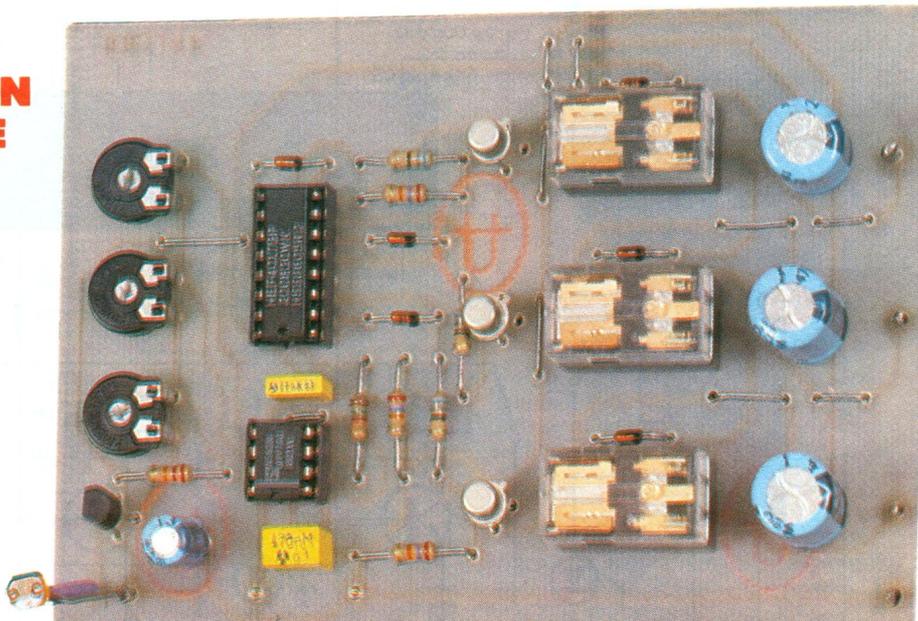
1ère BANQUE DE DONNÉES En composants électroniques

- Schémas, brochages, dessins pour Minitel 1 et DRCS pour Minitel 2
- Stock temps réel.
- Prix H.T. et T.T.C.
- Une structure neuronale vous évite une perte de temps dans l'arborescence.
- Un seul point de contrôle où tous les produits et menus vous sont accessibles.
- Utilisation de *, ?, :, #
- Fonctions puissantes.
- 2.000 mots se rapportant à l'électronique sont disponibles au point de contrôle.
- Fournisseurs etc . . .
(Références Serveur, tapez adresse.)

UNE BALISE DE SIGNALISATION AUTOMATIQUE



Ce petit module électronique se mettra en service dès le soir tombé pour attirer l'attention sur un obstacle ou baliser un passage périlleux. Ses lueurs régulières sont restituées par quelques diodes LED à haute luminosité, selon un dessin que chacun pourra personnaliser à sa guise.



A - PRINCIPE DU MONTAGE

La signalisation lumineuse automatique aux alentours d'un chantier le soir est chose banale et fort utile. Il est en effet quelquefois plus prudent de prévenir un faux pas sur une marche par une lampe de balisage située à fleur d'obstacle. Chacun a sans doute déjà pu regretter quelquefois de n'avoir pas pensé à signaler à temps une poutre basse à éviter, une porte trop basse ou simplement à indiquer le chemin à suivre le soir, dans son jardin par exemple.

Nous allons remédier à cette lacune en vous proposant de construire un petit module personnalisable, se mettant en œuvre tout seul dès qu'il jugera l'obscurité suffisante. Sa signalisation consistera en un assemblage de diodes LED représen-

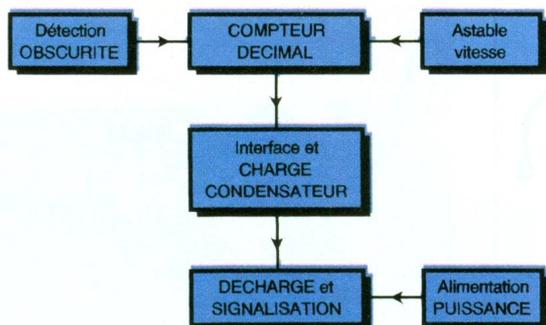
tant un symbole quelconque, une flèche comme c'est le cas sur notre maquette. En fait, celle-ci n'exploite pas toutes les possibilités d'affichage puisque l'interface de sortie a été confiée à des relais électromagnétiques très classiques, capables de commander des charges plus importantes que les quelques LED de notre prototype. En fait, notre motif est animé, ce qui accentue encore davantage son efficacité par rapport à une simple lampe allumée à laquelle personne ne prête attention bien longtemps. Autre confort, les lueurs des lampes sont à l'image de celles d'un flash, c'est-à-dire qu'elles « crachent » cette lumière brutalement pour enfin l'éteindre en douceur. Effet garanti ! La vitesse de défilement sera bien entendu réglable, ainsi que la sensibilité du dispositif lié à la mesure de la lumière.

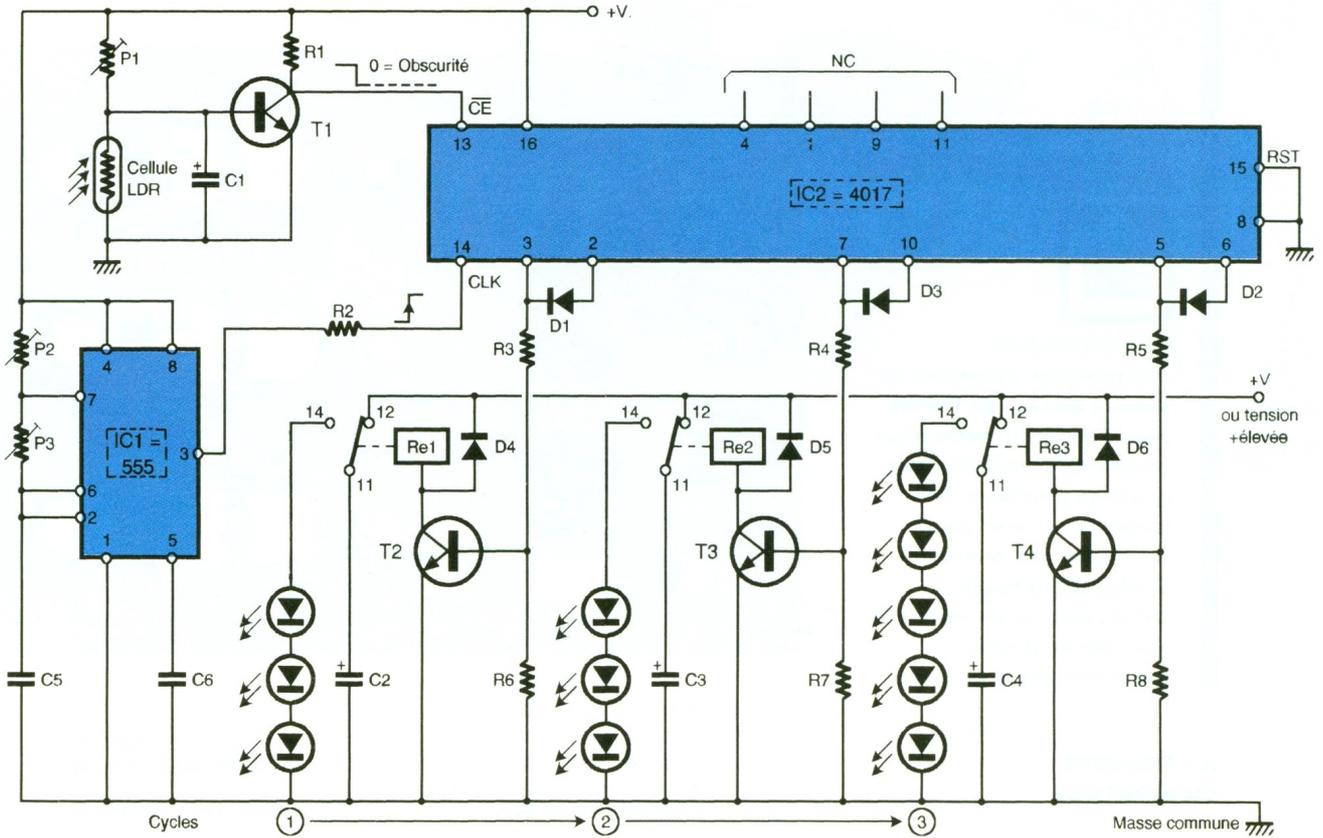
B - ANALYSE DU SCHEMA ELECTRONIQUE

Pour une utilisation épisodique ou portable, quelques piles alcalines sauront donner une autonomie suffisante, dès l'instant que la tension disponible atteint environ 12 V. Une alimentation sur le secteur peut être utilisée également, ou la batterie sur un véhicule automobile par l'intermédiaire de la prise d'allume-cigare. La polyvalence est donc totale et devrait permettre des applications plus variées encore. Le chef d'orchestre de notre montage est le fameux compteur

décimal CMOS 4017, dont l'une des sorties est toujours à 1, au gré des impulsions d'horloge parvenant sur son entrée 14. Cette entrée reçoit des impulsions régulières provenant du petit astable IC₁, construit très simplement autour du circuit NE 555, lui aussi très connu. La vitesse des impulsions et le rapport cyclique sont déterminés par les ajustables P₂ et P₃, associés au condensateur C₅. A travers la résistance R₂, le signal rectangulaire parvient à l'entrée CLK du circuit compteur ; celui-ci est alimenté en permanence entre ses broches 16 et 8, alors que la borne de RAZ est basse elle aussi. Ce circuit ne peut avancer au gré des impulsions positives qu'à condition que sa borne de validation 13 soit basse. La cellule LDR est un composant capable de modifier très fortement sa valeur ohmique en fonction de la luminosité appliquée sur sa face sensible. En pleine lumière, cette valeur descend à quelques centaines d'ohms seulement, mais monte à 100 ou 200 kΩ dans l'obscurité. La base du transistor T₁ sera haute lorsque la valeur de la LDR sera supérieure au réglage de l'élément ajustable P₁. Le condensateur C₁ n'est là que pour éviter des déclenchements intempestifs à partir de petites variations de luminosité. Si le transistor T₁ (modèle NPN) est passant, la borne 13 de validation sera basse, et le compteur IC₁ sera autorisé à faire défiler les diverses sorties du motif à ani-

1 Le synoptique de la balise automatique.



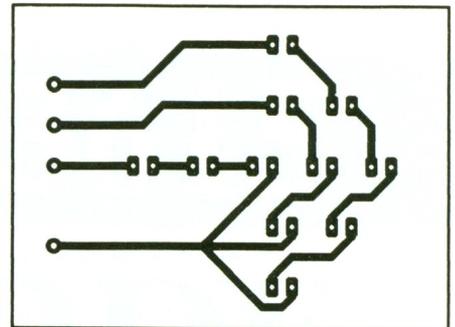


2 Le schéma électronique du montage.

mer. En fait nous avons associé deux par deux à l'aide des diodes D₁, D₂ et D₃ des sorties consécutives.

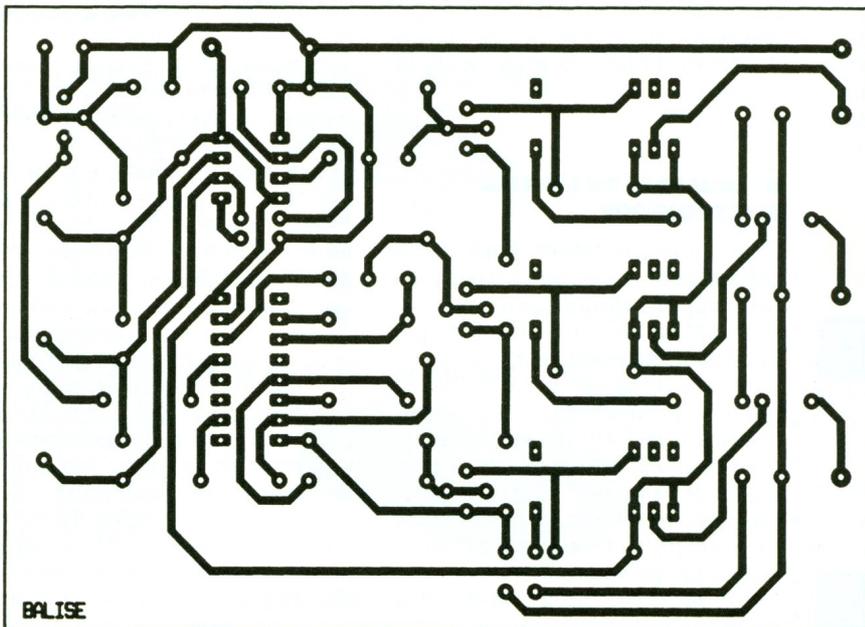
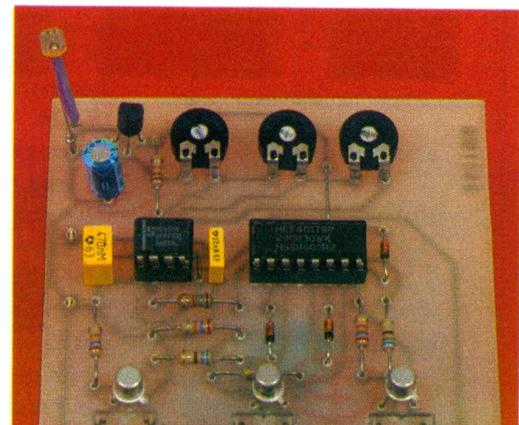
A la mise sous tension du montage, tous les contacts 11-12 des petits relais sont fermés, et ainsi les condensateurs C₂, C₃ et C₄ sont en charge simultanément.

On pourra jouer sur leurs valeurs respectives pour donner des effets particuliers ou les adapter au nombre de LED à alimenter. Si l'entrée 3 du circuit IC₂ est haute, le transistor T₂ sera passant, actionnant la bobine du relais RE₁ qui bascule son contact 11-12 vers 11-14, vidant brutalement toute l'énergie.

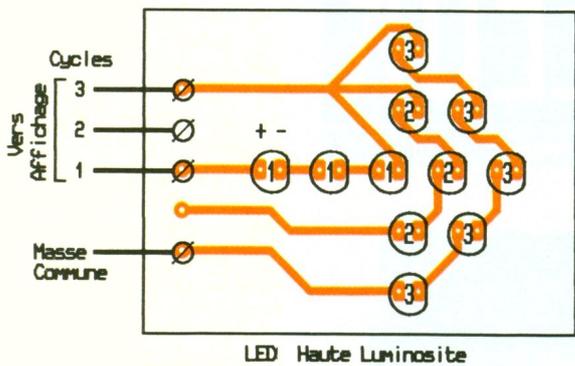
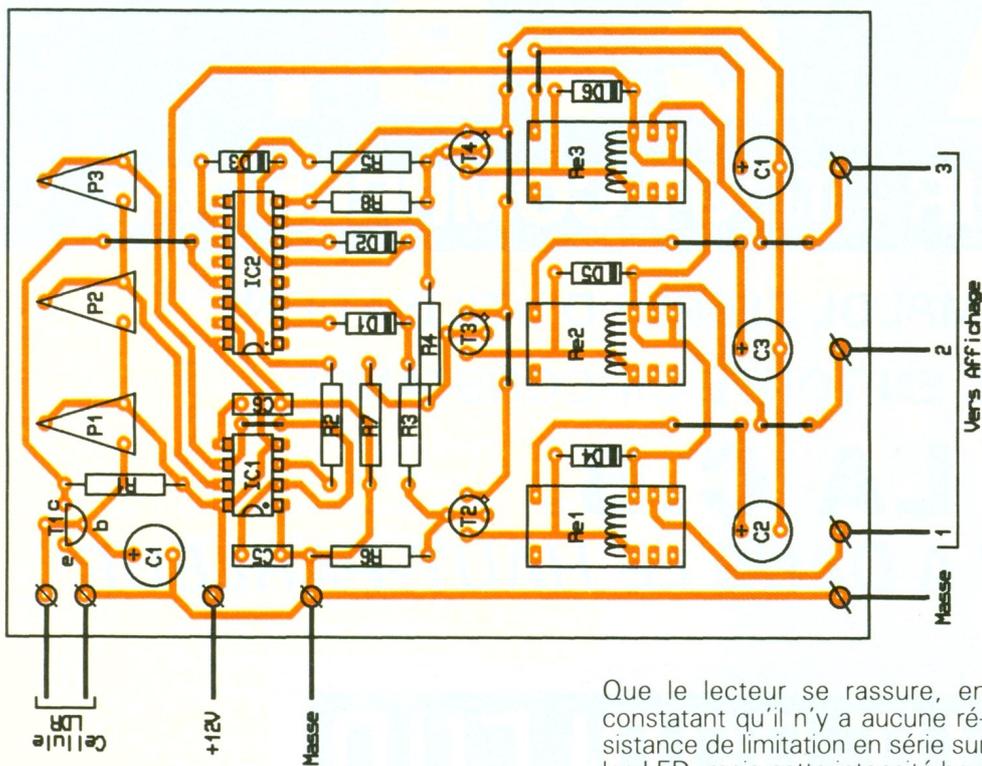


3/4 Dessins des circuits imprimés.

Photo 2. - Cette photo montre les résistances ajustables, P₁ règle le niveau d'obscurité, P₂ et P₃ permettent le réglage du rapport cyclique et la vitesse des impulsions.



BALISE



5/6 Implantation des composants.

gie du condensateur C_2 dans le premier groupe de trois LED (= étape 1). La sortie 2 du compteur prolonge quelque peu cette extinction, puis apparaît un temps mort puisque certaines broches sont restées non connectées. On sépare bien ainsi les diverses figures du message à diffuser. Les trois étapes sont identiques, au nombre de LED près, bien entendu.

Photo 4. – Cette carte regroupe les onze DEL de notre montage.



Que le lecteur se rassure, en constatant qu'il n'y a aucune résistance de limitation en série sur les LED, mais cette intensité brutale ne met pas en péril leur durée de vie, et ce n'est qu'à ce prix que l'on obtient un bel éclair bien vif, encore plus spectaculaire si l'on utilise des diodes LED à très haute luminosité. Les diodes D_4 , D_5 et D_6 protègent les transistors T_2 , T_3 et T_4 contre les surtensions selfiques à la coupure des bobines des relais.

A signaler qu'en isolant la borne + V commune des relais et des contacts, on peut éventuellement monter en série un nombre plus important de diodes LED et obtenir des figures plus complexes. Il sera dans ce cas plus prudent de surveiller la tension des bobines, de prendre un modèle 12 V ou de monter une petite résistance en série, adaptée à sa résistance propre.

Un nombre de pas plus important est réalisable, en gérant convenablement les dix sorties du compteur 4017

C - REALISATION PRATIQUE

Deux petits circuits imprimés seront développés : ils sont donnés aux figures 3 et 4. Le circuit le plus important comporte tous les composants, exception faite de ceux du module d'affichage qu'il nous a semblé plus judicieux de séparer. Quelques straps ne purent être évités. A l'aide de quelques picots à souder et de quatre fils souples, on parviendra sans peine à installer une signalisation efficace et automatique.

Le « bruit » des relais est optionnel, et contribuera sans doute lui

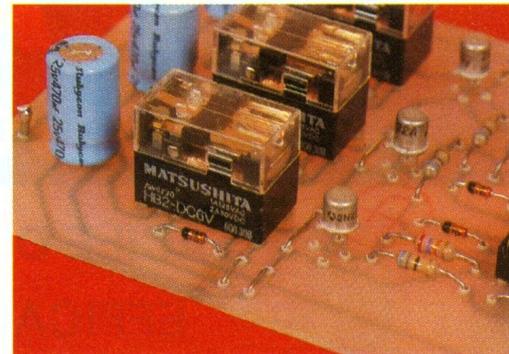


Photo 3. – Les trois relais de sortie semblent inadaptés pour l'alimentation des DEL, mais ils offrent la possibilité d'utiliser des ampoules de puissance plus importante.

aussi à attirer l'attention d'un quidam par trop distrait. Mais il est toujours possible de mettre à l'abri le module principal dans un petit boîtier isolé et calfeutré.

Guy ISABEL

LISTE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : NE 555
 IC_2 : compteur décimal CMOS 4017
 T_1 : transistor NPN BC337
 T_2, T_3, T_4 : NPN 2N2222A (tension maximale admissible $V_{CE} = 40 V$)
 D_1 à D_6 : 1N4148
 11 LED 5 mm à haute luminosité

Résistances (toutes valeurs 1/4 W)

R_1 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
 R_2 : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)
 R_3, R_4, R_5 : 680 Ω (bleu, gris, marron)
 R_6, R_7, R_8 : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
 P_1 : ajustable horizontal 100 k Ω
 P_2 : ajustable horizontal 10 k Ω
 P_3 : ajustable horizontal 470 k Ω

Condensateurs

C_1 : chimique vertical 22 μF / 25 V
 C_2, C_3, C_4 : chimique vertical 470 μF / 25 V
 C_5 : plastique 470 nF
 C_6 : plastique 22 nF

Divers

3 relais mini DIL 16 (HB National modèle RLHB2) bobine 6 V 2 contacts RT
 1 support à souder 16 broches
 1 support à souder 8 broches
 Cellule photorésistante LDR
 Picots à souder
 Fil souple multicolore

UNE SONDE AMPLIFIEE



Voici un moyen simple mais très efficace pour faciliter le réglage des filtres de bande, l'appréciation du gain d'un amplificateur, le pilotage de la tension de sortie d'un générateur, etc., dans un domaine de fréquences étendu. Sa réalisation est simple, sa mise au point inexistante et son coût très raisonnable.

L'appréciation des performances des circuits faisant appel à des amplificateurs alternatifs, notamment aux fréquences élevées, requiert le plus souvent des instruments onéreux. Il est difficile de se passer d'un générateur, mais la difficulté de mesurer une tension H.F. se heurte aux caractéristiques du mesureur, principalement lorsqu'on ne dispose que d'un simple contrôleur dont la bande passante est faible et dont l'influence des connecteurs est loin d'être négligeable sur le résultat de la mesure.

Il convient alors de faire appel à une sonde détectrice dont le rôle, comme son nom l'indique, est de transformer un signal H.F. en tension continue. Toutefois, la sensibilité du contrôleur associé à une telle sonde est largement insuffisante. La sonde amplifiée que nous proposons vise à combler cette insuffisance et donne, avec peu de moyens, l'occasion d'évaluer la présence d'un faible signal jusqu'à des fréquences de



plusieurs centaines de mégahertz, ce qui donne la possibilité de vérifier et de dépanner sur site le système de télécommande d'une maquette, par exemple.

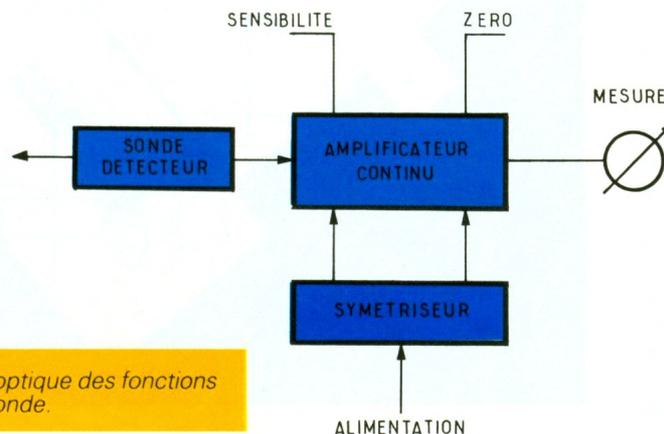
Naturellement, les possesseurs d'un bon oscilloscope auront la faculté de visualiser et de mesurer une tension H.F. avec une sonde appropriée jusqu'aux limites de la bande passante de cet instrument. C'est sans doute l'un des meilleurs moyens d'opérer mais qui n'est pas à la portée de tous ou qui ne peut pas être manipulé facilement en dehors des limites du labo personnel. Notre sonde (sans son amplificateur)

peut aussi servir à visualiser sur l'oscilloscope la forme et l'amplitude de la modulation appliquée au signal.

PRINCIPES DE BASE

La figure 1 présente le diagramme de l'appareil qui se décompose en trois parties :

- Une sonde détectrice qui transforme la tension alternative d'entrée en une tension continue.
- Un amplificateur continu à gain élevé dont on peut définir la sensibilité.
- Un système de mesure analogique donnant une indication très grossièrement proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée. L'alimentation de l'appareil est autonome. Un système de symétrisation de la tension d'alimentation permet d'obtenir la référence 0 V et autorise un réglage d'offset donnant une déviation nulle en sortie lorsqu'il n'y a pas de signal à l'entrée.



1 Le synoptique des fonctions de la sonde.

SCHEMA DETAILLE (fig. 2)

La sonde est constituée d'un détecteur à diodes germanium montées en doubleur de tension

selon une conception très classique : les alternances positives sont transmises par D_1 et chargent le condensateur C_2 , alors que les alternances négatives, bloquées par D_2 , sont accumulées par C_1 dont la charge s'ajoute à celle de C_2 .

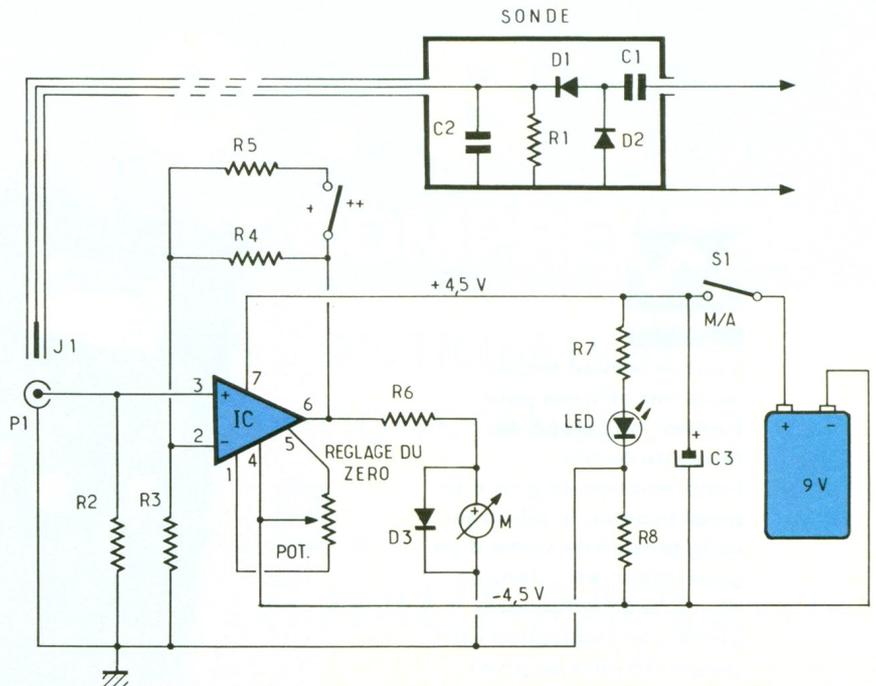
Cette présentation est bien sûr assez simpliste : elle ne tient pas compte de la caractéristique incurvée des diodes pour les faibles signaux et des effets éventuellement liés à la fréquence élevée du signal mesuré. C'est pourquoi la linéarité de la mesure ne peut être assurée sans apporter la correction nécessaire aux signaux faibles.

La résistance R_1 assure la conduction des diodes et fixe la valeur de la tension continue. Un câble blindé véhicule cette tension vers l'entrée de l'amplificateur de tension continue à travers la connexion J_1/P_1 . En fait, le rôle de cet amplificateur est de transformer la tension d'entrée en un courant capable d'actionner un microampèremètre (ou la fonction correspondante d'un contrôleur) connecté en sortie.

Le gain est obtenu par l'amplificateur opérationnel IC (741). L'entrée non-inverseuse (3) reçoit le signal détecté. R_2 fixe le potentiel au commun lorsqu'il n'y a pas de tension à l'entrée (signal nul ou sonde débranchée).

Le gain est fixé par le système de rétroaction entre la sortie (6) et l'entrée inverseuse (2). Il est égal au rapport $(R_4 + R_3)/R_3$. Les valeurs de R_3 et R_4 ont été choisies de façon à obtenir, avec une bonne stabilité, une amplification importante de 60 dB, lorsque l'interrupteur S_2 de sensibilité est ouvert. Dans le cas contraire, une résistance de plus faible valeur est obtenue par la mise en parallèle de R_5 sur R_4 , ce qui augmente la réaction négative et diminue le gain. On a fixé nominalement à deux valeurs fixes cette sensibilité, mais on pourrait adopter un plus grand nombre de combinaisons.

La sortie de l'amplificateur est connectée au + d'un microampèremètre M dont la borne négative est réunie au commun. La résistance série R_6 , dont la valeur est égale ou voisine de la résistance interne de M , optimise le fonctionnement. La diode D_3 (silicium) détourne progressivement le courant de sortie vers le commun lorsque la tension aux bor-



2 Le schéma de principe.

nes de M excède 0,7 V environ : cette disposition assure la protection de l'appareil de mesure au-delà des limites de l'échelle, sans influencer notablement la sensibilité.

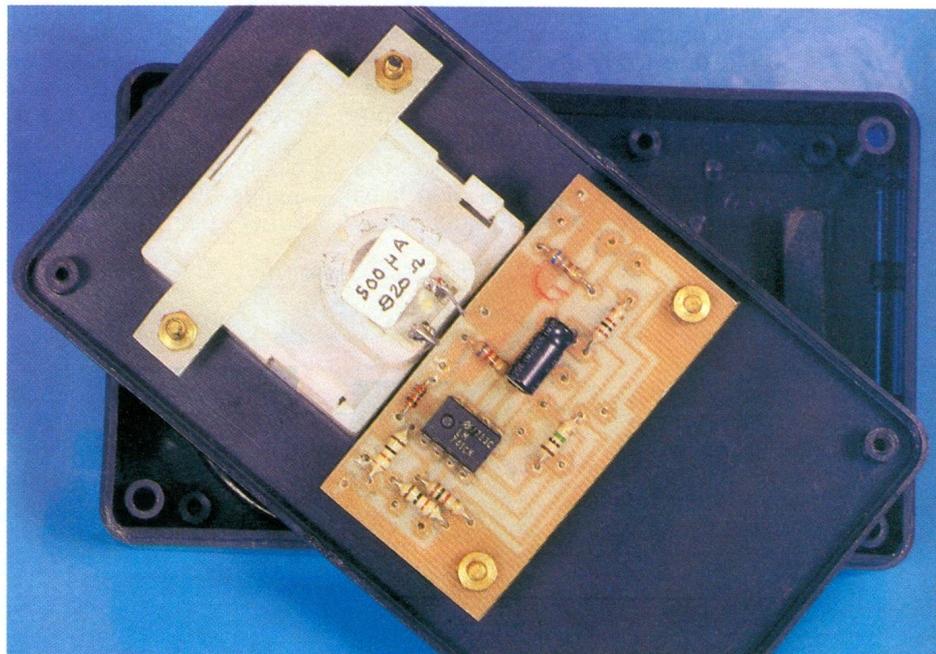
Comme tout amplificateur continu, une imprécision sur la valeur du courant de sortie est engendrée par la variation de tension d'alimentation et de température, de sorte qu'il est nécessaire de prévoir un système de mise à zéro, préalablement à chaque mesure, par le dispositif

d'annulation de la tension d'offset.

Ce réglage consiste en un potentiomètre branché entre les broches (1) et (3) et dont le curseur est réuni à la borne négative de l'alimentation. Ainsi, lorsque aucun signal n'est présent à l'entrée, la tension (ou le courant) de sortie peut être annulé par action sur le potentiomètre.

L'alimentation est assurée par une pile de 9 V, dont la tension est symétrisée en $\pm 4,5$ V, ce qui rend plus facile le câblage de

La platine prend place dans un boîtier Strapu2006.



l'amplificateur opérationnel. Cette symétrisation est très simplement obtenue au moyen d'un pont de résistances ($R_7 + \text{LED}$) et R_8 . On observe que le courant traversant ce pont est aussi utilisé pour illuminer une diode de signalisation. La condensateur C_3 découple l'entrée de l'alimentation lorsque l'interrupteur S_1 est fermé.

REALISATION PRATIQUE DE L'AMPLIFICATEUR

La construction de l'amplificateur est assez simple. Il sera contenu, avec sa pile, dans un coffret plastique ou métallique de faible encombrement. En fait, les dimensions seront particulièrement définies par celles du microampèremètre dont l'origine n'est pas précisément définie : un simple Vu-mètre gradué suffira pour peu que sa sensibilité soit meilleure que 1 mA à pleine déviation. Reste à connaître sa résistance interne, si elle n'est pas indiquée sur le cadran. Cette dernière valeur sera en effet celle que nous donnerons à R_6 .

On ne cherchera pas à déterminer la résistance interne du microampèremètre en utilisant

l'ohmmètre d'un contrôleur, ce qui entraînerait vraisemblablement un choc fatal, mais en faisant appel à la méthode suivante : une pile de 1,5 V (E) montée en série avec une résistance R de l'ordre de 4,7 k Ω est branchée aux bornes de l'appareil dont on observera la déviation i . Si r est la résistance interne à apprécier, on aura :

$$r_{k\Omega} = \{E_{\text{Volts}}/i_{\text{mA}}\} - R_{k\Omega}.$$

Le circuit imprimé, dont le plan est présenté sur la **figure 3**, est constitué d'une carte en époxy simple face de 60 x 30 mm. L'implantation des composants sur cette carte (**fig. 4**) montre une disposition assez aérée avec l'emplacement adéquat des entrées/sorties rendant les interconnexions faciles. Les trous de fixation permettent un montage de la carte sur le panneau avant de l'appareil au moyen de deux entretoises. Le potentiomètre de réglage du zéro sera de préférence un modèle assez réduit : il est disposé sous la carte amplificateur.

REALISATION DE LA SONDE

Si la réalisation de l'amplificateur est simple, celle de la sonde nécessite un peu de soin et une cer-

taine attention pour le montage des éléments qui la composent (voir **fig. 5**).

Le corps de la sonde est constitué d'un tube d'aluminium de 10 cm de long, d'un diamètre extérieur de 10 mm et intérieur de 8 mm. La pointe de la sonde est formée par une fiche de 2 mm dont le manchon isolant sera collé à l'araldite à l'extrémité intérieure du tube d'aluminium. Il est préconisé d'utiliser une fiche dont le manchon se visse sur la fiche en se présentant côté pointe. Si ce manchon a un diamètre très inférieur à 8 mm, on l'augmentera par l'enfilage de plusieurs gaines thermorétractables.

Le câblage interne sera ensuite réalisé selon la disposition présentée sur la **figure 5**. Le condensateur C_1 sera de préférence un modèle cylindrique à sorties axiales (polystyrène ou polycarbonate, par exemple). Les interconnexions sont réalisées en utilisant de petits manchons (rivets) ou des tortillons obtenus en enroulant de fil nu une queue de foret de 1,5 ou 2 mm.

La sortie se fait par un câble blindé très souple d'une cinquantaine de centimètres de long terminé, côté ampli, par un connecteur Cinch mâle. Une tresse, côté sonde, assurera la connexion de masse.

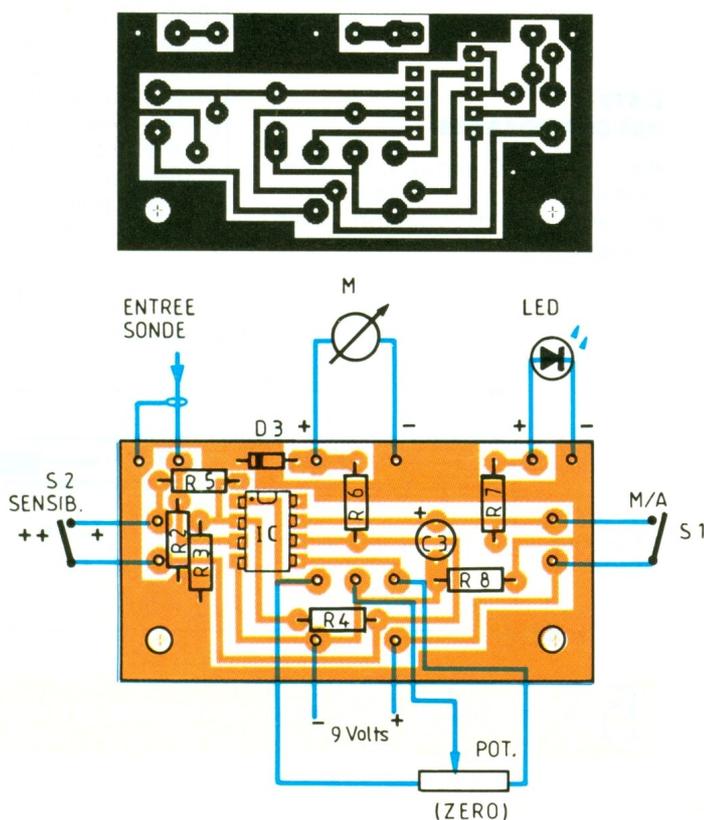
Pour prévenir tout risque de court-circuit, on glissera l'ensemble dans une gaine isolante thermorétractable, on enfilera ce câblage isolé dans le corps de sonde et l'on vissera la pointe sur le manchon préalablement collé.

La fermeture du corps de sonde sera assurée au moyen d'un manchon en plastique souple de 8 mm de diamètre et de 12 à 15 mm de long. On coince ce manchon dans le tube avec la tresse de masse.

VERIFICATIONS ET PERFORMANCES

Il n'est pas prévu de mise au point. En principe, dès la mise sous tension, l'aiguille du microampèremètre doit « partir » dans un sens ou dans l'autre. On réglera le zéro sur la position la plus sensible (+ +), et on appliquera un très faible signal sinusoïdal (quelques mV) à l'extrémité de la sonde, au moyen d'un générateur de fonction à faible impédance de sortie, réglé sur

3/4 Dessin du circuit imprimé et implantation des composants.



une fréquence d'au moins 100 kHz.

Si on le souhaite (et si on en a les moyens), on pourra faire l'étalonnage de cet appareil en comparant les indications données à une référence comme la trace verticale visualisée sur un oscilloscope, par exemple. Toutefois, cette opération n'apportera pas une aide précieuse pour la mesure de l'amplitude précise d'un signal H.F. : cet appareil est plutôt utilisable en mesures relatives.

La sensibilité à pleine déviation, mesurée avec un microampèremètre de 500 μA et de 820 Ω de résistance interne, est la suivante (valeurs typiques) :

- position (+) = 80 mV eff.
- position (+ +) = 8 mV eff. (un signal de 2 mV eff. est parfaitement décelable).

Avec un condensateur C_1 de 1 000 pF et une mesure à basse impédance (50 Ω ou 100 Ω), la bande passante va de 10 kHz à plus de 250 MHz.

Le débit de la pile est de l'ordre de 6 mA.

La DEL est implantée côté soudure pour apparaître sur la face avant du boîtier.



UTILISATION DE LA SONDE

La sonde peut être utilisée en moniteur de tension à la sortie basse impédance d'un générateur A.F. ou H.F. pour conserver le niveau constant lorsqu'on fait varier la fréquence pour le relevé d'une courbe de réponse, par exemple.

On peut également la brancher à l'entrée ou à la sortie d'un étage amplificateur à fréquence intermédiaire ou à fréquence élevée. Pour éviter l'effet de la capacité amenée par la sonde, il convient, dans ce cas, de disposer un condensateur de 10 pF en série, au prix d'une diminution de la sensibilité.

On peut aussi vérifier le bon fonctionnement d'un oscillateur local

de récepteur F.M., en branchant un condensateur de 1 ou 2 pF en série avec la sonde ou en approchant simplement la pointe de sonde d'un point « chaud ».

Une autre façon, plus élégante, de passer d'une mesure en fréquence basse à celle d'une fréquence élevée consiste à réaliser deux sondes : l'une comportant une capacité série de 10 nF, l'autre de 10 pF, par exemple. Ainsi la première sonde conviendra pour l'audiofréquence jusqu'à quelques mégahertz, l'autre sera prévue pour les fréquences élevées de 5 MHz à 250 MHz.

Le même type de sonde branché (sans amplificateur) à l'entrée d'un ampli vertical d'oscilloscope remplira le même office : en position continu, une trace horizontale aura une hauteur proportionnelle au niveau du signal, et en alternatif et en présence de modulation d'amplitude, on pourra visualiser la forme et l'amplitude de la tension de modulation.

Enfin, si l'on souhaite faire l'économie de l'achat d'un Vu-mètre, il est évidemment possible de relier la sortie de l'amplificateur aux bornes d'un contrôleur analogique connecté en mesureur de courant continu (< 1 mA). L'utilisation d'un contrôleur numérique n'est pas recommandée pour cet emploi, sauf s'il dispose d'une échelle style « Bargraph ».

Jean CERF

LISTE DES COMPOSANTS

R_1 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

R_2, R_5 : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_3, R_8 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

R_4 : 1 M Ω (marron, noir, vert)

R_6 : 820 Ω (*) (gris, rouge, marron)

R_7 : 680 Ω (bleu, gris, marron)

Pot. : 10 k Ω , linéaire

C_1 : 1 nF

C_2 : 10 nF céramique

C_3 : 10 μF radial ou tantale

IC : ampli op 741

D_1, D_2 : diode germanium AA118, AA119

D_3 : 1N4148

LED : 3 mm, haute luminosité

M : microampèremètre 500 μA , 820 Ω (*)

J_1, P_1 : connecteurs mâle et femelle (à visser) Cinch

S_1, S_2 : interrupteur subminiature à bascule

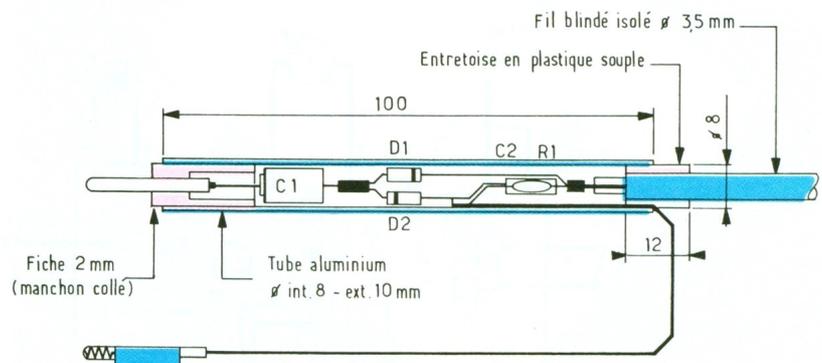
Sonde : voir texte

Coffret : Strapu 2006 ou équivalent

Pile : 9 V, alcaline

(*) Valeur typique pouvant varier selon le modèle de microampèremètre (voir texte).

Les filtres à capacité en tête se caractérisent par leur sélectivité ou bande passante déterminée par les éléments qui les composent. Ils sont constitués d'un double filtre LC accordé en entrée comme en sortie. Il arrive souvent en technique TV de voir ce genre de filtre au niveau d'un étage et disposant d'une impédance d'attaque et de sortie différente ; pour ces raisons, il devient utile d'adapter soit par prise inductive, soit par pont capacitif. Avec l'aide d'une sonde de mesure et d'un oscilloscope, il devient possible de relever point par point l'accord du filtre.



5 La fabrication de la sonde demande beaucoup de soins.

BIENVENUE DANS LE MONDE DE LA ROBOTIQUE



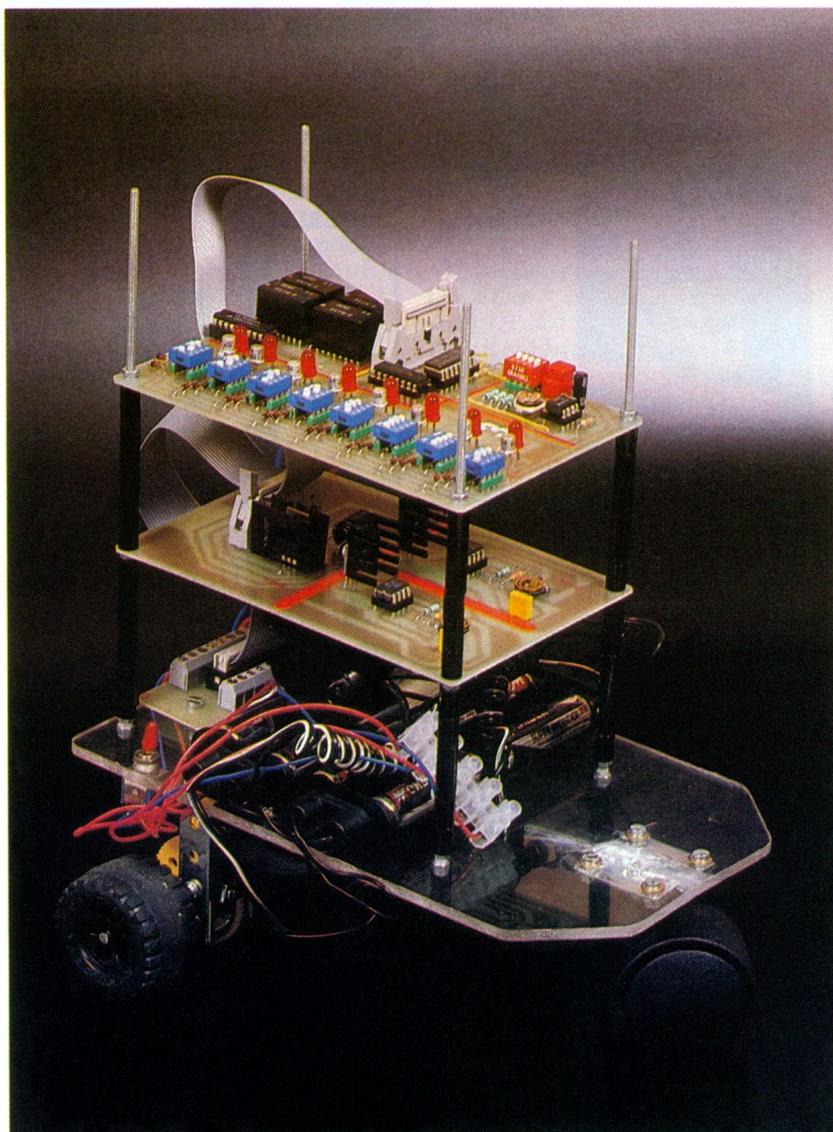
L'automate mobile proposé permet de mieux comprendre une fonction essentielle en robotique, la mémoire. Notre chariot ne va plus effectuer des déplacements au gré de son humeur mais va au contraire exécuter une séquence de mouvements que vous aurez définie selon vos besoins. Il n'est pas nécessaire de mettre en œuvre des composants dont le fonctionnement interne reste complexe, car notre mémoire, dont le contenu est modifiable à volonté, sera constituée d'une série de huit blocs de micro-interrupteurs.

Le synoptique de la figure 1 permet de mieux cerner les fonctions des éléments employés sur les cartes.

La carte repérée C reçoit le connecteur d'alimentation ainsi que les bornes de raccordement aux moteurs.

La carte repérée 1 comporte les alimentations décrites le mois dernier.

La carte repérée 3 forme le système logique de notre chariot.



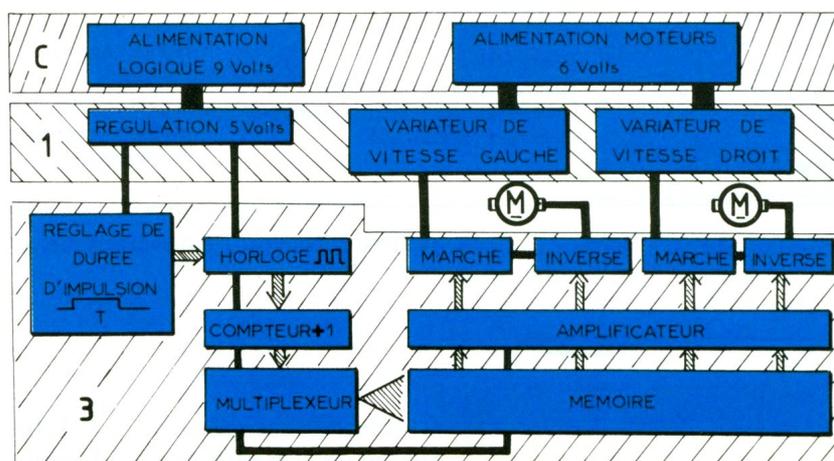
Elle est constituée d'une horloge qui incrémente un compteur binaire et ajoute la valeur 1 au mot binaire présent sur sa sortie. La

valeur de ce mot peut être remise à zéro à tout instant avec un simple appui sur le poussoir correspondant. Le mot binaire adressé au multiplexeur correspond à une de ses sorties. Comme les mots binaires qui lui sont adressés, dans un ordre croissant, les sorties du multiplexeur seront actionnées elles aussi dans cet ordre.

Chaque sortie correspond à une ligne de la mémoire constituée d'une matrice de 8 lignes sur 4 colonnes. On effectue donc une lecture séquentielle (ligne par ligne) des états présents sur chaque ligne.

Le mot d'état présent sur la ligne est amplifié et sert à actionner les relais correspondants. Par exemple, le mot de la forme 1.1.1.0, qui correspondrait aux positions des micro-interrupteurs de la première ligne de la mémoire, aurait

1 Le principe général.



l'effet suivant : Marche. Inverse gauche. Marche droit.

Le premier 1 correspond à Marche du moteur gauche, le deuxième 1 à Inverse du sens de rotation du moteur gauche et le troisième 1 à Marche du moteur droit sans inversion.

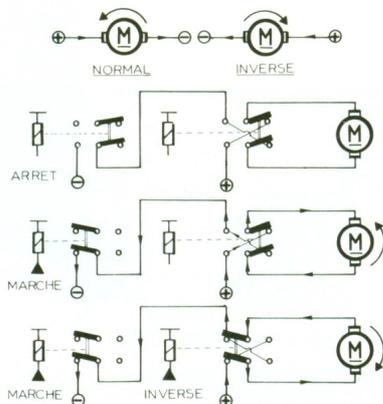
LES DEPLACEMENTS DU CHARIOT

Notre montage va exploiter au maximum les possibilités de déplacement du chariot en combinant ces états possibles des moteurs.

Selon qu'on bloque, qu'on actionne ou qu'on inverse la rotation du moteur, on aura les déplacements suivants :

- marche avant,
- marche arrière,
- pivote à droite,
- pivote à gauche,
- tourne à droite,
- tourne à gauche,
- arrêt.

Pour bien comprendre le fonctionnement des inverseurs, vous pouvez suivre le cheminement du courant symbolisé par les flèches sur les schémas de la figure 2.



2 Le sens du courant en fonction du sens de rotation des moteurs.

LA CARTE CONNECTEUR (C)

Cette carte reçoit l'ensemble des connexions des moteurs et des alimentations.

Pour la réalisation pratique du circuit imprimé de cette carte, reportez-vous au numéro de mars d'Electronique Pratique, et pour le câblage définitif comportant l'ensemble des liaisons nécessaires, voyez le numéro du mois d'avril.

Si vous avez effectué le montage précédent, vous pourrez reprendre la base du chariot sans qu'il soit nécessaire d'effectuer de nouvelles modifications.

Attention à la position de la petite flèche qui se trouve sur le connecteur HE 10 représenté vu de dessus. Ce repère indique la position de la broche n° 1, une inversion pouvant entraîner de sérieux dommages.

LA CARTE REGULATION ET VARIATEURS (1)

Le schéma général de la carte 1 se décompose en trois parties distinctes

- une alimentation régulée de 5 V ;
- le variateur de vitesse du moteur gauche ;
- le variateur de vitesse du moteur droit.

L'ALIMENTATION REGULEE 5 V

Afin d'obtenir une parfaite compatibilité entre les circuits TTL et CMOS, il est judicieux de transformer le 9 V en 5 V régulé et filtré.

Le fait de séparer complètement les alimentations de la logique a l'avantage de la mettre à l'abri des parasites électriques que les moteurs ne manqueront pas de générer. Un régulateur de type 7805 en liaison avec les bornes 11 et 12 du connecteur C nous fournit une tension régulée et filtrée qui sera disponible sur les bornes 9 et 10.

LA CARTE LOGIQUE (3)

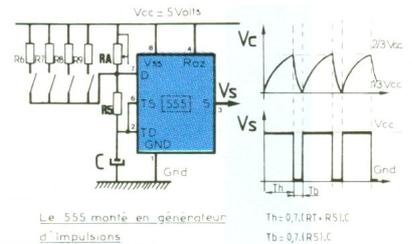
La carte logique se compose des éléments suivants :

- une horloge qui délivre des impulsions dont la durée est variable ;
- un compteur incrémental ;
- un multiplexeur ;
- la mémoire constituée de 32 micro-interrupteurs ;
- un amplificateur ;
- les relais.

FONCTIONNEMENT DE L'HORLOGE (fig. 3)

Le cœur de notre horloge est un 555 utilisé en générateur d'impulsions.

Les broches du 555 sont :
TD : tension de déclenchement (trigger)



3 L'horloge s'articule autour d'un NE555.

RAZ : remise à zéro

Vss : tension d'alimentation

Gnd : masse

D : décharge du condensateur

TS : tension de seuil

S : sortie.

Les graphes de VC et de VS permettent de suivre le fonctionnement dans le temps du 555.

En effet, le temps Th correspond à la charge du condensateur C au travers des résistances RA et R5.

La résistance RT est constituée de la résistance équivalente de RA et des résistances R6 à R9 montées en parallèle. Le temps de charge d'un condensateur est proportionnel au produit de la valeur de la capacité et de la résistance : $T = R \times C$.

Plus la valeur de R sera grande pour un condensateur donné et plus le temps de charge sera long.

Donc, si nous voulons augmenter le temps Th, il faut augmenter la valeur de la résistance équivalente RT, et si nous voulons le diminuer, il suffit de la diminuer.

Cas de deux résistances en parallèle :

$$RT = (RA \times R) / (RA + R)$$

$$R = R6 \text{ ou } R7 \text{ ou } R8 \text{ ou } R9$$

Cas des quatre résistances en parallèle avec RA :

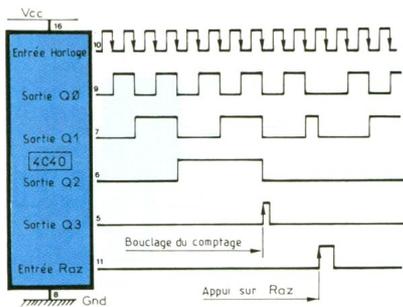
$$1/RT = (1/RA) + (1/R6) + (1/R7) + (1/R8) + (1/R9)$$

Le calcul de Tb ne pose, lui, aucun problème car il est directement fonction des valeurs de R5 et C qui sont définies. La valeur de Tb correspond à la décharge du condensateur C au travers de R5 dans la broche D (décharge) du 555.

Au total, le temps entre chaque front descendant de la sortie S du 555 sera : $T = Th + Tb$.

FONCTIONNEMENT DU COMPTEUR BINAIRE (fig. 4)

Il est constitué d'un circuit intégré spécialisé connu sous le nom



4 Le principe du compteur binaire.

de compteur binaire à 12 étages et 12 sorties : le 4040.

Cette famille possède des avantages ainsi que son lot de contraintes. En premier lieu, les circuits CMOS peuvent être alimentés sous des tensions situées entre 3 et 15 V. Ils consomment très peu et ne dissipent pratiquement pas d'énergie tout en assurant des temps de réponse très rapides. Les contraintes sont principalement des précautions de stockage et de manipulation (bien que protégés, ils sont sensibles à l'électri-

cité statique), ainsi que l'obligation de forcer à un état haut ou bas les entrées actives non utilisées, sous peine de voir apparaître des parasites ou états fantômes.

GENERATION DES MOTS BINAIRES

Le 555 délivre ses impulsions rectangulaires sur l'entrée 10 du 4040. La broche 11 qui correspond à l'entrée RAZ doit être au niveau bas pour que le compteur puisse s'incrémenter.

Les broches correspondant aux sorties Q3, Q2, Q1 et Q0 prennent les valeurs :
 0000 = 0 décimal
 0001 = 1 décimal
 0010 = 2 décimal
 0011 = 3 décimal
 0100 = 4 décimal
 etc.

La broche Q3 passe au niveau 1 pour la valeur décimale 8. Cette broche étant reliée à la broche RAZ, l'entrée RAZ passe alors au niveau haut, ce qui a pour effet de remettre à zéro le compteur.

Sur le schéma général de la carte n° 3, la broche 11 (RAZ) est re-

liée aussi à un poussoir relié au 5 V. Un simple appui sur ce poussoir va mettre l'entrée RAZ au niveau haut et donc remettre le compteur à zéro.

La résistance R₁₀ évite un court-circuit entre le 5 V et le 0 V.

Le compteur s'incrémente de 1 sur chaque front descendant de l'horloge.

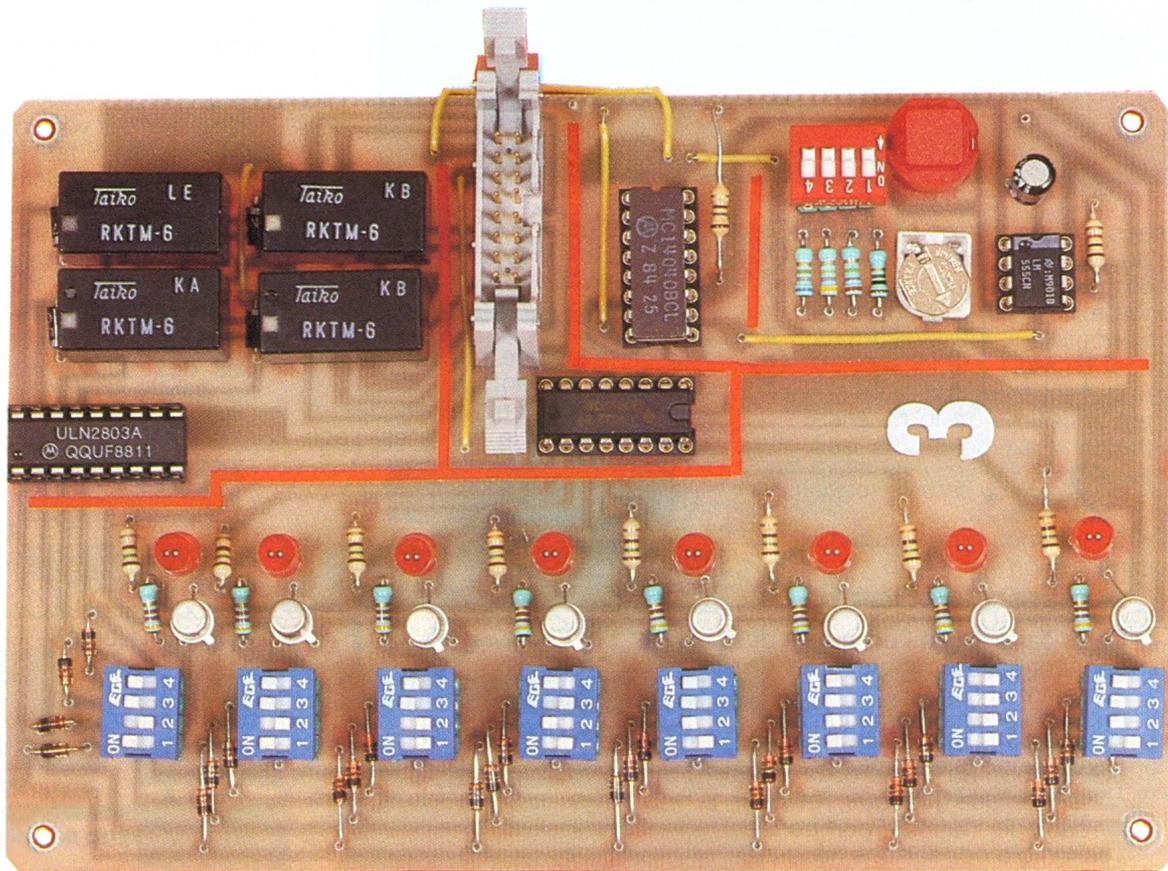
FONCTIONNEMENT DU DECODEUR MULTIPLEXEUR 74 LS 138 (fig. 5)

Il appartient à la famille TTL. Ce type de circuit doit être alimenté sous 5 V avec une faible tolérance de variation.

Le 74 (LS) 138 est un décodeur qui sélectionne 1 ligne parmi 8, son application principale étant le décodage mémoire. Ce circuit opère son aiguillage selon l'état logique présent sur chacune de ses trois entrées de sélection et de validation.

Notre boîtier étant unique, il n'est pas nécessaire de le sélectionner parmi d'autres. Les broches 4 et 5 reliées au 0 V, ainsi que la bro-

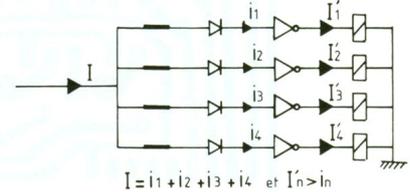
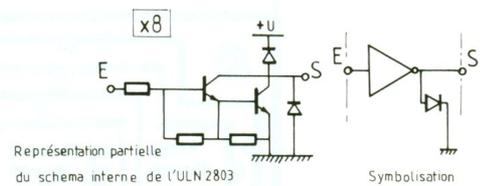
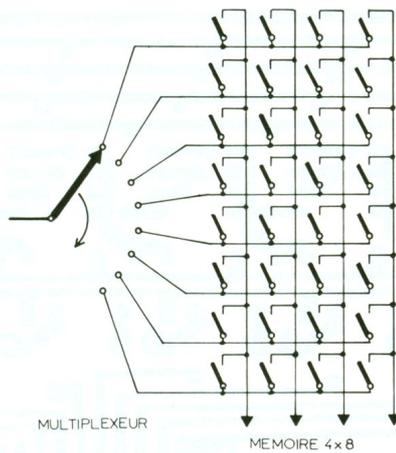
Photo 2. – La carte mémoire dispose de quatre relais de sortie et les interrupteurs DIL pour la programmation.



che 6 reliée au 5 V permettent de valider directement le 138. Les entrées A, B et C qui correspondent respectivement aux broches 1, 2 et 3 reçoivent le mot binaire qui correspond au numéro de la sortie sélectionnée. Par exemple, le mot 101 qui donne $A = 1, B = 0, C = 1$ correspond à la valeur décimale 5 et va donc valider à 0 la sortie Y5 repérée par la broche 10.

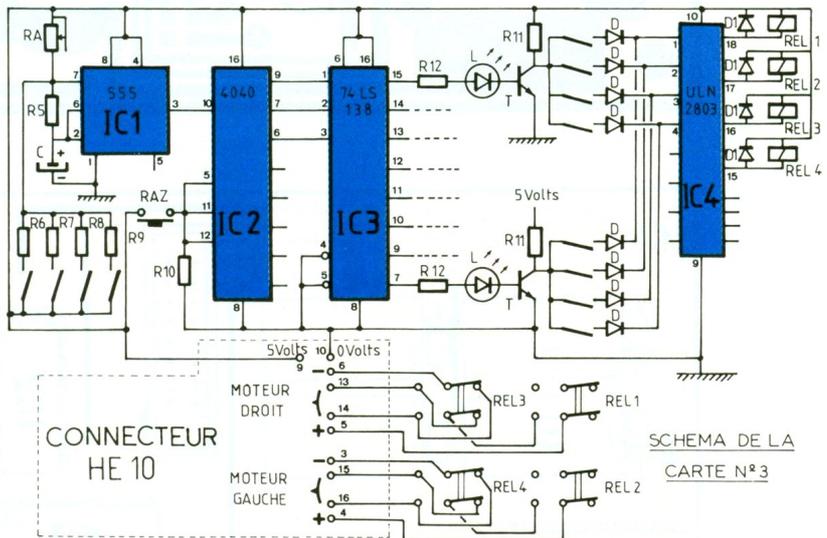
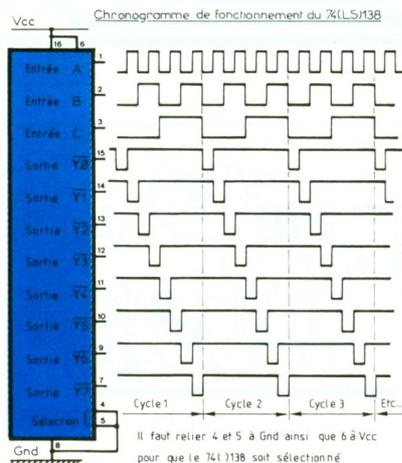
Le simple fait d'envoyer sur les entrées A, B, C les valeurs binaires correspondant successivement à 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, et 7 met au niveau bas la sortie correspondante alors que les autres restent au niveau haut.

Il est cependant plus simple de travailler avec un niveau haut sur la sortie que l'on veut effective tout en laissant les autres au niveau bas. Pour se faire, on va inverser la valeur de toutes les sorties du 138 à l'aide de transistors.



6/7

Le principe de la mémoire.
Les amplificateurs se présentent sous la forme de l'ULN2803.



5

Le principe du multiplexeur.

L'INVERSEUR A TRANSISTOR

On peut résumer cela simplement par :

ENTREE = 0 → SORTIE = 1
ENTREE = 1 → SORTIE = 0

Pour réaliser cette fonction, on utilise un transistor en commutation. Le schéma de la carte n° 3 met en évidence le fait qu'un transistor doit être placé sur chaque sortie de 138. La diode électroluminescente (L) placée sur la base du transistor permet de visualiser les niveaux d'entrée de chaque fonction réalisée.

8

Le schéma de principe.

Le transistor utilisé en commutation va travailler dans deux zones de fonctionnement :

- la saturation,
- le blocage.

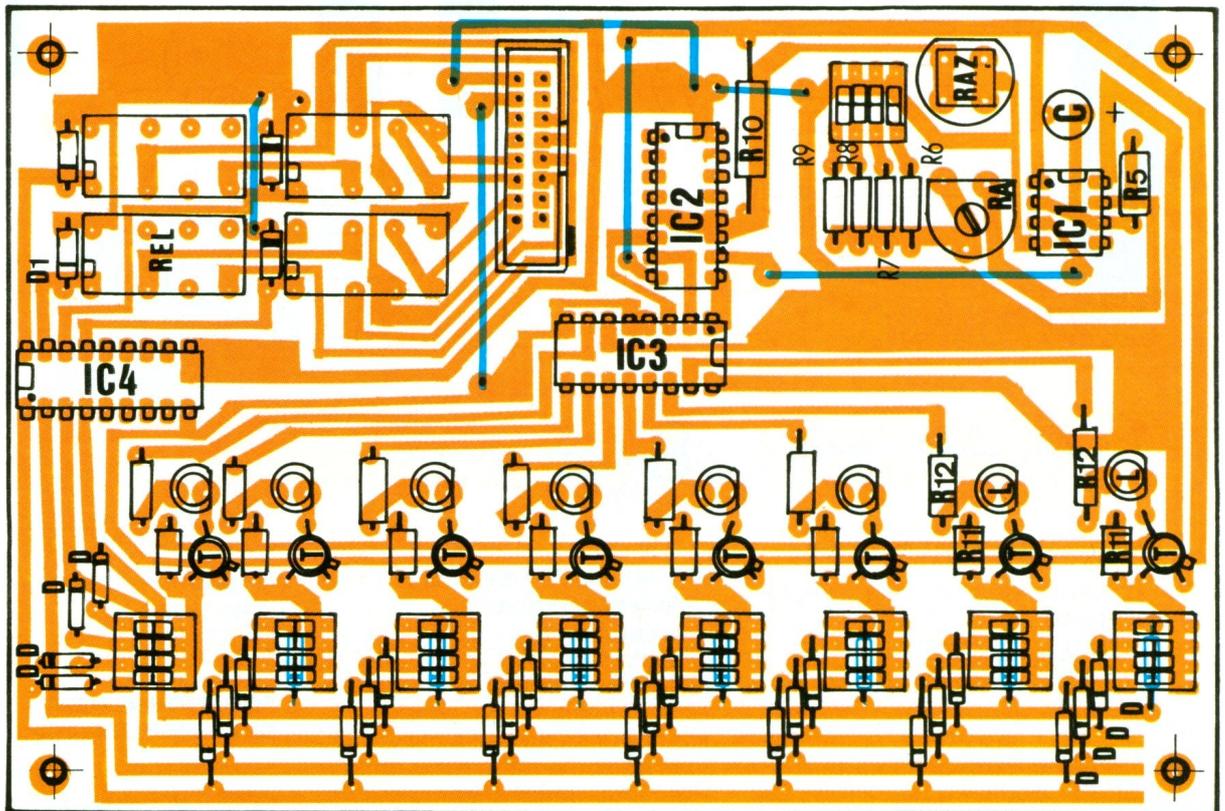
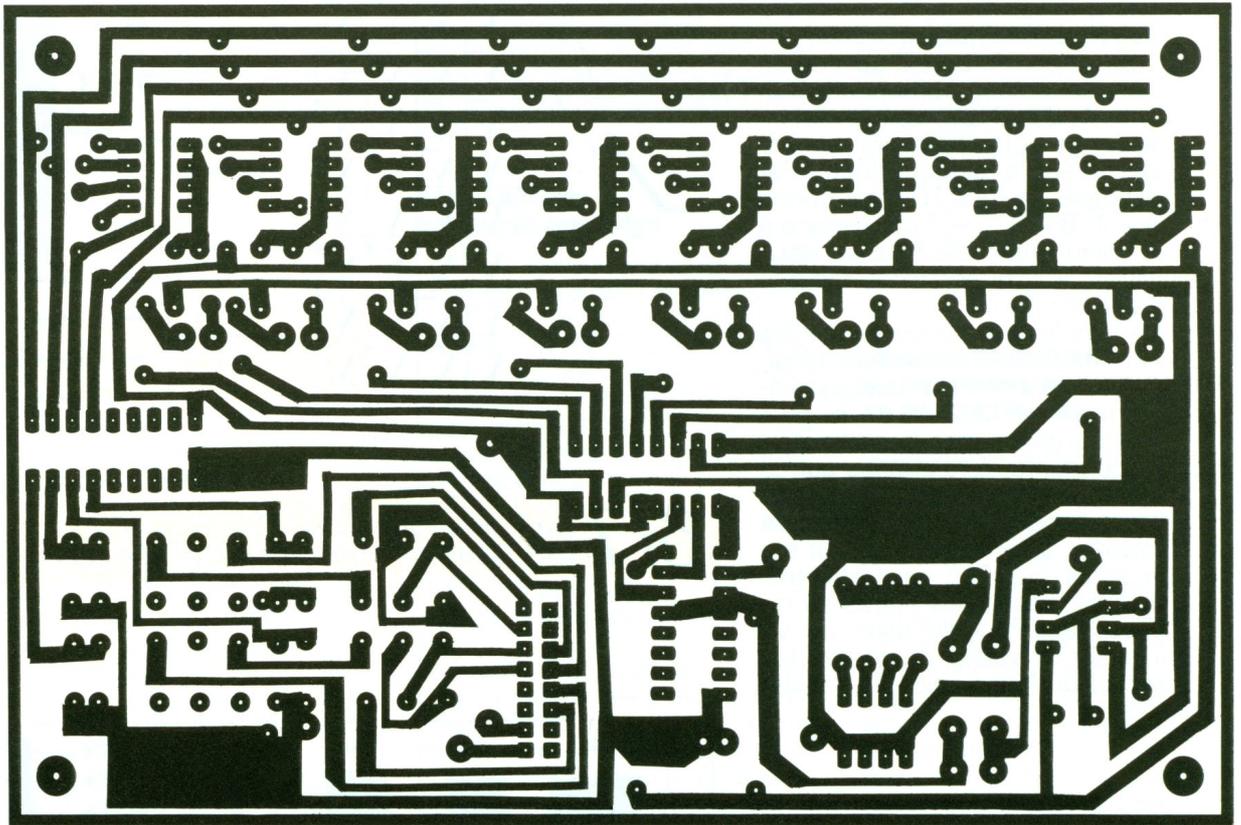
Le fonctionnement d'un transistor est fonction du courant qui circule sur sa base. La caractéristique de sortie de Vce par rapport à Ic sera donc dépendante du courant Ib.

Si le courant Ib est très faible, le transistor se trouve en zone de blocage car très peu d'électrons circulent. En revanche, si le courant Ib est grand, un nombre im-

portant d'électrons circule : le transistor est saturé et le courant Ic est grand.

FONCTIONNEMENT DE LA MEMOIRE (fig. 6)

Notre mémoire est en fait constituée d'une matrice à diodes de 8 lignes sur 4 colonnes. Une diode ayant la particularité de ne laisser circuler le courant que dans un seul sens, les retours de courant sur la matrice ne sont pas à craindre.



9/10 *Dessin du circuit imprimé et implantation des composants.*

La mémoire schématisée est dessinée sans les diodes, ce qui n'est pas gênant pour la compréhension.

Le décodeur-multiplexeur représenté par un commutateur rotatif va alimenter successivement chacune des 8 lignes de la mémoire. L'état de sortie sur chacune des colonnes sera fonction de la position des quatre interrupteurs de la ligne alimentée.

Seules les lignes 1 et 8 sont représentées sur le schéma de la carte n° 3. Le 138, suivi des inverseurs à transistors, va alimenter successivement chaque groupe de quatre interrupteurs. Les diodes D protègent les lignes non concernées des retours de courant intempestifs.

AMPLIFICATION (fig. 7)

Les quatre sorties de notre mémoire doivent alimenter au plus quatre relais. Le courant de sortie des transistors étant dans le pire des cas divisé par quatre, un amplificateur à transistors montés en darlington s'avère tout à fait indispensable.

Les quatre amplificateurs sont intégrés dans le boîtier de l'ULN 2803. Le signal amplifié ressort inversé par rapport à l'entrée. La diode qui apparaît sur la symbolisation sert à protéger les sorties de l'ULN. Cette protection ne nous dispense pas de la bonne habitude de placer une

diode de roue libre (D₁) directement sur la bobine du relais.

Le schéma complet se trouve à la figure 8.

REALISATION DE LA CARTE N° 3 (fig. 9 et 10)

Le tracé du circuit imprimé doit être soigné en raison de la relative densité des composants sur cette carte. Vérifiez après sa gravure qu'il n'y a pas de court-circuits ou des micro-coupures.

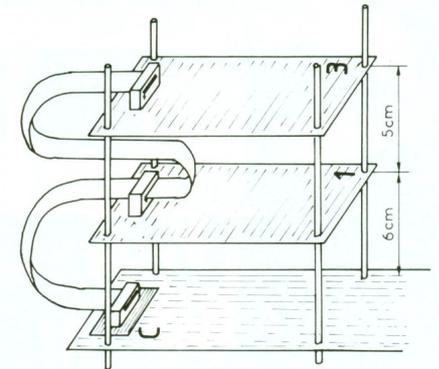
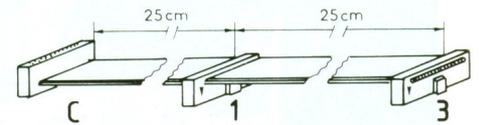
Le plus (+) du condensateur C doit être orienté vers la résistance R₅, et le (-) vers le poussoir RAZ. Les circuits intégrés seront ensuite disposés sur les supports après vérification de leur orientation.

RACCORDEMENT DES CARTES ET FONCTIONNEMENT (fig. 11 et 12)

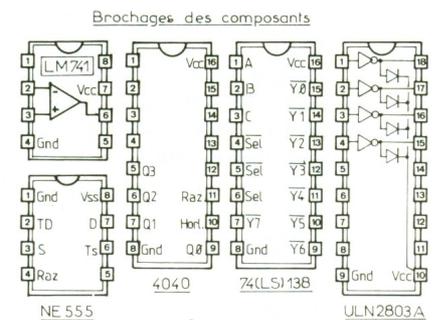
Disposez les connecteurs HE 10 à servir sur la nappe de 16 fils comme indiqué sur le schéma.

Montez les cartes sur les tiges filetées de 3 mm en disposant les entretoises plastique de 1 cm qui permettent d'atteindre la hauteur voulue. Raccordez ensuite les trois cartes avec le câble en nappe.

Après une dernière vérification, vous pouvez passer aux essais. Positionnez les quatre micro-interrupteurs qui se trouvent juste au-dessus du poussoir RAZ sur



11/12 Le raccordement des cartes.



RELAIS
2 RT/ 6 Vols

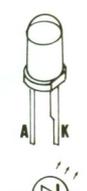
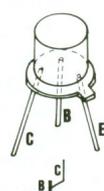
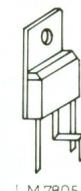
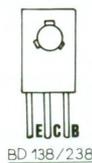
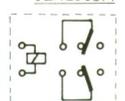
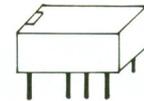
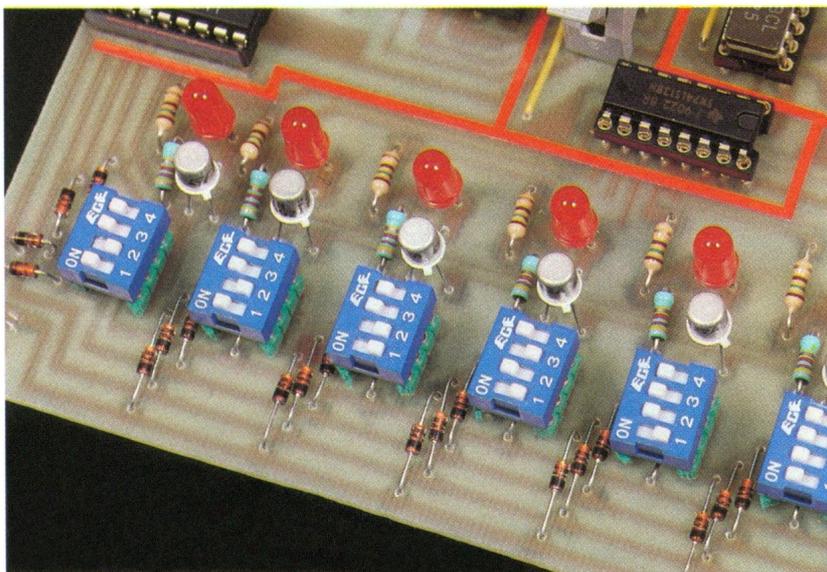


Photo 3. – Les DEL permettent la visualisation des événements.



13 Le brochage des composants.

ON. Les huit autres blocs de micro-interrupteurs sont sur OFF.

Pour commencer, après avoir mis sur marche les deux interrupteurs qui se trouvent sur la base du chariot, vérifiez que les DEL rouges se comportent comme un chenillard. Vous pouvez diminuer la vitesse de déplacement en reti-

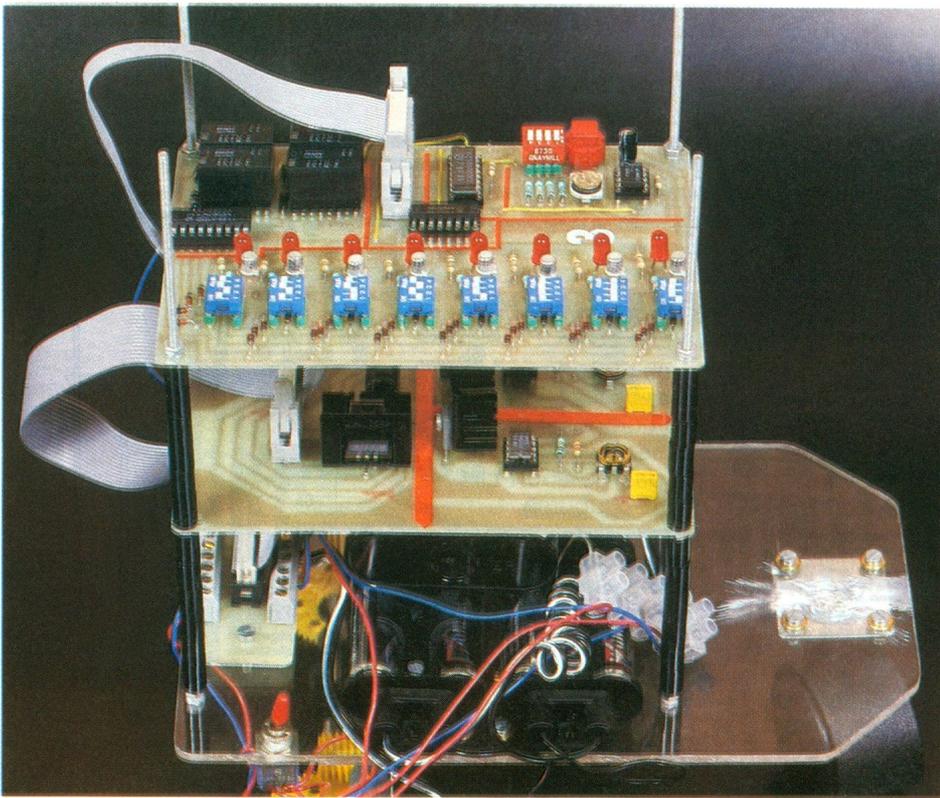


Photo 4. – Le chiot fin prêt à évoluer.

rant des résistances en parallèle sur le bloc de micro-interrupteurs. La carte étant disposée avec le poussoir RAZ orienté vers vous, écrivez sur les huit blocs de quatre micro-interrupteurs le programme suivant :

```

1 1 1 1
1 0 1 0
0 1 0 1
1 1 0 0
0 0 1 1
1 0 0 0
0 0 1 0
0 0 0 0

```

Avec 0 = OFF et 1 = ON.

Le programme va se dérouler, la diode éteinte correspondant à la ligne active du programme.

Vous pouvez maintenant découvrir les dispositions des interrupteurs en fonction du mouvement recherché.

Le programme se déroule de manière répétitive, un appui sur RAZ ayant pour effet de reprendre le cycle à zéro.

En cas de problème, vérifiez que les piles sont correctes, qu'il n'y a pas de diode ou DEL montée à l'envers, ou que le réglage de la vitesse des moteurs droit ou gauche est correct.

Ce type de montage, qui nous l'espérons vous aura familiarisé avec les notions de mémoire et de déroulement séquentiel, permettra d'aborder facilement le montage du mois prochain : un robot mobile autonome programmable sur 256 pas, avec clavier et affichage.

P. RYTTER

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Les résistances R_1 à R_4 se trouvent sur la carte alimentation décrite le mois précédent.

Carte 3

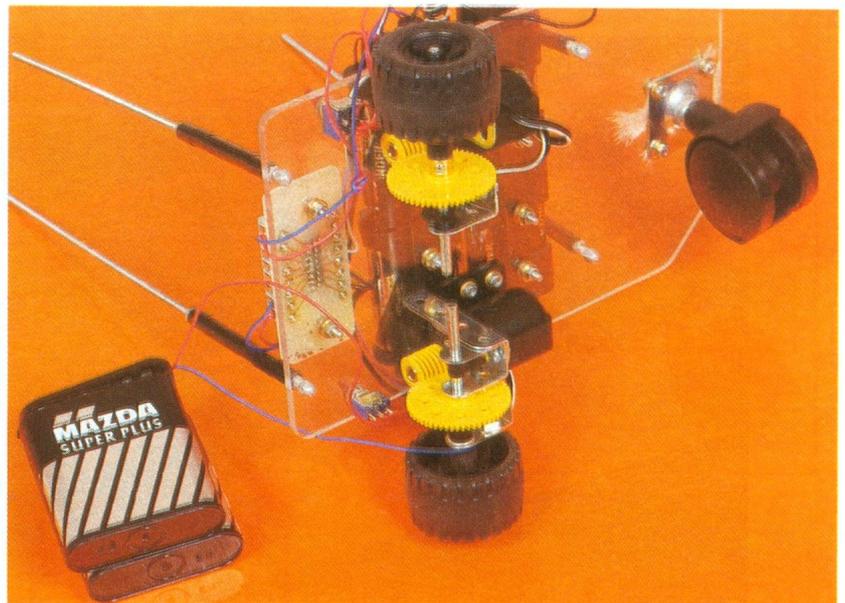
IC_1 : circuit intégré NE 555
 IC_2 : circuit intégré 4040
 IC_3 : circuit intégré 74 (LS) 138
 IC_4 : circuit intégré ULN 2803
 T : 8 transistors 2N2222
 L : 8 DEL rouges

D : 32 diodes 1N4148
 D_1 : 4 diodes 1N4007
 RA : résistance ajustable de $1 M\Omega$
 R_5 : résistance $10 k\Omega$ (marron, noir, orange)
 R_6 : résistance $1 M\Omega$ (marron, noir, vert)
 R_7 : résistance $2,7 M\Omega$ (rouge, violet, vert)
 R_8 : résistance $4,7 M\Omega$ (jaune, violet, vert)
 R_9 : résistance $5,8 M\Omega$ (bleu, gris, vert)
 R_{10} : résistance 180Ω (marron, gris, marron)
 R_{11} : 8 résistances de $4,7 k\Omega$ (jaune, violet, rouge)
 R_{12} : 8 résistances de 150Ω (marron, vert, marron)
 C : condensateur $2,2 \mu F$, 63 V
2 supports de CI 16 broches
1 support de CI 18 broches
Barrettes support tulipe sécables
9 micro-interrupteurs DIL 4 inters
1 poussoir miniature D_6 pour CI
4 relais 2 RT 6 V pour CI, Taiko RKTM-6
1 connecteur HE 10 16 broches mâles à souder

Divers

1 nappe 16 fils de 50 cm
3 connecteurs HE 10, 16 broches à sertir
4 tiges filetées diam. 3 mm, 20 cm de long
Entretoises plastique diam. 3 mm
Visserie diam. 3 mm

Photo 5. – Détail du système de motorisation.



LE PC-SCOPE, UN OSCILLOSCOPE SUR PC



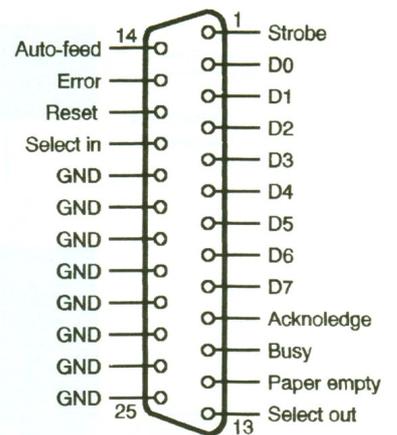
La baisse continue des prix ainsi que la diversité des produits ont conduit la plupart d'entre nous à acquérir un micro-ordinateur. Parmi les différents modèles proposés, un standard s'impose : les PC ou compatibles. Le succès de ces machines est dû aussi bien aux multiples possibilités des logiciels disponibles qu'à son architecture électronique. Les performances, sans cesse grandissantes, de ces micros nous amènent à proposer un montage qui permettra à votre PC de s'intégrer dans votre atelier comme un mini-laboratoire de mesures comprenant différentes possibilités.

Précisons que la réalisation que nous allons décrire fonctionne sur tout type de PC. La seule contrainte concerne la partie logicielle qui est prévue pour afficher les résultats sur une carte graphique couleurs de type EGA avec 128 Ko de RAM en 640 x 350 x 16 couleurs. Les possesseurs de systèmes de type VGA ou SVGA n'ont pas d'inquiétude à avoir, car ces cartes reconnaissent parfaitement ce mode.

CARTE MERE

Le dialogue avec un périphérique quel qu'il soit implique un échange d'informations ; or la sortie parallèle, comme son nom l'indique, laisse entrevoir la possibilité de « sortir » un signal mais aussi de le « rentrer ». Le détail des connexions disponibles sur la Centronics (fig. 1) fait apparaître trois types de signaux au niveau TTL :

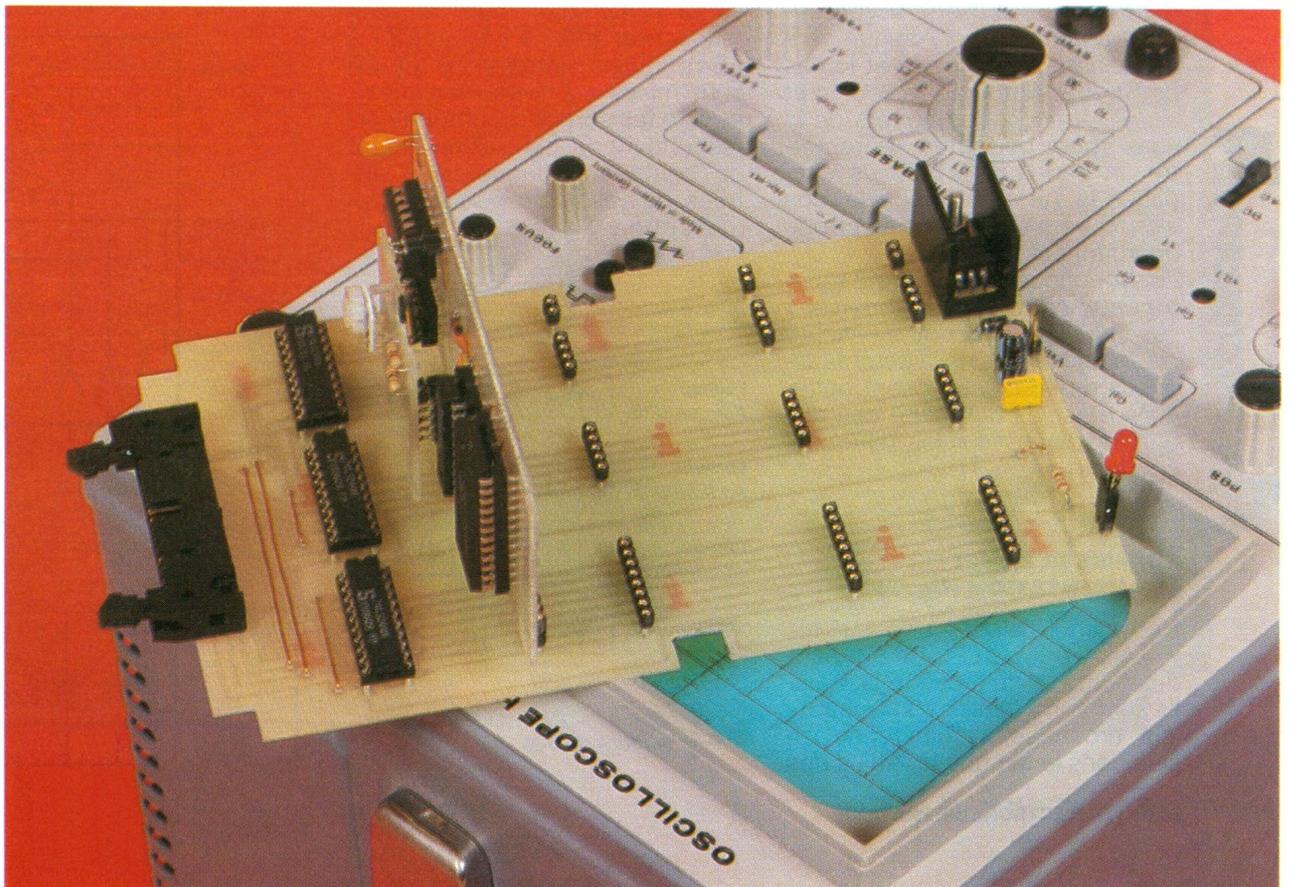
- Huit données en sortie, notamment utilisées pour envoyer le code du caractère à imprimer. Ils sont référencés D0 à D7, ils occupent chacun 1 bit (D0 bit 0, D1 bit 1... D7 bit 7) et sont accessibles en écriture à l'adresse 3F8h.
- Cinq états en entrée, permettant à l'ordinateur de connaître l'état de l'imprimante ; ils sont « lisibles » à l'adresse 3F9h : Error (détection d'une erreur bit 3),

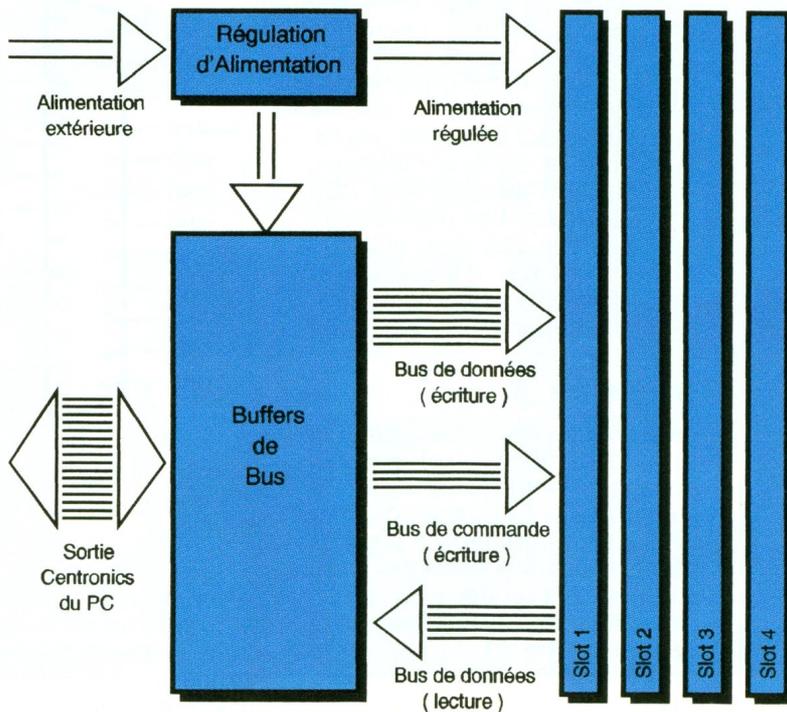


1 Le brochage de la fiche DB 25.

Select out (état en ou hors ligne de l'imprimante bit 4), Paper empty (absence de papier bit 5), Acknowledge (accusé réception du caractère à imprimer bit 6), Busy (périphérique non prêt bit 7). Les autres bits (bit 0, bit 1 et bit 2) ne sont pas connectés.

- Quatre commandes en sortie disponibles à l'adresse 3FAh pour gérer la communication : Strobe (validation du caractère bit 0), Autofeed (saut de ligne automatique bit 1), Reset (remise à zéro bit 2), Select in (mise en ou hors ligne de l'imprimante bit 3). Les autres bits (bit 4, bit 5, bit 6 et bit 7) ne sont pas connectés.





2/3 Le synoptique de la carte mère.
Le schéma des buffers de bus et de l'alimentation.

Les adresses ne représentent pas des cases mémoire mais des ports d'entrée/sortie et ne sont donc pas accessibles par un PEEK (lecture) ou un POKE (écriture), mais par un INP (lecture) et OUT (écriture).

Certains de ces signaux présentent en outre la particularité d'être logiquement inversés, c'est-à-dire qu'un 1 logique sera matérialisé par 0 V : c'est le cas de Strobe, Autofeed, Select in et Busy. Le choix des buffers de la carte mère permettra de remettre un peu d'ordre afin de simplifier la gestion logicielle des interfaces en inversant électroniquement ces signaux.

Le synoptique de la figure 2 montre cette carte « fond de panier » sur laquelle viendront s'enficher les extensions. Les différents signaux de l'ordinateur sont bufferisés et isolés de l'unité centrale puis distribués sur les différents connecteurs.

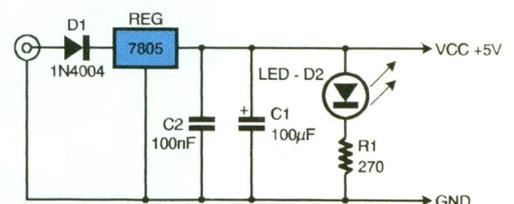
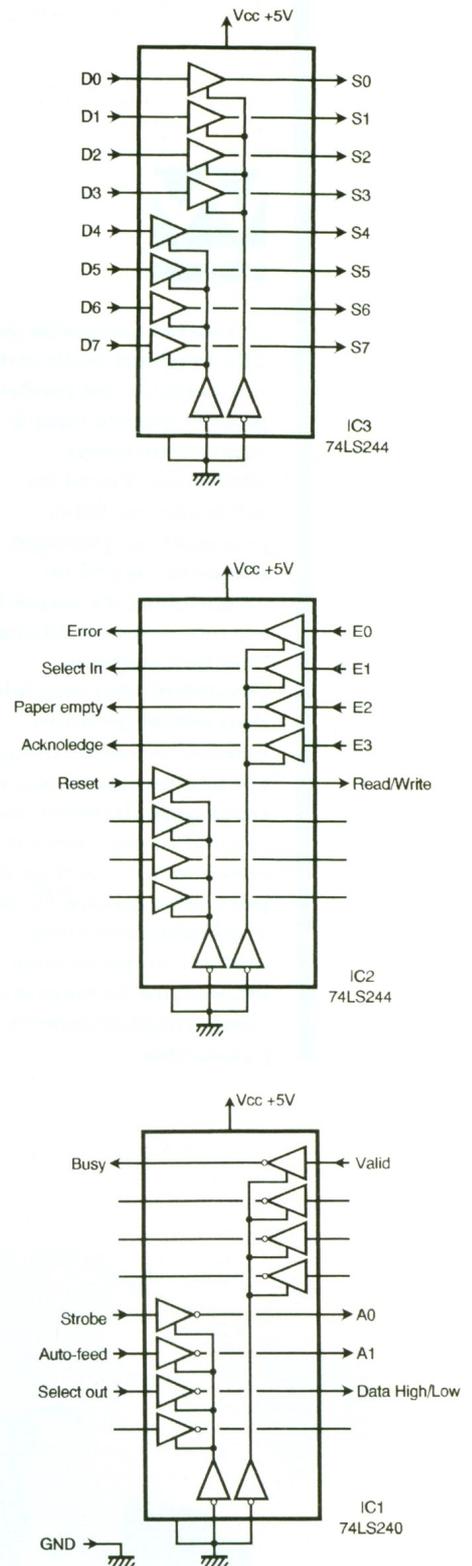
BUFFERS DE BUS ET L'ALIMENTATION (fig. 3)

Notre choix s'est porté sur les 74LS240 et 74LS244 qui sont des octuples buffers à trois états. Ils sont compatibles au niveau de leur brochage, la différence réside dans le fait que le 240 a des

sorties inversées par rapport au 244. Chaque circuit contient deux groupes de quatre buffers possédant chacun sa propre entrée de validation (EA ou EB) actives à l'état logique 0 (mis à la masse). Chaque sortie (SA1 à SA4 et SB1 à SB4) présente le même état (244) ou l'état inverse (240) que leurs entrées respectives (EA1 à EA4 et EB1 à EB4). Si les entrées EA et EB sont mises au niveau logique 1 (+ 5 V) les sorties du groupe correspondant passent alors à l'état de haute impédance. Ces entrées de validation sont directement mises à la masse.

Ecriture	Adresse 3FAh	X	X	X	X	Data High / Low	Read / Write	A1	A0
Lecture	Adresse 3F9h	Valid	E3	E2	E1	E0	X	X	X
Ecriture	Adresse 3F8h	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Valeur des bits		128	64	32	16	8	4	2	0

4 Tableau de validation des buffers de bus.



Nous avons à notre disposition, pour chacun des slots d'extension : l'alimentation régulée 5 V, 8 bits de données (D0 à D7) en écriture, 4 bits de commande (A0, A1, Read/Write, Data High/Low) en écriture et 5 bits d'entrée (E0, E1, E2, E3, Valid) en lecture. D0 à D7 constituent les données à écrire, A0 et A1 permettent de gérer quatre adresses de périphériques différents, Read/Write (1 = Read, 0 = Write) sélectionne une opération de lecture ou d'écriture, Data High/Low (1 = High, 0 = Low) choisit le quartet qui sera lu (haut ou bas), E0 à E3 fournit le quartet en entrée et Valid permet de vérifier la présence du quartet sur le bus. Voir la **figure 4** pour la correspondance des signaux. La particularité réside dans le fait que ne pouvant entrer un octet (8 bits) en une seule fois, nous serons amenés à effectuer deux opérations de lecture (4 bits hauts + 4 bits bas) pour reconstituer un octet en entrée.

LA REALISATION PRATIQUE

Le tracé du circuit est donné à la **figure 5** et l'implantation des composants à la **figure 6**. Cha-

que slot d'extension, réalisé à partir d'une barrette sécable, nécessite un groupe de deux, un groupe de quatre, un groupe de cinq et un groupe de huit contacts. Veillez à mettre en place le groupe de contacts bien perpendiculairement au circuit imprimé, ce qui permettra une insertion facile des cartes d'extensions sur ceux-ci. Le raccordement à l'ordinateur se fera par l'intermédiaire d'un câble en nappe de vingt-cinq conducteurs à sertir, côté PC, sur une prise DB25 et, côté carte mère, au connecteur femelle 26 broches.

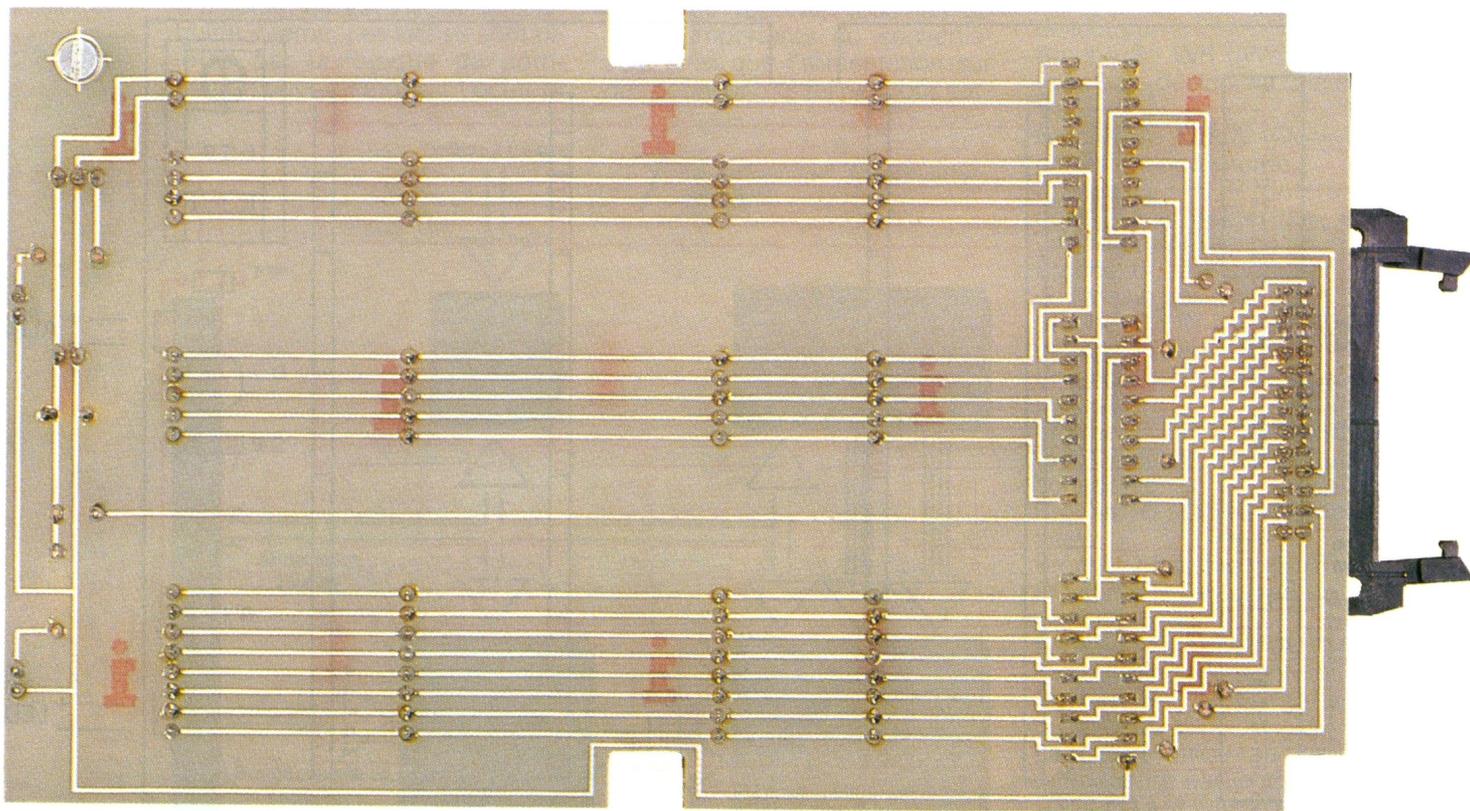
Evitez d'utiliser une nappe de plus de 75 cm de long, cela pouvant entraîner des parasites au niveau des signaux du bus. Vérifiez la disposition du câble par rapport aux connecteurs à sertir, un marquage permet de repérer la broche n° 1 sur les deux connecteurs, une bonne habitude consiste à sertir le câble en nappe avec son fil rouge sur ce repère. Notez aussi que, côté carte mère, les connecteurs mâle et femelle gardent une broche non connectée à l'opposé de la broche n° 1, ce qui est normal puisqu'il s'agit d'un connecteur 26 points, contre 25 seulement

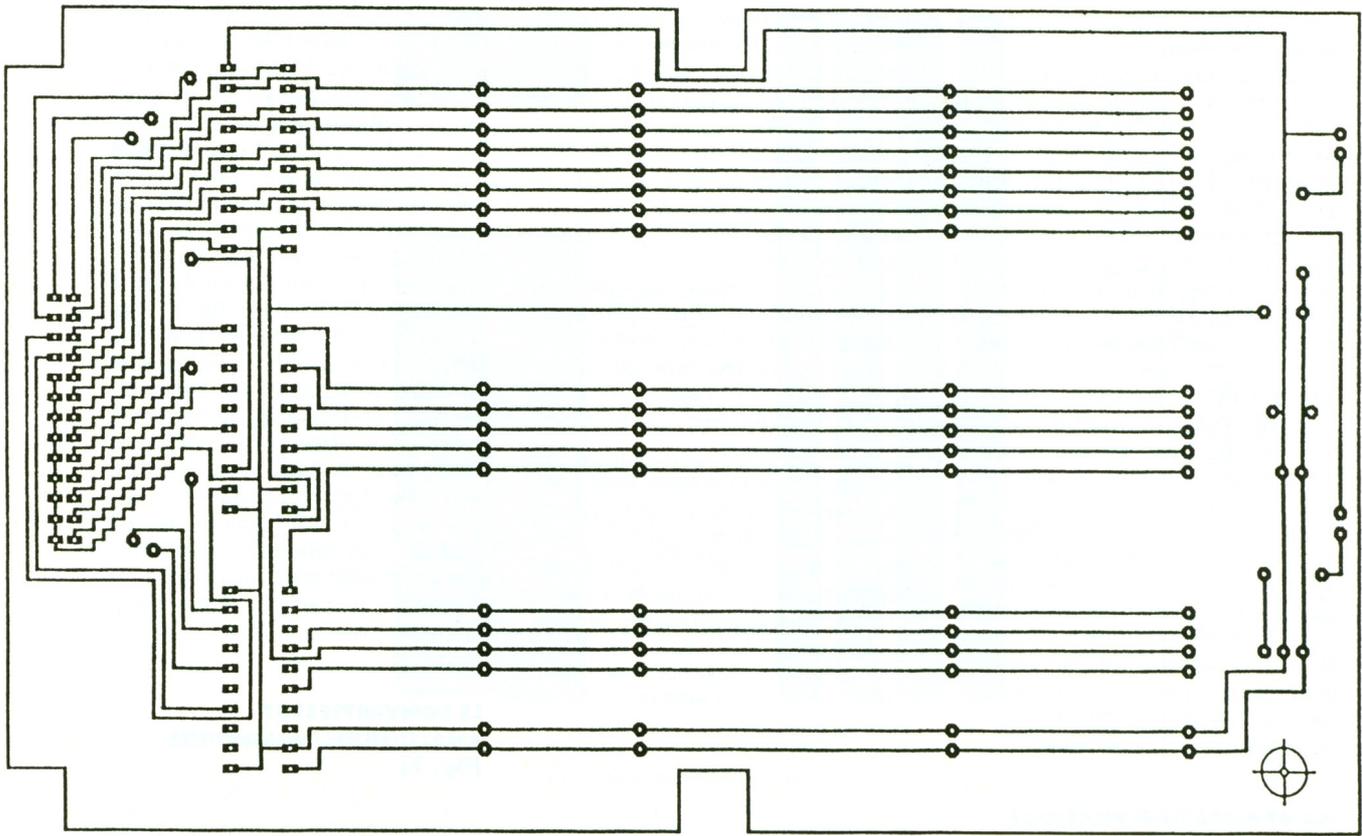
pour le PC. Le sertissage proprement dit s'effectue très simplement en insérant le connecteur et le câble correctement disposé dans les mâchoires d'un étai puis en refermant doucement celui-ci tout en vérifiant que le câble reste bien en place. Un « click » caractéristique se produit lorsque le connecteur à sertir se verrouille, signe que l'opération est effectuée. Le connecteur K₁ est à relier à l'alimentation (le + vers D₁) et le connecteur K₂ à la LED témoin (le + vers R₁). Après une dernière vérification de l'ensemble des composants, alimentez la carte mère et testez la présence d'une tension de 5 V sur les supports de circuits intégrés : broche n° 20 + 5 V, broche n° 10 masse. Débranchez l'alimentation et insérez les trois circuits intégrés IC₁, IC₂ et IC₃. Votre carte mère est prête à l'emploi.

LE CONVERTISSEUR ANALOGIQUE/NUMERIQUE (fig. 7)

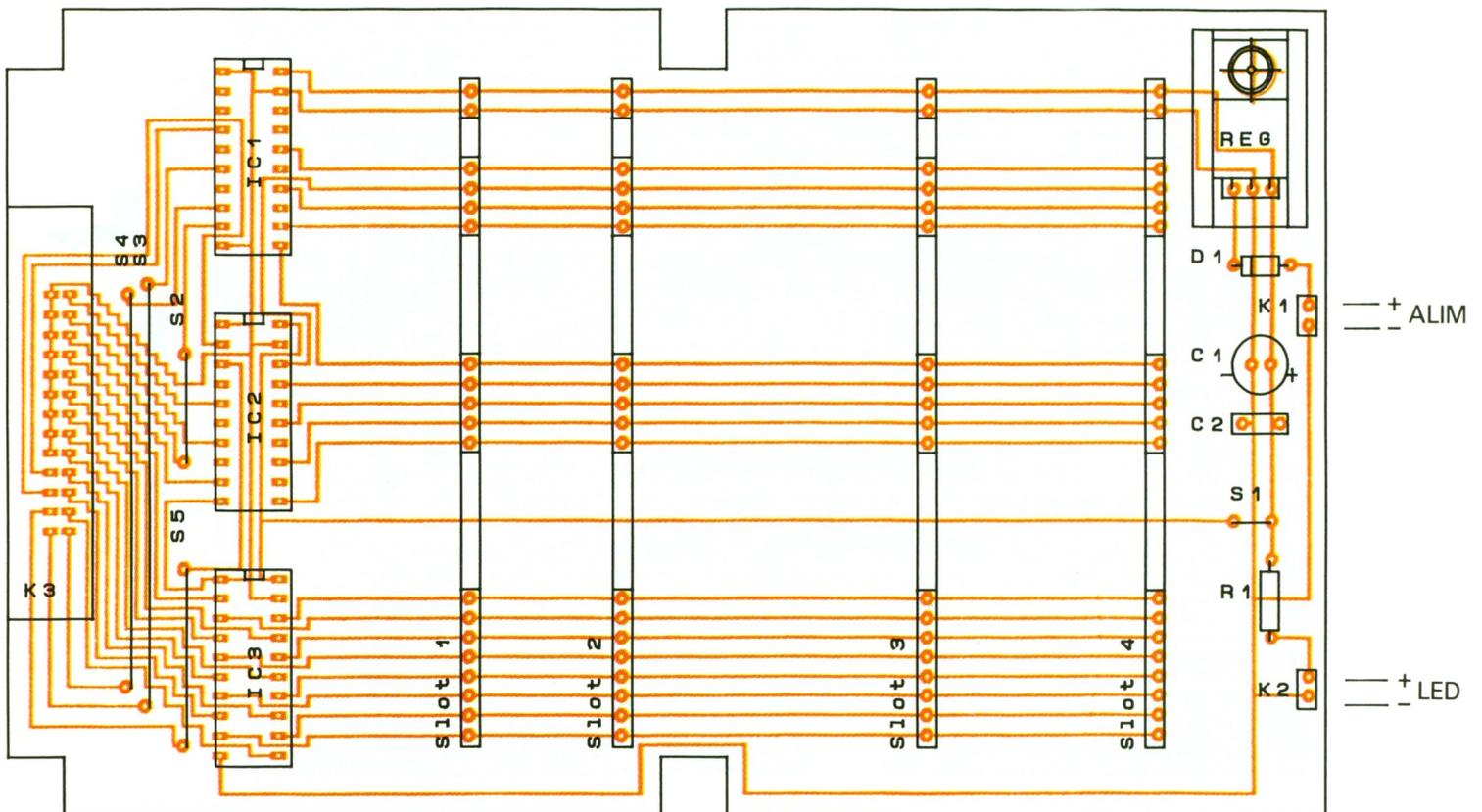
La première extension dont nous allons détailler la réalisation se comporte comme une interface d'acquisition dans laquelle nous viendrons « lire » une valeur pro-

Photo 2. – Les pistes de la carte mère restent aérées et offrent la possibilité du traçage direct.





5/6 Dessin du circuit imprimé et implantation des composants.



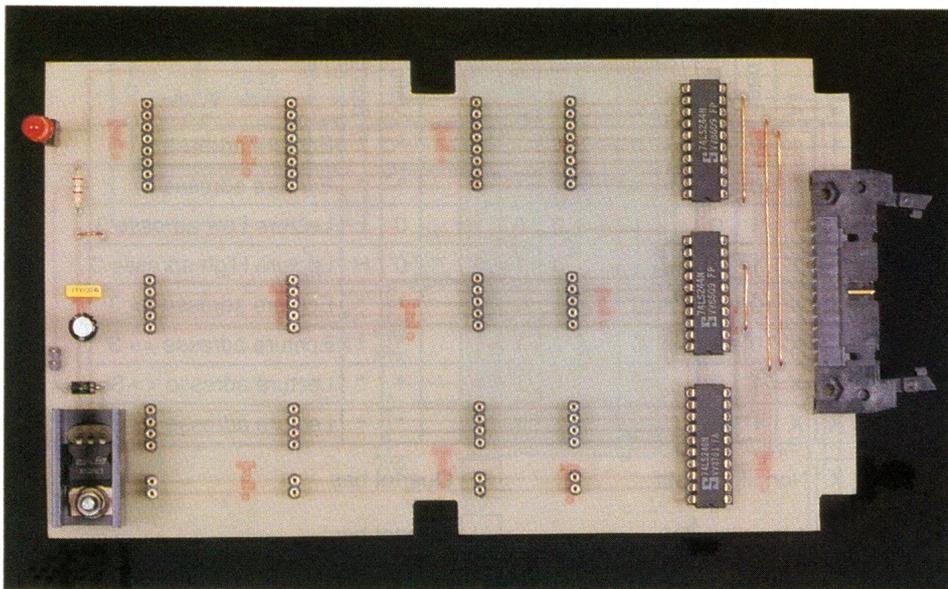


Photo 3. – La carte mère supporte les connecteurs, l'alimentation, la fiche de raccordement et les buffers d'entrée/sortie.

portionnelle à la tension qui sera mesurée. Le synoptique nous détaille son principe de fonctionnement.

La sonde est chargée de « préparer » le signal à mesurer, qui est envoyé au convertisseur, ainsi que d'opérer différents réglages. La tension est ensuite codée par le convertisseur sous la forme d'un octet qui est stocké dans un buffer interne. Les latches sont pilotés par la logique de commande pour mémoriser l'octet et

restituer, lors d'une opération de lecture, soit le quartet haut, soit le quartet bas sur le bus de la carte mère, accompagnés du signal de validation.

LA SONDE

Afin d'adapter le convertisseur au maximum de cas, nous avons choisi de reporter tous les signaux importants du convertisseur ainsi que l'alimentation sur des connecteurs tulipe, pour per-

mettre ainsi d'interchanger la sonde en fonction des besoins. La sonde que nous décrivons permet de mesurer des tensions de + ou - 5 V. D'autres schémas de sondes sont fournis avec les figures 8, 9, 10 et 11. La tension est directement présentée au convertisseur par l'intermédiaire de R₂ et AJ₁, qui permet de régler la position 0 V. Notez que la présence de R₃ entre l'entrée IN+ et le + 5 V implique que, faute de connexion, le convertisseur fournira le code 255 (tension max) lors de la lecture. L'entrée IN- est mise à la masse ainsi que ANLGND, REF2 n'est pas utilisée dans ce cas.

LE CONVERTISSEUR

Parmi la gamme des convertisseurs disponibles sur le marché, l'ADC 804 présente tous les avantages pour notre montage : simple à utiliser, facile à trouver et d'un prix modique, c'est un convertisseur Analogique/Numérique 8 bits qui intègre toute l'électronique nécessaire pour une connexion sur micro-ordinateur. Voici le brochage et les différents signaux utilisés :

Broche 1 : CS (Chip Select), actif niveau bas, sélectionne le circuit.
Broche 2 : RD (Read), actif niveau bas, précise une opération de lecture.

Broche 3 : WR ((Write), actif niveau bas, déclenche une conversion.

Broche 4 : CLKIN (Clock Input), entrée horloge interne.

Broche 5 : INTR (Interrupt Request), actif niveau bas, signale une fin de conversion.

Broche 6 : IN+ (Input+), entrée de tension positive.

Broche 7 : IN- (Input-), entrée de tension négative.

Broche 8 : ANLGND, masse analogique.

Broche 9 : REF2, tension de référence externe, ou interne si non connectée.

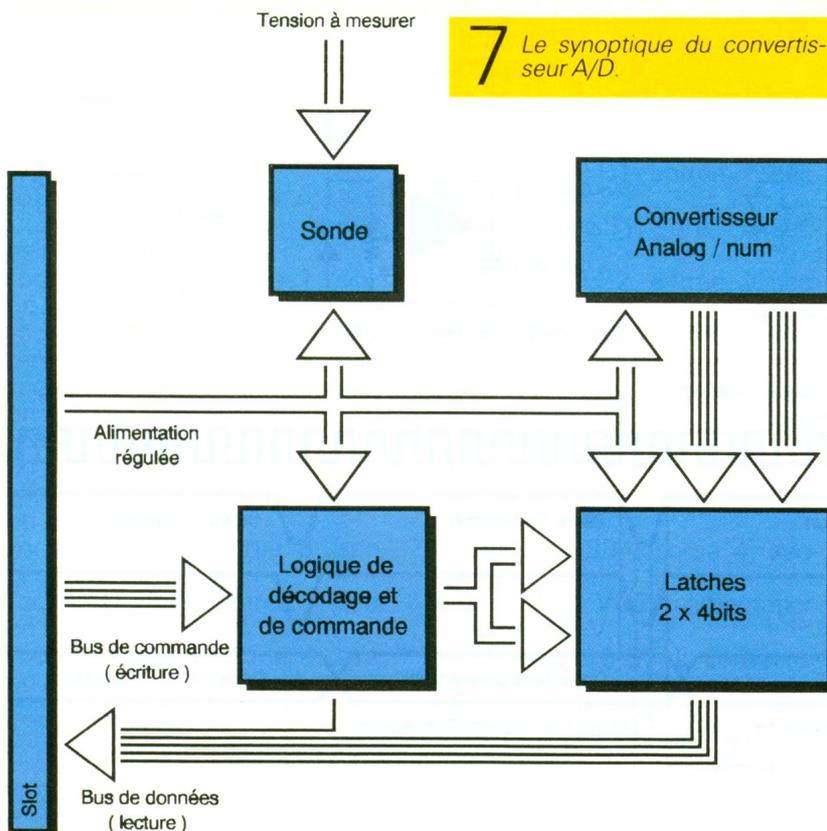
Broche 10 : DGTGND, masse digitale.

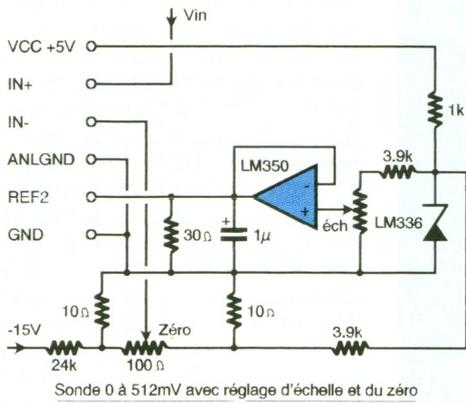
Broche 11 à broche 18 : D7 à D0 sortie 8 bits, code de la tension mesurée.

Broche 19 : CLKOUT (Clock Out), sortie horloge interne.

Broche 20 : VCC, alimentation du boîtier 5 V.

Le circuit utilisé en conversion permanente par la connexion de CS et ED à la masse et de INTR à WR. A la mise sous tension, C₂





8 Le schéma de la sonde 0 à 512 mV.

présente, pendant un bref temps de charge, un niveau bas sur WR, ce qui déclenche le premier cycle de conversion ; ensuite, c'est INTR passant au niveau bas à la fin de chaque conversion qui réamorçait le système par l'intermédiaire de WR. L'oscillateur interne est utilisé avec R₁/C₁ afin d'obtenir la fréquence d'horloge nécessaire sans avoir recours à un circuit annexe et permet d'atteindre un taux d'échantillonnage de l'ordre de 20 000. Une fois la mesure effectuée, l'octet est stocké dans un buffer interne et présenté sur D0 à D7 jusqu'à la pro-

A0	A1	Read / Write	Data High / Low	Sortie IC2	Strobe A/B	Disable A	Disable B	Valid	Bus de données	
1	1	0	0	0	1	1	1	*	*	Ecriture adresse 3
1	1	0	1	0	1	1	1	*	*	Ecriture adresse 3
1	1	1	0	1	0	0	1	0	L	Lecture Low adresse 3
1	1	1	1	1	0	1	0	0	H	Lecture High adresse 3
X	X	0	0	0	1	1	1	*	*	Ecriture adresse <> 3
X	X	0	1	0	1	1	1	*	*	Ecriture adresse <> 3
X	X	1	0	0	1	1	1	*	*	Lecture adresse <> 3
X	X	1	1	0	1	1	1	*	*	Lecture adresse <> 3

X Non significatif

L Quartet bas

1 1 logique +5V

H Quartet haut

0 0 logique 0V

* Haute Impédance

13 Le tableau d'acquisition des données.

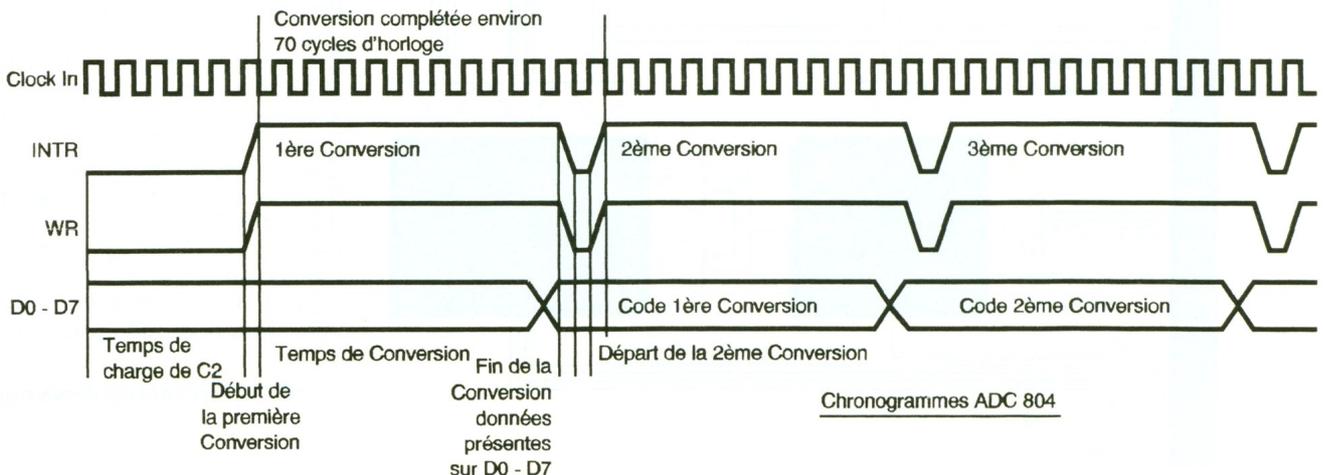
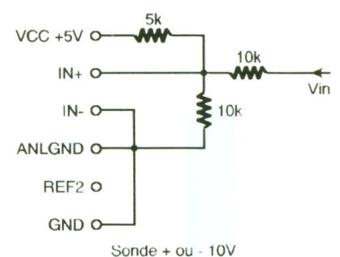
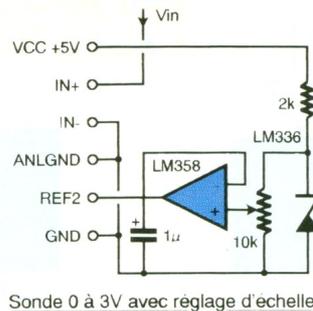
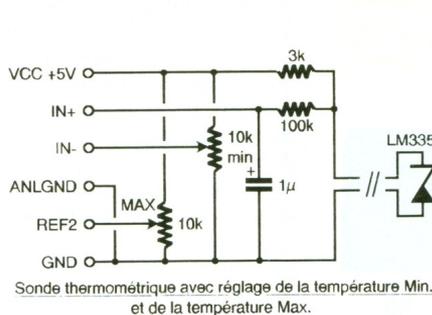
chaîne conversion ou un nouvel octet prendra sa place (voir la fig. 12).

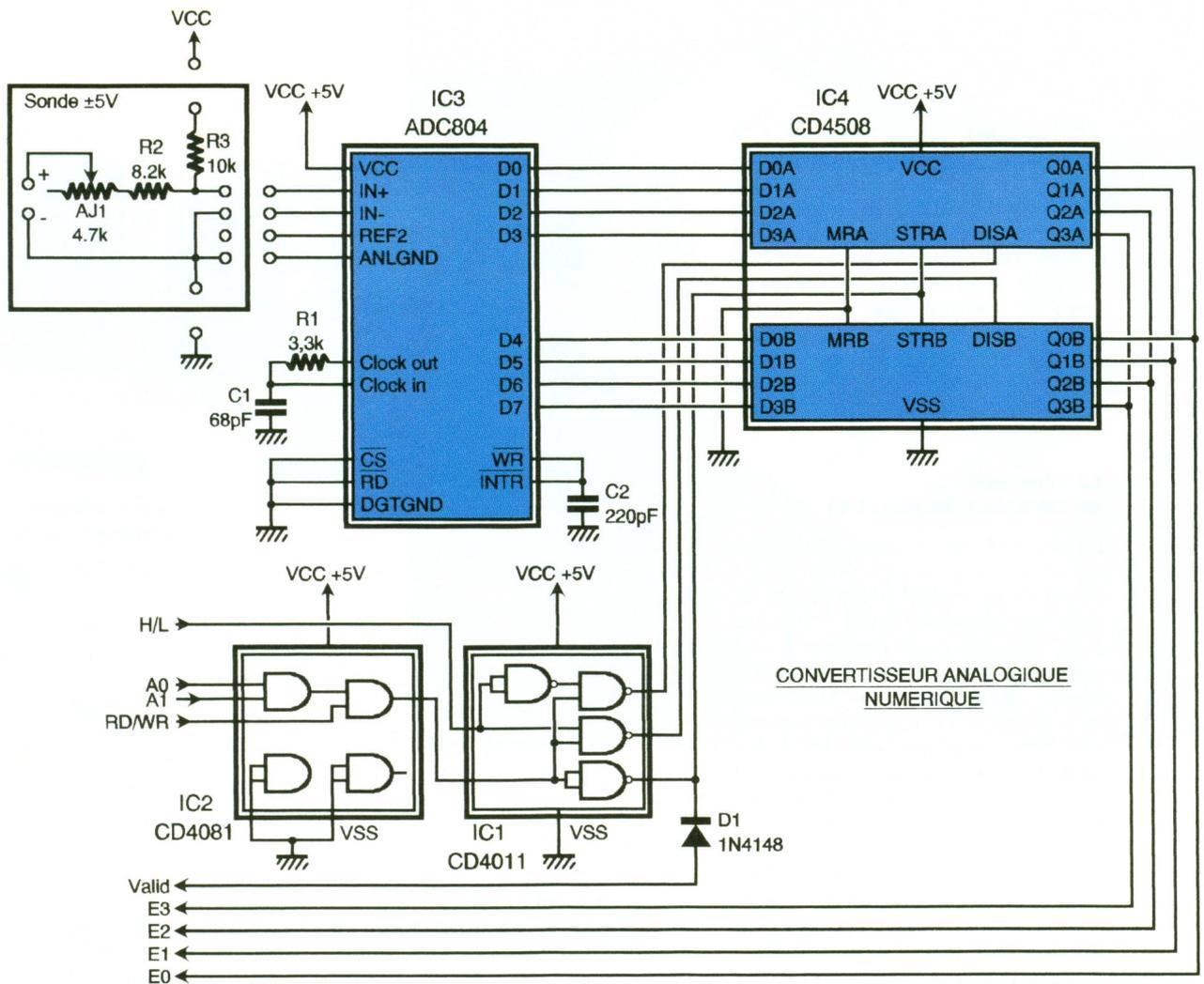
LES LATCHES

Le problème pour lire une valeur codée sur 8 bits sur le port Centronics est que celui-ci ne pro-

pose que cinq signaux en entrée et il serait dommage de n'utiliser que la moitié du convertisseur. La solution retenue fait appel à un circuit CMOS qui contient bien huit latches mais organisés en deux sections de quatre, ce qui apporte la solution puisqu'il s'agit de valider tantôt l'une tantôt l'autre de ces deux sections pour

9 à 12 Le schéma de la sonde thermométrique. / Le schéma de la sonde 0 à 3 V. / Le schéma de la sonde ± 10 V. / Acquisition des données de ADC804.





14 Le schéma du convertisseur A/D et la sonde utilisée.

avoir accès à l'octet en considérant qu'une section non validée présente un état haute impédance.

Broche 1 : MRA (Master reset A), actif niveau haut, raz de la section A.

Broche 2 : STBA (Strobe A), actif niveau haut, mémorisation des données section A.

Broche 3 : DISA (Disable A), actif niveau haut, inhibition de la sortie des données section A.

Broche 4 : EA1, entrée 1, section A.

Broche 5 : SA1, sortie 1, section A.

Broche 6 : EA2, entrée 2, section A.

Broche 7 : SA2, sortie 2, section A.

Broche 8 : EA3, entrée 3, section A.

Broche 9 : SA3, sortie 3, section A.

Broche 10 : EA4, entrée 4, section A.

Broche 11 : SA4, sortie 4, section A.

Broche 12 : GND, masse.

Broche 13 : MRB (Master reset B), actif niveau haut, raz de la section B.

Broche 14 : STBB (Strobe B), actif niveau haut, mémorisation des données section B.

Broche 15 : DISB (Disable B), actif niveau haut, inhibition de la sortie des données section B.

Broche 16 : EB1, entrée 1, section B.

Broche 17 : SB1, sortie 1, section B.

Broche 18 : EB2, entrée 2, section B.

Broche 19 : SB2, sortie 2, section B.

Broche 20 : EB3, entrée 3, section B.

Broche 21 : SB3, sortie 3, section B.

Broche 22 : EB4, entrée 4, section B.

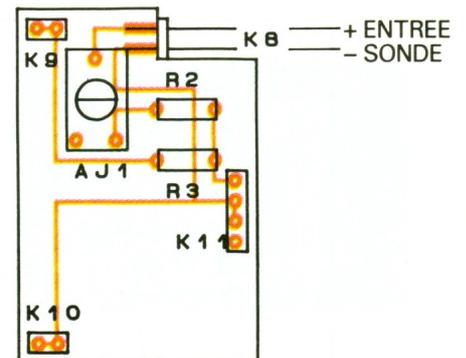
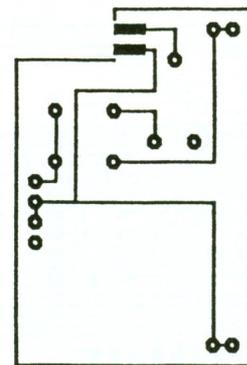
Broche 23 : SB4, sortie 4, section B.

Broche 24 : VCC, alimentation du boîtier +5 V.

Les sorties D0 à D7 du convertisseur sont directement raccordées aux entrées EA1 à EA4 et

15/16

Dessin du C.I. et implantation des composants de la sonde.



EB1 à EB4, les sorties SA1 à SA4 sont connectées aux sorties respectives SB1 à SB4. Les entrées MRA et MRB sont à la masse, les entrées STBA et STBB sont commandées simultanément pour lire les deux quartets ensemble, ce qui forme l'octet en provenance du convertisseur (voir la fig. 13) qui représente l'ensemble des opérations possibles sur les latches.

LA LOGIQUE DE COMMANDE (fig. 14)

La commande se fait à l'aide des quatre signaux A0, A1, Read/Write et Data High/Low, et doit en générer trois : Strobe A/B, Disable A et Disable B. La carte répond à l'adresse 3 (en binaire : A0 = 1 et A1 = 1) en lecture (R/W = 1). IC₂ intègre donc ces trois signaux A0 AND A1 AND R/W et fournit en sortie 1 si la carte est sélectionnée en lecture, 0 dans tous les autres cas. Cette sortie est ensuite inversée (0 en lecture, 1 dans les autres cas) et devient le signal de validation STB A/B. Cela implique que les latches sont systématiquement mis à jour par le convertisseur, sauf pendant une opération de lecture, pour éviter de mémo-

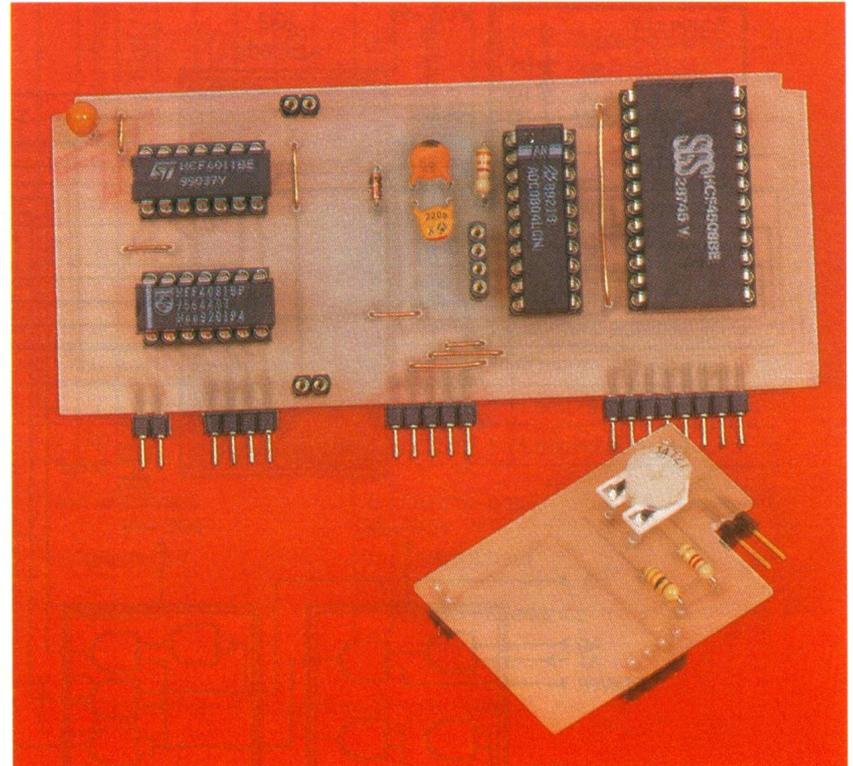


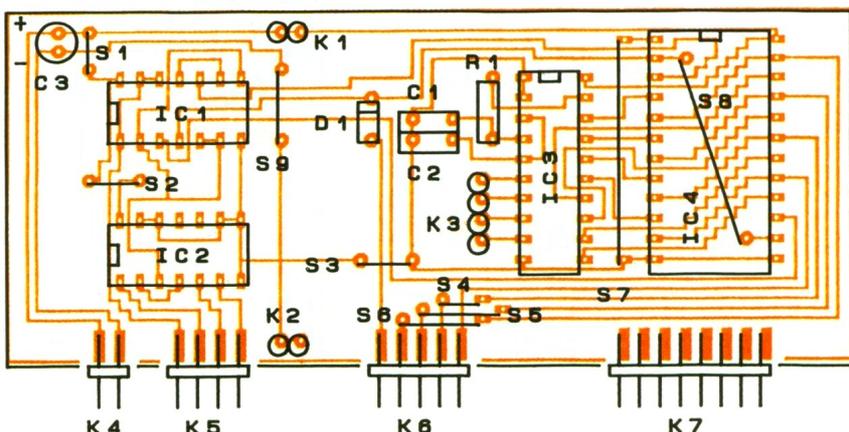
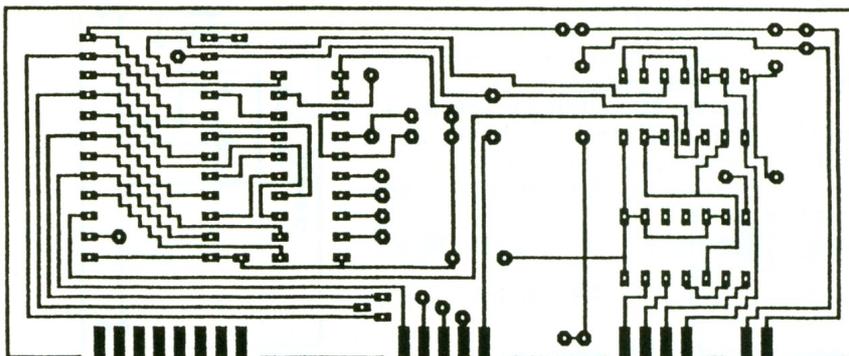
Photo 4. - La carte supportant le convertisseur A/D et sa sonde prendront place sur la carte mère.

riser un nouvel octet tant que les deux lectures (quartet haut et quartet bas) ne sont pas effectuées. Sinon, on lirait un quartet haut puis le quartet bas correspondant à l'octet suivant, ce qui

engendrerait un résultat erroné. La sortie de IC₂ est aussi combinée avec : D H/L pour fournir DISB, et l'inverse de D H/L pour fournir DISA. Lorsque la carte est sélectionnée, la sortie de IC₂ est à 1 et valide (niveau 0) ainsi DISB si D H/L est à 1, ou DISA si D H/L est à 0. Dans tous les autres cas, DISA et DISB sont à 1, ce qui inhibe les sorties des latches. Le signal Valid est prélevé sur la sortie STB A/B par l'intermédiaire de D₁ et permet au logiciel de tester la présence de la carte. Puisqu'une entrée TTL non connectée voit sa sortie passer à 1, le programme fait une lecture sur la carte, bloquant STB A/B à 0 et forçant l'entrée Valid à 0, ce qui ne serait pas le cas si la carte n'était pas connectée sur le bus.

17/18

Dessin du circuit imprimé et implantation des composants du convertisseur.



REALISATION PRATIQUE

Le convertisseur Analogique/Numérique se compose de deux circuits imprimés : le convertisseur aux figures 15 et 16 et la sonde interchangeable aux figures 17 et 18.

Une fois effectuées toutes les vérifications, vous pouvez insérer les circuits sur leur support en faisant attention à leur orientation. Ne soudez plus rien sur la carte convertisseur ou la sonde, la plupart de ces circuits étant en tech-

nologie CMOS, ils sont très sensibles et le simple contact du fer à souder peut les endommager. La sonde doit prendre place sur la carte convertisseur, directement enfichée dans les connecteurs tulipe. L'ensemble carte convertisseur + sonde prend place sur n'importe lequel des slots de la carte mère. Le seul réglage à effectuer est le réglage du point zéro, à partir de l'ajustable AJ₁.

LE PROGRAMME OSCILLOSCOPE

Le listing QBSCOPE.BAS permet l'utilisation de la carte convertisseur comme un oscilloscope. Un spot se déplace de gauche à droite et voit sa hauteur varier en fonction de l'entrée, ce qui permet de visualiser l'évolution du signal qui lui est injecté. De plus, le programme gère la possibilité de régler une fenêtre de déclenchement par le biais des seuils haut et bas ainsi que la vitesse de balayage.

Liste des commandes :

CTRL stoppe la visualisation.
 7 augmente le seuil de déclenchement haut.
 1 diminue le seuil de déclenchement haut.
 8 augmente le seuil de déclenchement bas.
 2 diminue le seuil de déclenchement bas.
 9 augmente la vitesse de balayage.
 3 diminue la vitesse de balayage.
 ENTER visualise le signal.
 ESC sort du programme.
 Le coefficient CMACHINE (ligne 3) est fonction de l'ordinateur que vous utilisez. Voici quelques exemples :
 286 à 12 MHz : CMACHINE =38,7
 486 à 33 MHz : CMACHINE =73,33
 Ce coefficient n'est utilisé que pour donner une indication de la fréquence de balayage.

LE PROGRAMME ECHANTILLONNEUR

Ce programme QBSAMPLE.BAS effectue un groupe de mesures, à la façon du programme oscilloscope, et le stocke en mémoire pour permettre une visualisation ultérieure, un stockage ou une

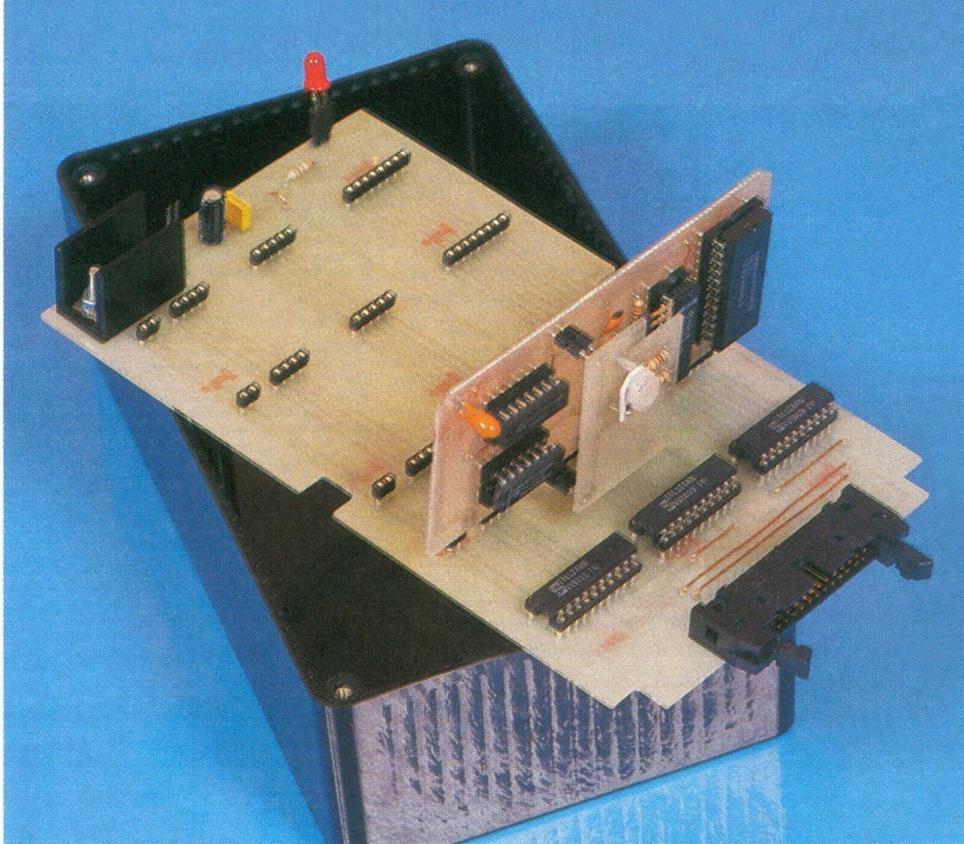


Photo 5. – La carte mère permet de connecter jusqu'à quatre modules enfichables et sélectionnables indépendamment.

lecture sur disque du groupe de mesures effectué. L'offset est le décalage dans la mémoire de la position d'affichage. L'option de filtrage permet de lisser une courbe, les modifications effectuées apparaissent en rouge.

Liste des commandes :

7 augmente le seuil de déclenchement haut.
 1 diminue le seuil de déclenchement haut.
 8 augmente le seuil de déclenchement bas.
 2 diminue le seuil de déclenchement bas.
 9 augmente la vitesse de balayage.
 3 diminue la vitesse de balayage.
 4 déplace la fenêtre de visualisation à gauche.
 6 déplace la fenêtre de visualisation à droite.
 / diminue le zoom.
 * augmente le zoom.
 - diminue le filtre.
 + augmente le filtre.
 S sauve l'échantillon.
 L lit un échantillon.
 ENTER échantillonne un signal.
 ESC sort du programme.
 Le coefficient CMACHINE (ligne 4) est fonction de l'ordinateur que vous utilisez. Voici quelques exemples :
 286 à 12 MHz : CMACHINE =58,55
 486 à 33 MHz : CMACHINE =113,07.

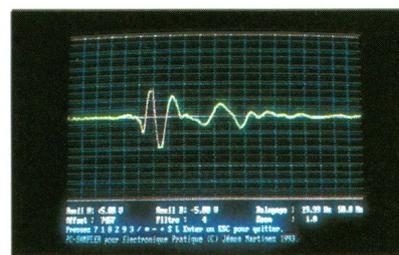


Photo 6. – Visualisation d'une sinusoïde avec PC-Sampler.

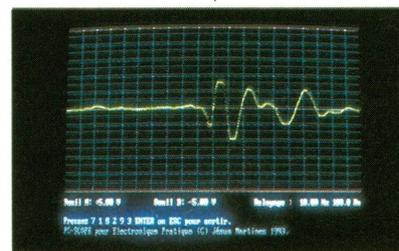


Photo 7. – PC-Scope permet d'observer des signaux aléatoires.

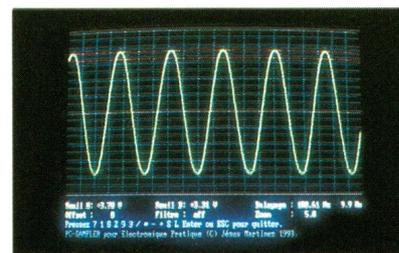


Photo 8. – PC-Sampler autorise la saisie et la mémorisation des signaux.

GENERATEUR DE FREQUENCES A PLL



Le montage que nous allons décrire maintenant met en œuvre la PLL 4046 que nous avons étudiée dans l'article consacré à ce type de circuit. Il s'agit là de la première des applications des PLL que nous aborderons.

L'avantage d'un tel générateur par rapport à ceux que l'on pourrait réaliser avec d'autres techniques est sa stabilité en fréquence due à l'emploi d'un quartz comme élément de référence.

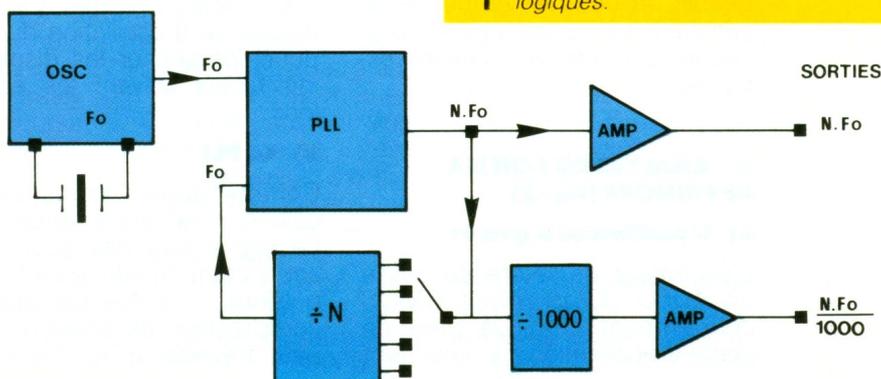
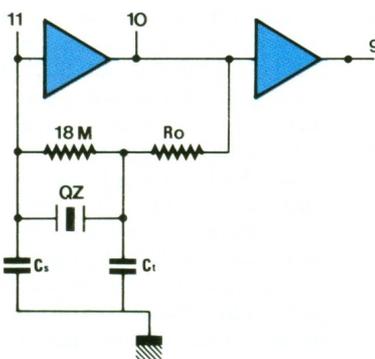
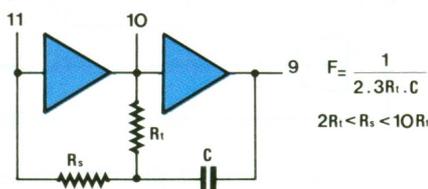
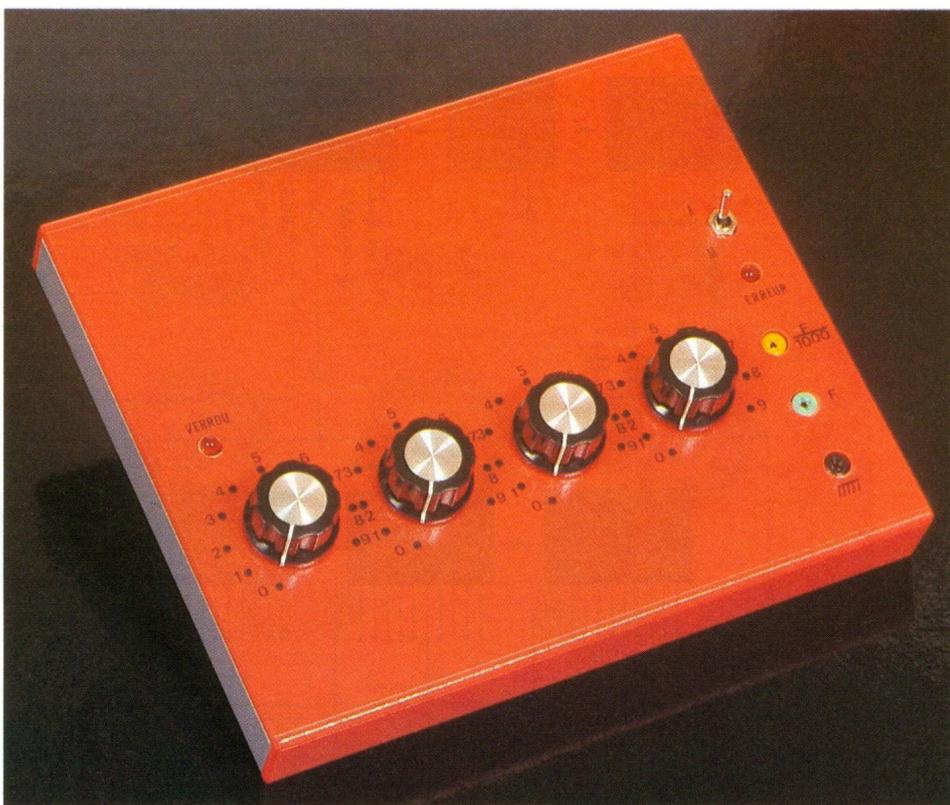
Les performances de ce générateur sont très satisfaisantes puisqu'il délivre des signaux (carrés) de fréquence comprise entre 0,1 et 999,9 Hz au pas de 0,1 Hz, et de 100 Hz à 999,9 kHz au pas de 100 Hz.

I - ETUDE DU SYNOPTIQUE

Le synoptique de la figure 1 met en évidence les quelques sous-ensembles constituant le générateur.

Le premier bloc de ce montage est un oscillateur à quartz qui délivre un signal carré de fréquence F_0 parfaitement stable.

Ce signal et celui que délivre le VCO de la PLL après division par N (division programmée de façon externe) sont appliqués aux deux entrées du comparateur de la PLL. Lorsque cette dernière est verrouillée, les fréquences des signaux présents sur les deux entrées de son comparateur sont égales. On déduit tout simplement de cette constatation que la fréquence délivrée par le VCO de la PLL est égale à $N.F_0$. Pour une valeur de N déterminée, la précision sur la valeur $N.F_0$ est



1 Le synoptique de l'appareil et deux oscillateurs à portes logiques.

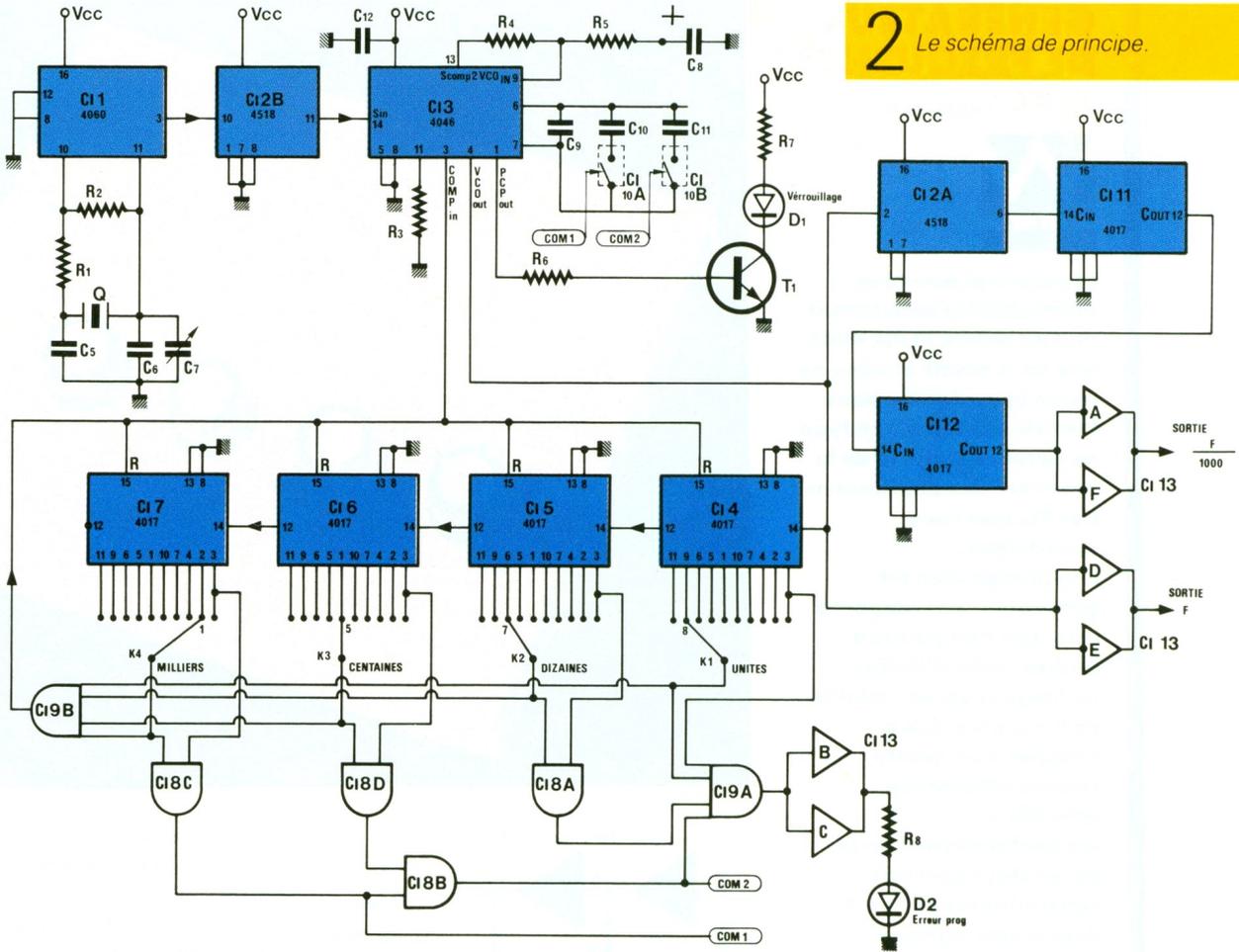
identique à celle du signal de fréquence F_0 d'où l'intérêt du montage.

Pour $F_0 = 100$ Hz et N variant de 1 à 9 999, on peut obtenir toutes les fréquences comprises entre 100 Hz et 999 900 Hz, soit à peu près 1 MHz au pas de 100 Hz.

Grâce au bloc diviseur par 1 000 connecté à la sortie de la PLL et pour les mêmes variations du paramètre N , on obtient un signal de fréquence comprise entre 0,1 Hz et 999,9 Hz, au pas de 0,1 Hz cette fois.

Deux blocs amplificateurs permettent de disposer des signaux synthésés sans charger les étages générateurs, ce qui renforce encore la stabilité du montage.

Avec $F_0 = 1$ Hz et N variant de 1 à 999 999, on aurait pu synthéti-



ser toute fréquence comprise entre 1 Hz et 999 999 Hz au pas de 1 Hz. Cette solution, bien qu'attrayante, aurait nécessité deux décades supplémentaires pour le diviseur par N et encore deux autres au niveau de l'oscillateur délivrant le signal de fréquence F_0 dont la valeur passerait alors à 1 Hz puisque c'est celle-ci qui définit le pas de la synthèse. Mis à part le surcoût, cette solution n'aurait certainement rien apporté de plus à son utilisateur car il est très rare d'avoir besoin d'un signal de fréquence définie à mieux que 1 pour 1 000.

Ceci étant, si le lecteur désire mettre en œuvre un tel générateur, cette solution est envisageable, et rien ne l'empêche de satisfaire ses exigences en procédant comme nous l'avons expliqué.

II - ANALYSE DU SCHEMA DE PRINCIPE (fig. 2)

a) L'oscillateur à quartz

L'oscillateur de référence utilise un 4060 (IC₁), circuit CMOS couramment employé pour ce genre d'application car il contient

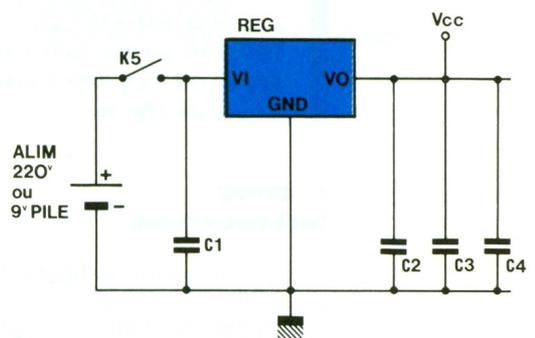
les éléments permettant de réaliser l'oscillateur et une cascade de diviseurs par 2.

Avec un quartz 3,2768 MHz, on obtient ainsi sur la sortie O₁₄ (pin 3) un signal de fréquence 200 Hz. Une division supplémentaire est nécessaire pour arriver aux 100 Hz requis. Cette tâche est confiée à la deuxième moitié d'un 4518 (IC_{2b}) qui contient deux compteurs décimaux indépendants travaillant en code BCD. Le signal est prélevé sur la sortie O₀ (pin 11), ce qui correspond à la division par 2 qui faisait défaut pour arriver aux 100 Hz. La seconde moitié du 4518 est utilisée au niveau du diviseur par 1 000 évoqué dans le synoptique.

L'ajustable C₇ permet d'ajuster la fréquence d'oscillation du quartz pour compenser les dispersions inévitables suivant les échantillons.

b) La PLL

Comme nous l'avons indiqué, celle-ci n'est autre qu'un 4046. Le signal issu des circuits diviseurs étant constitué de fines impulsions, il a été fait appel au comparateur de phase n° 2 qui peut travailler avec des signaux



dont le rapport cyclique est très différent de 0,5, ce que ne permet pas le comparateur 1.

Le signal de sortie de ce comparateur (Scomp2 pin 13) alimente le circuit de filtrage constitué des éléments R₄, R₅, C₈. On dispose du signal filtré au point de jonction de R₄ et R₅. C'est celui-ci qui sert de commande au VCO (pin 9).

Comme nous l'avons expliqué dans l'article de fond sur les PLL, ce VCO nécessite au minimum deux composants pour fonctionner : une résistance (R₃) et un condensateur, qui ici est en fait constitué de trois condensateurs (C₉, C₁₀, C₁₁) suivant la plage de fréquence à synthétiser. Deux interrupteurs électroniques (IC₁₀ a

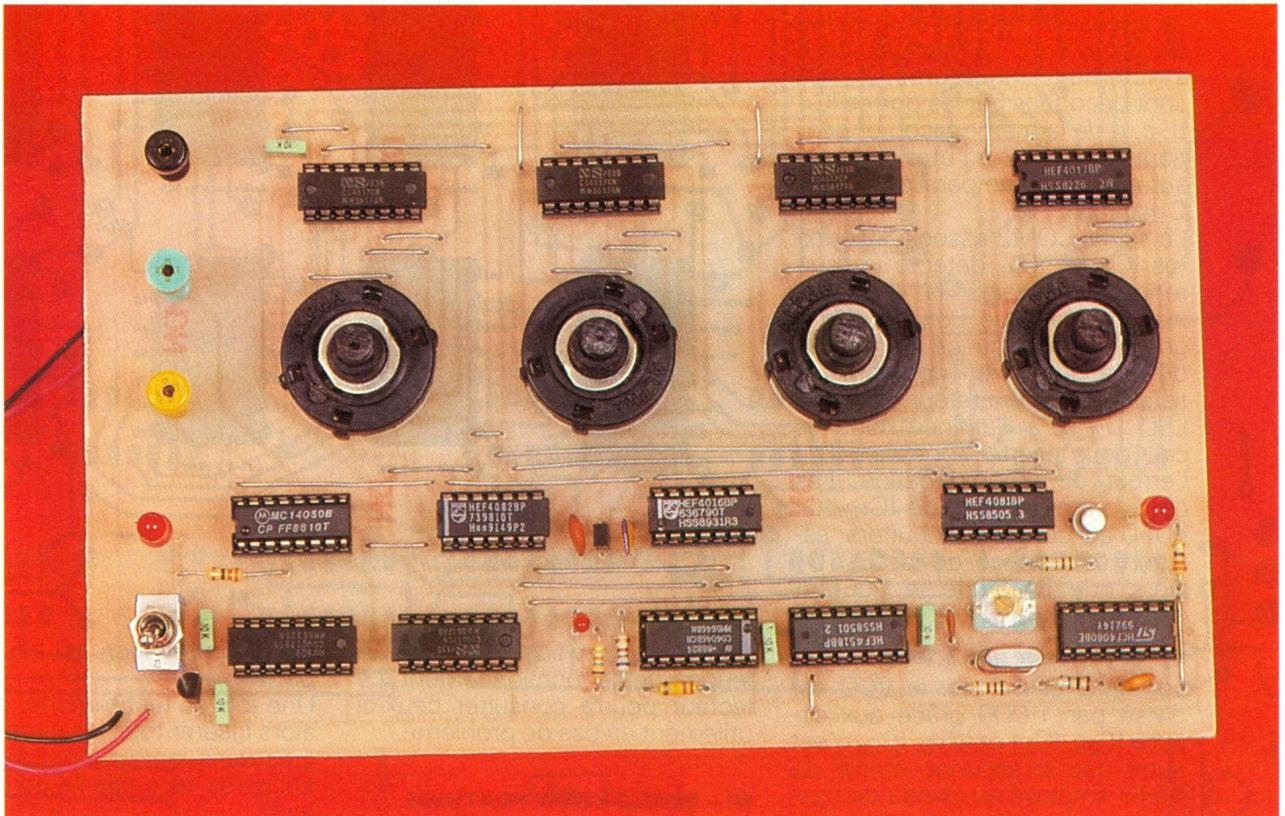


Photo 2. – La carte du générateur synthétisé.

et b) associent en parallèle sur C_9 soit C_{10} soit $C_{10} + C_{11}$. La commutation est rendue automatique grâce à l'utilisation d'un circuit de codage qui met en œuvre les portes ET des boîtiers IC_3 et IC_9 . Nous étudierons ce circuit un peu plus loin dans cet exposé.

Nous avons utilisé la sortie PCPout (pin 1) pour signaler à l'utilisateur que la PLL est verrouillée et que par conséquent le signal délivré possède la fréquence correspondant au facteur de division affiché. Rappelons que cette sortie est à l'état haut lorsque la PLL est verrouillée. Ce signal alimente la base du transistor T_1 à travers R_6 . La diode LED D_1 connectée dans le collecteur de T_1 est illuminée lorsque le verrouillage est effectif alors qu'elle clignote plus ou moins tant que la PLL est non verrouillée. Le lecteur peut se rassurer, ce phénomène ne se produit que pendant quelques dixièmes, de seconde lors des changements de valeur du facteur de division par N .

c) Le diviseur programmable par N

Les quatre étages qui constituent ce diviseur sont de conception identique et mobilisent chacun un 4017 associé à un commuta-

teur à dix positions. C'est la décade des unités (IC_4) qui reçoit le signal délivré par le VCO de la PLL, ce signal étant appliqué à l'entrée C_{in} du 4017 (pin 14). Si aucune remise à zéro ne survient, la dixième impulsion reçue par ce premier étage est transmise à l'entrée du second par la sortie Cout (pin 12). Le deuxième étage (IC_5) procède de la même façon avec le troisième, et ainsi de suite, ce qui permet de compter ainsi jusqu'à 9 999.

Supposons maintenant que le nombre d'impulsions reçues à l'entrée de IC_4 depuis la dernière remise à zéro soit égal au nombre sélectionné à l'aide des commutateurs K_1 à K_4 , qui vaut 1578 sur la figure 2. Cette situation entraîne que les curseurs des quatre commutateurs sont à l'état haut, de même que la sortie de la porte ET IC_{9b} dont les quatre entrées sont reliées à ces mêmes curseurs. Cet état haut entraîne immédiatement la remise à zéro des quatre compteurs IC_4 à IC_7 puisque toutes les entrées de RAZ (pin 15) sont couplées en parallèle. Notons que ce signal qui sert de remise à zéro pour les compteurs ne reste à l'état haut que pendant le temps de transit des impulsions à travers la porte

IC_{9b} car, dès que la 1 578^e impulsion arrive, les compteurs sont remis à zéro. Ce signal qui possède une fréquence 1 578 fois plus faible que celle du VCO est appliqué à l'entrée COMPin (pin 3) du comparateur de la PLL. Sa valeur, une fois la PLL verrouillée, est égale à celle de F_0 (100 Hz) délivrée par l'oscillateur à quartz. Le VCO oscille donc à une fréquence de $1 578 \times 100 \text{ Hz} = 157,8 \text{ kHz}$.

d) Le décodage de gamme de fréquence

Pour $N = 1$, le VCO doit osciller à 100 Hz, alors que pour $N = 9 999$ sa fréquence est de 999,9 kHz, soit une plage de fonctionnement trop importante pour obtenir un fonctionnement correct sans modifier la valeur du condensateur connecté entre les pin 6 et 7 de IC_{13} . La commutation automatique des condensateurs C_{10} et C_{11} fonctionne de la manière suivante.

Lorsque le facteur de division N est inférieur à 1 000, le commutateur K_4 a son curseur relié à la sortie Q_0 de IC_7 qui, dans ce cas, est en permanence au niveau haut. Il en va de même pour la sortie de la porte IC_{8c} qui génère le signal COM1. L'état haut de

COM1 ferme l'interrupteur IC_{10b}, ce qui assure la mise en parallèle de C₉ et C₁₀. Les valeurs de N strictement inférieures à 100 sont décodées par les portes IC₈, b, c, d de la même façon et positionnent COM2 à l'état haut, assurant la mise en parallèle de C₉, C₁₀ et C₁₁.

Le signal COM2 associé aux portes IC_{8a} et IC_{9a} détecte l'occurrence de la valeur N = 0, état inacceptable que l'on peut programmer mais qui ne correspondra à aucun fonctionnement satisfaisant du générateur. La diode LED D₂ sera illuminée dans ce cas pour avertir l'opérateur de l'erreur de programmation. Les deux portes b et c de IC₁₃, un 4050 qui contient six buffers, assurent le pilotage de la LED D₂ alors que R₈ limite le courant dans celle-ci.

e) le diviseur par 1 000

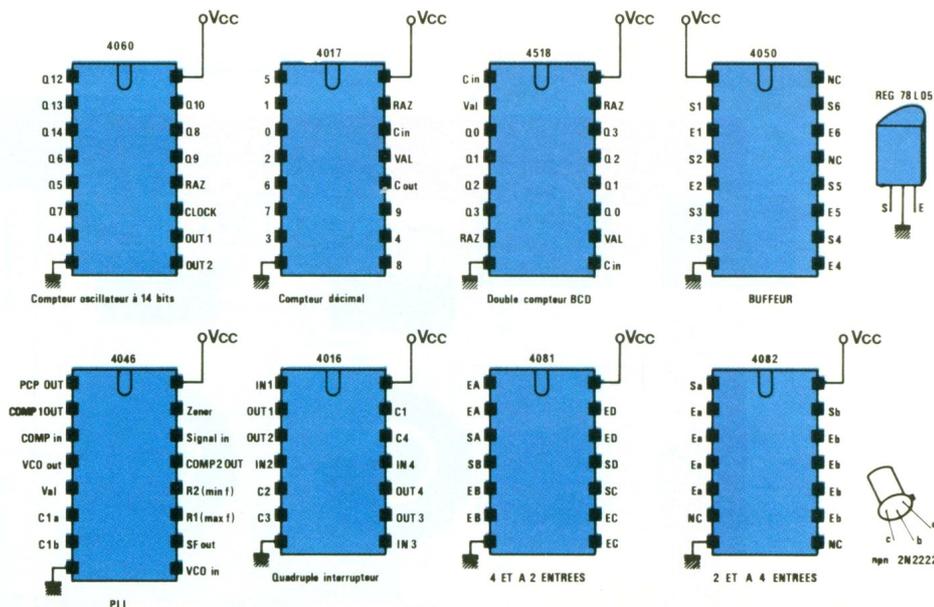
Le signal délivré par le VCO est divisé par 1 000 grâce aux circuits IC_{2a}, IC₁₁ et IC₁₂. IC_{2a} n'est autre que la seconde moitié du 4518 employé au niveau de l'oscillateur de référence, alors que IC₁₁ et IC₁₂ sont encore deux compteurs de type 4017. Ce choix plutôt que celui utilisant un autre 4518 est lié au souhait de l'auteur de disposer d'un signal de sortie de rapport cyclique 0,5, ce que n'aurait pas permis le 4518.

Les quatre autres buffers contenus dans IC₁₃ sont associés en parallèle deux par deux pour muscler soit la sortie directe, soit la sortie de fréquence F/1000.

f) L'alimentation

On ne pouvait faire plus simple. Une pile de 9 V ou une éventuelle alimentation universelle peuvent faire l'affaire. Un régulateur en boîtier TO92, vu la faible consommation du montage, se charge d'abaisser et de réguler à 5 V la tension d'alimentation. Les condensateurs C₁ et C₂ assurent le découplage du régulateur, et sont donc situés tout près de celui-ci, alors que C₃ et C₄ sont situés en des points stratégiques du circuit imprimé, c'est-à-dire près du VCO et du 4017 (IC₄) puisque c'est au niveau de ces composants que l'on trouve les signaux de fréquence la plus élevée.

Nous avons rassemblé sur la figure 3 les brochages des circuits intégrés utilisés dans ce montage en précisant pour certains d'en-



3 Les brochages des circuits utilisés.

tre eux les particularités liées à leur mode de fonctionnement. Le lecteur pourra consulter ceux-ci utilement en cas de problème.

III - REALISATION PRATIQUE

Comme à notre habitude, nous avons réuni tous les composants sur un seul circuit imprimé. Le typon de la figure 4 devra être réalisé par une méthode photographique pour éviter toute source d'erreur. L'implantation des composants (fig. 5) devra débiter par la pose des straps, nombreux mais inévitables si l'on ne veut pas passer en double face au niveau du circuit imprimé. On respectera scrupuleusement l'orientation des circuits intégrés pour éviter des déboires au moment de la phase d'utilisation. Cette remarque vaut aussi pour les LED et tous les composants polarisés en général. Enfin, nous recommandons l'emploi de supports pour les circuits intégrés.

IV - MISE AU POINT

Après avoir vérifié son câblage (pas de pont de soudure ni de soudures oubliées), le lecteur pourra connecter une pile de 9 V avant d'insérer les circuits intégrés dans leurs supports pour vérifier que le potentiel + 5 V arrive bien sur les pattes d'alimentation de ceux-ci. Pour effectuer cette opération, il suffit de connecter le pôle « - » d'un voltmètre sur un point de masse et de déplacer son pôle « + » sur les pins d'alimentation des CI. Pour IC₁₃, la

pin d'alimentation est située à la patte 1.

Une fois ce test terminé, on peut alors insérer tous les circuits intégrés dans leurs supports respectifs après avoir mis K₅ en position arrêt.

Photo 3. - Le condensateur ajustable permet de régler la fréquence du quartz.

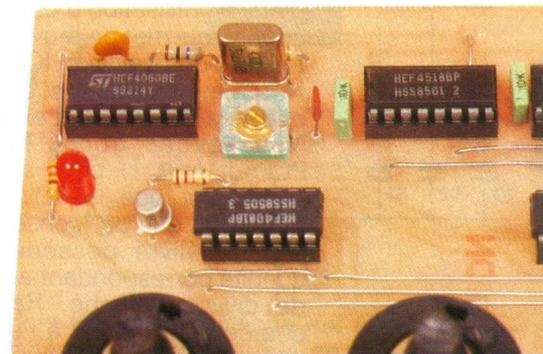
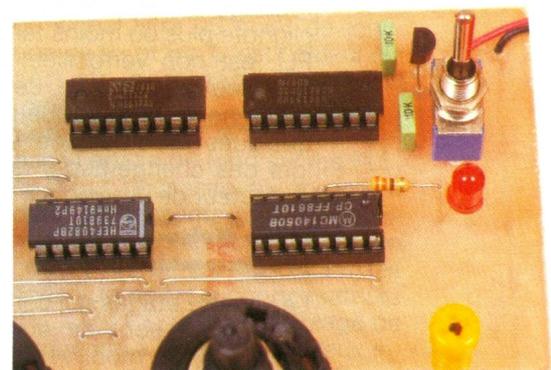
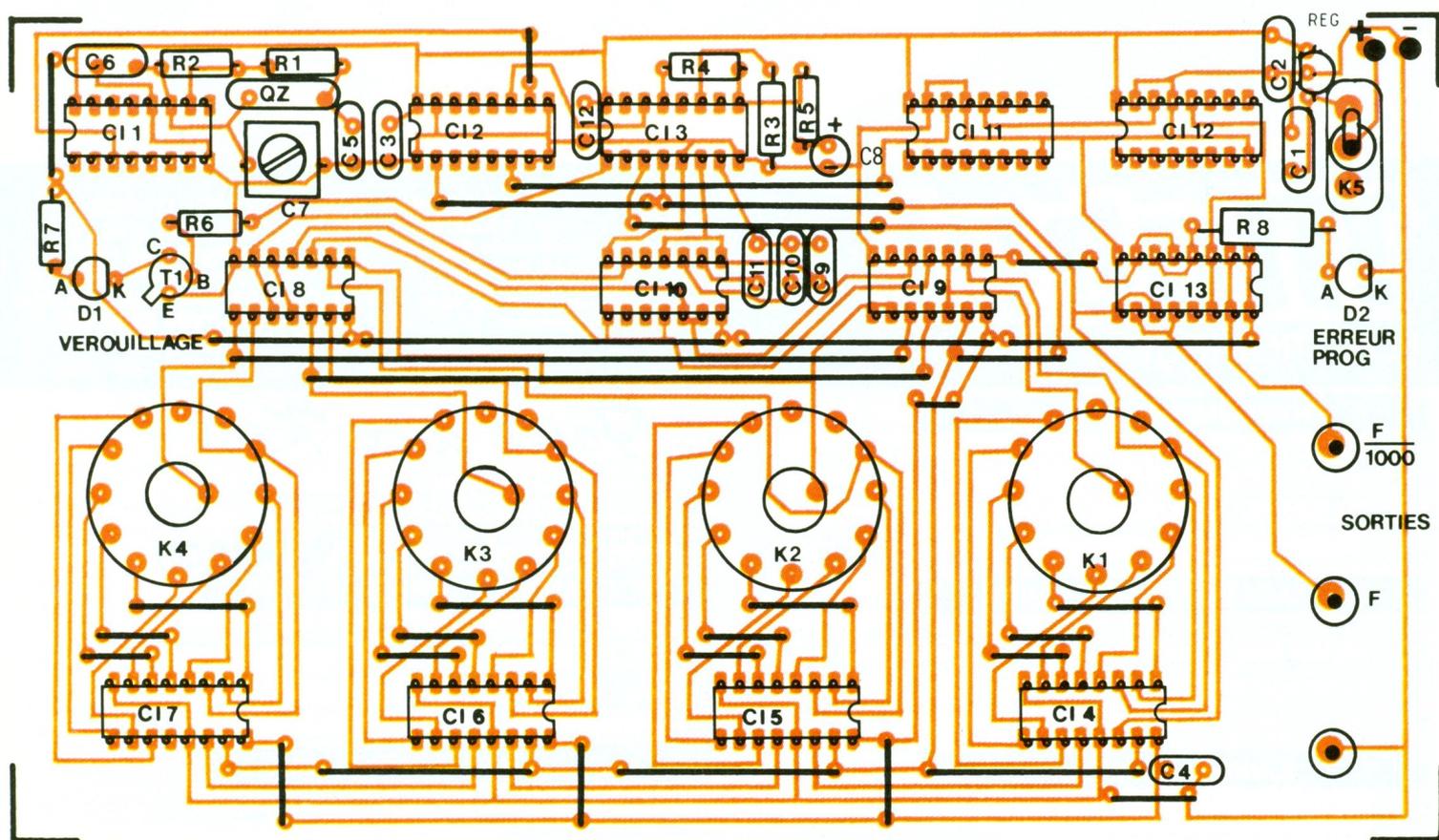
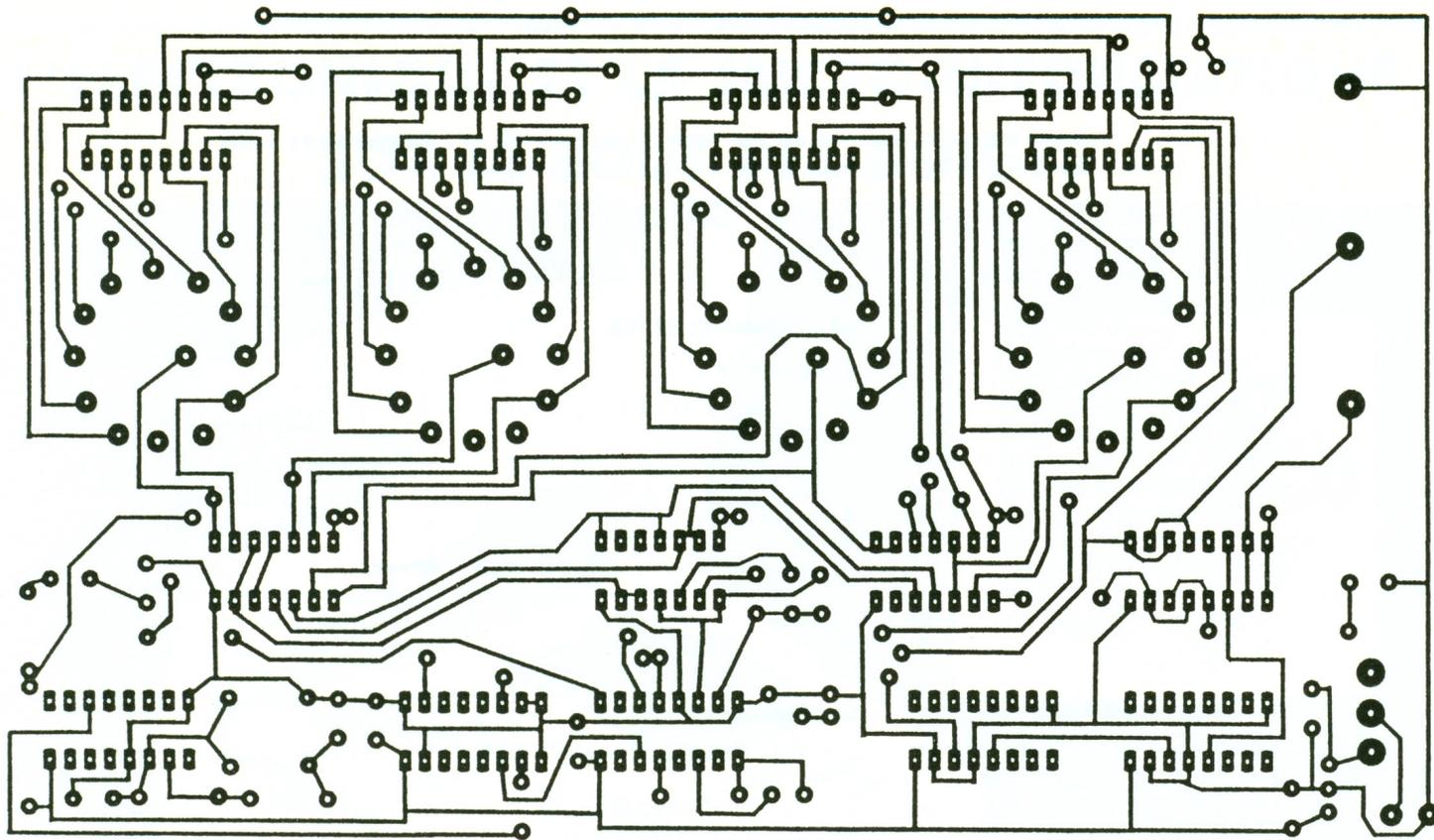


Photo 4. - Un nombre de straps important réside sur la carte.





4/5 Dessins du circuit imprimé et implantation des composants.

Le seul réglage qu'il convient d'effectuer est celui de C7. Pour cela, on affiche N = 9 999 en positionnant les quatre commuta-

teurs K1 à K4 sur « 9 » et on dispose un fréquencemètre possédant si possible 6 digits (ou plus) sur la sortie non divisée par

1 000. Après avoir mis sous tension, un petit régime transitoire s'installe pendant quelques dixièmes de secondes, au cours du-

quel la diode LED D₁ clignote. A l'issue de ce régime, l'éclat de la LED D₁ doit être uniforme, et on doit voir s'afficher une fréquence très voisine de 999,9 kHz.

Avec un fréquencemètre ayant une résolution de 1 Hz, on agit sur C₇ pour obtenir 999,900 Hz. On peut éventuellement reprendre le réglage au bout de 4 ou 5 minutes de fonctionnement pour tenir compte d'éventuelles dérives en température. Avec un fréquencemètre à 4 digits, on se contentera d'un réglage approximatif correspondant à une valeur de F égale à 999,9 kHz.

C'est là le seul réglage qu'il convient d'effectuer pour ce générateur.

V - MISE EN COFFRET

Les dimensions du circuit imprimé sont telles que celui-ci s'insère sans problème dans un boîtier en plastique de référence N2U7RG constitué de deux demi-coquilles en PVC rouge et gris. La face choisie comme face avant sera percée après un repérage soigneux des axes des com-

mutateurs, des LED ainsi que des bornes. Le tout sera agrémenté de symboles de transfert que l'on protégera avec un vernis approprié.

F. JONGBLOËT

VI - NOMENCLATURE

Résistances

R₁ : 1,2 kΩ (marron, rouge, rouge)

R₂ : 10 MΩ (marron, noir, bleu)

R₃ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)

R₄ : 330 kΩ (orange, orange, jaune)

R₅ : 15 kΩ (marron, vert, orange)

R₆ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)

R₇, R₈ : 330 Ω (orange, orange, marron)

Condensateurs

C₁, C₂, C₃, C₄, C₁₂ : 0,1 μF 63 V milfeuil

C₅ : 82 pF céramique

C₆ : 22 pF céramique

C₇ : ajustable 47 pF

C₈ : 2,2 μF 16 V tantale

C₉ : 47 nF

C₁₀ : 1,2 nF

C₁₁ : 10 nF

Composants actifs

IC₁ : 4060 CMOS

IC₂ : 4518 CMOS

IC₃ : 4046 CMOS

IC₄, IC₅, IC₆, IC₇, IC₁₁, IC₁₂ : 4017 CMOS

IC₈ : 4081 CMOS

IC₉ : 4082 CMOS

IC₁₀ : 4016 CMOS

IC₁₃ : 4050 CMOS

D₁, D₂ : LED diamètre 5 mm rouge

T₁ : NPN 2N 2222

Q : quartz 3,2768 MHz

REG : 5 V 0,1 A 78L05

Divers

K₁ à K₄ : commutateur 1 circuit 12 positions pour circuit imprimé

K₅ : inverseur 1 circuit 2 positions

3 supports circuits intégrés 14 pins

10 supports circuits intégrés 16 pins

3 douilles femelles diamètre 2 mm

4 boutons pour commutateurs

1 coffret N2U7RG dim. 20 x 163 x 203 mm. La Tôlerie Plastique

1 connecteur pour pile 9 V type 6F22

Mabel

ELECTRONIQUE

35-37, rue d'Alsace, 75010 PARIS
Tél. : 40.37.72.50 + - Fax : 40.37.00.71
Métro : gare du Nord et de l'Est
Mabel Electronique est ouvert de
9 h à 19 h sans interruption du lundi
au vendredi - le samedi de 9 h à 18 h.
Fermé le dimanche

EXPEDITIONS :
Pour moins de 2 kg : 35 F,
de 2 kg à 5 kg : 55 F
+ de 5 kg expédition en port dû.
EXPEDITION HORS TAXES
DOM-TOM EUROPE
AFRIQUE

HYGROMETRE DIGITAL

Ce kit est un hygromètre digital, qui permet de mesurer le taux de l'humidité relative de l'air ambiant, de 0 à 99,9 %.

La lecture est visualisée par trois afficheurs.

L'alimentation est comprise entre 9 V et 12 V.

La consommation est de 120 mA environ.

Dimensions des circuits imprimés : 85 x 70 mm et 70 x 32 mm.

Prix : **600 F**

INTERFACE IMPRIMANTE-MINITEL

Ce kit est une interface extérieure, qui permet de connecter toute imprimante parallèle compatible PC, sur la plupart des minitel, via la prise DIN péri-informatique. La mémoire interne de 8 Ko, autorise la recopie en une seule fois, de quatre pages complètes sélectionnées sur l'écran. Aucune alimentation n'est nécessaire.

Dimensions du circuit imprimé : 90 x 60 mm.

Prix : **400 F**

JOURNAL LUMINEUX

Ce kit est un journal lumineux, dont la lecture est visualisée sur une matrice de 8 x 32 LED, autorisant 123 caractères maximum, qui possède plusieurs mémoires.

L'affichage défile suivant les différents effets visuels sélectionnés, dont l'insertion de l'heure dans un message.

Le texte est sauvegardé en cas de coupure de secteur.

L'alimentation s'effectue sur le secteur 220 V. La consommation est de 5 W environ.

Dimensions du circuit imprimé : 255 x 120 mm.

Prix : **450 F**

TELECOMMANDE HF CODEE - 4 CANAUX

Ce kit est une télécommande, comprenant l'émetteur et le récepteur 4 canaux, qui émet sur 224,5 MHz. Le codage de 4 094 possibilités évite les perturbations. Le récepteur actionne 4 relais fonctionnant en impulsion, ou en télérupteur. L'émetteur est alimenté par une pile de 12 V, qui se loge dans le boîtier. L'alimentation du récepteur s'effectue sur le secteur 220 V, ou sous une tension de 12 V. La consommation de l'émetteur est de 6 mA, et celle du récepteur est de 190 mA.

Dimensions des circuits imprimés : 140 x 125 mm et 83 x 51 mm.

Prix : **600 F**

Foire aux Kits !

- Pour tout achat de Kit supérieur à 100 F = "1 Kit cadeau"
- Pour tout achat de Kit supérieur à 250 F = "1 Kit cadeau + 1 pompe à dessouder"
- Pour tout achat de Kit supérieur à 500 F = "1 Kit cadeau + 1 pompe à dessouder + 1 fer à souder"

(offre valable jusqu'au 30 juin 1993 dans la limite des stocks disponibles)

+ de 500 références de Kits en stock de 40 F à 6000 F.

- En stock à nouveau chez Mabel, tous les kits **veleman**

PROGRAMMATEUR POUR 68705 P3

Ce kit est un programmeur spécialisé, qui permet la programmation exclusive du micro-contrôleur 68705 P3. L'automatisation des différentes phases est visualisée par trois LED.

La source initiale peut être une EPROM 2716 ou 2732.

L'alimentation s'effectue sur le secteur 220 V.

La consommation est de 5 W environ.

Dimensions du circuit imprimé : 120 x 110 mm.

Prix : **210 F**

ACUPUNCTURE ELECTRONIQUE

Ce kit est un instrument d'acupuncture électronique, inoffensif et sans aiguilles, qui émet un signal de stimulation alternatif, à travers deux électrodes, que l'on applique sur des endroits bien précis du corps.

L'alimentation s'effectue sous une tension de 9 V.

La consommation est de 30 mA environ.

Dimensions du circuit imprimé : 100 x 20 mm.

Prix : **180 F**

MODULATEUR-VUMET. 8 VOIES + MICRO

Ce kit est un jeu de lumière 8 voies, à micro incorporé, qui procure des effets spectaculaires avec la musique.

La sélection des quatre modes de fonctionnement des lampes : point - vumètre - clignotant - plein feu, est assurée par un commutateur. Chaque sortie est visualisée par une LED.

La sensibilité et la vitesse sont réglables.

La charge admise sur chaque voie est de 1 000 W.

L'alimentation s'effectue sur le secteur 220 V.

Dimensions du circuit imprimé : 140 x 105 mm.

Prix : **210 F**

LES BOUCLES A ASSERVISSEMENT DE PHASE (PLL)



Lors d'un précédent article, nous avons évoqué les principales caractéristiques des PLL. Aujourd'hui, nous allons découvrir le CD 4046 et expliquer quelques applications qui découlent directement des boucles à asservissements de phase.

Bien qu'il soit envisageable de réaliser une PLL soit uniquement à l'aide de composants discrets, soit en associant les diverses fonctions qui la constitue, il est de loin préférable, pour des raisons évidentes de facilité de mise en œuvre, d'utiliser les PLL toutes faites que proposent les fabricants de circuits intégrés. Citons comme exemple en technologie CMOS la célèbre 4046 avec préfixe CD ou HEF suivant le fabricant (en HCMOS on obtient la 54HC ou 74HC 4046 qui peut atteindre les 20 MHz). Ces circuits sont plus particulièrement prévus pour des signaux logiques bien qu'ils puissent aussi fonctionner en analogique

en respectant certaines conditions.

Dans le domaine essentiellement analogique on rencontre des circuits tels que ceux de Signetics comme les NE 560, 561... ou le XR2212 de Exar pour ne citer qu'eux.

Tous ces circuits spécialisés font l'objet d'une documentation importante que nous ne pouvons aborder, plusieurs revues n'y suffisant pas. Nous ne pouvons cependant pas vous laisser sur votre faim et allons décrire maintenant la PLL 4046 que nous aurons l'occasion de retrouver dans un certain nombre d'articles à paraître dans la revue, dans les mois qui viennent, comme un détecteur de métaux, un synthétiseur de fréquences et peut-être d'autres réalisations en projet.

LA PLL 4046

Présentation

Le 4046 est donc une PLL en technologie CMOS, dont la figure 1 fournit le brochage et le schéma fonctionnel. On remarque que ce composant contient deux comparateurs de phase de structure différente, l'un est un OU exclusif, le second un réseau de mémoires numériques commandées par les fronts des signaux présents sur les entrées. Le filtre passe-bas qui n'est pas intégré dans le boîtier doit être réalisé à l'aide de com-

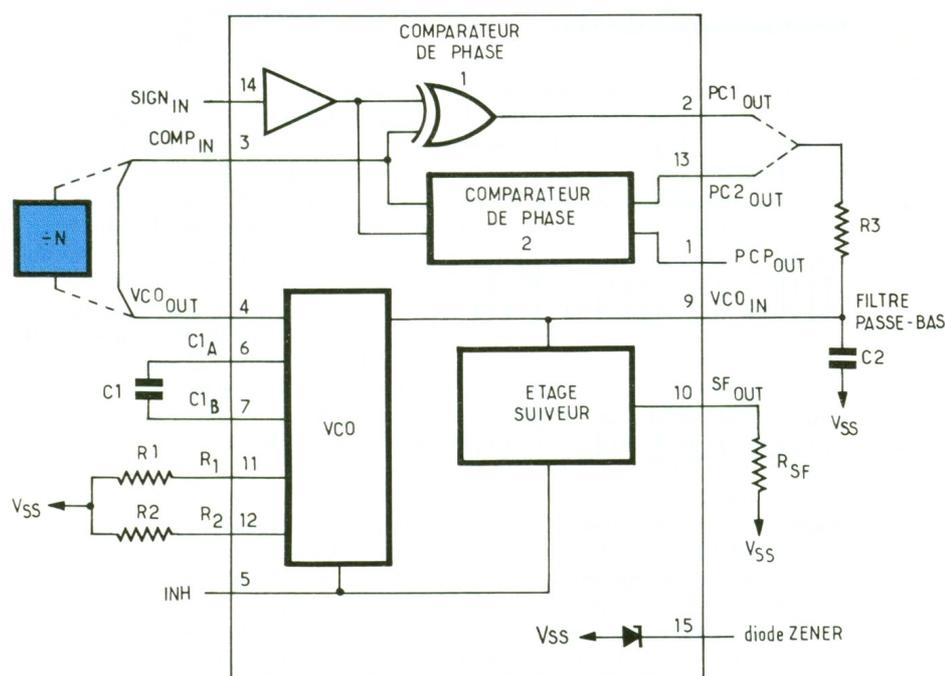
posants discrets et peut donc prendre toute structure utile. Le VCO nécessite pour fonctionner deux ou trois composants (R_1 , C_1) ou (R_1 , R_2 , C_1) suivant l'application envisagée. Un étage suiveur permet de ne pas charger le filtre passe-bas utilisé et une diode Zener de tension nominale 7 V peut assurer une bonne immunité face aux variations de la tension d'alimentation.

Le signal d'entrée (SIGNin)

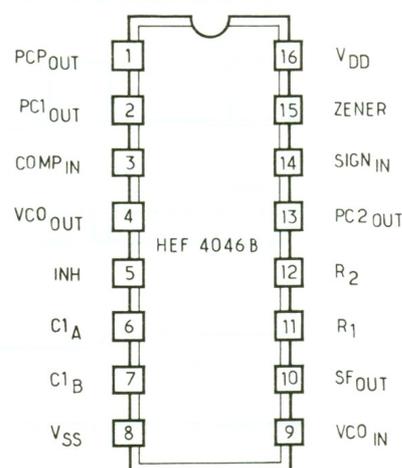
Avec des signaux aux normes CMOS, on relie directement ceux-ci à la patte 14, en revanche, si les niveaux de ces signaux ne respectent pas ces normes, il convient d'effectuer un couplage capacitif sur la patte 14, l'amplificateur d'entrée (autopolarisé) assurant cette mise à niveau.

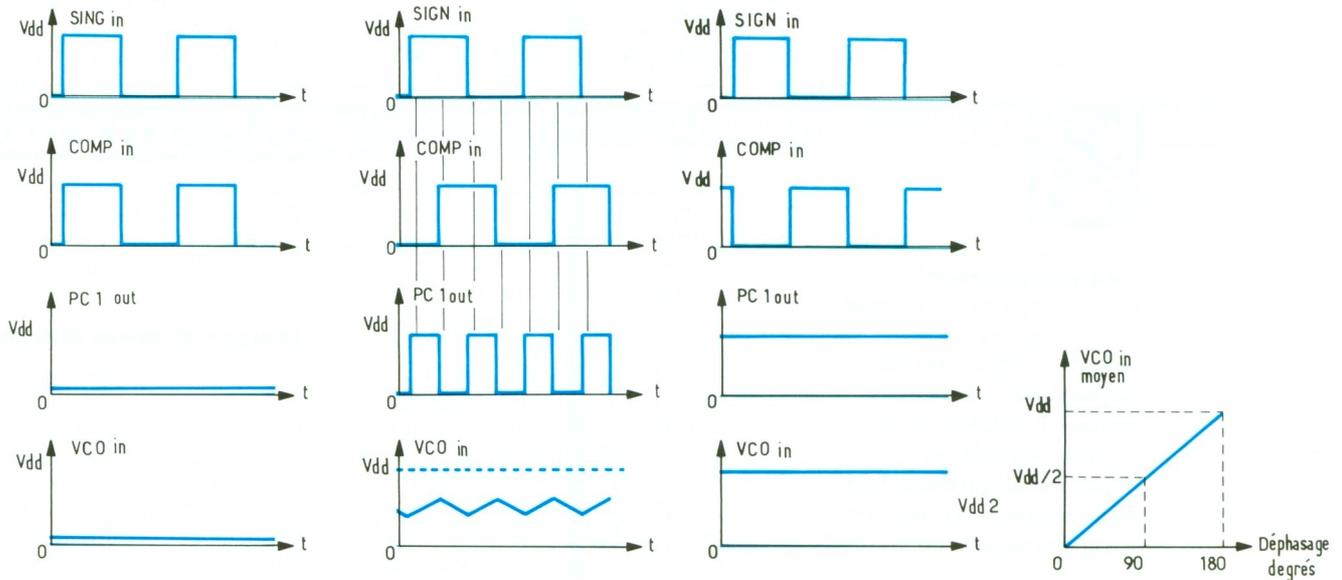
Fonctionnement du comparateur de phase 1

Il est souhaitable que le rapport cyclique des signaux appliqués à ce comparateur soit égal à 0,5 (durée de l'état haut égale à celle de l'état bas). Celui-ci étant un OU exclusif, sa sortie n'est à l'état haut que si l'état des signaux d'entrée est différent. Les figures 2a, b, c montrent l'évolution de la tension présente sur la sortie PC1 out suivant le déphasage existant entre le signal d'entrée et celui de sortie délivré par le VCO. Cette étude permet de tracer la caractéristique (fig. 3) représentant la valeur moyenne de la tension de sortie du comparateur en fonction du déphasage.



1 Le CD 4046 B.





2a, b, c Les signaux d'entrée/sortie d'un comparateur de phase.

3 Tension de sortie en fonction du déphasage.

Fonctionnement du comparateur de phase 2

Comme le montre la **figure 4**, la sortie de ce comparateur est de trois états. Celle-ci passe à l'état haut (VDD) si le front montant du signal incident arrive avant celui délivré par le VCO et uniquement pendant cette durée. Si en revanche, c'est le front montant du signal du VCO qui arrive en premier la sortie du comparateur passe à l'état bas (VSS) jusqu'à l'arrivée du front montant du signal inci-

dent. Ce même comparateur pilote la sortie PCPout qui est à l'état bas chaque fois que les signaux incidents (SIGNin) et (VCOout) ne sont pas en phase. On utilise très souvent cette sortie pour visualiser (grâce à une LED) l'état verrouillé ou non de la PLL.

Le choix de l'un ou l'autre des deux comparateurs de phase est lié à différents critères telles la possibilité de verrouillage sur harmoniques, que permet le comparateur de phase 1, et non le 2.

centrale F_0 correspondant à $VCO_{in} = V_{dd}/2$. En supposant par exemple que l'on travaille sous 10 V d'alimentation, on obtiendra une fréquence centrale F_0 de 10 kHz (pour $VCO_{in} = 5$ V) si $R_1 = 10$ k Ω et $C_1 = 8$ nF (soit 8,2 nF en valeur normalisée), point A sur l'abaque.

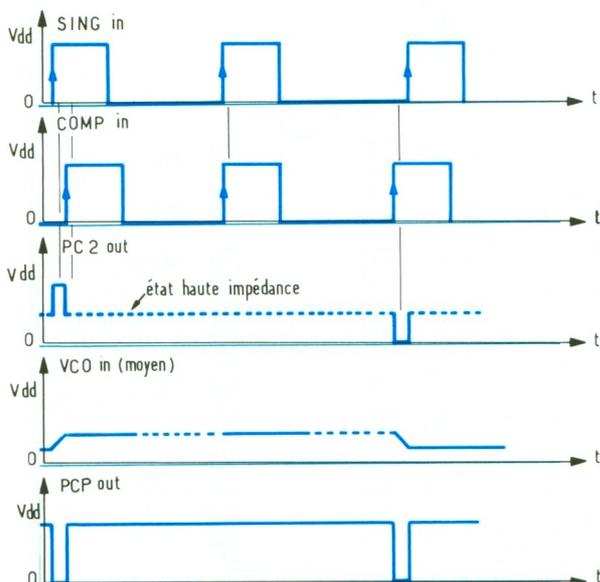
Le fonctionnement correspondant à R_2 non infini (**fig. 6**) met en évidence une modification du comportement du VCO pour $VCO_{in} = 0$, valeur pour laquelle la fréquence délivrée par le VCO n'est plus nulle mais égale à F_{min} (il s'agit ici du mode de fonctionnement avec OFFSET).

C'est grâce à l'abaque de la **figure 6** que l'on détermine les valeurs de R_2 et C_1 (toujours en fonction de la tension d'alimentation V_{dd}) permettant d'obtenir la fréquence minimale (F_{min}).

Par exemple pour $V_{dd} = 10$ V la valeur C_1 (8,2 nF) de l'exemple précédent permettrait d'obtenir $F_{min} = 2$ 500 Hz avec $R_2 = 100$ k Ω (point B sur l'abaque). Bien entendu, si un point ne se situe pas sur l'une des droites $R_2 = 10$ k Ω , 100 k Ω ou 1 M Ω , on effectue une approximation plus ou moins linéaire pour évaluer la valeur de R_2 , qui, de toute façon pourra être modifiée pour répondre aux exigences du montage après essais.

Pour compléter les caractéristiques du VCO, nous donnons à la **figure 7** l'abaque conduisant à

4 Le comparateur N° 2 du CD 4046 B.

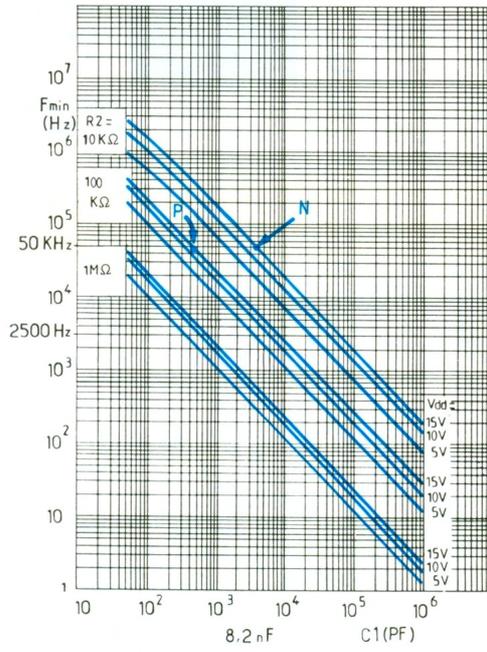
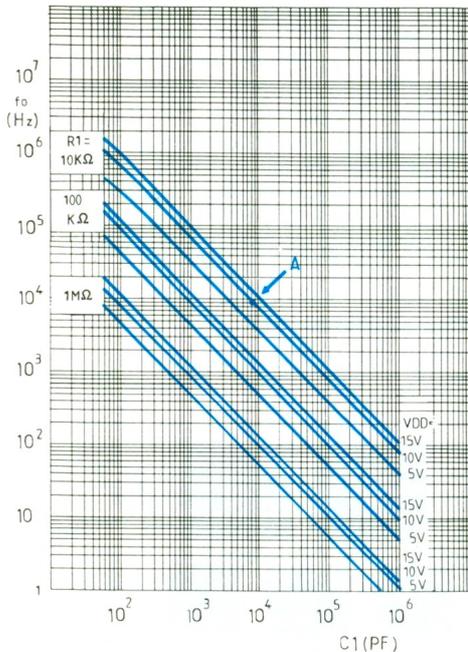
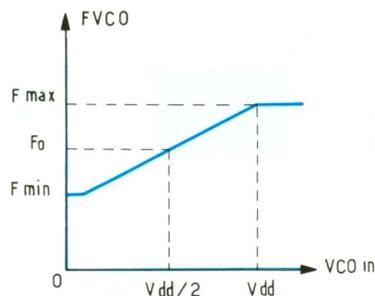
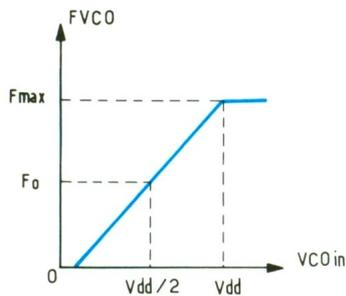


Fonctionnement du VCO

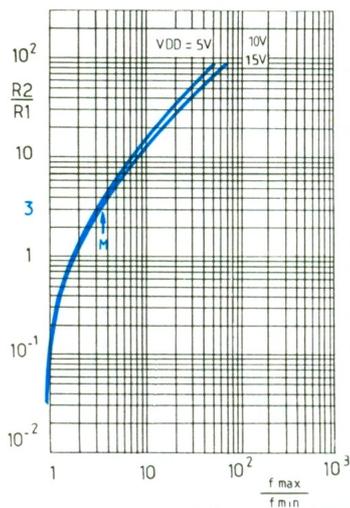
La tension de commande (VCO_{in}) de celui-ci doit être appliquée à la patte 9. Elle provient de la sortie du filtre passe-bas dont le rôle essentiel consiste à éliminer les composantes HF du signal de sortie du comparateur de phase. Deux modes de fonctionnement sont envisageables suivant que R_2 a une valeur infinie ou non.

Avec $R_2 = \infty$ (patte 12 en l'air), $F_{vco} = 0$ pour $VCO_{in} = 0$. La fréquence du VCO qui ne dépend dans ce cas que de R_1 , C_1 et de la tension VCO_{in} peut varier entre 0 et F_{max} comme le montre la **figure 5**. C'est le mode de fonctionnement sans OFFSET.

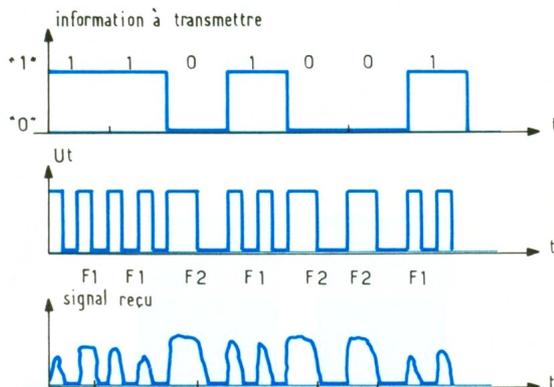
L'abaque de la **figure 5** permet de déterminer les valeurs de R_1 et C_1 pour différentes valeurs de la tension d'alimentation V_{dd} lorsqu'on s'est fixé la fréquence



5/6 Valeurs des éléments du VCO.



7/8 Plage de variation du VCO.



la détermination du rapport R_2/R_1 et fonction de F_{max}/F_{min} . Pour familiariser le lecteur avec l'utilisation de ces abaques nous supposons que la PLL utilisée doit fonctionner entre les fré-

quences $F_{min} = 50 \text{ kHz}$ et $F_{max} = 200 \text{ kHz}$ sous une tension d'alimentation V_{dd} de 15 V. Le problème consiste à déterminer les valeurs des composants R_1 , R_2 , C_1 .

On commence par calculer le rapport $F_{max}/F_{min} = 200/50 = 4$. Cette valeur portée sur l'axe des abscisses de l'abaque de la **figure 7** conduit pour $V_{dd} = 15 \text{ V}$ au point M dont l'ordonnée R_2/R_1 vaut 3. La valeur $F_{min} = 50 \text{ kHz}$ est ensuite portée en ordonnée de l'abaque de la **figure 8**. On peut choisir plusieurs couples de valeurs R_2 , C_1 . Si l'on prend $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, cela conduit à $C_1 = 4 \text{ nF}$ (point N) alors que $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ correspond à $C_1 = 400 \text{ pF}$ (point P). On constate que dans les deux cas le produit $(R_2 \cdot C_1)$ a la même valeur numérique, et, par conséquent tout couple R_2 , C_1 dont le produit a la même valeur numérique conviendra. Il faudra cependant choisir C_1 dans la gamme [100 pF-1 μF] si l'on veut bénéficier d'une bonne linéarité pour le VCO. On déduit R_1 du rapport R_2/R_1 , qui, rappelons-le vaut 3 dans notre exemple.

En résumé, le fonctionnement attendu sera correct pour $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 390 \text{ pF}$ (valeur normalisée).

La validation du VCO et de l'étage suiveur est obtenue en portant la pin 5 à la masse alors qu'un niveau haut les met tous les deux hors fonction, ce qui réduit au minimum le courant de repos consommé.

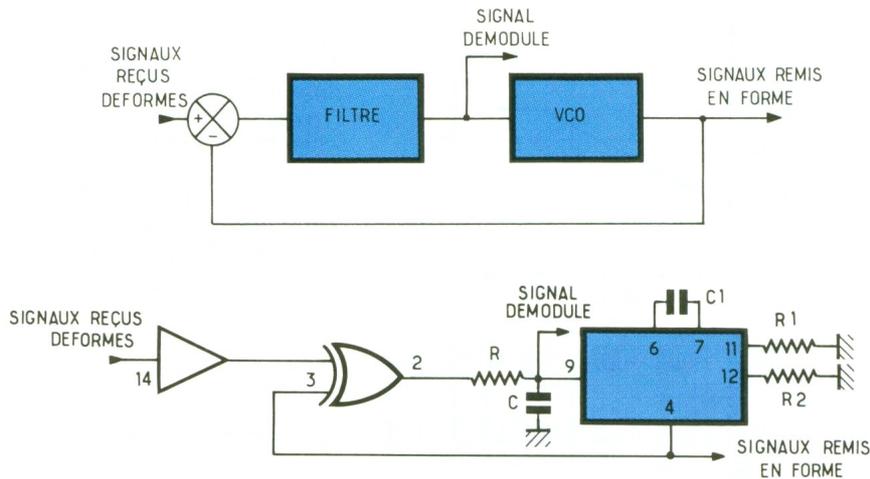
La sortie du VCO peut être connectée directement à l'entrée COMPin ou au travers d'un diviseur, comme nous aurons l'occasion de vous le montrer dans les applications de ces PLL.

Les caractéristiques des filtres associés dépendent essentiellement des applications envisagées, nous donnerons des précisions à leur sujet à ce moment-là.

APPLICATIONS DES PLL

Circuit de remise en forme et démodulateur PSK

Nous débutons ce paragraphe par un montage qui permet de remettre en forme un signal logique déformé comme celui que présente la **figure 8**. On pourrait rencontrer un tel signal du côté récepteur d'une liaison série un peu trop longue ou lors de la relecture d'un bande magnétique servant de support de masse à un ordinateur. Ces informations série correspondent à la transformation des niveaux « 0 » et « 1 » en deux fréquences « F1 » et



9 Circuit de mise en forme.

« F2 » de valeurs différentes par un procédé de modulation appelé FSK (de l'anglais Frequency Shift Keying, soit en français par saut de fréquence) dont la **figure 8** montre le principe.

Notre dessin correspond par exemple à $F1 = 1000$ Hz pour les bits « 0 » et 2000 Hz pour les bits « 1 ». Une caractéristique de ce mode de transmission est son débit qui s'exprime en bauds (bits/seconde). Une transmission à 300 bauds correspond à une modification 300 fois par seconde de la fréquence du signal U_t (t comme transmis). Ce mode de transmission n'est en fait qu'une modulation de fréquence à deux états. C'est ce procédé de modulation qui est utilisé pour le minitel.

La **figure 9** montre le schéma fonctionnel du circuit de mise en forme qui n'est composé en tout et pour tout que d'une PLL. Les signaux remis en forme sont disponibles à la sortie du VCO, mais on dispose en plus des signaux

démodulés à la sortie du filtre (donc à l'entrée de VCO) si besoin est. La forme carrée des signaux de sortie impose l'utilisation d'un VCO délivrant cette forme de signal (cas du 4046). Il est très facile de comprendre le fonctionnement si l'on se souvient qu'une PLL délivre à sa sortie des signaux qui ont la même fréquence que ceux présents à son entrée, mais, qui plus est, sont propres puisque l'amplitude du signal délivré par le VCO est constante. Pour ce qui concerne les signaux démodulés il faut savoir que le VCO est un dispositif qui transforme un niveau de tension en un niveau de fréquence.

En considérant par exemple un 4046 fonctionnant dans le mode OFFSET tel que $F_{min} = 1000$ Hz, $F_{max} = 2000$ Hz (valeurs de F1 et F2 du signal reçu), on disposera sur VCOin d'un niveau « 0 » chaque fois que $F_{vco} = F1$ et d'un niveau « 1 » pour $F_{vco} = F2$.

La forme du signal démodulé dépendra essentiellement du filtre passe-bas utilisé. La bande passante minimale de celui-ci sera d'au moins 300 Hz pour une vitesse de transmission de 300 bauds, encore que dans ce cas le signal obtenu s'apparentera plus à une sinusoïde qu'à un carré. Une étude théorique montrerait qu'il est souhaitable dans ce cas d'utiliser la deuxième structure de filtre envisagée à la **figure 3** de la 1^{re} partie paru dans le n° 169 qui donne de bien meilleurs résultats quant à la forme du signal démodulé si l'on prend soin d'adjoindre (hors boucle) un second filtre dont la fonction de transfert n'intervient pas au niveau PLL mais dont l'action se situe au niveau forme du signal démodulé.

Démodulateur FM

C'est bien sûr le même montage que pour l'application précédente puisque la FSK est aussi une modulation de fréquence (à deux niveaux). Les signaux démodulés sont disponibles à la sortie du filtre passe-bas, qui cette fois doit présenter une bande passante au moins égale à celle du signal BF modulant, soit 15 kHz en radiophonie. La plage de capture sera au moins égale à l'excursion de fréquence de l'émetteur.

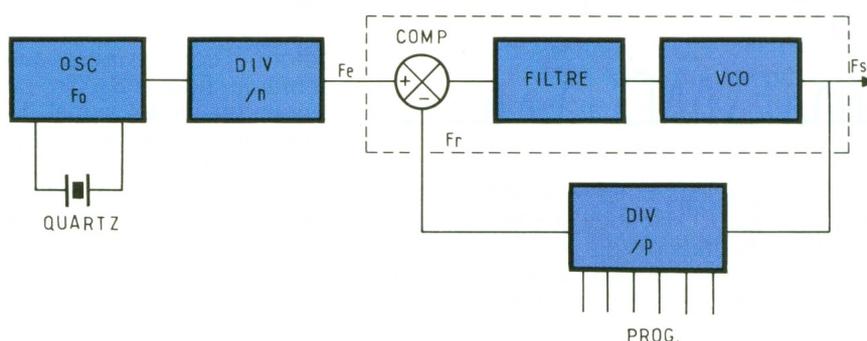
Synthétiseur de fréquence

Le schéma synoptique de ce montage est présenté à la **figure 10**. Il associe une PLL, deux diviseurs et un oscillateur à quartz qui confère au montage précision et stabilité.

Pour fixer les idées, nous supposerons que ce montage est destiné à synthétiser toutes les fréquences comprises entre 88 MHz et 108 MHz avec un pas de 100 kHz, soit un total de 200 canaux. Le VCO devant travailler dans cette gamme de fréquences sera, par exemple, réalisé avec un FET, élément actif d'un oscillateur colpitts pour lequel la variation de fréquence sera assurée par une diode varicap.

Le fonctionnement de la PLL est tel que, en régime permanent, les fréquences F_e et F_r présentes sur les entrées du comparateur sont égales. Nous pouvons écrire, en tenant compte des diviseurs par n et p , que $F_0/n = F_s/p$, qui conduit à $F_s = p(F_0/n)$.

10 Le synoptique d'un synthétiseur de fréquence.



Si l'on admet dans cette formule que F_0/n représente le pas de 100 kHz recherché, la gamme 88-108 MHz sera balayée lorsque p variera de 880 ($88 \text{ MHz}/100 \text{ kHz} = 880$) à 1 080 ($108 \text{ MHz}/100 \text{ kHz}$).

Un quartz de fréquence $F_0 = 1 \text{ MHz}$ associé à un diviseur par 10 pour n , ou tout autre couple (F_0, n) conduisant au même rapport $F_0/n = 100 \text{ kHz}$ procurera le pas souhaité.

Il faut remarquer que des problèmes pratiques peuvent se poser. Pour n'en citer qu'un, nous n'évoquerons que celui du diviseur par p , qui doit travailler à des fréquences comprises entre 88 et 108 MHz, valeurs que ne peuvent atteindre ni la HCMOS ni la TTL. Heureusement, il existe d'autres technologies (ECL) et certains fabricants proposent des diviseurs travaillant à ces fréquences. Notre but dans cet exposé n'étant pas de trouver une

réponse à tous les problèmes de réalisation, mais plutôt de présenter diverses applications mettant en avant le rôle des PLL, nous laissons au lecteur le soin de réfléchir à ces problèmes en nous dirigeant vers une autre application.

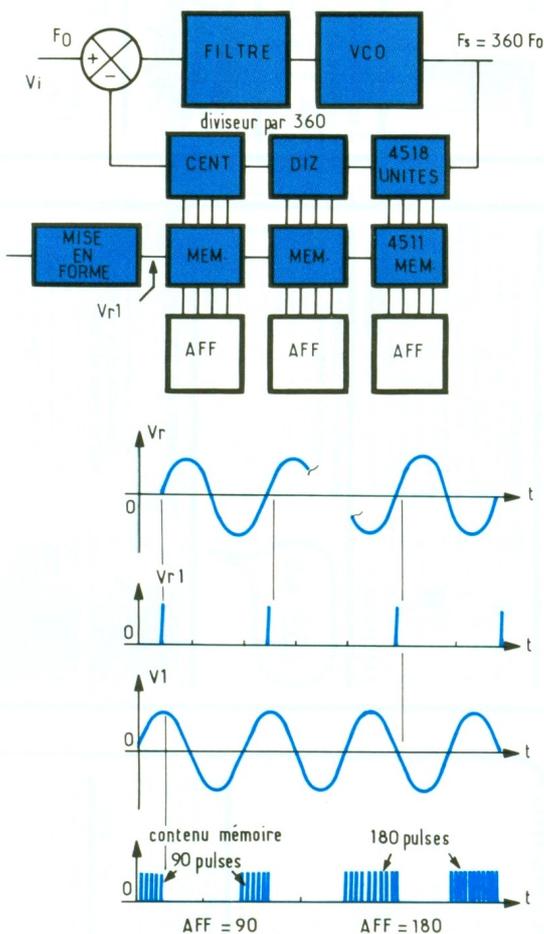
Phasemètre numérique à PLL

On trouve, à la figure 11, le synoptique d'une telle application, dont le rôle consiste à fournir la valeur du déphasage existant entre deux signaux $v_i(t)$ et $v_r(t)$ de même fréquence et synchronisés entre eux. Ce peut être le cas des signaux d'entrée et de sortie d'un amplificateur.

Le cœur du montage est une PLL possédant un diviseur par 360, dans sa chaîne de retour. Un tel facteur de division permet d'obtenir une précision égale au degré. Un circuit de mise en forme (non déphaseur) transforme le signal de référence $v_r(t)$ en un signal impulsionnel déclenchant la mise en mémoire du code contenu dans le diviseur. Ce code représente, en fait, le nombre d'impulsions séparant les passages à « 0 » des fronts positifs des signaux $v_i(t)$ et $v_r(t)$.

Puisqu'en régime permanent les signaux appliqués au comparateur de la PLL ont la même fréquence, fréquence par ailleurs égale à celle du signal étudié F_0 , celle délivrée par le VCO vaut $F_s = 360 \times F_0$. Chaque impulsion emmagasinée par la mémoire correspond donc à un déphasage de 1° , le contenu de celle-ci représente la mesure recherchée.

L'analyse des oscillogrammes de la figure 12 permet de voir deux situations correspondant à des déphasages de 90° et 180° .



11/12

Un phasemètre numérique. Déphasages de deux signaux.

Avec les diviseurs par 10 travaillant en code BCD et les circuits latch préconisés sur le schéma, on peut attaquer directement trois afficheurs, qui donneront sous forme digitale la valeur du déphasage.

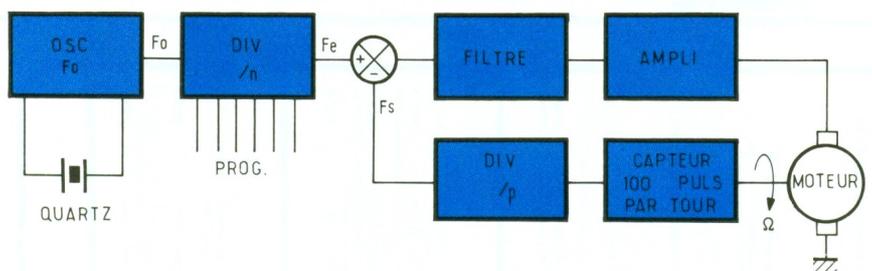
Asservissement de vitesse pour moteur

Lorsqu'on doit bénéficier d'une très grande stabilité pour la vitesse de rotation d'un moteur, on peut intégrer celui-ci dans une PLL, où il joue alors le rôle du VCO. L'utilisation d'un oscillateur à quartz associé à un diviseur programmable ou non, suivant l'application envisagée, permet d'obtenir la stabilité souhaitée.

La figure 13 donne le synoptique de ce dispositif qui fait intervenir un capteur dans la boucle de retour. On pourra, par exemple, utiliser un capteur optique délivrant 100 impulsions par tour. L'obtention d'une vitesse de rotation de 1 tour/seconde conduit à $F_s = F_e = 100 \text{ Hz}$, soit pour un quartz de 1 MHz, un facteur de division $n = 10 000$, soit deux 4518 en cascade. Des vitesses de rotation de valeur non entière ne posent pas plus de problème si l'on peut introduire un diviseur supplémentaire par p dans la chaîne de retour, les valeurs de n et p étant calculées pour que $F_0/n = F_{\text{moteur}} \times 100/p$.

Nous terminons ici ce long exposé plutôt théorique en vous promettant, pour les mois qui viennent, un certain nombre de réalisations pratiques où figurent des PLL. Nous savons bien qu'un grand nombre d'applications n'ont pas été évoquées, mais il faut laisser de la place pour d'autres sujets tout aussi intéressants, une autre fois.

F.J.



13

Asservissement de la vitesse d'un moteur.

PSEUDO « BARGRAPH FLASH » DE SIGNALISATION SUR 220 V



Que ce soit pour avertir d'une action prioritaire en cours ou d'un danger imminent, la signalisation s'avère nécessaire dans bien des domaines. Interdire l'accès d'un laboratoire photographique, radiographique ou autre pendant certaines phases de traitement, signaler des dangers en milieu industriel, contrôler l'accès d'une conférence ou d'une réunion de personnes, signaler la carence de fonctionnement d'une machine ou d'un dispositif prioritaire.

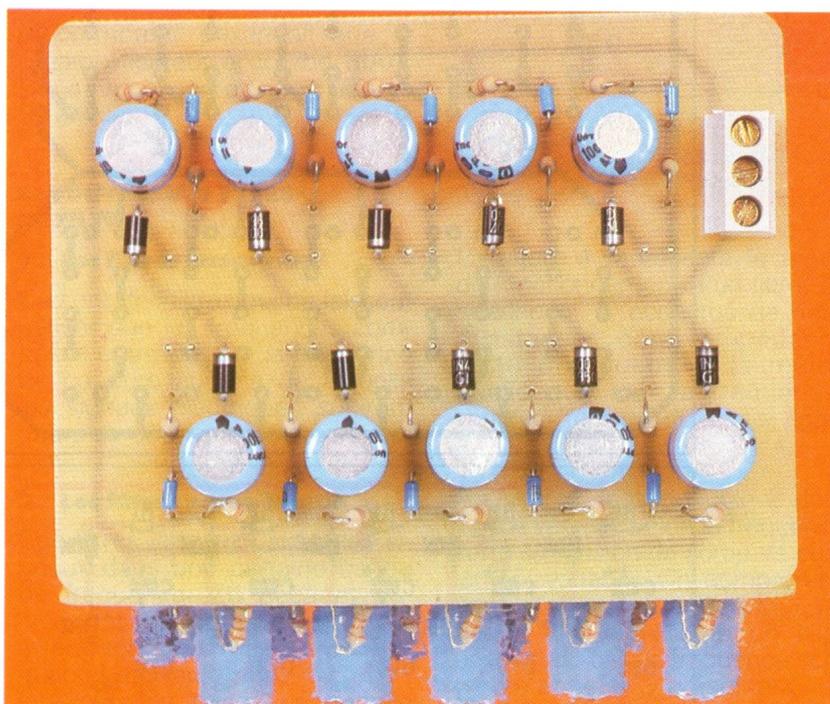
Ce sont autant d'exemples non limitatifs pour lesquels ce « Bargraph » de signalisation, d'alarme ou de balisage pourra couvrir l'exigence, apporter une solution optique puissante et même remplacer « au pied levé » l'antique « lampe rouge » de service.

Le montage présente en effet quelques avantages qui ne peuvent que le rendre sympathique :

- son extrême simplicité ;
- sa réelle puissance optique avec des DEL à haute luminosité ;
- sa fiabilité ;
- son prix de revient dérisoire ;
- son alimentation directe sur le 220 V.

De plus, la signification du « message » ne sera pas la même suivant que le circuit sera monté avec des LED rouges ou vertes, d'autant que rien n'interdit de faire fonctionner deux « Bargraph », l'un rouge, l'autre vert, en alternance asservie.

C'est dire que ce circuit peut répondre à un grand nombre de

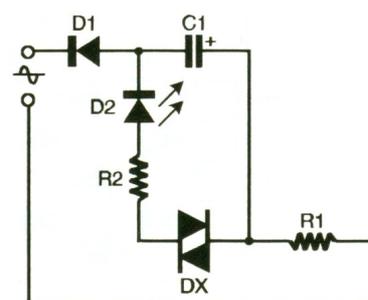


problèmes de signalisation ou de balisage, que chacun complètera au gré de ses exigences et de son imagination.

LE SCHEMA DE PRINCIPE (fig. 1)

Le schéma de principe est plus que simple, ce qui n'enlève rien à ses qualités.

Le condensateur C_1 , $100 \mu\text{F}$, est chargé au travers de D_1 et de R_1 , de $33 \text{ k}\Omega$ à $100 \text{ k}\Omega$, qui détermine (avec C_1) la fréquence du « flash ». Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint la tension d'amorçage du diac (32 V), celui-ci conduit et permet la décharge de C_1 au travers de la DEL. R_2 limite ce courant de décharge. Pour obtenir le meilleur rendement du « flash », 22Ω

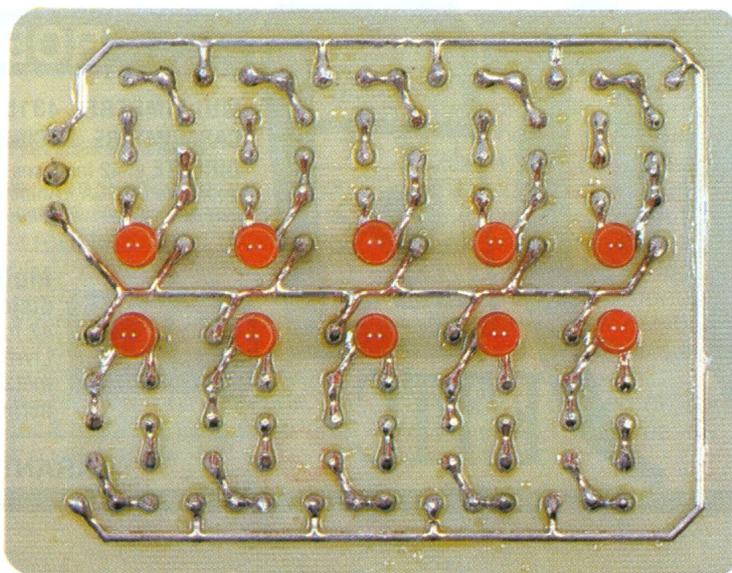


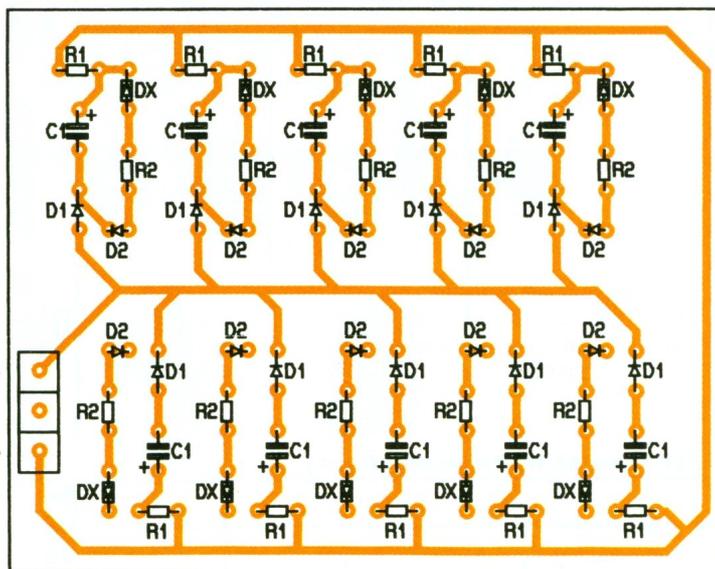
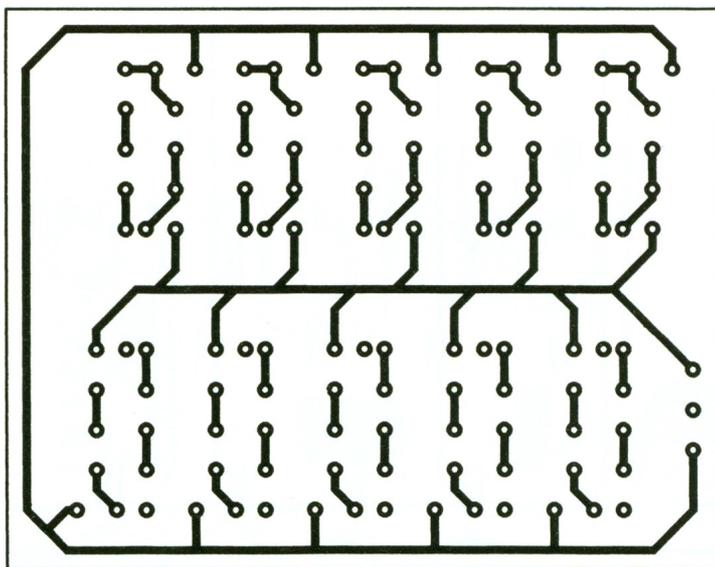
1 Le schéma de principe d'un module se répète 10 fois.

pour R_2 est une « valeur limite » sous laquelle on ne peut descendre.

La tension de service de C_1 doit être de 40 V , c'est-à-dire supérieure à la tension d'amorçage du diac.

Photo 2. - Les 10 DEL se retrouvent du côté soudures.





Le circuit imprimé de la **figure 2** est le même qui se répète 10 fois, il peut donc être scindé ou multiplié suivant l'application envisagée.

L'implantation des composants de la **figure 3** ne présente aucun problème particulier si ce n'est l'habituel respect des polarités. Aucune mise au point, aucun réglage, le circuit doit fonctionner dès sa mise sous tension.

Afin de pouvoir aligner sans difficulté les deux rangées des LED, il est conseillé de se servir du circuit imprimé, après perçage mais avant montage des composants, et de le positionner dans la partie de boîtier qui doit recevoir les DEL.

De la sorte, il suffit de (re)percer circuit et boîtier pour obtenir le repérage exact.

Le bornier de raccordement est volontairement prévu avec trois bornes afin que les deux conducteurs soient nettement séparés. Le montage prendra place dans un coffret isolant adapté à son application, noir de préférence, et l'on se souviendra pendant les manipulations de la présence du secteur 220 V, sachant que toute maladresse ou imprudence pourrait être sévèrement sanctionnée par un choc violent.

P. RASSCHAERT

2/3 Dessin du circuit imprimé et implantation des composants.

Le circuit fonctionne aussi bien avec des LED « standard » que des LED « HL » (haute lumière), qui sont d'un rendement supérieur. On veillera à ce que les DEL soient issues d'un même lot, un

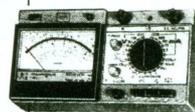
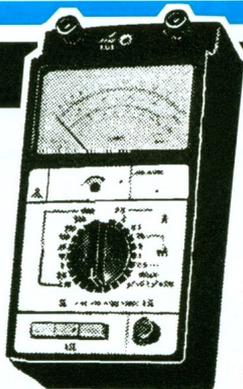
panachage risquant d'entraîner des « différences visuelles » indésirables. Il faut impérativement utiliser des diacs neufs pour éviter la présence de 220 V aux bornes du condensateur C₁.

LISTE DES COMPOSANTS

- R₁ : 10 × 33 kΩ (orange, orange, orange)
- R₂ : 10 × 22 Ω (rouge, rouge, noir)
- C₁ : 10 × 100 μF 40 V
- D₁ : 10 × 1N4007
- DX : 10 × diac
- D₂ : 10 × DEL haute luminosité

99

F/TTC



ROBUSTESSE GARANTIE

MULTIMETRE 4315 AVEC EN PLUS CAPACIMETRE, DECIBELMETRE EN LECTURE DIRECTE et 42 fonctions en Voltmètre CC / CA - Ampèremètre CC/CA et ohmètre livré en mallette métallique hermétique.

Multimètre 4317 avec disjoncteur automatique
42 fonctions - 5 Ampères
Livré en mallette métallique hermétique

288^F

GARANTIE 1 AN

En vente chez : (forfait de port 35 F)

ACER Composants

42, rue de chabrol
75010 PARIS
Tél. : 47 70 28 31
Fax : 42 46 86 29

ACER Reully Composants

79, boulevard Diderot
75012 PARIS
Tél. : 43 72 70 17
Fax : 42 46 86 29

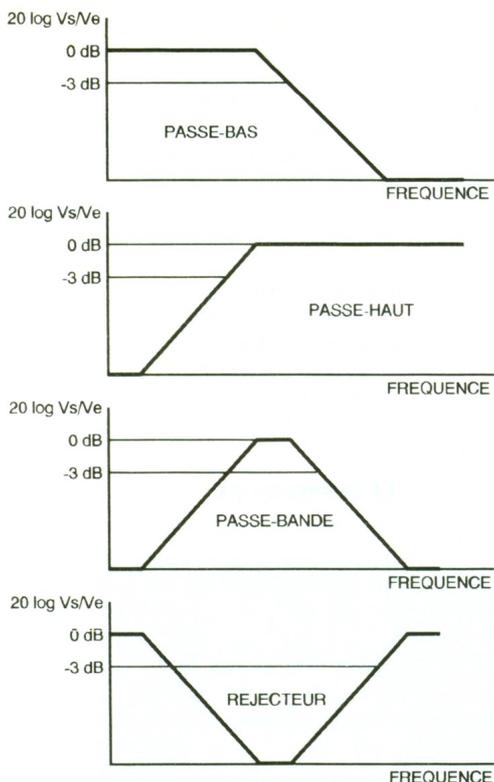
LES FILTRES EN BF



Nous débutons, avec ce numéro d'Electronique Pratique, une série de petits articles sur les filtres. Sans trop entrer dans les calculs et les modes de fonctionnement de chacun d'entre eux, vous serez, à la fin de la série, à même de savoir quel filtre vous devez employer pour tel usage et vous saurez trouver, par des calculs très simples, la valeur des composants à utiliser pour une fréquence donnée.

Nous nous attacherons principalement aux filtres RC passifs et actifs, ceux-ci étant les plus employés dans le domaine des basses fréquences. Par filtres, nous entendons également, et cela nous semble évident, aussi bien

1 Les courbes de réponse de quatre filtres.



le correcteur Baxandall que le préamplificateur à courbe RIAA. Nous y consacrerons d'ailleurs un article.

LES DIFFERENTS TYPES DE FILTRES

1. Les filtres passe-bas

Ce sont des filtres qui ne laissent passer que les fréquences comprises entre 0 Hz et la fréquence de coupure au-delà de laquelle les signaux électriques subiront une plus ou moins forte atténuation.

2. Les filtres passe-bande

Ces filtres laissent passer les signaux dans une certaine bande de fréquence. En deçà et au-delà, ces signaux subissent une atténuation. La bande de fréquence passante peut, bien sûr, être plus ou moins large ; elle peut aller de quelques centaines de hertz jusqu'à plusieurs kilohertz.

3. Les filtres passe-haut

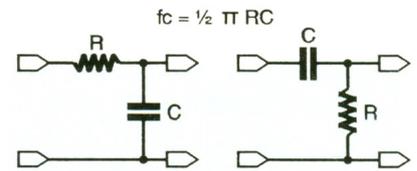
Ils ne laissent passer que les signaux dont la fréquence est supérieure à la fréquence de coupure. Les fréquences inférieures seront atténuées dans une plus ou moins large mesure, selon le type de filtre employé. Ils bloquent, bien sûr, les tensions continues.

4. Les filtres rejeteurs de fréquences ou filtres coupe-bande

Ces derniers filtres que nous verrons agissent comme les filtres passe-bande, mais d'une façon inverse. C'est-à-dire qu'ils éliminent ou, plutôt, atténuent fortement les signaux dont la fréquence correspond aux fréquences de coupure du filtre. La figure 1 représente très schématiquement le fonctionnement de chacun de ces quatre filtres.

LES FILTRES PASSIFS

Le plus simple des filtres que l'on puisse réaliser est composé d'une résistance et d'un condensateur. Un filtre passe-bas et un filtre passe-haut sont dessinés aux figures 2 et 3. Les filtres de fréquence utilisent la propriété que le condensateur a de présenter une plus ou moins grande impédance selon la fréquence présente à ses bornes.



2/3 Les filtres passe-bas et passe-haut.

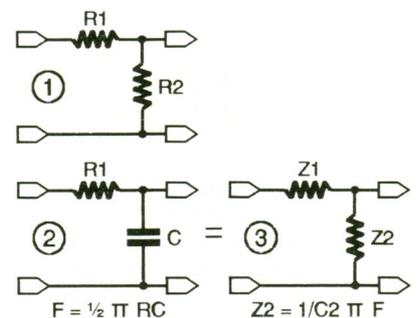
La figure 4 représente le mode de fonctionnement d'un filtre. Le quadripôle 1, constitué de deux résistances dont l'impédance reste pratiquement la même quelle que soit la fréquence, verra sa tension de sortie égale à :

$$V_s = V_e \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$$

A l'inverse, le quadripôle 2 dont Z_2 est variable selon la fréquence verra sa tension de sortie V_s également variable. On comprendra donc aisément que dans ce quadripôle qui représente un filtre passe-bas, plus la fréquence sera élevée et plus C_2 présentera une impédance faible ; par conséquent, plus les fréquences élevées seront atténuées. L'impédance qu'un condensateur présente à une fréquence donnée est :

$$Z = 1/C \cdot 6,28 \cdot F$$

avec $(2\pi = 6,28)$



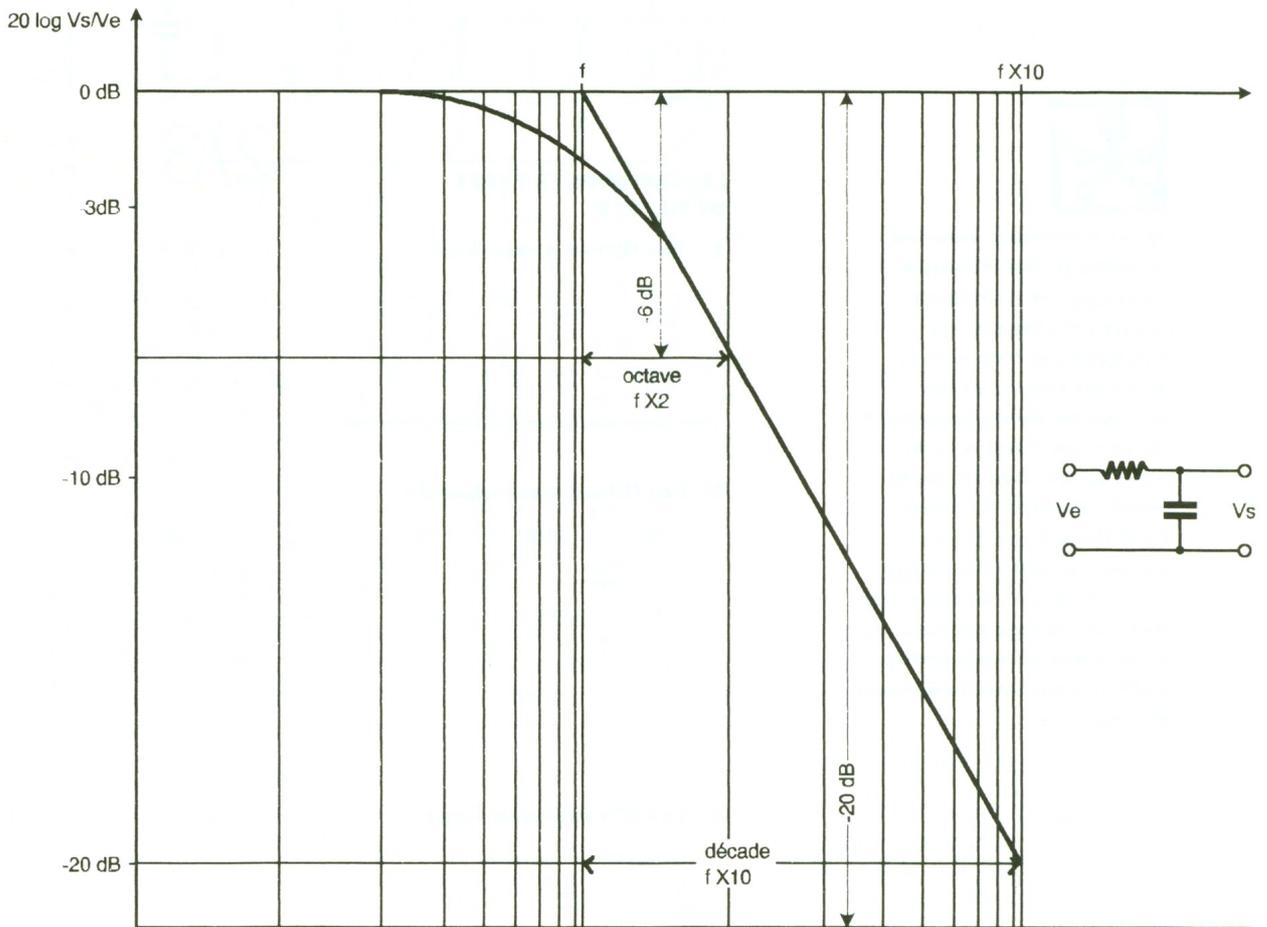
4 Le mode de fonctionnement du quadripôle passif.

La fréquence de coupure d'un filtre est égale à :

$$F = 1/6,28 \cdot R \cdot C$$

Ces filtres sont appelés filtres du premier ordre. Ils présentent une atténuation de 6 dB par octave ou 20 dB par décade. La courbe d'amplitude d'un filtre est représentée par deux axes x et y ; l'axe des abscisses représente la fréquence (en échelle logarithmique) et l'axe des ordonnées, les décibels (dB). Les décibels sont obtenus par la formule suivante :

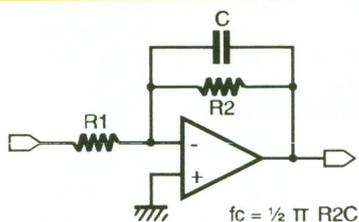
$20 \log_{10} V_s/V_e$
où V_s est la tension de sortie et V_e la tension d'entrée du filtre considéré.



5 Courbe représentative d'un filtre passe-bas.

La **figure 5** montre la courbe du filtre représenté. Revenons à la **figure 4**. Il est évident qu'en branchant une résistance R_c aux bornes de sorties de ce quadripôle, la tension V_s va être diminuée, l'impédance Z_2 modifiée et la fréquence de coupure également. En intercalant un amplificateur opérationnel dont l'impédance d'entrée est grande et l'impédance de sortie faible, nous nous affranchissons de ce défaut et nous aurons conçu un filtre actif.

6 Le filtre passe-bas actif.



LES FILTRES ACTIFS

Le principe de fonctionnement de ce type de filtre est semblable à celui du filtre passif, à ceci près que nous pouvons, si nous le désirons, obtenir une amplification du signal.

Voyez la **figure 6**. Comme chacun sait, le gain d'un amplificateur opérationnel est fonction du rapport existant entre la résistance d'entrée R_1 et celle de contre-réaction R_2 .

Plaçons un condensateur C en parallèle sur R_2 . Aux fréquences basses, C présente une grande impédance et ne modifie rien au fonctionnement de l'amplificateur opérationnel. Mais plus la fréquence augmente, plus son impédance faiblit et moins l'amplificateur a un gain élevé. Le résultat escompté est donc obtenu.

Le filtre passe-haut fonctionne d'une manière identique, mais c'est la résistance d'entrée qui

modifiera le gain de l'amplificateur opérationnel.

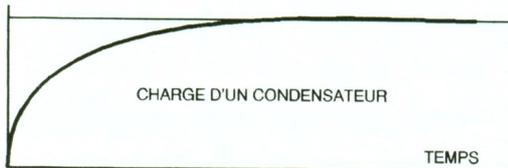
La pente d'atténuation à proximité de la fréquence de coupure des filtres du premier ordre reste assez faible. C'est pourquoi il a été conçu d'autres filtres dont les pentes sont beaucoup plus raides.

- Premier ordre :
– 6 dB par octave
- Second ordre :
– 12 dB par octave
- Troisième ordre :
– 18 dB par octave.

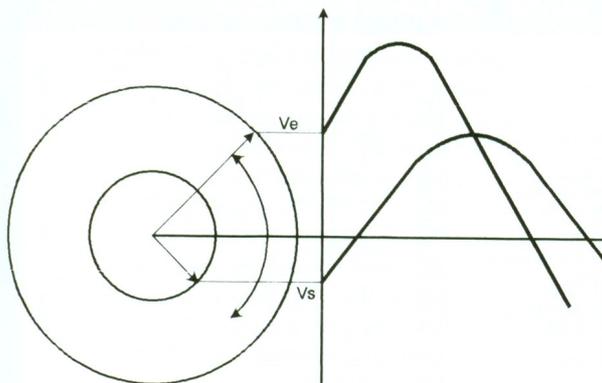
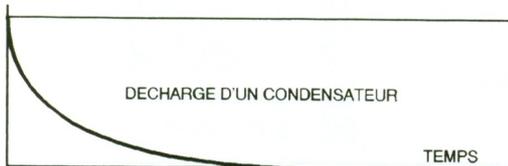
LE DEPHASAGE

Un filtre RC introduit un déphasage du signal sinusoïdal de sortie par rapport à celui d'entrée. Ce retard varie de 90° à 0° et de 0° à -90° , selon le type de filtre utilisé. De par les caractéristiques du condensateur lors de sa charge et de sa décharge au travers d'une résistance (**fig. 7**), on comprend mieux le déphasage

TENSION EN VOLTS



TENSION EN VOLTS



7/8

La charge et la décharge des condensateurs entraînent des retards produisant le déphasage de la tension V_s par rapport à V_e . La figure 8 est une représentation relative concernant la fréquence qui, bien sûr, ne varie pas.

(ou retard) de V_{sortie} par rapport à $V_{\text{entrée}}$. Ce retard est appelé angle de déphasage.

La figure 8 explique en détail cette caractéristique des filtres RC.

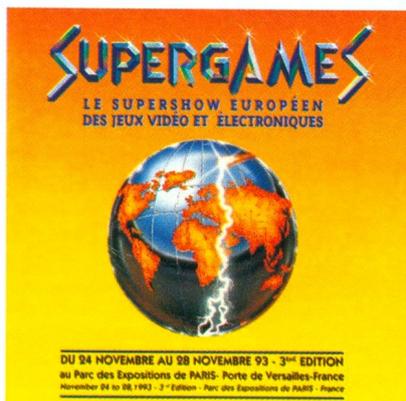
Pour nous qui nous occuperons du domaine des basses fréquences (donc de l'audio), ce phénomène ne présente pratiquement pas d'influence.

Voici terminée cette première partie sur les filtres RC. Nous continuerons le mois prochain par l'étude du correcteur Baxandall.

Patrice OGUIC

3615
code
EPRAT

Les sommaires
d'Electronique
Pratique
sur minitel



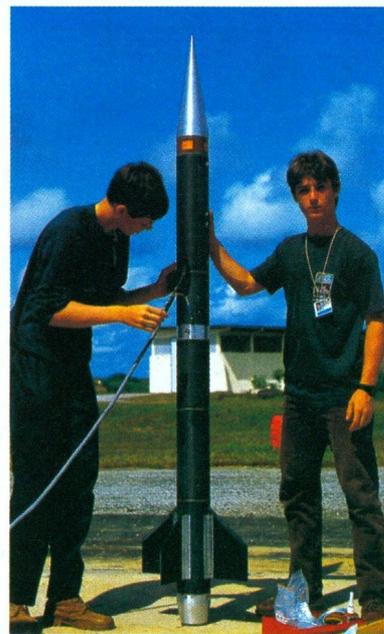
SUPERGAMES 93

Paris-Porte de Versailles

Le salon Supergames 93, c'est avant tout le Supershow européen des jeux vidéo et électroniques ; en 1992, il a accueilli quelque 60 000 visiteurs. Il s'agit là de voir réunis sur un même espace les firmes et les médias qui se consacrent au marché des jeux. Supergames 93 double son espace pour satisfaire aux demandes ; deux jours seront consacrés aux rencontres professionnelles les 25 et 26 novembre. Ces deux journées offriront la possibilité de présenter en avant-première les nouveaux produits, de trouver des opportunités de partenariat, de rencontrer les constructeurs, éditeurs, acheteurs, importateurs, programmeurs. Dans le même temps, une démarche sera entreprise avec les médias afin d'amener de nouveaux publics aux différents produits présentés, tout un fidélisant la clientèle existante. Tous les espaces, les villages seront couplés et construits autour d'événements, d'animations, plateaux TV, concours, directs radio, lancements de produits, démonstrations et spectacles autour de personnalités connues du public.

Le salon Supergames 93 est organisé, du 24 au 28 novembre 1993, par la société Showway, 70, rue Compans, 75019 Paris, tél. : 42.00.33.05.

Pour tout renseignement concernant le salon, contactez M. Bernard Mondoulet.



Le GAREF PARIS est un club scientifique de jeunes sous la forme juridique d'une association sans but lucratif (loi de 1901).

L'Association a été fondée en octobre 1964. Le club est ouvert à tous, à une seule condition : avoir moins de 24 ans au moment de l'adhésion.

Les membres réalisent des expériences sur fusées-sondes, ballons-sondes ou même une expérience satellisable.

Les jeunes qui composent le GAREF Paris sont donc des passionnés d'une ou plusieurs techniques nécessaires à la réalisation des projets scientifiques.

Le GAREF Paris est entièrement autogéré par les jeunes du club qui composent la totalité du Conseil d'administration et qui décident des orientations et programmes de l'association. Ce sont ces mêmes jeunes qui assurent l'encadrement.

Les expériences du club utilisent les différentes techniques des engins aérospatiaux :

- de l'électronique : logique, microprocesseur, linéaire, hautes fréquences ;
- de l'informatique : programmes de calcul de trajectoires, acquisition de données, traitement d'images, gestion ;
- de la mécanique : structure de fusées, nacelles de ballon sonde, caméra, boîtiers.

Le Club est ouvert tous les samedis et dimanches après-midi, entre 15 heures à 19 heures.

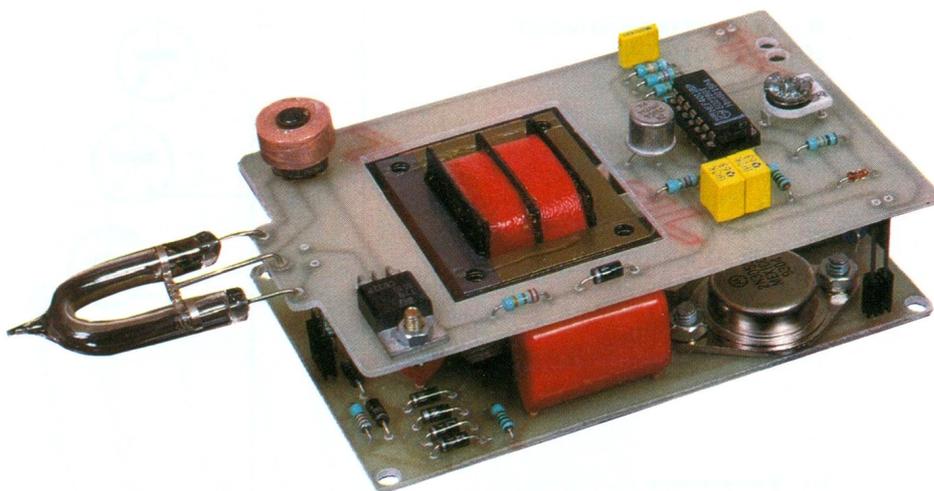
GAREF Paris, 2-6, rue Emile-Levassor, 75013 Paris. Tél. : 45.85.56.13.

UNE SIGNALISATION POUR VOITURE



En cas de stationnement sur le bas-côté d'une route suite à un accident ou à une panne, il est de la plus haute importance de signaler sa présence aux autres usagers. Cela est encore plus nécessaire si la visibilité est mauvaise (nuit, brouillard, neige, pluie...).

Le montage proposé, que l'on pourra directement brancher sur l'allumecigares, délivre périodiquement de très intenses éclairs, et donc visibles de très loin.



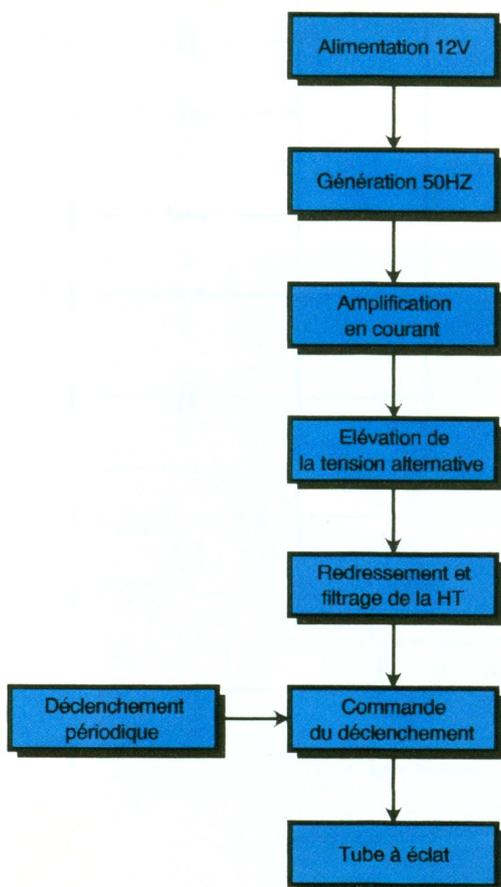
I - LE PRINCIPE (fig. 1)

Un multivibrateur génère une base de temps de 50 Hz. Après une très importante amplification en intensité, ce courant alternatif est acheminé sur le secondaire d'un transformateur. On recueille ainsi un potentiel alternatif de l'ordre de 250 à 300 V sur le pri-

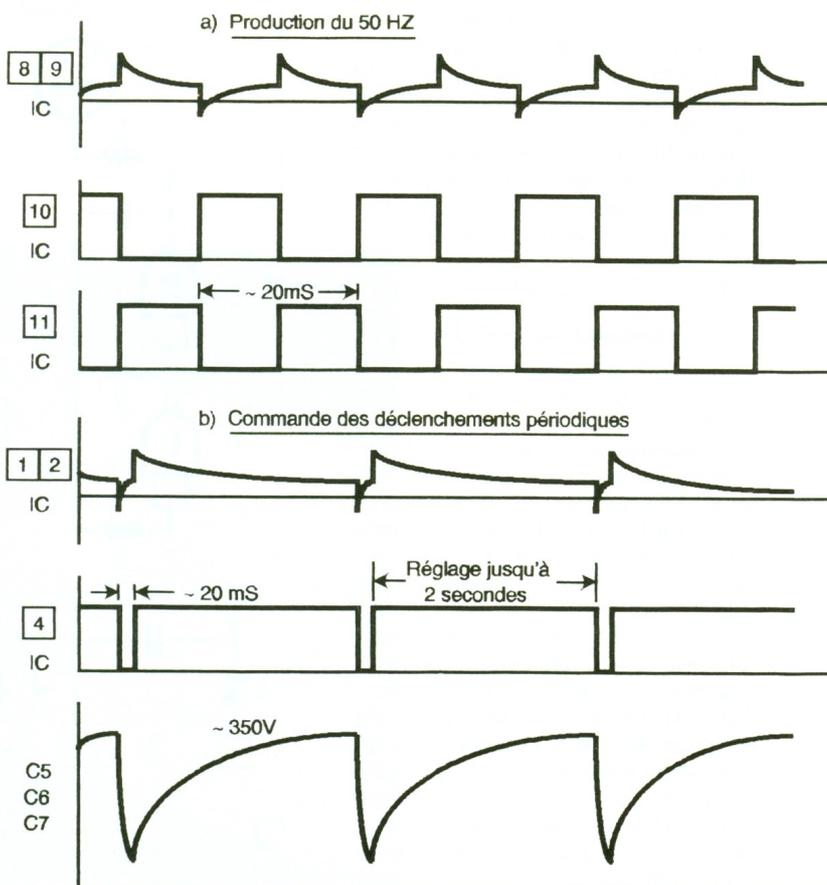
maire. A partir de cette tension alternative, on produit un courant continu d'environ 350 à 400 V, après un redressement et un filtrage appropriés.

Une seconde base de temps, à période réglable, délivre périodiquement une impulsion que l'on amplifie en tension afin de provoquer le déclenchement d'un tube à éclat.

1 Le principe utilisé.



2 Quelques relevés de courbes sur le montage.



II - LE FONCTIONNEMENT (fig. 2 et 3)

a) Alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement du montage sera fournie par la batterie 12 V du véhicule, par l'intermédiaire de la diode D₁, qui fait d'ailleurs office de détrompeur de polarité. La capacité C₁ apporte un complément de filtrage, elle a surtout son utilité lorsque l'alternateur de charge tourne.

Le montage consomme une intensité de l'ordre de 0,5 A.

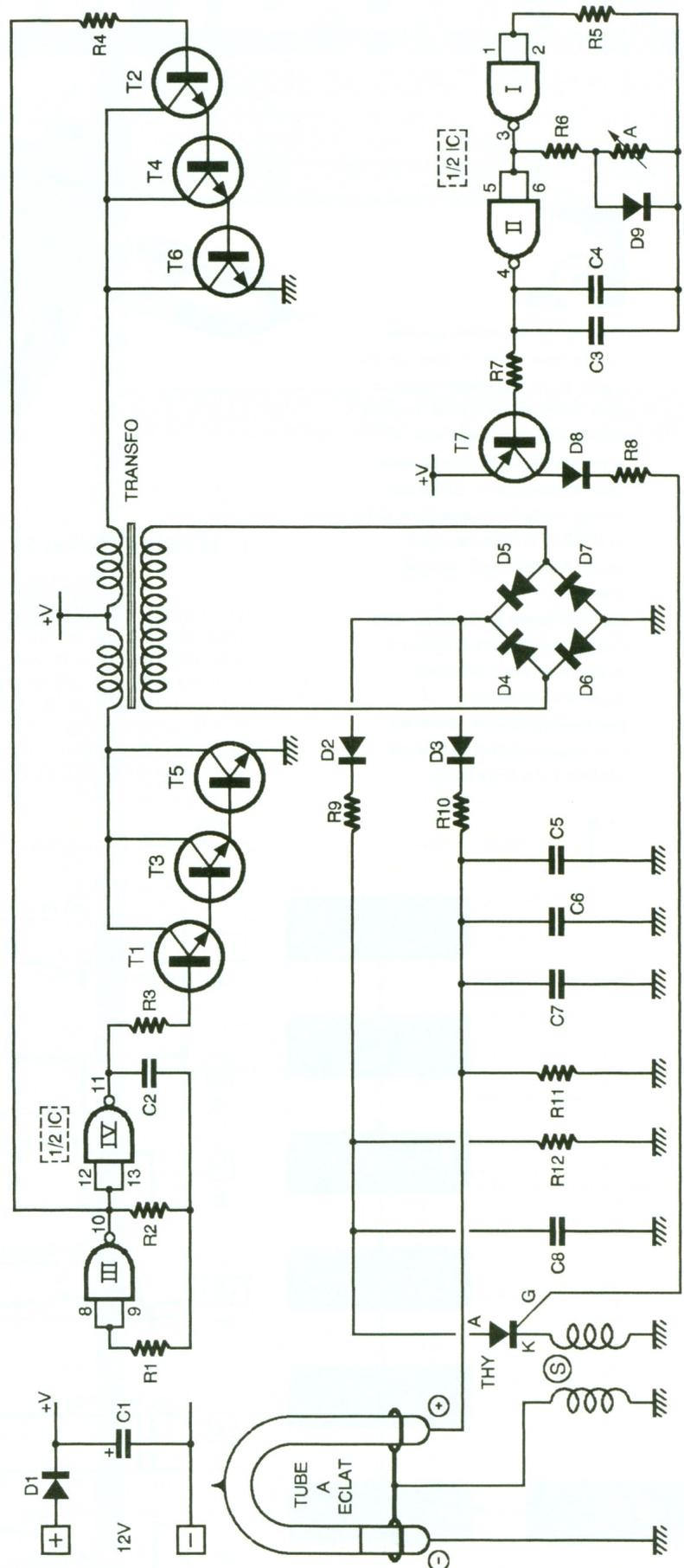
b) Génération du 50 Hz

Les portes NAND III et IV sont montées en multivibrateur astable. Sur la sortie d'un tel oscillateur, on relève des créneaux de forme carrée dont la période dépend des valeurs de R₂ et de C₂. Cette période T peut se déterminer, par le moyen de la relation $T = 2,2 \cdot R_2 \cdot C_2$. Dans le cas présent, elle est d'environ 20 ms, ce qui correspond à une fréquence de 50 Hz.

c) Production de la haute tension

Les transistors T₁/T₃/T₅ et T₂/T₄/T₆ forment deux groupements Darlington. Ils réalisent une importante amplification de courant. Un des groupements est relié à la sortie de la porte IV du multivibrateur, tandis que l'autre est branché sur la sortie de la porte III. Ces deux sorties étant toujours en opposition de phase, on assiste à une saturation alternée des groupements Darlington, si bien que tantôt l'un, tantôt l'autre des enroulements secondaires du transformateur se trouve traversé par un courant induisant à chaque fois un champ magnétique inversé dans l'armature métallique.

Au niveau de l'enroulement primaire, on recueille alors une tension alternative, non sinusoïdale, mais tout à fait adaptée à l'usage qui en sera fait. Le pont de diodes D₄/D₅/D₆/D₇ redresse les deux alternances, si bien qu'au niveau de la cathode commune, on relève un potentiel pseudo-continu d'environ 350 à 400 V. Par l'intermédiaire de R₁₀ et de D₃, cette haute tension charge les capacités C₅, C₆ et C₇ montées en parallèle. La résistance R₁₁ sert à décharger ces capacités si l'on coupe l'alimentation du montage. Cette précaution évite



3 Le schéma de principe.

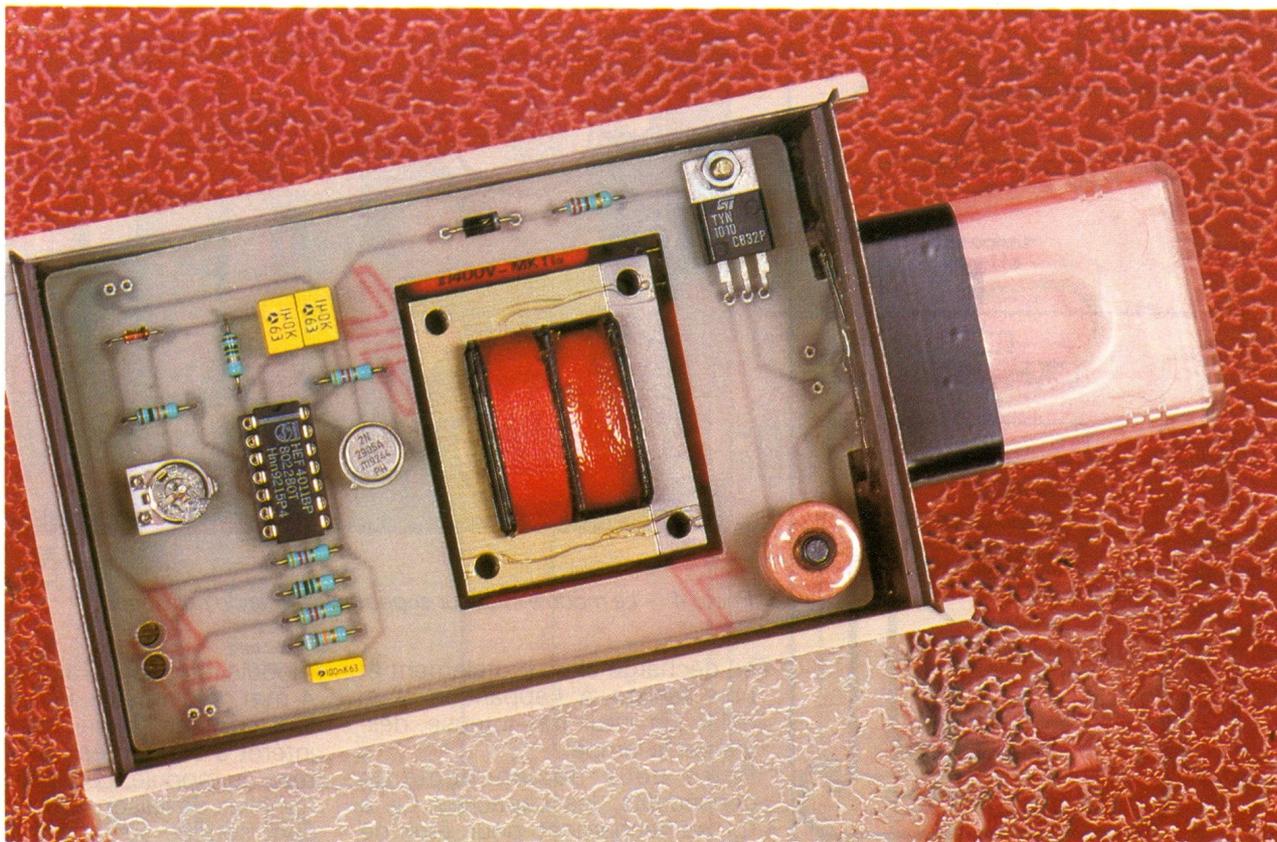


Photo 2. – Le circuit imprimé supérieur est découpé pour le passage du transformateur.

à l'amateur tenté de mettre ses doigts à l'intérieur du boîtier de bien désagréables secousses...

De la même manière, C_8 se trouve chargée à travers R_9 et D_2 , tandis que R_{12} joue le même rôle de sécurité que R_{11} .

d) Commande périodique des déclenchements

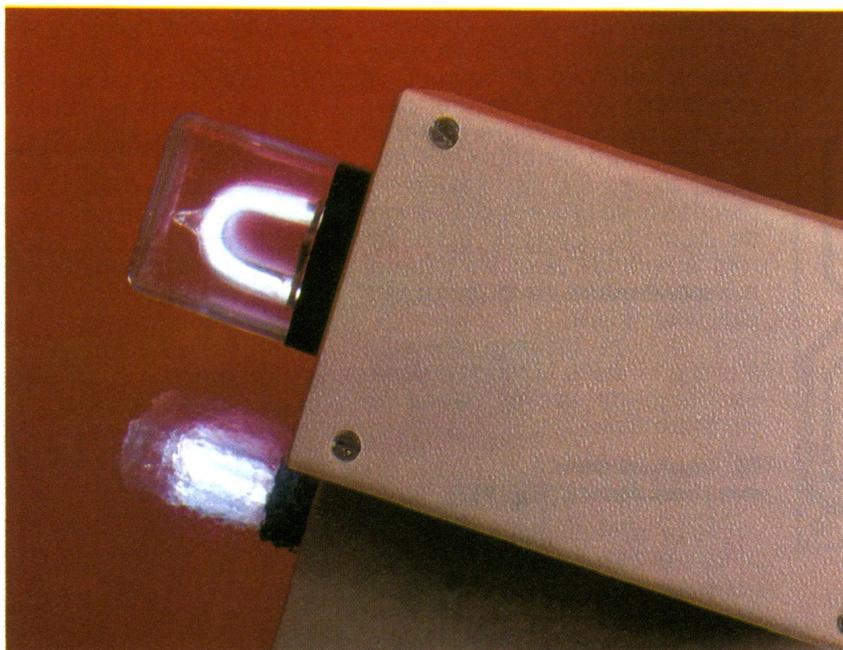
Les portes NAND I et II forment un second multivibrateur astable. La présence de la diode D_9 introduit dans le fonctionnement un déséquilibre au niveau des du-

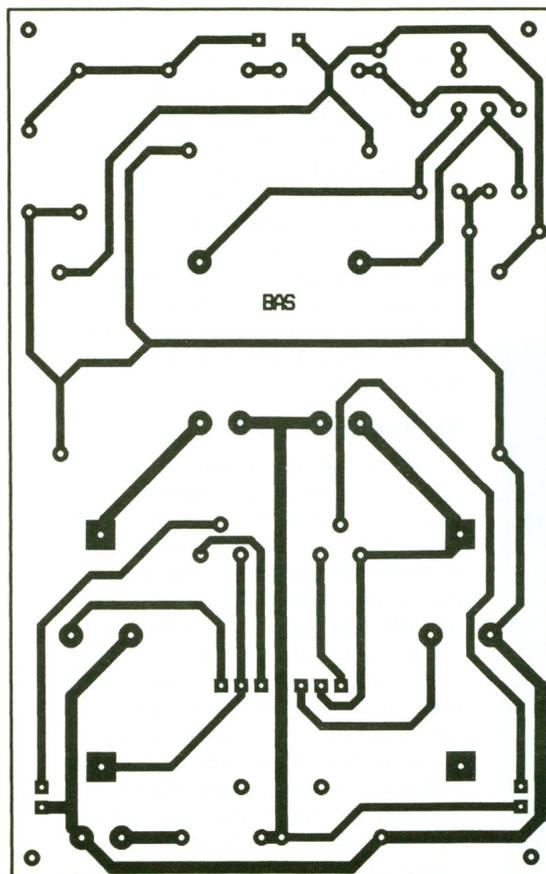
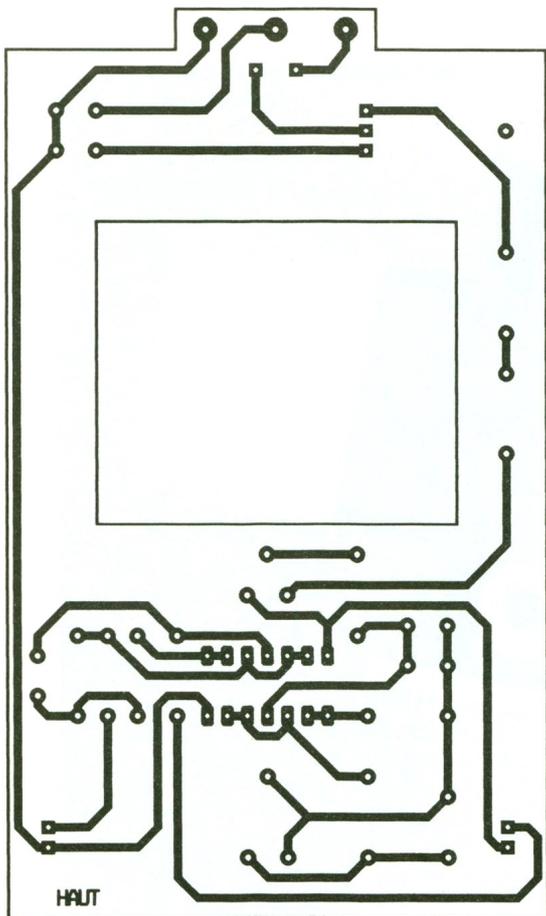
rées des états haut et bas. Sur la sortie de la porte II, on relève de brefs états bas d'une durée d'environ 20 ms, séparés par des pauses dont la durée est réglable de quelques dixièmes de seconde à 2 secondes, grâce à l'ajustable A. Pour chaque état bas, le transistor T_7 , un PNP, se sature. Il comporte dans son circuit collecteur la gâchette d'un thyristor qui s'amorce à ce moment précis.

e) Déclenchements

L'amorçage du thyristor est la conséquence d'un courant gâchette-cathode qui s'établit par l'intermédiaire de l'un des enroulements de la self de déclenchement. A ce moment, le thyristor devient passant, ce qui permet à C_8 de se décharger brutalement dans l'enroulement primaire de la self. Au niveau de l'enroulement secondaire, on observe alors l'apparition d'une impulsion de très haute tension, dépassant largement le million de volts, étant donné que la self fonctionne en transformateur élévateur de tension. Cette impulsion a pour conséquence l'amorçage de la lampe à éclat. Le groupement des trois capacités C_5 , C_6 et C_7

Photo 3. – La lampe à éclat en action.





4 Dessins des circuits imprimés.

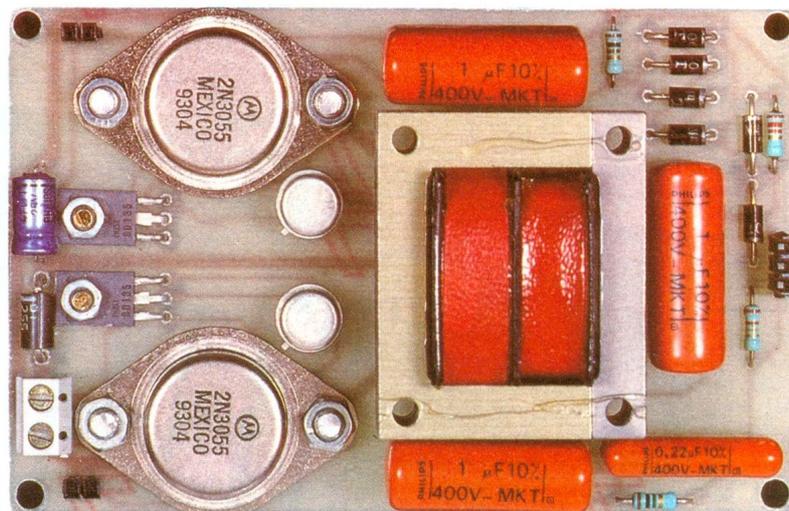


Photo 4. – Le module inférieur supporte la partie de puissance.

se décharge alors brutalement et l'on assiste à l'apparition d'un éclair lumineux très intense, délivré par la lampe. Entre deux déclenchements consécutifs, les capacités C_5 à C_8 se rechargent pour être de nouveau opérationnelles.

III - REALISATION

a) Circuit imprimés (fig. 4)

La configuration des pistes n'est pas serrée, si bien que la reproduction des deux étages de circuits imprimés ne pose pas de problème particulier. Les éléments de transfert du type Mecanorma peuvent être directement appliqués sur la face cuivre de l'époxy. On notera une épaisseur plus importante des pistes destinées à véhiculer le courant de puissance. Après gravure dans un bain de perchlorure de fer et un abondant rinçage à l'eau tiède, toutes les pastilles seront percées avec un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir pour les adapter aux connexions de composants plus volumineux.

Une découpe rectangulaire sera à pratiquer dans le module supérieur afin de laisser passer le transformateur.

b) Implantation des composants (fig. 5)

Après la mise en place des résistances et des diodes (attention à l'orientation), on soudera les autres composants. Les transistors de puissance seront vissés sur le

module inférieur à l'aide de vis de 4 mm de diamètre. Pour un meilleur contact électrique, on aura intérêt à étamer les pastilles carrées du module. Les connecteurs femelles de liaison entre modules sont soudés sur le module inférieur côté composants, tandis que les connecteurs mâles du module supérieur seront soudés côté cuivre. Les deux modules sont étagés l'un sur l'autre, uniquement par le biais de ces connecteurs.

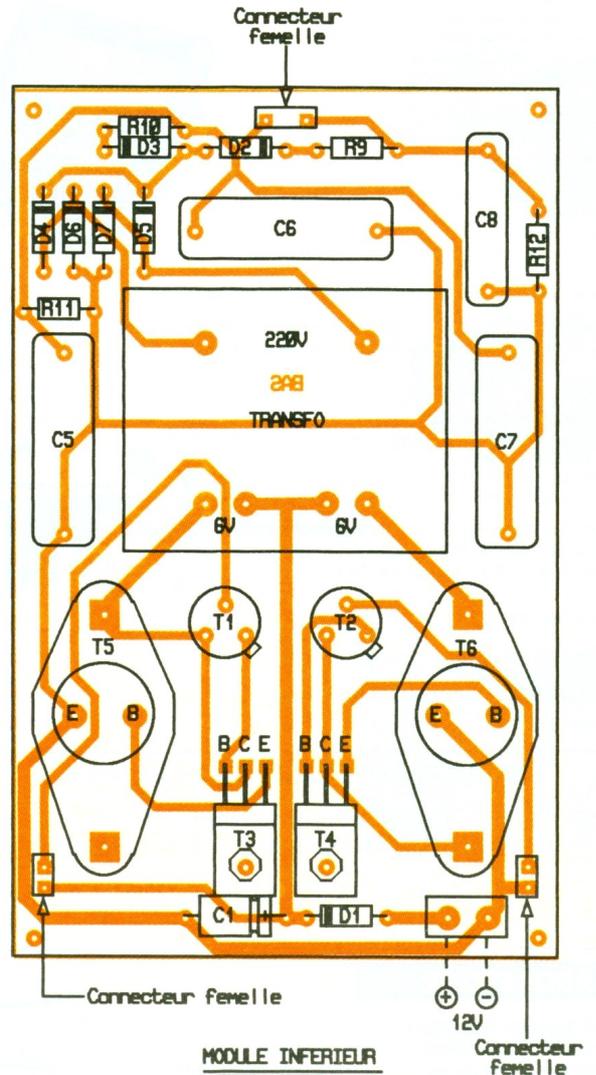
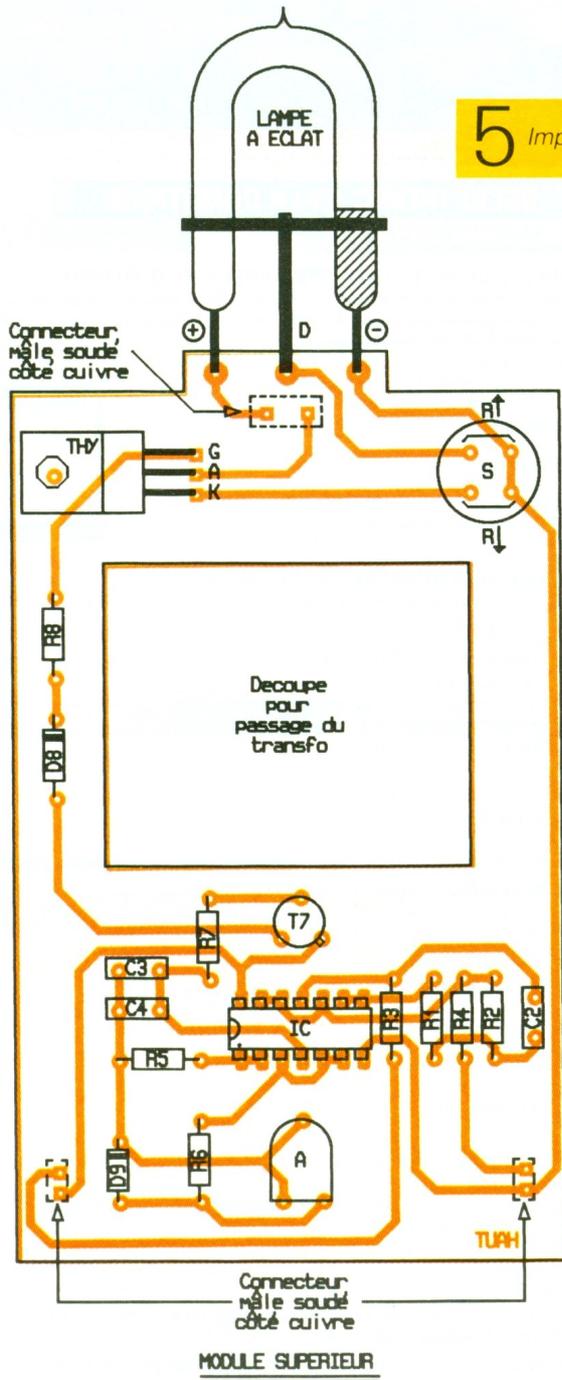
Attention également à la mise en place de la self de déclenchement. A l'aide d'un ohmmètre à pile, il est nécessaire de mettre en évidence l'enroulement dont la résistance ohmique est la plus élevée. C'est le côté à relier à la lampe à éclat.

Le montage est maintenant prêt à l'emploi. Il ne nécessite aucune mise au point particulière si ce n'est le réglage de l'intervalle de temps séparant deux déclenchements consécutifs. La fréquence de ces éclats augmente lorsque l'on tourne le curseur de l'ajustable A dans le sens des aiguilles d'une montre.

Posée sur le toit d'un véhicule, cette signalisation ressemble à s'y méprendre à un gyrophare ; mais précisons de suite qu'une telle utilisation n'est pas légale...

Robert KNOERR

5 Implantation des composants.



LISTE DES COMPOSANTS

a) Module inférieur

R_9 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
 R_{10} : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
 R_{11}, R_{12} : 2 \times 1 M Ω (marron, noir, vert)
 D_1 : diode BY255, BY399
 D_2 à D_7 : 6 diodes 1N4007
 C_1 : 47 μ F/16 V électrolytique
 C_5 à C_7 : 3 \times 1 μ F/400 V mylar
 C_8 : 0,22 μ F/400 V mylar
 T_1, T_2 : 2 transistors NPN 2N1711, 1613
 T_3, T_4 : 2 transistors NPN BD 135, 137
 T_5, T_6 : 2 transistors NPN 2N3055

3 connecteurs femelles de 2 plots
 Transformateur 220 V/2 \times 6 V/6 VA
 Bornier soudable 2 plots

b) Module supérieur

R_1 : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R_2 : 91 k Ω (blanc, marron, orange)
 R_3, R_4 : 2 \times 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_5 : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R_6 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_7 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_8 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 D_8 : diode 1N4007
 D_9 : diode-signal 1N4148, 1N914

THY : thyristor TYN 108
 T_7 : transistor PNP 2905
 A : ajustable 1 M Ω (implantation horizontale, pas de 5,08)
 C_2 : 0,1 μ F milfeuil
 C_3, C_4 : 2 \times 1 μ F milfeuil
 IC : CD 4011 (4 portes NAND)

Support 14 broches
 Lampe à éclat stroboscopique 30/40 joules
 Self de déclenchement pour lampe à éclat 30/40 joules
 3 connecteurs mâles de 2 broches

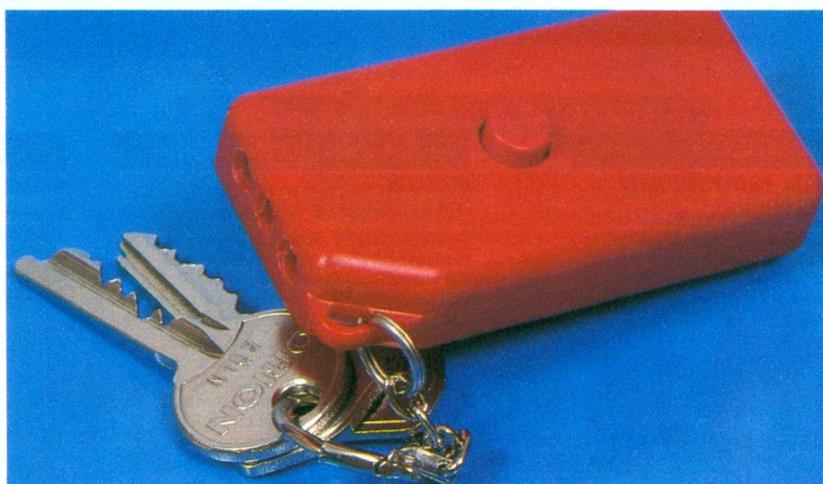
c) Divers

Boîtier La Tôlerie Plastique C3 (110 \times 70 \times 50)

UNE TELECOMMANDE INFRAROUGE CODEE



Cette télécommande se caractérise par des applications multiples. Elle peut remplacer, par exemple, le clavier à code secret d'une serrure électrique ; mais elle est également tout à fait appropriée à la commande à distance d'un récepteur électrique quelconque sans bouger de son fauteuil. Son codage lui confère une certaine immunité en présence de rayonnements infrarouges non conformes.



I - LE PRINCIPE (fig. 1)

L'émetteur, de taille très modeste, peut s'identifier à un porte-clés. Il comporte un bouton-poussoir qui met le montage sous tension, ce qui se traduit, au niveau des diodes d'émission, par un signal codé BF (basse fréquence, de l'ordre du kilohertz) acheminé par une porteuse de 40 kHz.

Le récepteur, directement alimenté par une source 220 V, amplifie les signaux reçus par une photodiode et les met en forme afin d'être soumis à l'analyse d'un décodeur qui vérifie leur conformité. Si la valeur de la BF

Enfin, le relais lui-même présente deux sorties d'utilisation :

- une sortie directe 220 V,
- une sortie « relais » indépendante laissée au choix, suivant l'application souhaitée.

II - LE FONCTIONNEMENT

1. L'émetteur (fig. 2 et 3)

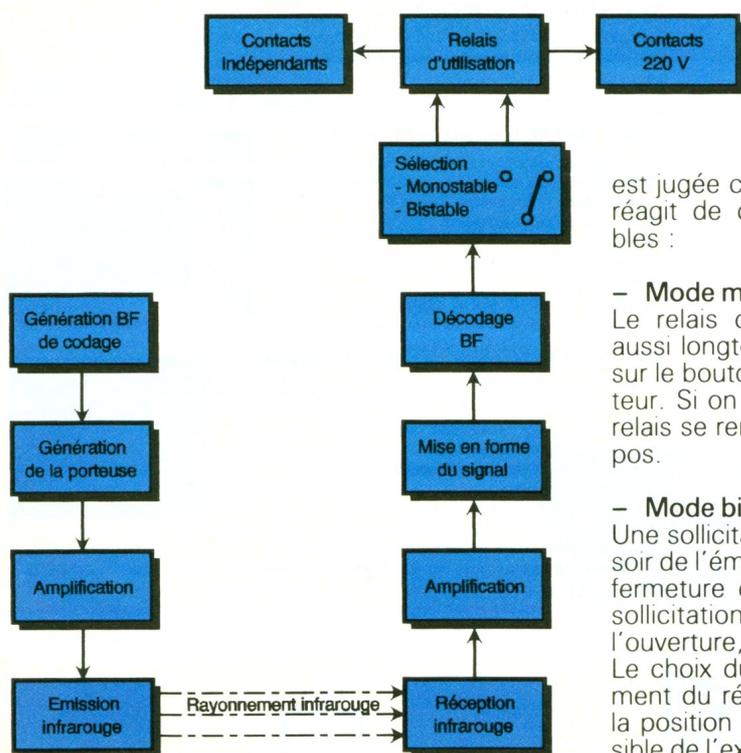
a) Alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement de l'émetteur sera fournie par une pile de 12 V, type photographie, de longueur 30 mm et de diamètre 10 mm. Comme nous le verrons ultérieurement, l'émetteur fonctionne en mode impulsif. De ce fait, l'intensité moyenne débitée par la pile reste dans des proportions acceptables : quelques dizaines de milliampères. Il n'y a aucun débit tant que l'on n'appuie pas sur le bouton-poussoir. La capacité C₁ régule le potentiel tandis que C₂ découple la pile d'alimentation du montage lui-même.

b) Génération de la basse fréquence de codage

Les portes NAND I et II forment un multivibrateur astable. Un tel montage délivre sur sa sortie des créneaux dont la période dépend des valeurs de R₂, R₃ et C₃. Dans le cas présent, cette période est d'environ 1 ms, ce qui correspond à une fréquence de l'ordre du kilohertz. La diode D introduit dans le fonctionnement du multivibrateur un déséquilibre volontaire. En effet, suivant que C₃ se charge (ou se décharge) dans un sens ou dans l'autre, les résistances placées en série sont différentes. Il en résulte l'apparition de créneaux non carrés. Compte

1 Le synoptique de fonctionnement.



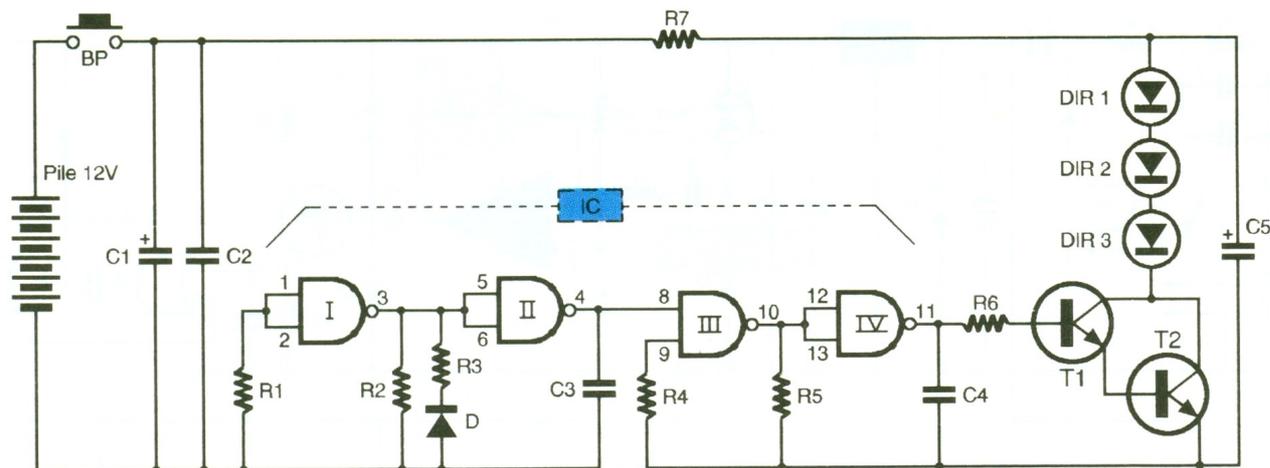
est jugée conforme, le récepteur réagit de deux manières possibles :

- Mode monostable

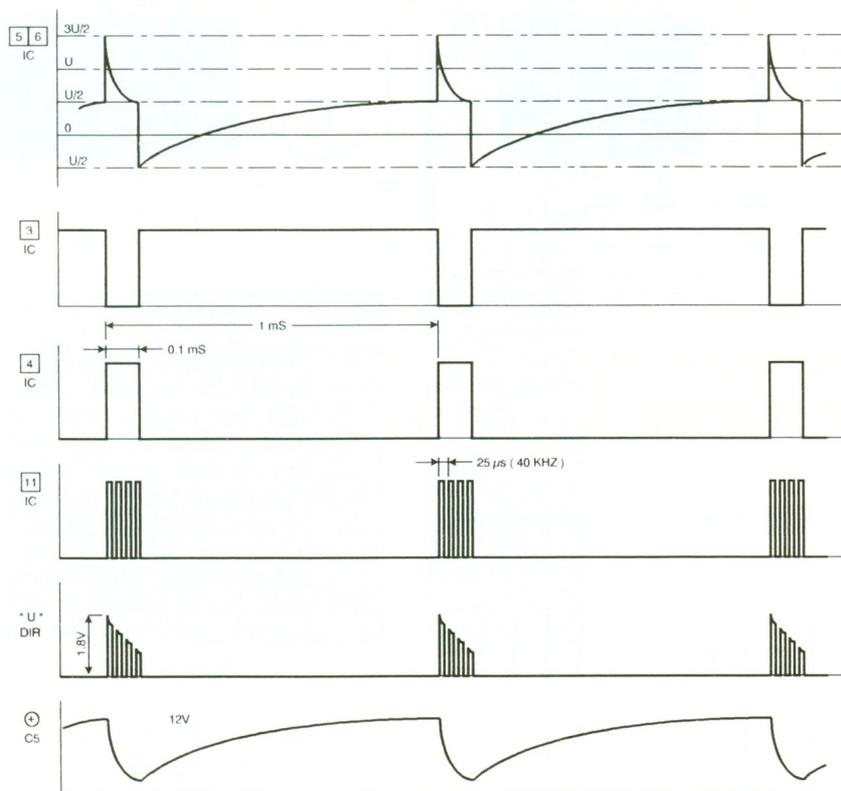
Le relais d'utilisation se ferme aussi longtemps que l'on appuie sur le bouton-poussoir de l'émetteur. Si on relâche ce dernier, le relais se remet en position de repos.

- Mode bistable

Une sollicitation du bouton-poussoir de l'émetteur se traduit par la fermeture du relais alors que la sollicitation suivante en assure l'ouverture, et ainsi de suite. Le choix du type de fonctionnement du récepteur est soumis à la position d'un inverseur accessible de l'extérieur du boîtier.



2/3 Le schéma de l'émetteur et la forme des signaux disponibles.



tenu des valeurs des composants mis en œuvre, les impulsions positives se caractérisent par une durée de l'ordre de 10 % par rapport à la totalité de la période. Sur la sortie de la porte NAND II, on enregistre donc des impulsions positives d'une durée d'environ 100 μ s, avec une période de 1 ms.

c) Génération de la porteuse

Les portes NAND III et IV constituent un second multivibrateur qui se différencie du premier par le fait qu'il est du type commandé. Tant que son entrée de

commande 8 est soumise à un état bas, la sortie de la porte IV présente un état bas de repos. En revanche, si l'entrée de commande reçoit un niveau logique 1, le multivibrateur entre en oscillation. Étant donné les valeurs de R5 et de C4, la période des créneaux carrés délivrés est de 25 μ s, ce qui correspond à une fréquence de 40 kHz. La durée de l'état haut de commande étant de 100 μ s, on enregistre donc sur la sortie de ce deuxième multivibrateur des « rafales » de quatre impulsions séparées par des pauses de 0,9 ms.

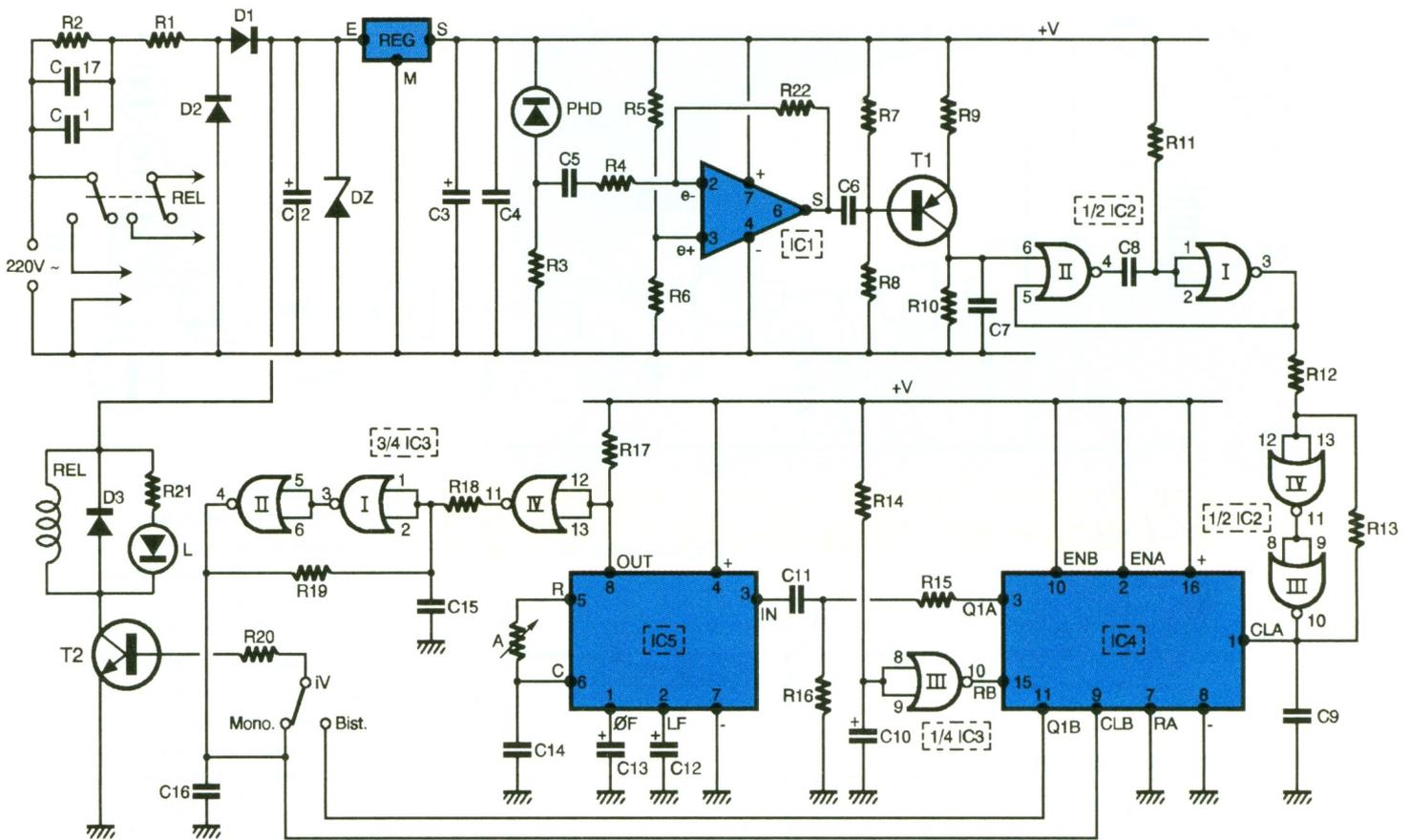
d) Amplification et émission infrarouge

Les transistors T1 et T2 constituent un montage Darlington qui se caractérise surtout par un grand gain en courant. Dans le circuit collecteur, on trouve trois diodes infrarouges montées en série. Lors des pauses précédemment évoquées, la capacité C5 se charge à travers R7. Dès que le multivibrateur NAND III et IV devient actif, la capacité C5 se décharge brutalement à travers les diodes d'émission qui produisent un important rayonnement. En effet, et surtout pour la première impulsion d'une durée de 12,5 μ s, l'intensité dans les diodes peut atteindre jusqu'à 1,5 à 2 A. Étant donné les courtes durées de sollicitation, les diodes ne se détériorent pas, tout en rayonnant un maximum d'énergie. De plus, le mode impulsif, grâce à une charge de C5 différée et étalée dans le temps, permet à la pile de débiter un courant davantage limité.

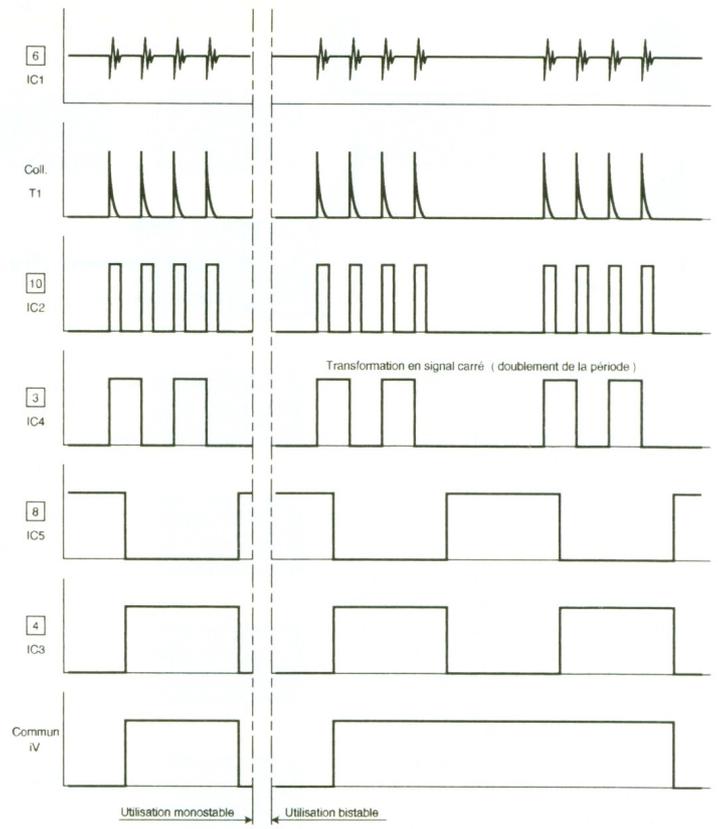
2. Le récepteur (fig. 4, 5 et 6)

a) Alimentation

L'énergie nécessaire au fonctionnement du récepteur est directement prélevée du secteur 220 V par couplage capacitif, ce qui permet d'éviter la mise en œuvre d'un encombrant transformateur. Lors des alternances positives, le courant, après avoir transité par C1/C17, R1 et D1, charge la capacité C2. Le potentiel est écrêté à 12 V par la Zener Dz. Les capacités de couplage se déchargent lors des alternances négatives grâce à D2 qui shunte les composants placés en aval de D1. La résistance R2 décharge les capacités de couplage, une fois le module débranché ; cette disposition évite à l'amateur pressé et



4/5 Le schéma du récepteur et les chronogrammes relevés sur la maquette.



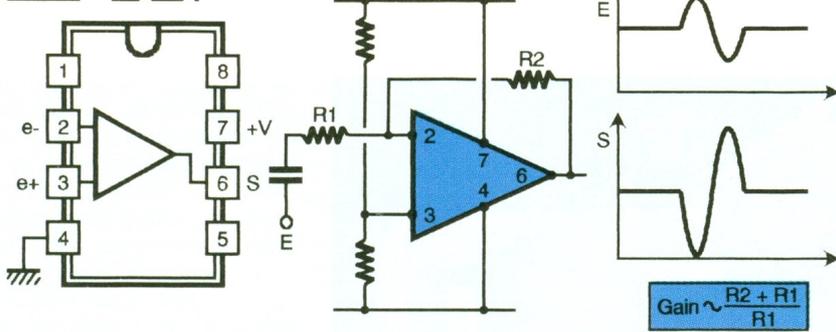
imprudent de ressentir de bien désagréables secousses s'il venait, par inadvertance, à toucher les pistes du circuit imprimé...

On obtient ainsi, au niveau de l'armature positive de C₂, un potentiel quasi continu de l'ordre de 12 V qui est d'ailleurs directement utilisé pour l'alimentation du relais d'utilisation. Mais pour obtenir une tension encore davantage stabilisée, un régulateur 7808 délivre sur sa sortie un potentiel rigoureusement continu de 8 V, dont C₃ parfait le filtrage. Enfin C₄ découple le montage de l'alimentation.

b) Réception et amplification du signal

Le rayonnement infrarouge frappe la surface d'une photodiode référencée PHD. Par le biais de C₅ (qui bloque la composante continue et R₄, le signal est acheminé sur l'entrée inverseuse de IC₁, un « 741 » que nos lecteurs connaissent bien. La résistance R₂₂ assure la contre-réaction nécessaire au fonctionnement de cet amplificateur qui réalise un gain de l'ordre de 450 à 500. L'entrée directe est maintenue à un potentiel de 4 V grâce au pont diviseur que constituent R₅ et R₆. C'est d'ail-

μ 741 ampli-op

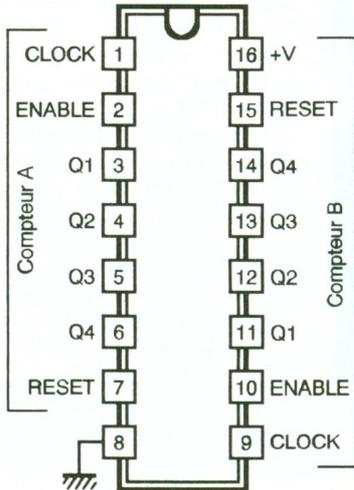


manifestent, on observe au niveau du collecteur de brèves impulsions positives. La capacité C7 réalise une relative intégration de la porteuse, si bien qu'il ne subsiste que les signaux BF de codage.

c) Mise en forme du signal

Les portes NOR I et II de IC2 forment une bascule monostable. Pour chaque impulsion reçue sur son entrée de commande, une telle bascule délivre sur sa sortie un état haut dont la durée est définie par les valeurs de R11 et de C8. Dans le cas présent, cette durée est de l'ordre de 500 μs. Cette disposition présente l'avantage d'occulter la queue du signal délivrée par T1. En effet, le signal disponible sur le collecteur de T1 se caractérise par un front montant très nettement défini par la première et puissante impulsion issue des diodes émettrices, mais la fin du signal est beaucoup moins nette. Le trigger de Schmitt formé par les portes NOR III et IV de IC2, avec ses résistances périphériques R12 et R13, délivre sur sa sortie des créneaux dont les fronts montants et descendants sont bien verticaux. Ils attaquent l'entrée de comptage du compteur binaire A contenu dans IC4, un CD4520. Etant donné que l'entrée ENABLE A est reliée à un état haut, ce compteur avance au rythme des fronts positifs. Sur la sortie Q1A, on relève alors un créneau de forme parfaitement carrée et de fréquence égale à la moitié de celle qui définit le codage BF, c'est-à-dire environ 500 Hz.

CD 4520 double compteur binaire

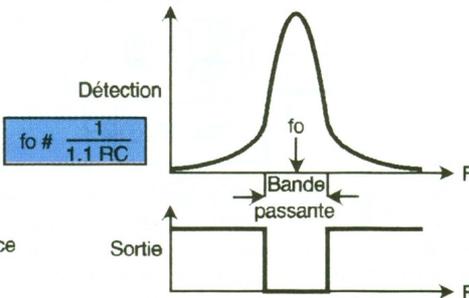
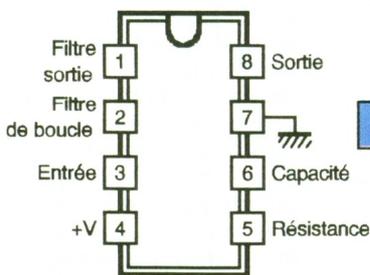


Comptage binaire			
Q4	Q3	Q2	Q1
0	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1

CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
	1	0	Avance compteur
0		0	Avance compteur
	X	0	Non avance du compteur
X		0	
	0	0	
1		0	Non avance du compteur
X	X	1	Q1=Q2=Q3 =Q4=Q

(X) Niveau indifférent

LM 567 décodeur de signal



d) Décodage BF

Le circuit intégré référencé IC5 est un LM567. Il s'agit d'un décodeur de fréquence dont le brochage et le fonctionnement sont rappelés en figure 6. Les résistances R15 et R16 forment un pont diviseur, si bien que l'amplitude des créneaux délivrés par IC4 se trouve divisée par 16. Le couplage s'effectue par le biais de C11. A l'aide du curseur de l'ajustable A, la base de temps interne et propre à IC5 peut être réglée à une fréquence donnée f0. Celle-ci se détermine au moyen de la relation :

$$f_0 = \frac{1}{1,1 \cdot A \cdot C_{14}}$$

Lorsque ce réglage est correctement effectué, la sortie « OUT » passe à l'état bas, si l'entrée IN détecte la fréquence f0. La porte

6 Les brochages des circuits intégrés.

leurs cette valeur de potentiel que l'on relève sur la sortie de IC1 au repos. Le transistor PNP T1, monté en émetteur commun, a sa base po-

larisée de manière que son collecteur présente un potentiel nul en cas d'absence de signaux en provenance de l'émetteur. En revanche, lorsque ces signaux se

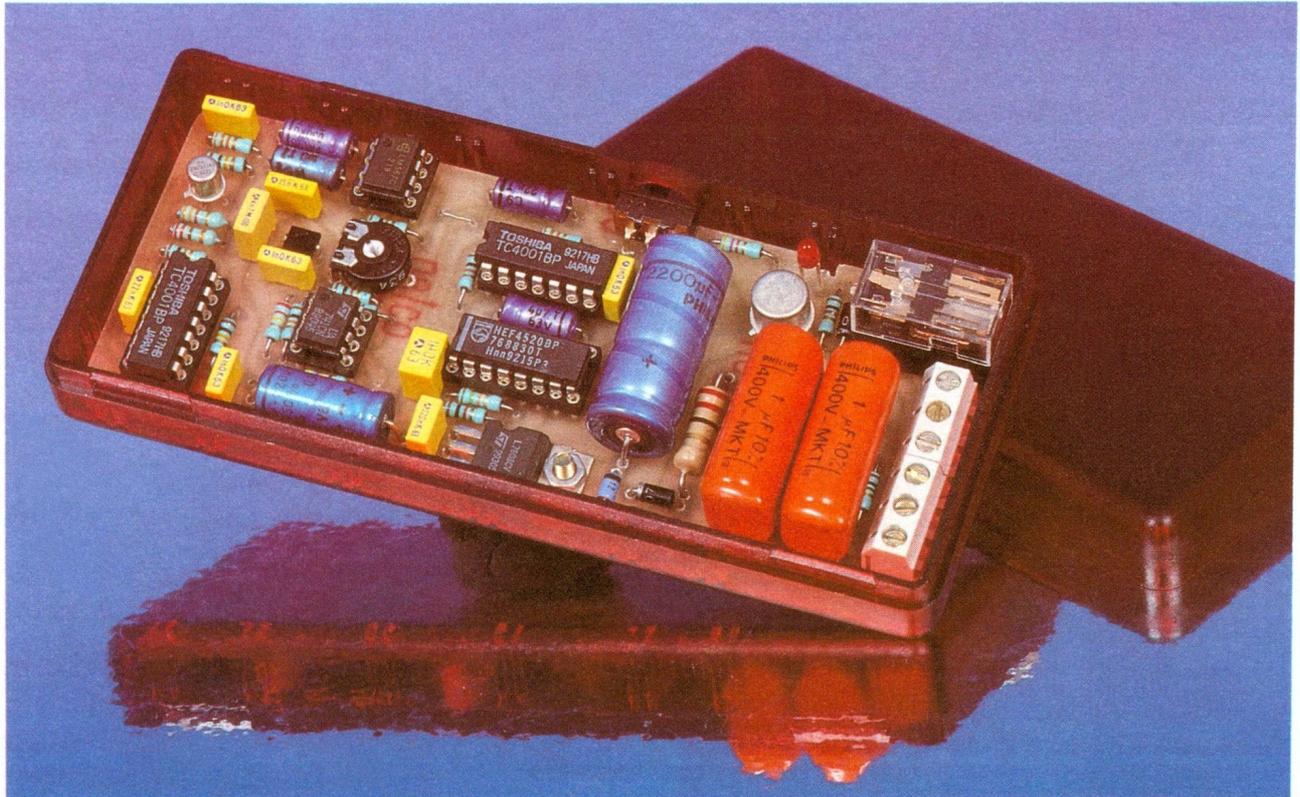
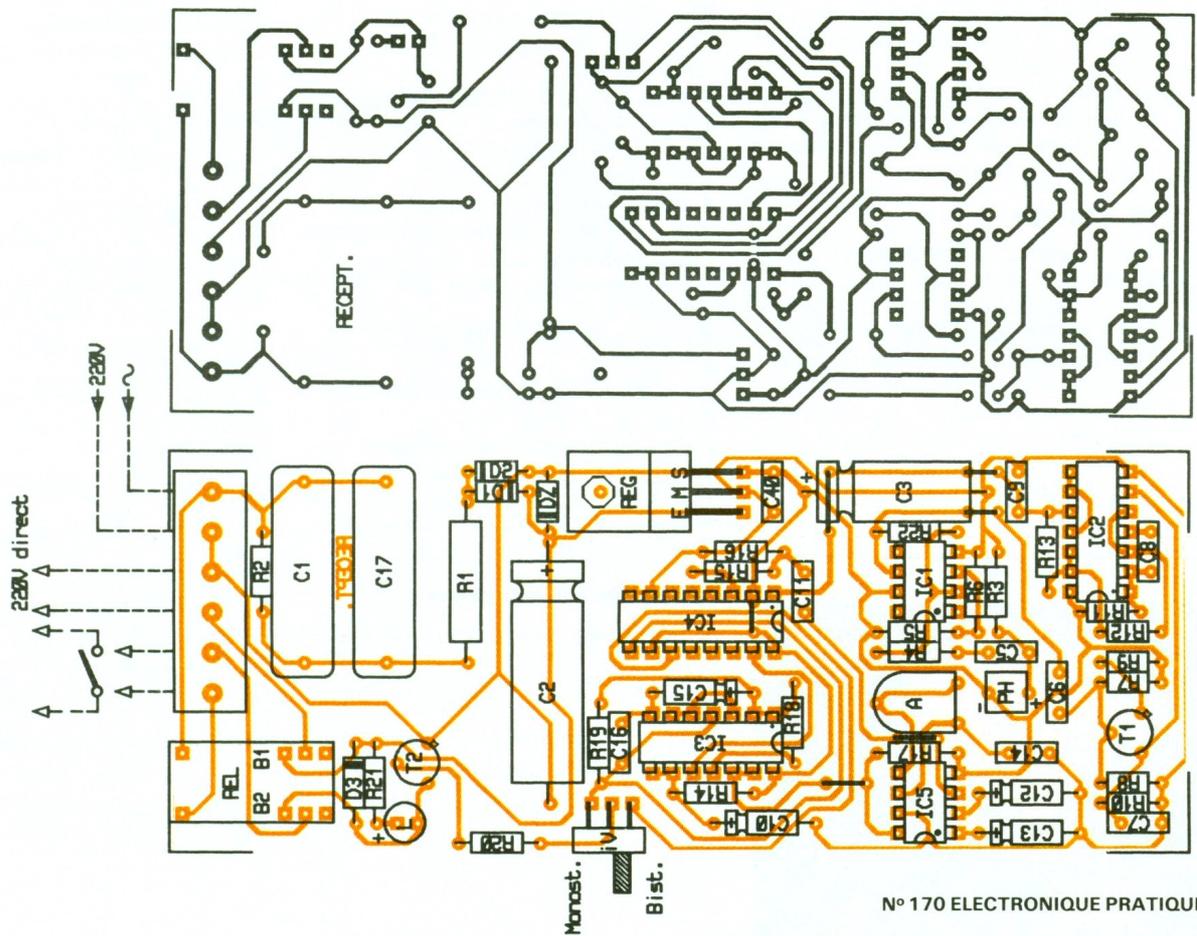


Photo 3. – Le récepteur reste compact.

7/8b Dessins du circuit imprimé et implantation des composants du récepteur.



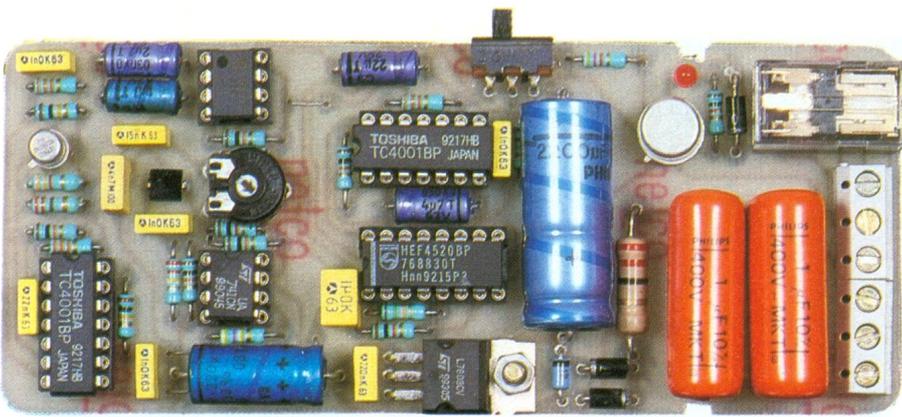


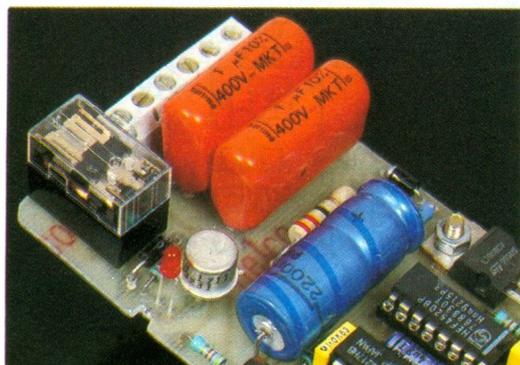
Photo 4. – La platine toute montée avant sa mise en place dans le boîtier.

Attention à l'orientation des composants polarisés. C'est notamment le cas des diodes infrarouges. La broche positive se caractérise par une plus grande longueur, comme les LED. Mais il est toujours possible de retrouver la polarité avec un simple mesureur utilisé en ohmmètre. Les boîtiers « DIPTAL » ont un logement spécialement prévu pour le maintien de la pile d'alimentation de 12 V. En cas d'utilisation d'un autre boîtier, il est toujours possible de souder directement la pile sur le module par l'intermédiaire de deux straps de raccordement. Il convient alors de gratter auparavant les plots de la pile pour obtenir l'accrochage de la soudure. Sur le module du récepteur, l'inverseur à broches coudées est collé à l'aide de colle époxy. Attention à l'orientation de la photodiode : le « moins » est à relier à la polarité positive, sinon elle ne saurait fonctionner.

c) Réglage

Le réglage consiste simplement à placer le curseur de l'ajustable A dans une position telle que la détection de la BF de codage se réalise. Il suffit de diriger l'émetteur sur le récepteur et de rechercher cette position en tournant très doucement le curseur dans un sens ou dans l'autre pour obtenir la fermeture du relais, l'in-

Photo 5. – Le bornier d'entrée-sortie et le relais de commande.



verseur IV étant placé sur « Monostable ». On recherchera surtout une position stable du curseur pour une meilleure fiabilité de la détection. La portée de l'ensemble émetteur-récepteur peut atteindre jusqu'à une dizaine de mètres. ■

LISTE DES COMPOSANTS

a) Module « émetteur »

R_1 : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R_2 : 82 k Ω (gris, rouge, orange)
 R_3 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_4 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_5 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_6 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_7 : 82 Ω (gris, rouge, noir)
 D : diode-signal 1N4148, 1N914
 C_1 : 47 μ F/16 V électrolytique
 C_2 : 0,1 μ F milfeuillet
 C_3 : 10 nF milfeuillet
 C_4 : 1 nF milfeuillet
 C_5 : 4,7 μ F/16 V électrolytique
 DIR_1 à DIR_3 : 3 diodes émettrices infrarouges LD271
 T_1 : transistor NPN 2N1711, 2N1613
 T_2 : transistor NPN BD135, BD137
 IC : CD 4011 (4 portes NAND)
 Support 14 broches
 BP : bouton-poussoir contact travail pour circuit imprimé
 Pile 12 V ($\varnothing = 10$, $l = 30$)
 Boîtier DIPTAL (avec connecteur pile) 75 x 38 x 16

b) Module « récepteur »

6 straps (2 horizontaux, 4 verticaux)
 R_1 : 22 Ω /2 W (rouge, rouge, noir)
 R_2 : 1 M Ω (marron, noir, vert)
 R_3 : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
 R_4 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_5 et R_6 : 2 x 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_7 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
 R_8 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_9 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R_{10} et R_{11} : 2 x 33 k Ω (orange, orange, orange)
 R_{12} : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_{13} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_{14} : 33 k Ω (orange, orange, orange)
 R_{15} : 15 k Ω (marron, vert, orange)
 R_{16} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_{17} et R_{18} : 2 x 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_{19} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_{20} : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
 R_{21} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_{22} : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)
 D_1 à D_3 : 3 diodes 1N4004, 4007
 Dz : diode Zener 12 V/1,3 W
 PHD : photodiode BP 104
 L : LED rouge \varnothing 3
 REG : régulateur 8 V (7808)
 A : ajustable 220 k Ω , implantation horizontale, pas de 5,08
 C_1 : 1 μ F/400 V mylar
 C_2 : 2 200 μ F/16 V électrolytique
 C_3 : 220 μ F/10 V électrolytique
 C_4 : 0,22 μ F milfeuillet
 C_5 : 1 nF milfeuillet
 C_6 : 4,7 nF milfeuillet
 C_7 : 1 nF milfeuillet
 C_8 : 22 nF milfeuillet
 C_9 : 1 nF milfeuillet
 C_{10} : 22 μ F/10 V électrolytique
 C_{11} : 1 μ F milfeuillet
 C_{12} : 1 μ F/10 V électrolytique
 C_{13} : 2,2 μ F/10 V électrolytique
 C_{14} : 15 nF milfeuillet
 C_{15} : 4,7 μ F/10 V électrolytique
 C_{16} : 1 nF milfeuillet
 C_{17} : 1 μ F/400 V mylar
 T_1 : transistor PNP 2N2907
 T_2 : transistor NPN 2N1711, 2N1613
 IC_1 : μ A 741 (ampli-op)
 IC_2 et IC_3 : 2 x CD4001 (4 portes NOR)
 IC_4 : CD4520 (double compteur binaire)
 IC_5 : LM567 (décodeur de tonalité)
 2 supports 8 broches
 2 supports 14 broches
 1 support 16 broches
 Bornier soudable 6 plots
 Relais 12 V/2RT (type « National »)
 IV : inverseur monopolaire (broches coudées) pour circuit imprimé
 Boîtier DIPTAL translucide (130 x 57 x 24)

RECEPTEUR CB CANAL 19

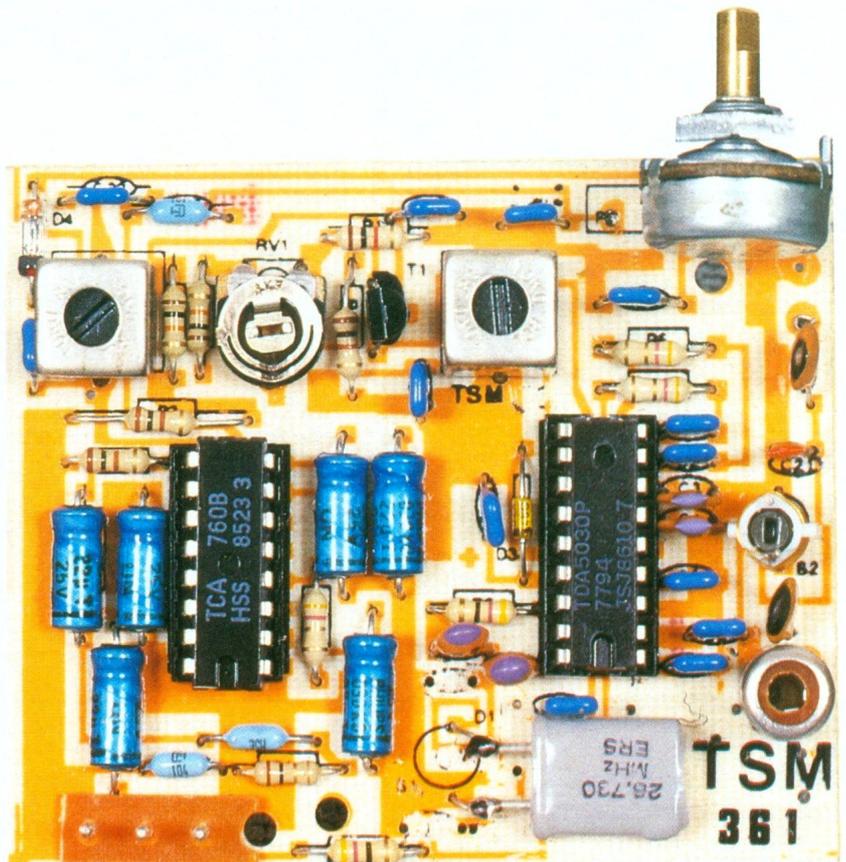


Ce kit conçu par les établissements TSM rejoint une gamme déjà étendue de récepteurs. Celui-ci autorise l'écoute à bord d'un véhicule du canal 19 de la Citizen Band (27,185 MHz), devenue la fréquence privilégiée des routiers et des automobilistes. Le montage, facile à construire, s'articule autour de deux circuits intégrés.

LE SCHEMA DE PRINCIPE (fig. 1)

Un récepteur capte par l'antenne sur laquelle on le raccorde une foule de stations qu'il faut sélectionner à l'intérieur d'une bande passante restreinte. En général, si l'antenne est accordée, elle y contribue mais, à l'entrée du récepteur, on trouve un circuit adapté plus ou moins sophistiqué qui sélectionne la gamme d'ondes à recevoir. Cette tâche est ici réalisée par la self ajustable S_1 et les condensateurs C_{19} et C_{25} ; grâce à la capacité C_{18} , les signaux sont transmis sur l'entrée du mélangeur incorporé au circuit intégré IC_2 . Pour réussir à démoduler les signaux AM envoyés par l'émetteur, il faut les transformer vers une fréquence plus basse que celle reçue. Le mélangeur permet de soustraire ou d'ajouter la fréquence du signal à recevoir avec celle que fournit l'oscillateur local, ici équipé du quartz Q_1 .

Ce dernier permet d'engendrer une oscillation sur la fréquence marquée sur son boîtier (26,730 MHz pour la réception du canal 19 calé sur 27,185 MHz). Afin d'assurer une sensibilité suffisante, le TDA 5030 (IC_2) est doté d'un amplificateur FI, sa sortie se retrouve aux broches 10 et 11. La conversion des signaux engendre



deux fréquences FI, l'une de 455 kHz, qui correspond à $27,185 - 26,730$, et l'autre $27,185 + 26,730 = 53,915$ MHz, que l'on élimine facilement à l'aide du filtre de bande S_4 centré sur 455 kHz, la capacité d'accord étant incluse dans le pot blindé.

Toutefois, de par cette conception, il subsiste un inconvénient, celui de la fréquence image, qui consiste à la réception simultanée de deux signaux espacés de deux fois 455 kHz ; autour de la fréquence de l'oscillateur, on aura $f_1 = 26,73 + 0,455 = 27,185$ MHz et $f_2 = 26,73 - 0,455 = 26,275$ MHz. On voit que l'écart de 910 kHz entre la fréquence désirée et son image reste difficile à éliminer, la solution consiste à adopter une conception à double changement de fréquences plus difficile et coûteuse que celle utilisée dans ce kit. Le transistor T_1 permet grâce à R_{10} d'amplifier ou d'atténuer les signaux avant leur démodulation, cela évite de saturer la diode de détection D_1 et limiter ainsi les distorsions sur les signaux BF.

Le circuit accordé S_2 , identique à S_3 , permet le couplage avec la diode D_1 , le condensateur C_{12} sur l'anode limite le bruit produit

par les fréquences hautes des signaux BF démodulés. L'amplificateur BF délivre une puissance suffisante pour l'écoute du canal dans une voiture. Avec ce récepteur, nul besoin d'utiliser une antenne spéciale, un simple adaptateur permettra avec l'antenne de la radio (si elle n'est pas active ou équipée de filtres) de recevoir la bande CB. Cet adaptateur se limite à la mise en série d'une self avec la capacité C_{25} . L'ensemble formera avec C_{19}/S_1 un filtre de bande, la self prend une valeur de $3,9 \mu\text{H}$.

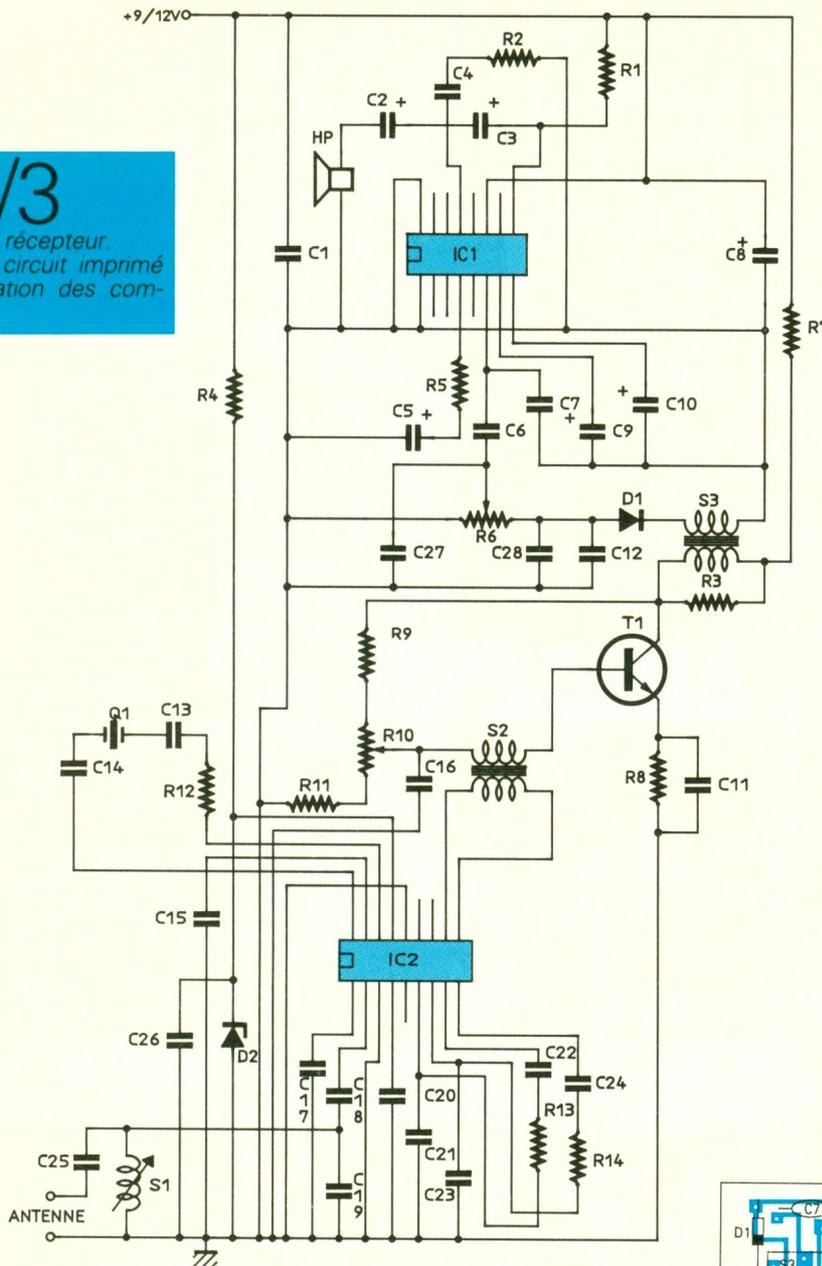
LA REALISATION PRATIQUE

Les figures 2 et 3 montrent le dessin du circuit imprimé et l'implantation des composants. Les selfs S_1 , S_2 et S_3 sont livrées toutes faites, il ne reste plus qu'à les souder sur le circuit imprimé. La mise en place des composants débute par les résistances, condensateurs, supports, diodes, et enfin le quartz et les deux circuits intégrés.

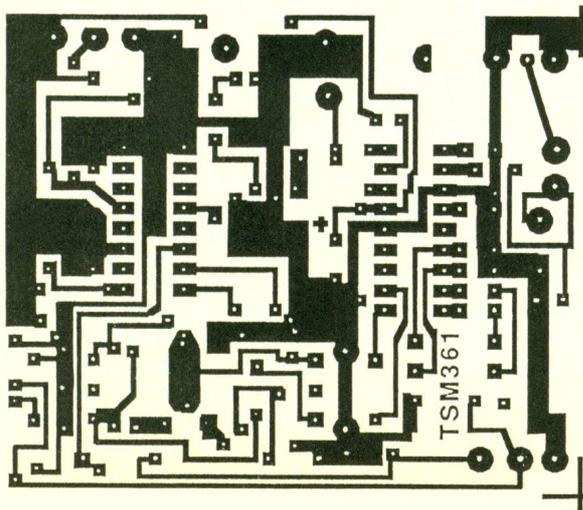
Après les vérifications d'usage, on peut mettre sous tension et commencer à écouter le canal 19. Par les réglages de S_1 , S_2 et S_3 , il reste possible de figurer la sensibilité du récepteur. Pour l'utilisation en voiture, il est toute-

1/2/3

Schéma du récepteur.
Dessin du circuit imprimé
et implantation des composants.



fois conseillé de placer le module dans un boîtier métallique et d'équiper le câble d'alimentation d'un anti-parasites. ■



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W 5 %

- R_1, R_7, R_8 : 100 Ω (marron, noir, marron)
- R_2 : 1 Ω (marron, noir, or)
- R_3, R_9 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R_4, R_{12} : 47 Ω (jaune, violet, noir)
- R_5, R_{13}, R_{14} : 4,7 Ω (jaune, violet, or)
- R_6 : potentiomètre logarithmique 47 k Ω B
- R_{10} : résistance ajustable horizontale 4,7 k Ω
- R_{11} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

Condensateurs

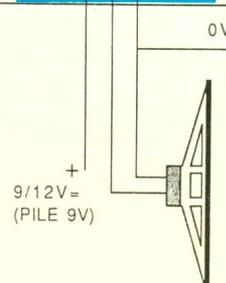
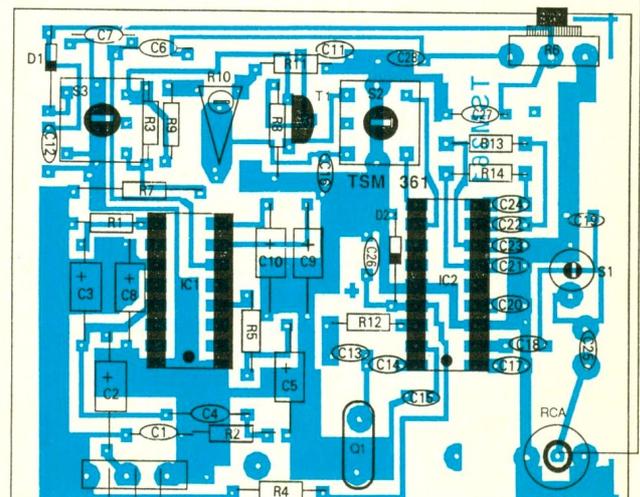
- C_1, C_4, C_6 : 100 nF (noté 104)
- $C_2, C_3, C_5, C_8, C_9, C_{10}$: 22 μ F 25 V horizontaux
- $C_7, C_{11}, C_{12}, C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{20}, C_{22}, C_{24}, C_{26}, C_{27}, C_{28}$: de 3,9 nF à 22 nF
- C_{13}, C_{14}, C_{25} : 8,2 pF
- C_{19} : 39 pF
- C_{21}, C_{23} : 68 pF

Inductances et quartz

- S_1 : bobine 27 MHz
- S_2, S_3 : pot Toko 10 x 10 réf. : RLCS40044
- Q_1 : quartz récepteur canal 19, 26,73 MHz

Semi-conducteurs

- T_1 : BF 199
- IC_1 : TCA 760 B
- IC_2 : TDA 5030 P
- D_1 : AA 119, diode germanium
- D_2 : diode zener 8,2 V



CONNAITRE ET COMPRENDRE LES CIRCUITS INTEGRES

Fiche technique n° 70 MM 74C945



Parmi les nombreux circuits intégrés destinés à l'affichage digital 7 segments à cristaux liquides, le MM 74C945 occupe une place de choix ; il représente sans aucun doute celui qui comporte le plus de perfectionnements, tout en restant dans une gamme de prix tout à fait raisonnable.

I - CARACTERISTIQUES GENERALES

Il s'agit d'un compteur-décompteur-décodeur 4 digits pour cristaux liquides. Il comporte en outre une possibilité de mémorisation de l'information et est équipé d'un oscillateur interne destiné au fonctionnement des segments à cristaux liquides auxquels ses sorties sont reliées. Sa capacité de comptage va de 0000 à 9999.

Alimentation : 3 à 6 V (valeur nominale 5 V).

Fréquence maximale de comptage : 2 MHz.

Consommation à vide (sans affichage) : quelques μA .

Courant maximal :

- sur une sortie (segment et carry out) : 2,5 mA ;

- sur sortie « Backplane » : 15 mA.

Fréquence de l'oscillateur interne : 125 Hz.

II - BROCHAGE (fig. 1)

Le circuit intégré comporte 40 broches « dual in line » (2 rangées de 20). La broche n° 1 est réservée au « plus » de l'alimentation tandis que la broche n° 35 est à relier au « moins ». Le boî-

tier se caractérise par 9 entrées et 29 sorties. La broche n° 27 est destinée à la commande du sens de comptage (UP/DOWN). Les broches 29 à 34 correspondent respectivement :

- à la sélection de l'affichage du contenu compteurs ou mémoires (SELECTION) ;
 - à la commande de l'allumage des segments des afficheurs (BLANKING) ;
 - à la commande de la neutralisation du comptage (ENABLE) ;
 - à l'entrée des créneaux destinés au comptage (CLOCK) ;
 - à la commande de la mise à zéro des compteurs (RESET) ;
 - à la commande de la mémorisation de l'affichage (STORE).
- La broche n° 36 correspond à la commande de l'oscillateur en

mode interne ou éventuellement externe (OSCILLATEUR). Suivant le mode choisi, la broche n° 5 (BACKPLANE) devient soit une sortie de signaux BP pour l'affichage, soit une entrée.

Les broches 2 à 4 et 37 à 40 correspondent aux segments des digits réservés aux unités. Ceux des dizaines correspondent aux sorties dont les broches sont numérotées de 6 à 12. Les broches 13 à 19 sont à relier au digit des centaines et les broches 20 à 26, à celui des milles. Enfin, la broche n° 28 (CARRY OUT) peut servir de report pour un second compteur placé en aval, si l'on désire par exemple augmenter la capacité de comptage.

III FONCTIONNEMENT (fig. 2 et 3)

Afin de bien expliciter le fonctionnement et surtout les possibilités de ce circuit intégré assez complexe, nous passons en revue les différentes entrées.

CLOCK

Le compteur avance au rythme des fronts *negatifs* présentés sur cette entrée ; il ne réagit pas aux fronts positifs.

ENABLE

Pour permettre le comptage (ou le décomptage), cette entrée doit être reliée à un état haut. Si cette entrée est soumise à un état bas, le compteur est neutralisé : il n'avance plus, même si l'entrée « CLOCK » continue d'être soumise à des créneaux de comptage.

RESET

Cette entrée est normalement reliée à un état haut. Si on la soumet à un état bas, même très bref, tous les compteurs sont immédiatement remis à zéro.

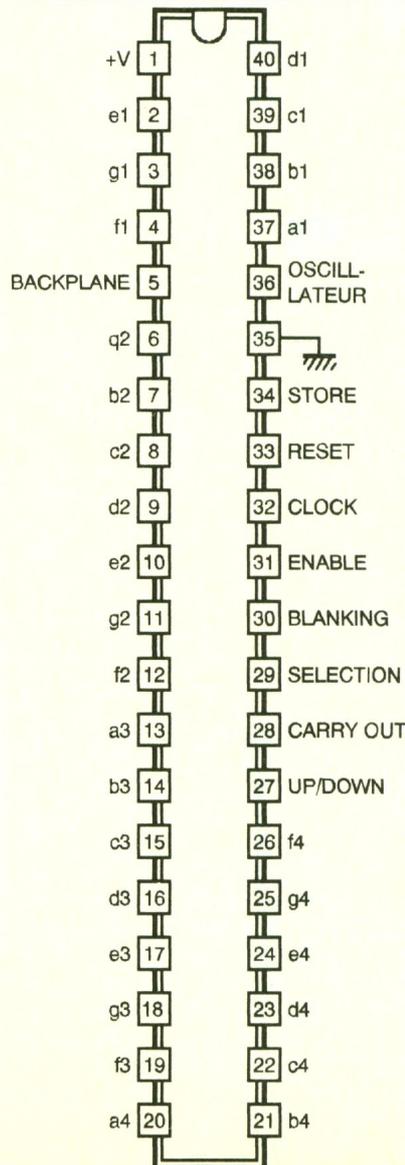
UP/DOWN

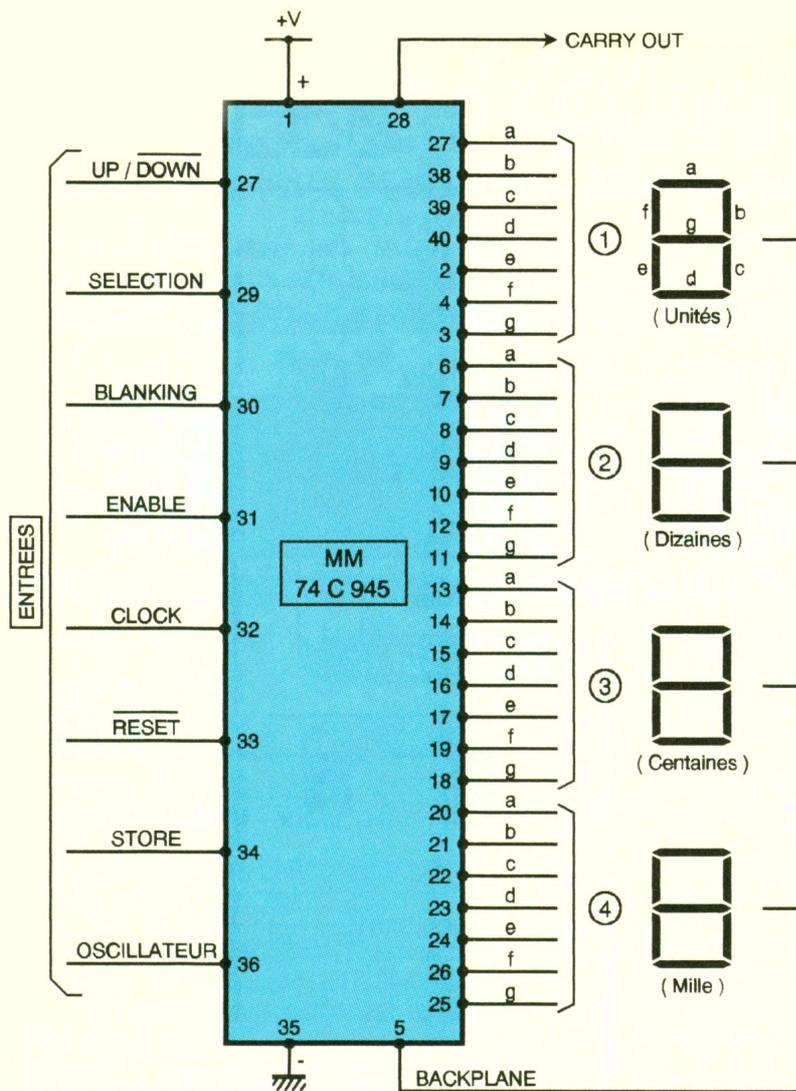
Si cette entrée est soumise à un état haut, le compteur « avance » dans un sens croissant de comptage. Si, au contraire, on relie cette entrée à un état bas, le compteur « décompte », c'est-à-dire qu'il évolue dans un sens décroissant de comptage.

STORE

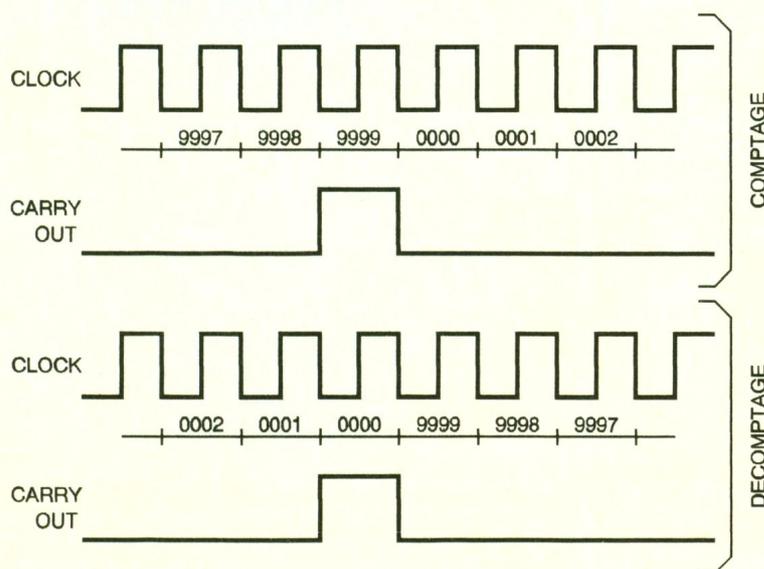
Tant que cette entrée est soumise à un état bas, les mémoires de sortie présentent le même contenu que les mémoires internes : c'est le fonctionnement en temps réel. Si cette entrée passe à l'état haut, les mémoires de sorties restent bloquées sur le compteur qui les caractérisait au

1 Le brochage du 74C945.





2/3 Le fonctionnement pour l'affichage sur 4 digits. / Les chronogrammes en comptage-décomptage.



moment précis de l'apparition du front ascendant sur l'entrée « STORE ». Cette situation n'empêche nullement les compteurs de poursuivre éventuellement leur mission normale.

SELECTION

Si cette entrée est soumise à un état haut, les afficheurs font état du contenu des compteurs décimaux internes correspondants. A l'état bas, c'est le contenu des

mémoires de sortie qui se trouve affiché.

BLANKING

Pour obtenir l'affichage, cette entrée doit être normalement reliée à un état bas. Si on la soumet à un état haut, tous les segments des afficheurs s'éteignent sans rien changer au contenu des compteurs et des mémoires de sortie.

OSCILLATEUR

Pour un fonctionnement interne de l'oscillateur, cette entrée doit être normalement soumise à état haut. Rappelons que, pour un fonctionnement normal d'un segment d'afficheur à cristaux liquides, il est nécessaire d'alimenter ce dernier en courant alternatif de basse fréquence. C'est la mission de l'oscillateur interne. La fréquence est fixée à 125 Hz par construction. Il se peut que, dans certains cas, le rendement visuel des cristaux liquides de l'afficheur soit meilleur pour une fréquence plus faible. La fréquence de l'oscillateur interne peut alors être diminuée si on relie cette entrée à la masse par l'intermédiaire d'une capacité.

En revanche, si l'on soumet cette entrée à l'état bas, il se produit la neutralisation de l'oscillateur interne. Dans ce cas, il convient d'acheminer des créneaux carrés basse fréquence, de l'extérieur, sur l'entrée « BACKPLANE ».

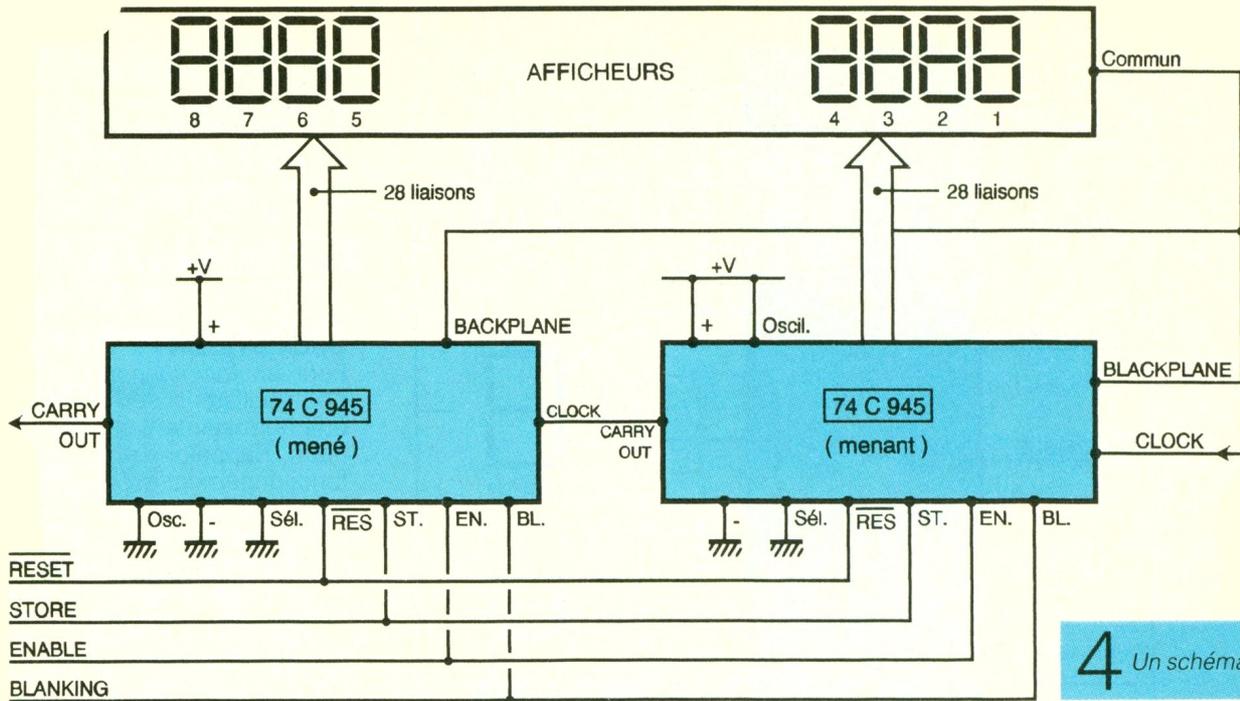
BACKPLANE

Dans le cas général, c'est-à-dire si l'entrée « OSCILLATEUR » est reliée à un état haut, cette broche est une sortie qui délivre les créneaux carrés de 125 Hz issus de l'oscillateur interne. Elle est à relier au point commun des segments des digits. Elle peut également piloter un second compteur du même type en mode de fonctionnement en oscillateur externe.

En revanche, cette broche est à considérer comme une entrée si l'entrée « OSCILLATEUR » est soumise à un état bas. Elle reçoit dans ce cas les créneaux basse fréquence provenant d'une base de temps extérieure (voir ci-dessus).

Sortie « CARRY OUT »

Cette broche peut servir de sortie de report à relier à l'entrée « CLOCK » d'un second compteur placé en aval afin d'augmenter la capacité de comptage. Dans le cas d'un *comptage*, cette sortie présente uniquement un état haut pour la position particulière « 9999 », ce qui a pour



4 Un schéma d'application.

résultat la délivrance d'un front négatif à la position suivante, à savoir « 0000 ». En revanche, dans le cas du décompte, on enregistre un état haut pour la position « 0000 », toujours dans le but d'obtenir un front négatif au moment de la transition vers la

position suivante, c'est-à-dire « 9999 ».
Sorties a1 à g1, a2 à g2, a3 à g3 et a4 à g4
 Elles sont à relier aux segments correspondant respectivement aux digits 1, 2, 3 et 4, le digit 1 étant celui des unités.

IV - UTILISATION (fig. 4)

Peu de commentaires sont à faire sur ce schéma d'utilisation. Le branchement retenu découle directement des explications données au paragraphe précédent.



Association nationale
pour la formation Professionnelle des Adultes

UNE QUALIFICATION POUR UN EMPLOI

Nous vous offrons un stage gratuit et rémunéré de :
**TECHNICIEN EN CONCEPTION ET MAINTENANCE EN
 INSTALLATIONS SURVEILLANCE ET TELESURVEILLANCE**
 Détection Intrusion/Surveillance Vidéo

Durée : **9 mois**
 Début du stage le **13 SEPTEMBRE 1993**
 Sanction du stage : Diplôme homologué, niveau IV
 Conditions d'admission : BEP en électricité ou électronique
 avec expérience ou/niveau terminale F2 ou F3
 Hébergement gratuit (selon places disponibles)
 Restauration sur place

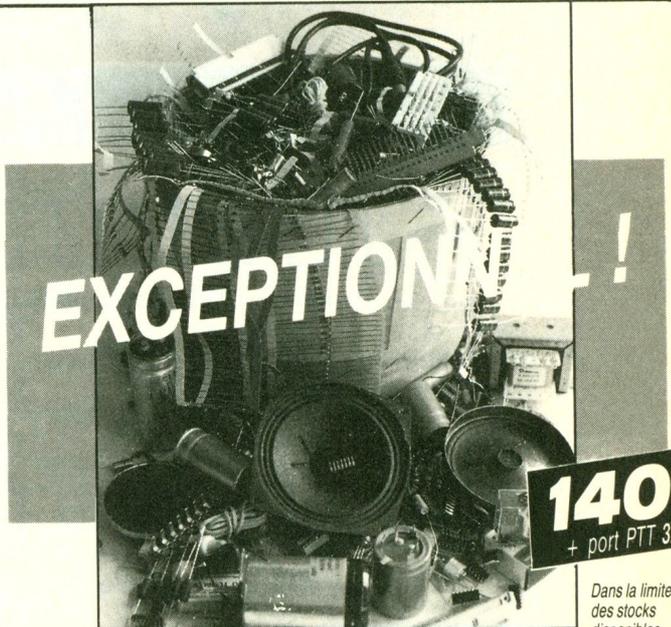
POUR TOUS RENSEIGNEMENTS, TELEPHONER A :

A.F.P.A. **Jean-Pierre CABY**
 222, Rue du Vieux Berquin
 BP 149
 59523 HAZEBROUCK CEDEX
 Tél. : (16) 28 41 04 13

Documentation sur demande :

NOM :
 Prénom :
 Adresse complète :

**LA QUALIFICATION POUR L'EMPLOI :
 UN EXPERT S'ENGAGE**



EXCEPTION !

140^F
 + port PTT 32 F

Dans la limite des stocks disponibles

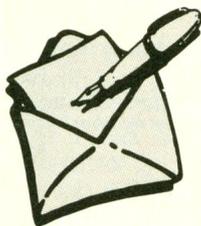
Grâce à notre bourriche miracle, dimensions 26 cm de diamètre d'ouverture, 17 cm de hauteur, poids de 2,5 kg (qui comprend plus de 1 000 COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES) vous avez immédiatement sous la main une grande variété de composants professionnels dont, entre autres :

CONTACTEUR POUSSOIR	DIODES ÉLECTROLUMINESCENTES	RÉGULATEURS
HAUT-PARLEUR	3 MM ET 5 MM	RELAIS
COMMUTATEURS À CLAVIER	CONDENSATEURS CHIMIQUES	POTENTIOMÈTRES
RÉSISTANCES DIVERSES	CONDENSATEURS FILMS	PORTE-FUSIBLES
EN TYPE	CONNECTEURS FEMELLE	BARRETTES À SOUDER
ET EN VALEUR	VISSERIES	MOTEUR MINIATURE
POINTS REDRESSEURS	CÂBLES	BORNIERES
DIODES	SUPPORTS POUR CIRCUITS	COSSES
	INTÉGRÉS	AFFICHEUR, etc., etc.

DIFECO SARL · B.P. 60 · 35404 SAINT-MALO Cedex
 Pour toute commande joindre le règlement · Port PTT à votre courrier, soit 172 F



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.

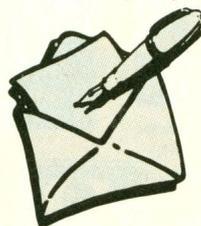


M. Chesneau

J'ai entrepris le montage du sésame téléphonique que vous avez fait paraître dans Electronique Pratique n° 157. Je souhaiterais un complément d'informations sur la manière de coder ce circuit, notamment les liaisons aux points A et B.

Le codage de ce sésame est largement simplifié par l'emploi de picots de programmation. Le décodeur IC₈ présente neuf sorties repérées 1 à 9. Pour le premier chiffre du codage, il suffira de relier le point A à la sortie choisie de IC₈. Même opération avec le point B pour le second chiffre.

Notez cependant qu'il n'est pas possible de coder le zéro. Dans l'exemple de la figure 4, le code proposé est : 38. Rappelons que ce montage ne fonctionne que si le poste demandeur est équipé en DTMF (fréquences vocales).



M. Dufresne

Débutant en électronique, je recherche les articles traitant de la théorie en général, notamment

celle des composants comme les condensateurs. Avec-vous déjà proposé un article détaillé sur les condensateurs ? car souvent le marquage relève plutôt du jeu de piste...

Nous partageons entièrement votre point de vue. Si la valeur d'un condensateur n'est pas critique dans certaines réalisations, il est des montages où la précision est primordiale (filtres, oscilateurs...) et donc le repérage d'un condensateur revêt toute son importance.

Nous avons traité de ce sujet dans *Electronique Pratique* : n° 112, p. 121 et n° 113, p. 115.

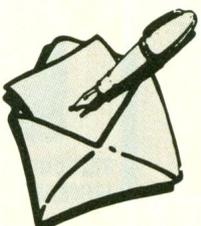


M. Bloomfield

Pourriez-vous m'indiquer s'il existe un composant « relais statique » pouvant commander un appareil électrique avec une séparation totale entre le circuit de puissance et le circuit de commande ?

Le composant que vous recherchez se nomme phototriac. Il permet la commande d'un appareil alimenté en courant alternatif. La séparation entre les circuits de commande et de puissance est assurée pour une tension d'isolement de 7 500 V.

La commande est confiée à une LED intégrée au boîtier. Le modèle MOC 3041 est équipé d'un dispositif de détection du passage par zéro (pour limiter les parasites secteur). Le MOC 3021 n'est pas muni de cette détection.



M. Cobou

Dans Electronique Pratique n° 168, il est proposé, à la page 88, un répéteur optique de sonnerie de téléphone. Il me semble qu'une erreur s'est glissée dans la liste des composants. Pouvez-vous me confirmer ce point afin de terminer dans de bonnes conditions cette réalisation.

Votre remarque est tout à fait fondée. Les valeurs des résistances R₂ et R₃ ont été malencontreusement interverties. Donc la résistance R₂ a pour valeur 680 Ω, tandis que R₃ = 6,8 kΩ.



M. Valentino

J'envisage la réalisation du central téléphonique proposé dans Electronique Pratique n° 167 et n° 169. (février-mars 1993). Pensez-vous que ce dispositif est raccordable sur le réseau téléphonique belge ? Eventuellement, quelles seront les modifications à envisager ?

En fait, tout dépend du type de la numérotation de votre poste téléphonique. Si, lors de la numérotation avec votre clavier, vous percevez les tonalités musicales, votre ligne est dite à fréquence vocale et le montage s'adaptera sans modification.

En revanche, si vous entendez les traditionnelles coupures, votre poste est dit « décimal » et ce montage ne pourra pas être utilisé. N'hésitez cependant pas à questionner votre agence Télécom qui pourra vous confirmer ce point.



M. Pernot

J'ai acheté, il y a plusieurs années, un kit permettant de réaliser un voltmètre numérique. Je souhaiterais savoir s'il est possible de supprimer la pile d'alimentation afin de l'alimenter et de mesurer directement la tension de la batterie 12 V.

Comme il est précisé dans la description du kit, le CI qui équipe ce module requiert une entrée flottante, c'est-à-dire non référencée par rapport à la tension d'alimentation. En d'autres termes, la tension à mesurer doit être différente de celle de l'alimentation. Il n'est donc pas possible d'envisager la suppression de la source auxiliaire qu'est la pile.



9020
DOUBLE TRACE

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

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

DERNIERE NOUVEAUTE

BI-WAVETEK OSCILLOSCOPE TI 3051 5 MHz

1420^F

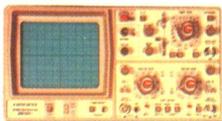
9012 Double trace 2 x 20 MHz. Testeur
Composant. Livré avec 2 sondes.....3590 F

9020 Double trace 2 x 20 MHz. Ligne à retard
Testeur de composants. Chercheur de trace.
Livré avec 2 sondes combinées.....3990 F
9302 2 x 20 MHz. Mémoire numérique 2 K.
Sensibilité 1 mV/DIV. Livré avec 2 sondes.....6990 F
9016 Oscilloscope 2 x 60 MHz.
Livré avec 2 sondes.....7389 F

NOUVEAUTE

RMS 225 BI-WAVETEK 4 digits. Auto/Manuel. Bargraph
rapide. Gaine anti-chocs. Conforme aux normes sécurité
IEC 348, garantie 3 ans.....1482 F

OSCILLOSCOPES



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

HM 205/3
Double trace 2 x 20 MHz. Testeur de composants.
Mémoire numérique 2 x 1 K. Chercheur de trace.
Livrés avec 2 sondes combinées.....6980 F

HM 604
2 x 60 MHz avec expansion Y X 5.
Post. accélérée 14 KV avec 2 sondes combinées.....6760 F
HM 1005
3 x 100 MHz avec 2 sondes.....8780 F

SERIE MODULAIRE

HM 8001
Appareil de base avec alimentation
permettant l'emploi de 2 modules.....1577 F
HM 8011/3 Multimètre numérique.....2395 F
HM 8021/3
Fréquence 10 Hz à 1 MHz Digital.....2360 F
HM 8032
Générateur sinusoïdal 20 Hz à 20 MHz.
Affichage de la fréquence.....2150 F
HM 8028 Analyseur de spectre.....5870 F

MONACOR

LES «NEWS» MULTIMETRES DIGITAUX
DMT 2010 2000 PTS. 3^{1/2} Digits. Test. diodes.....270 F
DMT 2035 2000 PTS. 3^{1/2} Digits. Capacité. Test. diodes.
Fréquence. Test. diodes. Test. Transistor.
Test. TTL.....675 F
DMT 2040 Modèle «Pocket» 4000 PTS. Hold.
Test. diodes.....270 F
DMT 2055 Automatique. Bargraph. 4000 PTS. 3^{1/2} Digits.
Data. Hold. Test. diodes. Fréquence.....730 F
DMT 2070. Testeur de composants.
Capacité. Test. diodes.....675 F
DMT 2075 2000 PTS. 3^{1/2} Digits. Capacité. Test. diodes.
Fréquence. Test. transistors. Test. diodes.
Test. continuité. Anti-chocs.....675 F

DMT-2035
• 2000 pts = 3^{1/2} digits
• Capacité = 2 nF = 20 μF
• Fréquence avec Trigger =
2 kHz - 20 MHz
• V.DC = 1000 V • V.AC = 750 V
• A.C/C = 20 A
• Ω = 200 Mohms
• Test transistors • Test diodes
• Test TTL logique • Test LED
• Test de continuité
• Précision de base = 0,5 %

675 F TTC

AG 1000 Générateur de B.F. 10 Hz/1 MHz.
5 calibres. Faible distortion.
Impédance 600 Ω.....1440 F

LCR 3500 Pont de mesure digital. Affichage LCD.
Mesure résistance, capacité, inductance et facteur de
dépense.....810 F

LDM 815 GRIP - DIP mètre.....850 F

R D 1000 Décade de résistance.....585 F

CM 300 Capacimètre.....576 F

Documentation sur demande.

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

MULTIMETRES



DM 10 XL - Modèle de poche.....415 F
DM 15 XL - AD/DC - 10 A - Bip.....495 F
DM 25 XT - Gain trans. Bip.....719 F
DM 71.....419 F
DM 73 - Gamme Auto-Mini.....559 F
DM 78 - Multi de poche avec étui.....249 F
CM 20 - Capacimètre.....829 F
EDM 1122 - Multimètre digital. Très grand display.
11 fonctions. Test de continuité sonore. Fréquence. Test.
Test de capacité. Test diode.....649 F
DM 27 XT - Multimètre numérique grand afficheur.
17 mm.....PROMO 799 F TTC
DM 93 - 4000 PTS. Bargraph rapide.....879 F TTC
DM 95 - 4000 PTS. Bargraph rapide.
Sélection auto-manuelle.....1095 F TTC
DM 97 - 4000 PTS. DATA - HOLD - PEAK - HOLD.
1 mémoire MIN et MAX.....1279 F TTC

MULTIMETRES

KD 3200
Bargraph, fonctions
automatiques livré avec gaine
anti-choc. Pince
ampéremétrique, cordons et
malette de transport.
L'ensemble.....1300 F TTC
+ 1 cadeau !



METRIX MULTIMETRES



MX 112 A avec boîtier
de transport.....699 F
MX 512.....1060 F
MX 562 2000 points 3 1/2 digits
Précision 0,2%. 6 fonctions 25
calibres.....1826 F
MX 453 20 000 Ω/V.CC.
VC / 3 à 750 V.I.C. : 30 MA à 15 A
0 à 15 kΩ.....1090 F
MX 202 C. T. DC 50 mV à 1000 V.T.
AC 15 à 1000 V.....1352 F
MX 50.....PROMO 1480 F
MX 51. Affichage 5 000 points. Précision 0,1%
Mémoire 5 mesures.
Buffer interne.....PROMO 1838 F
MX 52. Affichage 5 000 points. Bargraph. Mesure en pF.
Fréquence. Mémoire. 5 mesures.....PROMO 2597 F

FREQUENCEMETRES



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

CENTRAD

346. 1 Hz à 600 MHz.....1995 F
961. Gén. de fonction de 1 Hz à 200 Hz.....1650 F

GENERATEURS DE FONCTIONS

FG 2A. 7 gammes. Sinus carrés triangles.
Entrée VCF-OFFSET BI-WAVETEK.....1770 F
FG3 AE. 0,2 Hz à 2 MHz BI-WAVETEK.....2700 F
AG 1000. Générateur BF. 10 Hz à 1 MHz 5 calibres
Faible dist. imp. 600 Ω. Monacor.....1440 F
SG 1000. Générateur HF. 100 kHz à 150 MHz 6 calibres
Précis. 1,5%. Sortie 100 mV. Monacor.....1450 F
368. Générateur de fonction. 1 Hz à 200 kHz.
Signaux carrés sinus triangle. Centrad.....1420 F
869. Générateur de fonctions de
0,01 Hz à 11 MHz. Centrad.....3490 F

ELC alimentations

AL 745 AX de 1 V à 15 V - 3 A.....730 F
AL 821. 24 V - 5 A.....750 F
AL 812 de 1 V à 30 V - 2 A.....790 F
AL 781 N. de 0 V à 30 V - 5 A.....1990 F
AL 891. 5 V - 5 A.....390 F
AL892. 12,5 V - 3 A.....350 F
AL 893. 1,25 V - 5 A.....430 F
AL894. 12 V - 10 A.....650 F
AL895. 12 V - 20 A.....1150 F

LABOTEC

Toujours à votre service pour réaliser
vos circuits imprimés.

PLAQUES EPOXY PRESENSIBILISEES

100 x 160.....14 F pièce
PROMO ! les 10 pièces.....110 F
150 x 200.....23 F pièce
200 x 300.....49 F pièce

PERCEUSES MAXICRAFT

Perceuse 42 W.....98 F
Perceuse 42 W avec outils + alimentations
en coffret.....330 F (l'ensemble)
Perceuse 50 W.....190 F
Alimentation pour perceuse.....135 F
Support perceuse.....90 F
Fer à souder gaz et
Mini chalumeau.....198 F

Le coin des affaires !

PRIX SPECIAUX DANS LA LIMITE DES STOCKS

BC 140.....20 F les 10	BF 869.....27 F les 10
BC 160.....20 F les 10	BU 104.....115 F les 10
BD 142.....50 F les 10	BU 109.....115 F les 10
BD 437.....25 F les 10	BU 134.....115 F les 10
BD 438.....25 F les 10	BU 138.....115 F les 10
BDX 34C.....30 F les 10	BU 140.....115 F les 10
BDX 64.....60 F les 5	BU 141.....115 F les 10
BDY 26B.....60 F les 5	BDY 80-B.....30 F les 10
BF 253.....25 F les 10	BDY 82-B.....30 F les 10
BF 457.....25 F les 10	

TRANSFOS TORIQUES

2 x 35 V - 120 VA.....150 F
2 x 22 V - 160 VA.....180 F
2 x 35 V - 160 VA.....180 F
2 x 25 V - 300 VA.....250 F

Avec pont de diodes et condensateurs
(quantité limitée).

Résistances - 1/2 Watt
4,85 F les 100

CONVERTISSEURS

A TRANSISTORS

12 V - DC - 220 V - AC
CV - 101. Puissance 120 W.....365 F
CV - 201. Puissance 225.....710 F

ALIMENTATION HIRSCHMANN

1 A régulée, filtrée, stabilisée.
Réglable de 3 V à 12 volts.....125 F

BOITIER MULTI PERITEL

OMX 48. Répartiteur de 4 sources différentes vers un
téléviseur ou magnétoscope (vidéo composite RVB)
commutation électronique.....970 F
RP 10. Boîtier vidéo 5 péritel.....170 F

KITS ELECTRONIQUE

M.T.C. ELECTRONIQUE COLLEGE

EXP 03. Thermomètre affichage digital.....210 F
EXP 04. Thermostat affichage digital.....258 F
EXP 25. Table mixage. 4 entrées ST.....260 F
EXP 28. Prise courant TTM infra-rouge.....110 F
EXP 29. Télécommande infra-rouge.....50 F
LABO 01. Voltmètre continu aff. digital.....205 F
LABO 08. Multimètre digital.....260 F

OFFICE DU KIT

CH 12. Ioniseur électronique.....220 F
CH 14. Détartréur électronique.....190 F
CH 20. Magnétophone numérique.....350 F
CH 22. Transmetteur son à infrarouge.....200 F
CH 24. Chien de garde électronique.....290 F
CH 29. Alarme à infra sons.....350 F
CH 26. TTM infrarouge 4 canaux.....390 F
PL 59. Truqueur de voix.....100 F
PL 75. Variateur de vitesse.....100 F
PL 82. Fréquence 30 Hz à 50 MHz.....450 F

RT4. Programmeur copieur d'Eprom 2776 à 27256.....850 F
Alim 220 V avec boîtier.....700 F
RT6. Programmeur copieur d'Eprom 2716 à 27256.
pour Micro-ordinateur. Alim 220 V avec boîtier.....250 F
CH 62. Programmeur pour 68705 P3. Alim 220 V.....250 F

BANC à INSOLER en KIT

Surface d'insolation 270 x 400
Minuterie temporisée de 0 à 7 minutes
Coffret plastique
Promo.....999 F

MACHINE à GRAVER

Surface de gravure 180 x 240
Avec chauffage et coffret de commande
Promo.....885 F

COFFRETS

ESM	TEKO
EM 14 05.....47,40 F	P1.....15 F P3.....34,80 F
EM 10 15.....39,40 F	P2.....22 F P4.....52 F
ER 48 04.....290 F	AUS 12.....100 F
EP 21 14.....94 F	AUS 22.....109 F
	CAB 022.....85 F

COFFRETS PLASTIQUE

D 30.....30 F BA 4.....18 F

TOUS LES MODELES DISPONIBLES DOC ET TARIF SUR DEMANDE

CONNECTIQUE

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

TYPE XLR NEUTRIX

3 B Mâle.....19,50 F
3 B Femelle.....23,00 F
4 B Mâle.....24,70 F
4 B Femelle.....33,00 F

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



NEW
FER
A SOUDER
JBC

Réglable de 150° à 450°. Prix.....699 F TTC

FER WELLER

ENSEMBLE SOUDAGE
Fer thermostaté 24 V, 50 W.....1150 F