

ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMERO 156 - FEVRIER 1992 - I.S.S.N. 0243 4911 MJD

UN RADAR EXPERIMENTAL
 UNE ALARME AUTOMOBILE
 SIMPLE-GRADATEUR 12V
 CONVERTISSEUR-CHARGEUR.
 MULTIMETRE
 BDM 40-ETC.



T2437 - 156 - 24.00 F

BELGIQUE : 158 FB - LUXEMBOURG : 158 FL - SUISSE : 6.20 FS - ESPAGNE : 450 Ptas - CANADA : \$ 4,25

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
Bruce Pétro, Robert Knoerr, Gilbert Martin, Guy Isabel,
M. Tayebi, M. Gaide, J. Doubremelle, A. Garrigou
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, 24-26, bd Poissonnière, 75009 Paris.
Tél. : 45 23 25 60. Fax : 42 46 98 11
Abonnements : Marie-Christine TOUSSAINT

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

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 20).

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

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

Les règlements en espèces par courrier sont strictement
interdits.

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez
notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos
dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications
qui y figurent. ● Pour tout changement d'adresse, joindre
2,30 F et la dernière bande.

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



« Le précédent
numéro
a été tiré
à 76 400 ex. »



N° 156
FEVRIER 1992

SOMMAIRE	Revue	Pdf
REALISEZ VOUS-MEMES		
Détecteur/enregistreur de chocs	26	3
Radar expérimental	33	10
SEGT cadenceur	44	20
Chenillard 10 voies	47	23
Alarme simple pour auto	50	25
Chronomètre digital	55	30
Convertisseur/chargeur	65	36
Générateur d'impulsions	74	43
Jeux de lumière pour auto	77	46
Gradateur 12 V	89	56
PRATIQUE ET INITIATION		
Multimètre BECKMAN BDM40	29	6
Les filtres à quartz	81	50
La synthèse de fréquence	83	52
Fiches à découper	95	*
Fiches techniques SSI 202/203	106	62
DIVERS		
Coffrets MMP	87	—
Transmetteur audio-vidéo SEV	98	61
Salon EXPOTRONIC	99	—
Boîte à idées : le TDA 5030	116	65
Courrier	120	66
ENCART WEKA	11-12-113-114	—
ENCART EDUCA TEL	61-62-63-64	—

* 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 DETECTEUR-ENREGISTREUR DE CHOCS



Voici un montage non dénué d'intérêt pour les automobilistes que nous sommes tous. En effet, il se charge de détecter et de mémoriser un choc éventuel subi par une voiture en stationnement. Ainsi, à son retour auprès de son véhicule, un enregistrement positif peut inciter le propriétaire à examiner de plus près l'état de ses pare-chocs, pour les comparer au véhicule voisin et prendre les dispositions qui s'imposent...

I - LE PRINCIPE

Il existe des détecteurs de chocs, disponibles auprès de la plupart des fournisseurs, plus particulièrement destinés à la détection d'une tentative de bris de vitre. Le principe repose sur le déplacement d'une masselotte d'une masse M sous l'effet d'une accélération donnée. La force qui agit sur la masselotte en cas de choc

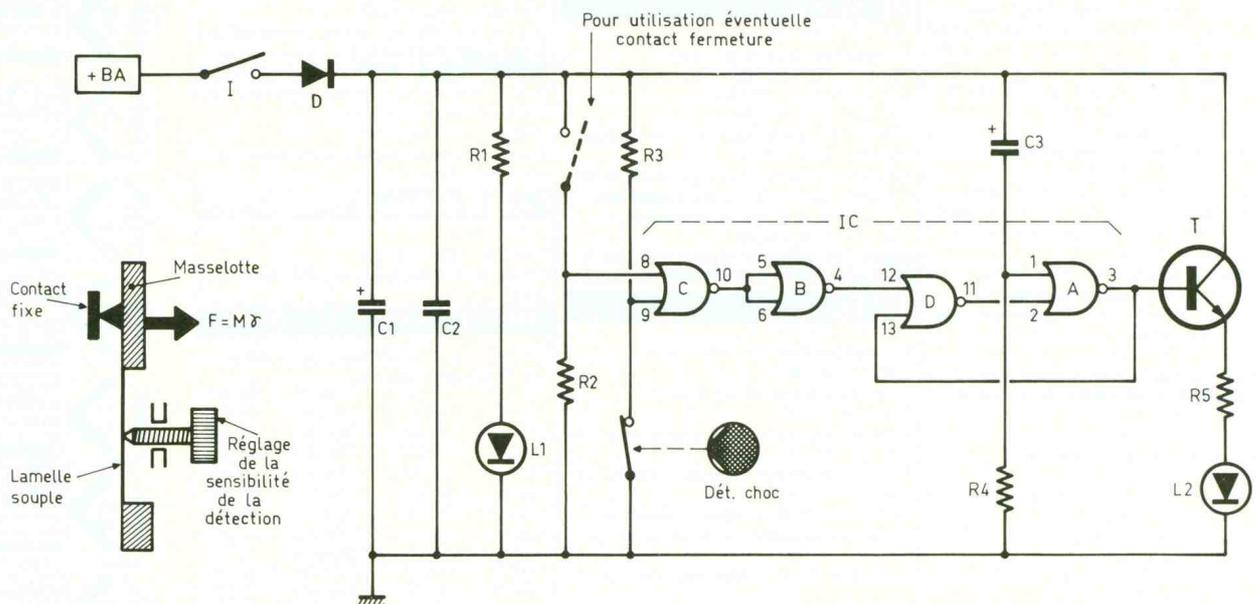
est directement proportionnelle à l'accélération, donc à l'importance du choc. En effet, en physique, on démontre que l'intensité de cette force s'exprime par la relation :

$$F_{\text{NEWTONS}} = M_{\text{kg}} \cdot \gamma_{\text{m/s}^2}$$

En se déplaçant, la masselotte entraîne l'ouverture d'un contact électrique. La modification électronique qui en résulte est alors

exploitée pour aboutir à une mémorisation du phénomène. La coupure de l'alimentation puis la remise sous tension provoquent l'effacement automatique de l'information, et l'appareil se trouve prêt pour un nouvel enregistrement.

1 Le schéma de principe du détecteur de chocs.



II – LE FONCTIONNEMENT (fig. 1)

a) Alimentation

L'énergie sera, bien entendu, fournie par la batterie 12 V du véhicule. La mise sous tension se réalise par la fermeture de l'inverseur à glissière I. La diode D fait office de détrompeur en évitant la destruction du circuit intégré en cas d'erreur de branchement. Les capacités C_1 et C_2 découplent la partie aval du montage de cette alimentation. A l'état de veille, la consommation se réduit à une dizaine de milliampères : elle correspond à l'allumage de la LED verte L_1 .

Il est à noter que le montage peut fonctionner sous n'importe quelle tension continue de 3 à 18 V.

b) Détection d'un choc

Le détecteur de chocs est à fixer à l'intérieur du véhicule, par exemple sur le tableau de bord, dans un sens tel qu'un choc à l'arrière provoque le déplacement de la masselotte vers l'avant. Grâce à la vis de réglage, il est possible de fixer le seuil de détection à la valeur souhaitée. En effet, cette vis agit plus ou moins fortement sur la lamelle souple reliant la masselotte à un point fixe. Le seuil de détection peut être déterminé expérimentalement.

Généralement, la masselotte, en se déplaçant, ouvre pendant un court instant un contact électrique.

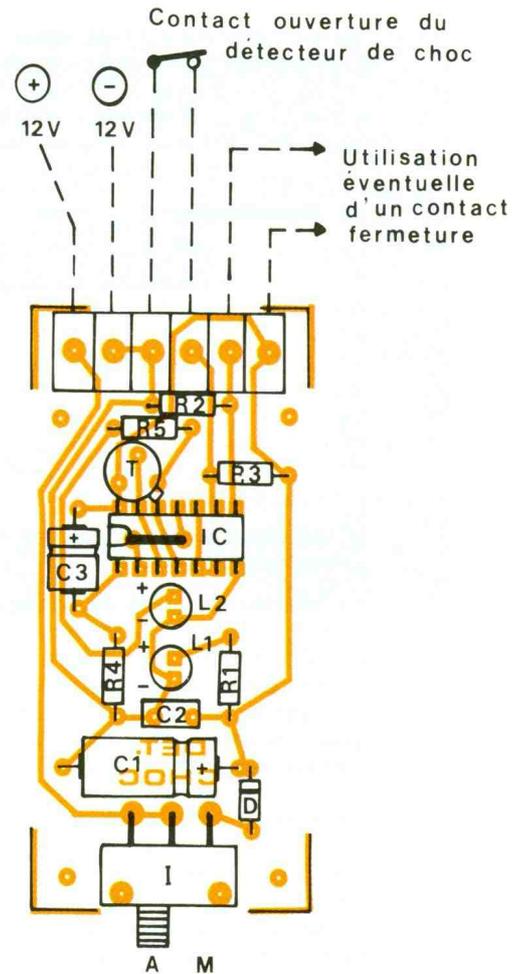
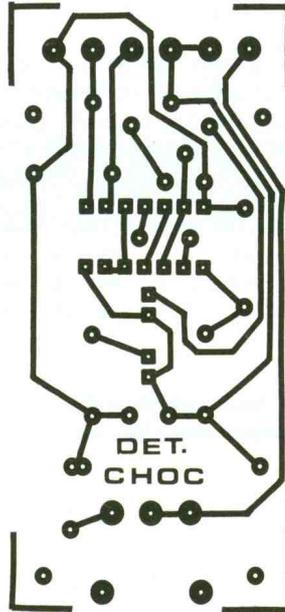
La porte NOR C a son entrée 9 généralement soumise à un état bas par la fermeture permanente de ce contact électrique. Quant à l'entrée 8, elle est également soumise à un état bas par la résistance R_2 . Ainsi, en cas de choc dont l'intensité se caractérise par une valeur suffisante, l'entrée 9 passe brièvement à l'état haut, étant donné la présence de la résistance R_3 .

Certains détecteurs de chocs comportent un contact normalement ouvert au repos. Ce dernier est à insérer dans le montage comme indiqué en figure 1. Quoi qu'il en soit, on peut retenir que :

- en état de veille, la sortie de la porte NOR C présente un état haut permanent ;
- un choc a pour conséquence le passage très bref de la sortie de cette porte à l'état bas.

Ces niveaux logiques sont inversés par la porte NOR B.

Dans le cas où l'on désire détecter les chocs dans les deux sens, il est nécessaire de prévoir deux détecteurs de chocs montés en opposition. S'ils sont munis de contacts fermés au repos, ces derniers sont à relier en série. Au contraire, s'il s'agit de contacts ouverts au repos, le branchement sera du type parallèle.



2/3 Dessin du circuit imprimé.
Implantation des composants.

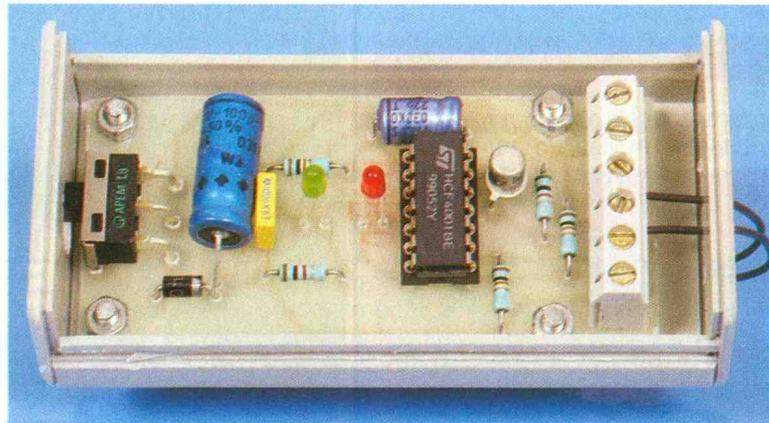
c) Mémorisation

Les portes A et D constituent une bascule R/S. A l'état de veille, l'entrée 1 de la porte A est soumise en permanence à un état bas, grâce à la résistance R_4 . La sortie de la porte A est à l'état

bas, ainsi que les entrées 12 et 13 de la porte D. La sortie de cette dernière est alors à l'état haut.

Une impulsion positive, même très brève, sur l'entrée 12 a pour conséquence le passage de la sortie de la porte D à l'état bas.

Photo 2. – L'ensemble de la platine toute montée.



La sortie de la porte A passe alors à l'état haut et un verrouillage se réalise grâce à la liaison 3 → 13, si bien que la sortie de la porte A reste indéfiniment à l'état haut, même après la disparition de l'impulsion de commande.

d) Signalisation

Le transistor NPN T est monté en collecteur commun ; ce montage réalise un gain en courant. En conséquence, dès que la sortie de la porte NOR A présente un état haut, c'est-à-dire lorsque la bascule R/S a mémorisé l'information « choc », la LED rouge L₂, dont le courant est limité par R₅, s'allume en permanence.

e) Initialisation automatique à la mise sous tension

Au moment de la mise sous tension du montage, la capacité C₃, entièrement déchargée, se charge à travers R₄. Il en résulte un état haut d'une durée de quelques dixièmes de seconde sur l'armature négative de C₃. Cela a pour conséquence la passage forcé de la sortie de la porte A à l'état bas. De ce fait, le montage est initialisé et se trouve bien dans une situation de veille.

Il convient de noter que, sans cette précaution, la bascule R/S risquerait de prendre n'importe quelle position lors des premiers instants, toujours instables, de l'établissement du potentiel d'alimentation.

III – LA REALISATION

a) Circuit imprimé (fig. 2)

Le circuit imprimé se caractérise surtout par une grande simplicité de la configuration de ses pistes. Sa reproduction ne présente aucune difficulté particulière. La méthode de l'application directe sur le cuivre des produits de transfert Mecanorma convient parfaitement.

Auparavant, on se procurera tout de même les composants nécessaires à la réalisation du montage, surtout l'inverseur à glissière, afin d'être en mesure de modifier éventuellement le tracé des pistes ou l'implantation des pastilles en cas d'achat d'un modèle différent de celui qui est publié.

Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, suivie d'un abondant rinçage, les pastilles seront percées à un diamètre convenable et adapté à celui des connexions des composants.

b) Implantation des composants (fig. 3)

On n'oubliera pas de souder préalablement l'unique strap de liaison. Ensuite, on implantera les résistances, la diode, le support du circuit intégré, les capacités, le transistor, l'interrupteur et le bornier. Attention à l'orientation des composants polarisés.

Les LED seront également soudées, en tenant compte de la dis-

tance séparant le module du dessus du boîtier, afin de les faire dépasser légèrement.

Aucun réglage n'est à effectuer, si ce n'est celui, purement mécanique, de la sensibilité de la détection, que nous avons déjà évoquée. Il ne vous reste plus qu'à installer la détection dans votre véhicule, en espérant qu'il sera sollicité le moins souvent possible...

Robert Knoerr

LISTE DES COMPOSANTS

1 strap

R₁ et R₅ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₂ à R₄ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

D : diode 1N4004

C₁ : 100 μF/16 V électrolytique

C₂ : 0,1 μF milfeuil

C₃ : 22 μF/16 V électrolytique

L₁ : LED verte Ø 3

L₂ : LED rouge Ø 3

T : transistor NPN BC 108, 2N2222

IC : CD 4001 (4 portes NOR à 2 entrées)

Support 14 broches

Bornier soudable 6 plots

Interrupteur à glissière unipolaire (broches coudées pour circuit imprimé)

Coffret « Tôlerie plastique » DB6 (17 x 38 x 83 mm)

Détecteur de chocs (voir texte)

Photo 3. – Vue plongeante sur le détecteur de chocs.

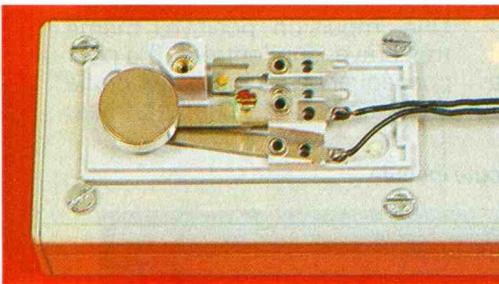
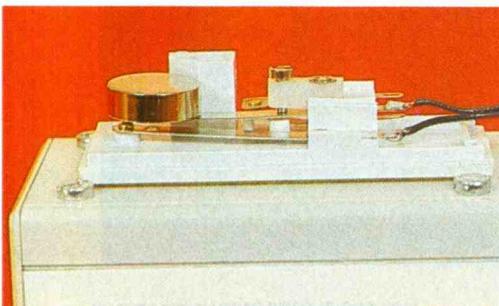


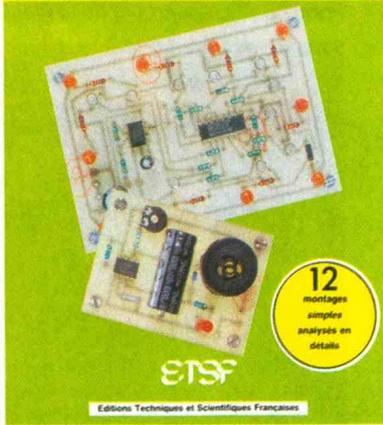
Photo 4. – Vue latérale du détecteur de chocs.



René RATEAU

MES PREMIERS PAS EN ELECTRONIQUE

Comprendre, expérimenter, construire



12
montages
simples
analysés en
détails

ETSF

Editions Techniques et Scientifiques Françaises

L'auteur a mis à profit son expérience de l'enseignement de la physique pour proposer une démarche progressive qui fait de cet ouvrage un véritable outil pédagogique. Ainsi, chaque réalisation de groupes exploite un thème auquel préparent des expériences simples : conduction unilatérale d'une diode, charge d'un condensateur à travers une résistance, etc. *Mes premiers pas en électronique* procurera à ses lecteurs de fructueuses heures de loisirs ; il aidera aussi les enseignants des collèges et des lycées à initier leurs élèves à l'électronique.

ETSF
 Distribution : Edition Radio
 11, rue Gossin
 92543 Montrouge Cedex



LE MULTIMETRE DE TABLE BDM 40



Bekman Industrial commercialise un multimètre de table aux performances remarquables. Il s'agit en effet d'un appareil d'une définition de 20 000 points à haut degré de précision, avec une impédance d'entrée élevée et fonction RMS, le tout logé dans un coffret solide et esthétique.

1 - PRESENTATION GENERALE DE L'APPAREIL

Il s'agit d'un multimètre de table à affichage digital à segments électroluminescents. Sa capacité d'affichage est de 4,5 digits. Grâce à la fonction RMS, le multimètre fournit avec précision les valeurs efficaces de tensions et d'intensités alternatives ou continues/alternatives de signaux différents de la forme théorique et idéale de la sinusoïde. La fré-

quence des signaux mesurés peut aller jusqu'à 60 kHz. Le multimètre assure les mesures suivantes :

- tensions continues
- tensions alternatives
- intensités continues
- intensités alternatives
- résistances
- tests de jonction.

La polarité est indiquée par voie d'affichage, ainsi que les dépassements de calibre. Le multimètre est protégé contre les surcharges éventuelles, suite à un choix de calibres inadaptés, par exemple.

La mesure repose sur le principe de l'intégration à double rampe, ce qui donne un haut degré de précision, tout en présentant des temps de réponse très faibles.

L'appareil est du type compact et léger, si bien qu'il prend peu de place sur une table de travail. Son habillage est en matière plastique antichoc.

Il peut se monter en superposition avec d'autres appareils. Sa poignée comporte huit positions en béquille. L'affichage se caractérise par un contraste élevé pouvant se lire facilement, même à plusieurs mètres de distance. Le multimètre est livré avec deux cordons de raccordement : un rouge et un noir. Ses dimensions

sont de 228 x 80 x 329 mm, pour une masse de 2,2 kg. Il fonctionne directement sur le moteur 115/230 V, 47 à 440 Hz, sous une puissance qui reste modeste : 15 W environ. Tous les raccordements, commandes et affichage sont regroupés sur la face avant du boîtier de manière très rationnelle, ce qui confère à cet instrument une très grande facilité d'utilisation. Les spécifications techniques des mesures sont rappelées au tableau de la figure 1.

2 - LES FONCTIONS

1° L'affichage

Avec 4,5 digits, l'afficheur peut fournir n'importe quel nombre compris entre 00000 et 19999. Par exemple, sur le calibre 2 V, les tensions affichées vont de 0 à 1,9999 V, ce qui est tout à fait remarquable. Le point décimal se déplace en fonction du calibre sélectionné. En cas de mesure négative d'une valeur continue, le signe « moins » apparaît à gauche de la valeur affichée. La polarité se réfère aux bornes d'entrée du multimètre ; nous en reparlerons.

En cas de dépassement des limites du calibre sélectionné, l'affichage disparaît, mais les quatre points décimaux sont allumés.

2° Mesure des tensions

Les cordons sont à relier aux bornes d'entrée « COMMUN » pour le noir et « V/Ω » pour le rouge. Un bouton à deux positions, tiré/poussé, permet de sélection-

SPECIFICATIONS (à 23 °C ± 5 °C ; < 70 % H.R.)	
Tension DC et AC	
Calibres DC et AC	200 mV, 2, 20, 200, 1 000 V
Précision DC	± (0,03 % lect. ± 4 dgt)
Précision AC (50 Hz)	± (0,5 % lect. ± 15 dgt)
Impédance d'entrée	10 MΩ // < 100 pF
Mode de mesure AC	efficace vrai, AC ou AC/DC
Courant DC et AC	
Calibres DC et AC	200 μA, 2, 20, 200, 2 000 mA, 20 A
Précision DC : cal. 200 μA-200 mA	± (0,2 % lect. ± 2 dgt)
cal. 2 000 mA-20 A	± (0,3 % lect. ± 2 dgt)
Précision AC (50 Hz)	± (0,5 % lect. ± 15 dgt)
Facteur crête AC	1:1 à 3:1, pleine échelle
Mode de mesure AC	efficace vrai, AC ou AC et DC
Chute de tension max.	0,3 V (cal. 200 μA - 200 mA)
Résistance	
Calibres	200 Ω, 2, 20, 200, 2 000 kΩ, 20 MΩ
Précision : cal. 200 Ω - 2 kΩ	± (0,1 % lect. ± 4 dgt)
cal. 20 - 200 kΩ	± (0,1 % lect. ± 2 dgt)
cal. 2 000 kΩ - 20 MΩ	± (0,25 % lect. ± 2 dgt)
Tension de test max.	2 V (0,2 V pour calibre 200 Ω et 200 kΩ)
Test de diodes	
Sur calibre 2 kΩ	
Général	
Température de fonctionnement : 0 °C à 50 °C	
Protection contre les surcharges :	
- Tension DC/AC : 1 200 V DC ou crête ac	
- Courant DC/AC : calibres 200 μA à 2 000 mA protégés par fusible	
- Résistance : 250 V DC/AC RMS, tous calibres	

1 Spécifications techniques du BDM40.

ner le type de tension : continue ou alternative (DCV/ACV). On dispose de cinq calibres : 0,2 V, 2 V, 20 V, 200 V et 1 000 V. Il suffit d'enfoncer le bouton correspondant au calibre choisi. Le temps de réponse est de l'ordre de la seconde.

3° Mesure des intensités

Il suffit d'enfoncer les touches correspondantes (AC/DC et mA) de la face avant de l'appareil. Les cordons sont à relier au « COMMUN » et à la borne « mA » pour une intensité maximale de 2 A. Une autre borne repérée « 20 A » permet la mesure d'intensités pouvant atteindre 20 A. Les touches affectées au choix des calibres permettent de sélectionner l'un des six calibres suivants : 200 μA, 2 mA, 20 mA, 200 mA, 2 000 mA et 20 A.

4° Mesure des résistances

Seule la touche « kΩ » est à enfoncer, en dehors bien entendu

de celle qui permet de choisir le calibre souhaité. Le multimètre comporte six calibres de mesure des résistances : 200 Ω, 2 kΩ, 20 kΩ, 200 kΩ, 2 000 kΩ et 20 MΩ.

Les cordons sont à raccorder au « COMMUN » et à la borne d'entrée « V/Ω ». Les temps de réponse vont de 2 secondes à 5 secondes pour le calibre 20 MΩ. Les tests de jonctions (diodes et transistors) sont à effectuer sur le calibre 2 kΩ.

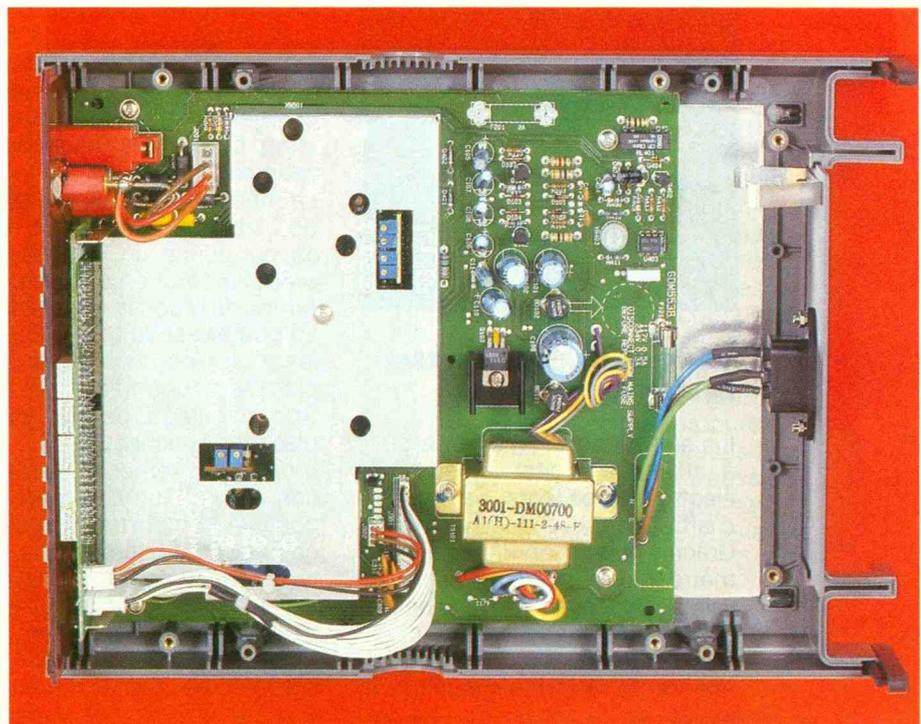
5° Protections

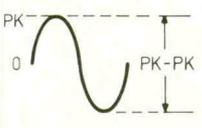
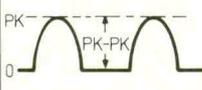
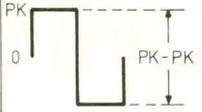
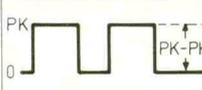
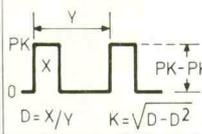
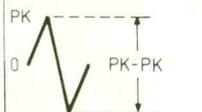
L'appareil est protégé contre les valeurs excessives dépassant les valeurs fixées par les valeurs maximales des calibres en restant toutefois dans les limites suivantes :

- 1 200 V en continu ou de crête en alternatif,
- 2 A (fusible de protection) pour les cinq premiers calibres d'intensité,
- 20 A sur l'entrée prévue à cet effet, pendant 15 secondes maxi,
- 250 V en mesure de résistances.

Le multimètre est apte à fonctionner correctement pour des signaux dont le facteur de crête ne dépasse pas 3.

Photo 2. - Vue plongeante sur l'électronique du BDM40.



Forme des signaux	Valeurs crête		Composante alternative		Composante continue	DC/AC (**) Total RMS vraie $\sqrt{ac^2 + dc^2}$
	PK-PK	0-PK	RMS CAL (*)	AC RMS vraie		
SINUS 	2,828	1,414	1	0	0	1
SINUS REDRESSÉ 	1,414	1,414	0,421	0,435	0,9	1
SINUS SEMI-REDRESSÉ 	2	2	0,764	0,771	0,636	1
CARRÉ 	2	1	1,11	1	0	1
CARRÉ REDRESSÉ 	1,414	1,414	0,785	0,707	0,707	1
RECTANGULAIRE 	2	2	2,22 K	2 K	2 D	$2\sqrt{D}$
TRIANGULAIRE 	3,464	1,732	0,96	1	0	1

(**) Valeur RMS donnée par le multimètre BDM 40

(*) Valeur RMS donnée par multimètres usuels (calibrés sur sinusoïde)

2 Les facteurs de conversion des tensions.

3 - QUELQUES CONSIDERATIONS THEORIQUES

Afin de tirer le meilleur parti des performances exceptionnelles de cet instrument de mesure, il est bon d'avoir à l'esprit un certain nombre de considérations théoriques relatives à la mesure, en regard de la forme des signaux et du montage testé lui-même.

1° Valeur RMS

Lorsque le signal n'est ni continu ni sinusoïdal, la plupart des appareils de mesure donnent une indication plus ou moins proche de la

valeur efficace réelle. Concernant cette dernière, rappelons que la valeur efficace vraie d'une tension de forme quelconque, périodique, est égale à la valeur d'une tension continue qui produirait, dans une résistance identique, le même dégagement de chaleur dans le même temps.

Mathématiquement, on démontre que cette valeur correspond à la racine carrée de la somme des carrés des composantes continue et alternative du signal :

$RMS_{vraie} = \sqrt{(ac)^2 + (dc)^2}$
d'où la désignation anglo-saxonne RMS (Root Mean

Square). Le tableau de la figure 2 explicite cette notion pour des formes usuelles de signaux. Il est à lire de la manière suivante :

- colonne 1 : forme du signal,
- colonne 2 : valeur absolue de crête à crête,
- colonne 3 : valeur absolue de la référence zéro jusqu'à la crête,
- colonne 4 : valeur RMS indiquée par les appareils usuels calibrés sur un signal sinusoïdal théorique de base,
- colonne 5 : composante alternative réelle,
- colonne 6 : composante continue réelle,
- colonne 7 : valeur RMS vraie, qui est aussi celle indiquée par le multimètre BDM 40, par rapport à la valeur indiquée en colonne 7.

On peut constater, en examinant ce tableau, que le multimètre BDM 40 donne une véritable mesure de la valeur RMS vraie pour toutes ces formes usuelles de signaux. (Exemple sinus semi-redressé :

$$\sqrt{ac^2 + dc^2} = \sqrt{(0,771)^2 + (0,636)^2} = 0,9995$$

2° Incidence d'une mesure de potentiel sur la valeur elle-même

Toute mesure de potentiel consiste à prélever une faible quantité d'énergie d'un montage pour faire fonctionner l'appareil de mesure lui-même. Si l'impédance de la source est faible par rapport à l'impédance d'entrée de l'appareil, l'erreur induite n'est pas significative.

Par exemple, si l'impédance de la source est de 1 k Ω , cette erreur reste inférieure à 0,1 %.

Il est possible de calculer cette erreur relative.

- Tensions continues :

Si R_S est l'impédance de la source, l'erreur relative est de :

$$\text{Erreur \%} = 100 \times \frac{R_S}{R_S + 10^7}$$

- Tensions alternatives :

Désignons par :

Z_{IN} : impédance effective d'entrée du multimètre,

F : fréquence du signal (en hertz),

R_{IN} : impédance d'entrée du multimètre, soit $10^7 \Omega$,

C_{IN} : impédance capacitive du multimètre, soit $100 \times 10^{-12} F$,

Alors :

$$Z_{IN} = \frac{R_{IN}}{\sqrt{1 + (2\pi FC)^2}}$$

Une fois que Z_{IN} est déterminée, on peut calculer l'erreur de mesure par la relation :

$$\text{Erreur \%} = 100 \times \frac{Z_S}{Z_S + Z_{IN}}$$

(Z_S : impédance de la source)

3° Incidence d'une mesure de courant sur la valeur réelle

Le fait de placer un multimètre en série avec un montage pour mesurer une intensité, induit une erreur causée par la chute de potentiel aux bornes du shunt de l'ampèremètre. Il en résulte une lecture de valeur plus faible que la valeur vraie. La chute de potentiel maximale est de 0,3 V pour les calibres 200 μ A à 200 mA et de 1 V et 2 V pour les calibres 2 000 mA et 20 A.

Le pourcentage d'erreur est également calculable.

Désignons par :

E_S : le potentiel de la source du montage.

R_L : la résistance de charge augmentée par la résistance interne de la source.

I_M : le courant indiqué par le multimètre (mA).

E_B : la chute de potentiel aux bornes du multimètre (que l'on peut également calculer).

Alors :

$$\text{Erreur \%} = 100 \times \frac{E_B}{E_S - E_B}$$

$$\text{Erreur mA} = \frac{E_B \times I_M}{E_S - E_B}$$

Exemple : $E_S = 14V$, $R_L = 9 \Omega$ et $I_N = 1\,497\text{ mA}$.

$$E_B = \frac{1\,497}{2\,000} \times 1\text{ V} = 0,749\text{ V}$$

$$\text{Erreur \%} = 100 \times \frac{0,749}{14 - 0,749} = 5,6\%$$

$$\text{Erreur mA} = \frac{0,749 \times 1\,497}{14 - 0,749} = 84,6\text{ mA}$$

4° Facteur de crête

Le facteur de crête d'une forme de signal, est le rapport existant

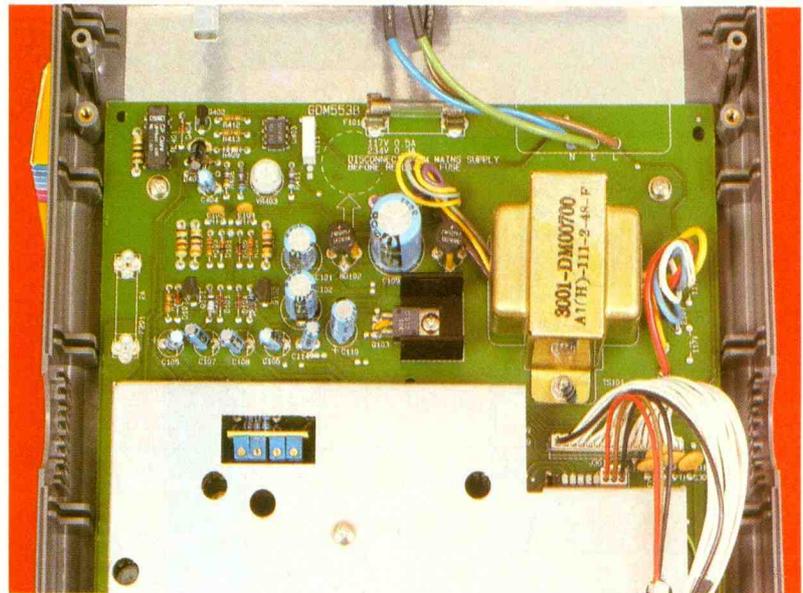


Photo 3. – Les parties sensibles sont isolées par un blindage métallique du reste du circuit.

entre la valeur crête et la valeur efficace vraie (RMS).

Le multimètre BDM 40 est prévu pour donner des indications correctes pour les signaux dont le facteur de crête est compris entre 1 et 3. La figure 3 indique des valeurs de facteurs de crête pour des signaux de forme usuelle. On peut constater que peu de signaux se caractérisent par des facteurs de crête supérieurs à 3. Ainsi, en couplant le BDM 40 avec un oscilloscope, il est possible dans la plupart des cas de déterminer le facteur de crête en appliquant la relation de définition de cette notion.

4 - CONCLUSION

Le BDM 40 de Beckman Industrial est un appareil de mesure aux performances véritablement exceptionnelles. Parmi ses possibilités nombreuses, il convient de retenir surtout la qualité de la fonction RMS. Peu d'appareils atteignent ce degré de précision. Il ne s'agit pas seulement d'un instrument de laboratoire ; l'électronicien, même amateur, pourra l'utiliser efficacement pour la mise au point de montages et pour les dépannages. A noter également la grande sobriété de la face avant et la grande simplicité d'utilisation.

Robert KNOERR

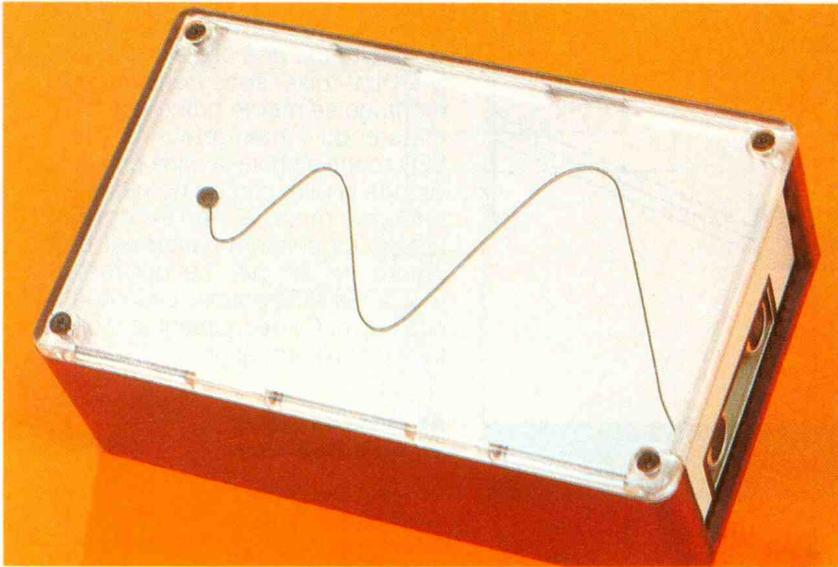
3 Les différents facteurs de crête en fonction des signaux.

FORME DU SIGNAL	ALLURE	FACTEUR DE CRÊTE
CARRÉ		1
SINUS		1,414
TRIANGULAIRE		1,732
SOMME DE FRÉQUENCES		1,414 à 2
SCR		1,414 à 3
BRUIT BLANC		3 à 4
TRAIN D'IMPULSIONS CARRÉES		3
IMPULSIONS		> 9



UN RADAR EXPERIMENTAL

Ce montage n'a d'autre prétention que de vous familiariser avec le principe de fonctionnement de tout radar, à savoir l'appréciation de la durée du voyage d'une onde entre son émission et sa réception après réflexion par un obstacle. Nous avons opté pour les ultrasons étant donné leur relative facilité de mise en œuvre ; les hyperfréquences étant pour l'instant peu à la portée de l'amateur.



1 Quelques rappels sur les ultrasons.

I - LE PRINCIPE

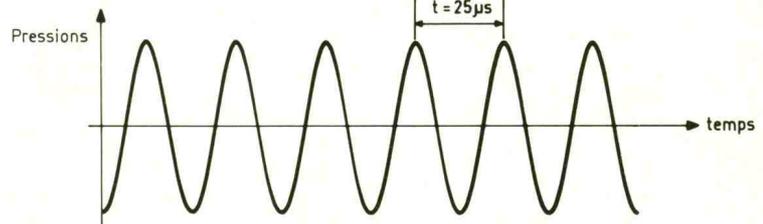
a) Rappel sur les ultrasons (fig. 1)

Les ultrasons sont des sons d'une fréquence suffisamment élevée, en général au-delà de 25 kHz, pour la perception de l'oreille humaine. Certaines espèces animales comme les chiens et les chauves-souris disposent d'un appareil auditif capable de les entendre. C'est ce principe qui est utilisé dans les sifflets ultrasoniques pour chiens. Quant aux chauves-souris, elles émettent en permanence des ultrasons pour apprécier la distance qui les sépare d'un obstacle grâce à l'appréciation de la durée qui s'écoule entre l'émission et la réception de l'écho réfléchi.

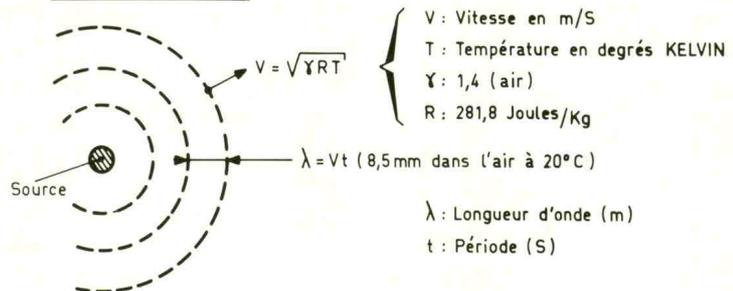
Tout comme les sons audibles, les ultrasons ont besoin d'un milieu environnant pour les véhiculer ; ce milieu peut être gazeux, liquide ou solide. Les perturbations, c'est-à-dire la suite de pressions et de dépressions, se déplacent ainsi de proche en proche, et l'image des ondes circulaires que génère la chute d'un caillou dans l'eau est tout à fait appropriée.

Dans l'air, les sons, donc les ultrasons, se propagent à une vitesse qui dépend de la température. Cette vitesse s'exprime par

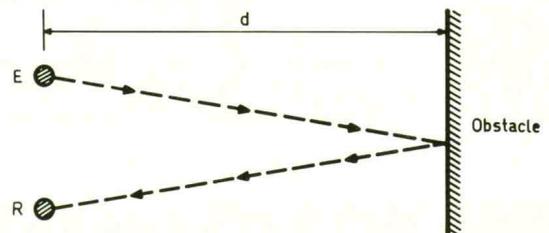
a) Evolution sinusoïdale des pressions



b) Déplacement dans l'air

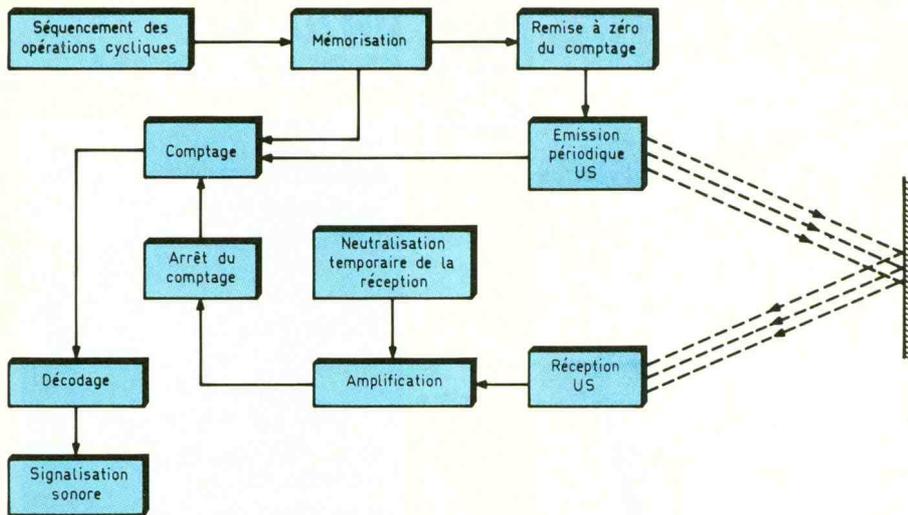


c) Réflexion sur un obstacle



$$t = \frac{2d}{V}$$

- t : Temps entre émission et réception
- d : Distance entre source et obstacle
- V : Vitesse de déplacement des ultrasons dans l'air



2 Le schéma synoptique d'un radar à ultrasons.

la relation : $V = \sqrt{\gamma RT}$, dans laquelle :

- V est la vitesse du son dans l'air exprimé en m/s.
 - γ est le coefficient d'élasticité du gaz (1,4 pour l'air).
 - T est la température du gaz exprimée en degrés Kelvin (degrés Kelvin = degrés Celsius + 273).
 - R est la constante physique des gaz parfaits (281,8 J/kg).
- Ainsi, si la température de l'air est de 20 °C, la vitesse du son dans l'air est égale à :

$$\sqrt{1,4 \times 281,8 \times 293} = 340 \text{ m/s.}$$

Les ultrasons que nous utilisons se caractérisent par une fréquence de 40 kHz, ce qui correspond à une période de 25 μ s. La distance séparant alors deux maxima consécutifs, lors de leur déplacement dans de l'air à 20 °C, est alors de 340 m/s \times 25 \cdot 10⁻⁶ s = 8,5 \cdot 10⁻³ m, soit 8,5 mm.

On appelle cette distance la longueur d'onde λ (lambda).

Quand une onde quitte un point d'émission, se réfléchit sur un obstacle et revient à un point de réception situé à côté du point d'émission, la distance parcourue est égale à 2 d si « d » est la distance qui sépare les deux points de l'obstacle. Le temps nécessaire à l'aller et retour s'exprime donc par la relation :

$$t_1 = \frac{2d}{340} = \frac{d_{(m)}}{170} \text{ à } 20 \text{ °C.}$$

b) Principe de fonctionnement du radar (fig. 2)

Notre radar met intégralement en application les principes dégagés au paragraphe précédent. Il envoie périodiquement un ultrason de faible durée tandis qu'un système de comptage évalue la durée du trajet aller et retour de l'appareil à l'obstacle. En décomposant un cycle, on peut citer les étapes consécutives suivantes :

- Remise à zéro du compteur afin de disposer d'une même référence lors de chaque mesure.
- Emission d'une durée calibrée d'un signal ultrasonique avec démarrage immédiat du comptage.
- Comptage à partir d'une base de temps donnée.
- Réception de l'écho qui, après un traitement adapté, provoque l'arrêt du comptage.
- Lecture du compteur et transfert vers une mémoire du contenu.
- Remise à zéro du compteur et ainsi de suite.

Les résultats de la mesure sont mis en évidence par une signalisation sonore que l'on écoute grâce à un casque. Le principe de cette signalisation repose sur la génération de « BIP » dont la fréquence et la hauteur du son augmentent simultanément si on se rapproche de l'obstacle.

II - LE FONCTIONNEMENT (fig. 3, 4 et 5)

a) Source d'énergie

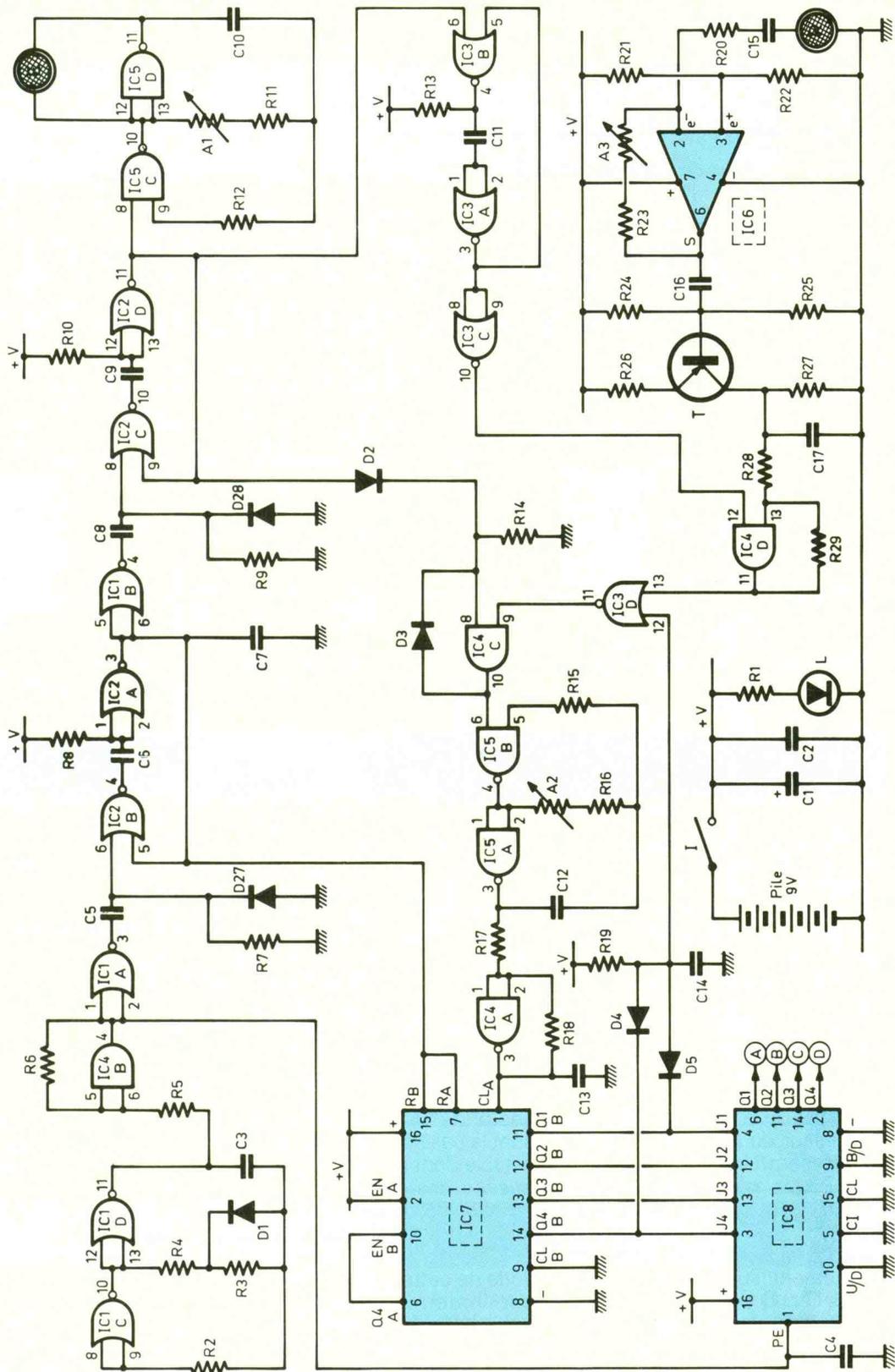
L'appareil devant rester autonome, la source d'énergie mise en œuvre est une pile alcaline de 9 V. La mise sous tension du montage se réalise grâce à la fermeture de l'interrupteur I. Une LED rouge signale la mise en service de la pile, afin de ne pas oublier sa mise à l'arrêt après usage. La consommation est de l'ordre de 30 mA, ce qui reste tout à fait acceptable. Les capacités C_1 et C_2 découplent le montage de l'alimentation.

b) Base de temps du cycle de mesure

Les portes NOR C et D de IC₁ constituent un oscillateur astable dont la période dépend essentiellement de C_3 , R_3 et R_4 . Elle est de l'ordre de 100 ms dans le cas présent. Si la diode D_1 n'existait, les crêteaux délivrés auraient la configuration d'un signal carré. Mais la présence de D_1 a pour effet de shunter R_3 lors de la charge de C_3 quand la sortie de la porte D présente un état haut, ce qui provoque une accélération de cette charge. Il en résulte l'apparition d'états hauts de courte durée par rapport à la période globale du crêteau. La durée de ces impulsions positives est d'environ 360 μ s. La porte AND B de IC₄, avec ses résistances périphériques R_5 et R_6 , forme un trigger de Schmitt. Ce dernier confère au signal des fronts ascendant et descendant bien verticaux. Quant à la porte NOR A de IC₁, elle inverse les signaux, si bien qu'au niveau de sa sortie on observe des impulsions négatives.

c) Remise à zéro périodique

La fin d'une impulsion négative se traduit alors par un front montant. Celui-ci est pris en compte par le dispositif dérivateur que forment C_5 et R_7 . L'impulsion positive très brève, issue de la charge de C_5 à travers R_7 , commande la bascule monostable que forment les portes NOR A et B de IC₂. Cette bascule délivre alors un état haut d'une durée fixe et déterminée par R_8 et C_6 . Compte tenu des valeurs de ces composants, la largeur de l'état haut délivré est d'environ 500 μ s.



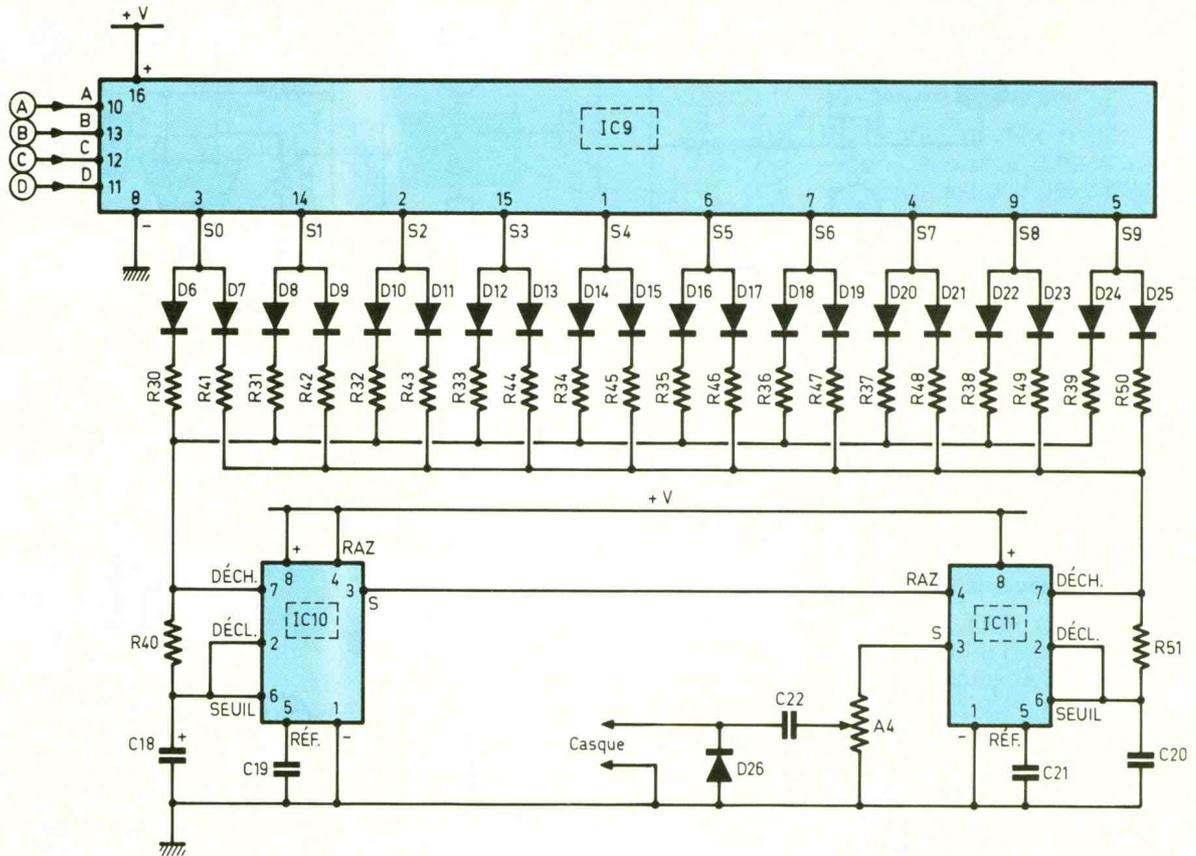
3 Le schéma de principe du radar.

Elle assure la remise à zéro du compteur IC7 dont nous parlerons ultérieurement. La porte NOR B de IC1 inverse cet état haut en état bas.

d) Emission périodique d'ultrasons

La fin de la remise à zéro des compteurs est matérialisée par

un front ascendant sur la sortie de la porte NOR B de IC1. Ce front montant agit sur le système dérivateur Rg/C8. L'impulsion qui en résulte assure le démarrage



4 Le décodeur repose sur l'emploi d'un CD 4028.

d'une seconde bascule monostable NOR C et D de IC₂. Etant donné les valeurs de R₁₀ et de C₉, l'impulsion positive délivrée par cette bascule est de l'ordre de 180 μs.

L'état haut assure la mise en action de l'oscillateur astable commandé, constitué par les portes NAND C et D de IC₅. La période des oscillations générées dépend essentiellement de C₁₀, de R₁₁ et surtout de la position angulaire du curseur de l'ajustable A₁. Ce dernier sera réglé de manière à obtenir une période de 25 μs, soit 40 kHz. L'émetteur piézo-électronique, encore appelé transducteur-émetteur est monté directement sur les sorties des portes C et D de IC₅. Ces dernières travaillant en opposition, on observe une amplitude entre maxi et mini de 18 V, ce qui confère un meilleur rendement à l'émission ultrasonique.

La durée de l'émission étant limitée à 180 microsecondes on observe aux bornes du transducteur une sollicitation d'environ sept alternances seulement. Il en résulte donc l'envoi d'un signal ultrasonique d'une longueur

physique de 8,5 mm × 7 ≈ 60 mm.

A noter qu'il est important que le transducteur se trouve effectivement sollicité par un signal de 40 kHz. En effet, à cette fréquence, il se produit une résonance qui donne au transducteur un rendement maximal.

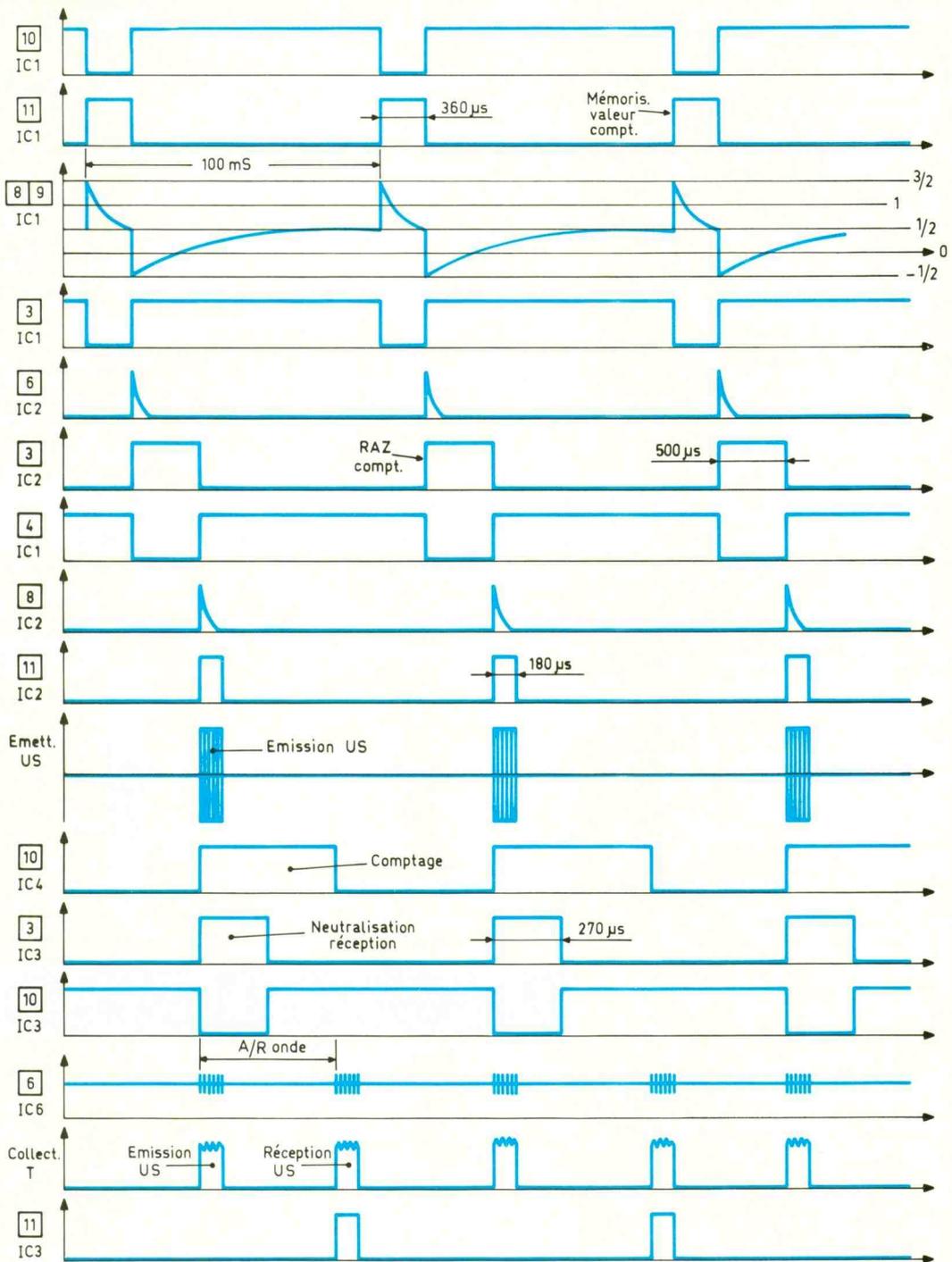
e) Base de temps du comptage

Les portes NAND A et B de IC₅ sont la base d'un autre oscillateur astable dont on peut régler la fréquence des oscillations par l'intermédiaire du curseur de l'ajustable A₂. Il est d'ailleurs possible de déterminer par le calcul la période de cette base de temps qui, par l'intermédiaire du trigger AND A de IC₄, attaque l'entrée de comptage du compteur IC₇. Nous verrons plus loin que ce compteur peut occuper une position maximale limitée par 90 impulsions élémentaires. Si nous fixons à un mètre la distance maximale à mesurer, la durée de comptage sera de 1/170 = 5,88 ms. Dans ce cas, la période des oscillations de la base de temps de comptage sera de

$5,88/90 = 65 \mu\text{s}$, soit une fréquence de l'ordre de 15,3 kHz.

f) Commande du comptage

Dès le début de l'impulsion positive délivrée par les portes NOR C et D de IC₂, c'est-à-dire dès la naissance des ultrasons émis, l'entrée 8 de la porte AND C de IC₄ se trouve soumise à un état haut par l'intermédiaire de D₂. L'entrée 9 étant généralement à l'état haut, la sortie de la porte AND passe à l'état haut. Elle reste dans cette position grâce au verrouillage réalisé par D₃, même quand l'émission ultrasonique aura cessé. La porte AND en question se comporte donc en porte de mémorisation. Elle présente un état haut sur sa sortie aussi longtemps que l'entrée 9 reste soumise à un état haut. L'état haut délivré par la porte AND rend actif l'oscillateur astable commandé (NAND A et B de IC₅), le comptage se réalise. Le compteur IC₇ renferme en fait deux compteurs BCD montés en cascade. Seules les sorties Q₁ à Q₄ du second compteur sont exploitées. Un tel dispositif de



5 L'allure des signaux lors du fonctionnement du radar.

comptage a donc un cycle de 100 positions, mais seules les positions 0, 10, 90 sont prises effectivement en compte pour la mesure.

g) Réception de l'écho

Le transducteur-récepteur reçoit une infime partie de l'énergie émise, sous la forme d'un écho de retour. Le faible signal qui en résulte est pris en compte par IC₆ qui est un 741 chargé de l'ampli-

fication. Grâce à l'ajustable A₃, il est possible de régler le gain de cet étage amplificateur. Le transistor PNP T a une polarisation telle qu'en l'absence de signal il présente sur son collecteur un potentiel nul. En revanche, à chaque écho capté par le transducteur-récepteur, on observe sur le collecteur une série d'impulsions de 40 kHz que C₁₇ intègre, pour délivrer en définitive une pointe aussitôt prise en compte par le

trigger AND D de IC₄, dont l'entrée 12 est généralement soumise à un état haut dans ce cas. Nous verrons au paragraphe suivant l'exception à cette règle.

h) Neutralisation momentanée de la réception

Dès le début de l'émission du signal ultrasonique, une bascule monostable formée par les portes NOR A et B de IC₃ prend son

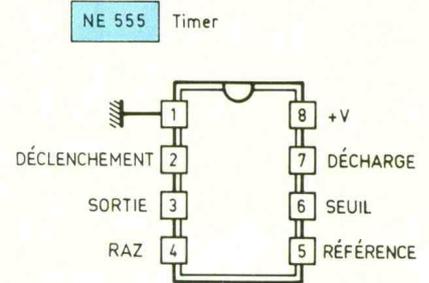
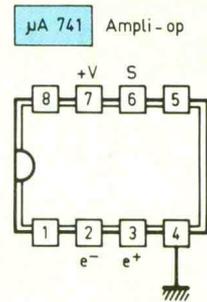
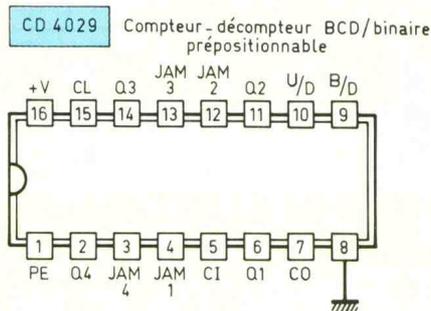
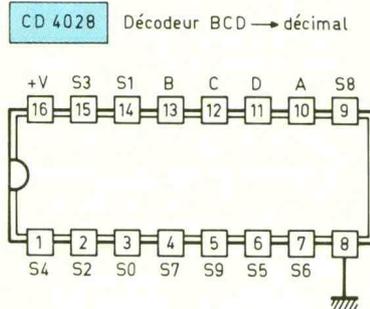
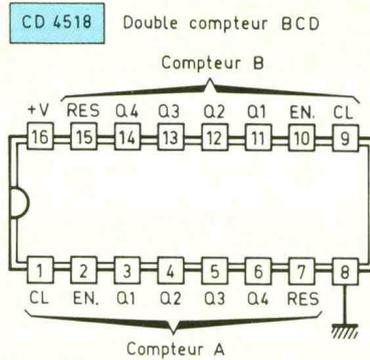
départ. Elle délivre sur sa sortie un état haut d'une durée de $270 \mu\text{s}$, et en tout cas nettement supérieure à celle de l'émission ultrasonique. Cette impulsion est transformée en impulsion négative par la porte NOR C de IC₃. Il en résulte $270 \mu\text{s}$ de neutralisation du trigger AND D de IC₄. Ainsi, même si un écho survenait pendant cette période de neutralisation, il ne serait pas pris en compte. La raison de cette précaution réside dans le fait qu'il est nécessaire de ne pas prendre en compte la « queue » du signal émis, qui, bien entendu, a une action sur le transducteur-récepteur placé physiquement à proximité du transducteur-émetteur. On se ménage ainsi un « blanc » qui correspond à une distance de $340 \text{ m/s} \times 270 \cdot 10^{-6} = 0,92 \text{ m}$, soit 92 mm , ce qui est une longueur supérieure à celle du train d'ondes émis.

i) Arrêt du comptage

L'impulsion positive délivrée par le trigger AND D de IC₄ à la réception de l'écho est dirigée sur l'une des entrées de la porte NOR D de IC₃, qui l'inverse en impulsion négative. Cette dernière désamorce la porte de mémorisation AND C de IC₄. C'est l'arrêt du comptage. Mais le comptage peut également être arrêté pour une autre raison. En effet, si la distance séparant le radar d'un obstacle est trop grande, le compteur risquerait, après avoir bouclé un premier tour, de revenir à zéro, et donc de poursuivre. Le résultat de la mesure serait erroné. Le même phénomène se produirait si la capacité du radar se trouvait dépassée, au niveau puissance, si bien que l'on enregistrerait aucun écho de retour d'onde. Pour ces raisons, les diodes D₄ et D₅ détectent la position particulière « 1001 » du second compteur de IC₇ ; cette position est atteinte au bout de 90 impulsions élémentaires de comptage. Dans cette situation particulière, le point commun des anodes de D₄ et D₅ passe à l'état haut. La porte NOR D de IC₃ présente alors un état bas sur sa sortie, ce qui a également comme conséquence l'arrêt du comptage.

j) Mémorisation du comptage

Les sorties BCD du deuxième compteur de IC₇ sont reliées aux



Comptage BCD

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

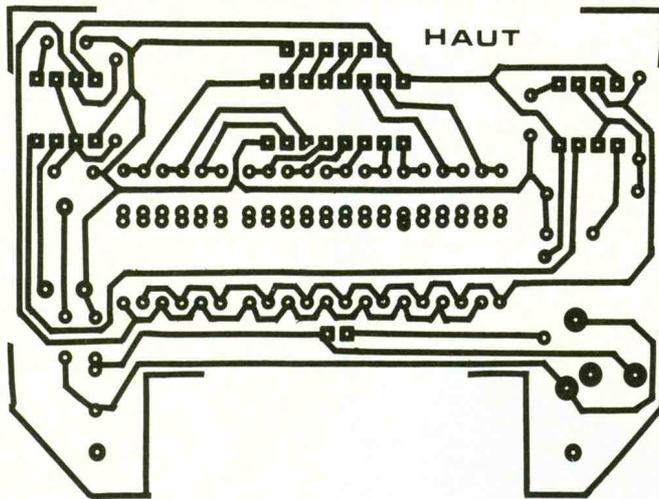
6 Le brochage des composants.

entrées de prépositionnement d'un second compteur IC₈, que l'on a quelque peu détourné de sa mission normale, qui serait de... compter. En fait, le dispositif de comptage interne est neutralisé et seule est sollicitée la fonction de prépositionnement de ce CD 4029. Il s'agit en fait du changement parallèle asynchrone des bascules de sortie. Le fonctionnement en est très simple. Si on soumet l'entrée « PRE-SET », même brièvement, à un état haut, les sorties Q prennent les mêmes niveaux logiques que les entrées J correspondantes. Elles gardent alors ces positions même lorsque les niveaux des entrées J évoluent, jusqu'à la prochaine impulsion de mémorisation. Il s'agit donc d'une véritable mise à jour périodique de IC₈. En examinant le schéma, on peut noter que cette mémorisation se

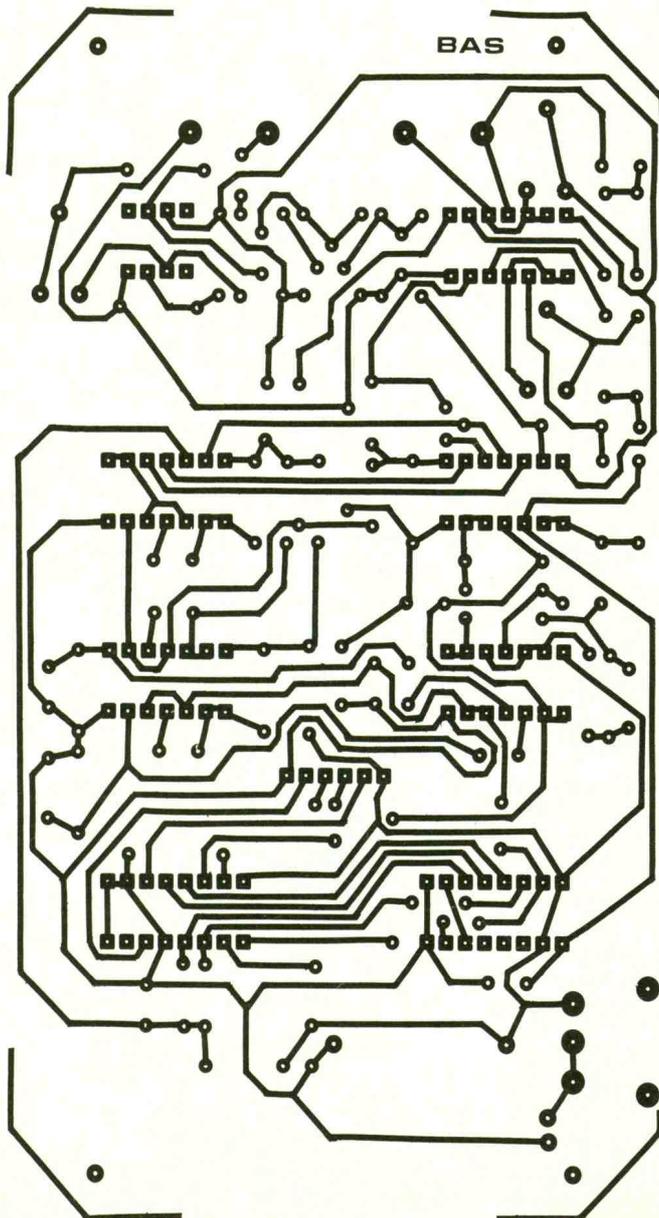
réalise à chaque fois au début de l'impulsion de $360 \mu\text{s}$, générée par l'oscillateur astable NOR C et D de IC₁. Dans le cycle de fonctionnement, la mémorisation se produit donc après l'arrêt du comptage et avant la remise à zéro des compteurs.

k) Décodage

C'est au circuit intégré référencé IC₉ que revient la mission de décoder les informations BCD pour les restituer en mode décimal. Il s'agit d'un CD 4028 qui comporte dix sorties : S₀ à S₉. Une seule de ces sorties présente un niveau haut tandis que toutes les autres sont à l'état bas. Ainsi, si le code d'entrée est 1000 (sens de lecture de D vers A), ce sera la sortie S₈ qui présentera un état haut. Signalons, pour terminer ce paragraphe, que si on présentait sur les entrées un nombre binaire



7 Les circuits imprimés du radar.



supérieur à 9 (par exemple 1100), aucune sortie ne présenterait un état haut. Cette situation ne peut cependant pas se présenter dans notre application, étant donné que le comptage s'effectue exclusivement suivant le mode BCD, c'est-à-dire de 0 à 9.

l) Incidence sur le cadencement de la signalisation sonore

Le circuit intégré IC₁₀ est un « 555 » dont la sortie délivre des créneaux à une période dépendant essentiellement des composants périphériques. Ainsi, si, le décodeur IC₉ présente un état haut sur sa sortie S₄, la période des signaux émis est définie par la relation : $T = 0,7 (R_{34} + 2 R_{40}) C_{18}$. Dans le cas présent, cette valeur sera d'environ de 0,4 s, ce qui correspond à une fréquence de 2,5 Hz. Les résistances R₃₀ à R₃₉ ont été calculées de façon à faire augmenter la période des créneaux délivrés, graduellement, en partant d'un minimum lorsque S₀ présente un état haut, pour atteindre un maximum, lorsque l'état haut est sur S₉. Les périodes s'échelonnent ainsi de 0,2 s à 1 s.

Cette règle a été retenue étant donné sa relative facilité d'interprétation : plus on se rapproche de l'obstacle, plus l'état haut sera sur une sortie proche de S₀ et plus la fréquence du cadencement sera élevée.

m) Incidence sur la hauteur du son de la signalisation sonore

Le circuit IC₁₁ est également un « 555 ». Concernant la période des créneaux délivrés, la même règle que ci-dessus s'applique, à savoir une fréquence d'autant plus élevée que l'on se rapproche de distances faibles séparant le radar de l'obstacle. Mais les valeurs des composants périphériques ont été choisies de manière que IC₁₁ délivre des fréquences musicales. Ces dernières vont de 1 500 Hz, pour un état haut sur S₉, à 4 000 Hz, si l'état haut est sur S₀. Il s'agit donc bien de fréquences audibles. Mais une autre particularité de fonctionnement touche IC₁₁. En effet, ce dernier ne peut être opérationnel que dans la mesure où son entrée « RAZ » est soumise à un état haute. Dans le cas où cette

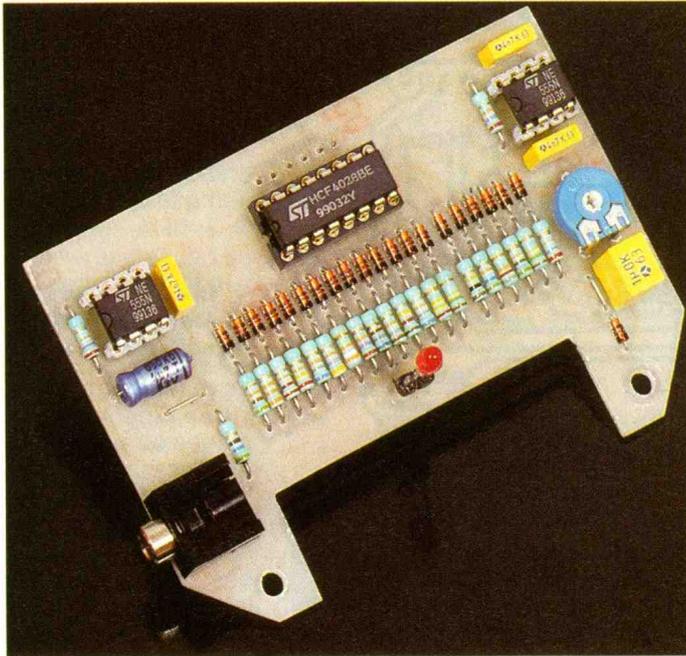


Photo 2. – La platine supérieure demande une découpe pour laisser passer la pile.

entre est en relation avec un état bas, la sortie de IC₁₁ présente un état bas. En conséquence, et du fait de la liaison de RAZ avec la sortie de IC₁₀, le circuit IC₁₁ délivre une série de « BIP » dont le cadencement et la hauteur du son augmentent *simultanément* en fréquence au fur et à mesure que l'on se rapproche d'un obstacle. Grâce à l'ajustable A₄, on prélève

une fraction réglable du potentiel des créneaux générés par IC₁₁, ce qui permet de régler le niveau sonore du signal perçu dans le casque par l'utilisateur du radar.

III – LA REALISATION

a) Circuits imprimés (fig. 7)

Il est nécessaire de réaliser deux modules : un module inférieur et

un supérieur. Peu de commentaires sont à faire à leur sujet. Les éléments de transfert Mécanorma peuvent être directement appliqués sur le cuivre bien dégraissé de l'époxy en s'inspirant du modèle publié. Il est également possible de passer par l'intermédiaire de la confection d'un « mylar » transparent afin de se constituer un film pour une exposition ultérieure de l'ensemble film-époxy présensibilisé, à un rayonnement ultraviolet avant révélation.

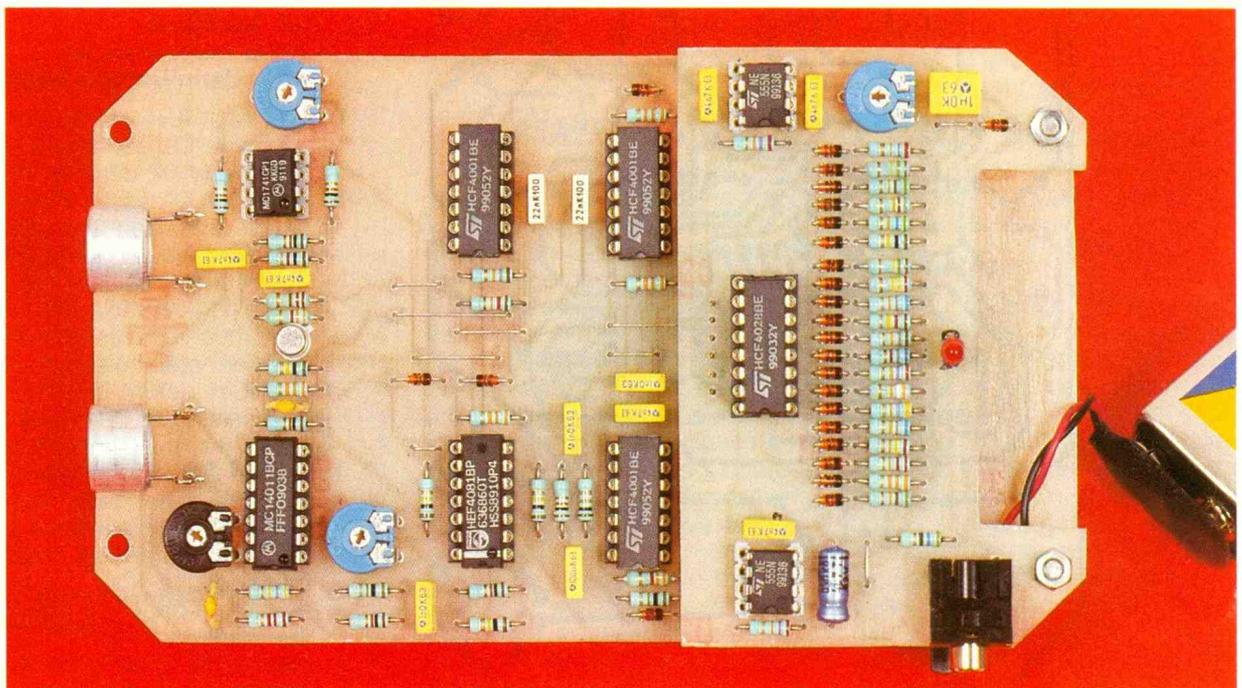
Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, les modules seront soigneusement rincés à l'eau tiède. Par la suite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre.

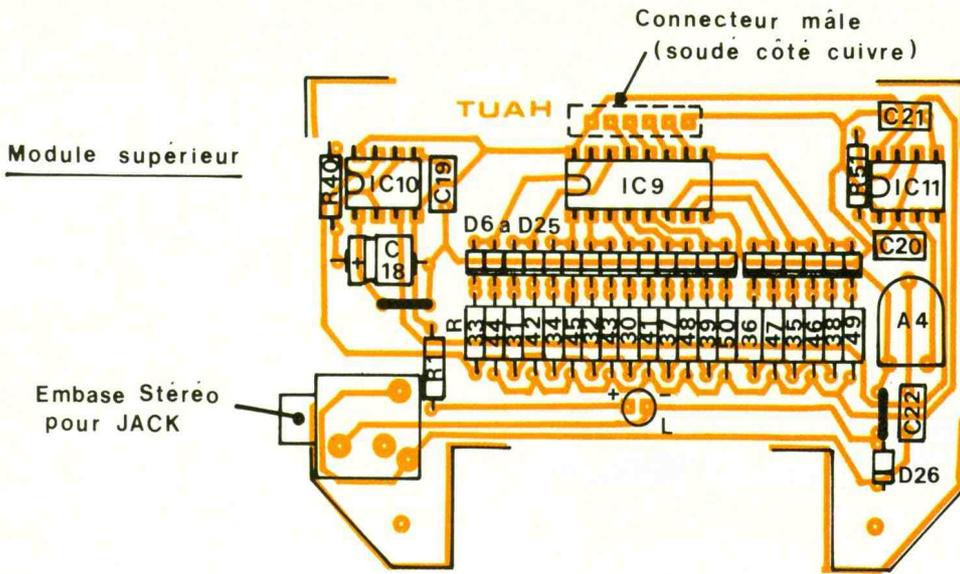
Certains trous seront à agrandir à 1, voire 1,3 mm, suivant le diamètre des connexions des composants auxquels ils sont destinés.

A ce niveau, il est opportun de bien vérifier, avant toute implantation, la continuité des pistes ainsi que l'absence d'un contact éventuel avec une piste voisine.

Un tel contrôle se réalisera, de préférence, le module placé devant une source lumineuse et par transparence, au besoin en se munissant d'une loupe.

Photo 3. – L'ensemble des éléments une fois le montage terminé.





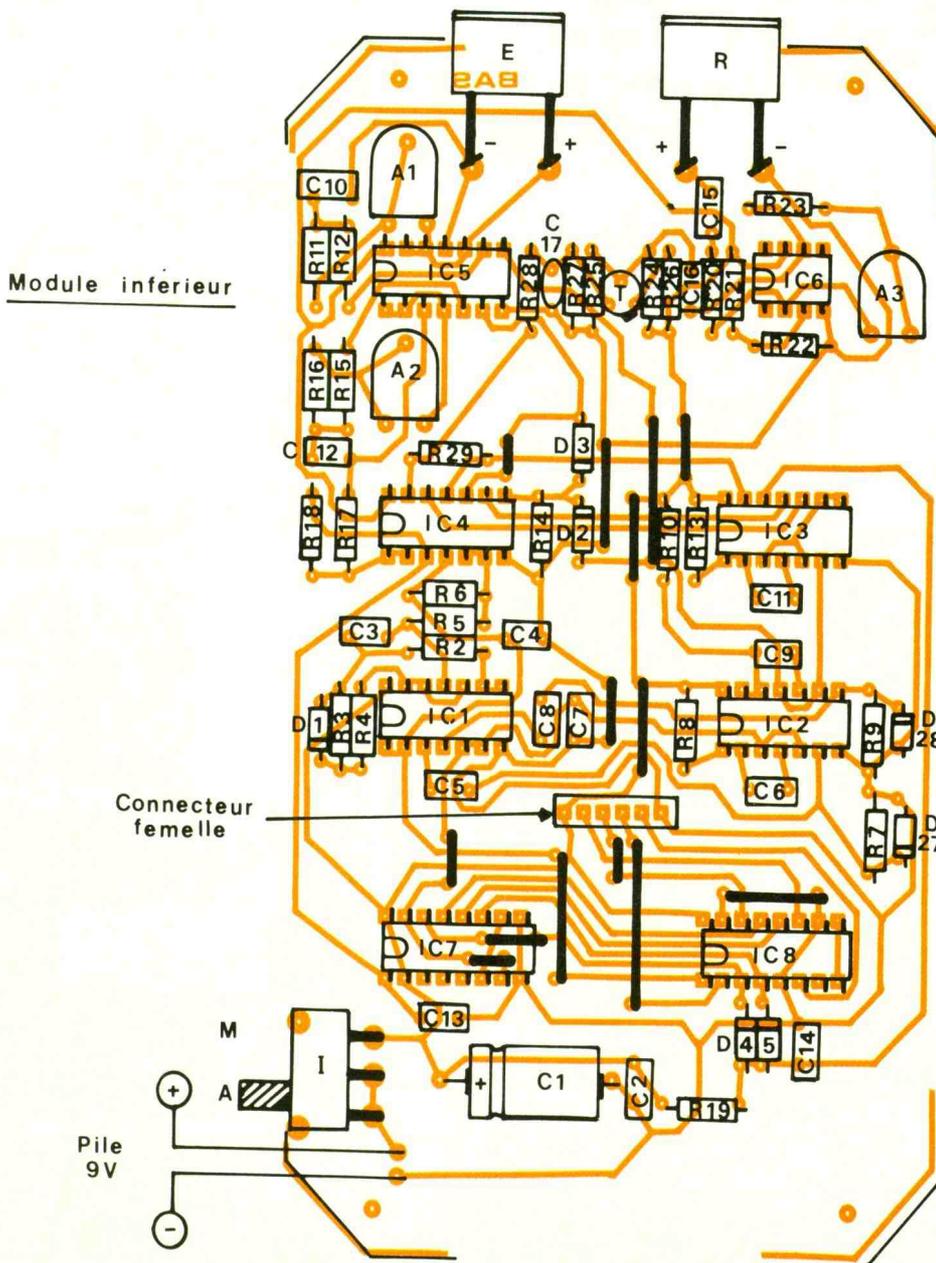
b) Implantation des composants (fig. 8)

On débutera par la mise en place des straps de liaison. Ensuite ce sera le trou des diodes, des résistances, des capacités, et des supports de circuits intégrés. Quelques règles essentielles : le respect absolu de l'orientation des composants polarisés, des soudures de qualité, bien brillantes, réalisées avec un fer toujours propre, et de fréquentes vérifications. En respectant ces conseils très simples, vous avez un maximum de chance de voir fonctionner votre montage dès le premier essai. Proscrivez délibérément toute précipitation et n'acceptez aucun « à-peu-près » au niveau de la qualité des implantations. Attention à ne pas confondre les transducteurs-émetteurs (souvent référencés par la lettre T et les transducteurs-récepteurs (référéncés R). Leur rendement et leur portée sont d'autant plus grands que leur diamètre est important. Donc, si vous avez le choix, reprenez les transducteurs les plus volumineux. Le connecteur mâle de raccordement des deux modules est à souder côté cuivre. Avant de monter l'ensemble et surtout avant toute mise sous tension, placez tous les curseurs des ajustables en position médiane.

c) Réglages

Après mise sous tension du montage, on placera le radar à une vingtaine de centimètres d'un obstacle. On a ainsi l'assurance d'une réception de l'écho, même en cas d'un réglage médiocre de la fréquence ultrasonique. En éloignant lentement le radar de l'obstacle, le cadencement et la hauteur des « BIP » sonores diminueront. Il arrivera un moment où se produira le décrochage, c'est-à-dire l'apparition d'un état haut permanent sur la sortie S₉ de IC₉ (broche n° 5), que l'on détectera à l'aide d'un simple multimètre. Le principe consiste alors à augmenter la portée en agissant dans un sens ou dans l'autre sur le curseur de l'ajustable A₁. Si l'optimum est atteint, on pourra sans doute encore augmenter la portée en agissant sur le curseur de A₃, c'est-à-dire en jouant sur le gain de l'amplification de la réception.

8 Les implantations des composants du radar à ultrasons.



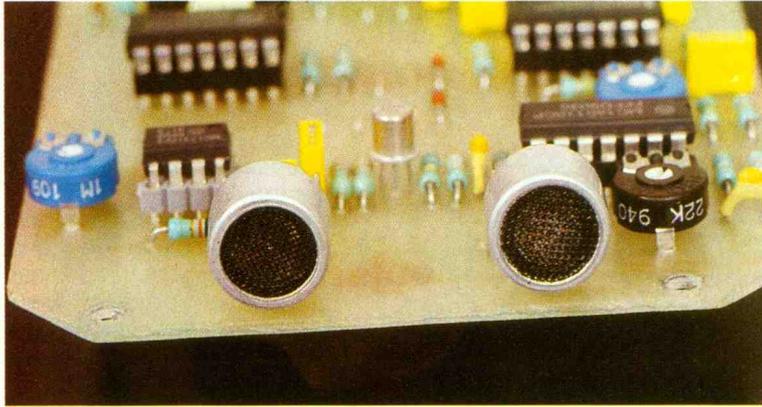


Photo 4. – Gros plan sur les transducteurs ultra-soniques.

Le curseur de A_2 permet de faire varier l'échelle des distances. En position centrale, celle-ci est calculée pour une distance de l'ordre de 2 mètres. Si on veut diminuer cette distance maximale, il y a lieu de tourner le curseur dans le sens des aiguilles d'une montre.

Enfin le curseur de l'ajustable A_4 permet de caler, à la demande, le niveau sonore souhaité dans le casque.

Un dernier conseil d'ordre pratique. Ainsi que le montrent les photographies, il a été nécessaire de découper totalement la face avant du boîtier Teko. Cette disposition supprime la possibilité de création d'un écho parasite issu du fond du boîtier, qui perturberait totalement le fonctionnement du dispositif.

Robert Knoerr

LISTE DES COMPOSANTS

a) Module inférieur

14 straps

R_2, R_3 : $2 \times 1 \text{ M}\Omega$ (marron, noir, vert)

R_4 : $3,3 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, rouge)

R_5 : $10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)

R_6 : $100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)

R_7 à R_9 : $3 \times 33 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, orange)

R_{10} : $12 \text{ k}\Omega$ (marron, rouge, orange)

R_{11} : $2,2 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, rouge)

R_{12} : $470 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, jaune)

R_{13} : $18 \text{ k}\Omega$ (marron, gris, orange)

R_{14} : $33 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, orange)

R_{15} : $1 \text{ M}\Omega$ (marron, noir, vert)

R_{16}, R_{17} : $2 \times 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)

R_{18} : $100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)

R_{19} : $10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)

R_{20} : $1 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, rouge)

R_{21} à R_{23} : $3 \times 10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)

R_{24} : $3,3 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, rouge)

R_{25} : $100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)

R_{26} : 220Ω (rouge, rouge, marron)

R_{27} : $33 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, orange)

R_{28} : $10 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, orange)

R_{29} : $100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)

A_1 : ajustable $22 \text{ k}\Omega$

A_2 : ajustable $100 \text{ k}\Omega$

A_3 : ajustable $1 \text{ M}\Omega$

D_1 à D_5 : 1N4148, 1N914

D_{27}, D_{28} : 1N4148, 1N914

C_1 : $220 \mu\text{F}/10 \text{ V}$ électrolytique

C_2, C_3 : $2 \times 0,1 \mu\text{F}$ milfeuil

C_4 : 1 nF milfeuil

C_5 : $4,7 \text{ nF}$ milfeuil

C_6 : 22 nF milfeuil

C_7 : 1 nF milfeuil

C_8 : $4,7 \text{ nF}$ milfeuil

C_9 : 22 nF milfeuil

C_{10} : 470 pF céramique

C_{11} : 22 nF milfeuil

C_{12} à C_{14} : $3 \times 1 \text{ nF}$ milfeuil

C_{15}, C_{16} : $2 \times 4,7 \text{ nF}$ milfeuil

C_{17} : 470 pF céramique

T : transistor PNP 2N2907

IC_1 à IC_3 : $3 \times \text{CD } 4001$ (4 portes NOR à 2 entrées)

IC_4 : CD 4081 (4 portes AND à 2 entrées)

IC_5 : CD 4011 (4 portes NAND à 2 entrées)

IC_6 : $\mu\text{A } 741$ (ampli-op)

IC_7 : CD 4518 (double compteur BCD)

IC_8 : CD 4029 (compteur-décompteur BCD/binaire)

1 support 8 broches

5 supports 14 broches

2 supports 16 broches

E : transducteur ultrasonique émetteur

R : transducteur ultrasonique récepteur

4 picots

1 connecteur 6 broches femelle

1 interrupteur à glissière

1 coupleur pour pile 9 V

b) Module supérieur

2 straps (1 horizontal, 1 vertical)

R_1 : 560Ω (vert, bleu, marron)

R_{30} : $6,8 \text{ k}\Omega$ (bleu, gris, rouge)

R_{31} : $22 \text{ k}\Omega$ (rouge, rouge, orange)

R_{32} : $39 \text{ k}\Omega$ (orange, blanc, orange)

R_{33} : $51 \text{ k}\Omega$ (vert, marron, orange)

R_{34} : $68 \text{ k}\Omega$ (bleu, gris, orange)

R_{35} : $82 \text{ k}\Omega$ (gris, rouge, orange)

R_{36} : $100 \text{ k}\Omega$ (marron, noir, jaune)

R_{37} : $120 \text{ k}\Omega$ (marron, rouge, jaune)

R_{38} : $150 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, jaune)

R_{39} : $240 \text{ k}\Omega$ (rouge, jaune, jaune)

R_{40} : $27 \text{ k}\Omega$ (rouge, violet, orange)

R_{41} : $18 \text{ k}\Omega$ (marron, gris, orange)

R_{42} : $24 \text{ k}\Omega$ (rouge, jaune, orange)

R_{43} : $27 \text{ k}\Omega$ (rouge, violet, orange)

R_{44} : $33 \text{ k}\Omega$ (orange, orange, orange)

R_{45} : $47 \text{ k}\Omega$ (jaune, violet, orange)

R_{46} : $51 \text{ k}\Omega$ (vert, marron, orange)

R_{47} : $56 \text{ k}\Omega$ (vert, bleu, orange)

R_{48} : $68 \text{ k}\Omega$ (bleu, gris, orange)

R_{49} : $82 \text{ k}\Omega$ (gris, rouge, orange)

R_{50} : $150 \text{ k}\Omega$ (marron, vert, jaune)

R_{51} : $27 \text{ k}\Omega$ (rouge, violet, orange)

D_6 à D_{26} : 21 diodes-signal 1N4148, 1N914

L : LED rouge $\varnothing 3$

C_{18} : $4,7 \mu\text{F}/10 \text{ V}$ électrolytique

C_{19} à C_{21} : $3 \times 4,7 \text{ nF}$ milfeuil

C_{22} : $1 \mu\text{F}$ milfeuil

IC_9 : CD 4028 (décodeur BCD \rightarrow décimal)

IC_{10}, IC_{11} : $2 \times \text{NE } 555$ (timer)

2 supports 8 broches

1 support 16 broches

A_4 : ajustable $1 \text{ k}\Omega$ horizontal

Connecteur mâle 6 broches

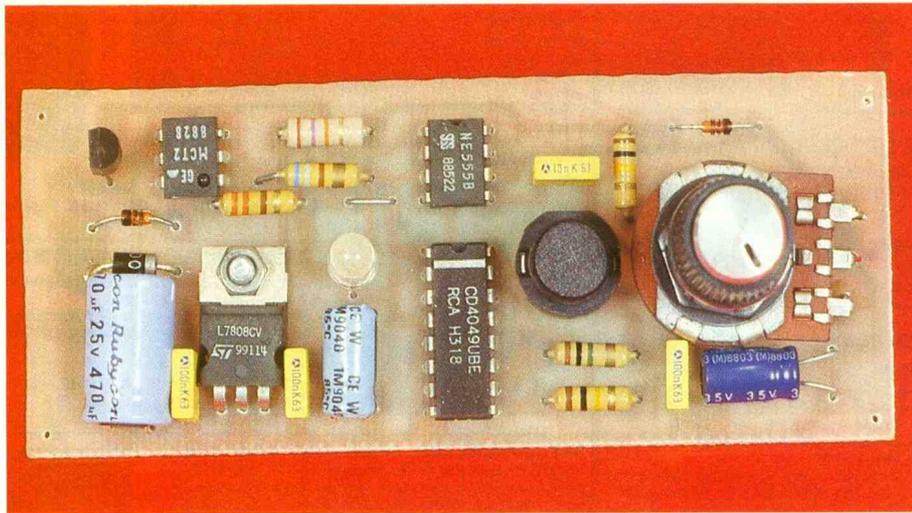
Embase stéréo pour Jack

c) Divers

Pile 9 V

Coffret Teko Coffre 3TP

Casque



Vous me direz : « Encore un "cadenseur" de balais auto ». Oui, mais simple dans sa conception. Fixé derrière le tableau de bord, il n'apparaît qu'un bouton-poussoir pour la marche/arrêt, un petit bouton de potentiomètre pour la temporisation et un voyant, une LED bicolore, indiquant le fonctionnement.

PRINCIPE

Après allumage du circuit électrique par la clef de contact, le voyant vert s'éclaire indiquant le bon état du montage au repos. Une pression sur le bouton-poussoir, le système est déclenché, le voyant vert s'éteint, et les balais entrent en action au rythme déterminé par le réglage du potentiomètre, qui donne un retard de une à vingt secondes maximum. Le battement est indiqué par les flashes rouges du voyant. Une nouvelle pression sur le poussoir, et le montage retrouve son état de repos.

FUNCTIONNEMENT DETAILLE

Le schéma général est donné à la figure 1.

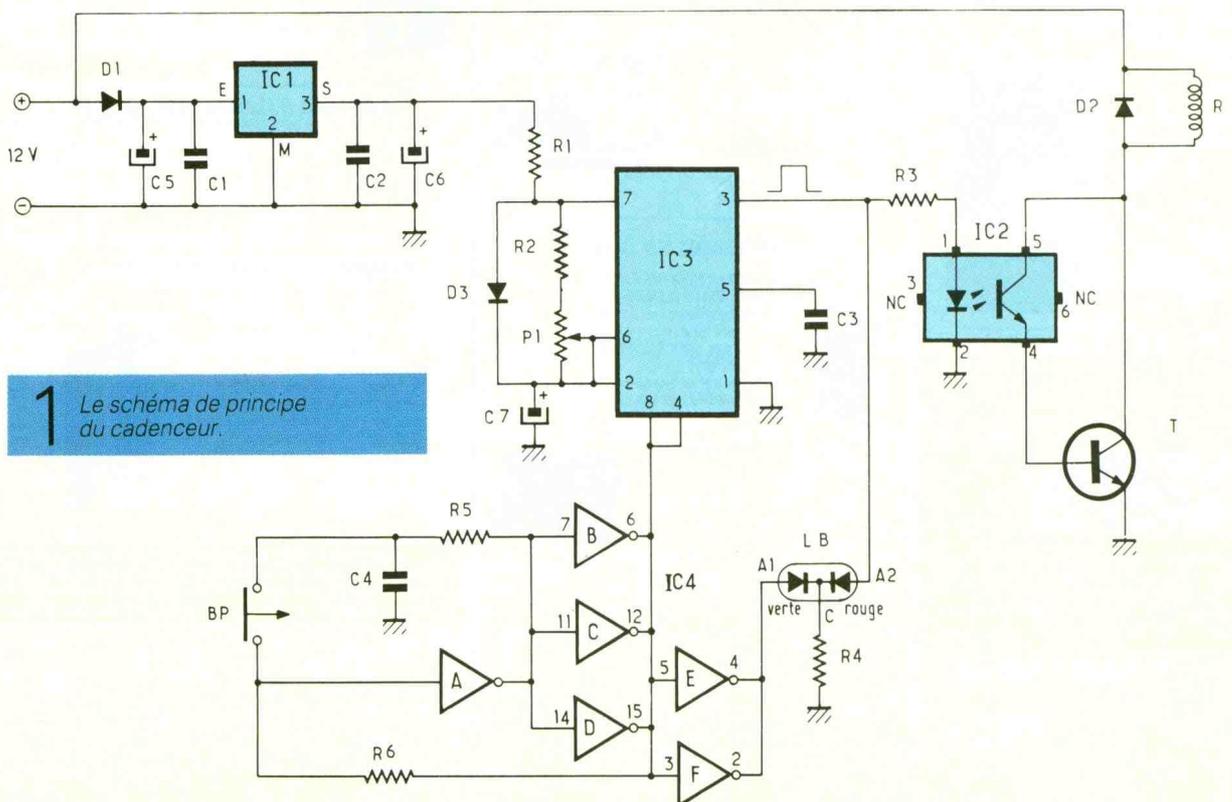
a) L'alimentation

Le circuit électrique du véhicule fournit la tension dont le niveau peut fluctuer de 11 à 14 V. On prélève au contacteur celui-ci, puis il est dirigé à travers la diode D₁, protection contre les inversions de polarités, puis il est filtré par C₅ et C₁, et régulé par IC₁ ; un 7808 fixe la tension de sortie à 8 V, lui-même filtré par C₂ et C₆

afin d'avoir une tension propre assurant le bon fonctionnement du montage.

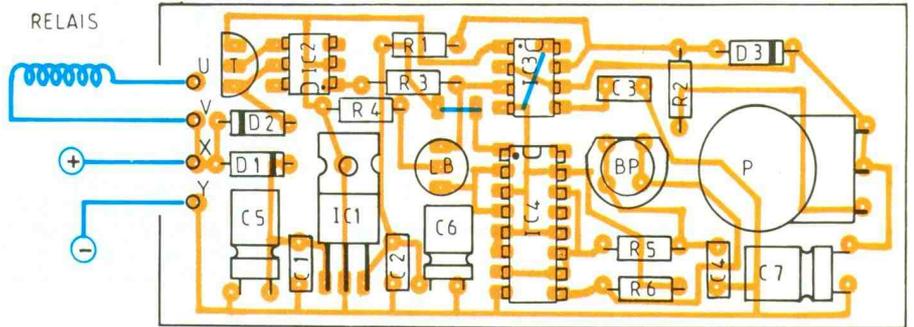
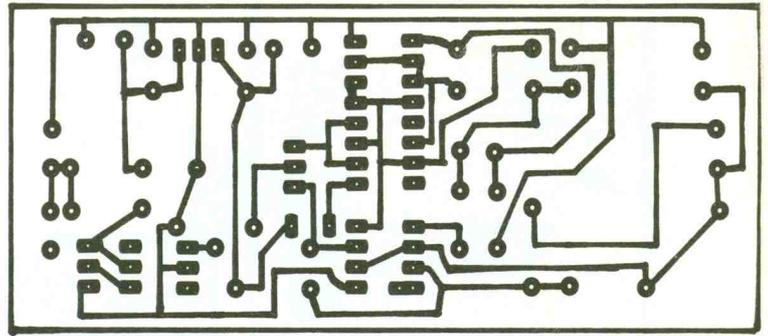
b) La commande

Elle s'effectue par une pression sur le bouton-poussoir BP de type D₆ associé à une bascule de type CMOS réalisée à l'aide des



1 Le schéma de principe du cadenseur.

inverseurs contenus dans le circuit IC₄, un CD 4049B. A chaque pression sur BP, on transfère les niveaux. En fait deux inverseurs suffisent, IC₄ A et IC₄ B, associés à R₅, R₆ et au condensateur C₄. A la mise sous tension, 6 de IC₄ B est à « 0 » maintenant par R₆, 9 de IC₄ A à « 0 », 10 de IC₄ A et 7 de IC₄ B inversés sont à « 1 ». BP enfoncé force 9 de IC₄ A à « 1 », entraînant 10 et 7 à « 0 », et donc 6 de IC₄ B à « 1 ». Une nouvelle pression ramène le circuit à l'état initial. La sortie 6 de IC₄ B attaque le cœur du montage réalisé par le célèbre NE 555, câblé en astable avec R₁, R₂, P₁, D₃, C₃ et C₇. On ne reviendra pas sur son fonctionnement bien connu, mais on signalera que son déclenchement a lieu avec l'application d'un niveau « 1 » aux bornes 4 et 8. Pour avoir suffisamment de courant pour piloter IC₃, nous avons câblé en parallèle trois inverseurs IC₄ B, C et D. Les inverseurs restant IC₄ E et F, également câblés en parallèle, inversent et fournissent le courant nécessaire à la DEL bicolore côté vert.



2/3 *Dessin du circuit imprimé. Implantation des composants.*

c) Le battement

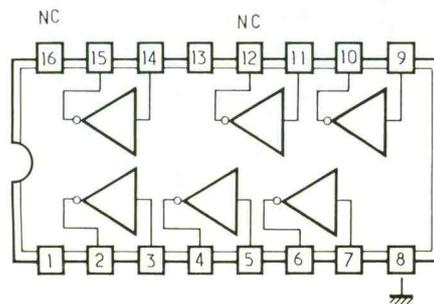
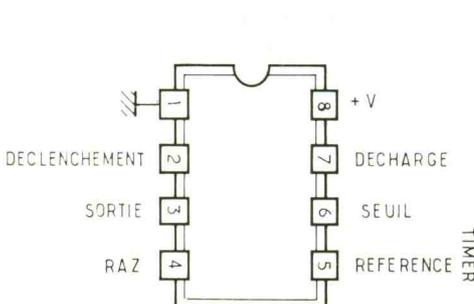
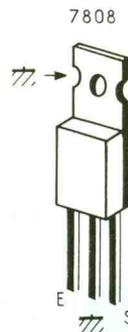
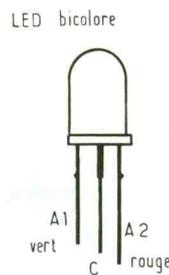
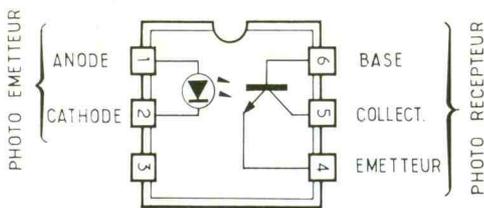
Les impulsions présentes à la sortie 3 de IC₃ sont transmises en deux points du montage. Le premier via R₃ a un optocoupleur

IC₂, un MCT2. Le principe de ce composant est la transmission par isolation, constitué par une diode émettrice et un phototransistor enfermés dans un circuit

DIL à 6 pattes. Nous y avons eu recours car dans le montage expérimental le NE 555 attaquait directement le transistor commandant le relais et, à chaque impulsion, au collage du relais la bascule CMOS était parasitée. Ici l'impulsion allume la diode qui émet et sature le phototransistor, qui commute à son tour T, un BC 317 qui actionne le relais 12 V protégé par D₂. A noter que ce dernier est directement alimenté par le « plus » de la batterie.

Le second point est la DEL bicolore côté rouge, qui s'allume pour la durée de l'impulsion, indiquant le battement du relais donc celui des balais, on limite la consommation de la DEL par R₄.

4 *Brochage des composants.*



REALISATION PRATIQUE

a) Le circuit imprimé

D'une dimension de 100 x 40 mm, il sera reproduit par les moyens habituels de fabrication. Nous utilisons pour notre part la technique photo sur époxy présensibilisé. Les perçages s'effectueront à l'aide de forets de 0,8 mm pour les résistances, les

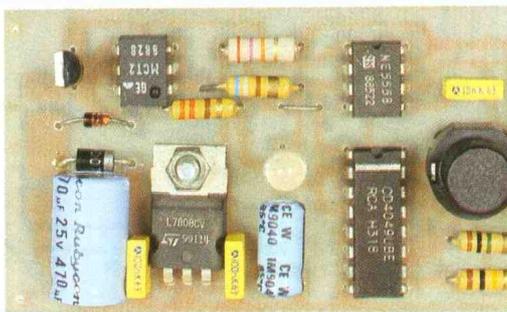


Photo 2. – La DEL indique le fonctionnement du cadenceur.

diodes, les condensateurs, le transistor et les circuits intégrés. A 1 mm pour D₁, IC₁ et P₁. A 3,2 mm pour la visserie de IC₁ et à 6 mm pour l'axe du potentiomètre. Le circuit à reproduire est la figure 2.

b) Implantation des composants

Figures 3 et 4, avant tout, mettre les deux straps du montage au niveau de IC₃. On fera attention à l'implantation et au sens des composants et en particulier aux diodes, aux condensateurs et aux circuits intégrés. Les condensateurs C₅, C₆ et C₇ radiaux seront couchés sur la platine. IC₁ sera fixé au circuit à l'aide de visserie, P₁ collé sur la platine par une colle instantanée et ses bornes seront reliées aux pistes par des straps. C'est le potentiomètre qui tiendra tout le montage en face avant par son écrou. Pour le relais, ce dernier est à déterminer, 1 ou 2 RT, suivant le branchement électrique des essuie-glaces de votre véhicule, vous reporter au schéma électrique du véhicule. On prend un modèle 12 V dont les contacts peuvent tenir quelques ampères et on le fixe au tableau de bord. Le branchement se fait aux points U et V pour le relais, les RT pourront

être repris en parallèle sur l'interrupteur d'origine.

Pensez à prendre du fil électrique en conséquence et à gainer les longueurs qui pourraient frotter sur les masses du véhicule et créer des courts-circuits.

c) Essais

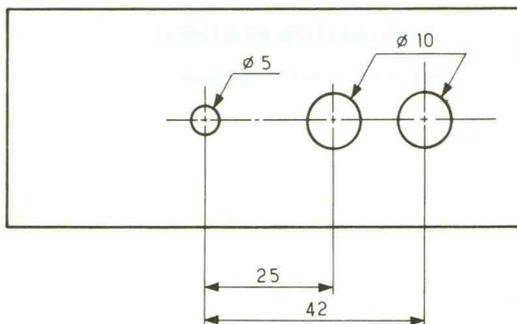
On revérifie l'implantation, les valeurs et le sens des composants ainsi que leurs soudures, cela doit supprimer les trois quarts des pannes éventuelles. On branchera une alimentation de laboratoire réglée sur 12 V aux points X pour le « + » et Y pour le « - ». Le montage doit fonctionner dès l'allumage, car il n'y a pas de mise au point à part le réglage du potentiomètre pour le battement. Il ne vous reste plus qu'à l'implanter derrière votre tableau de bord. Les cotes sont données figure 5. Par temps de bruine, vous ne pourrez plus vous passer de ce petit « confort » quand vous y aurez goûté, alors bonne route à vous.

M. GAIDE

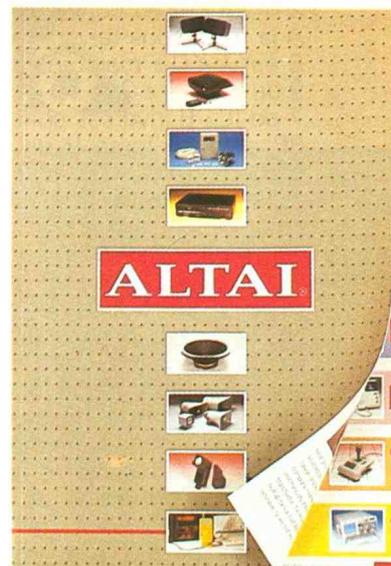
LISTE DES COMPOSANTS

- R₁ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)
 - R₂, R₆ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
 - R₃ : 680 Ω (bleu, gris, marron)
 - R₄ : 330 Ω (orange, orange, marron)
 - R₅ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
 - C₁, C₂, C₄ : 0,1 µF milfeuillet
 - C₃ : 10 nF
 - C₅ : 470 µF/25 V radial
 - C₆ : 100 µF/16 V radial
 - C₇ : 22 µF/16 V radial
 - D₁ : 1N4007
 - D₂, D₃ : 1N4148
 - LB : LED bicolore à trois pattes
 - P₁ : 1 MΩ lin. potentiomètre
 - IC₁ : 7808 régulateur intégré
 - IC₂ : MCT2 optocoupleur
 - IC₃ : NE 555
 - IC₄ : CD 4049 B
 - T : BC 317 B
 - BP : touche isostat D₆
 - R : relais 12 V (1 ou 2 RT, voir texte)
- Bouton plastique axe de 6 mm, au choix visserie de 3 mm

5 Cotes de perçage.



ALTAI FRANCE CATALOGUE 1992/1993

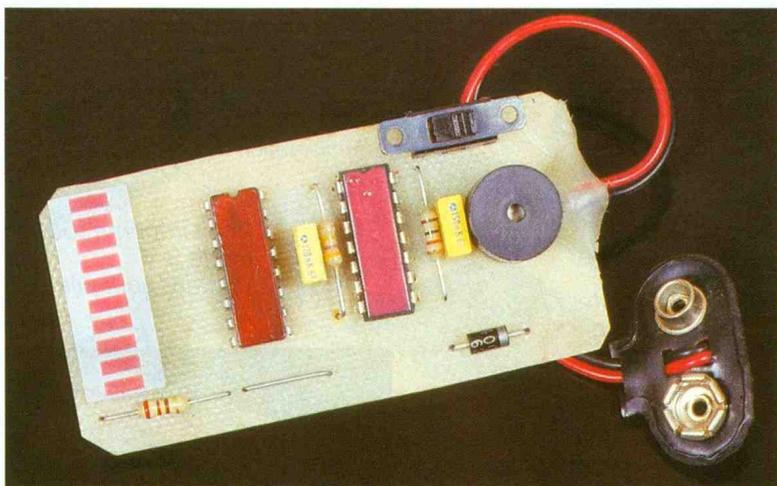


Le nouveau catalogue Altai propose quelque 300 pages couleurs comprenant 4 000 références de produits. Leurs diversités fait de ce catalogue un véritable guide, aussi bien pour le professionnel que pour l'amateur. Au sommaire on trouve les rubriques : accessoires audio et Hi-Fi, accessoires électriques pour automobiles, autoradio, enceintes, connectiques, alarmes, téléphonie, équipements pour discothèques, éclairage, vidéo-surveillance, accessoires pour micro-informatique, appareils de mesure, équipements pour laboratoires. Le document rédigé en français procure les caractéristiques principales des appareils et matériels proposés. A la commande du catalogue, contre 59 francs, vous disposerez de la liste des distributeurs Altai. Ces derniers peuvent le commander directement par téléphone au (33) 39.88.24.31 ou par fax au (33) 39.88.52.36.

ALTAI FRANCE
parc d'activités Charles-de-Gaulle
4, rue des Artisans
95190 Goussainville



UN CHENILLARD LUMINEUX ET SONORE A 10 LED



I - LE SCHEMA DE PRINCIPE (fig. 1)

Mis à part le fait qu'il s'alimente par une pile de 9 V ordinaire, le montage, contrôlé par l'interrupteur INT et protégé par D₁, se compose de trois parties différentes :

- les portes A et B de IC₁ forment un astable TBF ;
- les portes C et D de IC₁ forment un astable BF ;
- IC₂ relié au bargraph de 10 LED assure un défilement cy-

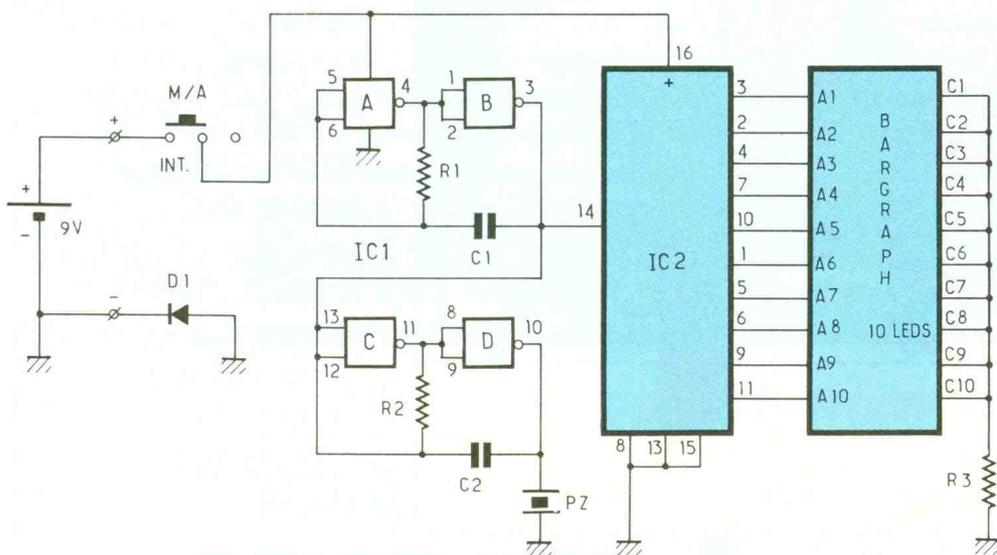
clique d'une LED parmi dix autres dans un seul sens.

La sortie de l'astable TBF est reliée à IC₂ par l'entrée horloge, mais elle est aussi reliée à l'astable BF. La sortie de l'astable BF est connectée à un vibreur piézo PZ.

L'effet que nous laissons le soin de découvrir est des plus simples en matière d'effet psychédélique. Toutefois, il peut s'avérer très intéressant suivant les applications.

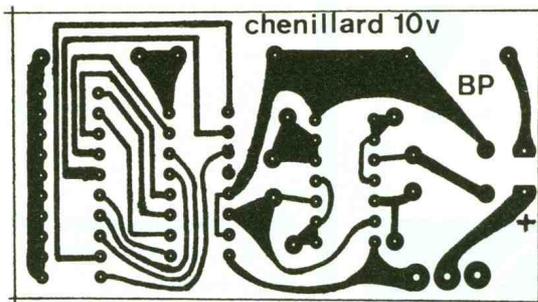
Nous vous proposons, ce mois-ci, d'augmenter votre collection de gadgets. Quel est l'électronicien, amateur ou professionnel, qui n'a pas réalisé au moins un gadget depuis ses débuts dans le monde gigantesque de l'électronique ? De plus, la réalisation d'un gadget électronique permet d'aborder certains principes de la technologie avec enthousiasme et amusement. Par définition, un gadget ne sert pas à grand-chose, si ce n'est à attirer l'attention ou à divertir autrui. Il peut, dans certains cas, être représentatif d'un événement annuel.

1 Le schéma électronique du chenillard.

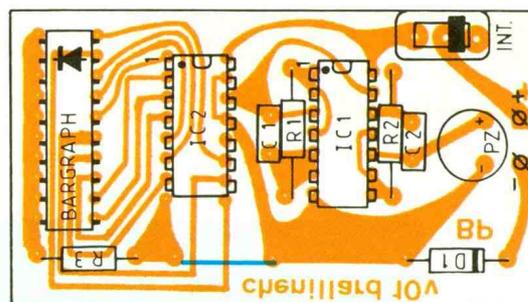


II - REALISATION PRATIQUE (fig. 2 et 3)

Le tracé du circuit imprimé devra être reproduit par l'intermédiaire de la méthode photographique. L'implantation n'appelle pas de commentaire particulier, si ce n'est qu'il ne faudra pas oublier le strap. L'interrupteur devra être un modèle de circuit imprimé tout comme le vibreur piézo. Ce dernier pourra être un modèle récupéré sur un appareil hors service, où dans un réveil, etc. On alimentera le tout à l'aide d'une pile de 9 V par l'intermédiaire du coupleur approprié ! Ce petit chenillard divertira beaucoup de jeunes électroniciens de par sa taille réduite et son animation.



2 Dessin du circuit imprimé.



3 Implantation des composants.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W

R₁ : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
 R₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₃ : 220 Ω (rouge, rouge, mar-
 ron)

Condensateurs

C₁ : 120 nF Lcc jaune
 C₂ : 150 nF Lcc jaune

Semi-conducteurs

D₁ : diode 1N 4001
 IC₁ : CD 4011 CMOS
 IC₂ : CD 4017 CMOS
 Bargraph 10 LED rouges

Divers

1 strap
 1 interrupteur pour CI
 1 vibreur piézo

1 circuit imprimé (68 x 36 mm)
 1 pile de 9 V
 1 coupleur pour pile

Bruce PETRO



Photo 2. – Le bargraph à DEL est un modèle courant.

**A VOS DIMENSIONS
 A PARTIR DE 300 PIECES**

**SERIE N2 U
 N2 U RG**

- NOUVELLE SERIE DOUBLE U
- SANS VIS
- FORMAT EUROPE
- **N2 U** : COULEUR GRIS BLANC
- **N2 U.RG** : COULEUR ROUGE - GRIS
- SPECIALEMENT ADAPTE AUX PETITS MONTAGES ET APPLICATIONS MURALES

N2 U1 : 25 x 40 x 40
 N2 U2 : 20 x 90 x 35
 N2 U3 : 25 x 53 x 163

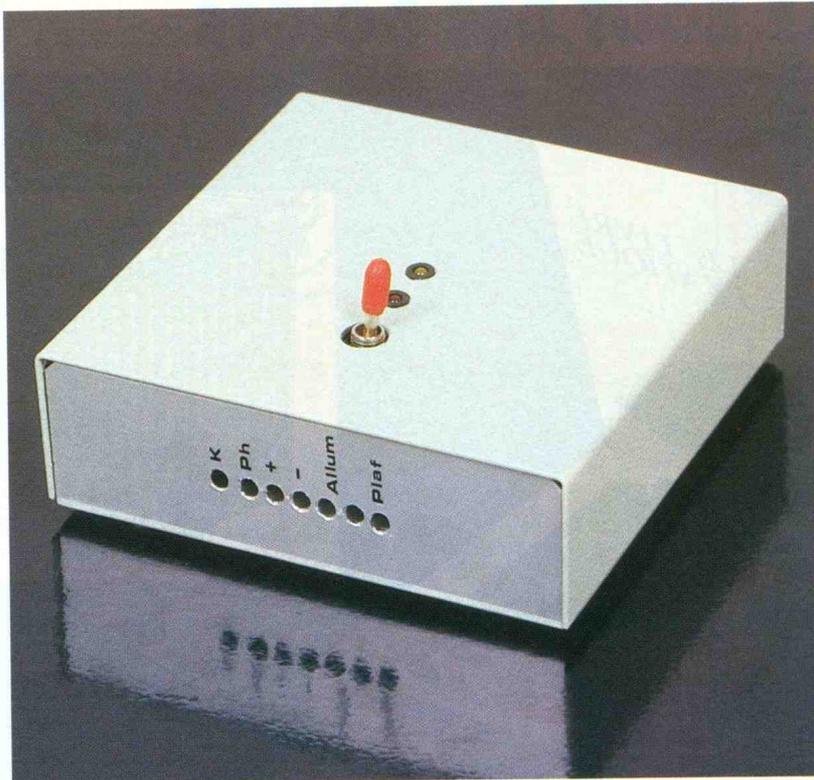
N2 U4 : 25 x 53 x 83
 N2 U5 : 35 x 53 x 85
 N2 U6 : 20 x 103 x 163
 N2 U7 : 20 x 163 x 203



**DEPARTEMENT : PRODUITS STANDARDS
 LA TOLERIE PLASTIQUE**

Z.I ROUTE D'ETRETAT
 76930 OCTEVILLE/MER

Tél. : 35.44.92.92
 Fax : 35.44.95.99



UNE ALARME SIMPLE POUR VOITURE



Les systèmes d'alarme pour voiture ne manquent pas sur le marché. Il en existe dont le degré de complexité est assez élevé ; il en est d'ailleurs de même en ce qui concerne le prix. A l'intention de nos lecteurs, nous avons étudié une alarme simple, efficace, fiable et à un prix de revient minimal.

I - LE PRINCIPE (fig. 1)

Le dispositif que nous proposons a son système de détection basé sur l'ouverture d'une portière. Il faut en effet savoir que l'effraction par ouverture de portière représente la quasi-totalité des tentatives de vol ; même si auparavant le voleur a cassé une vitre frontale, il finira toujours par ouvrir une portière d'accès. Cette précision étant faite, passons maintenant au fonctionnement de principe du système d'alarme décrit dans ces colonnes.

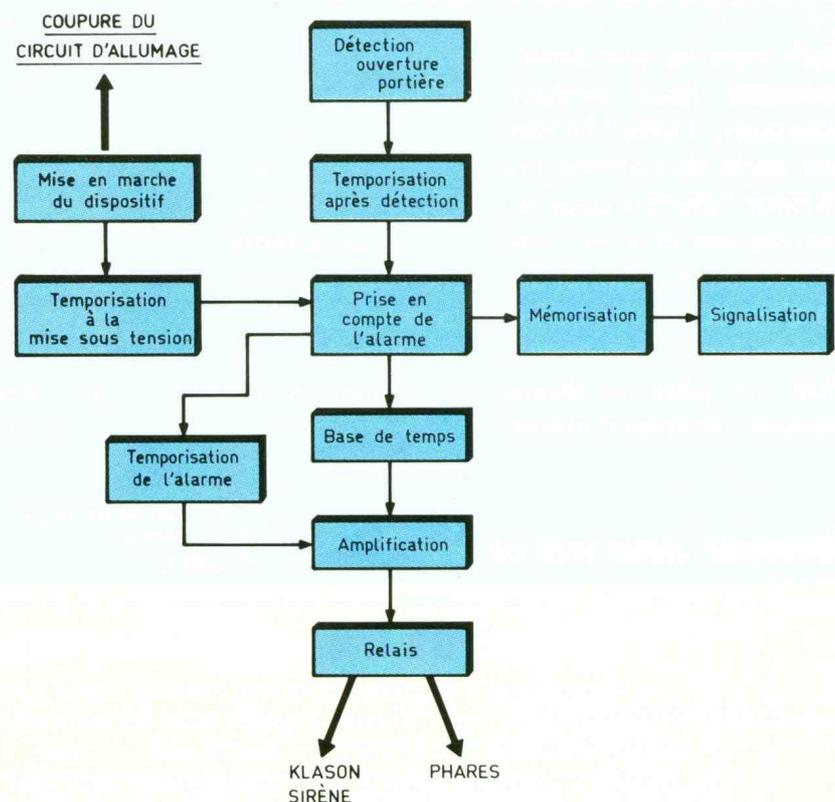
Avant de quitter son véhicule, le conducteur fermera l'interrupteur d'un boîtier dissimulé par exemple sous le siège ou tout autre endroit caché de l'habitacle du véhicule. A partir de cet instant, le circuit d'allumage du véhicule est neutralisé. Bien que cette première mesure risque de décourager un voleur éventuel. Ensuite, le conducteur dispose de 12 secondes pour manœuvrer sa portière et sortir de sa voiture. Le dispositif est en effet neutralisé pendant cette durée.

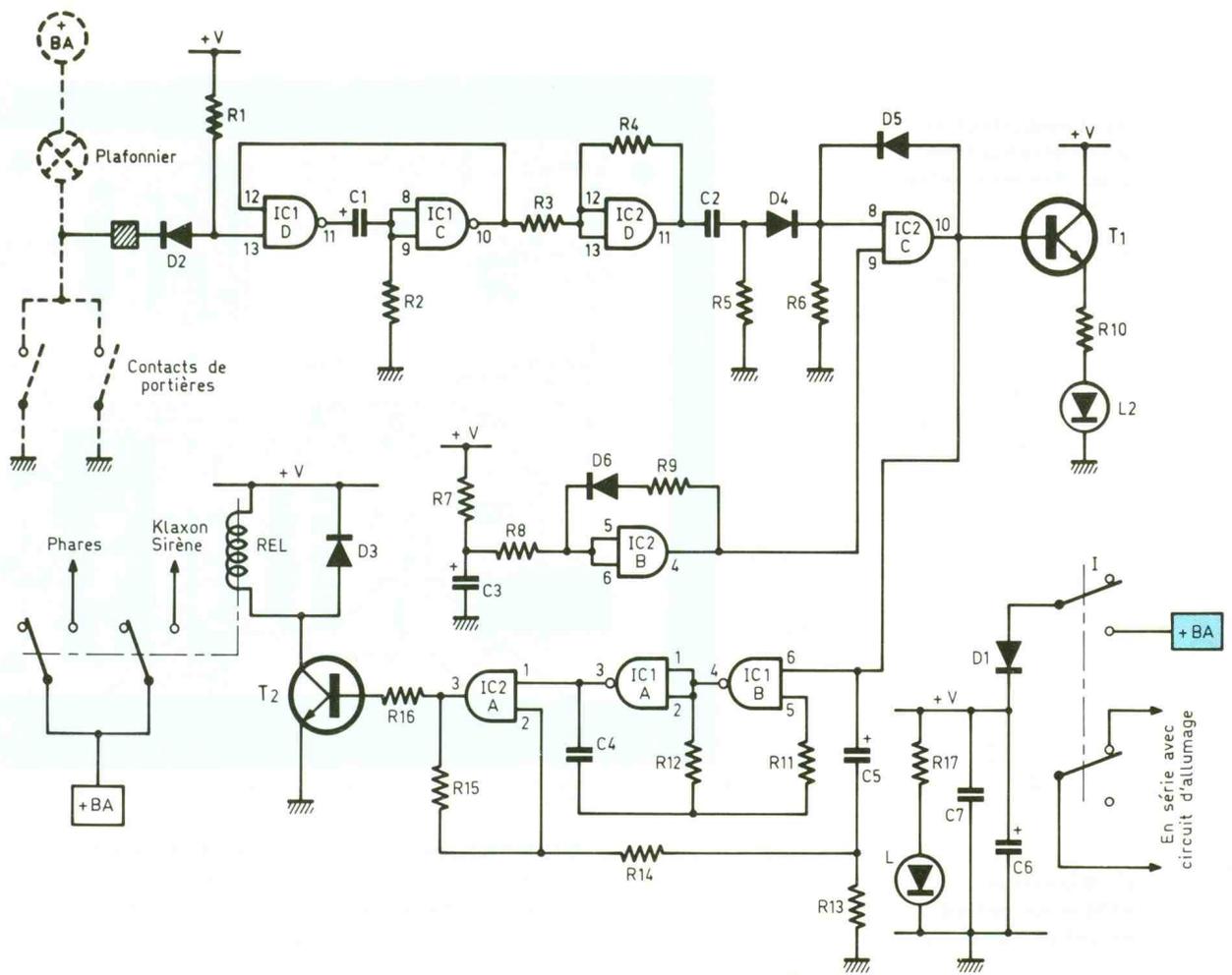
Au-delà de cette temporisation, la veille devient active. Si donc une portière est ouverte, le dispositif entrera en action 6 secondes plus tard. Cette temporisation permettra au propriétaire de couper l'alarme pour une utilisation

normale du véhicule. Au bout de 6 secondes, si l'alarme n'a pas été coupée, un relais d'utilisation se ferme par intervalles ré-

guliers à une périodicité de 2 à 3 secondes pendant une quarantaine de secondes. Les fermetures répétées de ce relais ont pour

1 Le schéma simplifié du principe de fonctionnement.





2 Le schéma de principe.

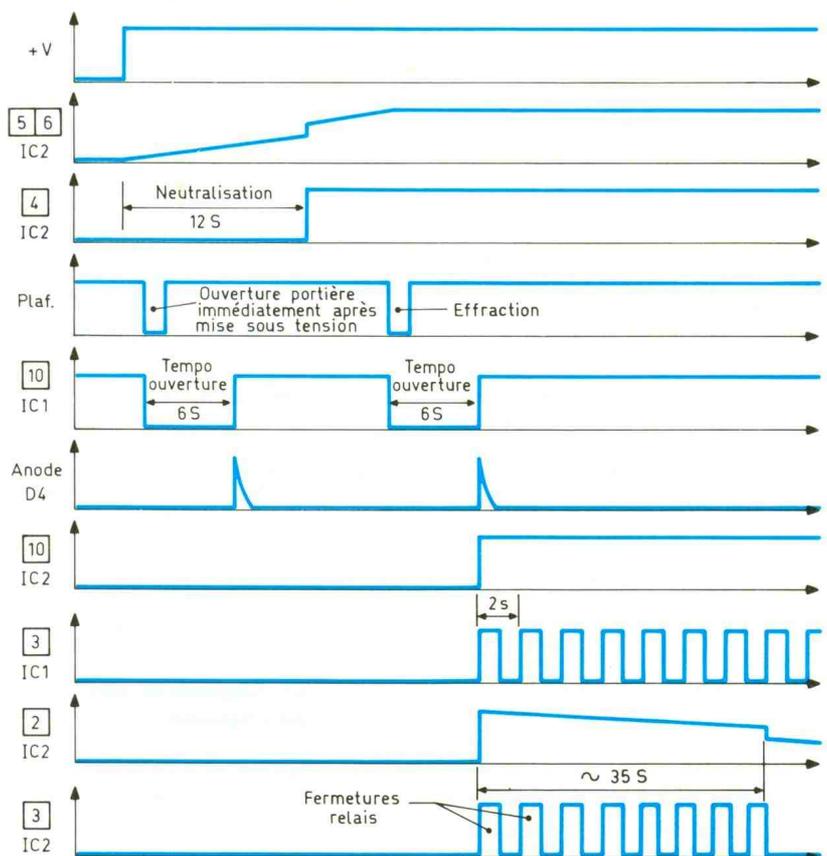
3 L'allure des différents signaux disponibles lors du fonctionnement de l'alarme.

conséquence l'alimentation du klaxon (ou d'une sirène) de la voiture, en même temps que les phares. Lorsque l'alarme cesse, elle reste mémorisée et une LED de signalisation indique au propriétaire que le dispositif a fonctionné.

II - FONCTIONNEMENT (fig. 2 et 3)

a) Alimentation

L'énergie est fournie par la batterie du véhicule ; le prélèvement se réalise en amont du contact à clé et de la boîte à fusibles. La diode D₁ fait office de détrompeur et évite de détériorer les composants polarisés en cas d'erreur de branchement. Les capacités C₆ et C₇ découplent cette alimentation très simple, du montage aval. La LED rouge L₁, dont le courant est limité par R₁₇, signale la mise sous tension du système. En fermant l'inverseur bipolaire, indépendamment de la mise sous tension du montage, se produit la coupure du dispositif d'allumage du véhicule.



b) Temporisation de neutralisation à la mise en service

À la mise sous tension, la capacité C_3 , entièrement déchargée, amorce sa charge à travers R_7 . Le potentiel de son armature positive croît donc progressivement. Lorsqu'il atteint une valeur légèrement supérieure à la demi-tension d'alimentation, la porte AND B de IC_2 bascule : sa sortie passe à l'état haut. Par R_9 et D_6 il se produit alors une réaction positive qui accélère encore davantage la vitesse de basculement de la porte. C'est le phénomène « trigger de Schmitt » qui provoque l'apparition franche et nette d'un état haut sur la sortie de la porte AND B, une fois cette période de neutralisation révolue. Compte tenu des valeurs de R_7 et de C_3 , cette temporisation est de l'ordre de 12 secondes.

c) Détection et temporisation avant déclenchement

Lorsque les portières sont fermées, les contacts sont ouverts. En revanche, l'ouverture d'une portière a pour conséquence le retour, vers la masse du véhicule du courant traversant l'ampoule du plafonnier.

Sur la borne négative de cette ampoule on relève donc :

- un état haut lorsque toutes les portières sont fermées ;
- un état bas si l'une quelconque des portières s'ouvre.

A noter qu'il n'est pas nécessaire de se brancher sur l'ampoule du plafonnier. On retrouve même ce point au niveau du bornier général de distribution, auprès des fusibles.

Les portes NAND C et D de IC_1 constituent une bascule monostable. Au repos, elle présente sur sa sortie un état haut permanent. Si son entrée de commande 13 est soumise, même très brièvement, à un état bas, la sortie de la bascule passe à l'état bas pendant une durée déterminée par les valeurs de R_2 et de C_1 . Dans le cas présent, cette durée est d'environ 6 secondes. La porte AND D de IC_2 est montée en trigger de Schmitt ; elle confère au signal de sortie un front montant bien vertical. On retiendra donc de ce paragraphe qu'après une détection d'ouver-

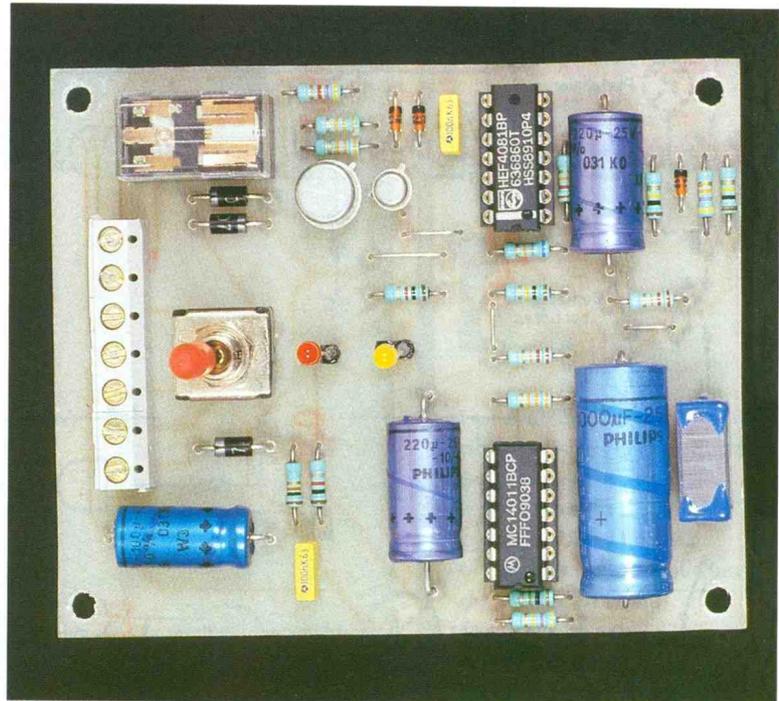


Photo 2. - Vue globale de la platine.

ture d'une portière la sortie de la porte AND D délivre sur sa sortie un front ascendant, 6 secondes plus tard !

d) Mémorisation de l'alarme

Le front montant mis précédemment en évidence est pris en compte par le dispositif dérivateur constitué par C_2 , R_5 , D_4 et R_6 . Sur l'entrée 8 de la porte AND C de IC_2 apparaît alors une brève impulsion positive correspondant à la charge de C_2 à travers R_5 et R_6 . Deux cas peuvent alors se présenter :

- l'entrée 9 est à un état bas qui caractérise les 12 premières secondes de neutralisation de l'alarme : la sortie de la porte AND C reste à l'état bas de repos,

- l'entrée 9 est soumise à état haut normal de veille ; la sortie de la porte passe à l'état haut et y reste grâce au verrouillage que réalise la diode D_5 .

Dans le second cas, l'alarme est alors définitivement mémorisée. Le transistor T_1 se sature et la LED jaune L_2 s'allume.

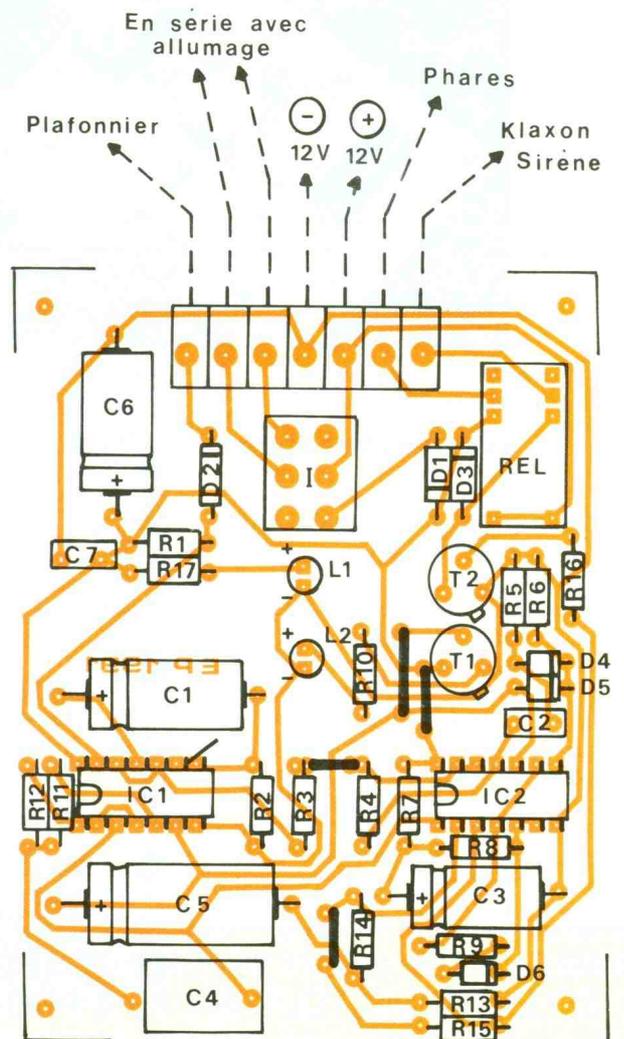
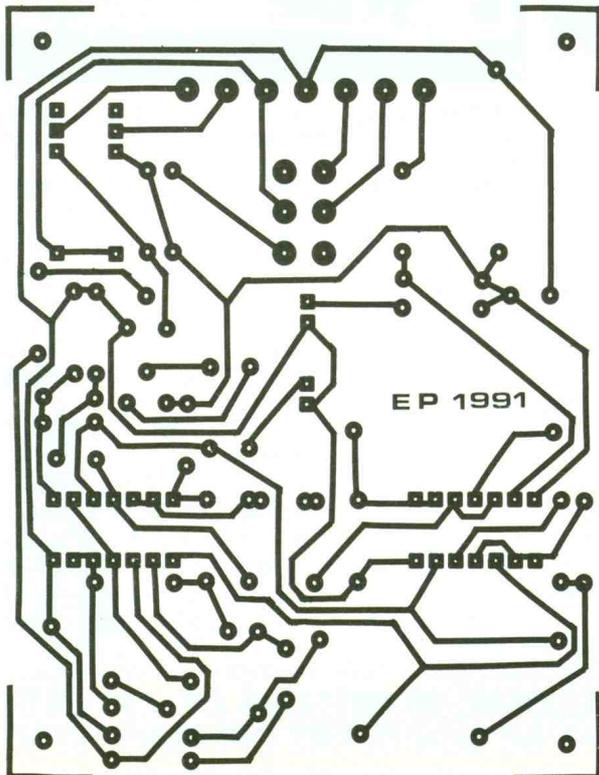
e) Séquencement de l'alarme

Les portes NAND A et B de IC_1 forment un multivibrateur astable commandé. Tant que son entrée de commande 6 reste soumise à

un état bas, la sortie de ce multivibrateur présente un état bas de repos. Dès que l'entrée de commande se trouve reliée à un état haut, le multivibrateur entre en oscillation. Les signaux carrés qu'il délivre se caractérisent par les valeurs de R_1 et de C_4 . Dans le cas présent, cette période est de l'ordre de 2,5 secondes.

f) Temporisation de la durée de l'alarme

Les créneaux générés par l'oscillateur sont présentés sur l'entrée 1 de la porte AND A de IC_2 . Cette dernière les transmet intégralement sur sa sortie à condition que l'entrée 2 soit soumise à un état haut. C'est le cas au début du phénomène de la mémorisation de l'alarme. En effet, à ce moment la capacité C_5 est encore entièrement déchargée. De ce fait, on peut l'assimiler à un court-circuit. En particulier on relève un état haut sur son armature négative. Au fur et à mesure de la charge de C_5 à travers R_{13} , ce potentiel décroît progressivement pour atteindre une valeur légèrement inférieure à la demi-tension d'alimentation. A ce moment, la porte AND A bascule. Son basculement est d'ailleurs accéléré par le phénomène de trigger qu'introduisent les résistances R_{14} et R_{15} . A partir de cet instant, la sortie de la porte AND A passe à un état bas de repos. La durée de cette temporisation du fonctionnement de



l'alarme dépend des valeurs de R13 et de C5. Elle est de l'ordre de 30 à 40 secondes dans le cas présent.

g) Commande du relais d'utilisation

Les impulsions positives délivrées par la porte AND A de IC2 pendant la séquence d'alarme, satureront périodiquement le transistor T2 qui comporte dans son circuit collecteur le bobinage du relais d'utilisation. Ce dernier se ferme donc à chaque fois que la porte AND A présente un état haut. La diode D3 protège le transistor T3 des effets liés à la surtension de self, au moment de la coupure surtout.

Les deux contacts travail de ce relais sont reliés respectivement au klaxon ou à une sirène, et aux phares du véhicule. On assiste ainsi à une réunion du son et de la lumière sous la forme de sollicitations périodiques se répétant une vingtaine de fois.

Ce sont ces phénomènes qui sont destinés à déstabiliser le voleur et à le mettre en fuite, en renonçant à son forfait, ce qui est d'ailleurs le principe de n'importe quel système d'alarme, même le plus sophistiqué.

III - LA REALISATION

a) Circuit imprimé (fig. 4)

Il s'agit d'un circuit imprimé véritablement simple à reproduire. Il suffit de s'inspirer du modèle publié en appliquant directement les éléments de transfert Mécanorma sur la face cuivre de l'époxy. Auparavant, il est cependant toujours conseillé de se procurer les composants nécessaires afin d'être encore en mesure de modifier le tracé des pistes si le brochage de pièces comme le relais était différent de celui du modèle utilisé par l'auteur. Après gravure du circuit dans le bain de perchlorure de fer, toutes

les pastilles seront percées à un diamètre approprié à celui des connexions des composants : 0,8, 1 ou 1,3 mm.

b) Implantation des composants (fig. 5)

Après la mise en place des différents straps de liaison, on implantera les résistances, les diodes, les capacités et les transistors. Les circuits intégrés seront montés sur des supports adaptés.

Attention surtout à l'orientation des composants polarisés.

Toute erreur à ce niveau compromet totalement les chances d'un bon fonctionnement du montage, sans parler de la destruction éventuelle du composant concerné ou même d'autres qui sont fonctionnellement liés.

Le montage est prêt à l'emploi ; aucun réglage n'est à faire.

Robert KNOERR

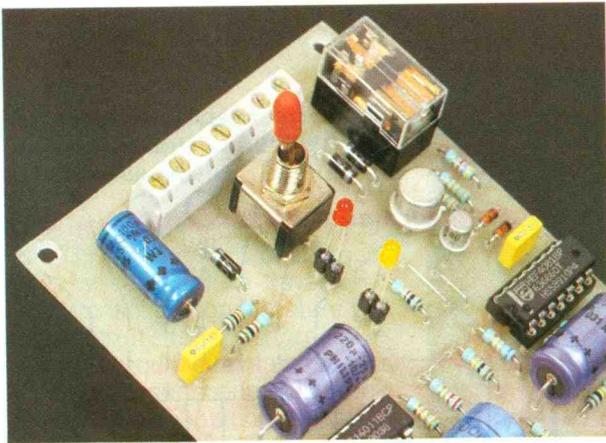


Photo 3. – Le bornier de sortie permet toutes les interconnexions avec l'extérieur.



Photo 4. – L'ensemble des composants reste aéré. Tous les circuits intégrés reposent sur des supports adaptés.

LISTE DES COMPOSANTS

4 straps (1 horizontal, 3 verticaux)

R₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R₂ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₃ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R₄ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₅, R₆ : 2 × 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₇ : 68 kΩ (bleu, gris, orange)

R₈ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R₉ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₀ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₁₁ : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₁₂ : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)

R₁₃ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R₁₄ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R₁₅ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₆ : 4,7 kΩ (jaune, violet, orange)

R₁₇ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

D₁ à D₃ : 3 diodes 1N 4004

D₄ à D₆ : 3 diodes-signal 1N 4148, 1N 914

L₁ : LED rouge ø 3

L₂ : LED jaune ø 3

C₁ : 220 μF/16 V électrolytique

C₂ : 0,1 μF milfeuil

C₃ : 220 μF/16 V électrolytique

C₄ : 2,2 μF MKH

C₅ : 1 000 μF/16 V électrolytique

: 100 μF/16 V électrolytique

C₇ : 0,1 μF milfeuil

T₁ : transistor NPN BC 108, 2N 2222

T₂ : transistor NPN 2N 1711, 2N 1613

IC₁ : CD 4011 (4 portes NAND à 2 entrées)

IC₂ : CD 4081 (4 portes AND à 2 entrées)

2 supports 14 broches

Bornier soudable 7 plots

Relais 12 V/2 RT (National)

Inverseur bipolaire à bascule (pour circuit imprimé)

Coffret ESM – EM 10/03 (100 × 100 × 32)

ENSEIGNANTS, PROFESSEURS DE TECHNOLOGIE, MONITEURS DE T.P., ETUDIANTS... SELECTRONIC VOUS INVITE A PROFITER DE SON OFFRE SPECIALE RENTREE :

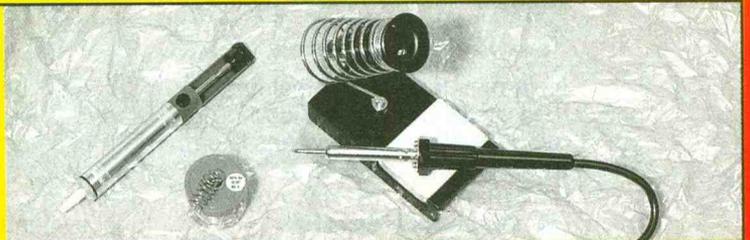
OFFRE N° 1 :

- 1 FER A SOUDER 30 W / 220 V
- + Son SUPPORT avec éponge
- + 1 POMPE A DESSOUDER avec embout TEFLON
- + 1 BOBINE 50 g DE SOUDURE 60/40

LE LOT 123.0086 **99,50 F seulement !**

GROUPEZ VOS COMMANDES ! Par 10 lots et plus 89,00 F !!!

Conditions générales
de vente
Voir publicité annexe



OFFRE N° 2 :

RLC-mètre numérique MIC-4060D

(Equiv. LCR-3500)

Le grand classique des ponts de mesure R-L-C !

Fourni avec cordons spéciaux

..... 123.7763 **885,00 F**



OFFRE N° 3

MULTIMETRE LDM-7S

Superbe multimètre numérique 2000 points.

Pour la mesure des tensions continues et alternatives, des courants continus jusqu'à 10 A, des résistances, etc...

A un prix record ! 123.0992 **149,00 F**

Et si vous groupez vos commandes :

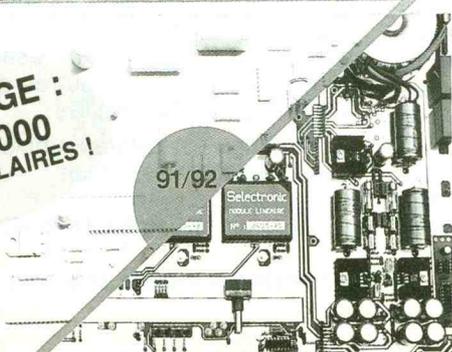
Par 10 pièces et plus : **135,00 F**



Pour les appareils de mesure, documentation détaillée sur simple demande

Selectronic
CATALOGUE GENERAL

**TIRAGE :
50 000
EXEMPLAIRES !**



BP 513 - 59022 LILLE cedex
tél. 20.52.98.52

25f

**LE CATALOGUE
SELECTRONIC
1991-92 EST PARU**

**TOUJOURS PLUS RICHE
ET ENCORE PLUS BEAU !
TOUT Y EST !
(OU PRESQUE...)**

Ci-joint : 25 F
en
timbres-poste

Coupon à envoyer à :
SELECTRONIC, BP 513, 59022 LILLE Cédex

Oui, je désire recevoir votre catalogue 91-92.

Nom :

Prénom :

Adresse :

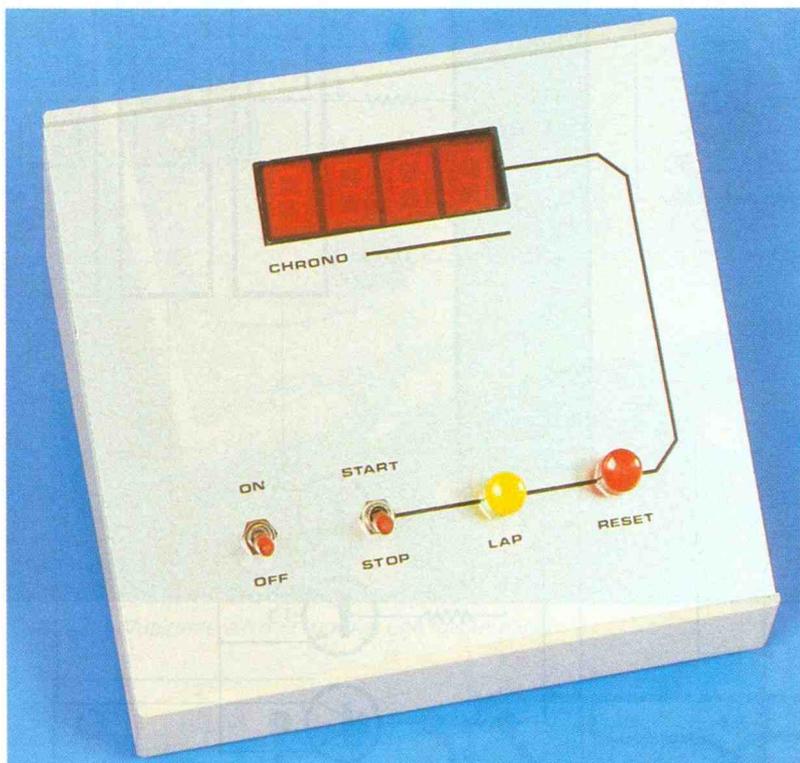
Code Postal : Ville :

Téléphone :

UN CHRONOMETRE DIGITAL



A l'aide d'un circuit intégré particulièrement performant, il est aisé de construire un compteur à quatre chiffres ou, mieux, un chronomètre économique comme nous le proposons dans cet article.



A - GENERALITES

Ce n'est certes pas pour concurrencer les superbes chronomètres à cristaux liquides, made in Taiwan, que nous avons entrepris la construction du présent montage. Il s'agissait plutôt de vous présenter un composant dont les caractéristiques et les performances sont exceptionnelles, grâce précisément à une intégration très dense des divers éléments qu'il contient.

Notre compteur, puisqu'il s'agit en fait d'un compteur d'impulsions, s'alimente sous une tension de 5 V, ce qui le rend totalement compatible avec la technologie TTL.

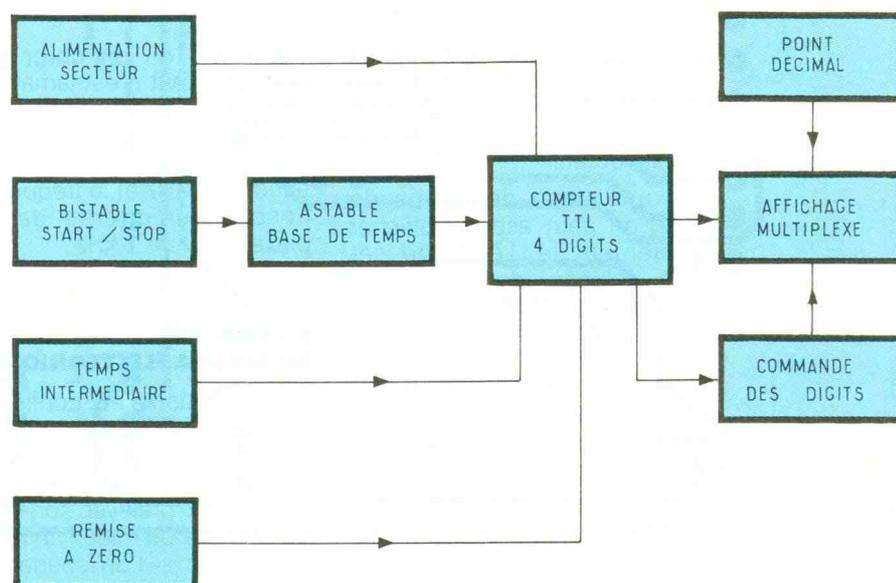
Sa consommation dépend très étroitement du nombre de segments allumés, et puisque notre circuit peut commander quatre chiffres, on sera peut-être surpris d'apprendre que celle-ci n'est que de 40 mA lorsque tous les segments sont en service !

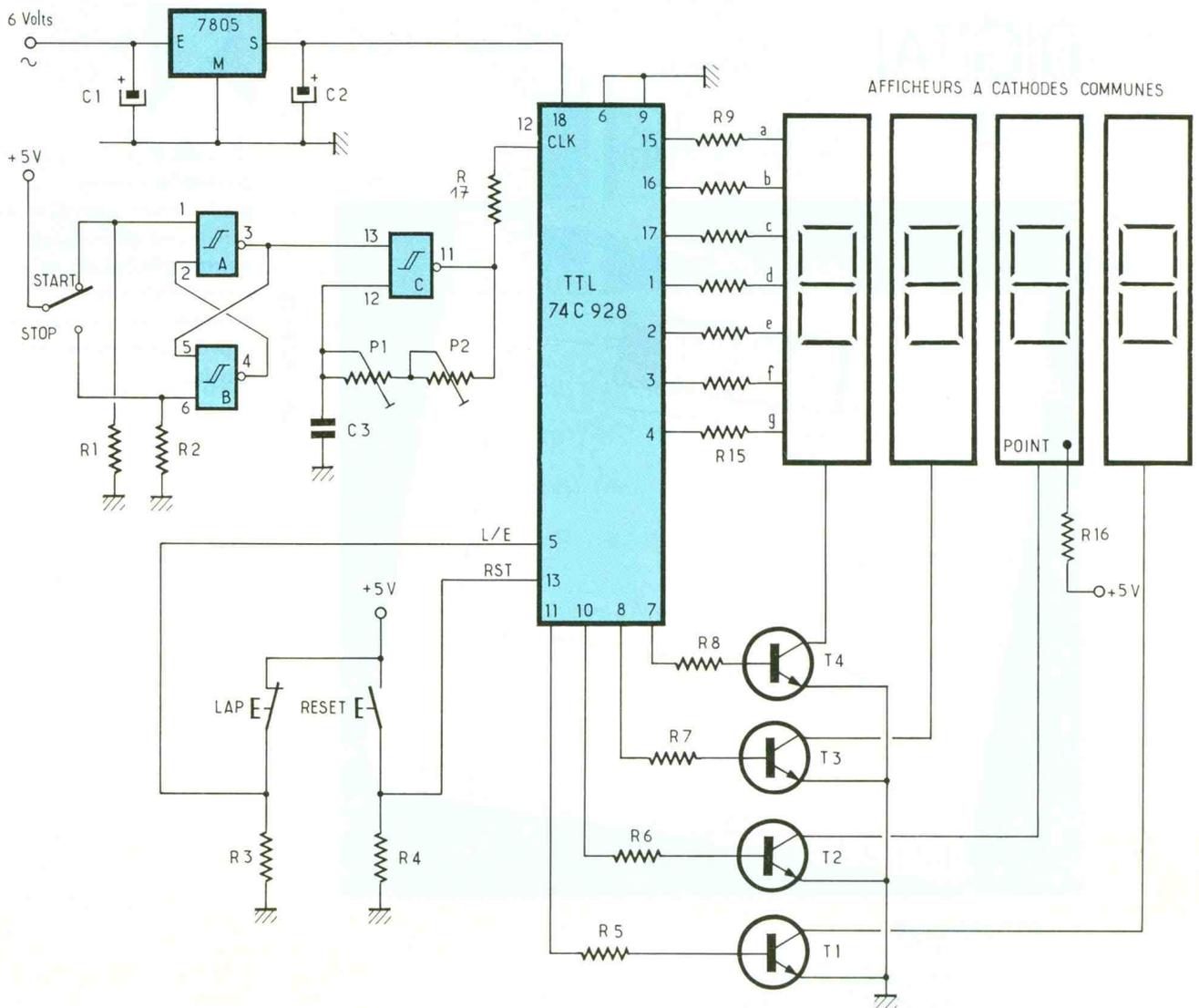
Cette économie est possible grâce au multiplexage que nous allons expliquer à présent.

Plutôt que d'allumer tous les afficheurs simultanément, le circuit en question commande chacun d'entre eux toutes les millisecon-

des, mais seulement pendant 1/4 de cette durée, puisque chaque afficheur sera allumé à tour de rôle. Grâce à la persistance rétinienne, notre œil ne peut s'apercevoir de la supercherie, et nous ne pouvons donc nous apercevoir de cette succession rapide d'allumages des divers digits. Un léger temps mort est à signaler entre l'allumage de deux afficheurs consécutifs, ce qui permet d'obtenir un affichage très net des divers chiffres. Il suffit au circuit compteur de synchroniser l'allumage des segments, qui sont reliés entre eux pour tous ceux qui portent le même nom, et celui des quatre

1 Le schéma synoptique du chronomètre reste simple quant aux fonctions mises en service.





2 Schéma de principe du chronomètre avec ses quatre afficheurs.

bornes communes. Les points décimaux sont commandés extérieurement par l'utilisateur selon le nombre de décimales que l'on souhaite obtenir.

Avec une base de temps de 10 Hz, on peut espérer afficher logiquement le 1/10^e de seconde, solution adoptée sur notre prototype. Une entrée spéciale permet de dissocier l'affichage du contenu des mémoires, ce qui autorise par exemple de figer les chiffres sur les afficheurs tout en laissant le compteur emmagasiner des impulsions qu'il restituera plus tard.

Naturellement, une entrée de remise à zéro générale est prévue, ce qui autorise l'initialisation du

compteur, ou du chronomètre, qui après tout n'est jamais qu'un compteur de temps. Quelques chiffres encore : la fréquence maximale de comptage peut atteindre 2 MHz et la fréquence de l'oscillateur interne de multiplexage est de 1 kHz.

B - ANALYSE DU SCHEMA ELECTRONIQUE

L'alimentation a été confiée ici au secteur, mais la faible consommation d'un tel montage et sa faible durée de mise en service autorisent de prélever son énergie sur une pile ou mieux un petit accumulateur si l'on souhaite rendre cet ensemble autonome. Un

transformateur de faible puissance délivre 6 V immédiatement redressés par quatre diodes montées en pont de Graetz. Le condensateur C₁ assure un filtrage efficace de la tension continue appliquée ensuite à l'incontournable régulateur intégré 7805, suivi du petit chimique C₂. Le schéma complet se trouve à la figure 2.

Le cœur du montage est le circuit TTL portant la référence 74C928. Il possède un boîtier à 18 broches DIL. L'alimentation est reliée pour le + 5 V à la borne 18, pour la masse à la borne 9. Commençons à l'envers : les sept segments sont commandés à travers les résistances de limitation R₉ à R₁₅. Les afficheurs seront des modèles à cathodes communes, commandés cycliquement par les quatre transistors T₁ à T₄. A signaler, le point décimal relié au + 5 V à tra-

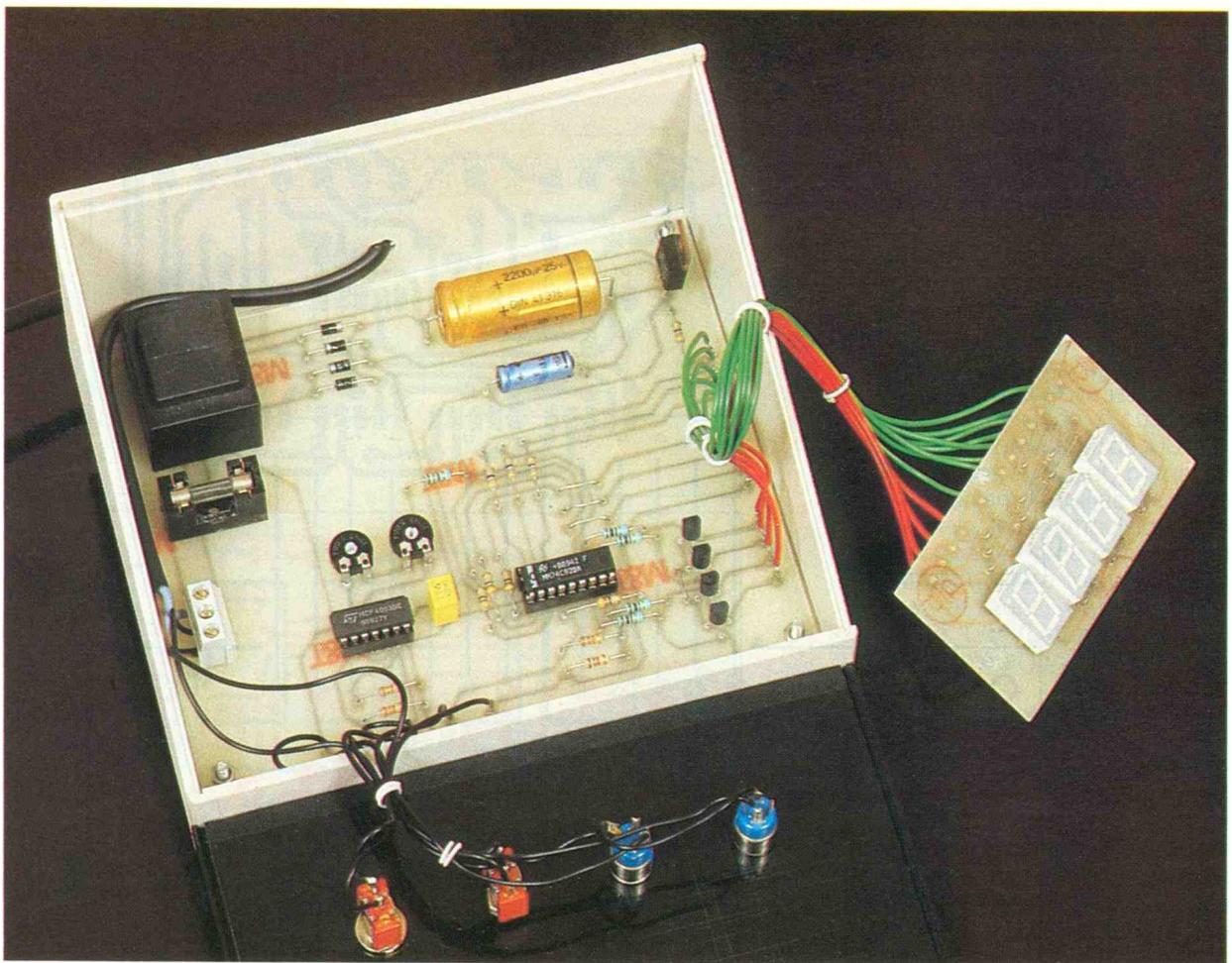
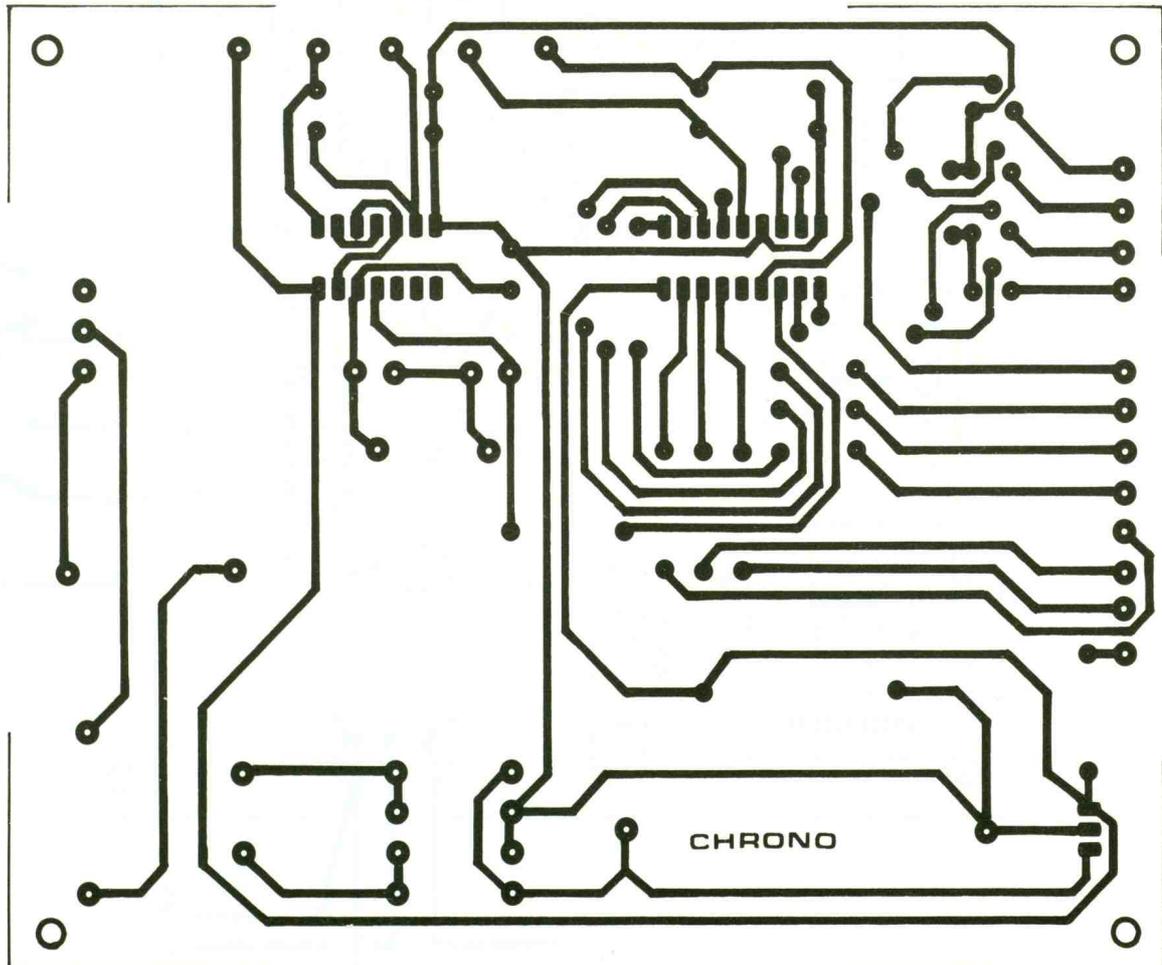
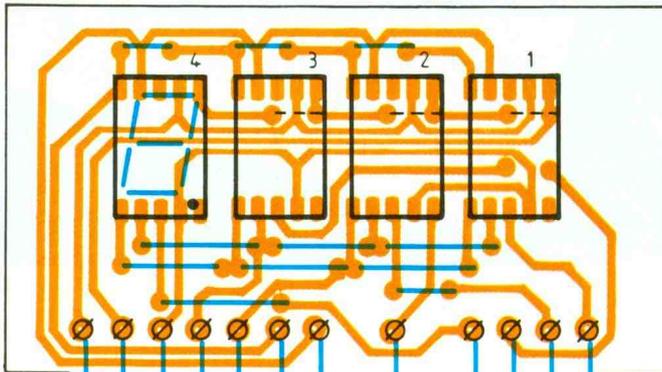
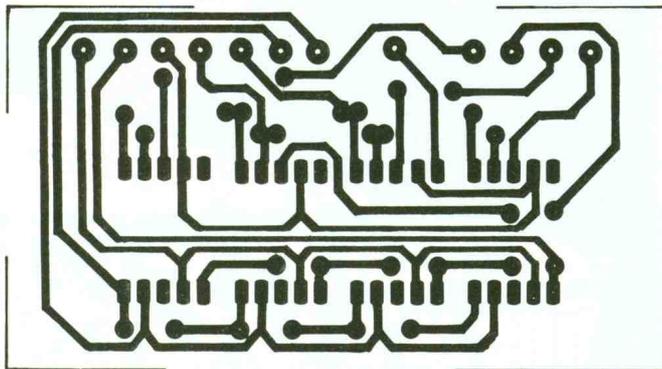


Photo 2. – Vue générale du montage une fois terminé.





Segments A B C D E F G Point 4 3 2 1 Digits

vers la résistance R_{16} , car il s'agit ici d'afficher le $1/10^e$ de seconde. La borne 12, ou entrée horloge, reçoit les impulsions régulières de la base de temps, d'une fréquence de 10 kHz comme il se doit. Pour obtenir ce signal, nous avons simplement fait appel à la porte C, une fonction NAND trigger, associée au condensateur C_3 et surtout aux éléments de réglage P_1 et P_2 en

série ; l'un des ajustables est destiné au réglage grossier, l'autre au réglage fin.

La porte C est validée sur son entrée 13 par le niveau logique d'une vulgaire bascule bistable construite autour des deux autres portes NAND A et B. Cette bascule RS classique permet une commande franche et sans rebonds de l'astable au moyen

d'un unique inverseur chargé de donner les ordres Start et Stop à notre chronomètre. Les résistances R_1 et R_2 forcent à la masse les entrées 1 et 6 de la bascule bistable. Le comptage s'effectue au gré des fronts négatifs des créneaux présents sur l'entrée Clock 12. Le circuit comporte quatre compteurs décimaux montés en cascade, d'où une capacité de comptage de 0000 à 9999. L'entrée Reset, borne 13, est normalement reliée à un état bas, mais toute impulsion positive sur cette borne remet immédiatement à zéro tous les compteurs, et aussi l'affichage, si l'entrée L/E (Latch/Enable) est reliée à un état logique haut.

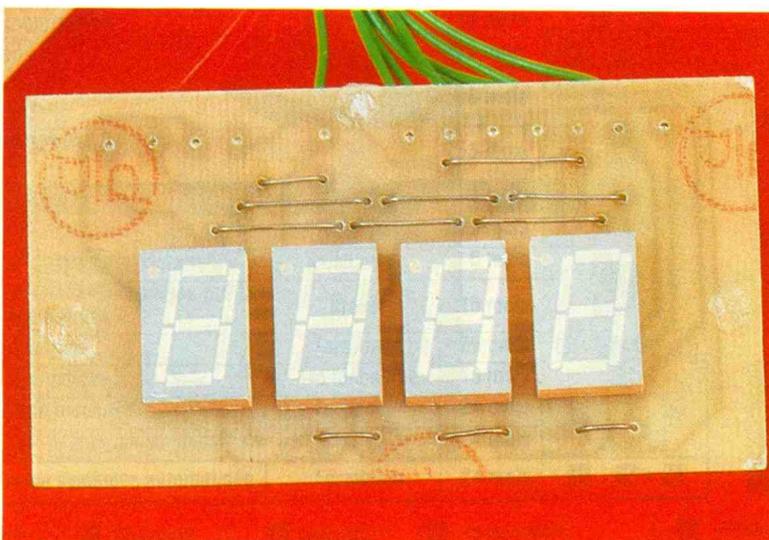
Ainsi les compteurs seront reliés directement avec le décodage et l'affichage. Une mise à la masse de l'entrée 5 bloque l'affichage à sa dernière valeur, mais n'empêche nullement les compteurs de poursuivre leur travail et d'accumuler des impulsions. Le poussoir noté LAP est nécessaire pour afficher par exemple un temps intermédiaire dans le cas d'une course ou d'un relais. L'inverseur Strat/Stop peut être utilisé conjointement au poussoir Reset pour une précision accrue. Le $1/100^e$ de seconde sera accessible si la fréquence de la base de temps est de 100 Hz précisément, et si le point décimal est déplacé d'un afficheur vers la gauche.

C - REALISATION PRATIQUE

Le tracé de la plaque principale est très aéré en raison du peu de composants nécessaires : la figure 3 donne le tracé du cuivre à l'échelle 1. Afin de loger cette maquette dans un pupitre de la Tôlerie Plastique, nous avons développé une plaquette regroupant les quatre afficheurs qui seront reliés à la plaque principale par quelques fils souples. De nombreux straps sur la figure 6 (carte des afficheurs) évitent d'avoir recours à la technique du double face. En suivant nos indications, il sera aisé de mener à bien la mise en place des divers composants. Il est très raisonnable de monter le circuit 74C928 sur un support adapté à 18 broches.

Le seul réglage consiste à étalonner la base de temps selon le choix de la position du point déci-

Photo 3. - Les afficheurs reposent directement sur le circuit imprimé.



mal. Il est prudent de faire un contrôle sur une durée assez longue. Pratiquement les ajustables étant positionnés à mi-course, on effectue le réglage à l'aide de P₂. P₁ ne servant finalement qu'à figurer le réglage. Seule une inversion dans les fils de liaison peut amener un affichage incohérent, alors qu'une coupure sera vite détectée.

Nous sommes persuadés que vous saurez profiter pleinement de ce petit montage pour l'adapter à une fonction particulière, comme un fréquencemètre par exemple, si toutes les secondes on prend soin de réactualiser l'affichage des mémoires après une RAZ cyclique. En effet, mesurer une fréquence ne revient après tout qu'à compter des impulsions pendant une période d'une seconde exactement.

Guy ISABEL

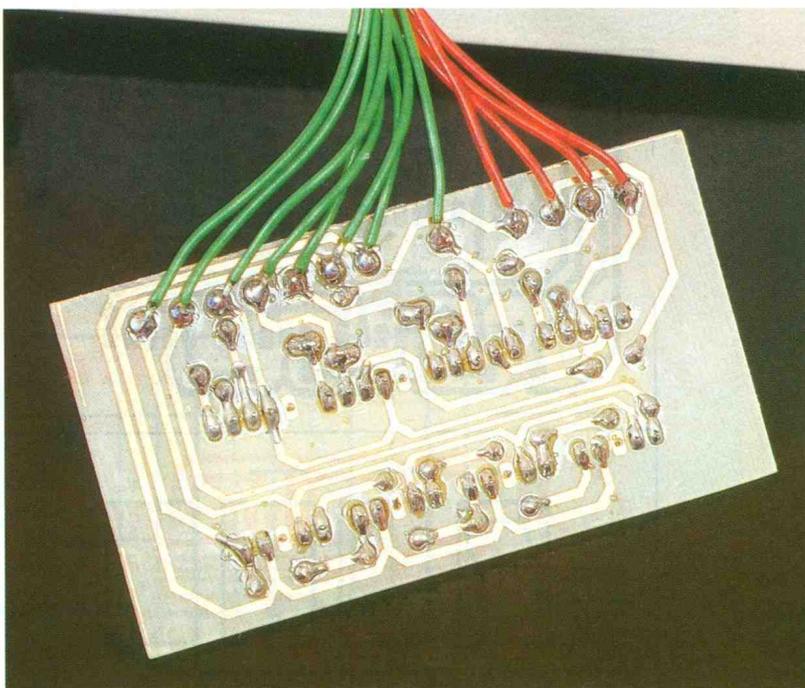


Photo 4. – Vue côté circuit de la carte d'affichage.

LISTE DES COMPOSANTS

a) Semi-conducteurs

IC₁ : portes A, B, C quadruple NAND trigger CMOS 4093

IC₂ : compteur multiplexeur 4 digits TTL 74C928, régulateur intégré 5 V positif 7805

T₁, T₂, T₃, T₄ : transistors NPN BC 337 ou équivalents

4 afficheurs à cathodes communes

4 diodes de redressement 1N4007

b) Résistances

(toutes valeurs 1/4 W)

R₁, R₂ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₃ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₄ : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)

R₅, R₆, R₇, R₈ : 100 Ω (marron, noir, marron)

R₉ à R₁₆ : 47 Ω (jaune, violet, noir)

R₁₇ : 150 Ω (marron, vert, marron)

P₁₂ : ajustable horizontal 10 kΩ

P₂ : ajustable horizontal 470 kΩ

c) Condensateurs

C₁ : chimique horizontal 2 200 μF/25 V

C₂ : chimique horizontal 47 μF/25 V

C₃ : plastique non polarisé 1 μF

d) Divers

Pupitre de la Tôlerie Plastique modèle PRG1

Transfo à picots 220/6 V 2 VA

Support fusible + cartouche sous verre 0,5 A

Bloc de 3 bornes vissé soudé, pas de 5 mm

1 support à souder 14 broches

1 support à souder 18 broches

Picots à souder

Inter miniature (ON/OFF)

Inter inverseur (Start/Stop)

Poussoir miniature à fermeture (Reset)

Poussoir miniature à ouverture (LAP)

Fil souple multicolore

Picots à souder

Cordon secteur

Photo 5. – Les quatre transistors dédiés à l'alimentation des cathodes communes.

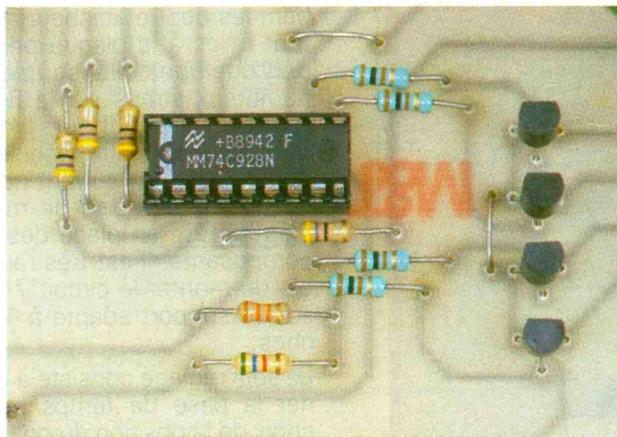


Photo 6. – L'alimentation secteur avec le pont de Graetz.





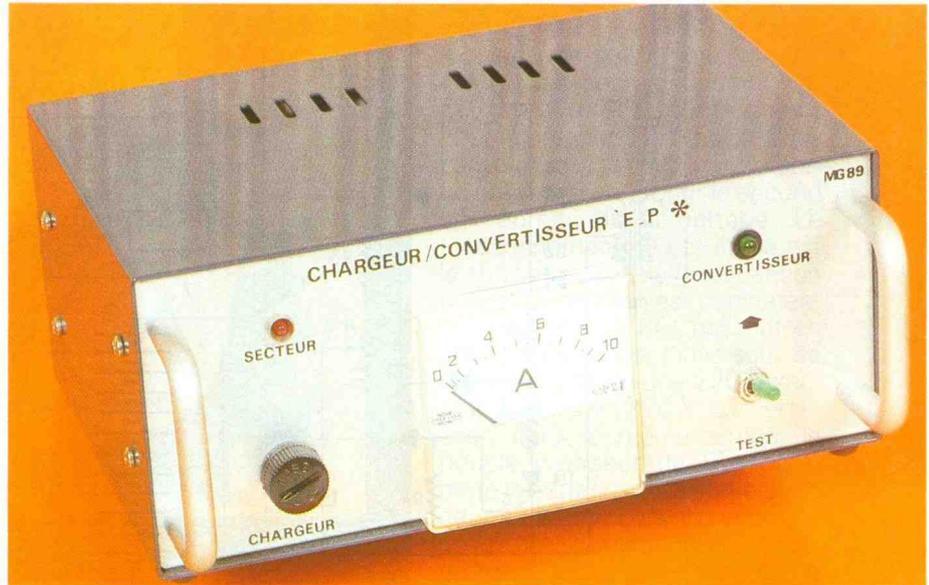
CHARGEUR/ CONVERTISSEUR - 12 V/220 V ALT/50 HZ

Pour une raison évidente (coupure secteur), un convertisseur de tension, capable, à partir d'une batterie, d'assurer le bon fonctionnement d'un appareil conçu pour le secteur 220 V, est d'un grand secours.

Encore faut-il que la batterie soit correctement chargée pour remplir pleinement cette tâche. La description qui suit apporte la solution à ce problème.

PRESENTATION

La nouveauté n'est pas tellement dans la description d'un convertisseur continu/alternatif, de nombreux articles leur ayant déjà été consacrés. Nous avons seulement réuni dans un seul coffret : un chargeur automatique, un détecteur de coupure secteur, un convertisseur continu 12 V/alternatif 220 V 50 Hz. Il n'est pas rare (revoir la célèbre loi de Murphy), que, lorsque le secteur est brusquement coupé, l'heureux possesseur d'un convertisseur s'arrache les cheveux, car, bien entendu, la batterie prévue pour le faire fonctionner est légèrement à plat, ce qui n'est pas pour résoudre le problème, pour la bonne et très simple raison que cette batterie doit obligatoirement être entretenue, surtout si elle n'est utilisée que rarement. Pour obtenir le meilleur rendement de cette batterie, la seule solution est une charge périodique, ce qui est réalisé avec la première partie de notre maquette, qui n'est qu'un chargeur



automatique avec contrôle continu de la tension de la batterie qui lui est raccordée. Ainsi, à n'importe quel moment, la batterie est capable de fournir sa capacité maximale.

La deuxième partie est consacrée à un convertisseur continu/alternatif, que nous avons volontairement limité à une puissance de 30 VA, bien suffisante dans la majorité des cas. Le montage est très classique, tous les composants sont disponibles chez la plupart des revendeurs habituels.

La troisième partie est le maillon qui réunit les deux parties précédentes, c'est un détecteur de tension secteur, tant que la tension est présente, le chargeur assure automatiquement l'entretien de la batterie, en cas de coupure, le convertisseur prend le relais, ce passage de l'un à l'autre est tout simplement réalisé par cette dernière partie, qui surveille en permanence le réseau.

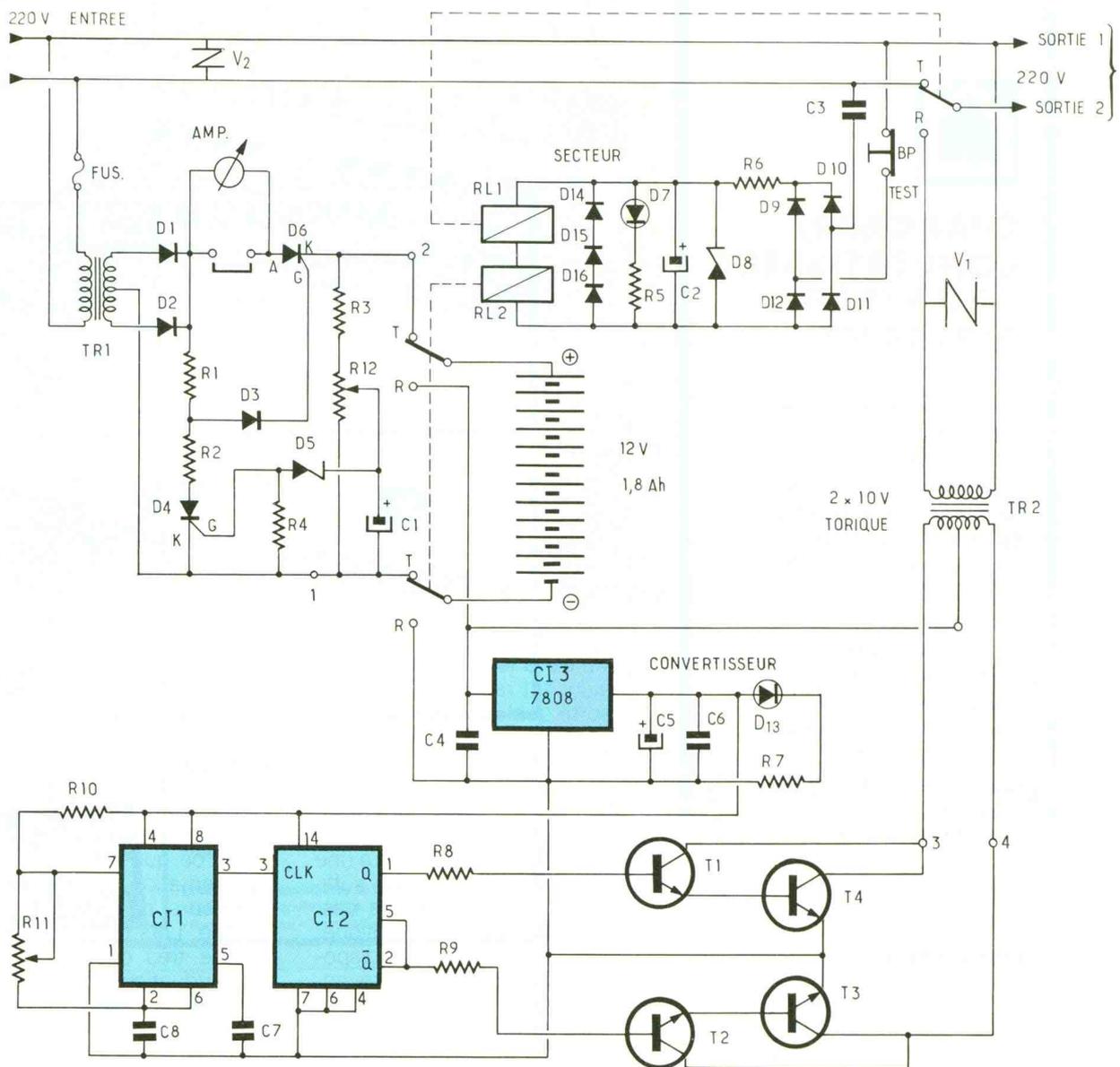
DESCRIPTION

1° Chargeur automatique

La tension secteur alimente, au travers d'un fusible ; le primaire du transformateur d'alimentation, qui délivre au secondaire à point milieu une tension de 2×12 V efficace déphasée de 180° C. Ces deux tensions sont redressées par deux diodes, dont les cathodes réunies fournissent le positif de l'alimentation, le négatif étant disponible au point mi-

lieu. La batterie est chargée à travers un thyristor (Th_1) et un ampèremètre (facultatif). Ce thyristor fonctionne en tout ou rien et s'amorce dès que sa gâchette reçoit de R_1-D_3 le courant nécessaire de déclenchement, D_3 assure la jonction cathode-gâchette des tensions inverses, Th_1 ne s'amorce que lorsque la tension d'alimentation atteint une valeur supérieure de 2 V à la tension batterie. Lors de la charge d'une batterie très déchargée, l'angle de conduction du thyristor est plus grand en début de charge, la valeur de la tension batterie étant inférieure à 12 V. Le courant de charge étant également plus grand à la mise sous tension est limité par les impédances en série des demi-secondaires et des diodes sollicitées (D_1 ou D_2) ainsi que de l'ampèremètre et Th_1 .

La résistance R_3 et le potentiomètre P_1 constituent un pont directement relié aux bornes de la batterie, le curseur de P_1 prélève une partie de la tension, cette dernière est filtrée par C_1 , et appliquée travers Z_1 à la gâchette de Th_2 qui s'amorce si la valeur de la tension batterie est supérieure à 12 V. L'amorçage de Th_2 amène le point commun de R_1 et R_2 à un potentiel d'environ la moitié de la tension d'alimentation, ce potentiel est suffisant pour faire conduire D_3 qui ne commande plus la gâchette de Th_1 et la charge est stoppée. Comme la batterie est connectée en permanence, le chargeur se met en fonctionnement sitôt



1

Le schéma électronique du montage.

qu'une décharge est constatée, cette dernière reste donc constamment prête à l'emploi avec une capacité maximale.

2° Convertisseur 12 V/220 V

Nous pensons que suffisamment d'articles développés à ce sujet dans la revue vous ont familiarisé avec le principe de ce type de convertisseur, nous préférons entrer directement dans la description du montage. La tension de la batterie est abaissée et réglée par C1 à 8 V à sa sortie avec une filtration sommaire effectuée par C2 et C3, cette tension alimente CI2 et CI3, CI2

(NE555) est monté en multivibrateur astable avec R2 et C4, pour fixer la fréquence de travail, et AJ1 pour ajuster précisément cette fréquence à 100 Hz. La borne 3 de CI2 est reliée directement à l'entrée clock de CI3 (bascule utilisée en diviseur par 2), dont on utilise seulement une moitié, les sorties Q et Q̄ fournissent des créneaux symétriques en opposition de phases qui attaquent au travers de R3 et R4 les bases des deux premiers transistors T1 et T2. Chacun de ces transistors forme avec T3 et T4, des darlington à fort gain en courant dont les collecteurs attaquent directement chaque demi-

enroulement de TRF (secondaires), le point milieu étant relié au + 12 V de la batterie.

A noter que, en sortie de TRF (primaire), la tension alternative est de forme rectangulaire et non sinusoidale, ce qui n'a aucune incidence sur le fonctionnement de la charge qui y est branchée.

3° Détecteur de tension secteur

Pour ne pas augmenter le montage (la place étant comptée dans le boîtier), nous avons éliminé la solution du transformateur, si petit soit-il. Nous avons retenu la solution de l'abaisseur de tension par condensateur (réactance) dont la valeur déter-

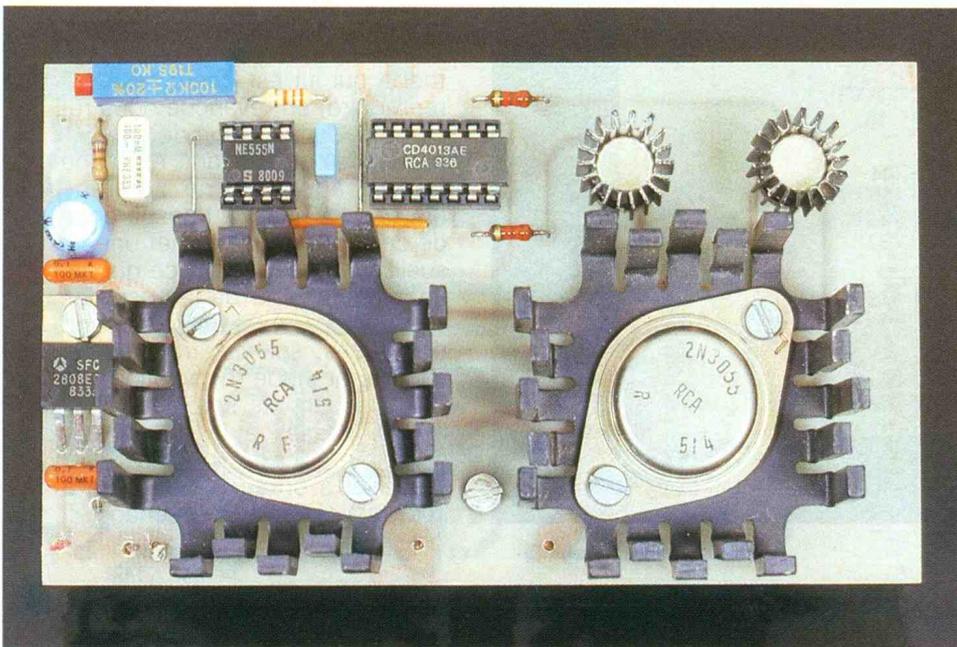
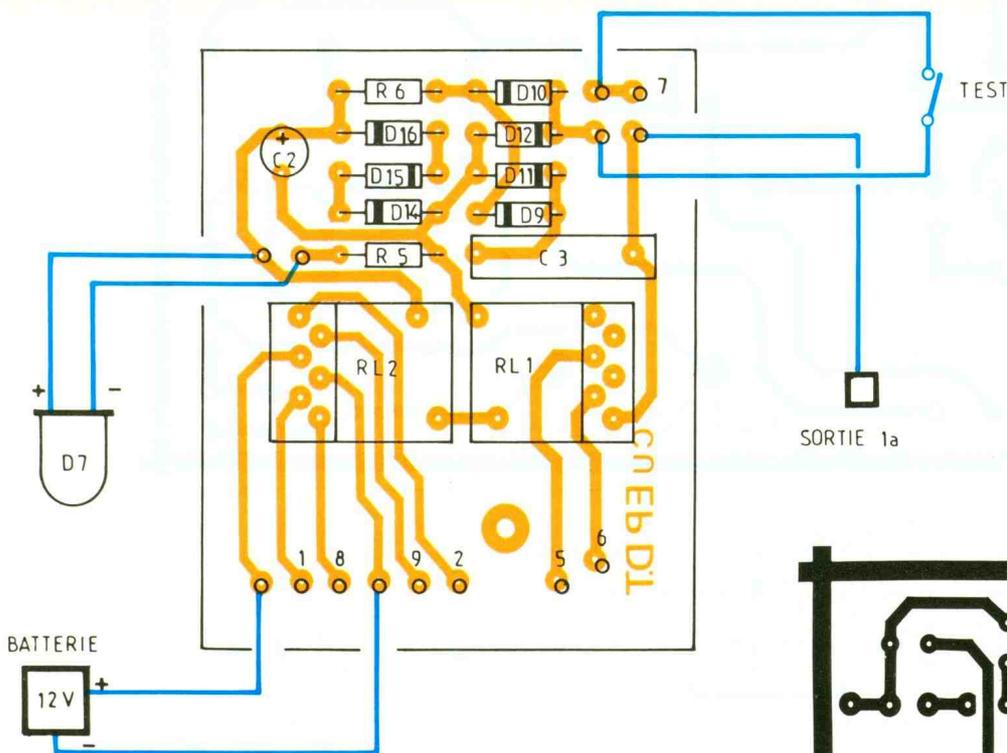


Photo 2. — Les transistors de puissance reposent sur des radiateurs.

2/5 Dessin du circuit de la carte à relais et des implantations.



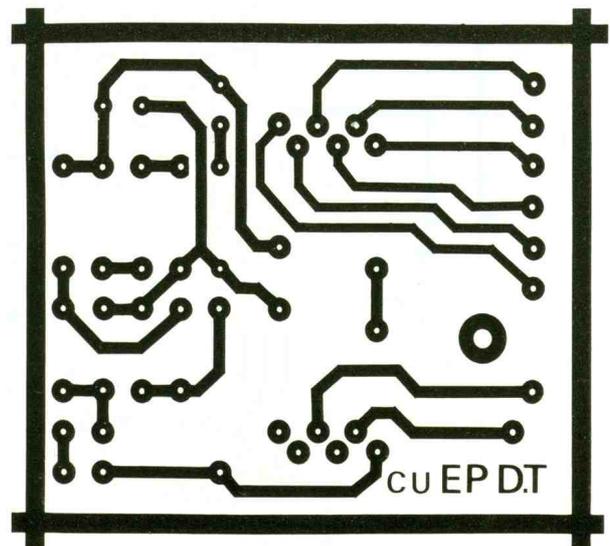
mine l'intensité d'utilisation (dans notre cas ≈ 25 à 30 mA). Suite à C_1 , le pont de redressement bi-alternance, constitué de quatre diodes (D_1 à D_4), redresse la tension alternative, mais celle-ci étant encore assez élevée (aux environs de $60\text{ V} \pm 10\%$), R_1 limite la tension de régulation de Z_1 (Z_1 est constituée de trois diodes Zener de 15 V chacune en série, soit 45 V), puis C_1 filtre

sommairement le continu qui alimente LD_1 au travers de la résistance chutrice R_2 et des deux relais (RL_1 et RL_2) montés en série (bobines de 24 V chacun, soit 48 V). Les contacts de RL_1 et RL_2 sont directement reliés ; pour le premier à la tension alternative (soit le secteur, soit la sortie convertisseur), pour le second aux bornes de la batterie. Le fonctionnement de cet étage est le suivant : dès que la disparition du 220 V secteur est constatée, les relais RL_1 et RL_2 passent en position de repos, l'inverseur de RL_1 commute la ligne 220 V secteur à la sortie 220 V convertisseur, dans le même temps, le double inverseur de RL_2 commute la batterie, de la sortie chargeur à l'entrée convertisseur. De ce fait, toute charge reliée en sortie (dans la limite de 30 VA) ne subit aucun arrêt et l'utilisation de relais assure une séparation galvanique parfaite entre le secteur et la partie convertisseur. Sitôt la réapparition du 220 V secteur, le processus s'inverse, RL_1 et RL_2 passent en position travail. RL_1 commute la sortie 220 V convertisseur sur le 220 V secteur, tandis que la double inversion de RL_2 commute les bornes de la batterie à la sortie du chargeur, qui à son tour entre en action si le besoin s'en fait sentir.

CIRCUITS IMPRIMÉS

Ils sont au nombre trois : un, pour le chargeur, un pour le convertisseur, un autre encore pour la détection tension secteur.

Le tracé de chacun est donné à la figure... Chacun emploiera la mé-



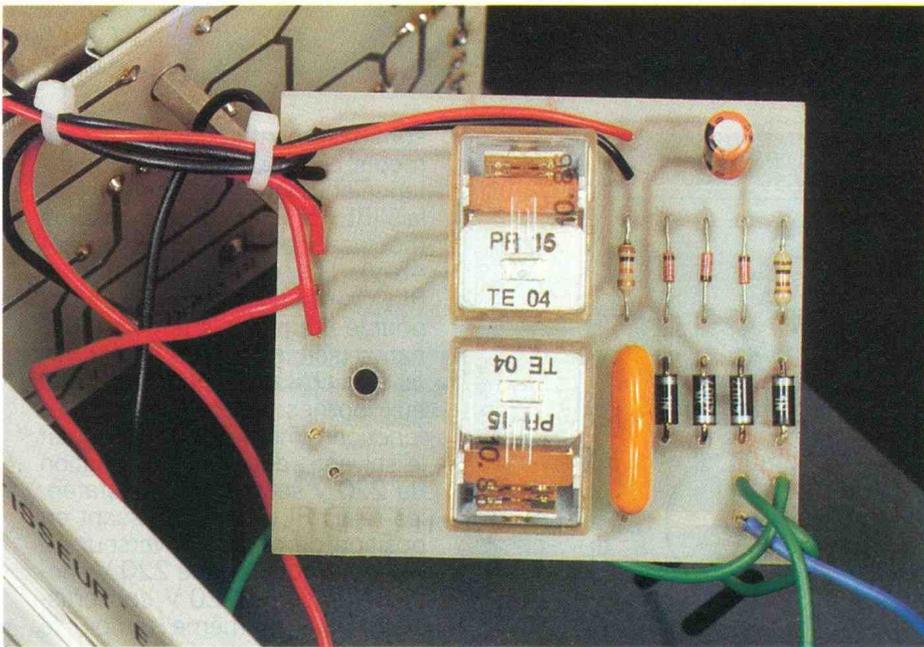
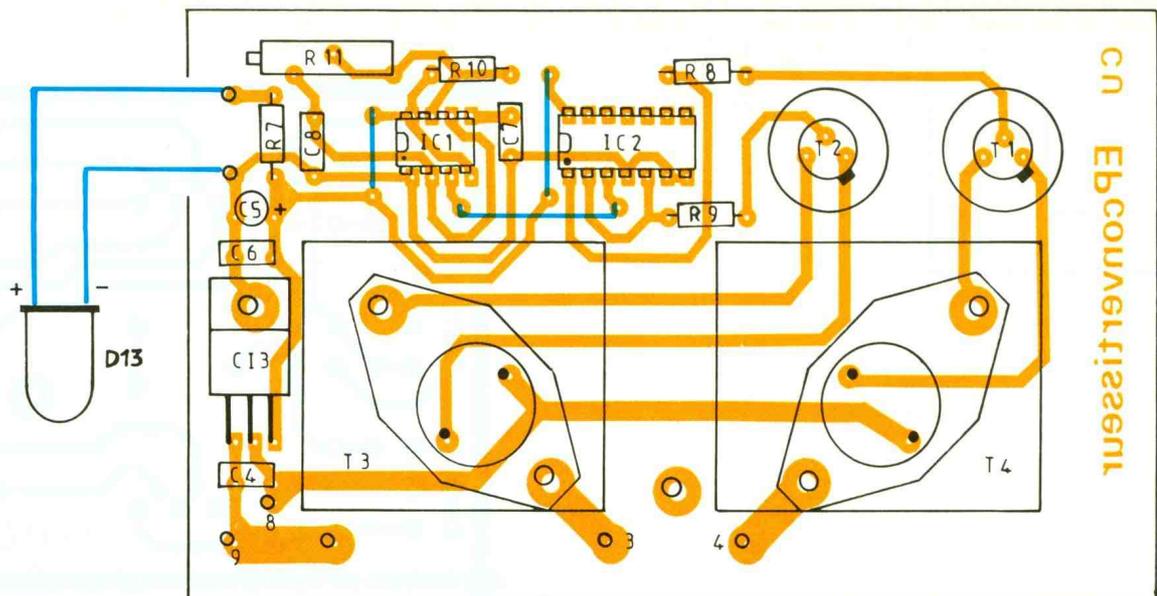
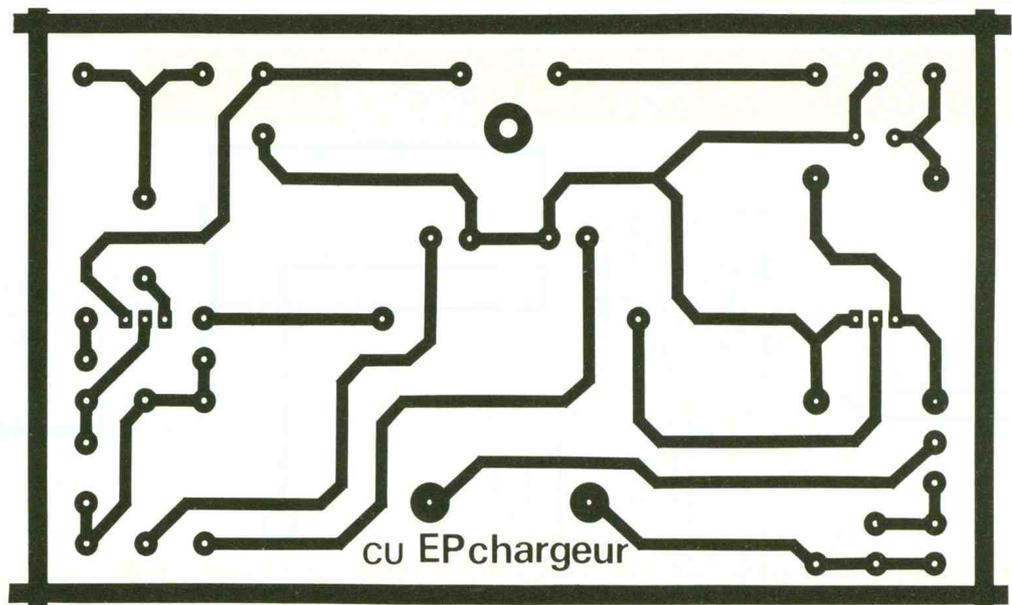


Photo 3
La carte à relais.

thode qui lui est chère pour les reproduire, en revanche nous recommandons l'usage de l'époxy, plus solide et résistant, et, d'une facture agréable, ne serait-ce que par la relative transparence de ce support qui permet une visualisation des pistes, ce qui est un avantage lors de la pose des composants. Après reproduction des tracés, soit par transfert direct ou méthode d'insolation aux U.V., les circuits seront révélés, rincés, passés à la gravure au perchlore. La gravure terminée, procéder à un sérieux rinçage à l'eau claire, puis au séchage. Il

3/6 Dessin du circuit imprimé et implantation de la carte de puissance.



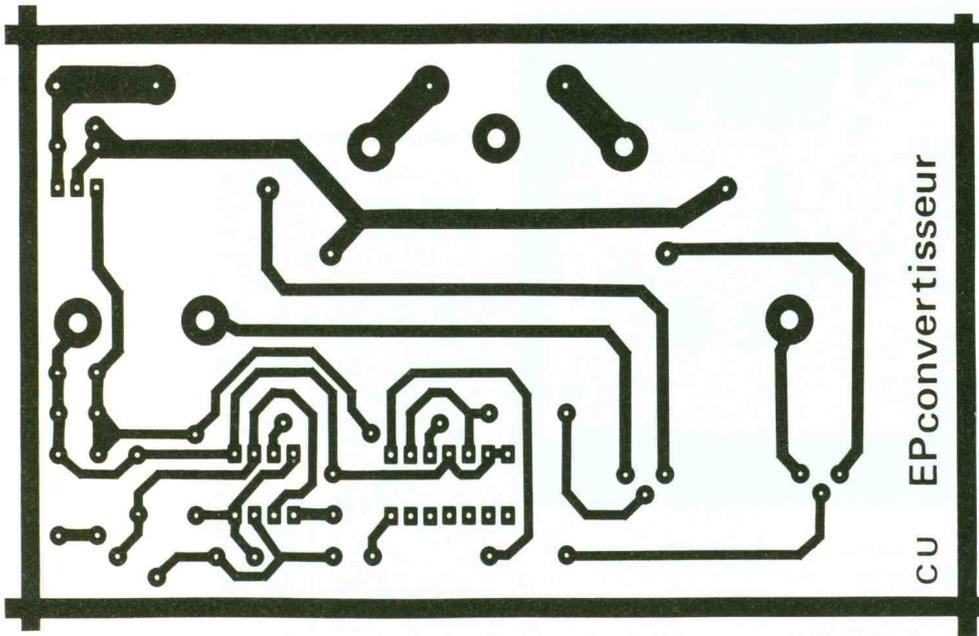
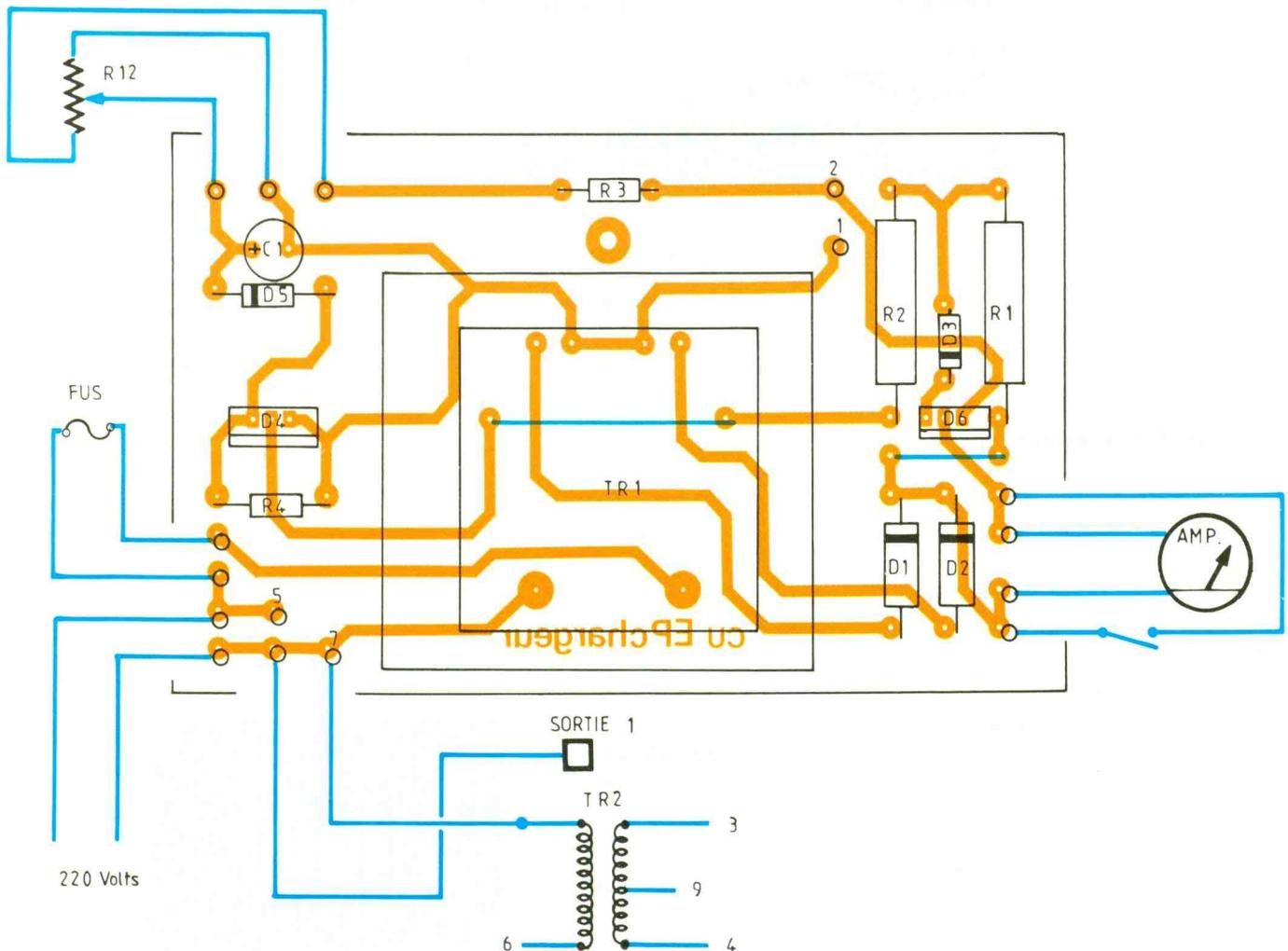


Photo 5. – La sortie du convertisseur protégé par une varistance.

est temps, à ce stade, de procéder aux perçages des différentes pastilles, pour la plupart à 0,8 mm, les autres à 1 mm et plus, suivant la taille des terminaisons de certains composants (transformateur, relais, transistor de puissance et trous de fixation). Une fois le travail terminé, il est préférable d'étamer les pistes (avec un étamage chimique ou au fer à souder avec apport de soudure). Cette opération est simple et elle donne aux circuits imprimés une meilleure rigidité mécanique ainsi qu'une bonne protection des pistes.

4/7 Dessin du circuit imprimé et implantation des composants de la carte alimentation.



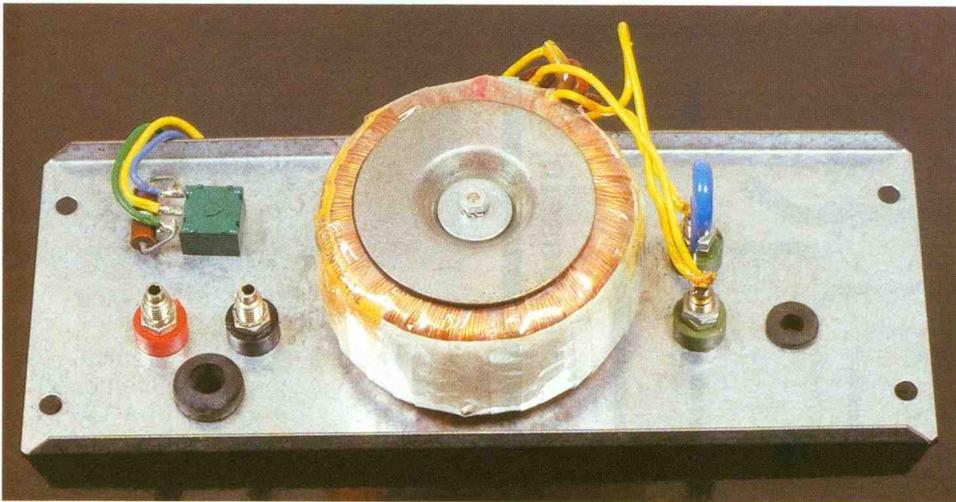


Photo 4. – La face arrière câblée. La résistance en parallèle sur R_{12} sert à rétablir sa valeur à 470Ω , celle-ci valant à l'origine $10 k\Omega$.

MONTAGE-CABLAGE

1° Chargeur

Il est à remarquer que le circuit imprimé est soudé directement sur les picots du transformateur. Attention à la disposition de ces picots en cas d'utilisation d'un modèle différent de transformateur, il faudrait revoir le tracé pour une implantation parfaite.

Commencer par souder les straps de liaison face composants, implanter et souder ensuite les autres composants dans l'ordre de croissance, R_1 et R_2 ne doivent pas être plaqués mais, au contraire, légèrement surélevés (4 ou 5 mm du circuit) ; bien respecter l'orientation des chimiques, diodes, thyristors, zener, ce n'est qu'après la pose de tous les composants que le circuit imprimé sera soudé sur le transformateur.

2° Convertisseur

La pièce maîtresse en est le transformateur. Nous avons utilisé un modèle torique car plus petit et de meilleur rendement. L'idéal est de prendre un modèle avec enroulements secondaires de $2 \times 10 V$ en 30 VA, un modèle $2 \times 12 V/30 VA$ fait l'affaire, mais au détriment d'un rendement un peu moins élevé (légère perte de puissance en sortie). Comme précédemment, commencer par les straps, les résistances, les condensateurs, le régulateur de tension, les transistors (ne pas oublier les refroidisseurs de T_3 et T_4), finir par la pose de C_{11} et C_{12} qui prennent place sur des supports.

3° Détecteur de tension secteur

Attention, C_1 doit être de très bonne qualité, et avoir une tension de service d'au moins 400 V, le mieux étant 600 V. Les relais RL_1 et RL_2 doivent obligatoirement avoir des bobines de 24 V de tension d'excitation chacun. Effectuer les mêmes opérations que pour les circuits précédents.

PREPARATION DU COFFRET

Le coffret utilisé est un modèle ESM référence EC20/08 de très belle présentation et totalement accessible. Commencer par présenter le transformateur du chargeur à l'emplacement prévu (tout à fait à gauche du coffret) et, en s'aidant du gabarit des pattes de fixation, bien au centre, pointer, percer ($\varnothing 4$ mm), le fixer par boulons, rondelles et écrous. De même, effectuer les différents perçages sur la face arrière et la face avant (attention à cette dernière, les dérapages incontrôlés ne sont pas rattrapables), voir le plan d'usinage et la sérigraphie de la face avant. Monter les composants sur la face arrière (passe-fil, douilles d'entrée de la batterie, le potentiomètre, le transformateur torique, les douilles de sortie du convertisseur en respectant l'écartement pour une fiche classique, éventuellement un autre passe-fil pour une sortie par câble et fiche femelle suivant nécessité. Mêmes opérations pour la face avant, attention à la manier avec précaution, après les différents perçages,

mettre en place les LED, le porte-fusible, l'inverseur et l'ampèremètre.

CABLAGE FINAL

Terminer par les liaisons par fils entre les différents circuits imprimés et les deux façades. Seuls, les fils d'entrée de la batterie seront pour l'instant reliés aux contacts travail de RL_2 (non aux contacts communs comme sur le schéma). C_1 de la platine de détection de tension secteur n'est également pas relié au contact travail de RL_1 .

ATTENTION, CERTAINS CABLES SONT SOUDES COTE SOUDURES, DIRECTEMENT SUR LES PASTILLES PREVUES.

ESSAIS CHARGEUR

Brancher provisoirement une batterie de 12 V à l'entrée prévue (si possible déchargée), enficher le cordon secteur (on aura pris soin de positionner le potentiomètre avec son curseur au minimum côté négatif). Si le câblage est correct, suivant l'état de décharge de la batterie, l'aiguille de l'ampèremètre déviara, signe que tout se passe bien et que la charge s'effectue correctement ; laisser ainsi une douzaine d'heures. Lorsque la batterie est complètement chargée, revenir sur la position du potentiomètre de manière à obtenir l'arrêt complet de la charge, l'aiguille de l'ampèremètre devant retomber à zéro. Après avoir vaillamment franchi la première étape, passer au deuxième maillon de la chaîne, le détecteur de tension secteur. Brancher définitivement C_1 au contact travail de RL_1 , ne pas brancher une batterie, enficher le cordon d'alimentation secteur. Si tout est correct, la LED rouge LD_1 s'illumine, signe de bon fonctionnement, RL_1 et RL_2 passent en position travail, placer l'inverseur sur test, LD_1 et RL_1/RL_2 doivent se mettre en repos, repasser sur convertisseur pour revenir à la position initiale.

ATTENTION CETTE PARTIE DU MONTAGE EST EN PRISE DIRECTE SUR LE SECTEUR, NE TOUCHER LE CIRCUIT SOUS AUCUN PRETEXTE, OU PRENDRE LES PRECAUTIONS D'USAGE.

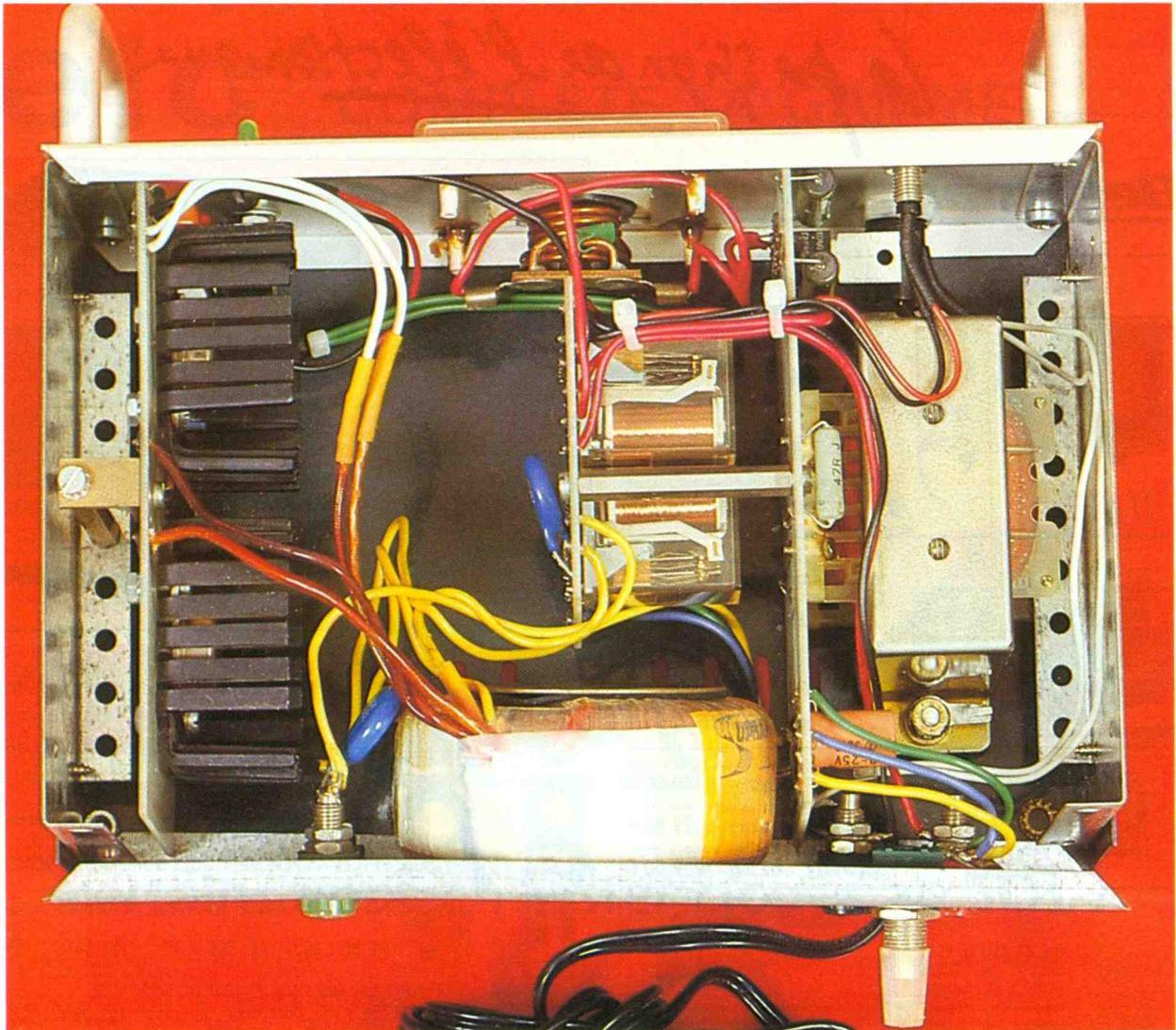


Photo 6. – Vue d'ensemble de la réalisation. Notez la protection par varistance aux bornes d'entrée secteur.

Jusqu'à là tout va bien, rien ne fume, vous pouvez passer à la dernière étape. Rebrancher les fils de liaison de l'entrée batterie aux contacts communs de RL2, ne pas brancher la fiche secteur, charger la sortie du convertisseur (une ampoule par exemple). Si tout est normal, la LED verte s'allume ainsi que l'ampoule. A ce stade, tout est vérifié, on peut définitivement laisser la batterie branchée et enficher le cordon secteur, il est toujours possible de vérifier si tout se passe bien avec le poussoir de test.

G. Martin

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

R_1, R_2 : 47 Ω 3 W vitrifiées
 R_3 : 47 Ω 1 W vitrifiée
 R_4 : 1 k Ω 500 mW (marron, noir, rouge)
 R_5 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_6 : 1 k Ω 500 mW (marron, noir, rouge)
 R_7 : 820 Ω (gris, rouge, marron)
 R_8 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
 R_9 : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
 R_{10} : 33 k Ω (orange, orange, orange)
 R_{11} : ajustable multitour horizontal 100 k Ω
 R_{12} : potentiomètre 470 Ω

Semi-conducteurs

D_1, D_2 : 1N5908, diodes 5 A/200 V
 D_3 : 1N4007
 D_4 : triac TIC 106
 D_5 : zener BZ x 6,8/500 mW
 D_6 : triac TIC 236
 D_7 : DEL rouge

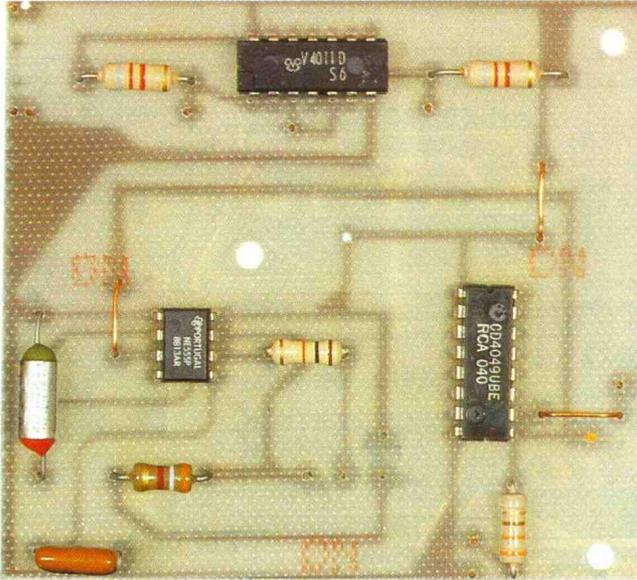
D_8 : 1 zener 43 V
 D_9 : 1N4007
 D_{10} : 1N4007
 D_{11} : 1N4007
 D_{12} : 1N4007
 D_{13} : LED verte
 D_{14} : Zener 15 V 500 mW
 D_{15} : Zener 15 V 500 mW
 D_{16} : Zener 15 V 500 mW
 T_1 : 2N1711
 T_2 : 2N1711
 T_3 : 2N3055
 T_4 : 2N3055
 Cl_1 : NE 555
 Cl_2 : CD 4013
 Cl_3 : 7808
 V_1, V_2 : varistances 250 V

Condensateurs

C_1 : 10 μ F/25 V vertical
 C_2 : 10 μ F/63 V vertical
 C_3 : 470 nF/400 V
 C_4 : 220 nF
 C_5 : 10 μ F/25 V vertical
 C_6 : 100 nF
 C_7 : 10 nF
 C_8 : 100 nF

Minitel
 36 15
 code
 EPRAT

GENERATEUR D'IMPULSIONS



Ce montage rendra de grands services aux amateurs voulant étudier des circuits qui demandent pour leur mise au point des fréquences lentes. Etude de comptages, de décomptages, avance de bascules sur impulsions positives ou négatives. En outre, la présence d'un interrupteur électronique est fort utile pour diverses manipulations.

ETUDE DU GENERATEUR

Le cœur de ce montage est l'éternel NE 555, monté en générateur réglable. Bien qu'il soit très connu, nous allons revenir en quelques lignes sur les éléments extérieurs d'oscillations de ce CI. Nous en retiendrons trois. Les potentiomètres P_1 et P_2 et le condensateur C_1 . Les différents réglages de P_1 et de P_2 font varier la fréquence et la forme des créneaux. C_1 est un chimique de $4,7 \mu\text{F}$ déterminé pour ce type de montage. Le reste du circuit est classique. L'examen de quelques diagrammes est intéressant, comme le montrent les figures 2 et 3.

C_1 étant fixé à $4,7 \mu\text{F}$, et la tension réglée à 5 V, la période T dépend de P_1 et de P_2 . P_1 règle les temps positifs, P_2 règle les temps négatifs. En réalité, il y a interférence des réglages avec les deux potentiomètres.

Les temps négatifs sont courts. Le rapport P_1/P_2 peut atteindre 100.

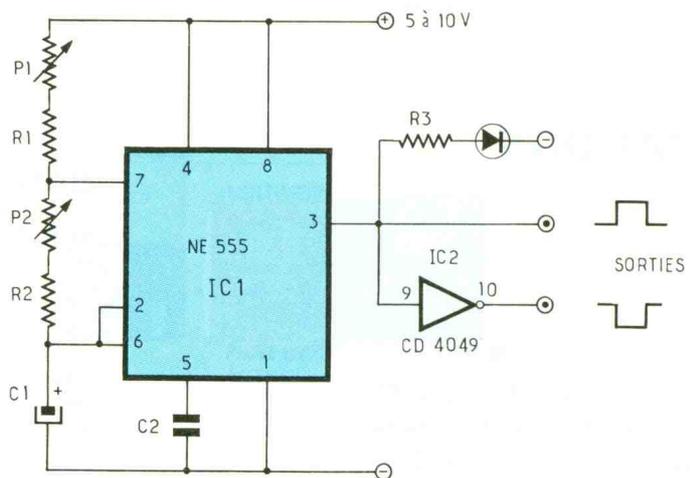
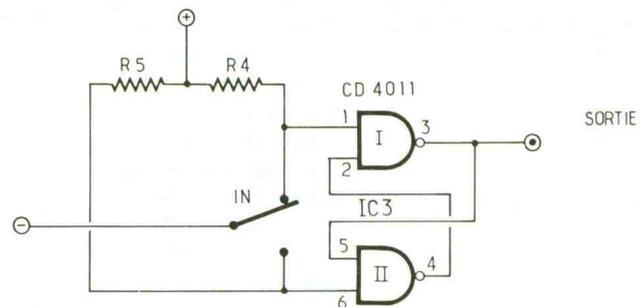
Le temps du rapport P_1/P_2 atteint 3.

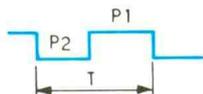
Le rapport P_1/P_2 est de 1.

Le rapport P_1/P_2 est d'environ 1,6.

Les valeurs données fournissent un ordre de grandeur. Mais on

1 Le schéma de principe.





2 L'action des potentiomètres P_1 et P_2 .

s'aperçoit que le rapport P_1/P_2 est toujours positif et que le plus faible rapport est 1.

Pour pallier cette absence de grandes valeurs négatives, un inverseur, le CD 4049, est placé sur la borne 3. Ainsi les rapports ci-dessus peuvent être inversés et la forme des créneaux aussi. Notre montage a donc deux sorties possibles. Le but n'est pas d'obtenir des fréquences précises. L'objectif, c'est l'obtention de fréquences lentes à rapports cycliques réglables pouvant débiter quelques milliampères. Avec cette maquette, les fréquences varient de 12 à 0,12 Hz par seconde.

Il est donc préférable de parler des temps de créneaux ; sachant que $T = 1/F$, nous pouvons obtenir une plage de 0,08 à 8 secondes environ. De plus, les impulsions seront réglables en tension, en fonction de l'alimentation qui pourra varier de 5 à 8 V. Notons que les variations de tension n'agissent pas sur la fréquence après la stabilisation de C_1 .

3 Rapport cyclique variable.



(a) P_1 au mini, P_2 au maxi



(b) P_1 au maxi, P_2 au maxi



(c) P_1 au mini, P_2 au maxi



(d) P_1 au mini, P_2 au mini

L'INTERRUPTEUR ELECTRONIQUE (fig. 1)

Il est indépendant du montage décrit ci-dessus. Seule l'alimentation est commune. Il est construit autour de portes NAND CD4011. Rappelons que sur un montage électronique quelconque on ne peut pas à travers un interrupteur mécanique envoyer une seule impulsion. Les effets de rebondissements sur les contacts génèrent plusieurs impulsions.

Le montage proposé assure une seule impulsion par action sur

l'interrupteur. Le schéma des deux portes NAND et la table de vérité permettent la compréhension du fonctionnement.

L'ALIMENTATION

Commune à l'ensemble, c'est une alimentation extérieure qui assure la tension réglable de 5 à 8 V. Un débit de 50 mA est grandement suffisant. Deux fiches banane placées à l'arrière du coffret permettront le raccordement.

4 Dessin du circuit imprimé.

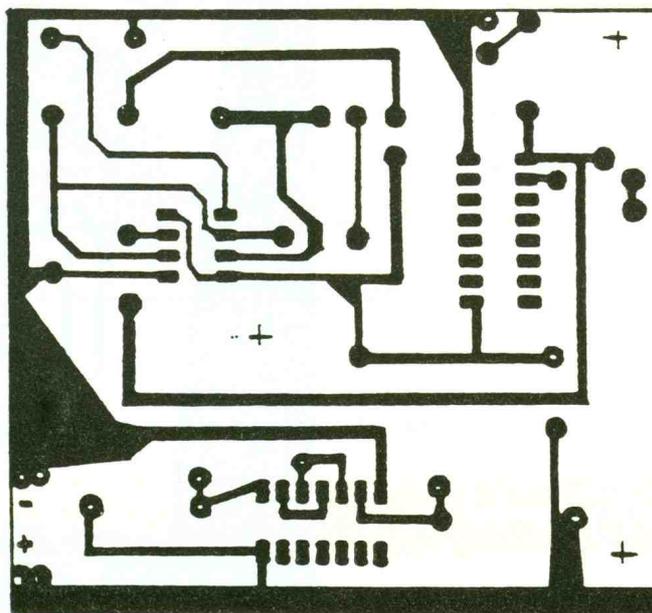
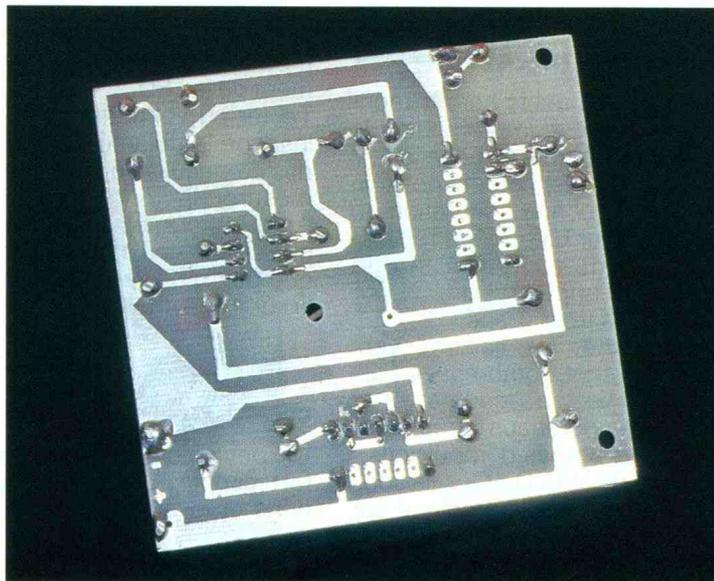
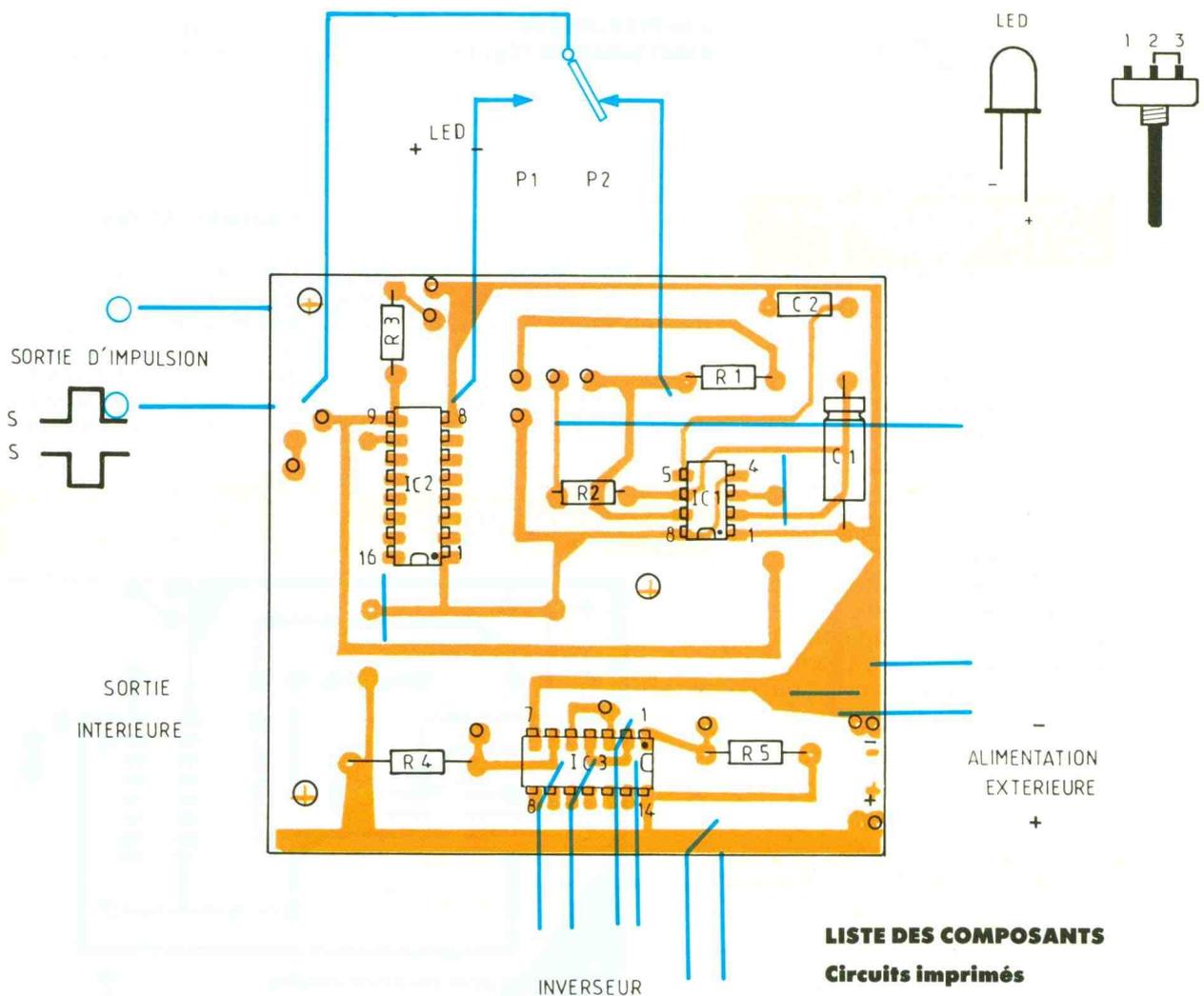


Photo 2. – Le dessin du circuit imprimé reste simple à réaliser.





5 Implantation des composants.

Notons que l'on se limitera à 5 V si l'on veut rester compatible TTL.

REALISATION (fig. 4 et 5)

Les éléments actifs seront montés sur un circuit imprimé dont la gravure est fournie à l'échelle 1. Il faut bien sûr respecter la position des CI et la bonne orientation du condensateur C₁. Les autres éléments sont indiqués sur le schéma d'implantation. N'oubliez pas les trois straps.

En revanche, les liaisons vers l'extérieur sont nombreuses : alimentation vers la façade arrière ; fils pour les potentiomètres ; sorties sur les bornes d'impulsions ; câblages de la LED et les liaisons de l'interrupteur électronique sur la face avant. L'ensemble étant contenu dans un coffret MMP 115 P.M.

LES ESSAIS

Vérifier sérieusement le câblage, puis alimenter la maquette en 5 V. Toute variation des potentiomètres doit modifier le clignotement de la LED.

Tester au voltmètre ou à l'oscilloscope la polarité et la longueur des créneaux. De la même façon, mesurer le fonctionnement de l'interrupteur électronique. Chaque action de l'inverseur mécanique doit modifier les polarités de la sortie.

CONCLUSION

Un petit montage au demeurant fort simple, qui doit rendre de bons et loyaux services à l'amateur.

LISTE DES COMPOSANTS

Circuits imprimés

IC₁ : NE 555
IC₂ : CD 4049
IC₃ : CD 4011

Résistances 5 % 1/4 W

R₁ : 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)
R₂ : 10 kΩ (brun, noir, orange)
R₃ : 330 Ω (orange, orange, brun)
R₄, R₅ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)

Condensateurs

C₁ : chimique 4,7 μF/16 V
C₂ : mylar 10 nF/60 V

Potentiomètres linéaires, fixation en façade

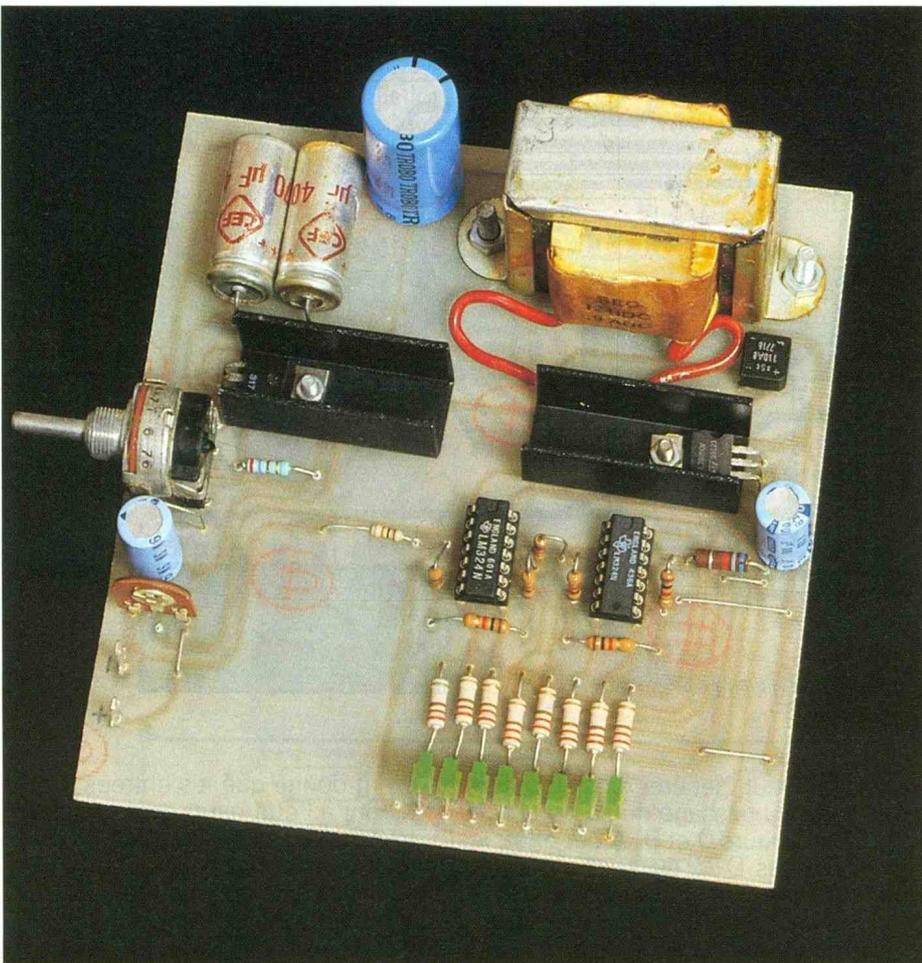
P₁ : 1 MΩ A
P₂ : 0,5 M → W
Circuit imprimé époxy 82 x 75 mm
Coffret : MMP 115 PM
Boutons 2 : 4 pieds, 1 LED + support
1 inverseur miniature repos-travail (IN)
Socle banane ø 4 nb 6 (plusieurs couleurs)
Fils, vis ø 3 x 20, divers

J.D.

JEU DE LUMIERE POUR VOITURES



Voici un montage relativement simple, à la portée de tous, de faible coût – il n'utilise que des circuits intégrés courants. Il apportera une note gaie au tableau de bord de votre voiture par un défilement de LED.



II – FONCTIONNEMENT (fig. 2)

a) Alimentation

L'énergie nécessaire au module est prélevée de la batterie 12 V. Le montage peut être relié directement, donnant ainsi un fonctionnement continu. Il peut l'être également à travers la pédale de frein, et c'est en actionnant cette dernière que le dispositif est alimenté, entraînant l'apparition du jeu de lumière. Le condensateur C₁ filtre les quelques fluctuations de tension qui peuvent exister aux bornes de la batterie. Un régulateur, de type MC 7805, régule la tension et C₂ parfait le filtrage. Enfin, l'adjonction d'un refroidisseur adéquat est nécessaire au régulateur.

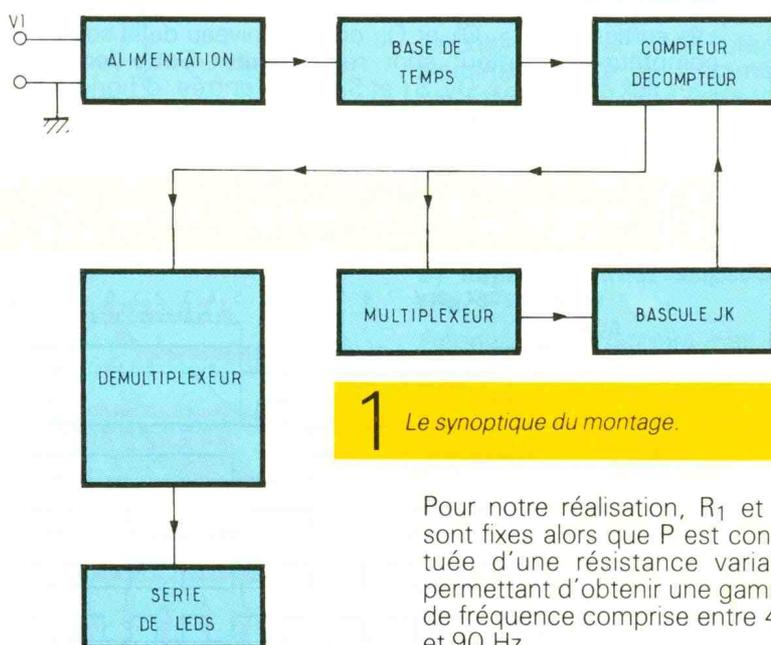
b) Base de temps

Elle utilise le classique NE555 ou le MC 1455, la fréquence d'oscillations est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,693 (R_1 + 2P) C_3}$$

I – PRINCIPE

Sur le schéma synoptique de la figure 1, on voit apparaître l'astable qui délivre des oscillations de fréquence réglable, acheminées vers un compteur-décompteur – le 74190 – dont les sorties sont reliées à un démultiplexeur. Celui-ci attaquera, quant à lui, une série de LED à travers les résistances de limitation de courant. Une commande composée d'un multiplexeur et d'une bascule JK permet le fonctionnement du 74190 en compteur puis en décompteur, et ce, alternativement. On obtient ainsi un défilement de LED en va-et-vient. Notons que pour chaque séquence le démultiplexeur ne possède d'un seul état bas et c'est lors de ce laps de temps que la LED s'allumera.

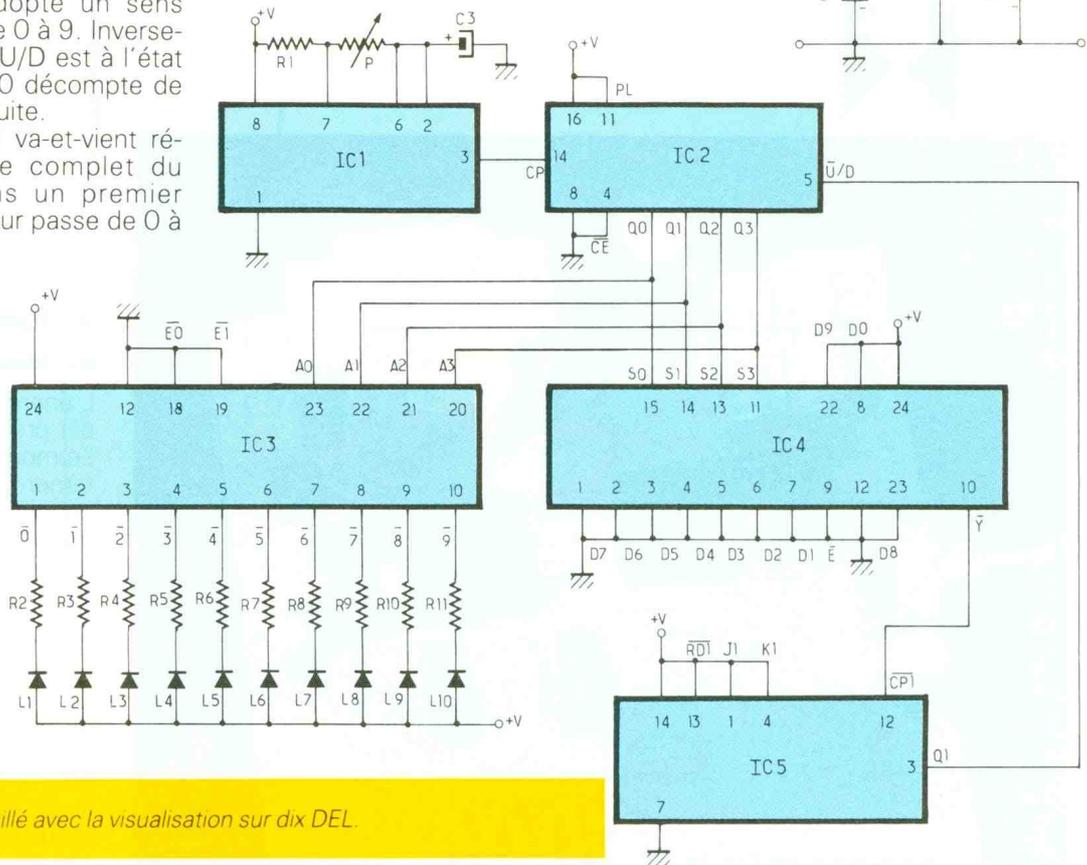


1 Le synoptique du montage.

Pour notre réalisation, R₁ et C₃ sont fixes alors que P est constituée d'une résistance variable permettant d'obtenir une gamme de fréquence comprise entre 4,3 et 90 Hz.

c) Compteur-décompteur : le SN74190

Si son entrée U/D est à l'état bas, le cycle adopte un sens croissant allant de 0 à 9. Inversement, si l'entrée U/D est à l'état haut, le SN74190 décompte de 9 à 0 et ainsi de suite. Le défilement en va-et-vient résulte d'un cycle complet du SN74190. Dans un premier temps, le compteur passe de 0 à



2 Schéma détaillé avec la visualisation sur dix DEL.

9 alors que, lors du second temps, il passe de 9 à 0, se comportant ainsi comme un décompteur. Pour cela, l'entrée U/D est commandée par les circuits intégrés IC4 et IC5.

d) La commande d'U/D du SN74190

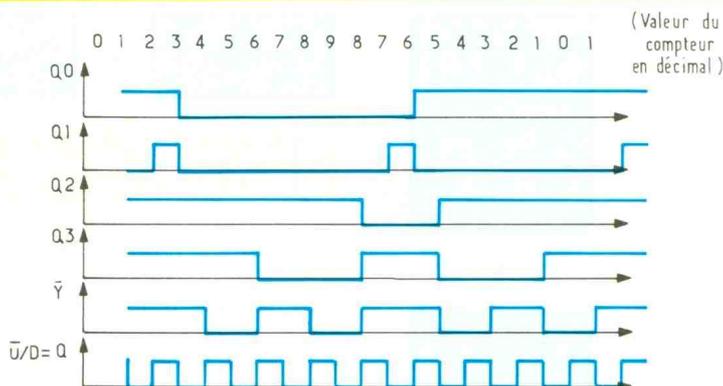
Les sorties Q3, Q2, Q1 et Q0 du compteur-décompteur sont reliées aux entrées S3, D2, S1 et S0 du multiplexeur SN74150 (IC4).

On veut générer une impulsion lors du passage du compteur par les valeurs 0 et 9. A cet effet, les entrées D1 à D8 sont mises à la masse alors que les entrées D0 et D9 le sont à +V = 5 V. Ainsi, nous obtenons, lors du passage du compteur de 0 et 9, une transition de l'état haut à l'état bas au niveau de la sortie Y du multiplexeur. Cette dernière est reliée à l'entrée d'horloge CP d'une bascule JK.

Etant donné que les entrées J et K sont à l'état haut, pour chaque transition – passage de l'état haut à l'état bas – la sortie Q de la bascule change d'état. Cette modification coïncide avec le passage du compteur par les valeurs 0 et 9. Or cette sortie Q, reliée à l'entrée J/D de IC2, est alternativement à l'état bas puis à l'état haut.

De ce fait, le SN74190 fonctionne, tour à tour, en compteur et en décompteur. L'illustration en est donnée en figure 3 par le chronogramme.

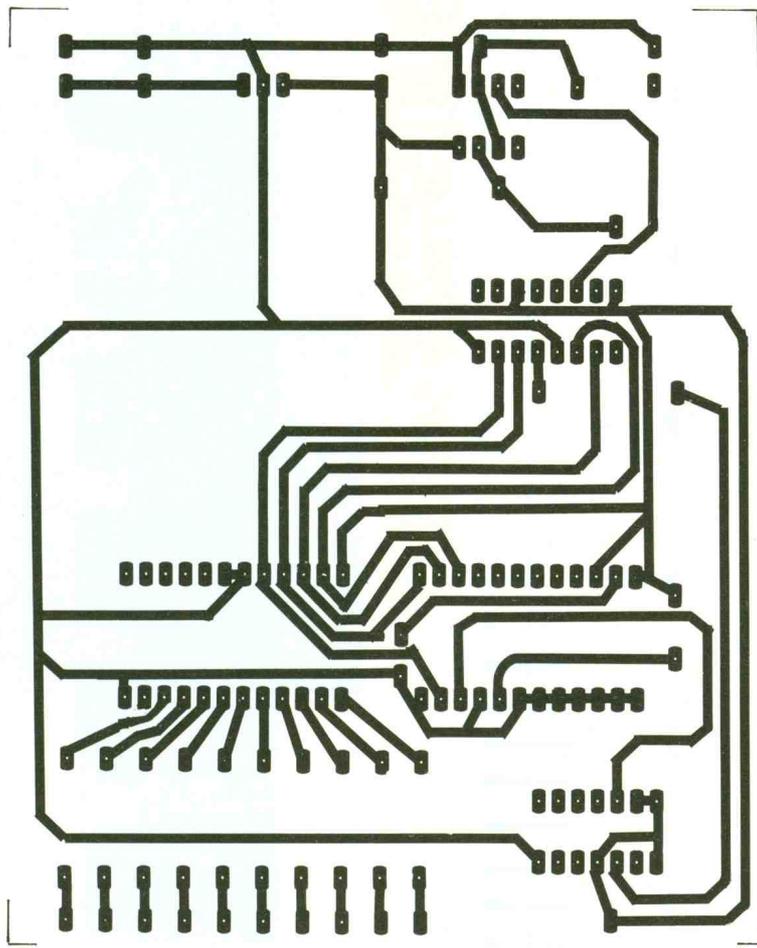
3 L'aspect des signaux à différents points du montage.



e) Décodage et affichage

Le décodage est attribué au SN74154 (IC3). Les sorties de IC2 sont reliées aux entrées de IC3, et, pour chaque impulsion, les sorties du circuit intégré changent d'état, une seule des sorties est à l'état bas (se reporter à la table de vérité).

Les sorties attaquent les cathodes des LED) à travers des résistances de limitation de courant. Les anodes sont reliées à +V = 5 V. Il s'ensuit qu'une seule LED est allumée.



4 Dessin du circuit imprimé de la carte à DEL. **5** Implantation des composants.

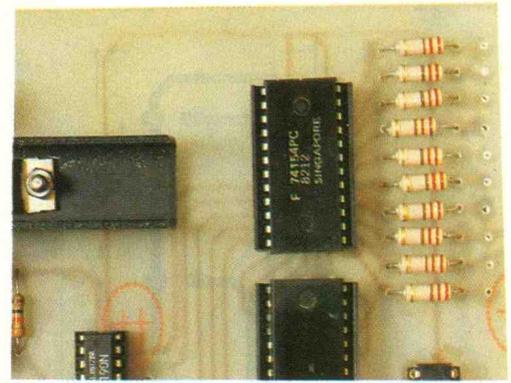
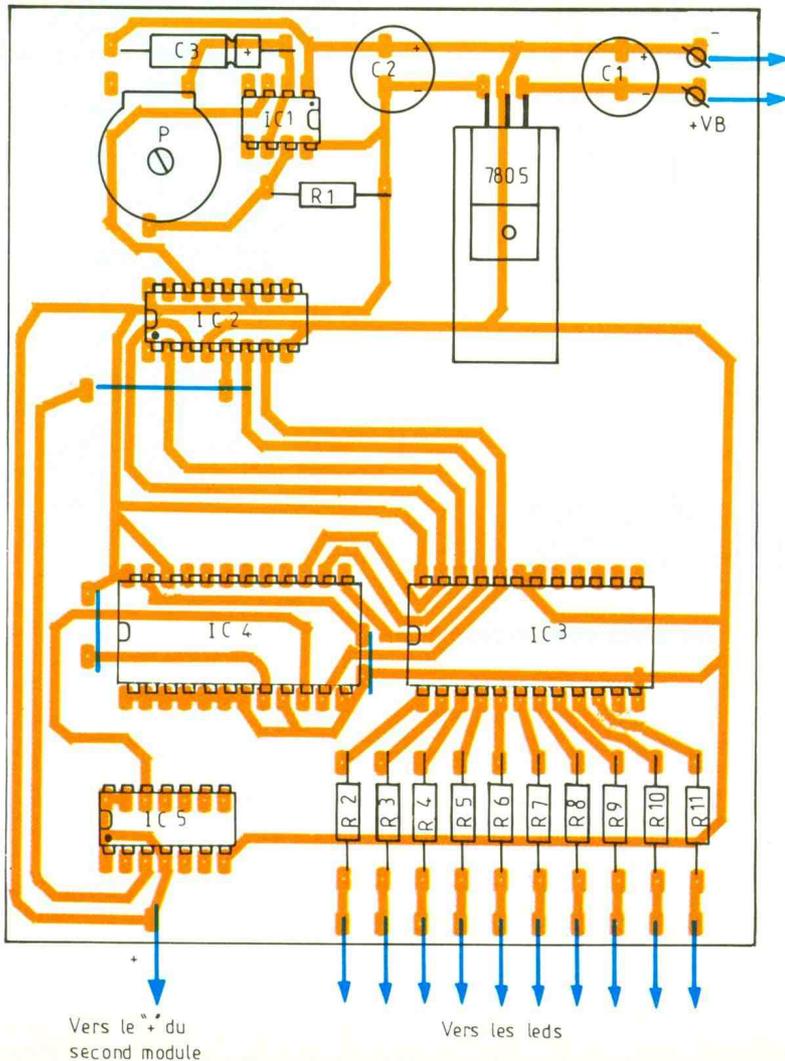


Photo 2. – Alignement des résistances.

Et pour chaque impulsion, la LED suivante s'allume du fait même du fonctionnement du SN74190. On obtient alors un défilement de LED en va-et-vient, à une vitesse réglable du fait de la variabilité des impulsions de IC₁.

III – REALISATION PRATIQUE

a) Le tracé du circuit imprimé (fig. 4-1 et 4-2)

Les circuits imprimés sont au nombre de deux, précaution voulue afin de dissocier le montage de la visualisation. En effet, la série de LED a été prévue pour enjoliver votre tableau de bord alors que le montage sera dissimulé pour éviter tout encombrement. Le tout a été relié par onze fils en nappe.

Le CI. Pour sa réalisation, nous avons utilisé l'application directe : appliquer directement des éléments de transfert Mécanorma sur la face cuivrée du support en matière époxy, beaucoup plus solide. Après le dégraissage, rincer soigneusement et abondamment le module. Le tracé se fait à l'aide de bandes et de pastilles Mécanorma.

La gravure s'effectue à l'aide de perchlore de fer tiède, préalablement chauffé au bain-marie car l'attaque est plus aisée aux alentours de 40 °C.

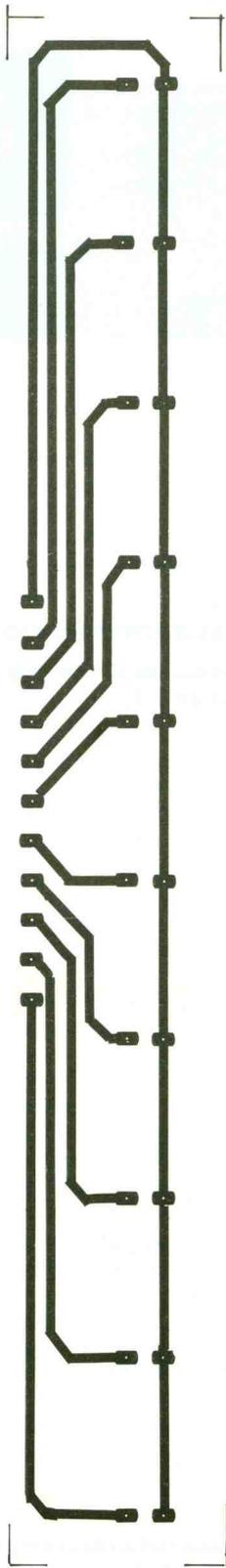
Le perçage se fait à l'aide de foret 0,8 mm de diamètre et 1 mm... pour des composants plus volumineux.

b) Implantation des composants (fig. 5-1 et 5-2)

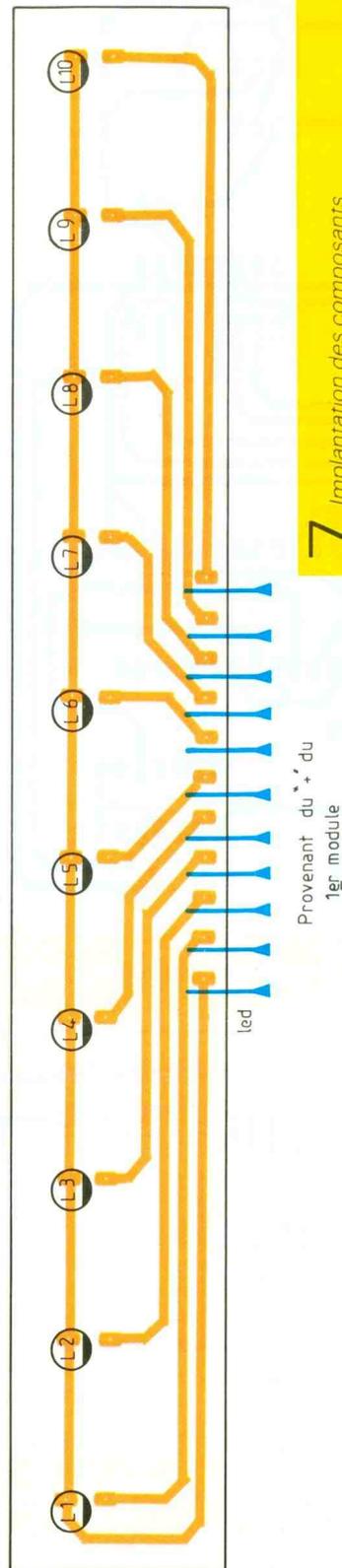
On débutera toujours par les composants de faible épaisseur tels que les straps, les résistances... pour terminer par le régulateur et son refroidisseur.

Ne pas perdre de vue le soin particulier à apporter dans le respect de l'orientation des composants polarisés et à l'état des soudures.

Afin de protéger le cuivre nu, on peut assurer une longévité plus



6 Dessins du circuit imprimé de la carte principale.



7 Implantation des composants

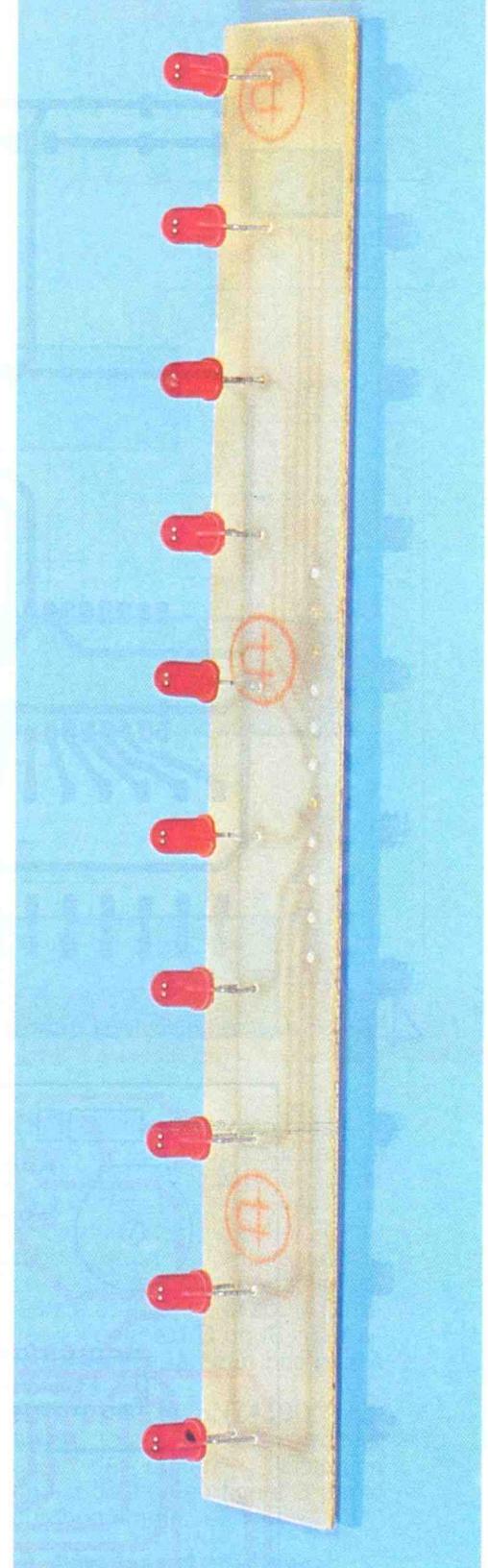


Photo 3. – Platine équipée des DEL.

grande au circuit en l'étamant. Cependant, cette manipulation exige une grande attention : l'opérateur doit procéder à un examen minutieux des pistes.

Un ordre rigoureux, des précautions prises à chaque moment peuvent garantir un bon fonctionnement du montage et une qualité certaine à votre travail.

LISTE DES COMPOSANTS

3 straps (2 verticaux, 1 horizontal)
 R_1 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_2 à R_{11} : 10 x 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 1 ajustable 10 k Ω
 C_1, C_2 : 2 x 100 μ F/63 V
 C_3 : 16 μ F/40 V
 1 régulateur 7805

IC_1 : 1 NE555
 IC_2 : 1 SN74190
 IC_3 : 1 SN74154
 IC_4 : 1 SN74150
 IC_5 : 74107
 10 LED rouges
 Fil en nappe
 1 refroidisseur pour TO 220
 2 cosses-poignards

M. Tayebi

LES FILTRES A QUARTZ



Au travers des diverses réalisations proposées dans le domaine de la radio, nous avons souvent employé des filtres céramiques ou simplement LC. Le but de cet article consiste à vous présenter les filtres à quartz qui permettent de bonnes performances sur le plan de la sélectivité et de la pente de rejection autour de la fréquence centrale. Mais avant d'aborder le sujet nous allons revenir sur le fonctionnement du quartz.

RESONANCE SERIE

Dans ce mode, la résistance du circuit devient petite et approche quelques dizaines d'ohms. Pour R_1 très petit devant

$$\frac{1}{C_2 \cdot \omega}$$

la fréquence du quartz vaut alors :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}}$$

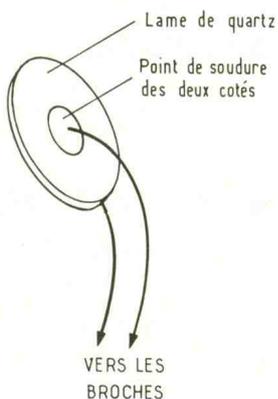
A ce moment on se place sur le point A de la figure 3.

RESONANCE PARALLELE

Appelée aussi antirésonance, la résistance purement ohmique devient très élevée pour se placer sur le point B de la figure 3. La fréquence vaut alors

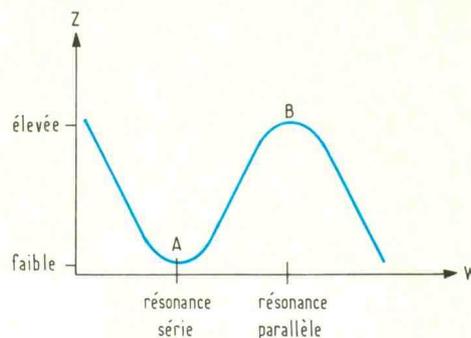
$$F_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot \left(\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}\right)}}$$

Malgré la précision légendaire du quartz, il reste possible de faire dériver sa fréquence centrale de quelques centaines de hertz, mis à part les effets de la température et des tolérances de fabrication. Il devient alors nécessaire, pour diverses raisons, de décaler la fréquence de résonance.



2 Structure interne du quartz.

Si l'on place une capacité en série avec le quartz, il s'opère une translation de la fréquence de résonance série qui se rapproche de l'antirésonance, plus élevée de quelques kilohertz. Une solution souvent adoptée consiste à placer un condensateur ajustable, qui permettra lors de la mise au point d'ajuster exactement la valeur du quartz. Cette façon



3 Courbe de résonance.

d'agir n'influence pas l'antirésonance du cristal ni le facteur de surtension. En revanche, si la capacité additionnelle est placée directement aux bornes de celui-ci, nous aurons un décalage de la fréquence de résonance parallèle vers le bas. Le point B se rapproche du point A avec toutefois une perte du facteur de surtension. Le mode série apporte un déphasage nul et fonctionne de préférence en fréquences harmoniques 3, 5 ou 7. Le mode parallèle apporte un déphasage de 180 degrés du fait de la présence des capacités associées, ils fonctionnent très bien sur leur fréquence fondamentale, qui ne dépasse rarement 25 MHz. Les quartz 27 MHz travaillent sur harmonique 3, les 72 MHz sur harmonique 5.

LES FILTRES A QUARTZ

Les filtres les plus réputés se composent d'une structure en échelle, comme représenté sur les dessins de la figure 4. Le schéma équivalent donne les éléments intrinsèques du quartz, et l'on peut en déduire deux choses :

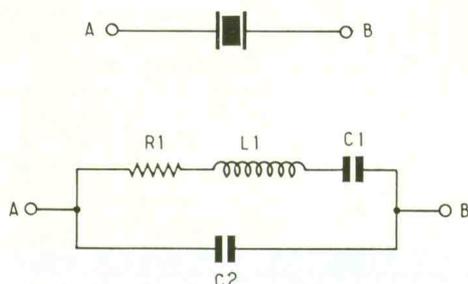
1° Si la fréquence d'entrée correspond à la résonance série du cristal, toute son amplitude se retrouve à la sortie, du fait de la faible résistance de passage.

2° Si la fréquence d'entrée correspond à la résonance parallèle du quartz, aucune tension n'apparaît à la sortie, forte résistance de passage.

Il en découle que la fréquence de résonance vaut

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \cdot C_1}}$$

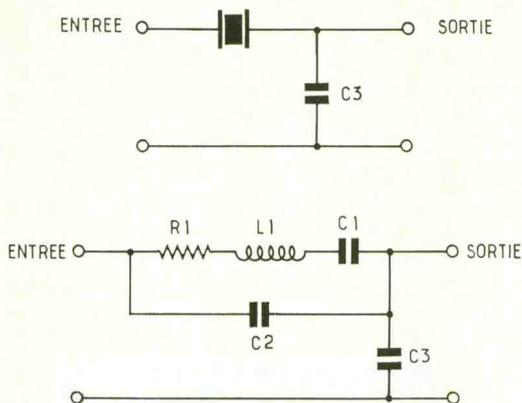
Le schéma de la figure 5 représente une structure classique de filtre en échelle avec les résistan-



1 Schéma équivalent du quartz.

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

La représentation d'un élément cristallin tel que l'on peut le découvrir sur la figure 1 correspond au schéma équivalent représenté à ses côtés. Les éléments R_1 , L_1 et C_1 caractérisent les paramètres dynamiques du quartz. La valeur de R_1 reste très petite puisqu'elle correspond à la résistance des points de fixation sur l'élément cristallin. L'inductance L_1 et la capacité de C_1 correspondent aux paramètres intrinsèques du quartz. C_2 représente une capacité due aux points de soudure séparés par la lame de quartz. Voir le dessin de la figure 2. Un élément tel que celui-là engendre deux fréquences de résonance, nommées résonance série et résonance parallèle, ou d'antirésonance, pour lesquelles l'impédance devient résistive, faible et élevée respectivement. Le facteur de surtension est très élevé et approche 50 000.

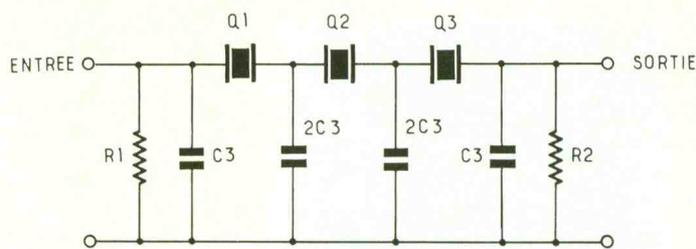


ces terminales permettant les adaptations d'impédances en entrée comme en sortie. Pour R_2 on utilise la formule suivante :

$$R_2 = \left(\frac{1}{2 \pi f_1} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{C_3 (C_2 + C_1)}} \right)$$

et

$$R_1 = R_2 \cdot \left(\frac{C_2 + C_3}{C_2 + 2 \cdot C_3} \right)$$



4/5 Structure de base d'un filtre en échelle. Réalisation pratique.

D'une manière générale la valeur de C_2 reste comprise entre 4 et 6 pF alors que celle de C_1 va de 10 à 30 pF.

La capacité C_3 prend une valeur comprise entre 20 et 100 pF suivant les quartz et peut se déterminer de manière expérimentale. La réalisation d'un tel filtre à quartz introduit une sélectivité à - 3 dB de l'ordre de 300 à 400 Hz que l'on ne peut pas utiliser pour des applications en téléphonie. La conception de filtres à bande passante large, par exemple 10 kHz, permet leur emploi dans les récepteurs radiophoni-

ques adaptés à la modulation de fréquence en bande étroite ou en modulation d'amplitude. L'avantage considérable consiste à obtenir une pente de rejection très élevée autour de la fréquence centrale. Pour ce faire, on pourra par exemple placer en parallèle sur le quartz une inductance ou utiliser 3 quartz de valeurs légèrement décalées. Nous verrons dans l'avenir comment réaliser de manière pratique un petit récepteur ondes courtes muni d'un filtre à quartz en échelle, de conception simple.

Ph.B.

TMS 320/10 - 9900/40/80/85/89 - M3870 - 1802/04/05/06 - 6301/03/04 - 64180 - 6800/01/02/03 - 6805/HC05/705 - 6809 - 68HC11
68000/08/10/20/30/332 - 8021/22/35/39/45/50/48/49 - 8031/51/32/52 - 8751/535 - 8086/186/286/386 - 8096/196 - Z80 - Z8 etc...

★ NOUVEAUTES 1992 ★

● AVCASE :

Environnement intégré C
Assembleur et debugger C
8051, 8096, Z80, Z180,
6502, 65816, 68HC11



● PLD COMPILER :

Compile la majorité des
PAL, GAL, FPLA d'une
façon simple et conviviale



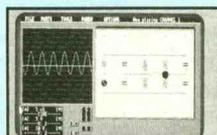
● PROF-IT

Abordable et performant
permet l'analyse du code
6502 - 6800 / 02 - 6809
68 HC11 - 68000 -
8088 / 86 - Z80



● PROTO- LAB

Transforme votre PC en
laboratoire pour la
simulation et le test



● 68000 LAB

Un outil performant
pour le développement
du 68000 / XX sur PC



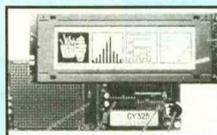
● VAX - VMS - XENIX MODULA 2 UNIX ADA - PLM

Des compilateurs puissants
et professionnels

VAX - VMS -
XENIX/MODULA 2
UNIX ADA - PLM

● LCD PROTO KIT

Un outil simple sur PC
permet le développement
d'application avec
écran LCD



● PROTEUS

Programmateur universel
et autonome et de bon prix



RESUMÉ DE NOTRE CATALOGUE

- Cross assembleurs - Macro assembleurs
- Cross simulateurs - Debuggers
- Cross compilateurs C
- Cross compilateurs PASCAL
- Cross compilateurs XENIX, UNIX
- Cross compilateurs VAX, VMS- ADA
- Cross Compilateurs Modula 2
- Source Level Debuggers
- CAO : Routage manuel
- CAO : Routage auto
- Emulateurs Universel Microprocesseur
- Emulateurs d'Eprom
- Editeurs
- Compilateur pour PLD/PAL
- Programmateur Universel sur PC
- Programmateur Universel autonome
- Programmateurs EPROM sur PC
- Programmateurs par RS 232
- Effaceurs d'EPROM
- Cartes d'application
- Cartes analyseur logique
- Adaptateurs universels pour programmer PGA - PLCC
- Adaptateurs universels pour programmer des MONOCHIPS
- Programmes et cartes de simulation
- Testeur de composants
- Noyau temps réel avec source...

developpers
universal
ETUDES
CONSEIL
GROUPE

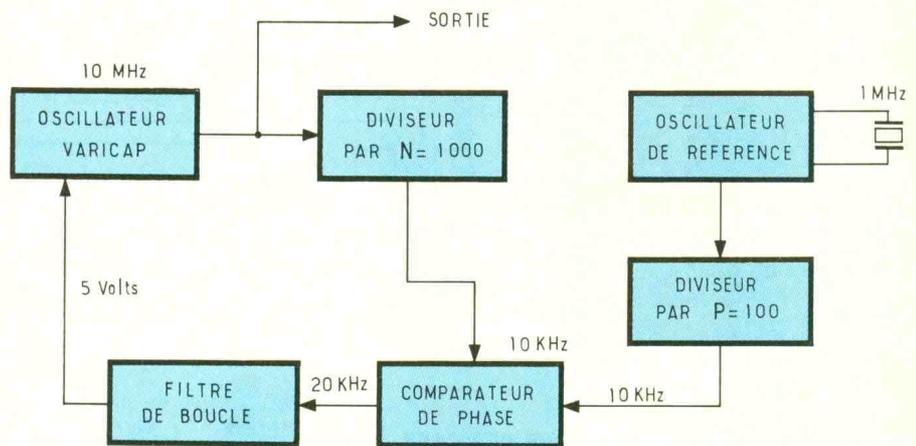
études & conseil
23, av. du 8 Mai 1945
95200 - SARCELLES

TEL. : (1) 39.92.55.49
Télécopie (1) 39.92.21.13

LA SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE



Les synthétiseurs accomplissent l'asservissement linéaire de la fréquence d'un oscillateur. Celui-ci peut tout aussi bien fonctionner sans sa « boucle d'asservissement », mais avec l'instabilité qu'il en résulte. Le principal avantage d'un synthétiseur consiste à verrouiller la fréquence de l'oscillateur sur celle dite de référence, un quartz par exemple.



1 Schéma synoptique d'un synthétiseur de fréquence.

Un système d'asservissement comporte d'une manière générale un ensemble de six fonctions, qui sont l'oscillateur à varicap que l'on souhaite contrôler, un diviseur par N qui ramène sa fréquence d'entrée à celle de référence produite à partir d'un quartz, avant de se voir divisée par un facteur P, le comparateur de phase qui va fournir une tension proportionnelle à l'écart des signaux d'entrée, cette tension traverse un filtre de boucle qui élimine tout signal périodique engendré dans le comparateur. Cet intégrateur donnera une tension continue « lissée » afin d'asservir la fréquence de l'oscillateur par le biais d'une diode varicap.

LE MONTAGE DE BASE

La figure 1 donne le schéma synoptique du plus simple des synthétiseurs de fréquence que l'on puisse trouver. En effet, considérons que l'on souhaite verrouiller l'oscillateur sur une fréquence de 10 MHz à l'aide d'un quartz de 1 MHz, la fréquence de comparaison sera de 10 kHz. L'oscillateur va se caler sur une fréquence équivalente à $f_{osc} = N \cdot f_{comp}$ avec N, le facteur de division principal, et f_{comp} , la fréquence de référence divisée par le facteur P, tel que ici :

$$f_{comp} = \frac{1 \text{ MHz}}{P}$$

Nous avons décidé d'effectuer une comparaison au « pas » de 10 KHz tel que P = 100. Quel sera alors le facteur de division N ?

$$N = \frac{f_{osc}}{f_{ref}} = \frac{10 \cdot 10^6 \text{ Hz}}{10 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = 1000$$

Il reste possible d'effectuer un décalage en fréquence par au moins deux moyens simples. Le premier consiste à modifier le facteur N par « pas » de 1, ils correspondent à chaque fois à un écart de 10 kHz. Par exemple, si N = 1 002, la fréquence de l'oscillateur sera de 10,02 MHz, soit 20 KHz de plus. Vérifions :

$$\begin{aligned} f_{osc} &= N \cdot f_{ref} \\ &= 10 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 1002 \\ &= 10,02 \cdot 10^6 \text{ Hz} \end{aligned}$$

De même en modifiant la fréquence du quartz on obtient un décalage proportionnel. Si le quartz vaut 990 kHz la fréquence de sortie sera de $f_{osc} = 9,9 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 1000 = 9,9 \text{ MHz}$, soit un écart de 100 kHz pour 10 kHz de variation au niveau de la fréquence du quartz. Cela s'explique par le rapport :

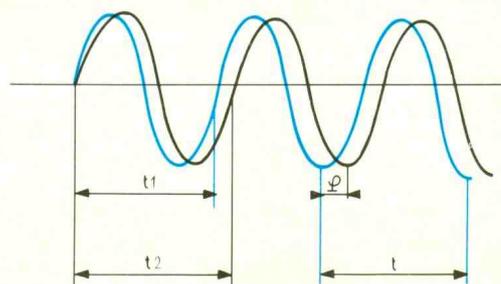
$$\frac{N}{P} = \frac{1000}{100} = 10$$

En pratique, si on réalise un décalage de 1 000 Hz sur le quartz par l'intermédiaire d'un condensateur ajustable, on réalisera un balayage « interpas » permettant l'accord fin en fréquence.

Les sous-ensembles

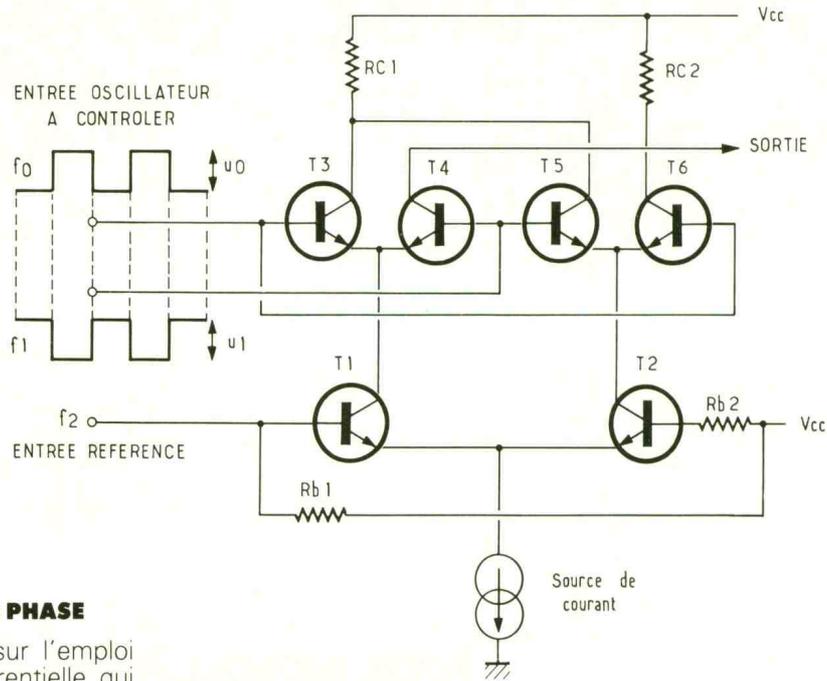
Dans ce paragraphe nous allons voir comment travaillent les différents modules qui constituent un synthétiseur de fréquence.

2 Décalage de phase.



3

Principe d'un comparateur de phase basé sur un étage multiplieur. L'état du comparateur sur sa sortie.



LE COMPAREUR DE PHASE

Le principe repose sur l'emploi d'une structure différentielle qui compare à tout instant « l'écart » ou « différence » de phase qui existe entre deux signaux périodiques d'entrée. De cet écart il délivre une suite de crêteaux à front montant ou descendant, que l'on intègre afin d'obtenir une tension continue proportionnelle à cette différence. Les signaux qui se présentent sur les entrées possèdent la forme de ceux dessinés à la figure 2. Nous disposons de deux périodes t_1 et t_2 décalées dans le temps, « décalage de phase », et dont celle de t_2 vaut $t_1 + a$, puisque leurs fréquences ne sont pas identiques, sauf au verrouillage de la boucle. Le schéma de la figure 3 montre le fonctionnement d'un tel montage. Le signal provenant de l'oscillateur est appliqué sur la double paire différentielle supérieure, transistors T_3 à T_6 , et celui de référence sur les transistors inférieurs T_1 et T_2 . Lorsque l'amplitude u_0 est maximale, les transistors T_3 et T_6 se comportent en interrupteurs fermés, puisqu'ils travaillent à la saturation, alors que T_4 et T_5 se bloquent ; en effet, au même moment, le signal d'amplitude u_1 se retrouve en opposition de phase. Le signal de sortie est prélevé sur le collecteur de T_6 . Trois cas extrêmes sont envisageables :

- 1^{er} cas : le signal de référence est en phase avec celui de l'oscillateur (0 degré) ;
- 2^e cas : ils se retrouvent en opposition (180 degrés) ;
- 3^e cas : ils sont en quadrature (90 degrés).

1^{er} cas : les signaux sont en phase

La tension de sortie aux bornes de R_2 est en phase avec celle de référence, lorsque l'amplitude de f_0 vaut un niveau 1 et en opposition lorsqu'elle vaut 0. Par ailleurs, la fréquence a doublé et s'établit à $2 \cdot f_2$. La composante continue est supérieure de $+u_c$ par rapport au niveau de référence établie quand f_0 est en quadrature avec f_2 , comme le montre le dessin de la figure 3.

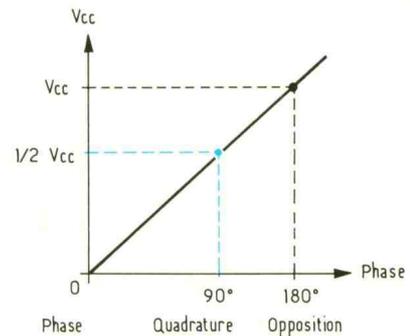
3^e cas : les signaux f_0 et f_2 sont en quadrature

Dans ce cas, quand l'amplitude de f_0 est à l'état haut la tension de sortie est en phase avec celle de f_2 et en opposition dans le cas contraire. A ce moment la composante continue s'établit au niveau de référence déjà cité.

En conclusion

La sortie délivre toujours une fréquence égale à 2 fois celle de référence f_2 et la composante

En phase μ_c
 En quadrature Référence
 En opposition μ_c



2^e cas : les signaux f_0 et f_2 sont en opposition

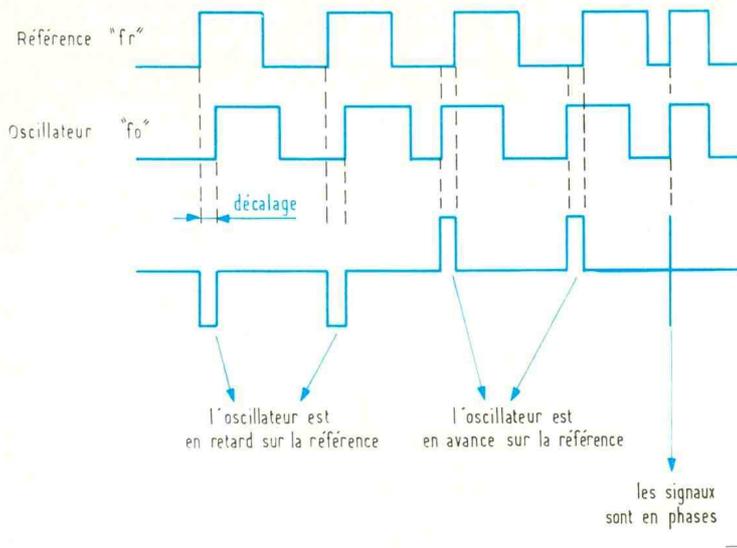
La tension de sortie sur R_2 se trouve en phase avec celle de référence f_2 quand l'amplitude de f_0 est à l'état haut, niveau 1, et en opposition dans le cas contraire. La fréquence f_2 a toujours doublé, mais la tension continue en sortie s'établit à $-u_c$ au-dessous du niveau de référence.

continue disponible varie de $-u_c$ à $+u_c$ lorsque le déphasage passe de 0 à 180 degrés. Le fonctionnement s'identifiant à celui d'un mélangeur actif, on retrouve aussi les fréquences $f_0 + f_2$ et $f_0 - f_2$.

Les comparateurs de phase les plus connus s'appellent les CD 4046, NE 564 et MC 4044 ou une porte « OU exclusif ». L'exemple de la figure 1 montre

4/5

L'état des sorties du MC 145151. Un comparateur de phase basé sur une porte « OU exclusif ».



f ₀	f ₂	s
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

qu'à la sortie du comparateur on dispose d'une fréquence de 20 kHz.

D'une manière générale, on se reporte à la **figure 4** pour apprécier l'état des signaux de sortie sur la broche 4 du MC 145151.

La somme des signaux « $f_0 + f_2$ » est éliminée par un filtre passe-bas afin de préserver la qualité spectrale de l'oscillateur, pour éviter toute modulation de fréquence parasite. Dans le cas de la **figure 5** le comparateur de phase s'apparente à une porte « OU exclusif » comme le « 1 » du CD 4046. Le comparateur « 2 » de celui-ci est du type 3 états, présenté à la **figure 6**.

Lorsque la fréquence de référence f_2 est inférieure à celle d'entrée f_0 , le transistor Mosfet à canal P est conducteur. Ainsi lorsque f_2 est supérieur à f_0 nous assistons à la conduction du Mosfet à canal N. Le comparateur de fréquence se caractérise par son gain appelé G_p , il s'exprime en volts par radian. Il s'agit du rapport entre la tension de sortie et l'écart de phase produit par les deux signaux d'entrée. La sortie du comparateur fournie, nous l'avons vu plus haut, une fréquence $f_0 + f_2$ qu'il nous faut éliminer. Ce rôle est tenu par le filtre passe-bas ou l'intégrateur. Appelé aussi « filtre de boucle », il joue un rôle très important dans le système d'asservissement.

Plusieurs choix restent envisageables selon la loi de transfert du comparateur, ils vont du simple réseau RC passif au filtre actif. La bande passante du filtre conditionne la plage de capture de la boucle, une bande étroite la réduit mais améliore la qualité de la tension de sortie en réduisant

le bruit qui se superpose à elle. En revanche, le temps d'accrochage devient plus long à cause de la constante de temps augmentée. Lorsque la fréquence de comparaison est petite, par exemple 1 000 Hz, les problèmes surgissent puisque $f_0 + f_2 = 2$ kHz. Si f_2 vaut 10 kHz on aura plus de facilité à réaliser le filtre et obtenir un compromis au niveau de la réjection de $f_0 + f_2$, donc du bruit, et du temps de verrouillage de la boucle. Nous avons représenté sur la **figure 7** différents modèles envisageables. Les modèles présentés à la **figure 7a** et **b** ne conviennent

pas le second ordre qui donne une bonne réjection de f_2 . Les éléments prennent une valeur correspondant à :

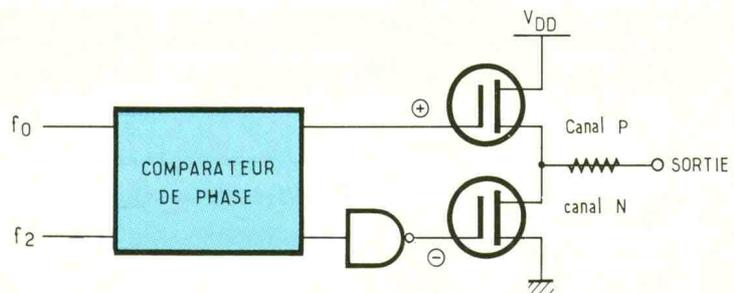
$$2 \cdot \pi \cdot f_2 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 \cdot C_2}}$$

le rapport $\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$

détermine la pente du filtre, on lui donne souvent la valeur de 0,707. Nous verrons plus loin que d'autres paramètres rentrent en ligne de compte dans le calcul du filtre de boucle, particulièrement le gain de l'oscillateur, le facteur de division principal et le gain de comparateur de phase.

L'OSCILLATEUR A CONTROLER

Il s'agit du module que contrôle le synthétiseur, il fournit une fré-



6 Le comparateur 2 du CD 4046.

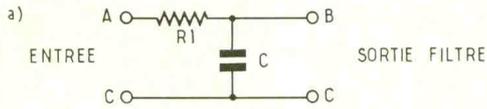
que lorsque la fréquence de comparaison est élevée. La **figure 7c** montre un filtre à crevasse très sélectif qui permet d'éliminer la fréquence de référence « f_2 ». Les éléments s'obtiennent avec les deux formules suivantes :

$$C_2 = \frac{2 \cdot Q}{\pi \cdot f_2 \cdot R}$$

$$\text{et } C_1 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot R)^2 \cdot C_2}$$

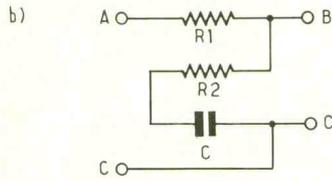
En principe on prend $Q = 1$. La **figure 7d** représente un filtre

quence stable. Son fonctionnement repose sur le principe exposé à la **figure 8**, il peut tout aussi bien travailler sans la boucle de verrouillage mais avec une instabilité certaine. Pour que le synthétiseur verrouille l'oscillateur, ce dernier doit obligatoirement fonctionner dans la plage de capture de la boucle avec la même variation de la tension de contrôle. Le gain de l'oscillateur est un paramètre important, on évalue par la variation de fréquence qu'engendre une varia-



tion de tension de 1 V, par exemple 2 MHz par volt, tel que :

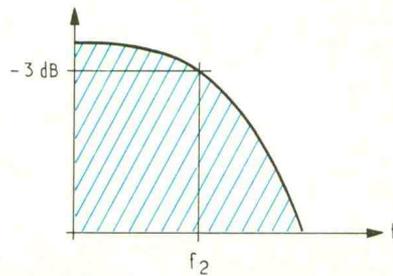
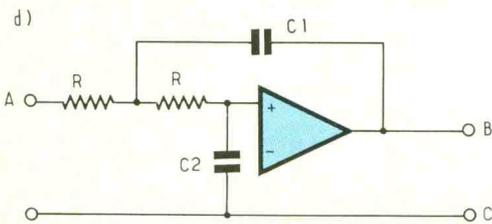
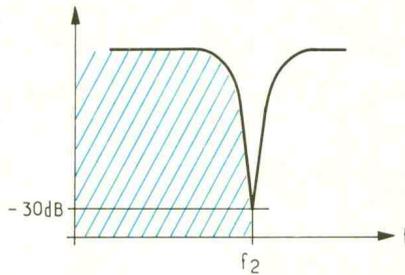
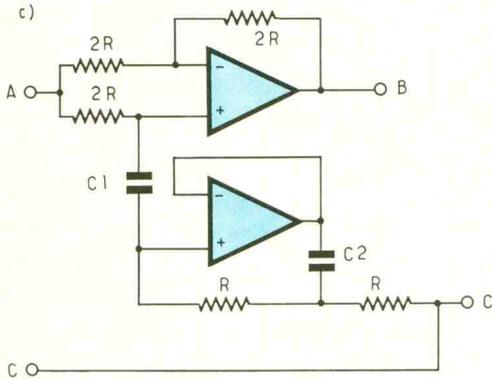
$$\frac{\Delta F}{\Delta V} = \frac{26 \text{ MHz} - 28 \text{ MHz}}{7 \text{ V} - 6 \text{ V}} = \frac{2 \text{ MHz}}{1 \text{ V}}$$



On l'exprime aussi en radians/seconde/volts, et dans ce cas il vaut :

$$G_0 = 2 \cdot \pi \cdot \frac{\Delta F}{\Delta V}$$

$$= 12,56 \cdot 10^6 \text{ rad/s/V}$$



7 Quatre modèles de filtres de boucles, a/b passifs ; c/d, actifs.

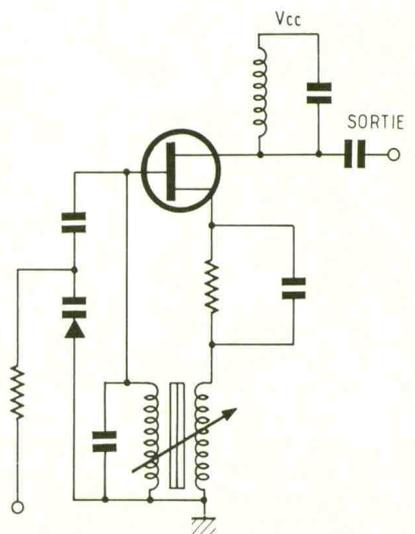
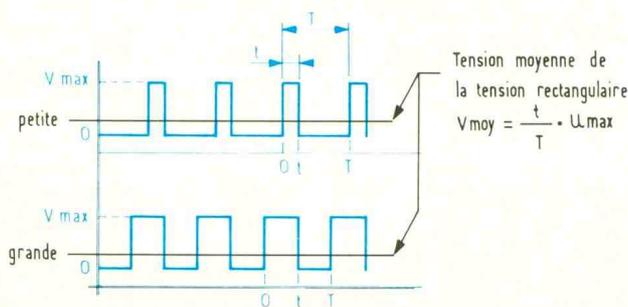
LA PROGRAMMATION DU SYNTHÉTEUR

Nous parlerons des diviseurs par N vus à la **figure 1**. Le principe consiste à multiplier par 1/N la fréquence de l'oscillateur local, l'OL pour plus de commodité, afin de mettre en évidence l'égalité ou l'écart de fréquence résultant, que le comparateur traitera afin de rétablir la fréquence programmée. Dans certaines applications le diviseur pourra être fixe et, dans d'autres, il deviendra programmable ; dans cette catégorie on peut citer les CD 4049, 74 191, 74 192. Le CD 4029 permet de compter/décompter en binaire de 0 à 15 ou en décimales de 0 à 9, et ce pour une fréquence d'entrée ≤ 10 MHz. Le 74 192 effectue les mêmes opérations mais en décimales uniquement jusqu'à 30 MHz. Le 74 191 compte et décompte en binaire jusqu'à 30 MHz. Les deux modèles existent en version CD 40 191 et 40 192. Dans le cas de la **figure 1** le diviseur par N multiplie par 1/100^e la fréquence d'entrée, c'est-à-dire qu'à la sortie nous retrouvons 1 impulsion pour 100 présentes à l'entrée. Lors d'exemples concrets nous mettrons en œuvre, de façon pratique, l'ensemble des considérations que nous venons de survoler au travers de ces quelques lignes. En attendant, travaillez la théorie et affûtez vos fers à souder.

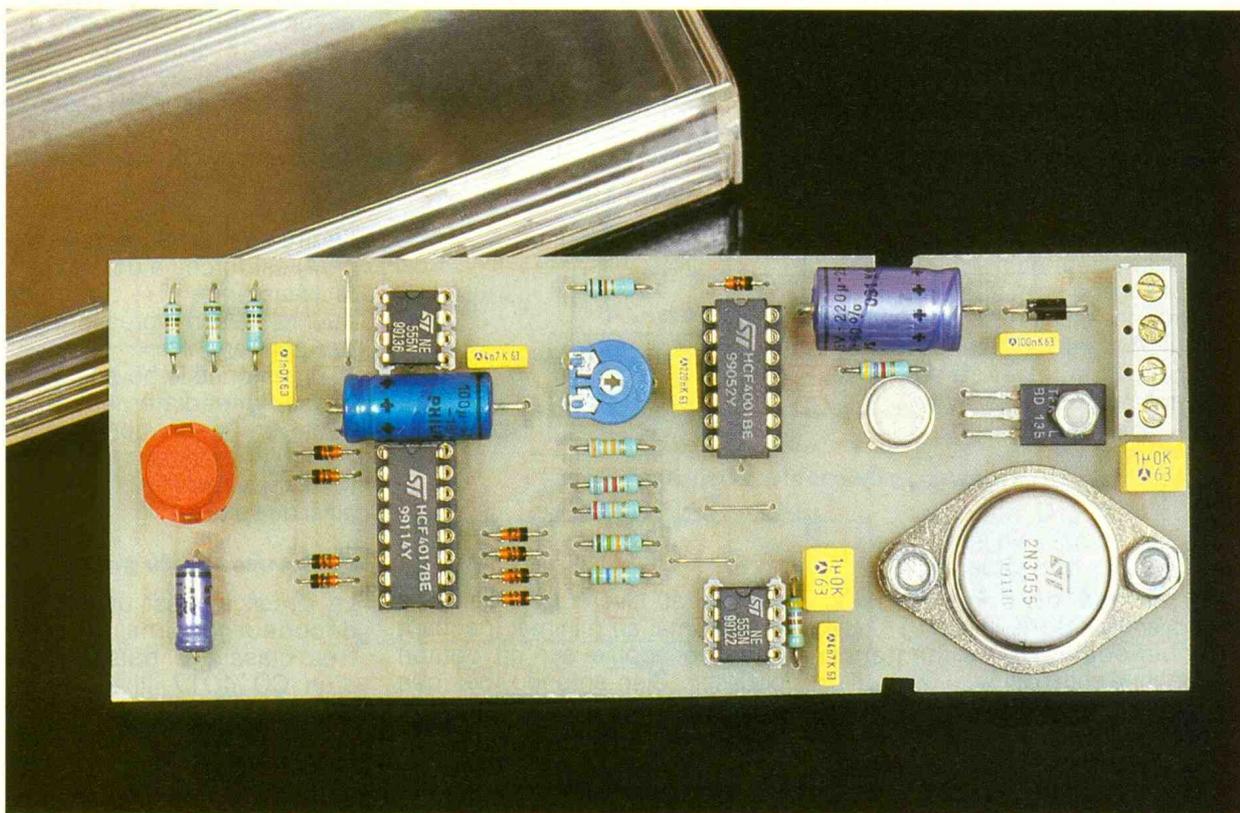
Ph. B.

Annexe aux filtres de boucle

La valeur moyenne de la tension continue est proportionnelle au rapport cyclique du signal rectangulaire disponible à la sortie du comparateur de phase. Plus le rapport t/T devient petit, plus la valeur moyenne diminue. L'intégration du signal s'effectue à l'aide du filtre passe-bas.



8 Le principe d'un oscillateur « verrouillable ».



UN GRADUATEUR DIGITAL 12 V



Ce montage rendra service aux possesseurs de caravanes, où il n'y a généralement rien de prévu pour obtenir un éclairage gradué à partir de la tension d'alimentation de 12 V. Le gradateur que nous décrivons dans ces colonnes pourra également être utilisé dans d'autres domaines, tels que la commande progressive de la ventilation d'une voiture, d'une mini-perceuse, ou encore l'alimentation d'un train électrique.

I - LE PRINCIPE

a) Principe de la graduation de la puissance (fig. 1)

Il existe plusieurs moyens de graduer la puissance de l'alimentation d'un récepteur électrique. En courant continu, par le passé, on avait surtout recours à une variation de la tension aux bornes du récepteur, par le principe du rhéostat, par exemple. Une telle solution n'est guère intéressante, étant donné que la présence de résistances chutrices a pour conséquence le dégagement d'une chaleur non négligeable. Sur le plan du rendement non plus, la solution n'est pas très satisfaisante ; en effet, l'énergie non utilisée par le récepteur est définitivement perdue en chaleur. Avec les progrès de l'électronique, notamment dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, d'autres solutions ont fait leur apparition. Le principe de base repose sur la possibilité de « hacher » le courant continu. On présente ainsi aux bornes du récepteur la totalité de la tension, mais à des intervalles de temps déterminés et pendant des durées données. Il en résulte la suppression de tout dégagement

inutile de chaleur ; on aboutit alors à une tension moyenne dont on peut facilement faire varier la valeur en adoptant l'un des principes suivants :

- à une fréquence fixe, des impulsions de tension d'une durée variable de zéro à la période de la fréquence de base, permettent d'obtenir toute une progression dans la graduation ;

- des impulsions de durée fixe sont présentées aux bornes du récepteur, mais à une période variable, allant de l'infini (puissance nulle) à celle qui caractérise la durée de l'impulsion.

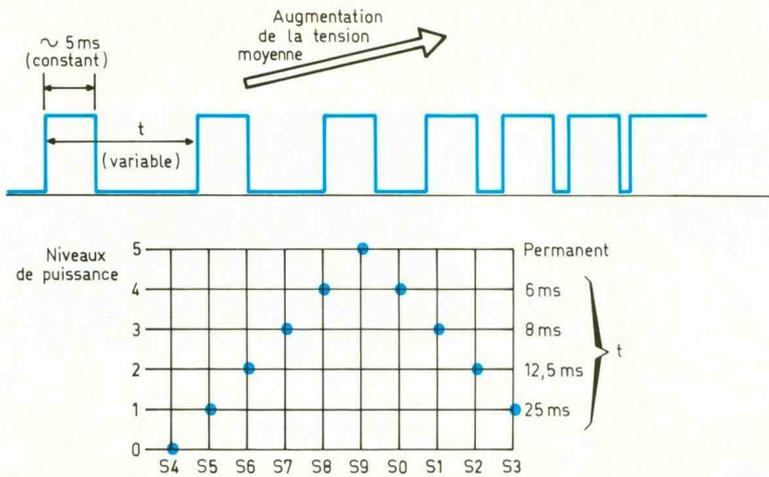
C'est la seconde solution que nous avons choisie. La largeur des impulsions retenues est de 5 ms. Nous verrons que la période de ces impulsions peut se caractériser par l'une des six valeurs suivantes :

- période infinie (donc pas d'impulsion) soit 0 % de la tension ;
- période de 25 ms

$$\text{Tension moyenne} = \frac{5}{25}$$

= 20 % de la tension totale

- période 12,5 ms, tension moyenne = 40 % ;
- période 8,3 ms, tension moyenne = 60 % ;



1 Evolution de la tension moyenne avec le rapport cyclique.

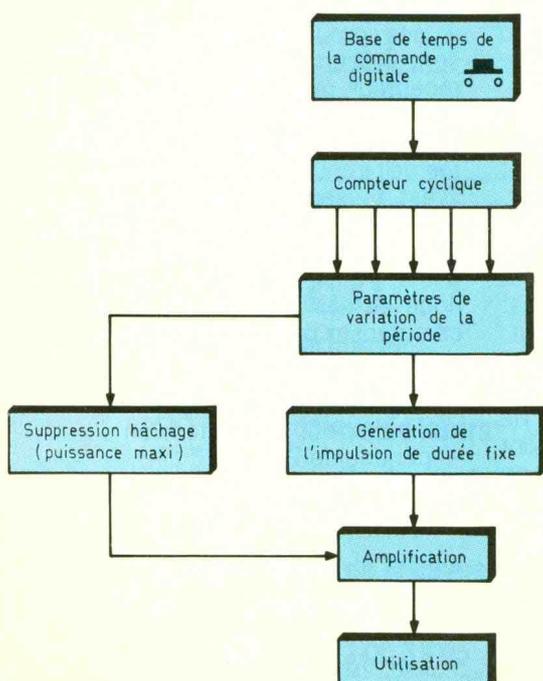
- période 6,25 ms, tension moyenne = 80 % ;
- période nulle, alimentation continue soit 100 %.

b) Principe de fonctionnement du gradateur (fig. 2)

Les six niveaux de puissance sont obtenus par la rotation d'un compteur qui parcourt ainsi une boucle fermée allant du niveau

minimal au niveau maximal, puis du maximal au minimal, pendant que l'on appuie sur un bouton poussoir. Bien entendu, dès que l'on relâche le bouton poussoir, le compteur reste figé sur sa position. Chaque position de sortie du compteur commande une fréquence donnée à un oscillateur. Chaque créneau généré par cet oscillateur commande à son tour la formation de l'impulsion de durée fixe. Après une amplification convenable, le récepteur est alimenté par ces impulsions. A noter que le hachage est supprimé dans le cas de la puissance maximale, pour laquelle l'alimentation est, bien entendu, continue.

2 Schéma synoptique du gradateur.



II - LE FONCTIONNEMENT (fig. 3)

a) Alimentation

L'alimentation est réduite à sa plus simple expression. Une diode D_1 fait office de détrompeur et évite de ce fait la destruction des composants en cas d'erreur de raccordement de la polarité d'alimentation. La capacité C_1 assure un relatif filtrage dans le cas où le moteur du véhicule tournerait ; en effet, dans ce cas, la charge de la batterie se traduit, notamment au ralenti, par de faibles ondulations de la tension. La capacité C_2 découple cette alimentation très simple, du montage aval. On notera que le circuit de puissance est directement raccordé en amont de D_1 sur l'alimentation.

b) Base de temps de la commande digitale

Le circuit intégré référence IC_1 est un « 555 » bien connu de nos lecteurs. Il délivre sur sa sortie (broche n° 3) des créneaux dont la période dépend essentiellement de R_1 , R_2 et C_3 . Dans le cas présent, cette période est de l'ordre de la seconde. Si on n'appuie pas sur le bouton poussoir, l'entrée de remise à zéro (broche n° 4) est forcée à un état bas par la résistance R_{11} ; en conséquence, la sortie présente un état bas permanent.

Si on enfonce le bouton, la sortie passe immédiatement à l'état haut, et, si on continue d'appuyer sur le bouton, elle passe à l'état bas, puis à l'état haut, et ainsi de suite.

c) Commande du gradateur

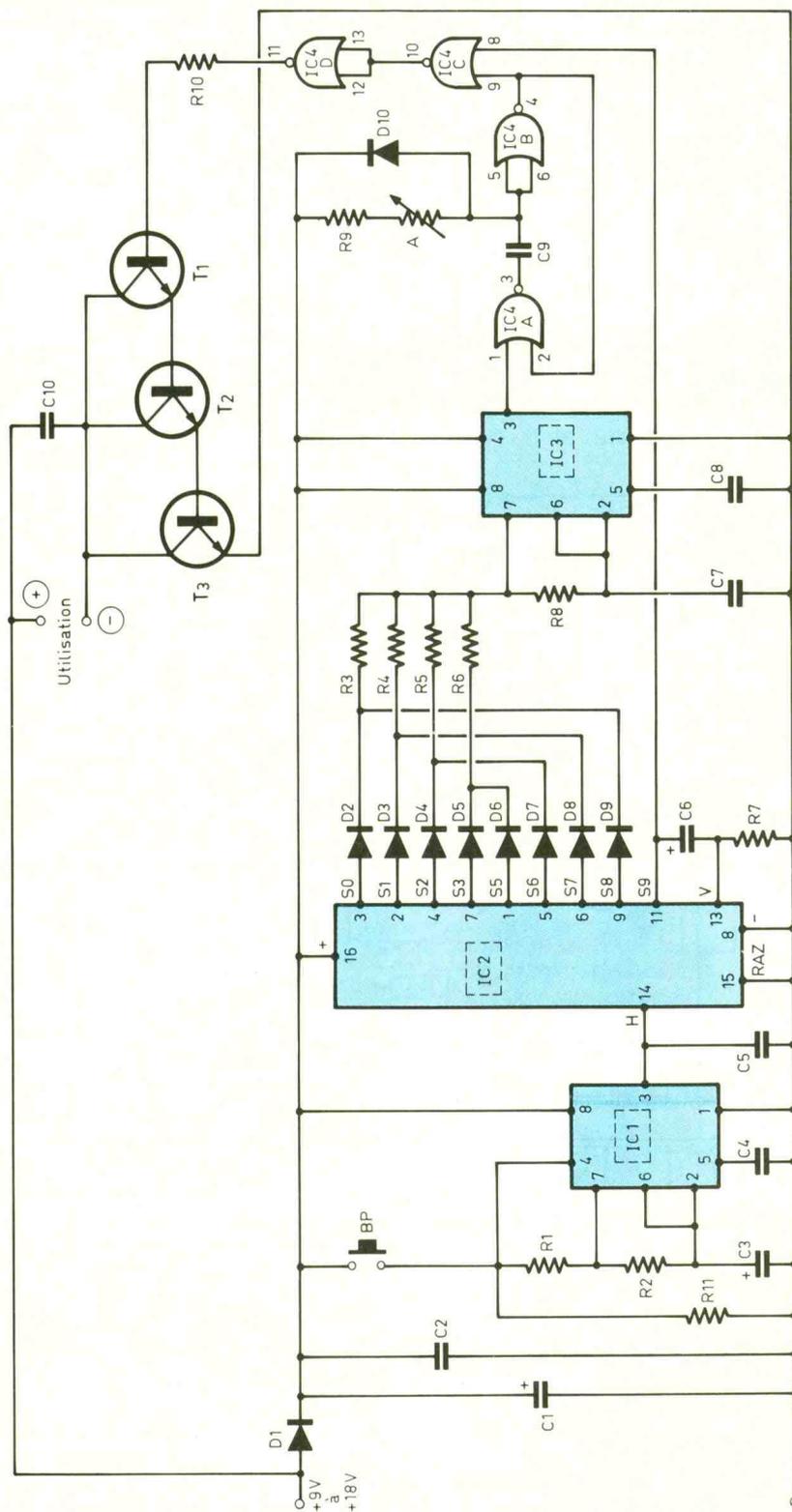
Le circuit IC_2 est un compteur-décodeur décimal également très classique puisqu'il s'agit d'un CD 4017. Il avance d'un pas chaque fois que l'on présente sur son entrée « horloge » un front ascendant, à condition toutefois que son entrée RA_2 et son entrée de validation V se trouvent soumises à un état bas, ce qui est le cas général dans ce montage. Nous verrons ultérieurement une exception au niveau de l'entrée de validation.

Lorsque le compteur avance d'un pas, cela revient à déplacer l'état haut présent sur la sortie S_n à la sortie suivante S_{n+1} . Lorsque le compteur atteint la position S_9 , la position suivante est la sortie S_0 .

d) Variation de la fréquence de pilotage

Le circuit IC_3 est encore un « 555 » ; il délivre des créneaux sur sa sortie, mais la période de ces derniers dépend de la position du compteur IC_2 . Etant donné la présence des diodes D_2 à D_9 , six cas se présentent, suivant la position d' IC_2 :

- S_4 : cette sortie n'étant pas utilisée, IC_3 présente sur sa sortie un état haut permanent de repos ;
- S_5 et S_3 : les composants périphériques intervenant dans la détermination de la période d' IC_3 sont R_6 , R_8 et C_7 . Dans le cas présent, la période des créneaux délivrés est de l'ordre de 25 ms ;
- S_6 et S_2 : la période des signaux issus de IC_3 passe à 12,5 ms ;



3 Schéma de principe.

- S₇ et S₁ : la période devient 8 ms ;
- S₈ et S₀ : la période est de 6 ms.

Le compteur IC₂, en tournant, a ainsi pour conséquence de faire générer sur la sortie d'IC₃ des créneaux de période d'abord dé-

croissante, puis croissante, comme le montre le graphique de la figure 1.

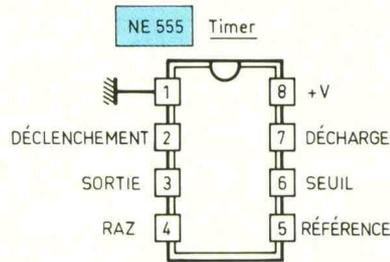
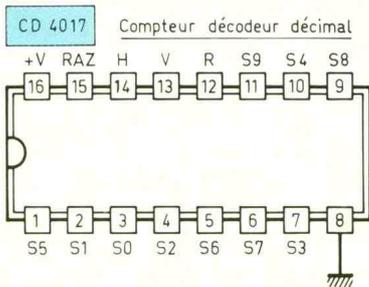
e) Génération de l'impulsion de base

Les portes NOR A et B d'IC₄ forment une bascule monostable. Une telle bascule délivre sur sa sortie des impulsions positives de durée fixe et uniquement dépendante des valeurs de R₉, A et C₉. La bascule déclenche au moment du front positif présenté sur son entrée de commande 1. Grâce à l'ajustable A, il est possible de régler la largeur de cette impulsion. Si le curseur est placé en position médiane, les impulsions délivrées se caractérisent par une durée de l'ordre de 5 ms. La diode D₁₀ permet une décharge plus rapide de C₉ afin que la bascule soit prête le plus vite possible à encaisser la commande suivante. Ce dernier point est intéressant lorsque l'on atteint le niveau de puissance N-1, où la période de succession des impulsions est de 6 ms pour des largeurs de 5 ms. L'entrée 8 de la porte NOR C étant généralement à l'état bas (sauf pour la position S₉ d'IC₂, sur laquelle nous reviendrons), l'impulsion positive est inversée par cette dernière porte pour être inversée une dernière fois en impulsion positive par la porte NOR D.

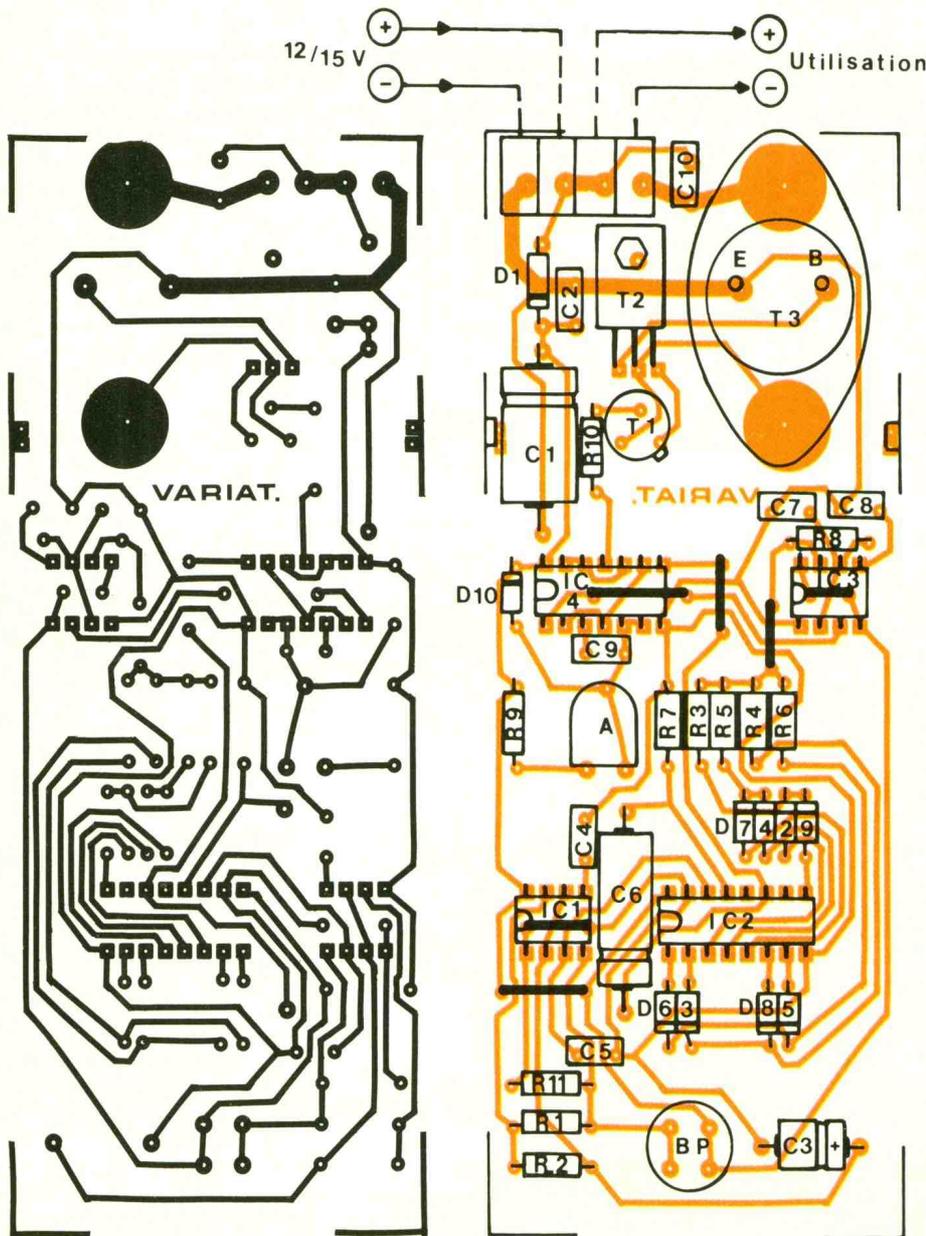
f) Puissance maximale

Elle correspond à la position S₉ du compteur IC₂. Nous avons vu que, dans ce cas, IC₃ se trouvait neutralisé. Mais la présence d'un état haut permanent sur l'entrée 8 de la porte NOR C a pour conséquence l'apparition d'un état bas sur la sortie de la porte NOR C et donc d'un état haut permanent sur la sortie de la porte NOR D.

En appuyant en permanence sur le bouton poussoir, nous avons vu que les positions du compteur IC₂ se succédaient à intervalles réguliers de l'ordre de la seconde. Au niveau de l'utilisation, on constatera alors différentes allures progressives puis dégressives de l'éclairage d'une ampoule, par exemple. Sans disposition particulière, on risquerait de ne pas reconnaître, tout de suite, cette position de puissance maximale. Quand on la reconnaîtra, ce sera déjà trop tard puisque le compteur, en



4 Brochage des composants. 5/6 Dessin du circuit imprimé. Implantation des composants.



changeant de position aura déjà passé au niveau correspondant au degré de puissance immédiatement inférieur. Pour éviter ce

désagrément, lorsque le compteur atteint la position S₉, du fait de la charge de C₆ à travers R₇, l'entrée de validation V est sou-

mise à un état haut pendant plusieurs secondes. Le compteur IC₂ reste alors figé sur la position S₉ même en continuant d'appuyer sur le bouton poussoir. Il reprend son cycle normal après environ 3 ou 4 s si on continue d'appuyer sur le bouton poussoir.

g) Circuit de puissance

Les transistors T₁, T₂ et T₃ sont montés en Darlington. Au niveau de leurs saturations respectives, on enregistre la fidèle réplique des états hauts délivrés par la porte NOR D d'IC₄. Rappelons qu'un montage Darlington réalise un gain extrêmement important en courant. Du fait du fonctionnement en tout ou rien des transistors, il n'est même pas nécessaire de refroidir le transistor de puissance T₃. Le récepteur est à relier entre le « plus » de l'alimentation et les collecteurs communs des transistors.

III - LA REALISATION

a) Circuit imprimé (fig. 5)

Aucune remarque particulière quant à la réalisation. La configuration est assez simple, et il est possible d'appliquer directement les éléments de transfert Mecanorma, pastilles et bandelettes adhésives de 0,8 mm, sur le cuivre de l'époxy. Auparavant, on aura pris la précaution de bien dégraisser cette surface d'application pour une bonne adhérence des produits. Le circuit sera ensuite gravé dans un bain de perchlore de fer, puis abondamment rincé à l'eau tiède. Toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir pour les adapter aux diamètres des connexions de composants plus volumineux, tels que les capacités ou les transistors de puissance.

b) Implantation des composants (fig. 6)

Après la mise en place des straps de liaison, on procédera à l'implantation des diodes, des résistances, des capacités et des transistors. Il va sans dire qu'il convient d'apporter un soin tout à fait particulier au niveau du respect de l'orientation des compo-

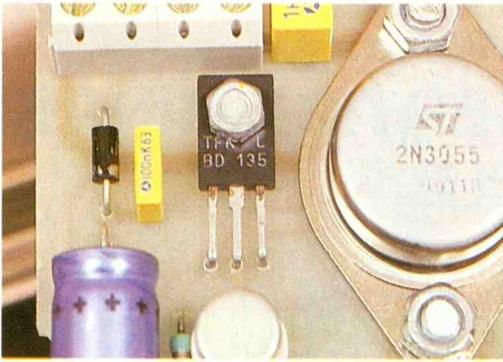


Photo 2. – Le transistor BD 135 reste fixé au circuit imprimé par une vis et son écrou juste derrière le bornier de sortie.

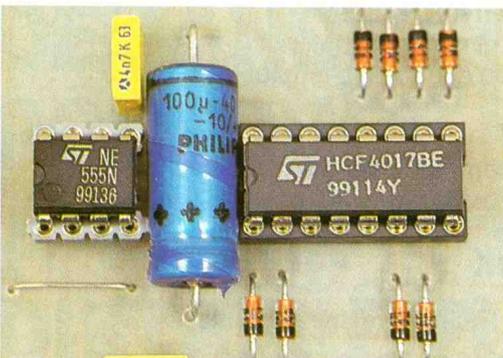
sants polarisés. Les circuits intégrés seront montés sur supports. Cette disposition évitera de les chauffer inutilement, voire de les détruire. Le curseur de l'ajustable est à placer en position médiane. Le transistor de puissance T₃ sera fixé à l'aide de vis et d'écrous de diamètre 4. Attention à l'orientation correcte des circuits intégrés sur leur support. Attention également aux polarités de l'alimentation.

On n'oubliera pas non plus de réaliser les deux encoches latérales sur le module : elles serviront pour le positionnement du circuit imprimé dans le coffret transparent Heiland.

c) Mise au point

Après avoir relié le circuit à une alimentation de 12 à 15 V et monté un récepteur, par exemple, une ampoule de 12 V/21 W, on appuiera sur le bouton poussoir pour constater le déroulement correct des niveaux progressifs et dégressifs de puissance.

Photo 3. – Les circuits intégrés reposent sur des supports qui garantissent un dépannage éventuel.



A l'aide d'un multimètre, on recherchera la position correspondant au niveau de puissance immédiatement inférieur à la puissance maximale (position S₈ ou S₀ du compteur CD 4017, broche n° 9 ou n° 3). Ensuite, le multimètre sera à relier aux bornes du récepteur, calibre 20 V en continu. On calculera alors la valeur de tension correspondant à 80 % de la tension d'alimentation. Si cette dernière est de 12 V par exemple, on réglera le curseur de l'ajustable de manière à obtenir une tension de 9,6 V aux bornes de l'utilisation. ■

LISTE DES COMPOSANTS

6 straps (4 horizontaux, 2 verticaux)

R₁ : 51 kΩ (vert, marron, orange)

R₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R₃ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)

R₄ : 15 kΩ (marron, vert, orange)

R₅ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)

R₆ : 56 kΩ (vert, bleu, orange)

R₇ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₈ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R₉ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R₁₀ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R₁₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

A : ajustable 100 kΩ, implantation horizontale, pas de 5,08

D₁ : diode 1N 4004

D₂ à D₁₀ : 9 diodes signal 1N 4148, 1N 914

C₁ : 220 µF/16 V électrolytique

C₂ : 0,1 µF milfeuillet

C₃ : 22 µF/16 V électrolytique

C₄ : 4,7 nF milfeuillet

C₅ : 1 nF milfeuillet

C₆ : 100 µF/16 V électrolytique

C₇ : 0,47 µF milfeuillet

C₈ : 4,7 nF milfeuillet

C₉ : 0,1 µF milfeuillet

C₁₀ : 1 µF milfeuillet

T₁ : transistor NPN 2N 1711, 2N 1613

T₂ : transistor NPN BD 135, BD 137

T₃ : transistor NPN 2N 3055

IC₁ : NE 555 (timer)

IC₂ : CD 4017 (compteur, décodeur décimal)

IC₃ : NE 555 (timer)

IC₄ : CD 4001 (4 portes NOR à 2 entrées)

2 supports 8 broches

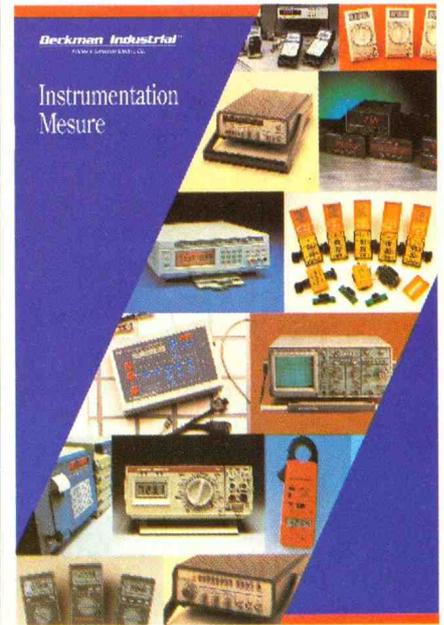
1 support 14 broches

1 support 16 broches

Bornier soudable 4 plots

Bouton poussoir pour circuit imprimé (contact travail)

Coffret transparent Heiland



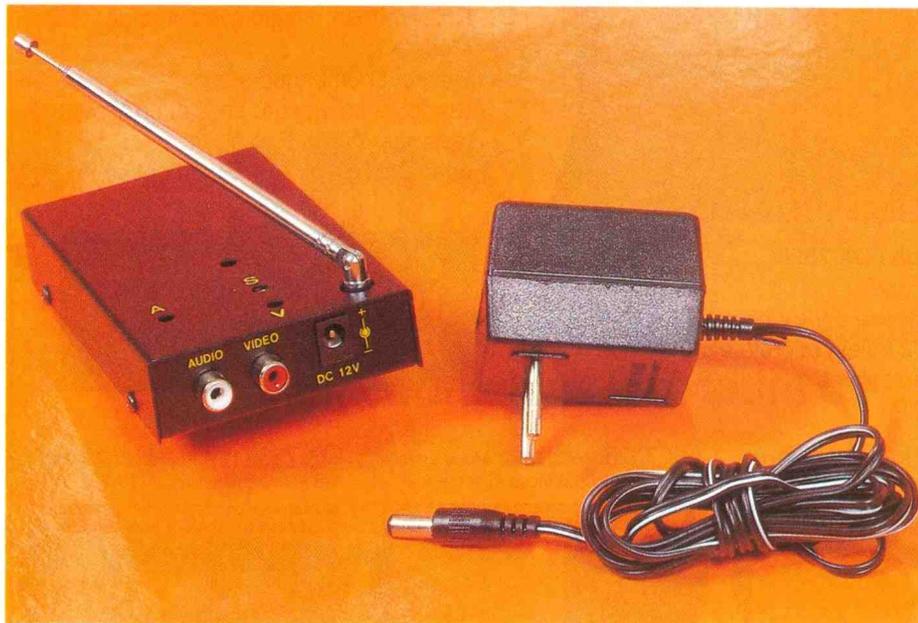
La société Beckman Industrial, affiliée à Emerson Electric Co., présente son catalogue pour l'année 1992. Une vaste gamme d'appareils de mesure de haut niveau regroupés au sein des 40 pages. Les multimètres digitaux occupent une grande place avec une gamme très diversifiée allant du simple contrôleur de poche au plus sophistiqué jusqu'au modèle de table pour laboratoires d'essais ou d'entretien. La firme dispose également de pince ampèremétrique avec sonde à effet Hall, de capacimètre, testeur de composants, pont de mesure RLC et un testeur spécialisé pour l'automobile. Au chapitre des accessoires nous trouvons des sondes THT et haute fréquence, thermocouples de type K avec huit modèles disponibles, des convertisseurs de température-tension et trois sondes logiques. Une gamme très importante d'oscilloscopes professionnels numériques allant de 20 à 60 MHz, sur lesquels peuvent venir se connecter une table spécialisée dans le test de composants électroniques. Le fabricant propose également des générateurs de fonctions multiples ainsi que des fréquencemètres mesurant des valeurs aussi élevées que 1 300 MHz. Une gamme d'alimentations stabilisées complète ce catalogue, destiné avant tout aux amateurs avertis et professionnels de l'électronique.

Beckman Industrial
1 bis, avenue du Coteau
93220 Gagny
Tél. : 43.02.76.06

TRANSMETTEUR AUDIO VIDEO SEV ELECTRONIC



Ce petit émetteur transmet sans fils une image vidéo accompagnée de l'audio correspondante provenant d'un magnétoscope ou de toute autre source. Il permettra la diffusion à l'intérieur de votre habitation sans recourir à l'installation de câbles. Son fonctionnement réclame l'emploi d'un téléviseur multistandard PAL/SECAM aux normes B/G/L. La fréquence d'accord se situe sur le canal 31 ou autre selon la région. A noter la présence de « La 5 » sur le canal 30 en région parisienne.



LE PRINCIPE EMPLOYÉ

Il repose sur une transmission de fréquences UHF modulées en amplitude par la vidéo négative, le top de synchronisation étant positif, puisqu'il travaille aux normes B européennes. A la vidéo vient se superposer le signal 5,5 MHz modulé en fréquence par le signal audio. Un oscillateur produit le signal UHF amplifié par un second transistor, qui reçoit par ailleurs le signal multiplex composé de la vidéo et de la sous-porteuse FM audio. Ce signal module en amplitude l'amplificateur final qui l'applique à l'antenne. Celle-ci diffuse l'ensemble à l'intérieur d'un appartement ou d'une maison.

MISE EN ŒUVRE

La face avant dispose d'un interrupteur de marche-arrêt et d'une DEL indiquant la mise en fonction de l'appareil. A l'arrière, côté antenne, il dispose de trois fiches d'entrée. Les entrées audio, qui nécessite 775 mV crête à crête, vidéo, qui demande 1 V crête à crête, et l'alimentation 12 V. Une fois tous les raccordements réalisés il faut placer l'antenne en po-

sition verticale et la déployer légèrement.

L'appareil dispose de trois réglages fin sur le dessus du boîtier, qui normalement ne doivent pas être touchés.

– **Images pâles avec neige** = signal vidéo faible. Régler la vis V dans le sens des aiguilles d'une montre.

– **Images claires, distordues** = signal vidéo trop puissant. Régler la vis V dans le sens contraire du précédent.

– **Son faible, avec parasites** = signal audio trop faible. Régler la vis A dans le sens des aiguilles d'une montre.

– **Son puissant avec distorsions** = signal audio trop puis-

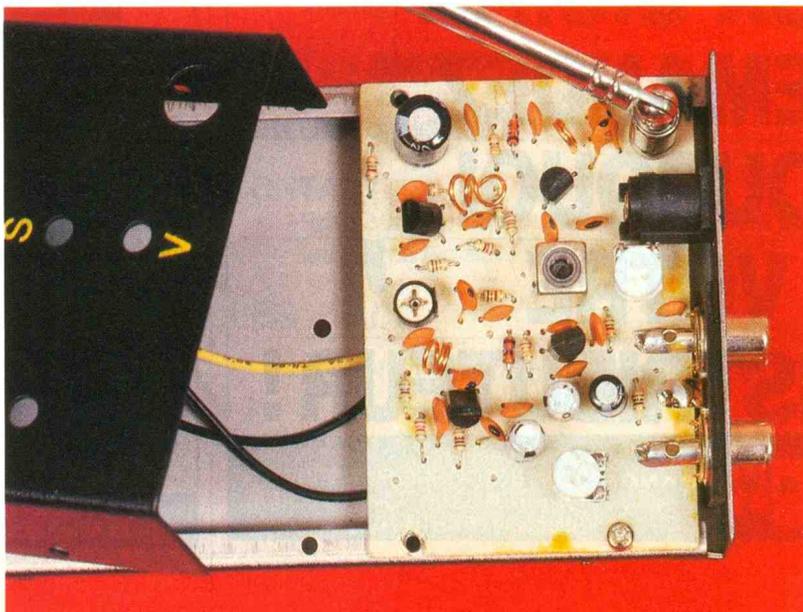
sant. Régler la vis A dans l'autre sens.

– **Son flou et anormal**. Fréquence mal ajustée. Régler très délicatement la vis F jusqu'au résultat recherché.

Dans le cadre d'applications domestiques, toute liaison audio-vidéo reste envisageable à partir d'un caméscope, magnétoscope, console de jeux vidéo ou micro-ordinateur. La société SEV Electronic commercialise le produit au prix de 490 FF TTC avec l'adaptateur secteur.

SEV Electronic
12, rue d'Aix
75010 Paris.
Tél. : 40.18.32.76

Photo 2. – De conception simple, cet émetteur met en œuvre peu de composants.



CONNAITRE ET COMPRENDRE LES CIRCUITS INTEGRES

FICHE TECHNIQUE SSI 202/203



Le circuit intégré décrit dans cette fiche assure le décodage des fréquences vocales utilisées dans la numérotation téléphonique suivant le principe de la DTMF (dual tone multi frequency). Il joue en fait le rôle inverse du circuit TCM 5089 évoqué dans une précédente fiche.

I - CARACTERISTIQUES GENERALES

Alimentation : 5 V (7 V maximum).

Consommation : 10 mA.

Nécessite très peu de composants périphériques : une résistance et un quartz. Il n'est pas nécessaire de traiter particulièrement le signal analogique à décoder : le circuit est équipé des filtres convenables.

Le circuit est capable de détecter soit 12, soit 16 paires de fré-

quences standards du système DTMF.

Décodage en code hexadécimal, ou en binaire codé 2 x 8.

Rejet automatique du 50 et du 60 Hz.

Les sorties sont à trois états (haut, bas et haute impédance).

Possibilité de faire fonctionner plusieurs SSI 202/203 avec le même quartz de référence.

II - BROCHAGE (fig. 1)

Le circuit intégré se présente sous la forme d'un boîtier rectangulaire de 18 broches « dual in line » (2 rangées de 9 broches). Le « plus » de l'alimentation correspond à la broche n° 5. Le « moins » est à relier aux broches 7 et 10. Le signal analogique à décoder est présenté sur l'entrée ANALOG IN qui correspond à la broche n° 9. Les sorties D₁, D₂, D₄ et D₈ délivrent les niveaux logiques se rattachant au codage retenu ; elles correspondent respectivement aux broches n°s 1, 18, 17 et 16.

Les broches n°s 11 et 12, X_{IN} et X_{OUT}, sont à relier au quartz externe pilotant la base de temps. Quant à la sortie ATB (broche n° 13), elle est destinée à un transfert éventuel de la base de

temps vers un autre circuit SSI 202 ou 203. Par l'intermédiaire de X_{EN} (broche n° 8), la base de temps propre du boîtier peut être neutralisée, ou au contraire activée. La broche EN, numérotée 3, permet l'obtention du troisième état sur les sorties D_i.

Le choix du type de codage est défini grâce à l'entrée HEX/B28 correspondant à la broche n° 2. Grâce à la broche n° 4, référencée IN 1633, il est possible de sélectionner les 12 ou 16 canaux de la DTMF. La broche n° 14, DV, contrôle le fonctionnement du décodage ; c'est une sortie. Quant à la broche n° 15, qui est une entrée, elle peut être utilisée pour faire cesser les indications délivrées par DV ; c'est la broche référencée CLRDV.

Enfin, la broche n° 6 n'est pas connectée sur le SSI 202. En revanche, sur le SSI 203, elle peut être utilisée pour signaler la réception correcte du signal analogique à décoder ; dans ce cas, elle porte la référence ED.

III - FONCTIONNEMENT (fig. 2 et 3)

a) Les signaux d'entrée

Les signaux analogiques à décoder sont à présenter sur l'entrée ANALOG IN. Si la composante continue du signal est inférieure au potentiel positif d'alimentation, le couplage peut être direct. Si la valeur de cette composante est en revanche supérieure au potentiel d'alimentation, il y a lieu d'intercaler une capacité de l'ordre de 0,1 µF qui bloque la composante continue du signal.

L'amplitude des signaux doit être comprise entre - 32 et + 2 dB. Rappelons que le niveau N exprimé en dB (décibels) peut être défini par l'expression mathématique :

$$N_{dB} = 20 \log_{10} \frac{u}{u_0}$$

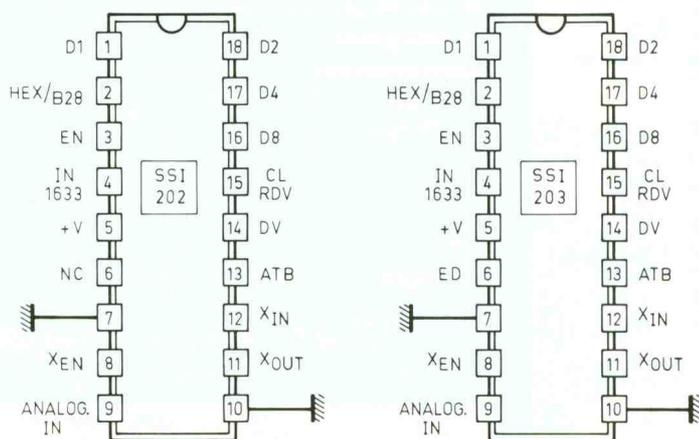
Dans cette expression :
u₀ = 0,775 V (alternatif), qui correspond à une puissance de 1 mW dissipée dans une résistance de 600 Ω.

log₁₀ : logarithme décimal.

La valeur u peut être calculée en transformant cette expression mathématique, qui devient successivement :

$$\log_{10} \frac{u}{u_0} = \frac{N}{20}$$

1 Brochages des circuits intégrés.



$$\frac{u}{u_0} = 10^{N/20}$$

d'où
 $u = u_0 \times 10^{N/20}$

Pour :
 $N = -32, u_{\text{mini}} = 0,019 \text{ V}$
 $N = -2, u_{\text{maxi}} = 0,615 \text{ V}$

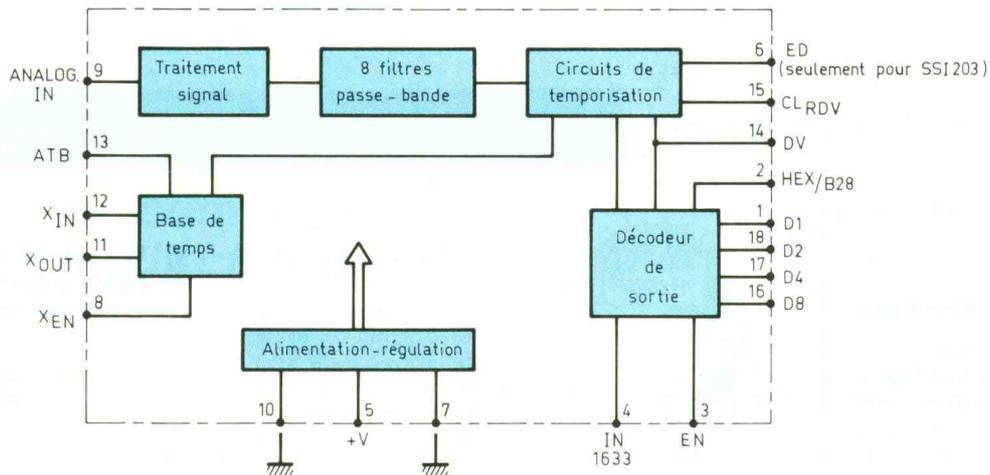
L'impédance de cette entrée ANALOG IN est de $100 \text{ k}\Omega$; en valeur capacitive, elle est de 15 pF .

b) La base de temps

La base de temps est entièrement définie et générée intérieure-

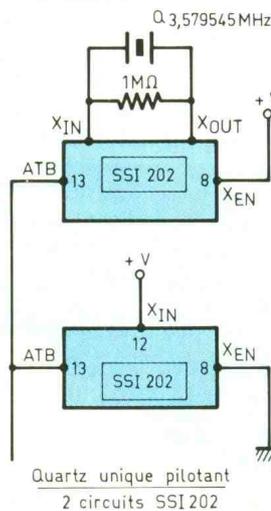
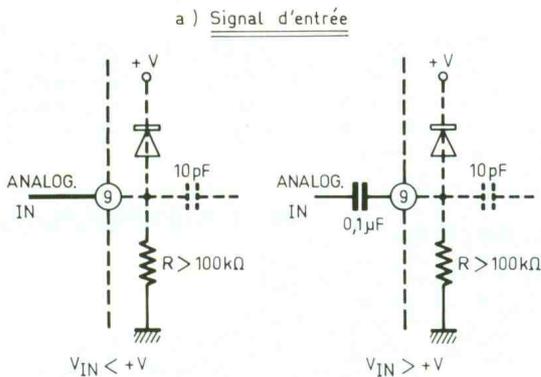
rement par le recours à un quartz de $3,579545 \text{ MHz}$ (le même qui est utilisé pour le TCM 5089). Ce quartz est à relier aux broches X_{IN} et X_{OUT} . Une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ est également à monter en parallèle sur ces mêmes broches. La base de temps est opérationnelle

2/3 Structure interne et mise en œuvre des SSI 202 et SSI 203.



b) Oscillateur à quartz

c) Tableaux de décodage

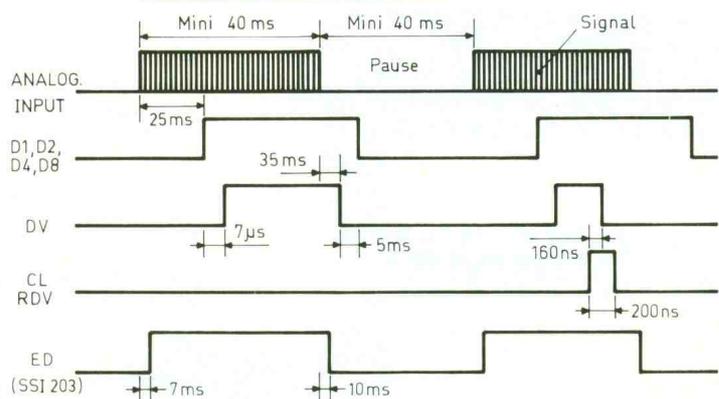


	HEX/B28 = 1				HEX/B28 = 0			
	D8	D4	D2	D1	D8	D4	D2	D1
1	0	0	0	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0	0	1
3	0	0	1	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	0	0
5	0	1	0	1	0	1	0	1
6	0	1	1	0	0	1	1	0
7	0	1	1	1	1	0	0	0
8	1	0	0	0	1	0	0	1
9	1	0	0	1	1	0	1	0
0	1	0	1	0	1	1	0	1
*	1	0	1	1	1	1	0	0
#	1	1	0	0	1	1	1	0
A	1	1	0	1	0	0	1	1
B	1	1	1	0	0	1	1	1
C	1	1	1	1	1	0	1	1
D	0	0	0	0	1	1	1	1

d) Fréquences de base

	1209 Hz	1336 Hz	1477 Hz	1633 Hz
697 Hz →	1	2	3	A
770 Hz →	4	5	6	B
852 Hz →	7	8	9	C
941 Hz →	*	0	#	D

e) Oscillogrammes de fonctionnement



à la condition que l'entrée X_{EN} soit soumise à un état haut ; si on relie cette entrée à un état bas, la base de temps interne est neutralisée.

La sortie ATB peut être utilisée pour reporter la base de temps interne, après division, vers d'autres circuits intégrés SSI 202/203 qui, dans ce cas, n'auront pas besoin d'être équipés de quartz. Dans cette configuration, le SSI « pilote » est monté normalement comme décrit ci-dessus ; en revanche, les SSI « pilotés » auront :

- leur entrée X_{IN} reliée à un état haut,
- leur entrée X_{EN} reliée à un état bas,
- leur broche ATB (qui est une entrée dans ce cas) reliée à la sortie ATB du circuit intégré « pilote ».

c) Le décodage

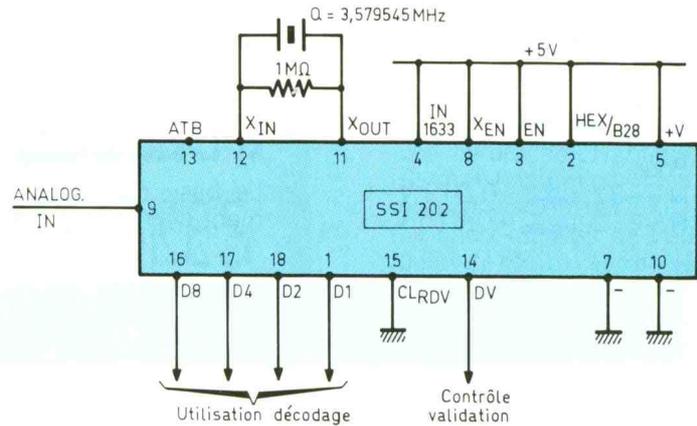
Les circuits SSI 202 et 203 dérivent deux types de décodage. Si on soumet l'entrée HEX/B28 à un état haut, le décodage se réalise suivant le système hexadécimal repris par les quatre premières colonnes du tableau de la figure 3c. Si on soumet cette entrée à un état bas, le décodage s'effectue en mode binaire 2×8 , comme l'indiquent les quatre dernières colonnes du même tableau. Dans ce dernier système le clavier est en quelque sorte séparé en deux parties ; une partie supérieure suivant la suite croissante 1 2 3 A 4 5 6 B (notations binaires 0000 à 0111) et une partie inférieure 7 8 9 C * 0 # D (notations binaires 1000 à 1111)

d) L'entrée IN 1633 :

Si on relie cette entrée à un état haut, il se produit la neutralisation de la détection de la colonne correspondant à 1 633 Hz : il s'agit des touches A B C et D qui ne sont pas disponibles en général sur un clavier téléphonique. Par contre, si cette entrée est soumise à un état bas, le circuit décode l'ensemble des combinaisons des paires de fréquences d'un clavier de quatre rangées et de quatre colonnes (16 touches).

e) Les sorties D_1, D_2, D_4, D_8 et l'entrée « EN »

Les niveaux logiques évoqués précédemment sont disponibles sur les sorties D_1, D_2, D_4 et D_8 à condition que l'entrée « EN » soit



4 Application autour du SSI 202.

soumise à un état haut. Si cette entrée est reliée à un état bas, les sorties prennent systématiquement le 3^e état, encore appelé état de haute impédance, pour lequel les sorties en question sont totalement découplées de la structure interne du circuit intégré.

Si cette entrée est normalement reliée à un état haut, les niveaux de décodage apparaissent au bout d'un certain délai (de l'ordre de 25 ms) d'établissement du signal analogique d'entrée, et disparaissent (3^e état sur les quatre sorties) après le début d'une pause, également après une temporisation de l'ordre de 35 à 40 ms (voir les oscillogrammes de fonctionnement de la fig. 3c).

f) Le contrôle du décodage

La sortie « DV » permet le contrôle du décodage. Si ce dernier est reconnu comme valable, la sortie « DV » passe à l'état haut. Elle repasse à l'état bas de repos dès que le signal d'entrée cesse avec toutefois un certain retard. Mais ce passage à l'état bas se produit dans tous les cas *avant* le passage à l'état de repos des sorties D_i .

Il existe un second moyen de faire passer cette sortie « DV » à l'état bas après détection d'un décodage reconnu comme correct : c'est de soumettre, même très brièvement, l'entrée CLRDV à un état haut.

Dans ce cas DV passe immédiatement à l'état bas, même si l'entrée ANALOG IN n'a pas encore détecté de pause, et continue de recevoir le signal à décoder.

g) Le contrôle de la détection du signal à décoder (uniquement sur SSI 203)

La sortie ED présente un état haut dès que le circuit SSI 203 commence à détecter un signal DTMF sur l'entrée ANALOG IN et repasse à l'état bas ce signal cesse, avec toutefois un retard aussi bien par rapport à l'établissement que par rapport à la cessation de ce signal (voir les oscillogrammes de la fig. 3c). Alors que la sortie DV garantit la validation du décodage lorsqu'elle passe à l'état haut, le passage à l'état haut de la sortie ED ne garantit pas nécessairement la validité du décodage.

IV - UTILISATION (fig. 4)

Les circuits SSI 202 et 203 trouvent tout naturellement leur application dans le système de numérotation téléphonique par fréquences vocales (DTMF). Mais d'autres utilisations sont intéressantes ; en particulier la télécommande avec ou sans fil par l'envoi d'un signal modulé composé de deux fréquences permet d'aboutir à une très haute fiabilité de fonctionnement avec la possibilité de gérer jusqu'à 16 canaux séparés. ■

BOITE A IDEES



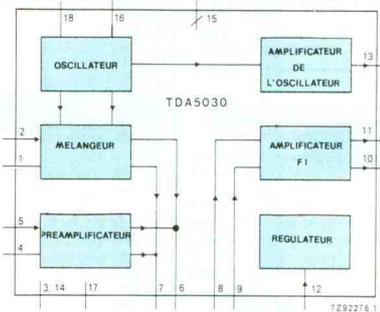
LE CIRCUIT TDA 5030

Ce circuit intégré regroupe dans le même boîtier toutes les fonctions que demande une tête HF de récepteur dans le domaine fréquentiel allant de 50 à 470 MHz. La mise en œuvre reste simplifiée par un besoin minime de composants connexes, ainsi le TDA 5030 couvre en deux gammes les bandes TV 1 et 3. L'oscillateur comprend un amplificateur dont la sortie disponible sur la broche 13 autorise le prélèvement de la fréquence, soit pour exciter un fréquencemètre ou qu'un asservissement de la fréquence soit opéré. Le mélangeur équilibré disponible sur la broche 2 constitue l'interface entre l'antenne et les amplificateurs FI. En télévision, l'utilisation généralisée des filtres à onde de surface a encore diminué les difficultés de mise au point. Nous parlerons le mois prochain dans cette même rubrique de ces fil-

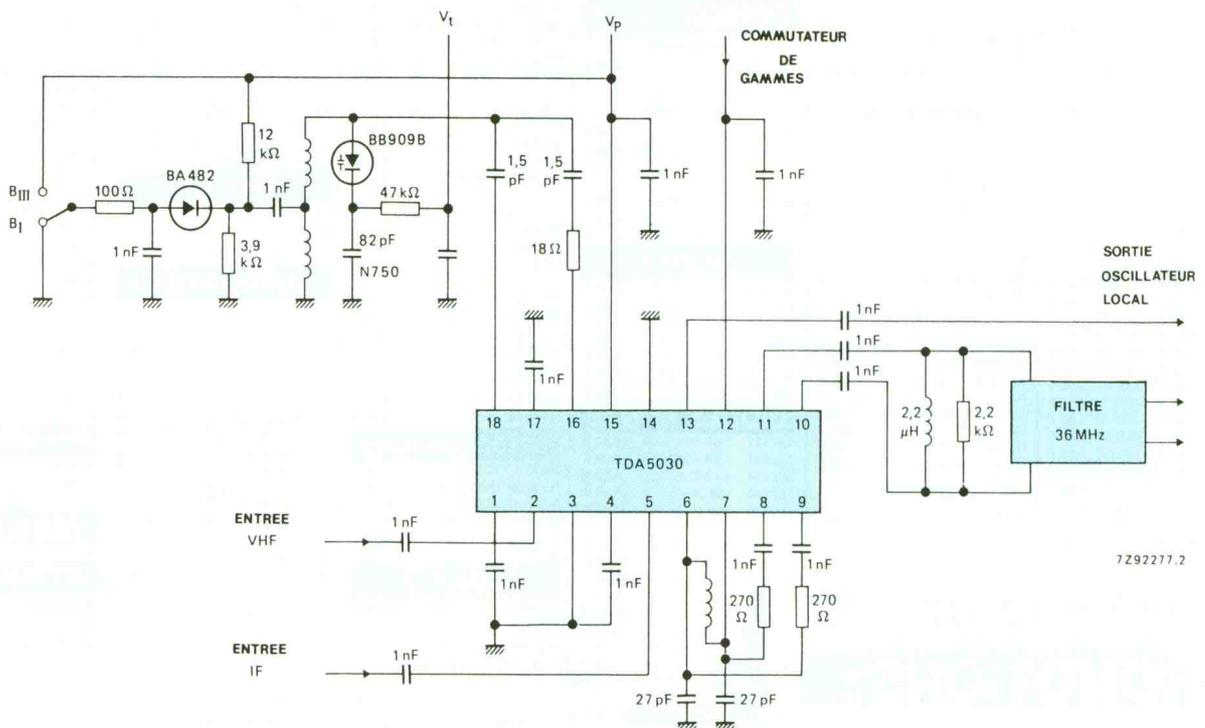
tres fort intéressants. Le gain obtenu lors du mélange atteint 25 dB, soit en sortie environ 20 fois l'amplitude de la tension d'entrée. Le signal FI sortant du tuner UHF peut subir une amplification supplémentaire grâce au TDA 5030. L'entrée s'effectue sur la broche 4, la sortie devient disponible aux broches 6 et 7 comme pour les bandes VHF. De plus, un régulateur de tension interne stabilise l'alimentation du circuit intégré présente sur la broche 12.

Description des broches

1. entrée différentielle du mélangeur VHF
2. entrée différentielle du mélangeur VHF
3. masse
4. entrée différentielle du tuner UHF
5. entrée différentielle du tuner UHF
6. sortie différentielle de la FI
7. sortie différentielle de la FI
8. entrée différentielle de l'amplificateur FI
9. entrée différentielle de l'amplificateur FI
10. sortie vers le filtre FI
11. sortie vers le filtre FI
12. commutateur de gamme et régulateur interne
13. sortie de l'oscillateur local
14. masse
15. alimentation de 10 à 13 V
16. réseau accordé LC de l'oscillateur
17. découplage
18. réseau accordé LC de l'oscillateur



1 Schéma d'application du TDA 5030.





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. Lucas
(95)

Ayant réalisé le chargeur d'accus Cd-Ni universel présenté dans EP n° 150, j'éprouve des difficultés pour le réglage de la tension de 5,6 V. En effet, je ne peux descendre en dessous de 7,7 V. Que me conseillez-vous ?

Nous vous conseillons de remplacer R₁₃ par une résistance ajustable de 47 kΩ afin de faciliter le réglage de votre montage. Notez également que toutes les diodes sont des 1N4148, sauf D₁, située près de T₃ qui est une 1N4001.



M. Amal
(68)

Pourquoi, dans un amplificateur Hi-Fi, ne peut-on pas remplacer les onéreux condensateurs de filtrage (10 000 μF 63 V) par un filtrage électronique avec petit condensateur chimique raccordé sur la base d'un transistor driver ?

Effectivement, le montage que vous nous communiquez est équivalent, au point de vue fonctionnement, à un condensateur chimique de très forte valeur. Le

seul problème qui subsiste est la réponse dynamique du transistor driver qui n'autoriserait pas, par conséquent, un temps de réponse rapide de la partie puissance de l'amplificateur.



M. Bernat
(57)

Intéressé par le testeur de virginité pour EPROM décrit dans EP n° 142, j'ai constaté certaines divergences entre le schéma de principe et l'implantation des composants. Pouvez-vous me le confirmer ? Pour terminer, une EPROM 2716 est-elle fragile ?

Comme vous le faites remarquer à juste titre, la borne 14 d'alimentation d'IC₂ n'est pas connectée au niveau du circuit imprimé. Il convient de relier cette borne 14 à la piste inférieure (fig. 5) qui est reliée à R₇ et BP₁. Par contre, la divergence qui existe entre les entrées d'IC₄ ne prête à aucune conséquence sur le fonctionnement, donc le circuit imprimé n'est pas à modifier. Une EPROM 2716 est un composant CMOS, donc il convient de la manipuler avec les mêmes précautions qui régissent ces CI (fer à souder relié à la terre, éviter les charges statique).



M. Bernardi
(69)

Dans la revue Electronique pratique, je recherche un montage d'alarme pour auto, avec télécommande à infrarouge. D'autre part, avez-vous publié des montages pour programmer les EPROM ? Quels numéros de la revue me conseillez-vous ?

Effectivement, nous avons proposé un dispositif d'alarme pour auto dans EP n° 139 p. 89. Précisons cependant que cette alarme nécessite que votre véhicule soit déjà équipé d'une télécommande infrarouge pour la fermeture des portes. Concernant les programmeurs d'EPROM,

nous vous conseillons les numéros suivants : n° 137 p. 69, « Programmeur d'EPROM » ; n° 150 p. 97, « Duplicateur d'EPROM ».



M. Vandewiele

Je compte réaliser l'interrupteur à touche sensitive présenté dans Electronique pratique n° 152. Toutefois, j'aimerais avoir quelques précisions sur l'alimentation (sans transformateur) qui équipe ce montage.

Le montage auquel vous faites référence utilise effectivement l'impédance d'un condensateur sous 50 Hz pour abaisser la tension de 220 V à 7,5 V. Ce dispositif présente l'avantage de ne pas nécessiter de transformateur. Donc diminution du coût et de l'encombrement. Le revers de la médaille : cette technique est réservée aux montages peu gourmands en alimentation (quelques milliampères). En outre, l'ensemble du montage est raccordé au secteur, ce qui implique des règles de sécurité draconiennes pour éviter de toucher le moindre composant D.



M. Polito
(09)

Désirant réparer un poste radio ancien qui présente pour moi une valeur sentimentale importante, je suis à la recherche de transistors SFT 37, SFT 40A et SFT 42. Pourriez-vous m'indiquer où je pourrais acquérir de tels transistors ? Et, le cas échéant quels équivalents me conseillez-vous ?

L'appel est lancé auprès de nos amis lecteurs pour effectuer des recherches dans les fonds de tiroir. Néanmoins, vous pouvez remplacer le SFT 40A par un 2N2905, et le SFT 42 par un 2N1711. Par contre, le SFT 37 ne figure pas sur notre documentation.



Composants TERA

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

26

RUE TRAVERSIÈRE
PARIS 12^e
TÉL. : 43.07.87.74 +
FAX : 43.07.60.32
MÉTRO : GARE DE LYON

Beckman



DERNIERE NOUVEAUTE

BECKMAN. OSCILLOSCOPE TI 3051 5 MHz

1390F

9020

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

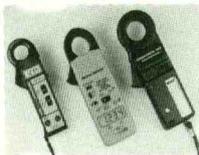
3740F

MULTIMETRES

Beckman

DM 10 - Modèle de poche	359 F
DM 15 B - AD/DC - 10 A - Bip	479 F
DM 20 L - Gain trans. Bip	539 F
DM 23 - Précision 0,5 % HFE	619 F
DM 25 L - Test trans. et Capa	719 F
DM 71	419 F
DM 73 - Gamme Auto-Mini	559 F
DM 78 - Multi de poche. Avec étui	249 F
DM 20 - Capacimètre	829 F
EDM 122 - Multimètre digital. Très grand display. 11 fonctions. Test de continuité sonore. Fréquence-mètre. Test capacité. Test diode	649 F
DM 27 XL. Multimètre numérique grand afficheur. 17 mm Livré avec étui	PROMO 799F TTC 879F TTC
DM 93. 4000 pts. Bargraph rapide	1095F TTC
DM 95. 4000 PTS. Bargraph rapide.	1095F TTC
Sélection auto-manuelle	
DM 97. 4000 PTS. DATA - HOLS - PEAK - HOLD. 1 mémoire MIN et MAX	1279F TTC

MUTIMETRES A PINCES



MESURE de la tension et de l'intensité sans coupure de circuit.
INDICATION digitale ou analogique.
A-C 20 - digitale 869 F
A-C 30 - digitale 989 F
CC 6 - analogique 968 F

METRIX

MULTIMETRES

● MX 112 A avec boîtier de transport	699F
● MX 512	1000F
● MX 562 2000 points 3 1/2 digits. Précision 0,2 %. 6 fonctions 25 calibres	1719F
● MX 453. 20 000 Ω/VCC.	



VC : 3 à 750 V.I.C : 30 mA à 15 A IA : 30 mA à 15 A.
Ω : 0 à 15 kΩ 1000F

● MX 202 C. T. DC 50 mV à 1000 V.T. AC 15 à 1000 V. Int. DC 25 µA à 5 A. AC 50 mA à 5 A. Résist. 10 Ω à 12 MΩ. Décibel 0 à 55 dB. 40 000 Ω/V	1360F
● MX 462 G. 20 000 Ω/V CC/AC. 1,5 VC : 1,5 à 1000 V. VA : 3 à 1000 V. IC : 100 µA à 5 A. IA : 1 mA à 5 A. 5 Ω à 10 MΩA	1245F
● MX 50	1530F
● MX 51. Affichage 5 000 points. Précision 0,1 %. Mémoire 5 mesures. Buffer interne	1950F
● MX 52. Affichage 5000 points. Bargraph. Mesure en dB. Fréquence-mètre. Mémoire 5 mesures	2700F

FREQUENCEMETRES

Beckman

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

CENTRAD

346 - 1 Hz 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 Beckman	1770 F
FG 3 AE. 0,2 Hz à 2 MHz	2700 F
AG 1000. Générateur BF. 10 Hz à 1 MHz 5 calibres Faible dist. imp. 600 Ω Monacor	1360 F
SG 1000. Générateur HF. 100 kHz à 150 MHz 6 calibres Précis. 1,5 %. Sortie 100 mV Monacor	1325 F
368. Générateur de fonction. 1 Hz à 200 kHz. Signaux carrés sinus triangle Centrad	1420 F
869. Générateur de fonctions de 0,01 Hz à 11 MHz Centrad	3490 F

ELC ALIMENTATIONS

AL 745 AX de 1 V à 15 V - 3 A	700 F
AL 821. 24 V - 5 A	750 F
AL 812. de 1 V à 30 V - 2 A	790 F
AL 781 N. de 0 V à 30 V - 5 A	1990 F
AL 891. 5 V - 5 A	380 F
AL 892. 12,5 V - 3 A	330 F
AL 893. 12,5 V - 5 A	390 F

LABOTEC

Toujours à votre service pour réaliser vos circuits imprimés.

PLAQUES EPOXY.

Présensibilisées STEP circuits.

La référence du Cl.	1 FACE	2 FACES
75 x 100	11 F	12,50 F
100 x 160	19 F	24 F
150 x 200	39 F	45 F
200 x 300	79 F	89 F

SUPER PROMO

EPOXY PRÉSENSIBILISÉ 100 x 160 110 F les 10

PERCEUSES MAXICRAFT

Perceuse 42 W	78 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

COMPOSANTS

EXTRAIT TARIF

BU 208 A	16 F	MJ 15024	45 F
BU 326 A	14 F	2N 2222 A	1,50 F
BU 508 A	16 F	2N 2907 A	1,50 F
BUT 11 A F	16 F	2N 3773	29 F
BUS 11	28 F	BUZ 11	19 F
MJ 15023	45 F		

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

DEPARTEMENT UNIQUE EN TRANSFORMATEUR

FABRICATION FRANÇAISE

6 VA. 1 second	36,00	6 VA. 2 second	40,00
10 VA. 1 second	39,00	10 VA. 2 second	43,50
15 VA. 1 second	45,00	15 VA. 2 second	48,00
24 VA. 1 second	53,00	24 VA. 2 second	57,00
38 VA. 1 second	75,60	38 VA. 2 second	79,50
60 VA. 1 second	103,00	60 VA. 2 second	107,50

CONVERTISSEURS

A TRANSISTORS

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

ALIMENTATION HIRSCHMANN

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

SUPER PROMO

ALIMENTATIONS

Alim. 500 mA réglable de 3 V à 12 volts	29 F
TRANSFOS TORIQUES PRIMAIRE 220 VOLTS	
2 x 10 V - 50 VA	155 F
2 x 30 V - 50 VA	155 F
2 x 40 V - 160 VA	180 F
2 x 45 V - 225 VA	220 F

BOITIER MULTI PÉRITEL

OMX 48. Répartiteur de 4 sources différentes vers un téléviseur ou magnétoscope (vidéo composite RVB) commutation électronique	970 F
BMP 02. Boîtier réparation Canal + permet de relier un décodeur sur 2 téléviseurs	450 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 T ^{me} infra-rouge	110 F
EXP 28. 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 infrarouges	200 F
CH 24. Chien de garde électronique	290 F
CH 29. Alarme à infra sons	350 F
CH 26. T ^{me} infra-rouges 4 canaux	390 F
PL 59. Truqueur de voix	100 F
PL 75. Variateur de vitesse	100 F
PL 82. Fréquence-mètre 30 Hz à 50 MHz	450 F

TSM

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



MODULES PREAMPLI	
HY 7. Mixageur. 8 entrées. 1 voie	166 F
HY 8. Mixageur. 8 entrées. 2 voies	161 F
HY 9. Preampli 2 voies. correction RIAA	175 F
HY 13. Preampli 2 voies guitare	288 F
MODULES AMPLI	
HY 60. 30 W eff. 209 F	HY 128. 60 W eff. 346 F
HY 248. 120 W eff. 460 F	HY 368. 180 W 710 F

COFFRETS

ESM	TEKO				
EM 14 05	42,80 F	P 1	15 F	P 3	35 F
EM 10 05	35,60 F	P 2	22 F	P 4	52 F
ER 48 04	277 F	AUS 12	88 F		
EP 21 14	85 F	AUS 22	89 F		
		CAB 222	88 F		

COFFRETS PLASTIC

D 30	39 F	VD 4	38 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

CANON A SOUDER

9 Br mâle	3,95 F	25 Br mâle	6,10 F
9 Br fem.	4,20 F	25 Br fem.	7,10 F
Capot 9 B	3,50 F	Capot 25 B	4,50 F
15 Br mâle	5,30 F	23 Br mâle	8,00 F
16 Br fem.	6,00 F	23 Br fem.	7,50 F
Capot 15 B	4,00 F	Capot	7,50 F

Fers JBC

15 W LD	148 F	Thermoréglé 45 W	420 F
30 W LD	135 F	Station thermoréglée de 40 W LD	135 F
40 W LD	135 F	100° C à 1000° C	
65 W LD	150 F	Display	1580 F

FER WELLER

ENSEMBLE SOUDAGE	
Fer thermostaté 24 V, 50 W	1150 F

CREDIT POSSIBLE SUR LA MESURE

9102. Double base de temps. 2 x 20 MHz	4440F
9104. Double base de temps. 2 x 40 MHz	6420F
9106 2 x 60 MHz	7980F
9204 2 x 40 MHz	7750F
9202 2 x 20 MHz	6195F
9302 2 x 20 MHz. Mémoire numérique 2 K.	
Sensibilité 1 MV/DIV. Livré avec 2 sondes	6790F
9012 Double trace 2 x 20 MHz. Testeur.	
Composant. Livré avec 2 sondes	3289F

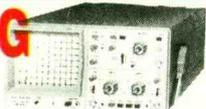
NOUVEAUTÉ

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

1482F

OSCILLOSCOPES

HAMEG



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

6980 F

HM 604
2 x 60 MHz avec expansion Y X 5.
Post. accéléré 14 KV avec 2 sondes combinées

6760 F

HM 100/5
3 x 100 MHz avec 2 sondes

8780 F

SERIE MODULAIRE

HM 8001
Appareil de base avec alimentation permettant l'emploi dde 2 modules

1577 F

HM 8011/3 Multimètre numérique

2395 F

HM 8021/3
Fréquence-mètre 10 Hz à 1 MHz Digital

2360 F

HM 8032
Générateur sinusoïdal 20 Hz à 20 MHz. Affichage de la fréquence

2150 F

HM 8028 Analyseur de spectre

5870 F

MONACOR

LES "NEWS" MULTIMETRES DIGITAUX

DMT 2010. 2000 PTS. 3 1/2 Digits. Test. diodes	260 F
DMT 2015. 2000 PTS. 3 1/2 Digits. Capacimètre. Fréquence-mètre. Test. diodes. Test. Transistor. Test. TTL	720 F
DMT 2040. Modèle "Pocket" 4000 PTS. Hold. Test. diodes	359 F
DMT 2055. Automatique. Bargraph. 4000 PTS. 3 1/2 Digits. Data. Hold. Test. diodes. Fréquence-mètre	1290 F
DMT 2070. Testeur de composants. Capacimètre. Test. diodes	778 F
DMT 2075. 2000 PTS. 3 1/2 Digits. Capacimètre. Fréquence-mètre. Test. transistors. Test. diodes. Test. continuité. Anti-chocs	690 F

DMT-2035

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

720 F TTC *



AG 1000. Générateur de B.F. 10 Hz/1 MHz. 5 calibres. Faible distorsion. Impédance 600 Ω	1360 F
LCR 3500. Pont de mesure digital. Affichage LCD. Mesure résistance, capacité, inductance et facteur de dépendition	1490 F
L-DM-815. Grép. dép. Mètre	850 F
R-D 1000. Décade de résistance	555 F
CM 300. Capacimètre	576 F

Documentation sur demande.

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