

ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMERO 191 - AVRIL 1995 MJD



BOÎTE A RYTHMES

AUDIO

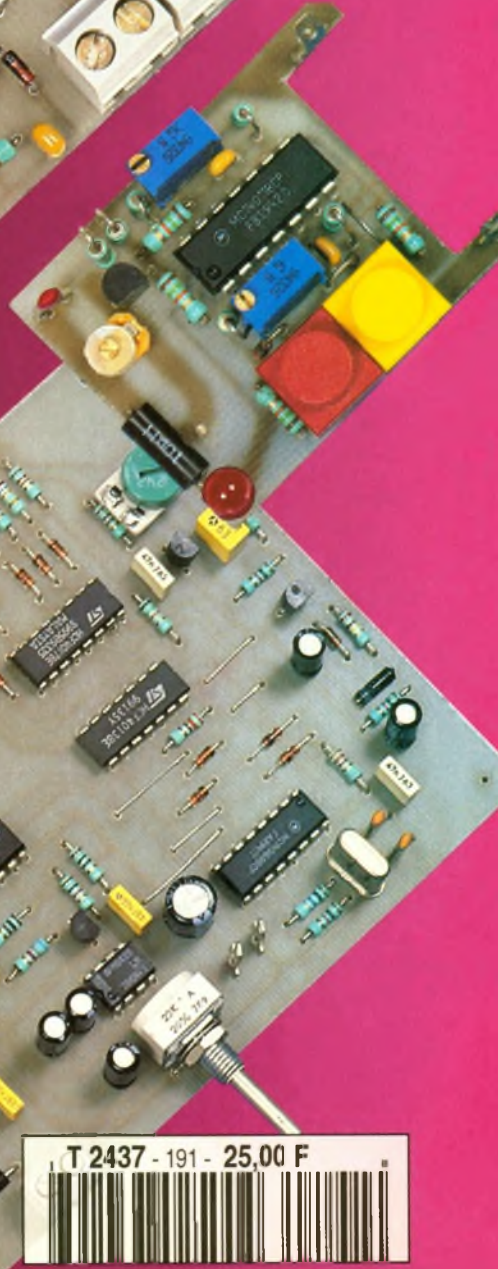
**AMPLI
CASQUE
A TUBES**

**DÉTECTEUR
D'APPELS
TÉLÉPHONIQUE**



MIRE DE BARRES TV

TÉLÉCOMMANDE HF



T 2437 - 191 - 25,00 F



ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 191 AVRIL 1995
I.S.S.N. : 0243 4911

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

S.A. au capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 290 409 F
Principaux actionnaires :
M. Jean-Pierre VENTILLARD
Mme Paule VENTILLARD

Président-Directeur Général

Directeur de la Publication :

Jean-Pierre VENTILLARD

Directeur honoraire : **Henri FIGHIERA**

Rédacteur en chef : **Bernard FIGHIERA**

Secrétaire de rédaction : **Philippe BAUCIK**

Maquette : **Jacqueline BRUCE**

Maquette : **Rachid MARAI**

Avec la participation de

H. Cadinot, B. Lebrun, R. Knorr, L. Ollé, M. Benaya, D. Rodriguez, J.-C. Torck, M. Couedic, P. Oguic, J. Cerf, A. Garrigou, U. Bouteville, A. Sorokine.

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

Marketing/Ventes : Jean-Louis PARBOT

Tél. 44.84.84.84

Inspection des Ventes :

Société PROMEVEVE, M. Michel IATCA

11, rue de Wattignies, 75012 PARIS

Tél. 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14

Publicité Société Auxiliaire de Publicité

70, rue Compans, 75019 PARIS

Tél. 44.84.84.85 - CCP Paris 3793-60

Directeur général : **Jean-Pierre REITER**

Chef de publicité : **Pascal DECLERCK**

Assisté de : **Karine JEUFRAULT**

Abonnement Marie-Christine TOUSSAINT

Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 26).

Préciser sur l'enveloppe « SERVICE ABBONNEMENTS »

« Service abonnement » mensuel

Tél. 44.84.85.16

Important : Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal. Les règlements en espèces par courrier sont strictement interdits.

ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent. • Pour tout changement d'adresse, joindre 2,80 F et la dernière bande.

Aucun règlement en timbre poste

Forfait 1 à 10 photocopies : 30 F.

Distribué par **TRANSPORTS PRESSE**



« Ce numéro a été tiré à 75 900 exemplaires »



Revue Pdf

REALISEZ VOUS-MEME

- 27 **3** Générateur de barres TV pour tests Péritel
- 35 **10** Détecteur d'appels téléphoniques
- 37 **12** Boîte à rythmes
- 44 **17** Thermomètre à DEL
- 48 **20** Ampli à tubes pour casques
- 55 **27** Testeur de piles à calibrage automatique
- 60 **30** Prise secteur radiocommandée en 434 MHz
- 65 **35** Générateur numérique de signaux basse fréquence
- 76 **44** Veilleuse à allumage automatique
- 79 **47** Système de photographie à déclenchement automatique
- 93 **59** Allumage progressif d'aquarium
- 101 **66** Minuterie polyvalente

PRATIQUE ET INITIATION

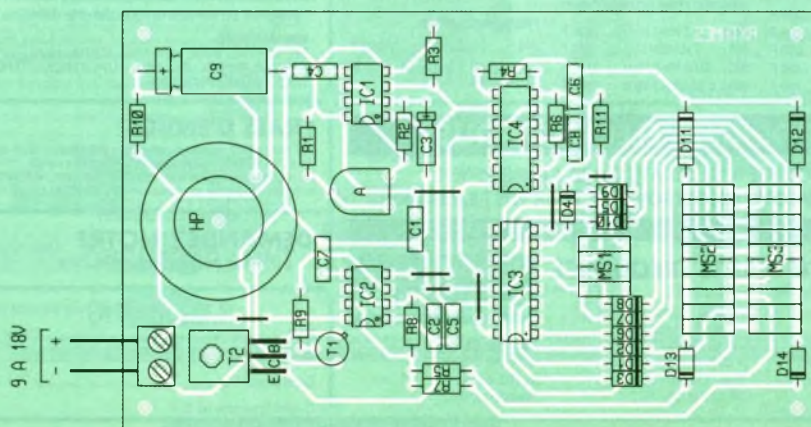
- 85 **53** Mettez un microcontrôleur dans vos montages : Initiation aux 8031 (2^e partie et fin)
- 91 ***** Fiches à découper
- 98 **63** Fiche composants : le TEA 2014
- 105 **70** Initiation aux tubes
- 107 **72** Les filtres d'ordre 2

DIVERS

- 100 **65** Le courrier des lecteurs

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

Boîte à rythmes



DOMOTIQUE



PC



ROBOT



RADIO



FICHE TECHN



AUTO



JEUX



MODÉLISME



MESURES



AUDIO



GADGETS



INITIATION



COURRIER



FICHE À DÉCOUPER



MESURES

MIRES ET TESTS POUR PRISES PERITEL

La prise péritélévision équipe nos téléviseurs depuis le début des années 80 et elle s'est généralisée ensuite sur l'ensemble des équipements vidéo. Le montage proposé permet principalement le test d'un téléviseur par l'intermédiaire de cette prise, mais son champ d'applications peut être étendu à d'autres appareils comme le magnétoscope.

Introduction

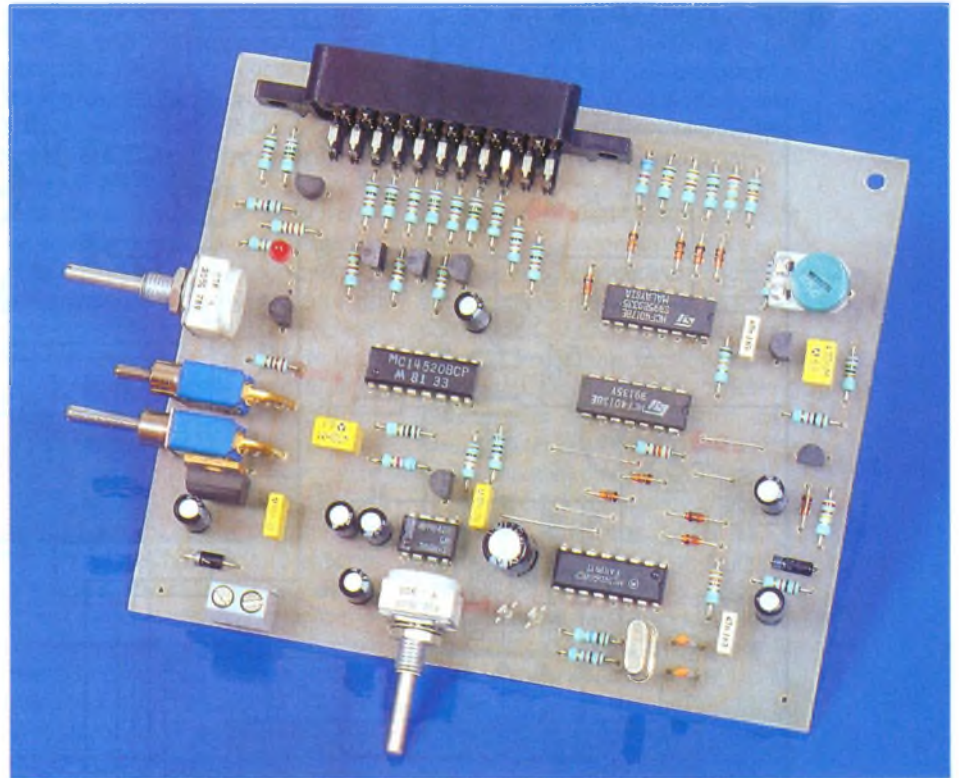
La prise péritel ouvre en quelque sorte les chaînes vidéo et audio du téléviseur en présence de signaux de commande comme le signal de commutation lente. Pour la vidéo composite et le son, le signal de commutation rapide, pour la prise en compte des signaux de couleur RVB externes en substitution aux signaux RVB internes.

La carte de tests péritel génère par conséquent ces deux signaux de commande, afin de pouvoir injecter dans le téléviseur des signaux connus également générés par la carte de tests.

Outre les deux générateurs de tension continue, commutation lente et commutation rapide, trois autres générateurs fournissent un signal vidéo de luminance donnant une mire de barres noir et blanc, une mire couleur avec les trois signaux RVB et un signal BF pour le test de l'amplification audio du téléviseur.

Un petit amplificateur permettra d'entendre le son issu du téléviseur pour en vérifier la présence et la qualité.

Ces sous-ensembles, figurant sur le



synoptique de la **figure 1**, sont complétés par une alimentation 12V.

Le schéma

La **figure 2** donne le schéma de principe du montage et la **figure 3**

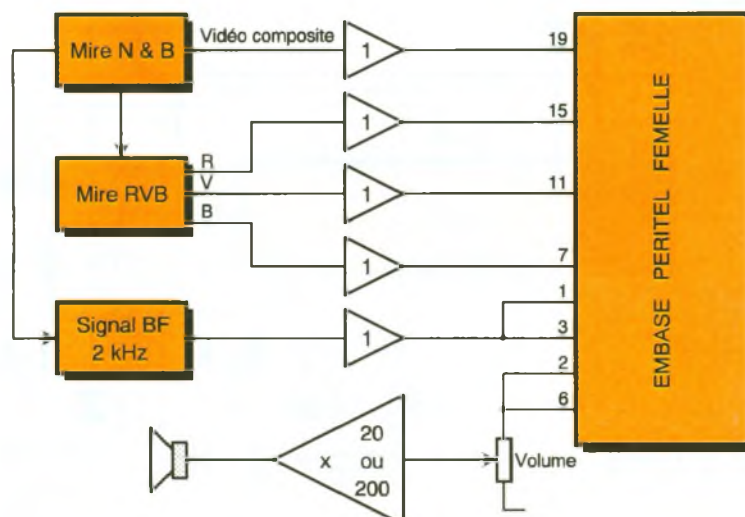
présente les principaux signaux en différents points.

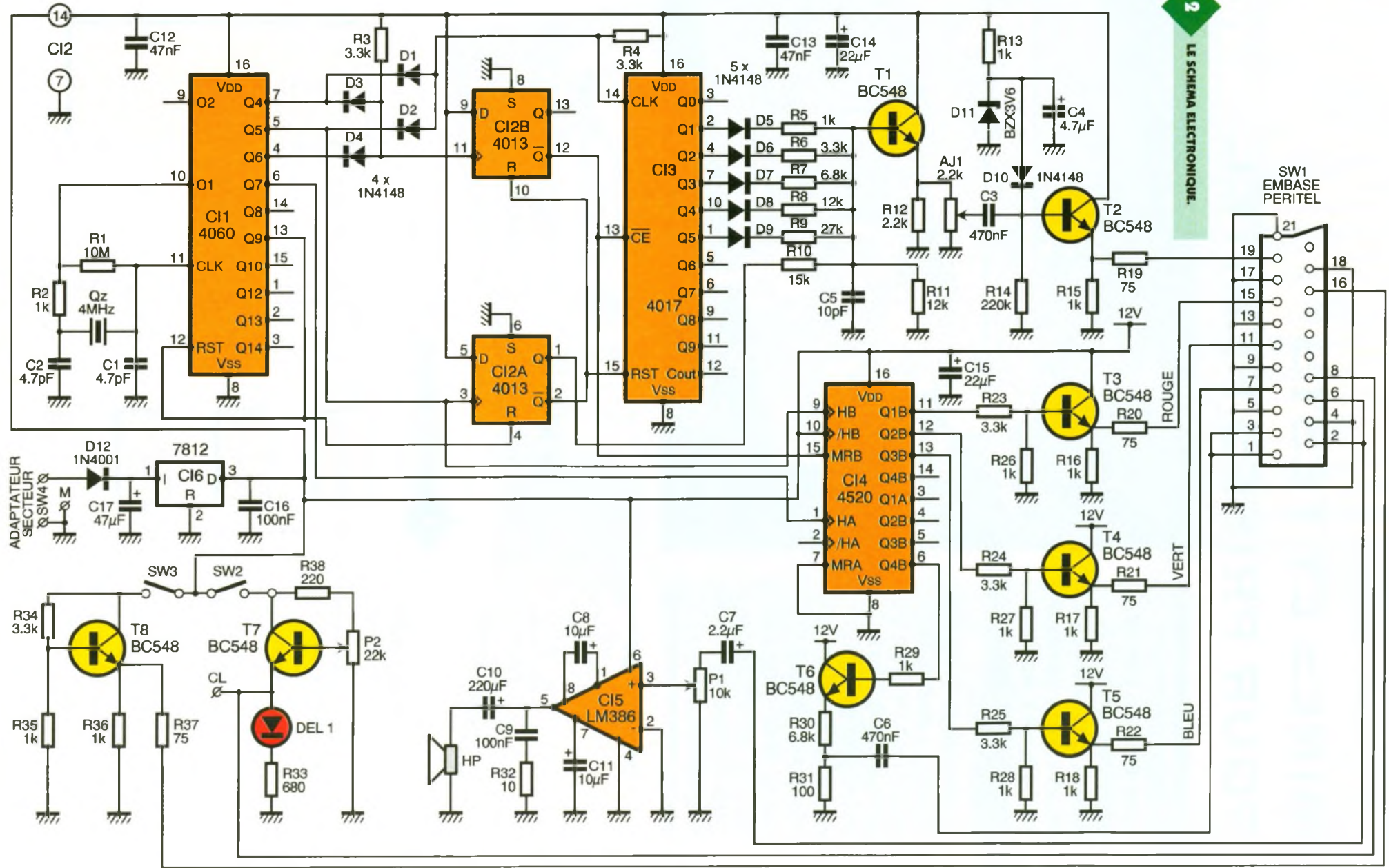
La mire de barres N&B

Le cœur du générateur de barres N&B est un circuit MOS très répandu, puisqu'il s'agit d'un 4060.

L'oscillateur fournissant le signal d'horloge au compteur binaire de 14 étages, contenu dans le 4060, doit sa stabilité et sa précision au quartz Q_2 . Cet oscillateur est réalisé

1 LE PRINCIPE DU MONTAGE.





avec deux inverseurs logiques également contenus dans Cl_1 . Chaque étage du compteur divise successivement la fréquence de l'oscillateur par 2.

L'oscillateur travaille en mode parallèle. La porte logique prise entre les bornes 10 et 11 de Cl_1 , associée à la résistance R_1 , fonctionne en amplificateur inverseur à très forte impédance d'entrée. La résistance R_2 limite la dissipation du cristal. Les condensateurs C_1 et C_2 forment avec la capacité série du quartz un diviseur de tension capacitif. La précision de la fréquence d'oscillation varie avec la valeur de ces condensateurs.

Cette fréquence est fixée par le quartz dont la valeur a été choisie de 4 MHz, multiple de la fréquence ligne d'une image de télévision.

La fréquence ligne étant de 15 625 Hz, la fréquence de l'oscillateur devra être divisée par $256 = 2^8$. La sortie Q_8 du 4060 est ainsi un signal carré de fréquence 15 625 Hz. Dès lors, la sortie Q_9 doit remettre périodiquement à zéro le compteur. La fréquence ligne étant ainsi obtenue, il convient de créer le signal de synchronisation, signal rectangulaire périodique dont l'état bas correspond au top de synchronisation. Compte tenu du fait qu'une largeur d'impulsion de synchronisation de

4 μ s au lieu de 4,7 μ s ne perturbe pas le fonctionnement des bases de temps des téléviseurs, une simplicité relative est obtenue.

La bascule D de Cl_{2A} est donc déclenchée 4 μ s après l'initialisation du cycle du compteur de Cl_1 par le front montant de sa sortie Q_5 . La sortie Q de la bascule Cl_{2A} passe à l'état haut jusqu'à la fin du cycle et sera remise à zéro en même temps que le compteur de Cl_1 . Le signal présent sur la broche 1 de Cl_2 est donc un signal de synchronisation ligne, de période 64 μ s et de largeur d'impulsion négative de 4 μ s.

La seconde bascule de Cl_2 détermine la durée du signal de luminance et crée ainsi le palier de suppression ligne (*blanking*), durée de retour du faisceau de la fin d'une ligne au début de la suivante. Cette bascule D est déclenchée par le premier front montant issu du réseau logique ET réalisé avec les diodes D_3, D_4 et la résistance R_3 , de sorte que cette condition est remplie lorsque les sorties Q_4 et Q_6 de Cl_1 sont simultanément à l'état haut, soit 10 μ s après la remise à zéro du compteur de Cl_1 . Ce signal de validation de l'information de luminance commande l'entrée d'autorisation d'horloge d'un compteur décimal utilisé pour générer le signal de luminance. Le compteur décimal est un 4017 dont l'une

des dix sorties passe successivement à l'état haut après chaque front montant de son signal d'horloge. L'état haut reste présent sur une sortie entre deux impulsions d'horloge et se propage ensuite vers la sortie suivante.

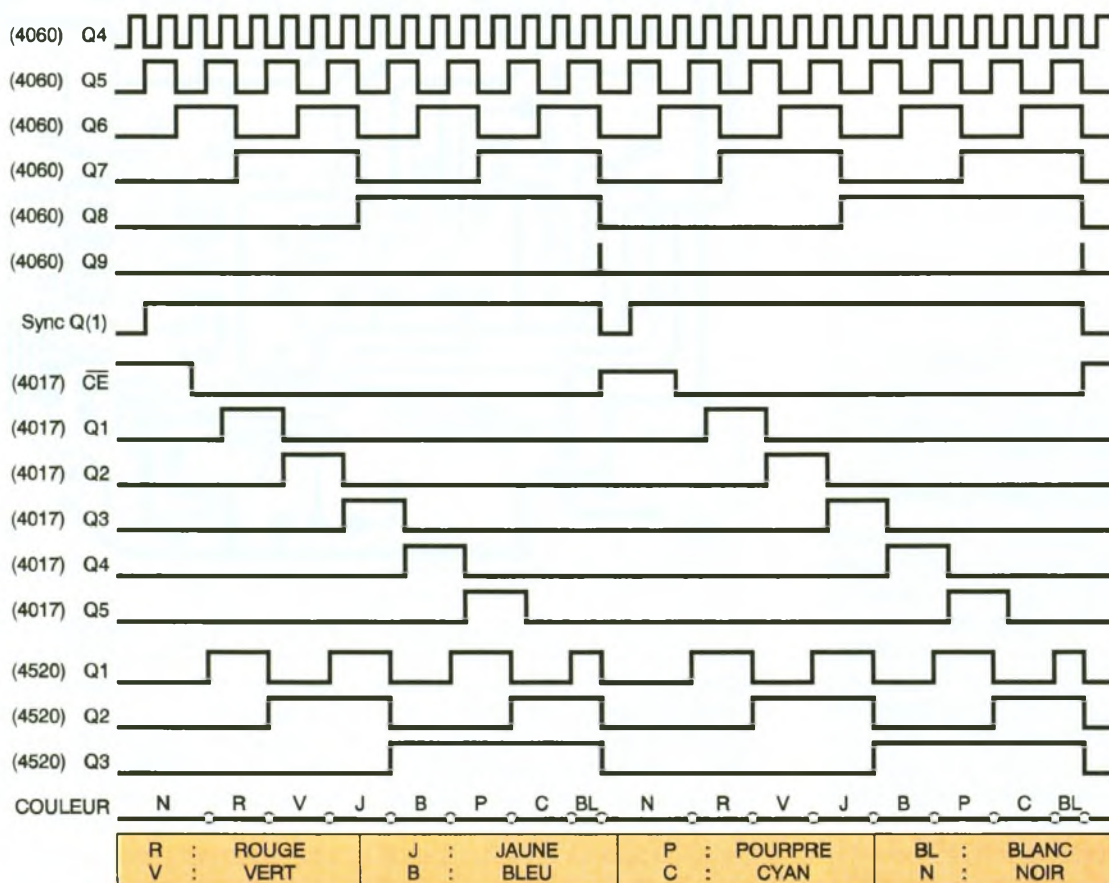
Le signal d'horloge provient d'un autre réseau logique ET réalisé avec les diodes D_1, D_2 et la résistance R_4 , dont les entrées sont attaquées par Q_4 et Q_5 . L'état bas de Q_5 bloque un front sur deux de Q_4 , de sorte que six impulsions parviennent à Cl_3 pendant la durée du signal de luminance.

A chaque front d'horloge de Cl_3 , le signal de synchronisation en sortie Q de Cl_{2A} est mélangé à l'information de luminance fournie par l'une des sorties de Cl_3 . Chacune de ces sorties met en œuvre successivement un réseau de résistances différent, pour assurer cette sommation avec une pondération successive différente. Seule la valeur de la résistance de la source de luminance change et établit la pondération.

Au premier front d'horloge de Cl_3 , un palier de 12V apparaît en Q_1 , il est alors mélangé au signal de synchronisation au travers de la résistance R_5 .

3

QUELQUES SIGNAUX OBSERVÉS SUR LES PRINCIPAUX CIRCUITS INTÉGRÉS.



Cette dernière étant la résistance la plus faible du sommateur, la polarisation du transistor T_1 prend alors sa valeur la plus élevée correspondant au niveau du blanc. La sortie Q_1 de Cl_3 redescend à 0 V à l'impulsion d'horloge suivante tandis que la sortie Q_2 passe à 12 V. La diode D_5 se bloque et la résistance R_5 n'a alors plus d'influence sur la polarisation de T_1 , polarisation alors assurée par les résistances R_6 , R_{10} et R_{11} . Q_2 à l'état haut, R_6 remplace R_5 dans la polarisation du transistor T_1 . La valeur de R_6 étant plus faible que la valeur de R_5 , la tension de base de T_1 chute « d'une marche d'escalier ». Lors des impulsions suivantes, les résistances R_7 , R_8 et R_9 se succèdent dans la polarisation du transistor T_1 et celle-ci décroît alors par palier. L'information de luminance ainsi obtenue est un signal en marches d'escalier décroissant.

Le transistor T_1 , monté en collecteur commun, tamponne ce signal au nœud du sommateur. La résistance ajustable Aj_1 permet d'atténuer l'amplitude de ce signal de luminance, avant de le diriger vers un second étage tampon, réalisé autour du transistor T_2 dont la base est polarisée par une diode Zener de 3,6 V. Compte tenu de la chute de tension sur D_{10} et sur la jonction base émetteur de T_2 , la composante continue du signal de sortie est environ 2,4 V. Après avoir traversé le condensateur C_3 , le signal vidéo s'aligne sur cette composante continue grâce à l'effet de champ de la diode D_{10} . Le signal ne subit ensuite aucune amplification d'amplitude, le transistor T_2 assurant seulement une amplification en courant, afin de disposer d'une faible impédance de sortie fixée à 75Ω par la résistance R_{16} . Un signal vidéo composite, sans information de couleur et dépourvu de synchronisation trame, est ainsi appliqué à la broche 19 de l'embase péritel du montage. Une liaison croisée transmettra ce signal sur la broche 20 de l'embase péritel du téléviseur.

La mire de barre couleur

La mire de barres couleur permet le test des entrées R, V, B du téléviseur et de la chaîne de traitement jusqu'au faisceau du tube cathodique. Dans ce mode de fonctionnement du téléviseur et pendant la période image d'une ligne, la broche 19 de SW_1 doit recevoir le signal de synchronisation et les broches 15, 11 et 7, les signaux analogiques de couleur primaire.

Les signaux de couleur sont fournis par un compteur CMOS, dont la re-

mise à zéro est commandée par la sortie /Q de Cl_{2B} qui, pour rappel, détermine la durée de l'information image. Le signal de synchronisation sera celui du signal composite du générateur de mire N&B.

Pendant la période image, le compte « RVB », Cl_4 , est incrémenté par la sortie Q_5 de Cl_1 . Les combinaisons successives des différentes couleurs sont ainsi, pour le rouge 01010101, pour le vert 00110011 et pour le bleu 00001111. La mire couleur résultante ne sera pas la mire standard, mais elle en présentera six couleurs, le blanc apparaissant dans une demi-barre (bord droit) et le noir dans un quart de barre (bord gauche). Chaque sortie du compteur attaque un étage adaptateur de niveau et

Les signaux de commande

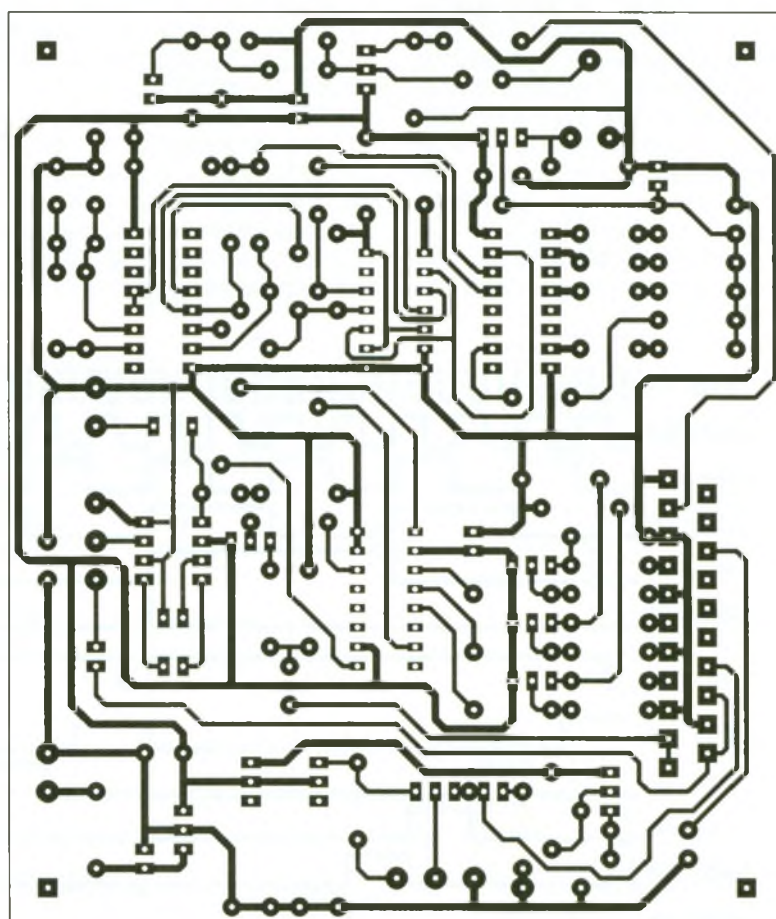
Pour placer le téléviseur en mode moniteur audio/vidéo composite, une tension continue de 10 à 12 V doit être appliquée à la broche 8 de sa prise péritelvision.

En fermant l'interrupteur SW_2 , le transistor T_7 est alimenté. Monté en collecteur commun, la tension continue présente sur son émetteur est fonction de la polarisation de sa base par le curseur du potentiomètre P_2 . En d'autres termes, P_2 permet de régler le niveau de la tension de commutation lente appliquée à la broche 8 de SW_1 , ce qui permet de contrôler le seuil de commutation lente. Une diode électroluminescente indique par sa brillance le niveau de la tension continue fournie, dont la valeur pourra être mesurée entre les points de test CL et M.

Pour placer le téléviseur en mode



LE CIRCUIT IMPRIME.



d'impédance. Un pont de résistances (R_{23}/R_{26} , R_{24}/R_{27} , R_{25}/R_{28}) réduit l'amplitude des signaux au niveau correspondant à une couleur saturée, tandis qu'un suiveur de tension réalisé autour d'un transistor (T_3 , T_4 , T_5), monté en collecteur commun, assure l'adaptation d'impédance par une résistance de source de 75Ω (R_{20} , R_{21} , R_{22}).

moniteur RVB, le signal de commutation lente doit être complété par le signal de commutation rapide. Ce dernier doit être une source de tension continue de 1 à 3 V avec une impédance de source de 75Ω . Le transistor T_8 fournit une telle tension, grâce à une polarisation adéquate de sa base par le pont diviseur de tension R_{34}/R_{35} . Monté en collecteur com-

mun, le transistor T_8 assure seulement une amplification en courant, alors que la résistance R_{37} amène la résistance de source à une valeur correcte. La manipulation de l'interrupteur SW_3 permet, si SW_2 est fermé, un alternat entre la mire couleur et la mire N&B.

L' générateur audio

Un signal carré de fréquence BF est obtenu à partir du générateur de lignes par une division du signal Q_7 de Cl_1 par le second compteur binaire contenu dans Cl_4 . En sortie Q_4 , broche 6 de ce compteur, la fréquence du signal Q_7 est divisée par 16, d'où un signal carré de fréquence voisine de 2 kHz.

Un étage de sortie tampon est réalisé autour du transistor T_6 .

L'amplificateur audio

Sur les broches 2 et 6 de l'embase péritel SW_1 est recueilli le son monophonique détecté par le téléviseur. Pour les téléviseurs stéréophoniques, le fait de court-circuiter les broches 2 et 6 de l'embase SW_1 donne un son monophonique à l'entrée de l'amplificateur audio Cl_5 . Le potentiomètre P_1 règle le volume sonore du haut-parleur HP.

Le condensateur C_8 fixe à 200 le gain du LM386, alors que C_{11} découple son étage d'entrée tandis que le réseau R_{39}/C_9 assure la stabilité de l'étage de sortie.

La suppression du condensateur C_8 réduit le gain de Cl_5 à 20.

L'alimentation

Un adaptateur secteur, économique, fournira une tension redressée et filtrée que le régulateur intégré Cl_6 , un 7812, régulera à 12 V. Les condensateurs C_{17} et C_{16} favorisent la stabilité du régulateur, alors que la diode D_{12} apporte une protection contre les inversions de polarité de branchement de l'adaptateur.

La réalisation

La figure 4 présente le tracé des pistes, l'implantation étant donnée par la figure 5. Cette dernière débuttera par les six straps (ne pas oublier celui sous P_1), viendront ensuite les diodes, les résistances, les circuits intégrés, et ainsi de suite, pour terminer par les éléments les plus volumineux.

5

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

Aucune mise au point n'est nécessaire et le montage doit fonctionner dès sa mise sous tension.

Avant de relier le montage au téléviseur par un cordon péritel dit croisé, le potentiomètre P_1 sera en butée à gauche (suppression du volume) tandis que le potentiomètre P_2 sera en butée à droite.

Une fois le montage connecté au téléviseur, en jouant sur les interrupteurs SW_1 et SW_2 , les deux mires doivent apparaître.

Si quelques déchirures perturbent les mires, la fréquence de l'oscillateur de Cl_1 doit être légèrement réduite à cause du temps du Reset de Cl_1 , en modifiant la valeur des condensateurs C_1 et C_2 . Des différences peuvent apparaître selon l'origine du quartz et du 4060.

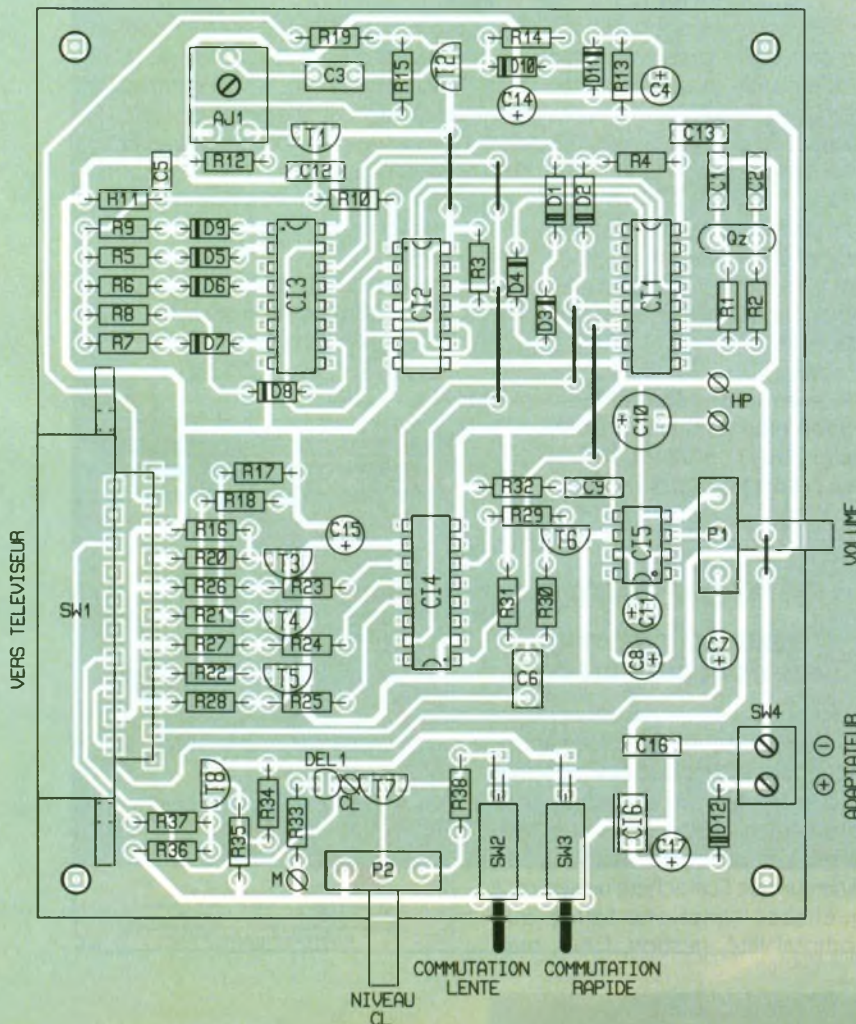
En tournant le potentiomètre P_2 vers la gauche, la tension de commutation lente chute et la mire doit disparaître.

En plaçant un voltmètre entre les points de test CL et M, vous pouvez alors mesurer le seuil de commutation lente de votre téléviseur.

En augmentant le volume, le son d'une émission télévisée doit s'entendre.

Si vous utilisez un haut-parleur de faible puissance, une résistance de butée pourra être placée en série avec le potentiomètre P_1 et le condensateur C_7 ou, mieux, le condensateur C_8 sera tout simplement supprimé.

Hervé CADINOT



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

- R₁ :** 10 MΩ (marron, noir, bleu)
- R₂, R₅, R₁₃, R₁₅, R₁₆, R₁₇, R₁₈, R₂₆, R₂₇, R₂₈, R₂₉, R₃₅, R₃₆ :** 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- R₃, R₄ :** 3,3 k (orange, orange, rouge,)
- R₆, R₂₃, R₂₄, R₂₅, R₃₄ :** 3,3 kΩ (orange, orange, rouge)
- R₇, R₃₀ :** 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
- R₈, R₁₁ :** 12 kΩ (marron, rouge, orange)
- R₉ :** 27 kΩ (rouge, violet, orange)
- R₁₀ :** 15 kΩ (marron, vert, orange)
- R₁₂ :** 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

R₁₄ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R₁₉, R₂₀, R₂₁, R₂₂, R₃₇ : 75 Ω (violet, vert, noir)
R₃₁ : 100 Ω (marron, noir, marron)
R₃₂ : 10 Ω (marron, noir, noir)

R₃₃ : 680 Ω (bleu, gris, marron)
R₃₈ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
AJ₁ : résistance ajustable 2,2 kΩ
P₁, P₂ : potentiomètre 22 kA

C₄ : 4,7 μF/10 V
C₅ : 10 pF côté pistes
C₇ : 2,2 μF/25 V
C₈, C₁₁ : 10 μF/16 V
C₁₂, C₁₃ : 47 nF
C₁₀ : 220 μF/25 V
C₁₄, C₁₅ : 22 μF/25 V
C₉, C₁₆ : 100 nF
C₁₇ : 47 μF/25 V



LA FICHE PERITEL.

Condensateurs

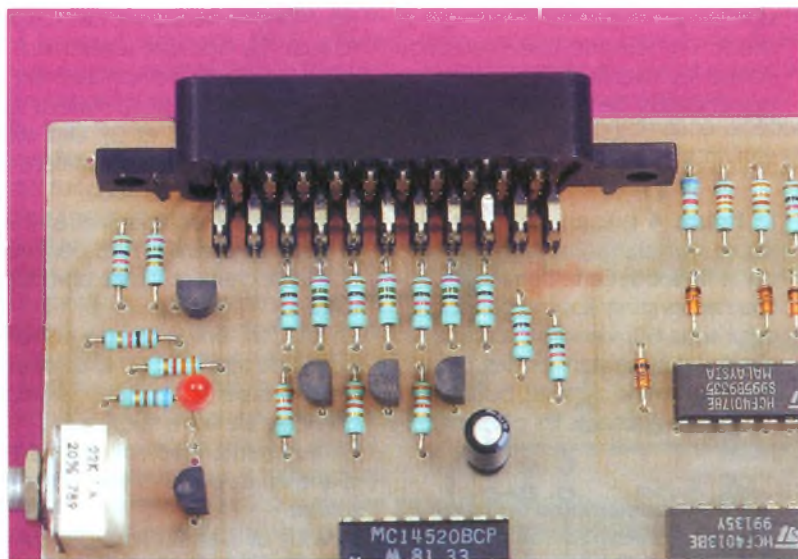
C₁, C₂ : 4,7 pF
C₃, C₆ : 470 nF

Semi-conducteurs

D₁ à D₁₀ : 1N4148
D₁₁ : diode Zener 3,6 V/400 mW
D₁₂ : 1N4001, 1N4007
DEL₁ : DEL rouge
T₁ à T₈ : BC548, BC547
CI₁ : MC14060
CI₂ : 4013
CI₃ : 4017
CI₄ : 4520
CI₅ : LM386
CI₆ : 7812

Divers

Qz : quartz 4 MHz
HP : haut-parleur 8 Ω
SW₁ : embase péritel femelle
SW₂, SW₃ : inverseur à bascule pour circuit imprimé
SW₄ : bornier 2 plots à souder



CATALOGUE MASTER

La société Master nous présente, au travers de son nouveau catalogue 1995, les composants passifs et actifs, mais surtout elle s'est spécialisée dans la distribution de composants dédiés à l'audio et à la vidéo. On peut en effet trouver des kits de maintenance pour les magnétoscopes des principales marques, les semiconducteurs européens et ja-

ponais sont également disponibles. Le catalogue présente également des antennes pour téléphones sans cordons, des télécommandes pour magnétoscopes et téléviseurs, des accumulateurs cadmium Nickel, des kits de courroies pour magnétophones etc... Master distribue des pièces détachées de la société Jaeger Elektronik ainsi que des data book d'équivalence des semiconducteurs.

Master
20, avenue des Charmilles
93166 Noisy-le-Grand Cedex
Tél. : (16/1) 43.03.23.86
Fax : (16/1) 43.03.58.11

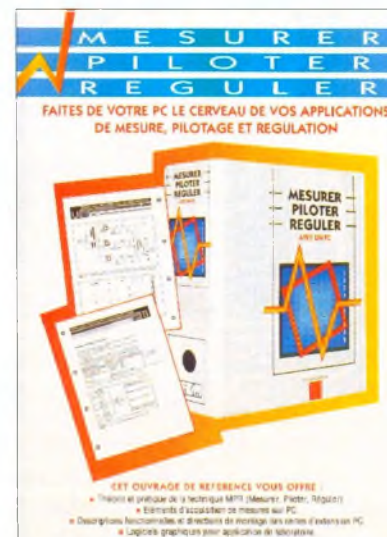
rare sont ceux qui voient leur champ d'applications élargi. Les logiciels livrés avec le livre permettront des applications de laboratoires. De plus, Weka envoie trimestriellement des informations d'actualité concernant de nouvelles techniques ou méthodes.

Weka
82, rue Curial
75935 Paris Cedex 19
Tél. : (16/1) 40.37.01.00
Fax : (16/1) 40.37.02.17

EDITIONS WEKA

MESURER, PILOTER, RÉGULER AVEC UN PC

Voici le titre de ce nouvel ouvrage. Plus de 800 pages d'informations théoriques et pratiques, de schémas et d'exemples d'applications, pour tous ceux qui disposent d'un ordinateur compatible PC. Souvent, l'ordinateur que l'on achète ne sert qu'à quelques fonctions telles que comptabilité, gestion, CAO, mais



En savoir plus sur la prise péritel

La prise péritelvision a connu une première homologation en 1980. Ce connecteur rassemble différents signaux d'entrées et de sorties pour deux principales exploitations.

La première consiste à utiliser le

téléviseur en tant que simple moniteur. Dans ce cas, la partie tuner et les signaux démodulés par le téléviseur n'ont aucune utilité. Le récepteur reçoit alors d'un périphérique externe des signaux vidéo et audio, tels ceux d'un magnétoscope, d'un caméscope ou d'un micro-ordinateur. Dans l'autre cas, l'appareil périphérique

s'implante au sein du téléviseur. Certaines liaisons, comme les voies audio et vidéo composite, sont en quelque sorte ouvertes par des commutateurs et bouclées par l'appareil périphérique, tel un décodeur. Dès lors, cet appareil traite les signaux reçus par le téléviseur avant de les renvoyer dans le récepteur de télévision.

N°	Désignation	Valeur d'adaptation	Observations
1	Sortie audio voie droite	Force électromotrice nominale : 100 mVeff (± 3 dB), avec une impédance de source au plus égale à 1 k Ω pour les fréquences supérieures à 40 kHz.	Pour un taux de modulation de l'émetteur de 30 %. En réception monophonique, les broches 1 et 3 doivent délivrer des signaux identiques.
2	Entrée audio voie droite	Tension nominale : 100 mVeff (± 3 dB), sur une impédance de charge de 10 k Ω . Impédance d'entrée du téléviseur > 4,7 k Ω .	Broche reliée à la broche 6 dans les récepteurs non équipés pour la stéréophonie, de telle sorte que l'impédance entre ces deux broches soit au moins égale à 4,7 k Ω .
3	Sortie audio voie gauche	Force électromotrice nominale : 100 mVeff (± 3 dB), avec une impédance de source au plus égale à 1 k Ω pour les fréquences supérieures à 40 kHz.	Pour un taux de modulation de l'émetteur de 30%. En réception monophonique, les broches 1 et 3 doivent délivrer des signaux identiques.
4	Masse audio		
5	Masse « bleu »		
6	Entrée audio mono ou voie gauche	Tension nominale : 100 mVeff (± 3 dB), sur une impédance de charge de 10 k Ω . Impédance d'entrée du téléviseur > 4,7 k Ω .	
7	Entrée composante « bleu »	Valeur crête à crête de la tension : 1 V (± 3 dB en mode commun et à 0,5 en mode différentiel, sur une impédance de charge de 75 Ω . Tension continue superposée comprise entre 0 et + 2 V.	Composante positive. Retour ligne et trame correspondant au niveau bas.
8	Entrée commutation lente	0 à 1 V état inactif. 10 V à 12 V état actif. Impédance de charge égale ou supérieure à 4,7 k Ω . Impédance d'entrée du récepteur > 4,7 k Ω .	L'état inactif correspond à la position « réception télévision ». L'état actif correspond à la position « péritelvision » (mode moniteur).
9	Masse « vert »		
10	Horloge		
11	Entrée composante « vert »	Valeur crête à crête de la tension : 1 V (± 3 dB en mode commun et à 0,5 en mode différentiel, sur une impédance de charge de 75 Ω . Tension continue superposée comprise entre 0 et + 2 V.	Composante positive. Retour ligne et trame correspondant au niveau bas.
12	Commande à distance		
13	Masse « rouge »		
14	Masse CD	CD : commande à distance.	
15	Entrée composante « rouge »	Valeur crête à crête de la tension : 1 V (± 3 dB en mode commun et à 0,5 en mode différentiel, sur une impédance de charge de 75 Ω . Tension continue superposée comprise entre 0 et + 2 V.	Composite positive. Retour ligne et trame correspondant au niveau bas.
16	Entrée commutation rapide	0 à 0,4 V état inactif. 1 à 3 V état actif. Impédance de charge 75 Ω .	
17	Masse vidéo		
18	Masse CR	CR : commutation rapide.	
19	Sortie vidéo	Signal vidéo composite. Tension 1 V (+ 6 V/– 3 dB). Impédance de charge 75 Ω . Tension continue superposée comprise entre 0 et + 2 V.	Vidéo positive. La tension de 1 V s'entend comme l'écart entre le niveau crête du blanc et le niveau de synchronisation.
20	Entrée vidéo	Signal vidéo composite. Tension 1 V (± 3 dB). Impédance de charge 75 Ω . Tension continue superposée comprise entre 0 et + 2 V.	Vidéo positive. La tension de 1 V s'entend comme l'écart entre le niveau crête du blanc et le niveau de synchronisation.
21	Blindage de la fiche	Mise au potentiel de référence.	



DOMOTIQUE

DETECTEUR D'APPEL TELEPHONIQUE

Nombreuses sont les personnes qui ne souhaitent pas posséder de répondeur téléphonique, souvent parce que cette dépense ne leur semble pas justifiée. Pourtant, il peut leur être utile, parfois, de savoir que l'on a tenté de les joindre...



D'autres personnes possèdent un répondeur qui indique sur un petit afficheur le nombre d'appels survenus dans la journée. Cet afficheur, souvent à cristaux liquides, est quelquefois difficile à lire pour peu que le répondeur soit placé dans un endroit sombre. Par ailleurs, si la personne appelante raccroche avant le bip sonore émis par le répondeur, l'appel n'est pas pris en compte.

Le petit montage décrit ici permet de signaler que votre téléphone a sonné au moins une fois lors de votre absence. Il a été conçu avec le souci de l'encombrement minimal. Il

pourra ainsi trouver facilement sa place, à proximité ou non du téléphone, pourvu qu'on le munisse d'un cordon de longueur adéquate. Sa consommation en veille est quasiment nulle, ce qui garantit une longue vie à la pile 9V, de préférence alcaline, qui lui sert d'alimentation.

Principe (fig. 1)

Le principe du montage est simple et classique. La tension alternative de sonnerie, dont l'amplitude peut atteindre une centaine de volts, est transmise par C_1/R_1 et C_2/R_2 .

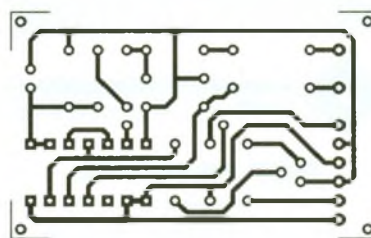
Les alternances positives sont écrêtées à 7,5V par la diode Zener D_2 . Cette valeur garantit un niveau haut à la porte NAND N_1 de IC_1 (4011), sans toutefois la mettre en péril lorsque la pile arrive en fin de carrière.

Ces alternances positives de la tension de sonnerie sont redressées par D_1 . L'ensemble $R_3/C_3/R_4$ permet d'intégrer les impulsions parasites et d'éviter ainsi des déclenchements intempestifs.

Par ailleurs, le choix des valeurs $R_1/R_2/R_3/R_4$ interdit le déclenchement du système par les tensions modulées lors d'une communication.

Les portes N_2 et N_3 constituent une bascule R/S. Lorsqu'un appel survient, la sortie 3 de la porte N_1 passe à zéro. Ce niveau est transmis sur l'entrée 5 de la porte N_2 , dont la sortie 4 passe donc au niveau haut. Ce niveau est transmis d'une part sur la base de Q_1 , qui devient conducteur,

et d'autre part sur l'entrée 13 de la porte N_3 . L'entrée 12 de cette porte étant déjà au niveau haut par R_5 , sa sortie se trouve au niveau bas, ainsi que l'entrée 6 de la porte N_2 . La sortie 4 de la porte N_2 se trouve donc verrouillée au niveau haut et la DEL reste allumée.



2 LE CIRCUIT IMPRIME.

Après l'appel, C_3 se décharge dans R_4 , les entrées 1 et 2 de la porte N_1 retournent au niveau bas et la sortie 3 remonte au niveau haut, ainsi que l'entrée 5 de N_2 . Lors d'un appui sur le bouton-poussoir d'effacement, l'entrée 12 de la porte N_3 passe à zéro. La sortie 11 passe au niveau haut, ainsi que l'entrée 6 de la porte N_2 , dont la sortie 4 retombe à zéro : Q_1 se bloque et la DEL s'éteint et reste éteinte jusqu'à l'appel suivant.

Les entrées de la porte N_4 , inutilisées, sont forcées au niveau haut.

Réalisation

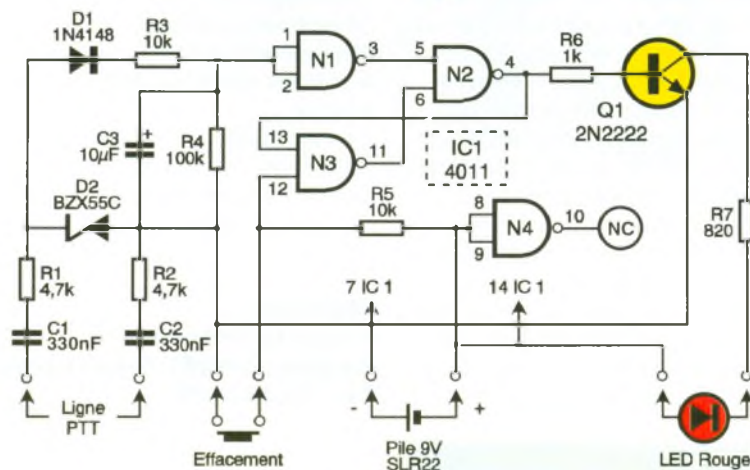
L'ensemble des composants tient sur un circuit imprimé de 50 mm de long sur 32 mm de large, dont le dessin du cuivre est représenté en **figure 2**.

L'implantation des composants sera conforme à la **figure 3**.

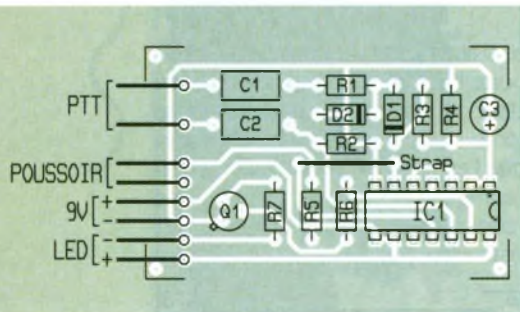
Utiliser de préférence un fer à panne fine, car les risques de pontages existent du fait de la proximité des pistes. Pour être sûr de ne pas l'oublier, commencer par souder le strap au centre du circuit.

Pour les condensateurs C_1 et C_2 , il convient, par sécurité, d'utiliser impérativement des modèles de haute qualité, isolés au moins à 100 V. Le circuit, ainsi que la pile, est installé dans un petit boîtier de plastique, dans le flanc duquel auront été percés deux trous afin d'y fixer la DEL et le bouton-poussoir de RAZ. Un troi-

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.



sième trou permettra le passage du câble téléphonique. Ce câble peut d'ailleurs être un simple Scindex à deux conducteurs, connecté aux bornes 1 et 3 de la fiche téléphonique gigogne, comme indiqué sur la figure 4.



3

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

Mise en service

La mise en service du montage consiste simplement à connecter la pile (si la DEL est allumée, il convient d'appuyer sur le bouton-poussoir d'effacement), puis à intercaler le connecteur gigogne en série dans la prise téléphone.

Pour essayer le système immédiatement, il est pratique d'utiliser le service France Telecom du test de sonnerie. Composer pour cela le 36 44. Lorsque la tonalité intermittente se fait entendre, raccrocher le combi-

4

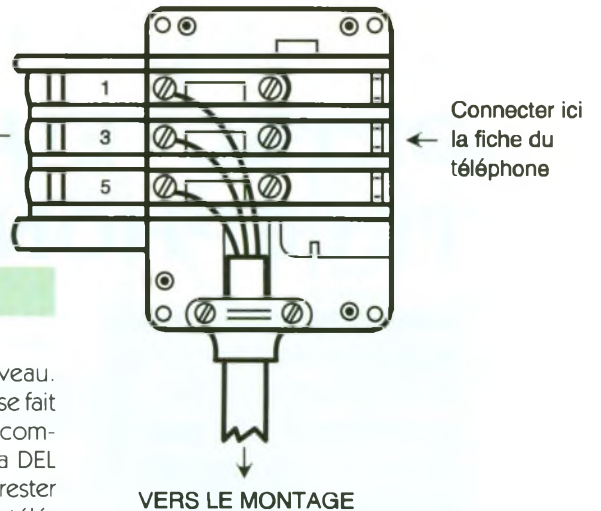
LE CABLAGE DE LA FICHE TELEPHONE.

né, puis le décrocher à nouveau. Une autre tonalité intermittente se fait entendre. Raccrocher alors le combiné et attendre la sonnerie. La DEL du montage doit s'allumer et rester allumée après décrochage du téléphone. Appuyer ensuite sur le poussoir de RAZ pour l'éteindre. Lors du remplacement de la pile, il est vivement conseillé de déconnecter le montage de la ligne PTT.

B. LEBRUN

NOMENCLATURE

R₁, R₂ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₃, R₅ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₄ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₆ : 1kΩ (marron, noir, rouge)
R₇ : 820 Ω (gris, rouge, marron)



VERS LE MONTAGE

C₁, C₂ : 330 nF 100 V
C₃ : 10 μF 16 V tantale goutte
D₁ : 1N4148
D₂ : BZX55C 7,5 V
Q₁ : 2N2222 A
IC₁ : 4011 ou 4093

Divers

Fiche téléphonique gigogne
Boîtier plastique (par exemple, Teko modèle P₁)
Bouton-poussoir (contact travail)
DEL rouge
Pile 9 V SLR22
Connecteur pour pile 9 V SLR22

LE DIGICODE® DE LA SOCIÉTÉ DIGIFRANCE



Dans notre numéro 190 d'*Electronique Pratique*, nous avons décrit un système de clavier codé que nous avons intitulé « Un digicode à tout faire ». Or le nom DIGICODE® est déposé auprès de l'INPI par la société Digifrance. Nous profiterons donc pour présenter à nos lecteurs une partie de la gamme de cette société française basée à Créteil.

Le DIGICODE® est destiné à l'ouverture des portes à l'aide d'un code, version moderne du DIGICLÉ®, et est particulièrement adapté au contrôle d'accès des immeubles, des parkings, des locaux à accès restreint. Grâce à ses nombreuses options, il offre des fonctions multiples répondant à la plupart des souhaits formulés par une clientèle exigeante à juste titre. Il est simple à installer et accepte une large gamme de tensions d'alimentation.

Doté d'un contact de sortie repos/travail, il peut être couplé à tous les types de gâches, de verrous, de ventouses électriques, et peut

également commander des systèmes motorisés.

Il comporte un réglage de temporisation de 1 à 20 secondes. Le code se mémorise par le clavier selon une procédure à la fois simple et sécurisante.

Associé à une horloge externe, le poussoir de façade peut être neutralisé à certaines heures de même que certains codes.

L'option « clavier lumineux » assure l'éclairage des touches pendant 10 secondes après avoir appuyé sur une touche quelconque, évitant ainsi d'attirer l'attention dans les zones à risque.

Il existe quatre principaux modèles de boîtiers : modèle à encastrer, modèle à encastrer avec clé EDF/PTT, modèles en applique horizontal ou vertical.

Digifrance

**15, rue Le Corbusier,
 Europarc F-94035, Créteil Cedex
 Tél. : 43.39.14.99.**



UNE BOITE A RYTHMES PROGRAMMABLE

Avec un minimum de composants, cette boîte à rythmes arrive à des résultats véritablement étonnants. Elle constitue un accessoire intéressant pour accompagner certains instruments de musique. De même, elle peut apporter une aide originale dans l'animation de vos soirées. Au plaisir de l'écoute s'ajoutera celui de la création grâce aux nombreuses possibilités de programmation.

I – Le principe

Une base de temps réglable fait avancer un compteur comportant dix sorties. Ces dernières sont reliées à deux groupes de dix interrupteurs contenus dans deux barrettes micro-switches. Leurs sorties aboutissent sur les entrées d'un générateur de fréquences.

Pour chaque position du compteur, on a ainsi la possibilité :

- de fermer l'interrupteur du premier groupe de micro-switches ;
- de fermer l'interrupteur du second groupe de micro-switches ;
- de fermer les deux interrupteurs ;
- de n'en fermer aucun.

Il en résulte des fréquences diverses générées puis amplifiées avant d'être restituées par la membrane d'un haut-parleur. Les sons émis seront très brefs, étant donné qu'ils sont censés se rapprocher d'assez près de ceux qu'émet une batterie. Grâce à une programmation adaptée, on peut développer les rythmes les plus divers. Enfin, un dernier groupe de quatre interrupteurs permet la remise à zéro prématurée du

compteur. Cette possibilité s'impose à chaque fois que le nombre de temps élémentaires d'une séquence n'est pas un sous-multiple de 10. Nous en reparlerons.

II – Le fonctionnement (fig. 1 et 2)

a) Alimentation

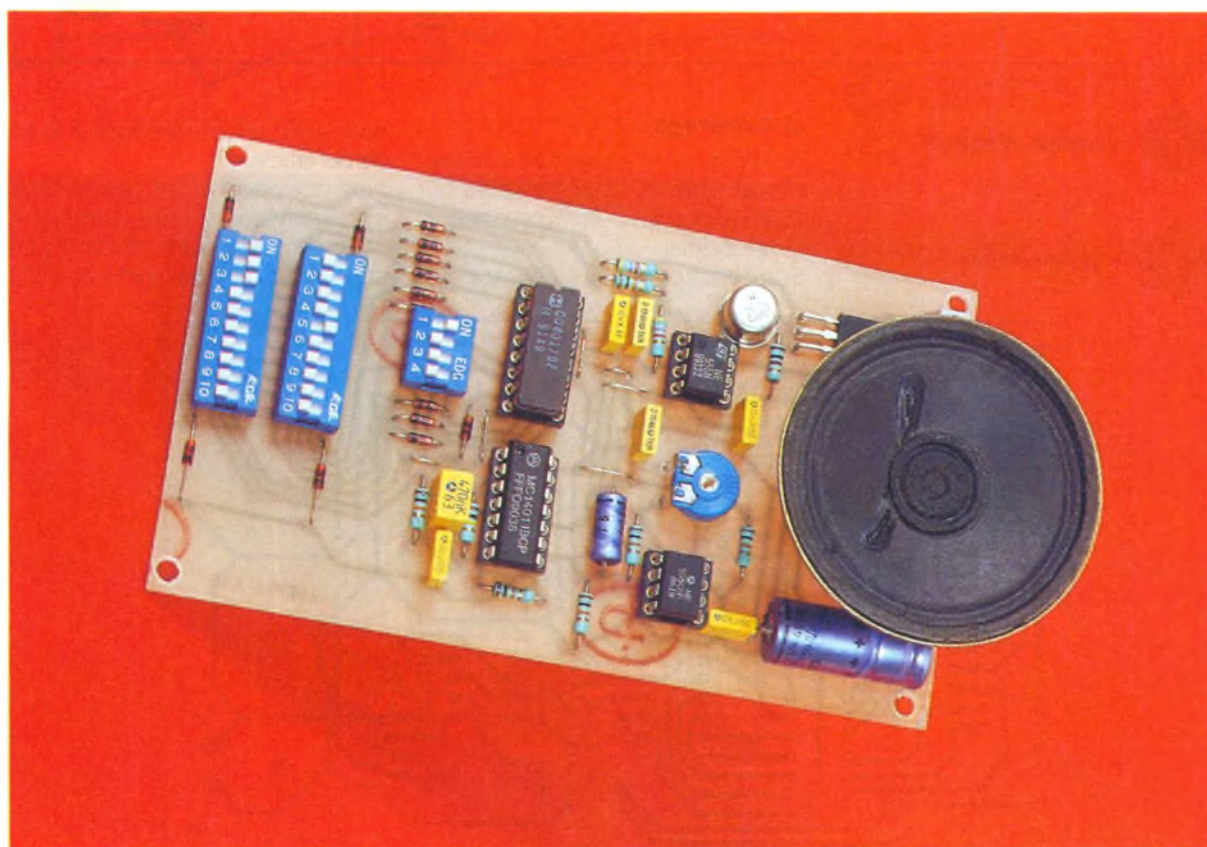
Pour alimenter ce montage, il peut être fait appel à une classique pile de 9V. Mais une autre source de courant ne dépassant pas 18V convient également. La consommation reste inférieure à 50mA.

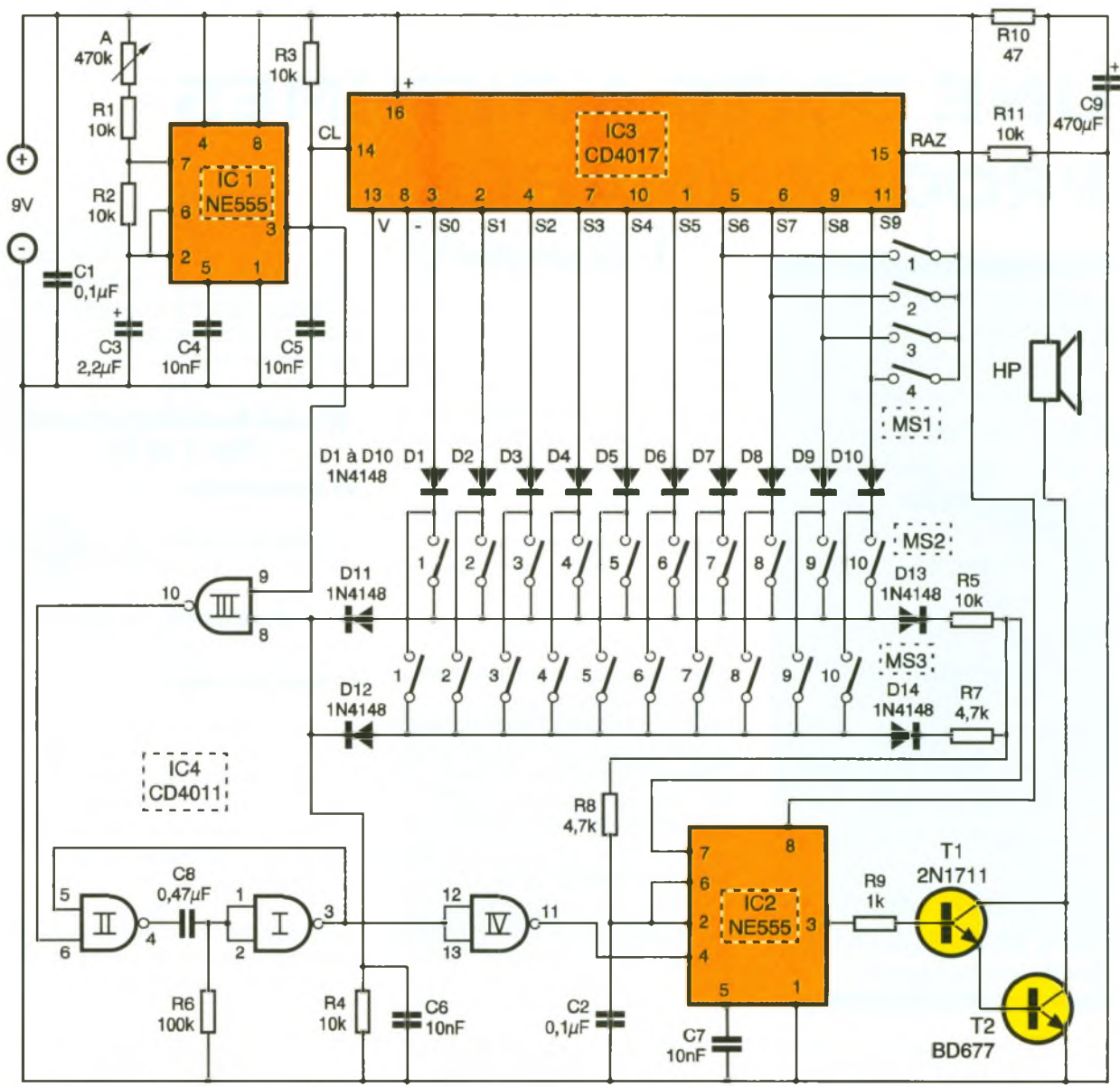
b) Base de temps

Le circuit intégré référencé IC₁ est un NE555, le timer bien connu de nos lecteurs. Un tel circuit délivre sur sa sortie, lorsqu'il est monté en multivibrateur, un signal en forme de créneau dont la période est déterminée au moyen de la relation :

$$T = 0,7 \cdot (A + R_1 + 2 R_2) \cdot C_3$$

Grâce au curseur de l'ajustable A, on peut régler la période le long d'une plage de 50 millisecondes à 0,8 seconde.

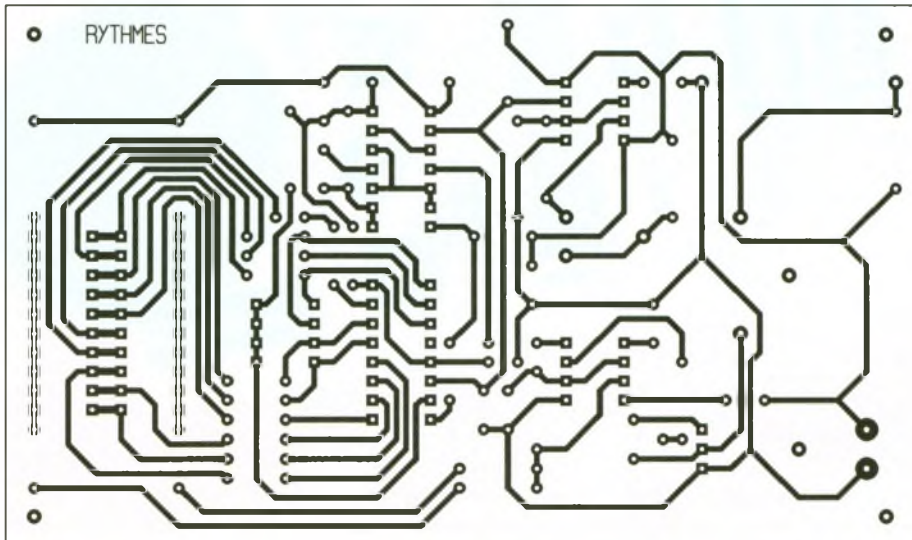


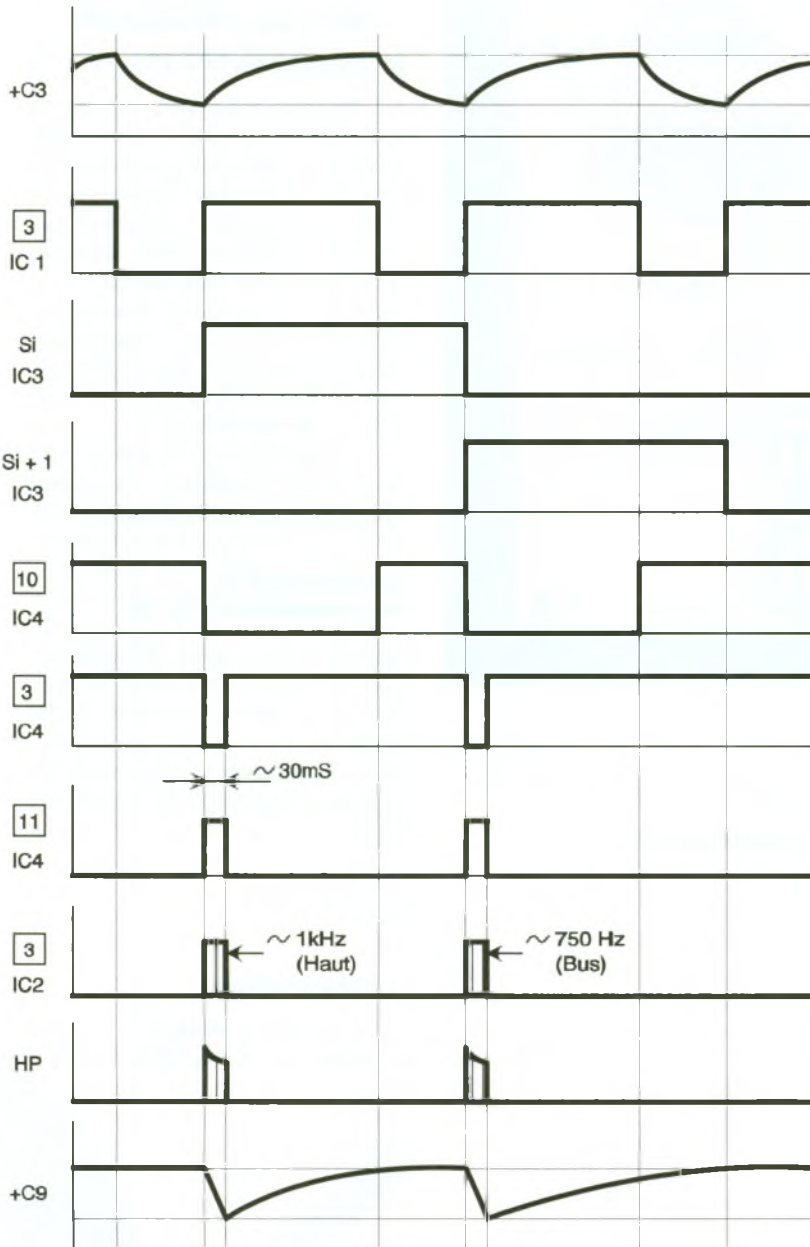


- 1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.
- 3 LE CIRCUIT IMPRIME.

c) Comptage
 Le circuit IC₃ est également un composant célèbre : il s'agit en effet du CD 4017 qui est un compteur-décodeur décimal. Son fonctionnement est rappelé

dans notre encart théorique à la fin de cet article. Ainsi que nous l'avons déjà indiqué au chapitre consacré au « principe », pour une position donnée de IC₃, on peut fermer : un interrupteur de MS1,





2

QUELQUES SIGNAUX RELEVÉS LORS DU FONCTIONNEMENT.

un interrupteur de MS2, les deux, ou pas d'interrupteur du tout.

A chaque fois qu'un interrupteur est fermé pour une position donnée de IC₃, l'entrée 8 de la porte NAND III est soumise à un état haut. Lorsque le signal délivré par IC₁ est au niveau logique 1, c'est-à-dire aussitôt après l'avance de IC₃, la sortie de la porte NAND présente un état bas. Ce dernier commande le démarrage de la bascule monostable formée par les portes NAND I et II. Celle-ci délivre alors sur sa sortie un bref état bas d'une durée de l'ordre de 30 milli-secondes, que la porte IV inverse sous la forme d'un état haut.

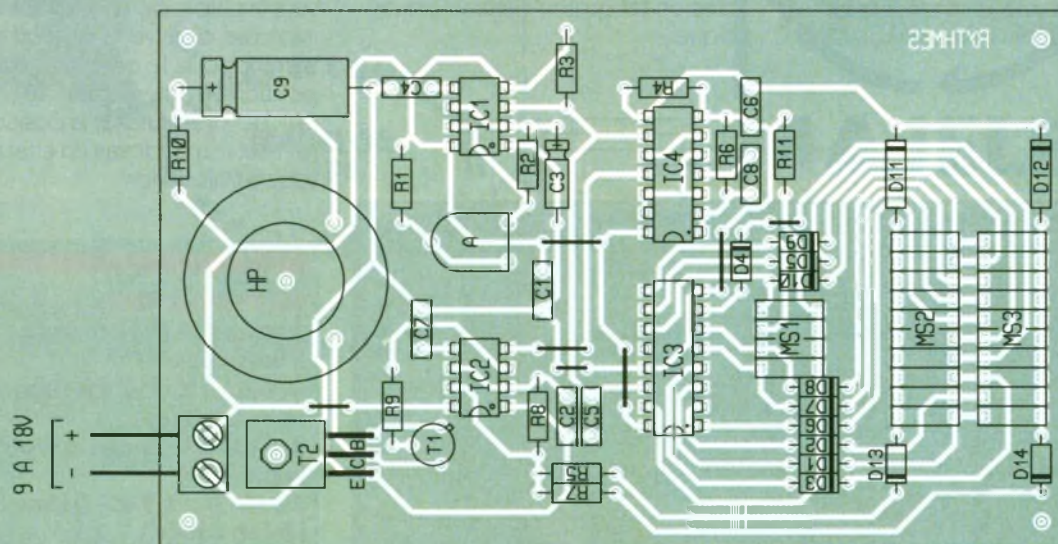
En revanche, si pour une position donnée de IC₃ aucun interrupteur de programmation n'est fermé, la porte NAND III continue de présenter son état haut de repos sur sa sortie, ce qui neutralise le départ de la bascule monostable.

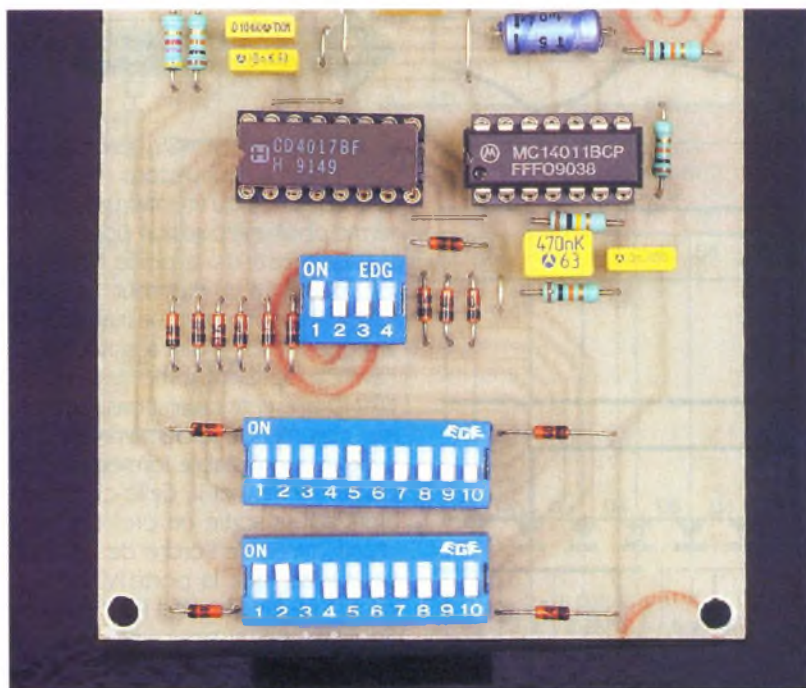
Enfin, on notera que, si pour deux positions successives, un ou plusieurs interrupteurs sont fermés, la porte NAND III passe toujours par un état haut intermédiaire, entre les deux états bas actifs, grâce à l'état bas délivré par IC₁ juste avant l'incrémentation suivante du compteur (voir oscillogrammes de la **figure 2**).

Cette disposition permet à la bascu-

4

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.





LES MICRO SWITCHES DE PROGRAMMATION.

Le monostable de se relaxer et de fonctionner ainsi de manière correcte.

d) Génération du son

Le circuit IC₂ est encore un NE555. Ses résistances périphériques sont R₅, R₇ et R₈. Le lecteur vérifiera que, suivant le type d'interrupteur fermé de MS1 ou de MS2, ou les deux simultanément, le circuit IC₂ délivre l'une des trois fréquences : 750 Hz, 1 kHz ou 1 130 Hz.

Bien entendu, le 555 est seulement actif pendant le court instant où l'entrée RAZ (broche 4) est soumise à un

état haut, c'est-à-dire pendant une durée d'environ 30 à 40 millisecondes.

e) Amplification

Les transistors T₁ et T₂ forment un Darlington. Rappelons qu'un tel montage réalise essentiellement une importante amplification du courant collecteur. Le haut-parleur est monté dans le circuit collecteur de ce Darlington.

Afin de limiter la chute de potentiel qui se produirait au niveau de l'alimentation lors de chaque sollicitation du haut-parleur, l'énergie provient essentiellement de la capacité C₉. Celle-ci se charge, entre deux sollicitations, à travers R₁₀.

Le son émis est bref, légèrement métallique et assez proche de celui que produit un instrument de percussion tel qu'une batterie électronique.

5

EXEMPLES DE PROGRAMMATION.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	1	2	3	4	Rythme
MS2	X		X		X		X		X						Marche
MS3		X		X		X		X		X					
MS2	X			X			X						X		Valse
MS3		X	X		X	X		X	X						
MS2	X	X	X		X						X				Tango
MS3	X	X	X												
MS2			X				X						X		Rock
MS3	X	X			X	X									

III – La réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 3)

Peu de commentaires sont à faire sur le circuit imprimé. Toutes les méthodes de reproduction sont utilisables : application directe sur le cuivre d'éléments de transfert, confection d'un « typon », recours à la méthode photographique.

Après gravure au perchlore de fer, le module est à rincer très abondamment. Ensuite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre.

Certains seront à agrandir afin de les adapter au diamètre des connexions des composants davantage volumineux.

b) Implantation des composants (fig. 4)

Après la mise en place des straps de liaison, on implantera les résistances, les diodes et les supports de circuits intégrés.

On terminera par les composants de plus forte épaisseur tels que les capacités, les transistors et les micro-switches. Attention à l'orientation des composants polarisés. Le haut-parleur a été collé directement sur le module.

c) Programation

Le tableau de la figure 5 illustre des exemples de programmation. Le lecteur créera sans aucun doute d'autres rythmes, moins traditionnels que les exemples traités. On notera surtout l'importance des quatre interrupteurs permettant une éventuelle remise à zéro prématurée du compteur, lors du déroulement de son cycle.

En effet, dans certains cas, le nombre de temps élémentaires n'est pas un sous-multiple de 10. C'est le cas, par exemple, de la valse, où il est nécessaire, lorsque le compteur atteint la position S₉ (interrupteur 10), de lui faire occuper aussitôt la position zéro. Tout le monde sait en effet que la valse a trois temps...

NOMENCLATURE

7 straps (2 horizontaux, 5 verticaux)
R₁ à R₅ : 5 x 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₆ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₇, R₈ : 2 x 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₉ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₁₀ : 47 Ω (jaune, violet, noir)
R₁₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
D₁ à D₁₄ : 14 diodes-signal 1N4148
A : ajustable 470 kΩ
C₁, C₂ : 0,1 μF milfeuil
C₃ : 2,2 μF/16 V électrolytique
C₄ à C₇ : 10 nF milfeuil
C₈ : 0,47 μF milfeuil
C₉ : 470 μF/16 V électrolytique
T₁ : transistor NPN 2N1711
T₂ : transistor NPN BD677
IC₁, IC₂ : NE555 (timer)
IC₃ : CD4017 (compteur-décodeur décimal)
IC₄ : CD4011 (4 portes NAND)
2 supports 8 broches
1 support 14 broches
1 support 16 broches
Bornier soudable 2 plots
HP : haut-parleur 4/8 Ω, 0,5 à 1 W/∅ 50
MS1 : micro-switch
4 interrupteurs
MS2 et MS3 : 2 micro-switches de 10 interrupteurs

Robert KNOERR

ENCART THÉORIQUE LE CD4017

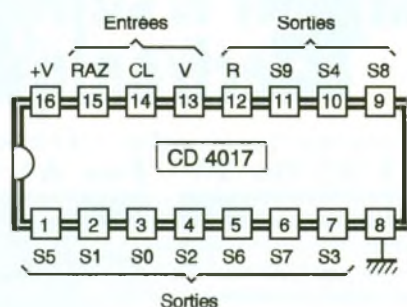
Il s'agit d'un compteur-décodeur décimal très courant dont les applications sont nombreuses. Comme tous les circuits intégrés de la série MOS, son potentiel d'alimentation peut varier de 3 à 18V.

Fonctionnement

Le compteur « avance » au rythme des fronts montants des créneaux présentés sur l'entrée CLOCK, à condition toutefois que l'entrée de validation CLOCK INHIBIT se trouve

soumise à un état bas. Si cette entrée reçoit un niveau logique 1, le compteur se bloque sur la position qu'il occupait au début de la présentation de cet état haut d'inhibition et ne tient plus compte des fronts montants des créneaux présentés sur l'entrée CL. Cette situation dure aussi longtemps que persiste l'état haut sur cette entrée de validation.

L'entrée RAZ (remise à zéro) doit normalement être reliée à un état bas. Si on la soumet, même brièvement, à un état haut, le compte se place immédiatement sur la position S₀.



+V : ⊕ Alimentation
 RAZ : Remise à zéro (Reset)
 CL : Horloge (Clock)
 V : Validation (Clock inhibit)
 R : Report (Carry output)
 Masse : ⊖ Alimentation
 S0 à S9 : 10 Sorties d'utilisation

NOUVEAU CATALOGUE 1995



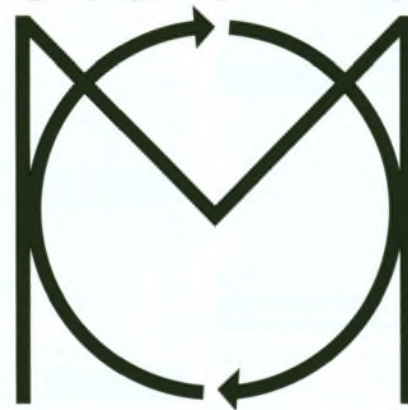
70 pages
 Nombreux schémas et indications techniques
 Mise à jour bisannuelle
Prix : 25.00 F

Tarif quantitatif gratuit sur simple demande

MEDELOR SA
42800 TARTARAS

Tél : 77 75 80 56

OCCASIONS



MAJELEC

Toute notre liste d'appareils de mesure d'occasion sur minitel

36 17 ISE

code **MAJELEC**

2,19 F la mn remboursable au 1^{er} achat !!!
(remboursement limité à 131,40 F soit 1 h)

MAJELEC - 33 bis, route de Chartres
 91 400 GOMETZ-LA-VILLE

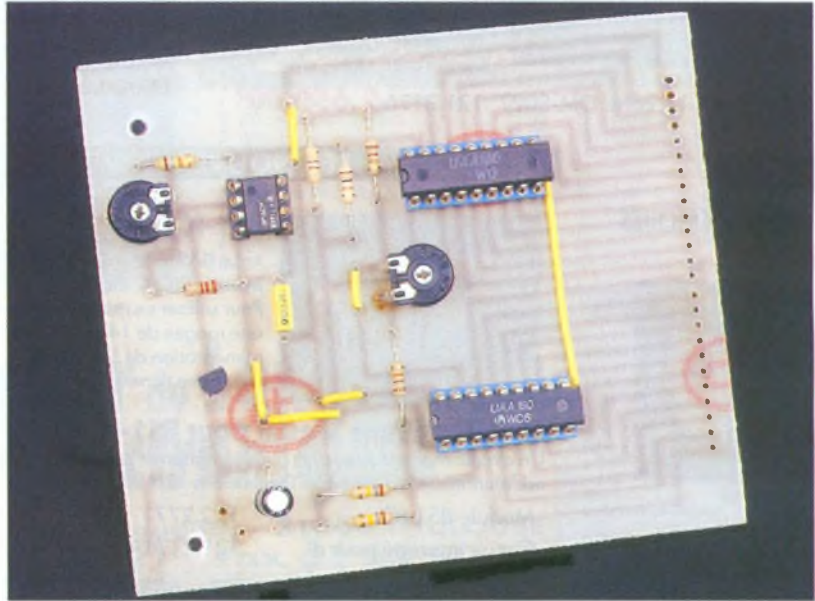
Tél. : (1) 60.12.30.09 - Fax : (1) 60.12.61.54

Ouverture lundi à vendredi 9 h - 12 h, 14 h - 18 h
 samedi 10 h - 12 h, 14 h - 17 h



UN THERMOMETRE A DEL

Voici un montage peu onéreux qui satisfera aussi bien les débutants que les amateurs confirmés. En effet, ce thermomètre à DEL pourrait être le successeur de son ancêtre à mercure. La lecture de la température est beaucoup plus aisée grâce à l'affichage par DEL.



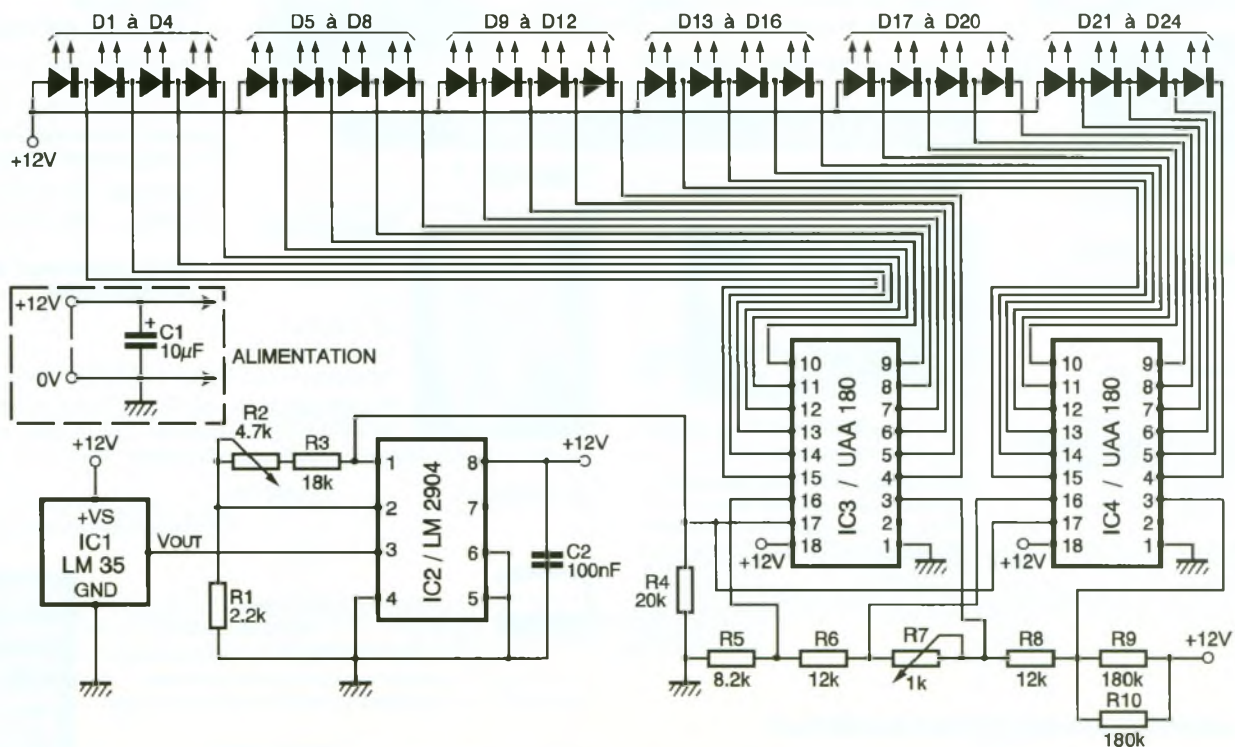
I - Principe de fonctionnement

Le circuit LM35 est un transducteur température-tension qui fournit en sortie (broche Vout) une tension de 10 mV/°C. Un amplificateur opérationnel monotension (LM2904) permet d'amplifier ce signal. Avec les valeurs de résistances adaptées, nous aurons en sortie du

LM2904 (broche 1) une tension de 100 mV/°C. L'ajustable R_2 permet de régler avec précision cette tension et donc d'étalonner le thermomètre. Les circuits intégrés UAA180 sont prévus pour commander 12 DEL. La mise en série de deux de ces circuits permettra un affichage sur 24 DEL. La tension de sortie du LM2904, proportionnelle à la température, est appliquée sur la broche 17 des deux

UAA180. Quand cette tension augmente, les DEL s'allument progressivement en réalisant une bande lumineuse de longueur croissante. En dessous d'une certaine tension, aucune DEL n'est allumée. Au-dessus d'une tension maximale, toutes les DEL sont allumées.

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.



Les résistances R_4 à R_{10} ont été dimensionnées pour que :

- le « passage » d'une DEL à la suivante corresponde à 1°C ;
- la première DEL s'allume pour une température de 8°C ;
- la dernière DEL s'allume pour une température de 31°C .

L'ajustable R_7 permet un passage cohérent entre la dernière DEL commandée par le premier UAA180 (IC_3) et la première DEL commandée par le deuxième UAA180 (IC_4).

L'ensemble du montage doit être alimenté sous une tension de 12 V (régulée) et consomme au maximum (toutes les DEL allumées) 100 mA.

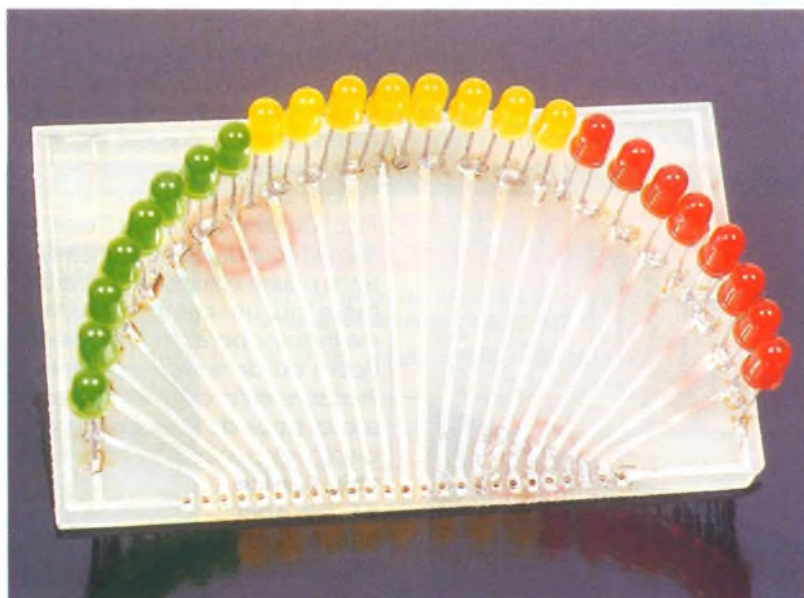
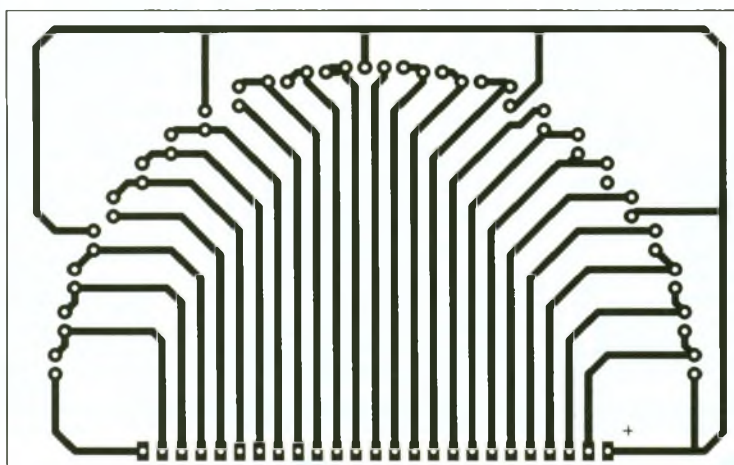
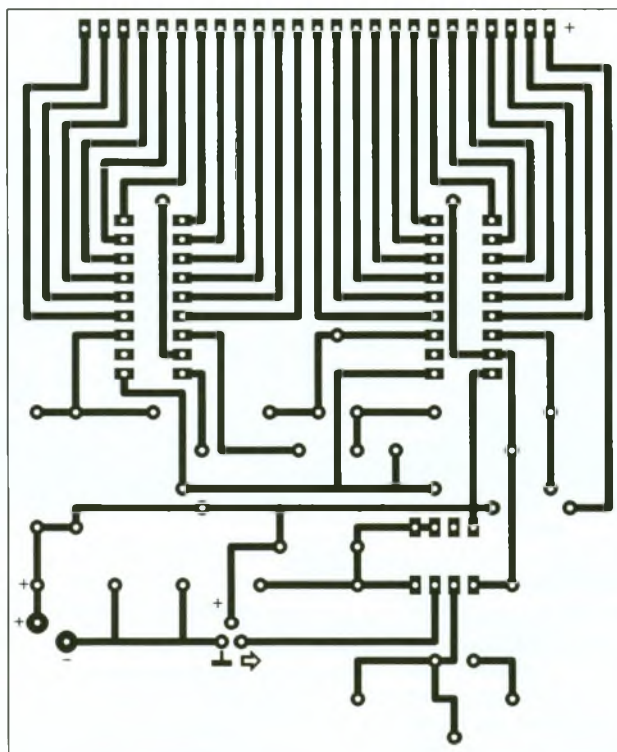
II – Réalisation, mise au point

On a choisi de séparer le circuit en deux parties.

Les 24 DEL disposées en arc de cercle (par exemple) sont câblées sur un premier circuit imprimé. Un second circuit imprimé comporte les autres éléments du montage (CI, résistances, condensateurs...). L'ensemble est monté dans un boîtier.

Le capteur de température étant situé dans le boîtier, il est indispensable d'effectuer des trous d'aération, pour éviter une erreur due à l'échauffement des composants et pour diminuer l'inertie thermique.

La mise au point est très simple et consiste essentiellement en l'étalonnage du thermomètre : il suffit de comparer avec l'indication d'un thermomètre à mercure (si possible



LA PLATINE DE COMMANDE.

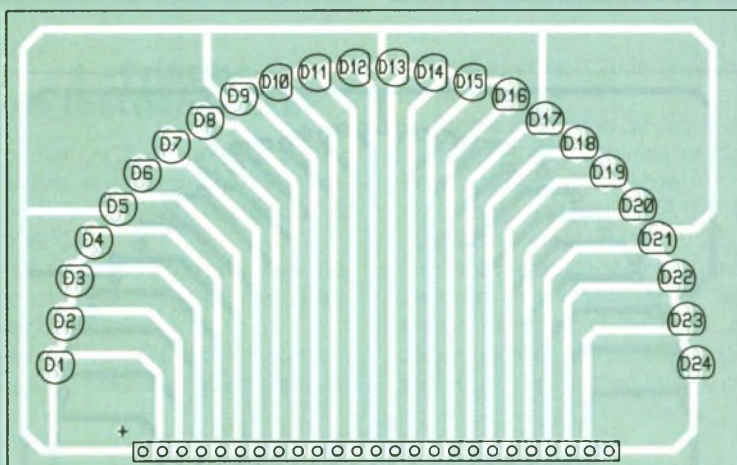
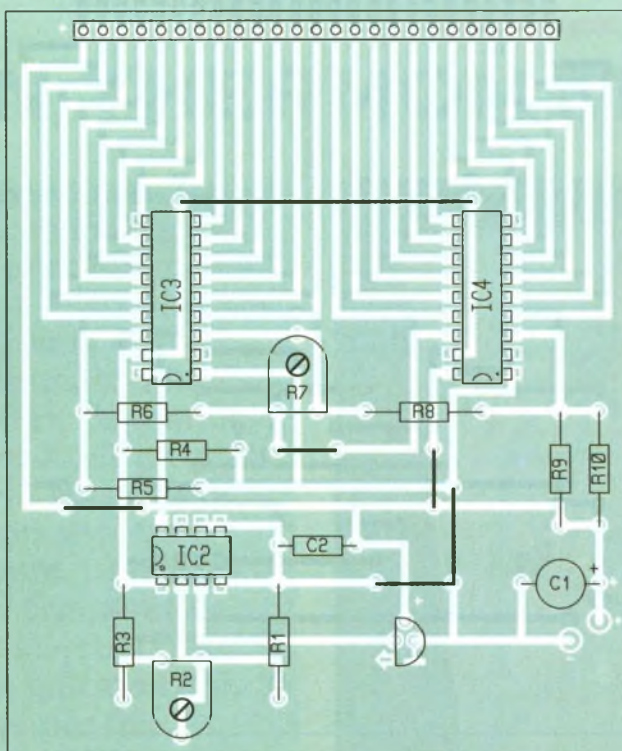
de précision) et de régler R_2 pour avoir la même valeur.

Réglage de R_2 :

- enlever IC_2 de son support ;
- appliquer à l'entrée des UAA180 (broches 17) une tension continue variable, en l'augmentant progressivement à partir de 0V. Régler R_7 pour que le passage de la 12^e DEL et la 13^e s'effectue de manière cohérente.

Voilà, votre thermomètre est prêt et, dès la mise sous tension, vous indique la température de votre pièce. Il ne vous reste plus qu'à le mettre « en boîte », sans négliger l'aération du LM35.

L. OLLE



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Résistances (1/4 W)

R₁ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

R₂ : 4,7 kΩ ajustable

R₃ : 18 kΩ (marron, gris, orange)

R₄ : 20 kΩ (rouge, noir, orange)

R₅ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)

R₆, R₈ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)

R₇ : 1 kΩ ajustable

R₉, R₁₀ : 180 kΩ (marron, gris, jaune)

Condensateurs

C₁ : 10 μF/25 V

C₂ : 100 nF

Semi-conducteurs

IC₁ : LM 35DZ

IC₂ : LM 2904

IC₃, IC₄ : UAA180

D₁ à D₈ : 8 DEL vertes

∅ 5 mm

D₉ à D₁₆ : 8 DEL jaunes

∅ 5 mm

D₁₇ à D₂₄ : 8 DEL rouges

∅ 5 mm

Divers

2 supports CI 18 broches

1 support CI 8 broches

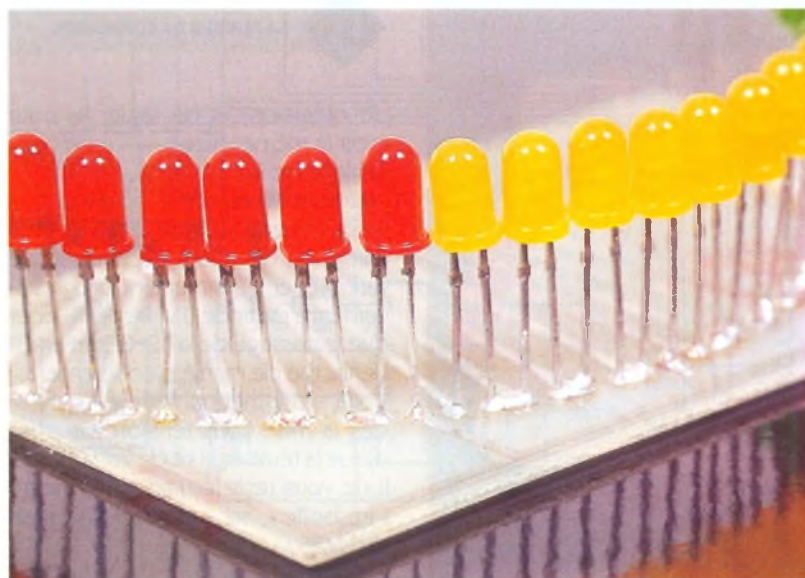
1 nappe 25 connecteurs

Interrupteur

3/5

LES IMPLANTATIONS DES
COMPOSANTS.

LA RANGEE DE DEL EN 3 COU-
LEURS.



EMETTEUR TV UHF EN KIT

La société Chip Service commercialise un émetteur vidéo dans la bande UHF, la puissance de sortie atteint 100 mW. Utilisé avec une bonne antenne, fournie avec le kit, ce transmetteur autorise des liaisons vidéo en vue directe de l'ordre de 50 à 100 mètres, en fonction de la qualité de l'installation du côté du récepteur. Ce système pourra s'utiliser avec une caméra ou un caméscope, un magnétoscope, à des fins domestiques ou de surveillance vidéo. Précisons enfin que des modules son et ampli de puissance seront bientôt disponibles.

Chip Service

14, rue Abel

75012 Paris

Tél. : 43.44.95.86



AUDIO

AMPLIFICATEUR A TUBES POUR CASQUE DYNAMIQUE

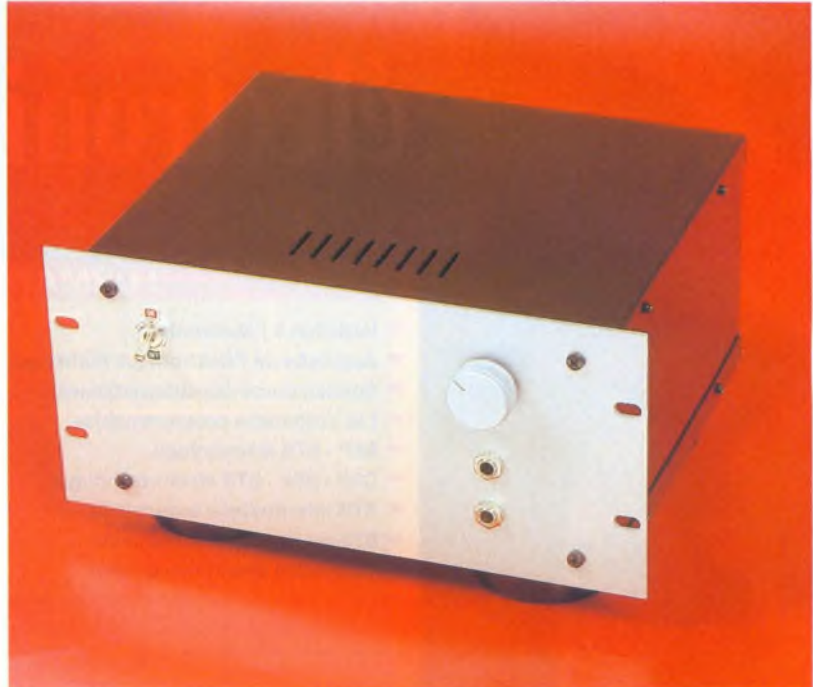
Après la réalisation du préamplificateur à tubes proposé dans les colonnes d'Electronique Pratique, voici à présent un amplificateur pour casque de la même technologie.

Fidèles à notre esprit qui est de présenter des réalisations accessibles à tous, nous vous proposons un montage intégrant un maximum de composants courants qui, mis en œuvre avec astuce et soin, font preuve de performances étonnantes. C'est ainsi que, dans cet amplificateur, tous les transformateurs, ceux d'alimentation comme ceux de modulation, sont des modèles classiques « détourné » de leur usage habituel. Donc, ici, pas de ces composants « spéciaux » et coûteux qui font les choux gras de commerçants peu respectueux de l'amateur, mais le plus possible de matériel standard, facile d'approvisionnement et peu onéreux.

Schéma

Amplificateur

Le schéma en est donné en figure 1. Deux étages amplificateurs sont

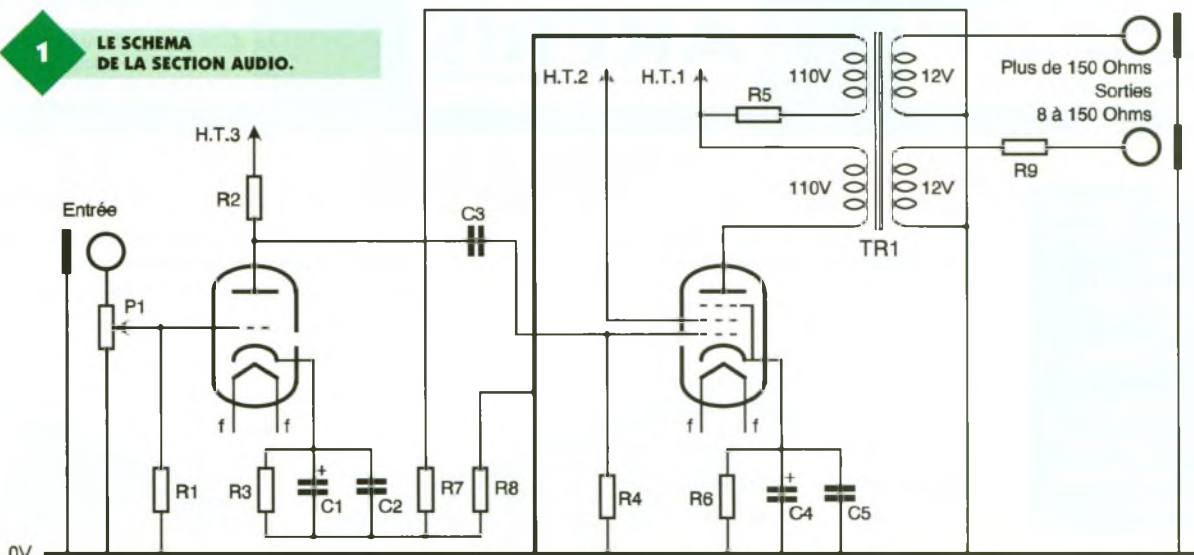


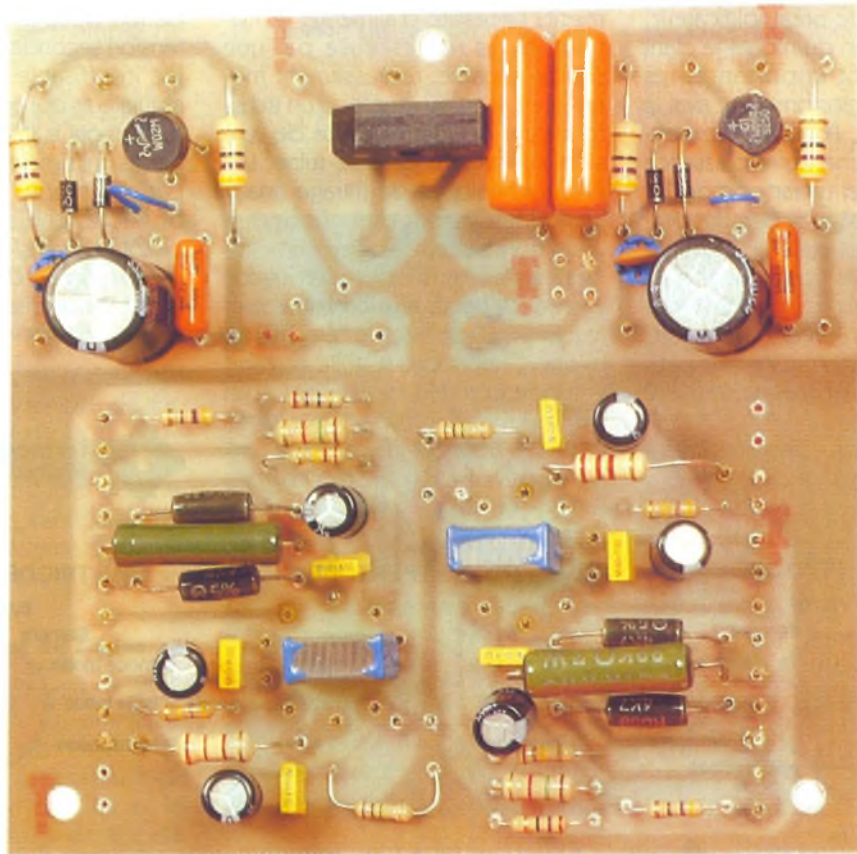
montés en cascade. Le premier étage construit autour de la triode contenue dans le tube ECL82 fournit une première amplification; la triode est polarisée par R_3 , C_1 et C_2 et est chargée par R_2 reliée au point d'alimentation HT3. La modulation extraite par C_3 attaque la partie pentode de l'ECL82, polarisée par R_6 , C_4 et C_5 , et chargée par le primaire du transformateur de sortie. Sa grille écran est alimentée par HT2 et l'ensemble est contre-réactionné par le couple R_7 - R_8 . Le transformateur de sortie, qui doit transmettre une gamme éten-

due de signaux, mérite qu'on s'y arrête un peu. Il s'agit d'un transformateur d'alimentation composé de deux enroulements primaires de 110 V et deux secondaires de 12 V. On remarque que l'un des enroulements 110 V charge le tube final tandis que le second est relié à l'alimentation HT1 à travers R_5 . Pourquoi ce montage des deux enroulements primaires? La saturation du noyau par le courant de polarisation du tube final (10 mA environ) limite considérablement la bande passante du transformateur dans le bas du

1

LE SCHEMA DE LA SECTION AUDIO.





LA CARTE ELECTRONIQUE QUI SUPPORTE LES COMPOSANTS.

spectre audio. En alimentant le deuxième enroulement de 110V par un courant de même valeur mais de sens inverse (voir les points de repères des sens d'enroulement sur le schéma), les choses rentrent dans l'ordre. Les secondaires 12 V ont deux modes de connexion possibles, suivant que l'impédance du casque qui y est connecté est inférieure ou supérieure à $160\ \Omega$. Cette petite complication par rapport aux amplificateurs transistorisés provient du fait que la puissance fournie par la pentode, qui présente un maximum assez bas (4W environ), est liée *via* le rapport de transformation à l'impédance de la charge connectée. Les transformateurs de sortie doivent être très largement dimensionnés en puissance de manière à disposer d'un noyau de section suffisamment importante ; pour cette application particulière, nous avons choisi un modèle de 50 VA qui donne entière satisfaction. La raison de l'alimentation de l'enroulement 110 V « de compensation » par haute tension et forte résistance plutôt que par source de tension faible est la

suivante : lorsqu'une modulation excite l'enroulement « BF », l'enroulement de compensation se trouve induit par le champ magnétique généré ; si celui-ci était alimenté par une source de tension, il ferait office de court-circuit magnétique pour les signaux alternatifs, ce qui va à l'encontre du but recherché. En toute rigueur, l'alimentation de cet enroulement devrait donc être réalisée par source de courant : la solution adoptée ici présente l'avantage de la simplicité et donne satisfaction, compte tenu de la forte valeur de R_5 . Notons d'ailleurs que, plus la haute tension est élevée, plus la valeur de R_5 l'est, et donc plus l'on se rapproche de la source de courant idéale.

Cette parenthèse étant refermée, revenons au schéma de l'amplificateur. Les tubes employés sont des couples triode-pentode de référence ECL82, faciles à trouver en magasin, de coût modéré et dotées d'un support Noval, trois qualités qui en font un choix judicieux pour cette application.

D'autres références, dont les brochages et consommations filaments sont présentés **figure 2**, sont néanmoins utilisables : tout d'abord, les séries ECL84, ECL85 et ECL86, puis,

pour ceux qui veulent pousser le montage, les triodes ECC81, ECC82, ECC83 et ECC85, associées à la pentode de qualité HiFi EL84. En revanche, le modèle ECL80 ne convient pas, les cathodes des deux éléments du tube étant reliées entre elles. Tous ces tubes présentent des supports Noval, et si l'on opte pour un montage à EL84, il est préférable de calculer le transformateur de sortie pour le type de casque utilisé, afin d'adapter au mieux l'impédance de charge sans dispositif annexe (R_9 en l'occurrence) et perte de puissance. Ce transformateur devra en outre être encore davantage surdimensionné (torique 80 VA par exemple). Il sera intéressant, de plus, de porter la tension d'alimentation aux environs de 350 V et à améliorer son filtrage. Sur notre montage, les divers points d'alimentation tirent leur énergie de classiques cellules de filtrage en Π séries que l'on va voir au paragraphe suivant.

Alimentation

Le schéma en est donné **figure 3**. Nous utilisons à nouveau la configuration à deux transformateurs qui présente l'immense avantage de permettre l'obtention de tensions secondaires quelconques à l'aide

de transformateurs tout à fait classiques. Pour le calcul, on se reportera à l'article sur le préamplificateur; la consommation du montage étant ici relativement importante, les pertes dans le transformateur aval le sont également. Pour les compenser, on peut augmenter sa puissance (ne pas dépasser un rapport de 1 à 2 pour les puissances des transformateurs amont et aval) ou augmenter la tension de sortie théorique. Pour notre prototype, nous avons adopté une configuration dont voici les caractéristiques :

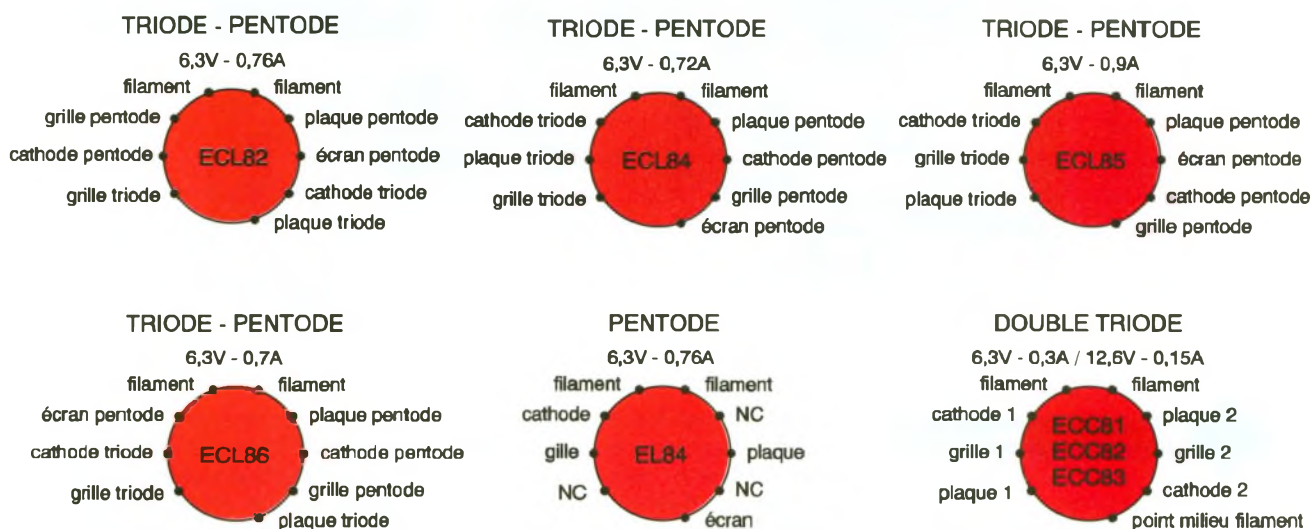
Transformateur primaire : 230 V/2 x 6 V - 50 VA.

Transformateurs secondaires : 230 V/2 x 6 V - 26 VA.

posants en cas de destruction), les complications suivantes en résulteraient : nécessité d'alimenter le filament de la redresseuse par une source séparée, redressement mono-alternance ou emploi d'un transformateur double et chute de tension importante dans le tube. Les électrochimiques de filtrage finaux sont doublés par des condensateurs non polarisés qui en améliorent les caractéristiques à fréquence élevée. La haute tension alimentant le tube final est tirée de l'électrochimique C₇ alors que la grille écran et la triode d'entrée bénéficient d'un filtrage en PI plus efficace par RA-C₈ et RB-C₉. Le choix d'une haute tension relativement faible facilite gran-

potiel des filaments est fixé par R₁₁-R₁₂ et R₁₃-R₁₄ qui seront choisies de fort wattage. Sur le prototype, la tension secondaire de 6 V s'est révélée insuffisante pour l'emploi des régulateurs qui ont besoin d'une tension amont suffisante pour fonctionner. Ils ont simplement été remplacés par des straps; dans la mesure du possible, choisir par conséquent plutôt des transformateurs 9 V ou 12 V, sans aller au-delà compte tenu de la puissance dissipée dans les régulateurs.

2 LES BROCHAGES D'AUTRES TUBES.



Les enroulements 6 V du transformateur amont servent à l'alimentation des filaments des tubes (6,3 V). Compte tenu de toutes les consommations, la haute tension disponible chute d'un théorique de 320 V à environ de 250 V seulement aux bornes du pont redresseur, ce qui représente une puissance dissipée d'à peine 3 W dans le transformateur aval. Leur choix dépend bien entendu des disponibilités de chacun: les fonds de tiroirs sont des mines d'or dans ce domaine. En fonction des matériels employés, on alimentera les filaments par un transformateur séparé, on pourra alors très bien n'utiliser qu'un seul circuit pour cela.

Le redressement de la haute tension est confié à un pont à semi-conducteurs. Bien que l'emploi d'une redresseuse à vide soit techniquement préférable (qualité sonore supérieure, absence de pics de commutation, montée progressive de la tension, protection des com-

dement l'approvisionnement en électrochimiques pour lesquels il ne faudra cependant pas descendre en deçà d'une tension de service de 300 V, mais se paie par une puissance modulée relativement faible (voir **fig. 6**). En revanche, la longévité des tubes utilisés très en deçà de leurs possibilités maximales se trouve du coup considérablement augmentée.

Les filaments des tubes sont alimentés séparément en 6,3 V continus régulés par REG₁ et REG₂, régulateurs tripodes 5 V dont les tensions de sortie sont portées à 6,4 V par les couples D₁-D₂ et D₃-D₄. L'énergie nécessaire a été prélevée dans notre prototype sur les enroulements basse tension du transformateur amont, mais il est bien entendu possible de le faire depuis toute autre source (à l'exception de la haute tension, incapable de fournir le courant relativement élevé consommé par les filaments); dans ce cas, un seul circuit régulateur pourra être employé. Le

Réalisation (fig. 4)

Le montage a été conçu en modules séparés, afin que chacun puisse adapter de façon souple la réalisation à ses souhaits et à ses possibilités, sans redessiner tous les circuits: choix des transformateurs, type des électrochimiques...

Les résistances utilisées sont, sauf indication, des modèles carbone de préférence, de puissance 2 W, cela afin d'offrir de bonnes caractéristiques de stabilité dans l'environnement relativement chaud des tubes. Ceux-ci, ainsi que le gros électrochimique multiple et R₁₀, sont montés côté pistes; les autres résistances seront, quant à elles, installées légèrement en hauteur pour une bonne évacuation des calories; c'est notamment un impératif pour R₅. Les transformateurs seront tenus à distance les uns des autres pour en réduire les influences mutuelles, surtout de la part de ceux d'alimentation vis-à-vis de ceux de modulation.

Alimentation haute tension

L'électrochimique de filtrage employé est un modèle multiple de tension de service 385 V et de capacités $100 + 3 \times 50 \mu\text{F}$. Il est découplé par C_{10} et C_{11} qui sont des 400V. Il est bien entendu possible – et conseillé – d'antiparasiter le pont redresseur comme indiqué dans l'article sur le préamplificateur. On utilisera pour cela des condensateurs de 10 à 20 nF 400 V.

Alimentations filaments

Il s'agit d'une application des 7805 bien connus dont la tension de sortie est portée à 6,4 V par D_1 - D_2 et D_3 - D_4 . Ils ont été remplacés par des straps dans le prototype. Comme pour la haute tension, l'antiparasitage est possible (mêmes composants). Les condensateurs C_{18} à C_{21} seront câblés près des tubes.

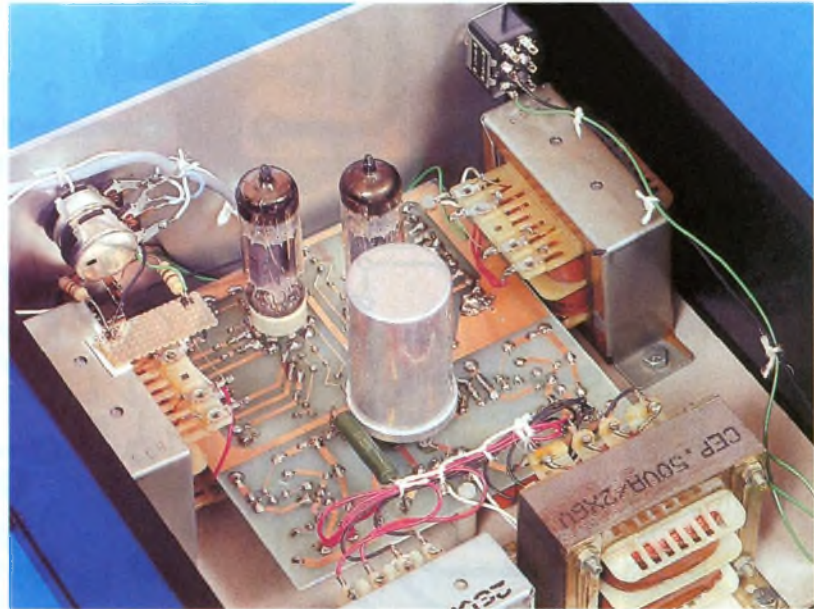
Etages d'entrée et de sortie

Les deux modules reçoivent séparément leur alimentation. Il est possible de les doter chacun de leurs propres condensateurs de filtrage et dans ce cas, RA et RB prendront les valeurs de 2,2 k Ω . Dans le montage présenté, l'unicité de ce condensateur revient à monter RA et R'A d'une part, et RB et R'B d'autre part, en parallèle. Leur valeur est par conséquent, dans ce cas, de 4,7 k Ω . Les interconnexions entre

les différentes parties de la carte imprimée seront faites à l'aide de fil de câblage de section importante côté composants, les transformateurs sont, quant à eux, connectés à des bornes situées en bordure de la carte.

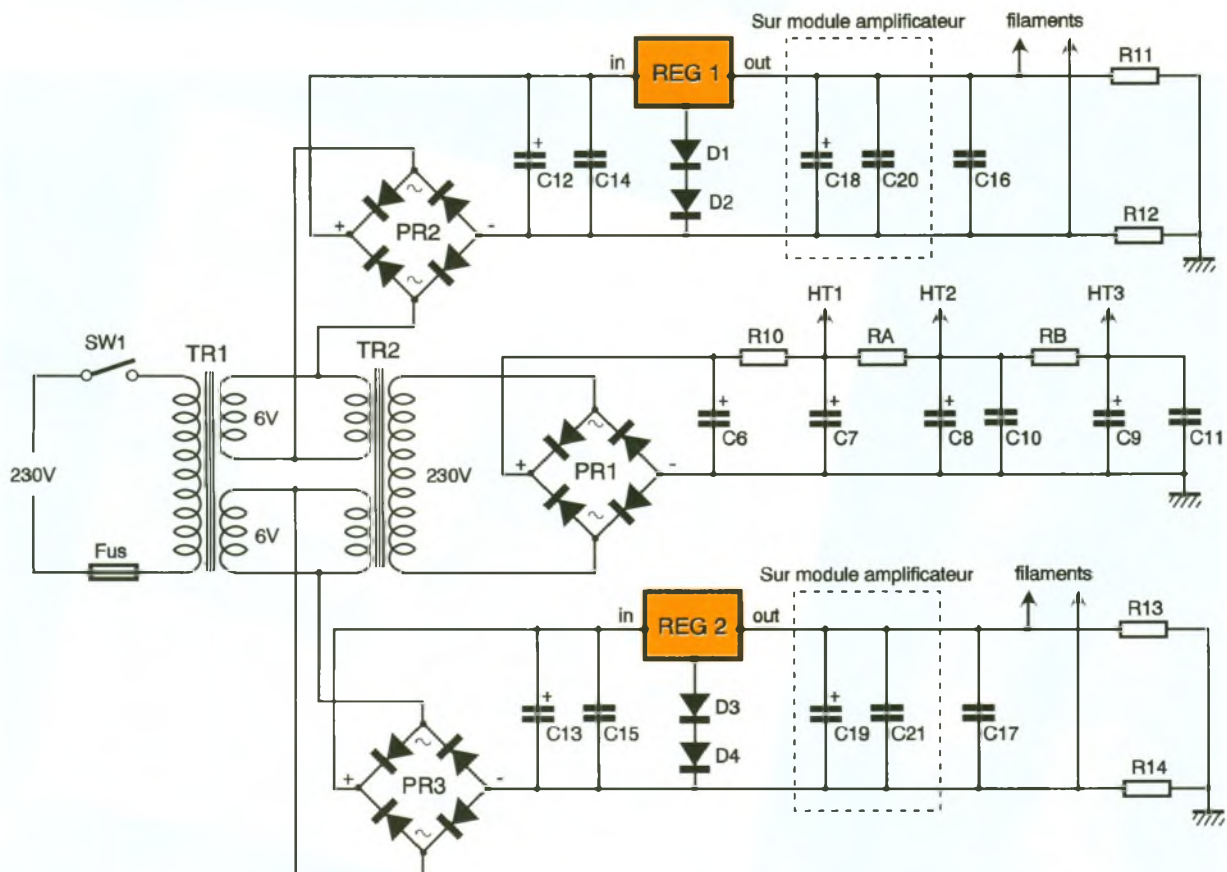
Mise en coffret

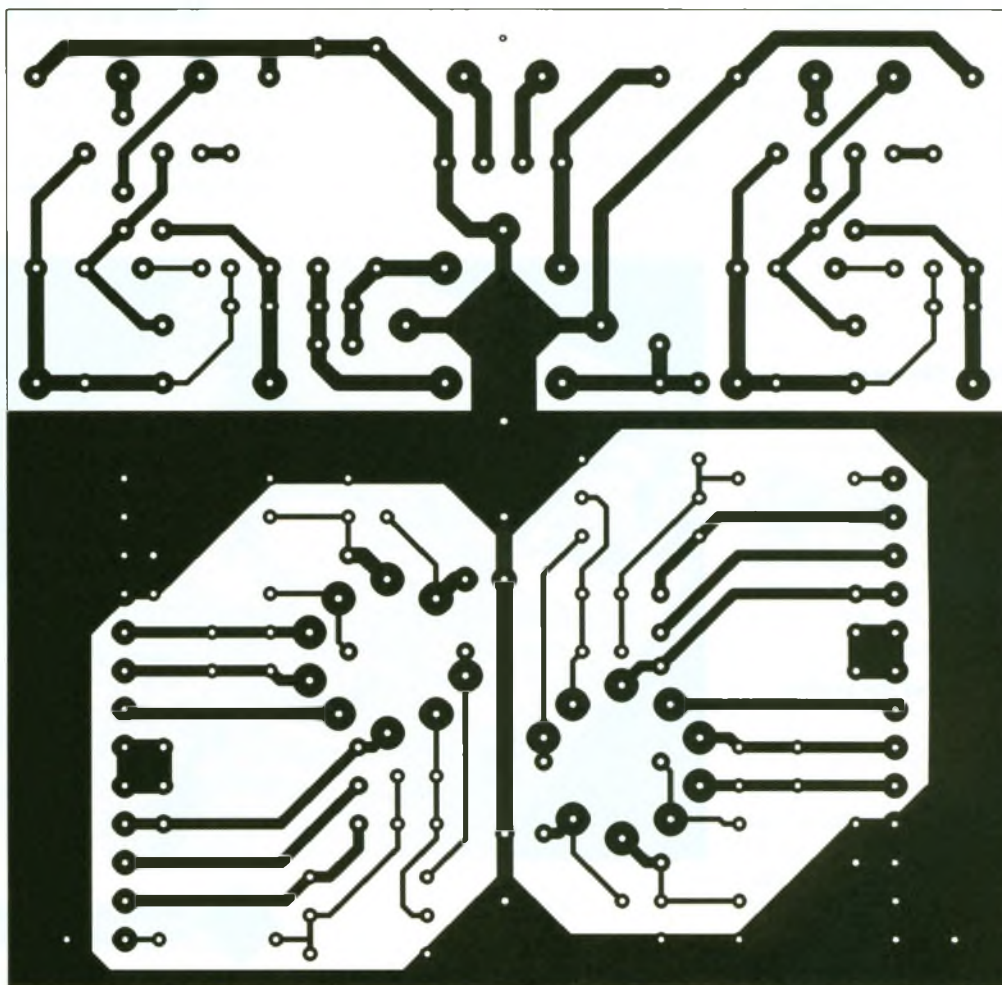
Les suggestions de mise en coffret dépendent principalement de l'encombrement des composants mis en œuvre et des goûts personnels. Par simplicité, nous avons adopté les dispositions constructives suivantes :



L'AMPLIFICATEUR MONTE PRET A FONCTIONNER.

3 L'ALIMENTATION.

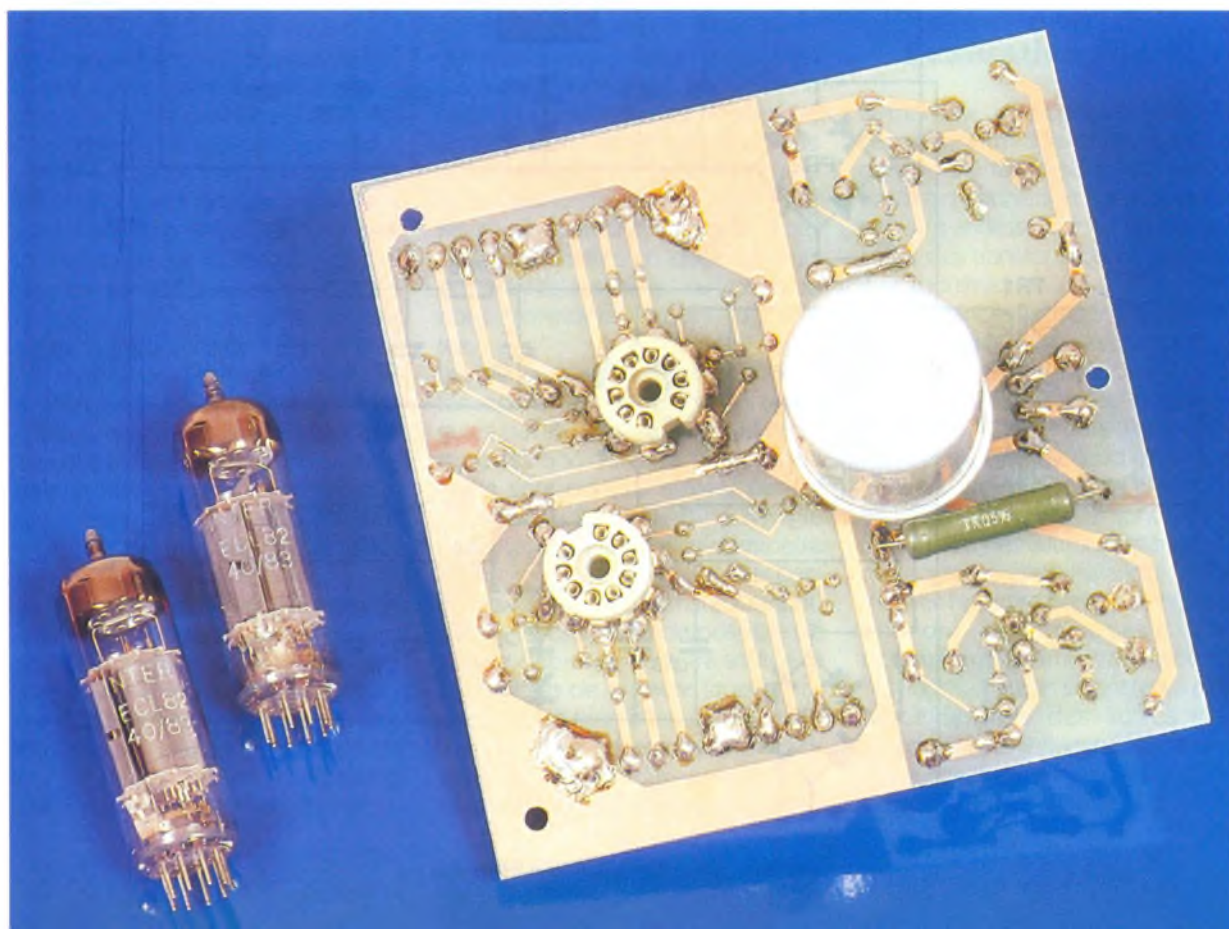


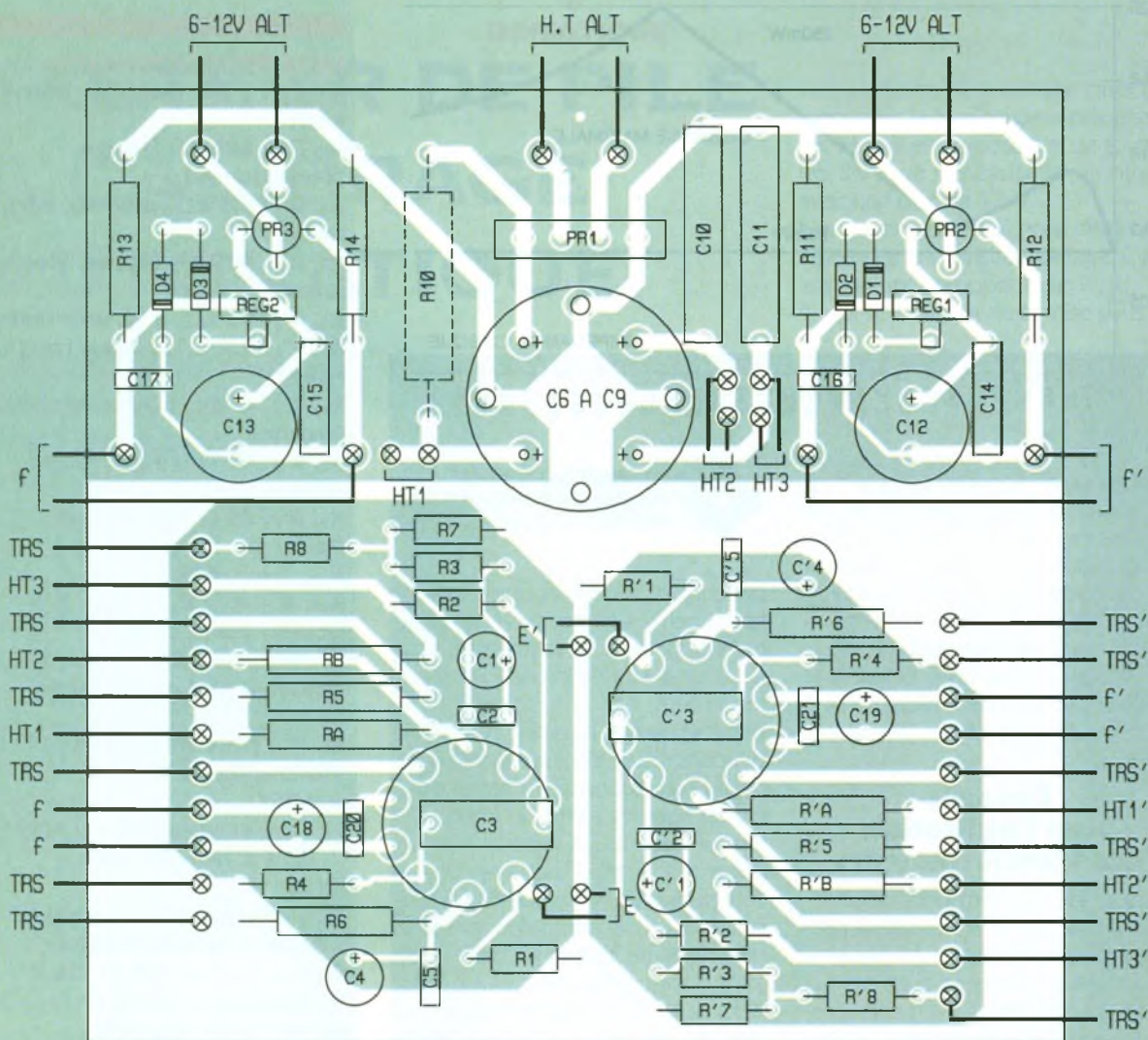


4

LE CIRCUIT IMPRIME.

LE CIRCUIT IMPRIME COTE PISTES REÇOIT LES TUBES ET LES CHIMIQUES D'ALIMENTATION ; NOTEZ LA MISE EN PLACE DES 2 SUPPORTS.





L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS, LES SUPPORTS DE TUBES SONT PLACÉS EN SE REFERANT A LA PHOTO 4.

l'ensemble du montage est construit sur une platine insérée dans un coffret ESM ET 27-13 assurant une ventilation convenable de l'ensemble. On aura d'ailleurs avantage à en remplacer le capot supérieur par une grille. Quoi qu'il en soit, voici quelques règles à suivre pour la réussite de votre « mise en boîte » :

Le montage des tubes en position verticale est conseillé.

En cas de montage horizontal, veiller à la symétrie des tubes par rapport à la verticale.

Eloigner autant que possible les transformateurs d'alimentation des électroniques et des transformateurs de sortie. Eloigner ces deux derniers entre eux également.

Isoler mécaniquement les tubes des sources de vibration (effet microphonique, surtout sur le tube d'entrée).

Eloigner les condensateurs électrochimiques des sources de chaleur que constituent les tubes.

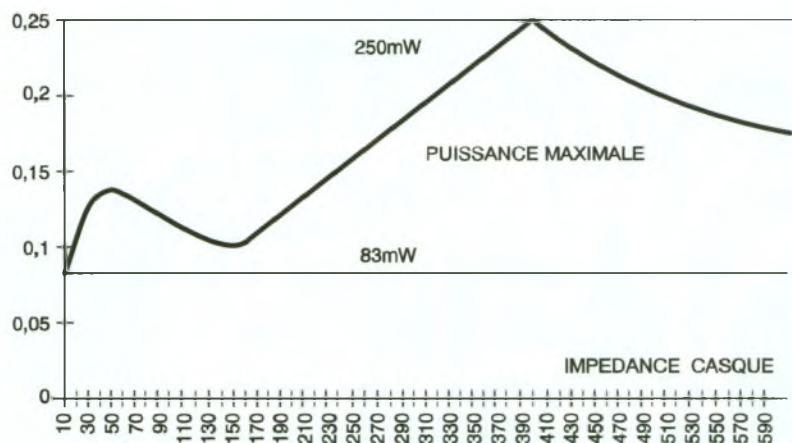
Veiller à une bonne ventilation de l'ensemble.

Mise au point

La mise au point commence par le test des alimentations : sans les relier aux étages amplificateurs, vérifier les hautes tensions, les tensions filaments. Attention, la haute tension à vide peut être sensiblement supérieure aux 250 V requis, et même éventuellement dépasser la tension de service des électrochimiques.

Nous conseillons par conséquent de les charger par des résistances de 15 kΩ pour le test; cette procédure présente en outre l'avantage de décharger les condensateurs après essais. Ne pas oublier de supprimer ces résistances avant branchement des étages à tubes. Sur notre prototype, nous avons relevé 252 V aux bornes du pont redresseur et 200 V aux bornes de C₇. Si le sens des enroulements du transformateur de sortie n'est pas repéré, omettre la connexion de contre-réaction, réaliser un montage *a priori* et tester l'ap-

pareil sur un signal musical ou, mieux, sur signal sinusoïdal à 50 Hz, puis inverser le sens d'un des enroulements 100 V et comparer. Choisir le sens qui procure la plus grande amplitude; ce test s'effectue sans difficulté à l'oreille, tant la différence de rendu entre les deux configurations est importante. Câbler ensuite la contre-réaction. En cas d'inversion, le montage se transforme en oscillateur. On pourra enfin ajuster précisément la valeur de R₅ en mesurant le courant I circulant à vide dans le tube final (par mesure de la tension aux bornes de R₆ par exemple) et de la haute tension d'alimentation HT1. R₅ vaudra alors HT1/I (la chute de tension dans l'enroulement du transformateur est négligeable). L'opération sera effectuée pour les deux canaux, les composants pouvant présenter des différences de caractéristiques sensibles. Pour confectionner R₅, si la valeur trouvée s'écarte trop des valeurs standards, on aura recours à un assemblage en série ou en parallèle. A la mise sous tension, un important ronflement se fait entendre; pas d'inquiétude,



cela est dû à l'application de la haute tension sur les tubes froids. Ce ronflement disparaît au bout d'un temps qui est assez long compte tenu de l'inertie thermique importante de ces tubes ; une période de chauffe de quelques minutes est donc conseillée ; mieux, un préchauffage avant application de la haute tension prolonge la durée de vie des tubes.

Conseils pour l'utilisation des transformateurs

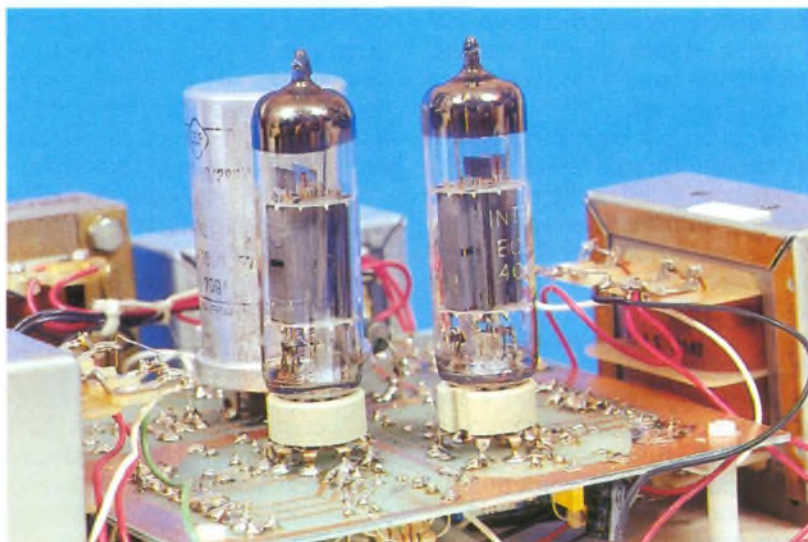
L'emploi de transformateurs d'alimentation pour une telle réalisation présente des particularités à connaître pour pouvoir la mener à bien. En ce qui concerne les alimentations, l'utilisation des enroulements secondaires comme inducteurs réduit de manière sensible le rendement, car ceux-ci sont en général bobinés en périphérie. L'aimantation induite du noyau magnétique s'en trouve considérablement réduite et on ne peut guère compter sur un rendement su-

6 PUISSANCE DE SORTIE EN FONCTION DE L'IMPEDANCE DU CASQUE.

périeur à 70 % environ. Une excellente alternative consiste en l'emploi de transformateurs d'isolement à rapport de transformation de 1 ; malheureusement, ces composants semblent de plus en plus rares. Une autre difficulté réside dans la saturation du noyau : on pourrait être tenté, pour compenser les pertes et obtenir la tension secondaire requise, de survolter l'inducteur : par exemple, si l'on désire 320V en sortie, on emploierait un transformateur primaire de 24 V alimentant un secondaire de 12 V. Tension de sortie : $0,7 \times (24 \times (230/12)) = 322 \text{ V}$. Malheureusement, le noyau, par ses caractéristiques magnétiques et sa section, écrête l'amplitude de la tension induite, et ce d'autant plus que sa puissance est faible. Or c'est ce type de matériel qui doit être utilisé, afin de ne pas surcharger le transformateur primaire.

M. BENAYA

LE CABLAGE DES ELEMENTS.



LISTE DES COMPOSANTS

- R₁, R'₁ : 1 MΩ (marron, noir, vert)**
- R₂, R'₂ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)**
- R₃, R'₃ : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)**
- R₄, R'₄ : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)**
- R₅, R'₅ : 22 kΩ, 5 W, voir texte**
- R₆, R'₆ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)**
- R₇, R'₇ : 470 Ω (jaune, violet, marron)**
- R₈, R'₈ : 27 Ω (rouge, violet, noir)**
- R₉, R'₉ : 82 Ω (gris, rouge, noir)**
- R₁₀ : 1 kΩ, 5 W**
- R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₄ : 47 Ω, 3 W (jaune, violet, noir)**
- RA, R'A, RB, R'B : 4,7 kΩ, 3 W, (jaune, violet, rouge) voir texte**
- P₁, P'₁ : potentiomètres 100 kΩ, lin ou modèle double**
- PR₁ : pont redresseur 1 A/400 V, ou 4 x 1N4007, ou 4 x BY255**
- PR₂, PR₃ : ponts redresseurs 2 A/100 V ou 4 x 1N4004**
- C₁, C'₁, C₄, C'₄ : 100 μF, 16 V**
- C₂, C'₂, C₅, C'₅ : 10 nF**
- C₃, C'₃ : 0,68 μF, 250 V**
- C₆ à C₉ : 100 μF + 3 x 50 μF, 385 V**
- C₁₀, C₁₁ : 1 μF, 400 V**
- C₁₂, C₁₃ : 3 300 μF, 25 V**
- C₁₄, C₁₅ : 1 μF**
- C₁₆, C₁₇ : 47 nF**
- C₁₈, C₁₉ : 100 μF, 16 V**
- C₂₀, C₂₁ : 100 nF**
- REG₁, REG₂ : 7805**
- T₁, T₂ : ECL82**
- D₁ à D₄ : 1N4004**
- 1 transformateur 230 V/2 x 9 V, 50 VA, voir texte**
- 1 transformateur 230 V/2 x 9 V, 26 VA, voir texte**
- 2 transformateurs 2 x 110 V/2 x 12 V, 50 VA**
- 2 supports de tubes Noval**
- 1 inter secteur**
- 1 cordon secteur avec passe-fil**
- 1 bouton pour axe 6 mm**
- 1 coffret ESM ET 27-13**
- 2 Cinch femelle pour châssis**
- 2 jack 6,35 femelle pour châssis**
- 1 fusible 1AT avec porte-fusible**
- Câble blindé 2 conducteurs**



DOMOTIQUE

TESTEUR DE PILE A CALIBRAGE AUTOMATIQUE

Désormais, les piles sont largement utilisées dans des applications très variées, qui vont de la simple calculette au plus sophistiqué des téléphones portables. Nous vous proposons de réaliser un petit testeur qui, en un tour de main, vous permettra de contrôler l'état de vos piles.

Comment ça marche ?

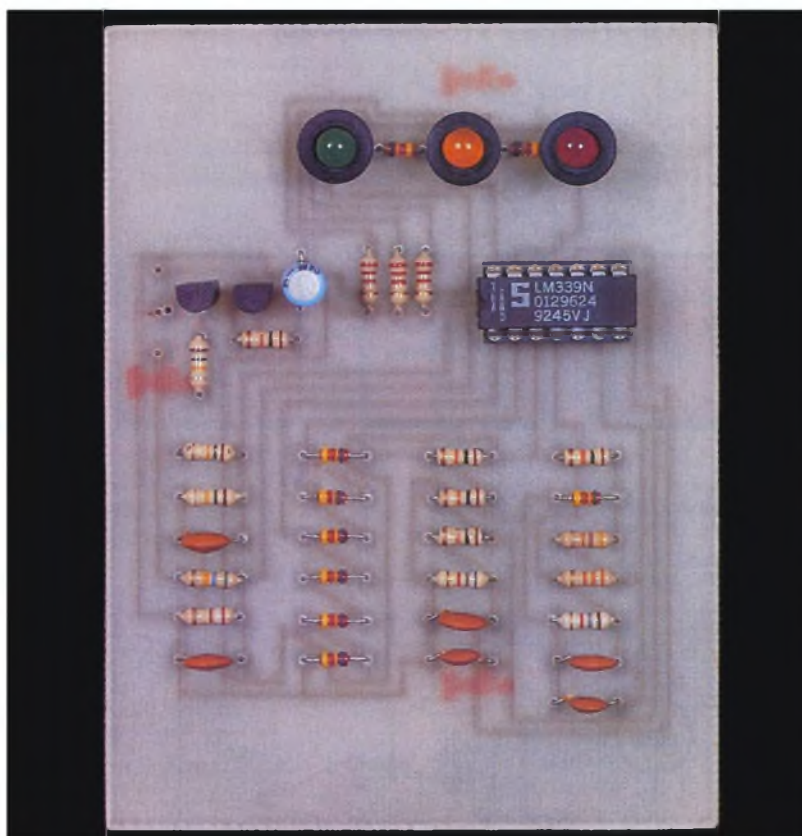
De la première pile inventée en 1800 (pile Volta) à celles que l'on connaît de nos jours, le principe de fonctionnement a peu évolué. Il repose sur une conversion d'énergie chimique en énergie électrique. Pour cela, on dispose de trois éléments : une électrode positive, un électrolyte et une autre électrode, mais celle-ci négative. Au cours du fonctionnement, le courant qui traverse la pile décompose l'électrolyte et produit des petites bulles d'hydrogène autour de l'électrode positive, ce qui a pour effet de faire décroître le débit de la pile. On dit que la pile se polarise. Pour éviter cela, les constructeurs enveloppent l'électrode positive d'un oxydant qui élimine l'hydrogène parasite. L'action de ce dépolarisant n'est pas instantanée, elle se fait même de plus en plus longue au fur et à mesure des utilisations de la pile. Cela explique l'impression de recharge d'une pile laissée au repos quelque temps.

Descriptif du testeur

Il est simple d'utilisation, sa mise sous et hors tension se fait automatiquement dès que l'on a besoin de

voir alimenter le montage directement avec la tension de la pile à tester. Mais il est impossible de fournir les 3V que nécessite le montage avec une pile de 1,5V.

Nous avons donc dû nous résigner à adjoindre une pile au montage. C'est la structure composée de T₁, R₁, T₂, R₂ qui se chargera de la mise sous et



lui. Il teste indifféremment les piles de 1,5V, 4,5V et 9V sans aucun réglage. Pour visualiser l'état de la pile sur les trois DEL, il suffit de placer la pile entre les deux pointes test. Si toutefois vous inversez la polarité de la pile, alors le testeur ne se mettrait pas sous tension.

Analyse du schéma

Le principe de fonctionnement (fig. 1) nous montre les quatre parties de la chaîne de mesure qui sont respectivement :

- la mise sous et hors tension,
- le calibrage automatique,
- la mesure,
- la visualisation.

Nous analyserons donc successivement ces quatre parties que l'on retrouve sur le schéma de fonctionnement (fig. 2).

La mise sous tension

La solution idéale aurait été de pou-

hors tension du montage. La pile à tester vient saturer T₁ qui, à son tour, vient saturer T₂ au travers de R₂. Le V_{be} de T₁ devant être supérieur à 0,6V pour que T₁ soit passant (petit caprice de star), toute pile présentant une tension à ses bornes inférieure à 0,6V ne sera pas prise en compte par le testeur (0,6V pour une pile de 9V, faut-il encore vraiment la tester ?).

Le calibrage

C'est la diode D₁ polarisée par R₃ qui va générer la tension notée V_{ref1} (fig. 2). Cette tension montée sur le diviseur constitué de R₄, R₅, R₆ va à son tour donner les tensions notées V_{aop1} et V_{aop2} qui valent respectivement :

$$\frac{R_5 + R_6}{R_4 + R_5 + R_6} \times V_{ref1} = 0,33 \text{ V}$$

et

$$\frac{R_6}{R_4 + R_5 + R_6} \times V_{ref1} = 0,11 \text{ V}$$

De même, la tension V_{pile} montée sur le diviseur R_7, R_8 donne la tension :

$$V_{aop12} = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \times V_{pile}$$

Seuls trois cas nous intéressent pour l'étude :

1° Si $V_{pile} = 9V$, alors $V_{aop12} = 0,58V$, donc $V_{s1} = V_{s2} = V_{cc}$, d'où D_5, D_6, D_7 sont passantes et : $V_{ref2} = 3 \times 0,7 = 2,1V$, et ce pour $5 < V_{pile} < 9$.

2° Si $V_{pile} = 4,5V$, alors $V_{aop12} = 0,29V$, donc $V_{s1} = 0$ et $V_{s2} = V_{cc}$, d'où D_3, D_4 sont passantes et $V_{ref2} = 2 \times 0,7 = 1,4V$, et ce pour $1,6 < V_{pile} < 5$.

3° Si $V_{pile} = 1,5V$, alors $V_{aop12} = 0,097V$, donc $V_{s1} = V_{s2} = 0$, d'où D_2 est passante et $V_{ref2} = 1 \times 0,7 = 0,7V$, et ce pour $0,6 < V_{pile} < 1,6$.

$$\frac{R_{12}}{R_{10} + R_{11} + R_{12}} \times V_{ref2}$$

avec la tension de référence

$$V_{aop34} = \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} \times V_{pile}$$

Intéressons-nous au cas d'une pile 9V, où $V_{ref2} = 2,1V$, $V_{aop3} = 1,86V$ et $V_{aop4} = 1,62V$. Trois cas peuvent se présenter. D'abord, si $V_{aop34} < V_{aop4} < V_{aop3}$, c'est-à-dire $5V < V_{pile} < 6,45V < 7,45V < 9V$. Dans ce cas, $V_{s3} = V_{s4} = 0V$, d'où D_8, D_9 sont passantes et D_{12} allumée (DEL rouge). Ensuite considérons :

$V_{aop4} < V_{aop34} < V_{aop3}$, c'est-à-dire $5V < 6,45V < V_{pile} < 7,45V < 9V$. Dans ce cas, $V_{s3} = 0V$ et $V_{s4} = V_{cc}$, d'où D_8 bloquée, D_9 passante et D_{11} allumée

de seuil des diodes constante à 0,7V, alors que celle-ci est très dépendante du courant qui traverse la diode (0,3V à 0,8V).

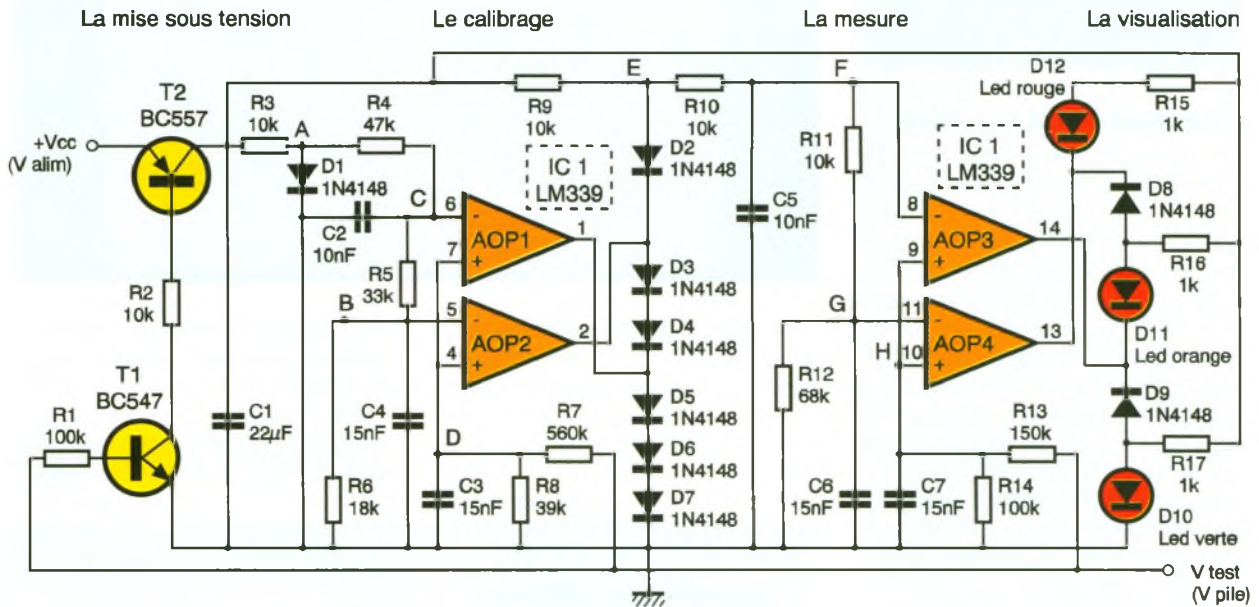
Toutefois, vous trouverez ci-dessous les différentes valeurs de calibrage et de mesure relevées sur la maquette. Pour une pile de 1,5V, si V_{pile} est inférieur à 1,23V, elle est usagée, et si V_{pile} est supérieur à 1,37V, elle est considérée comme bonne ; de même les seuils pour une pile de 4,5V sont 3,6V et 4,15V, et pour une pile de 9V, ces seuils sont 8V et 6,7V. Après les seuils de mesures, ceux de calibrages. La commutation s'opère à 1,6V pour une pile de 1,5V et à 4,9V pour une pile de 4,5V.

Pour terminer cette analyse, on note-



1 LE PRINCIPE DU MONTAGE.

2 LE SCHEMA DU MONTAGE.



$$A = V_{ref1} / B = V_{aop1} / C = V_{aop2} / D = V_{aop12} / E = V_{ref2} / F = V_{aop3} / G = V_{aop4} / H = V_{aop34}$$

La partie calibrage fournit ainsi les trois valeurs de pleine échelle pour la partie mesure.

La mesure

La structure est la même que celle de l'étage calibrage. On retrouve les tensions V_{aop3} et V_{aop4} qui valent respectivement :

$$\frac{R_{11} + R_{12}}{R_{10} + R_{11} + R_{12}} \times V_{ref2}$$

et

(DEL orange). Et enfin $V_{aop4} < V_{aop3} < V_{aop34}$, c'est-à-dire $5V < 6,45V < 7,45V < V_{pile} < 9V$. Dans ce cas, $V_{s3} = V_{s4} = V_{cc}$, d'où D_8, D_9 sont bloquées et D_{10} allumée (DEL verte).

Le fonctionnement pour une pile de 1,5V ou 4,5V est le même ; cependant, il devient empirique d'effectuer le même genre de calcul, car les tensions V_{ref2} données au paragraphe calibrage sont plus quantitatives que qualitatives.

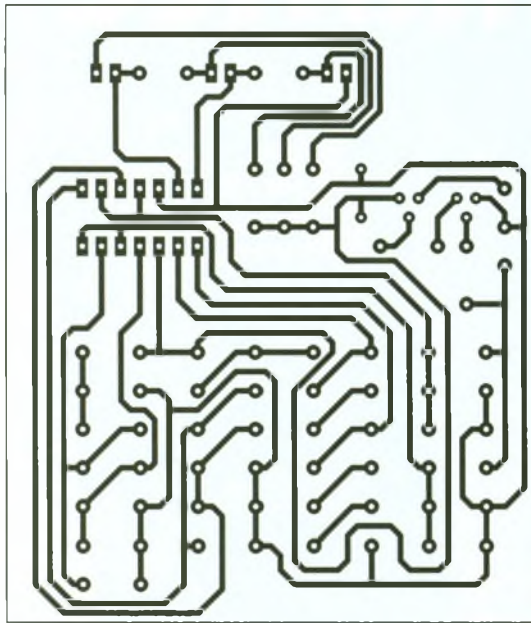
En effet nous avons choisi la tension

ra la présence des condensateurs C_2 à C_7 destinés à filtrer les bruits parasites.

La visualisation

La visualisation se fait par l'illumination d'une des trois DEL D_{10}, D_{11} et D_{12} . Quant aux diodes D_8 et D_9 , elles permettent aux DEL non sélectionnées de rester éteintes.

Les résistances R_5, R_{16} et R_{17} garantissent une bonne illumination des trois DEL.



3/4 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

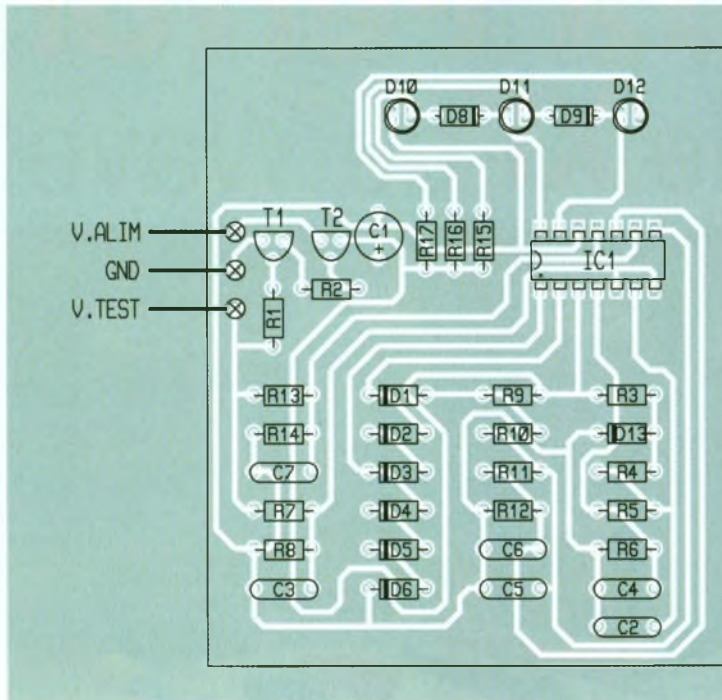
Réalisation

Le typon est donné figure 3 à l'échelle 1 et son implantation, figure 4.

On soudera dans l'ordre les diodes, les résistances, le support circuit, les condensateurs, les transistors, le condensateur électrochimique et, pour finir, les trois DEL.

Une fois le montage terminé, il doit fonctionner dès la mise sous tension, c'est-à-dire toutes les DEL éteintes.

D. RODRIGUEZ



NOMENCLATURE

Résistances

R₁, R₁₄ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₂, R₃, R₉, R₁₀, R₁₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R₄ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R₅ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₆ : 18 kΩ (marron, gris, orange)

R₇ : 560 kΩ (vert, bleu, jaune)

R₈ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)

R₁₂ : 68 kΩ (bleu, gris, orange)

R₁₃ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)

R₁₅, R₁₆, R₁₇ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

Condensateurs

C₁ : 22 µF/10 V radial

C₂, C₅ : 10 nF céramique

C₃, C₄, C₆ et C₇ : 15 nF céramique

Semi-conducteurs

D₁ à D₉ : 1N4148

D₁₀ : DEL verte

D₁₁ : DEL orange

D₁₂ : DEL rouge

T₁ : BC 547

T₂ : BC 557

IC₁ : LM 339

DU NOUVEAU DANS LE RANGEMENT DE VOS CMS



Mégamos Composants
39, avenue de Belgique
ZI Mulhouse
68110 Illzach
Tél. : 89.61.52.22.
Fax : 89.61.52.75.

Pour tous ceux de nos lecteurs qui utilisent les composants montés en surface, voici une solution aux difficultés de leur stockage. Une gamme de petits boîtiers disponibles en cinq couleurs avec un capot retenu par un ressort pour qu'il se referme automatiquement. Tous les boîtiers sont juxtaposables comme le montre la photo ; ils existent en deux versions : la **Mega 11** (18 mm de hauteur x 16 de largeur et 28 de profondeur) et la **Mega 12**, de 32 mm de large (mêmes hauteur et profondeur). Ces boîtiers plastiques sont fabriqués et distribués exclusivement par la société Mégamos qui en a déposé le modèle.

Les prix TTC des deux versions : Méga 11 : 6 F, Méga 12 : 7 F, avec des prix dégressifs par quantité ; ils sont livrés avec étiquettes autocollantes et de couleurs rouge, vert, noir, bleu et blanc.





DOMOTIQUE

PRISE SECTEUR RADIOCOMMANDEE

La prise secteur radiocommandée que nous présentons ici a pour but de rendre facilement réalisable, à peu de frais, la mise sous tension de tout récepteur en 220 V consommant un courant maximal de 5 A. Elle sera intéressante, notamment dans le domaine de la domotique où l'utilisateur pourra concevoir ses applications en toute liberté.

De par son principe, basé sur une codification par la fréquence, elle offrira une portée de l'ordre de 50 mètres avec une puissance à l'antenne d'environ 8 mW.

L'ensemble se compose de deux boîtiers en plastique dont l'un, l'émetteur de type « porte-clés », et l'autre, le récepteur distribuant la tension secteur sous la protection d'un fusible rapide.

L'émetteur comporte un bouton de mise en marche et un bouton d'arrêt fonctionnant au relâchement. Mais le bouton d'arrêt permet aussi la commande impulsionnelle (cas d'une commande de portique par exemple).

Principe de fonctionnement

Le système exploite le domaine UHF à 434 MHz avec une puissance d'antenne de 8 mW environ. Pour ce faire, il utilise la super-réaction comme moyen de détection. L'émission est du type « tout ou rien » modulée en amplitude par un signal de forme carrée. Les deux fréquences du module, qui définissent les ordres ON et OFF à transmettre, sont issues de multivibrateurs astables réglés par



potentiomètres. Ainsi, lorsque l'onde porteuse est accordée sur le canal du récepteur, tout signal audio est alors détectable mais seul un spectre de fréquence est retenu grâce à un décodeur de tonalité NE567. Le calage en fréquence du décodeur s'effectue par un jeu de résistances standards dont la formule est :

$$F_o = 1/1,1 \times RC.$$

Le tableau ci-dessous donne les valeurs de R pour C constant (6,8 nF), parmi lesquelles l'utilisateur choisira son code de commande (tableau 1).

L'ordre reçu est donc la combi-

né de la fréquence accordée dans le canal, selon le tableau 2, ci-dessous, et de la fréquence de calage du décodeur. X, Y, Z étant les valeurs matérialisant trois télécommandes différentes. Mais il faudra alors définir judicieusement les valeurs de C et de R (code) (un boîtier de télécommande ne devant pas interférer avec un autre). Ainsi, en choisissant deux cases verticales et horizontales de séparation (exemple avec X,Y,Z), on réalise trois télécommandes qui n'interfèrent pas les unes sur les autres. On fera remarquer néanmoins que cet espace n'est valable que pour des portées d'utilisation supérieures à 1 mètre, valeur au-delà de laquelle

Roff	10 kΩ	15 kΩ	22 kΩ	33 kΩ	47 kΩ
Ron	12 kΩ	18 kΩ	27 kΩ	39 kΩ	56 kΩ
Foff	9 090 Hz	6 060 Hz	4 131 Hz	2 330 Hz	1 623 Hz
Fon	7 575 Hz	5 050 Hz	3 366 Hz	2 754 Hz	1 934 Hz

TABEAU 1.

son simultanée de la fréquence accordée dans le canal, selon le tableau 2, ci-dessous, et de la

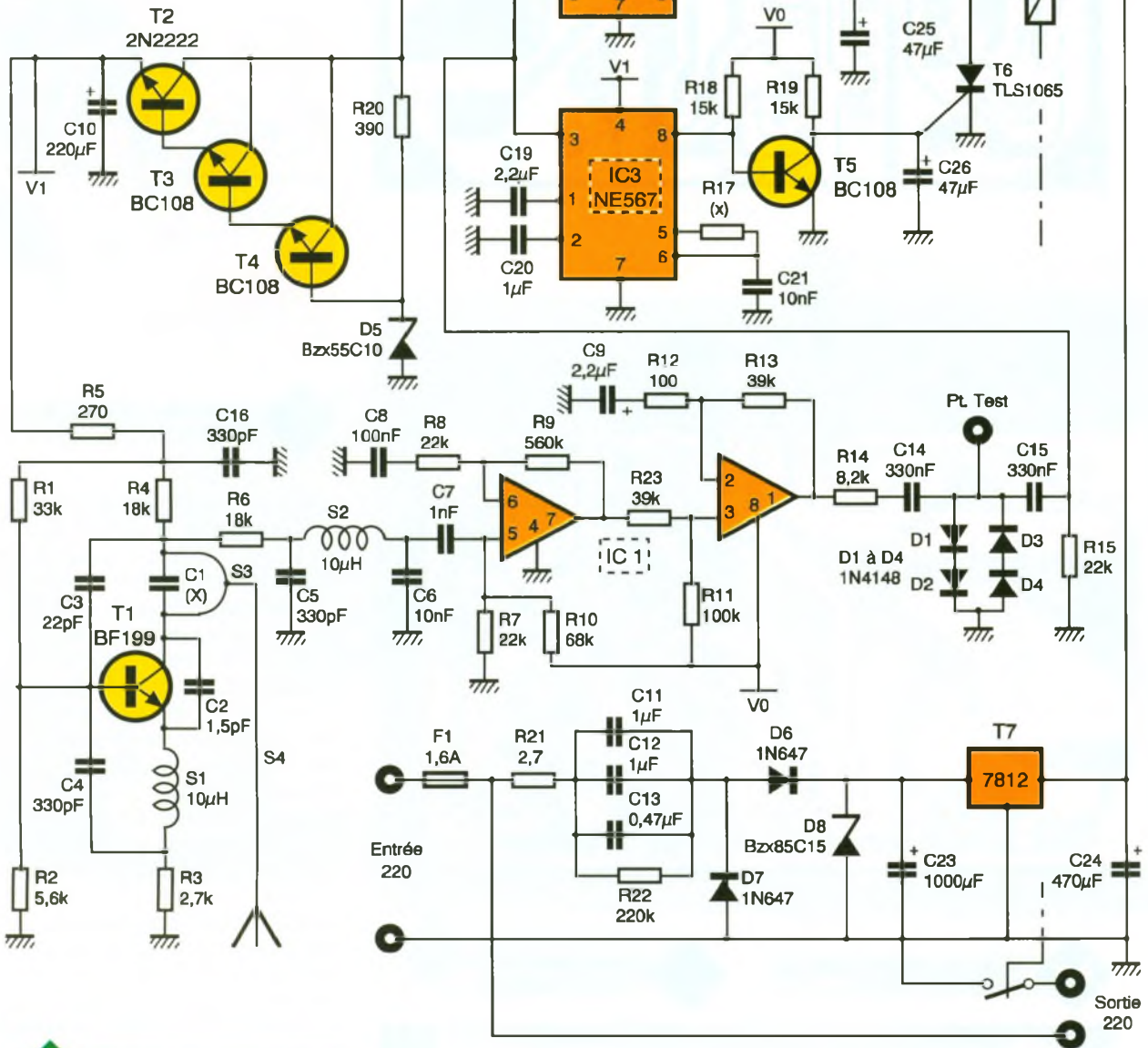
les phénomènes de couplages mutuels n'interviennent plus... Le choix de la gamme BF pour codi-

	(1,5 + 1,5)		(2,7 + 1)		(2,2 + 2,2)
R (code) \ C (pF)	3	3,3	3,7	3,9	4,4
10		y			
12	x		z		
15				y	
18	z		x		
22					

TABEAU 2.

fier est justifié par le fait que les fréquences audibles se situent dans un spectre approximatif de 200 à 3 300 Hz, c'est-à-dire hors du champ d'application de notre système.

(On fera quand même attention à ne pas caler le CV sur la bande TV en UHF.)



1 LE SCHEMA DE PRINCIPE DU RECEPTEUR.

Il est également possible d'étendre le champ d'application en fréquence avec le même CV, mais on sort du domaine autorisé qui se limite à la seule fréquence de 433,92 MHz.

Le fonctionnement

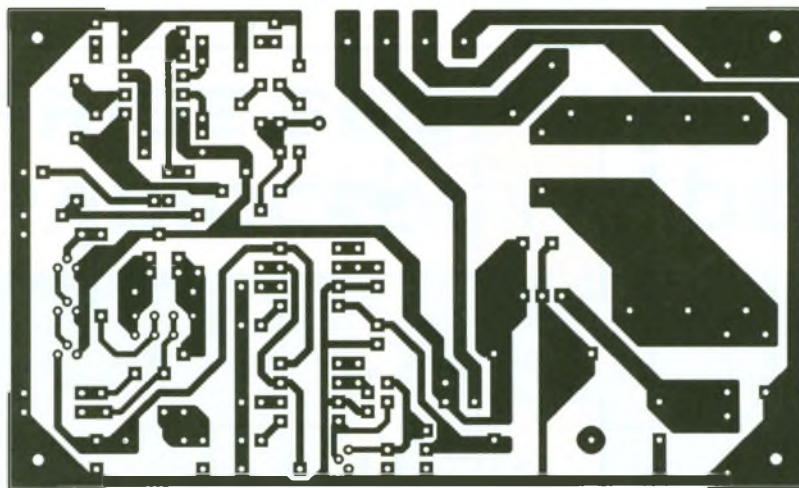
L'émetteur (fig. 4)

Le transistor Q₁ (BF199) possède un Ft de 800 MHz, il entretient un circuit accordé constitué d'une spire sur circuit imprimé et d'une capacité variable de 2 à 10 pF. Lorsque l'un des boutons est sollicité, le transistor Q₁ se retrouve modulé par le signal BF.

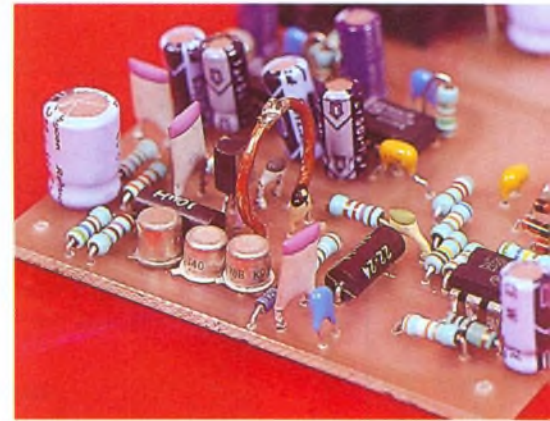
L'oscillation est entretenue par effet Miller grâce à C₃ (cette capacité pourra d'ailleurs être augmentée jusqu'à 5 pF si l'on souhaite améliorer la propagation en augmentant la puissance de la porteuse UHF). Une self de choc de 10 µH isole la source du signal UHF. Le signal qui apparaît sur la borne B3 est une onde carrée délivrée par un NAND 4011 monté en multivibrateur. La période est $T = (2 R_3 + P(x)) \times C_1$, avec $0 < P(x) < 5 \text{ k}\Omega$. Un fil d'antenne soudé sur la spire est préconisé pour accroître la porte utile.

Le récepteur (fig. 1)

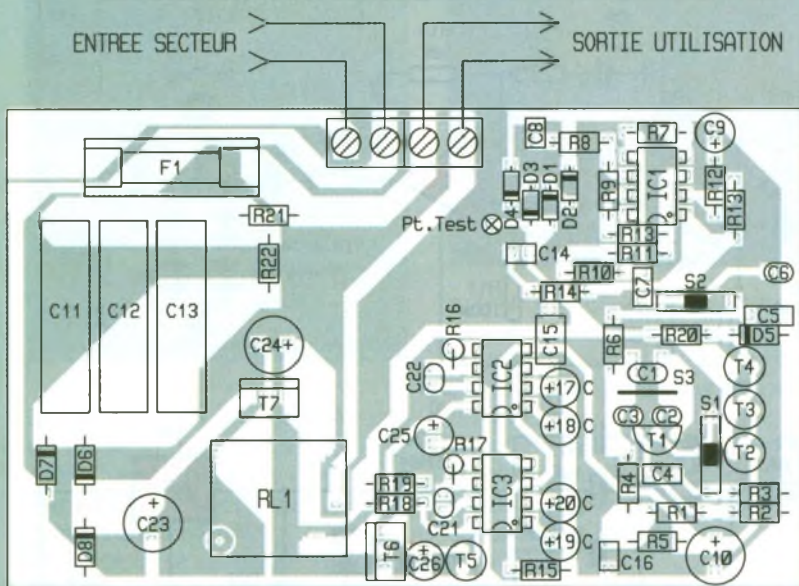
Un ampli à double réaction constitué d'un BF199 entretient l'oscillation d'un circuit accordé constitué d'une spire de 12 mm de diamètre par effet Miller grâce à la capacité C₃, tandis qu'une seconde réaction par C₄ permet d'obtenir la détection directe de la BF à l'aide du circuit intégrateur S₁/R₃ (S₁ est constituée d'une self de choc de 10 µH). Une source d'impédance faible, constituée par un Darlington, stabilise la tension à 8,2 V, pour alimenter les décodeurs NE567. Cette tension définit aussi la polarisation de notre cellule de dé-



tection qui, pour cette valeur, fournit un bon rendement, évitant ainsi un réglage souvent délicat à obtenir. Il conviendra de veiller à la bonne qualité de la capacité C_1 pour que notre circuit accordé ait un Q élevé (si ce n'est pas le cas, diminuer le couplage par C_2).



L'EMETTEUR HORS DE SON BOITIER.



Le signal BF est alors filtré pour éliminer la résiduelle HF (self de choc S_2 de $10 \mu\text{H}$). Un ampli passe-bande de $2\,000 \text{ Hz}$ à $20\,000 \text{ Hz}$ d'un gain de $1\,000$ amplifie la BF de façon à obtenir une onde carrée en sortie. Un limiteur à diodes réduit ce signal à $1,4 \text{ V}$ pour attaquer les décodeurs. Le circuit IC_3 passe à l'état bas lorsque la fréquence est celle reconnue par son réseau R_{17}/C_{21} , ce qui bloque le transistor T_5 . La gâchette du thyristor TLS106 devient alors positive, et permet au thyristor de conduire et d'activer le relais RL_1 . A l'inverse, lorsque IC_2 reçoit le signal correspondant à son réseau R_{16}/C_{22} , il met à zéro par sa sortie l'anode du thyristor. Le relais est auto-maintenu pendant ce temps, mais, dès que cesse la présence OFF, il se relâche par le fait que T_6 n'est plus conducteur.

L'alimentation de 12 V issue du secteur est stabilisée par le régulateur T_7 (7812), la résistance R_{21} limite le courant d'appel. La résistance R_{22} permet la décharge des capacités après mise hors tension.

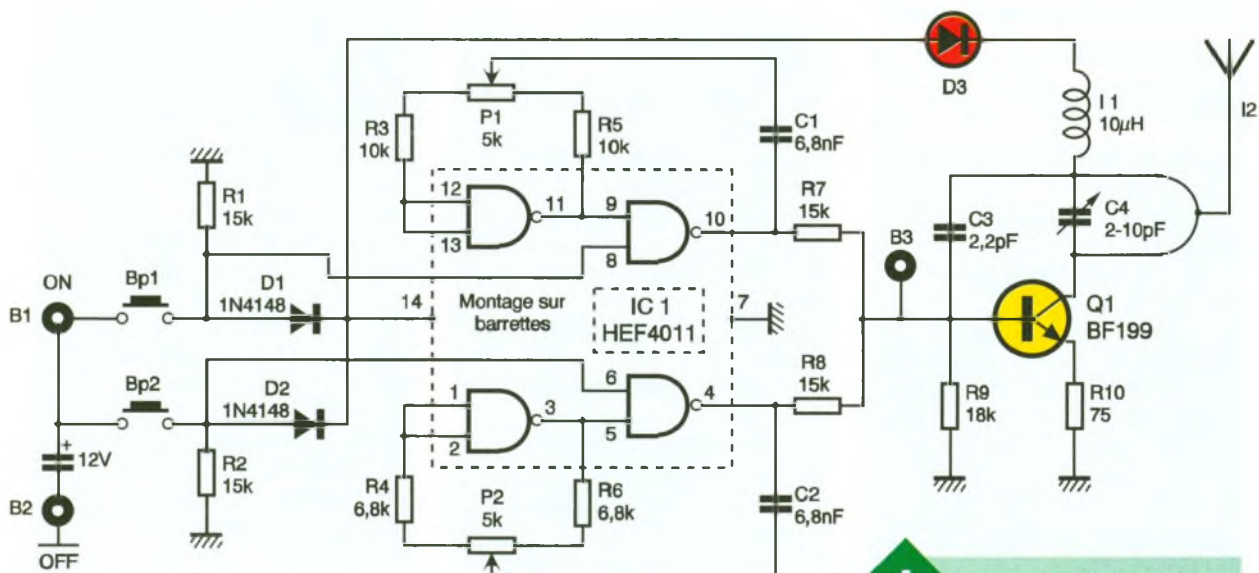
2-3 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DU RECEPTEUR.

LE RECEPTEUR A SUPER-REACTION.

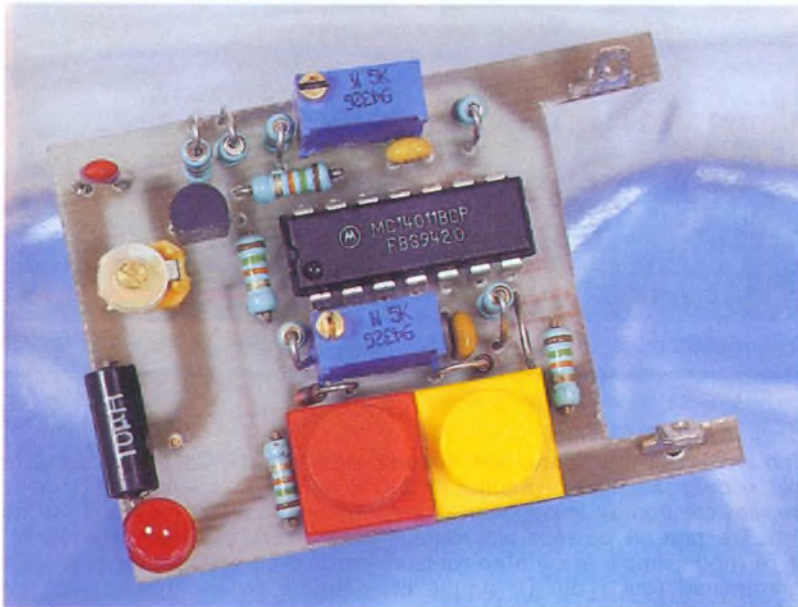


Réalisation pratique

Malgré les très hautes fréquences sollicitées pour réaliser ce montage, la mise en œuvre reste assez facile. Les circuits imprimés sont donnés aux figures 2 et 5, les implantations des composants, aux figures 3 et 6. Toutes les capacités doivent prendre place au plus près du circuit imprimé. La self du récepteur sera

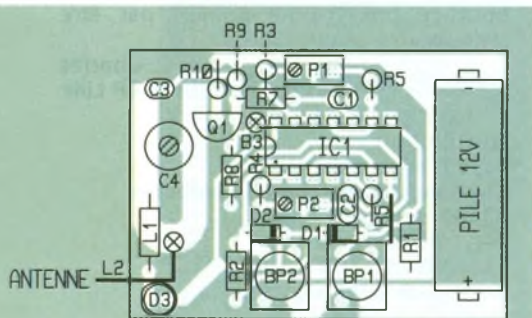


4 LE SCHEMA DE L'EMETTEUR.



réalisée comme indiqué dans la nomenclature, la prise intermédiaire pour l'antenne se trouve exactement au point milieu. Le reste des composants n'appelle que peu de commentaires, la capacité ajustable sur l'émetteur sera soudée toutes lames rentrées, en laissant refroidir entre chacune des deux soudures.

6 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS DE L'EMETTEUR.

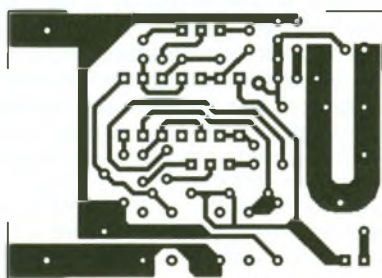


VUE SUR LA PARTIE HF DU RECEPTEUR.

La mise au point

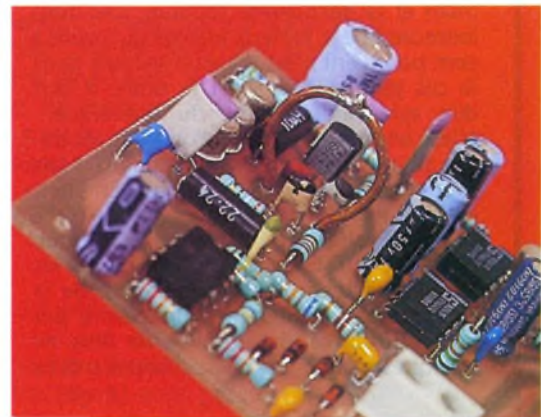
- 1° Placer une pile de 12 V sur le boîtier émetteur.
- 2° Brancher un voltmètre en mode

5 LE CIRCUIT IMPRIME DE L'EMETTEUR.



- AC (gamme 2V) sur le point de test entre C₁₄ et C₁₅.
- 3° Tout en maintenant appuyé le bouton BP₂ de l'émetteur se trouvant à proximité, tourner lentement le CV avec un tournevis isolant, de manière à lire un maximum de tension sur le voltmètre.
- 4° Tourner le potentiomètre P₂ jusqu'à provoquer le maintien du relais.
- 5° Tourner P₁ pour obtenir le même résultat que ci-dessus en appuyant sur BP₁, mais, une fois excité, le relais se désactive par BP₂.
- 6° Eloigner l'émetteur le plus loin possible et retoucher au réglage d'une façon très sensible, jusqu'à obtenir un fonctionnement quasi parfait sur 10 mètres de portée.
- 7° Vérifier les performances en plaçant une lampe visible sur la prise et peaufiner le réglage du CV et des potentiomètres. Dans le cas d'un réglage sans antenne, la portée est limitée à quelques mètres.

LA LIGNE D'ACCORD RESTE SIMPLE A REALISER.



NOMENCLATURE

Carte émission

R₁, R₂, R₇, R₈ : 15 kΩ (marron, vert, orange)
R₃, R₅ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₄, R₆ : 6,8 kΩ (bleu, gris, rouge)
R₉ : 18 kΩ (marron, gris, orange)
R₁₀ : 75 Ω (violet, vert, noir)
D₁, D₂ : 1N4148
D₃ : DEL rouge
C₁, C₂ : 10 nF
C₃ : 2,2 pF
C₄ : 2/10 pF
IC₁ : HEF4011
Q₁ : BF199
P₁, P₂ : 5 kΩ 10 tours Bourns
L₁ : 10 μH moulée
L₂ : antenne fil téléphone 0,6 mm, longueur 100 mm
BP₁, BP₂ : bouton miniature

Carte réception

R₁ : 33 kΩ (orange, orange, orange)
R₂ : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)
R₃ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)

R₄, R₆ : 18 kΩ (marron, gris, orange)
R₅ : 270 Ω (rouge, violet, marron)
R₇, R₈, R₁₅ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R₉ : 560 kΩ (vert, bleu, jaune)
R₁₀ : 68 kΩ (bleu, gris, orange)
R₁₁ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₁₂ : 100 Ω (marron, noir, marron)
R₁₃, R₂₃ : 39 kΩ (orange, blanc, orange)
R₁₄ : 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)
R₁₆ et R₁₇ : à définir selon le tableau de codification
R₁₈, R₁₉ : 15 kΩ (marron, vert, orange)
R₂₀ : 390 Ω (orange, blanc, marron)
R₂₁ : 2,7 Ω (rouge, violet, or)
R₂₂ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
C₁ : choix sur le tableau 2
C₂ : 1,5 pF
C₃ : 22 pF
C₄, C₅, C₁₆ : 330 pF
C₆, C₂₁, C₂₂ : 10 nF

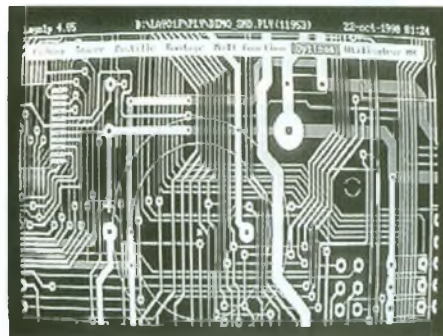
C₇ : 1 nF
C₈ : 100 nF
C₉ : 2,2 nF
C₁₀ : 220 μF/16 V
C₁₁, C₁₂ : 1 μF/400 V
C₁₃ : 0,47 μF/400 V
C₁₄, C₁₅ : 330 nF
C₁₇, C₂₀ : 1 μF chimique
C₁₈, C₁₉ : 2,2 μF chimique
C₂₃ : 1 000 μF/16 V
C₂₄ : 470 μF/16 V
C₂₅, C₂₆ : 47 μF chimique
D₁, D₂, D₃, D₄ : 1N4148
D₅ : BZX55C10
D₆, D₇ : 1N647
D₈ : BZX85C15V
IC₁ : LM358
IC₂, IC₃ : NE567
T₁ : BF199
T₂, T₃, T₄ : BC108
T₅ : 2N2222
T₆ : TLS106-5
T₇ : 7812
S₁, S₂ : 10 μH
S₃ : 1 spire fil 12/10, diamètre de la bobine 12 mm
L₄ : antenne fil téléphone longueur 100 mm
F₁ : fusible D1/5 A
RL₁ : relais Omron 12 V G5L

PUBLICITE

LAYO1

Vous avez dit CAO ! Si comme moi, vous connaissez plusieurs logiciels et que vous avez à réaliser des circuits imprimés, vous avez sûrement passé des nuits blanches. Si en plus, vous avez la responsabilité d'un bureau d'études et des achats, alors vous en avez connu d'autres. En effet, la plupart des logiciels de CAO ont la particularité de se présenter d'abord sous leur angle financier... et ce n'est souvent pas une paille... Le prix justifiant la complexité, nous passons ensuite à la formation qui outre d'être très chère, a aussi la particularité d'être très concentrée et fastidieuse. Viennent enfin la prise en main et la découverte toujours très douloureuse que le fameux logiciel qui route à cent pour cent n'est d'aucun secours dans le cas particulier qui est le nôtre. Il faut dire que nous faisons du spécifique... (c'est en tout cas ce que l'on vous répondra si vous tentez de vous rebiffer). Mais tout cela est bel et bien terminé. En effet, il existe sur le marché un logiciel LAYO1E (E pour Evaluation) qui ne coûte presque rien (195 F TTC). Il dispose de toutes les fonctionnalités qu'un professionnel de la CAO peut souhaiter et ne nécessite pas une auto-formation supplice de plus de quelques heures, un quart d'heure même

si l'on veut travailler dans son mode simple, comme une planche à coller, c'est-à-dire sans création ou importation d'une netliste. De plus, il possède un routeur pour ce mode simple et un auto-routeur programmable (oui ! oui !), simple et double face qui route comme l'éclair (en

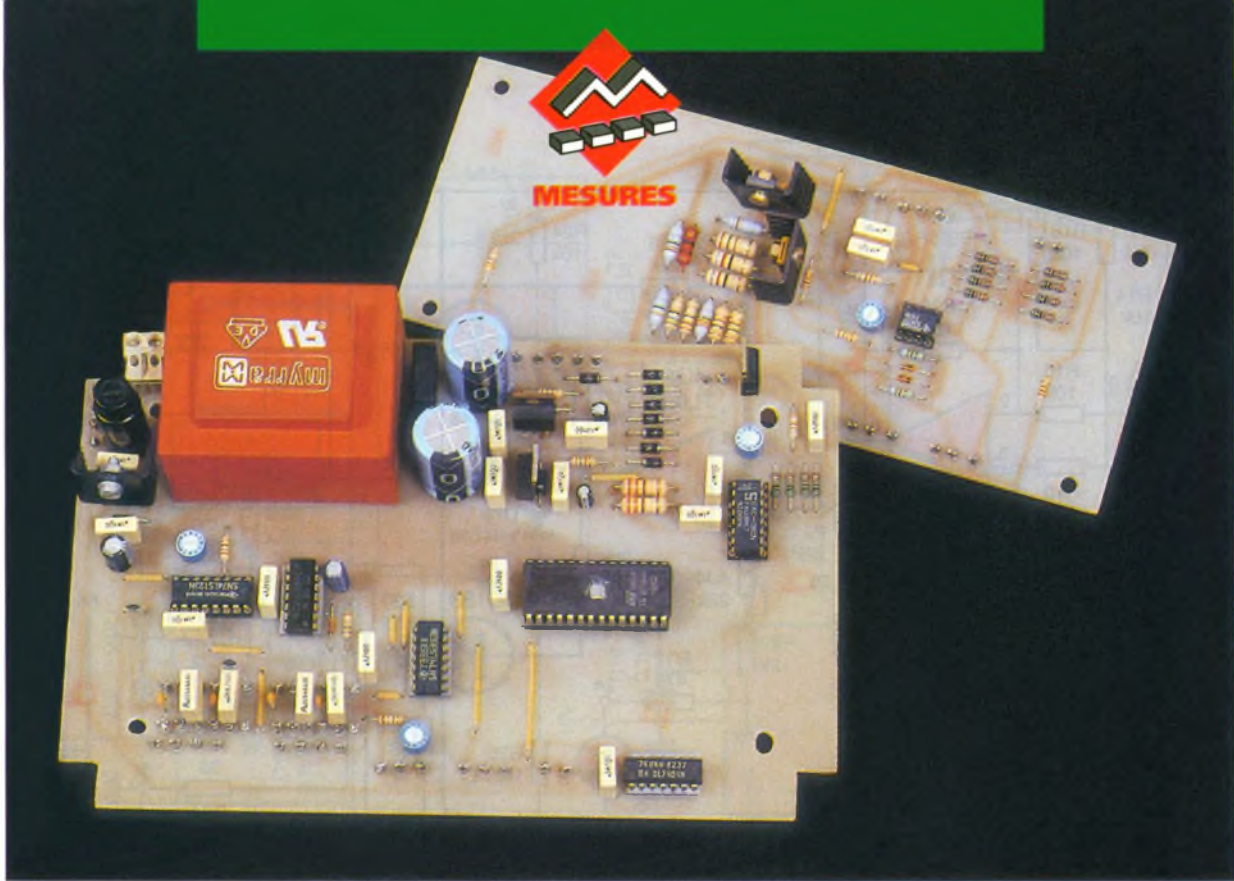


tout cas aussi simple que les autres). Mais ce routeur est surtout complètement interactif, c'est l'art du créateur qui s'exprime et c'est le logiciel qui fait le reste. On s'aperçoit tout de suite que l'ensemble est conçu par les électroniciens et non par les informaticiens. De par sa convivialité, sa simplicité (entièrement en français) et sa rapidité, c'est même sûrement le plus rapide de tous... et donc encore le plus économe. La capacité ? La version limitée

de 1000 pastilles autorise la réalisation de circuits conséquents. Je comprends parfaitement que ce routeur fasse fureur aux USA. Alors, avant de dépenser et même si vous possédez déjà un ensemble haut de gamme, renseignez-vous vite, éventuellement auprès des utilisateurs de ce fabuleux produit. Vous pouvez le tester sans véritable investissement et aucun commercial volubile ne sera là pour vous submerger de détails et de louanges sur le produit. Vous pourrez vous faire une idée par vous-même ! Finalement, c'est encore là la meilleure preuve de sérieux... C'est seulement lorsque vous êtes complètement satisfait que vous décidez de vous procurer un upgrade correspondant à vos besoins : 2000 (Double), 4000, etc. Un regret ! Je connaissais le nom Layo1 depuis trois ans. Pourquoi ai-je continué à «travailler» avec mon programme haut de gamme si longtemps en pensant : «Que pour ce prix, ça ne pouvait pas être sérieux !»

J.-C. Charles
Bureau d'études ILEP Lille

Distributeur :
Layo France SARL
Château Garamache - Sauvebonne
83400 Hyères
Tél. : 94 28 22 59
Fax : 94 48 22 16
3614 code LAYOFRANCE



GENERATEUR NUMERIQUE DE SIGNAUX

C'est bien connu, nous vivons à l'ère du tout numérique, et ce générateur de signaux le prouve une nouvelle fois. En effet, la production de signaux est un domaine traditionnellement réservé à l'analogique. Cela demeure vrai pour les générateurs d'un coût abordable pour le public ; en revanche, pour les laboratoires professionnels, les générateurs numériques occupent de plus en plus le terrain pour des raisons que nous expliciterons en analysant le principe et l'intérêt de ce générateur.

Cet article vous propose donc de réaliser un authentique appareil de laboratoire à un coût très inférieur à celui d'un générateur analogique du commerce. Le générateur numérique ainsi proposé garantit une grande qualité des signaux synthétisés du fait de son principe. Ses possibilités, bien que plus restreintes que celles d'un appareil du commerce, permettent de couvrir l'essentiel des besoins de l'amateur averti. Il deviendra, nous en sommes convaincus, un des outils fondamentaux de votre laboratoire.

Caractéristiques

Commençons tout d'abord par examiner les caractéristiques du générateur proposé, caractéristiques qu'il est indispensable de connaître avant d'entamer la réalisation de ce montage.

- Tout d'abord, le générateur possède une sortie sinusoïdale sous une impédance de $50\ \Omega$ et la plage de fréquences couverte s'étend de 2 Hz à 40 kHz. Celle-ci est répartie en quatre gammes : 40 kHz, 4 kHz, 400 Hz, 40 Hz.
- L'amplitude est bien entendu variable avec une tension de sortie maximale de 26 V crête à crête (soit 9 V efficaces).
- Un atténuateur est disponible en

quatre gammes : 0 dB, - 10 dB, - 20 dB, - 30 dB. Le tableau de la **figure 1** donne la correspondance entre les taux d'atténuation et les valeurs de tensions de sortie maximales crête à crête.

Atténuation	Vs crête à crête
0 dB	26 V
- 10 dB	8,32 V
- 20 dB	2,6 V
- 30 dB	0,832 V

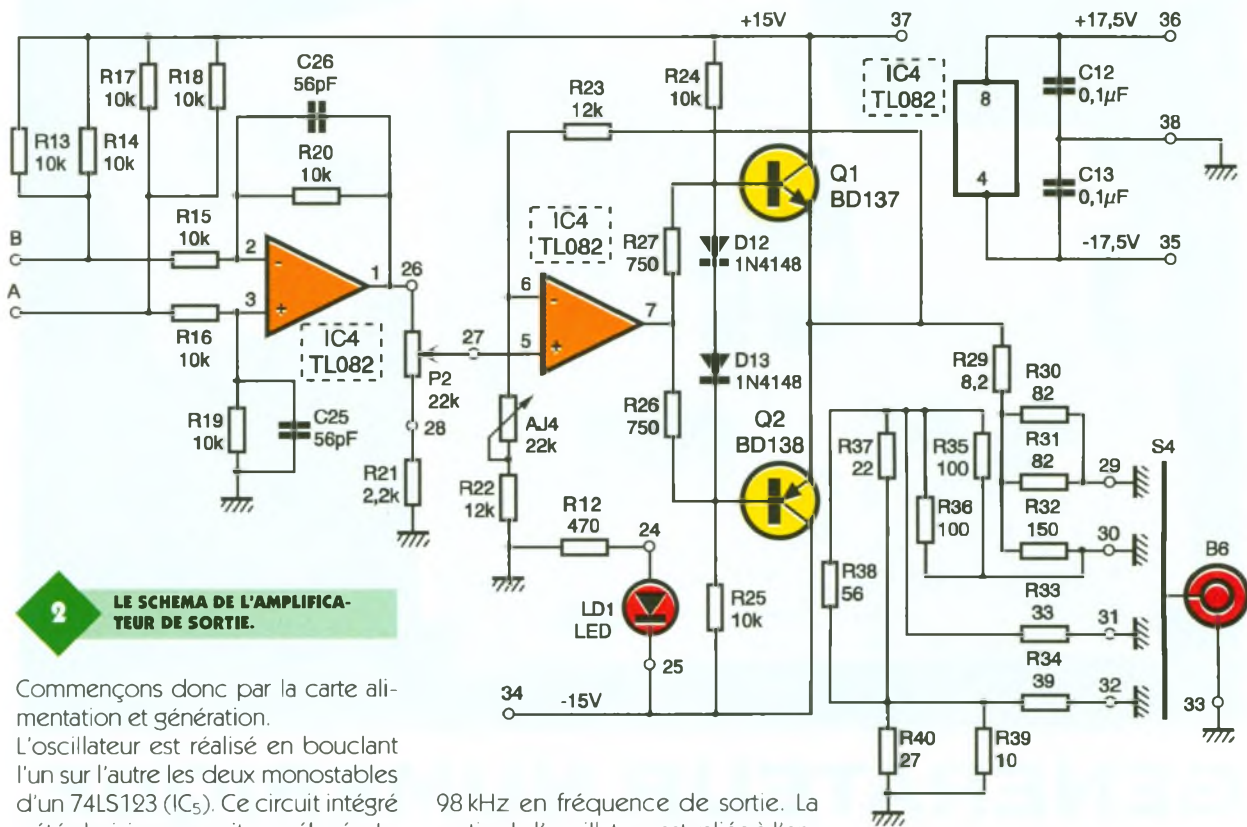
1

TENSIONS DE SORTIE EN FONCTION DE L'ATTENUATEUR.

- Une sortie TTL est aussi disponible et couvre une plage de fréquences s'étendant de 1 Hz à 2 MHz en deux gammes : 20 kHz et 2 MHz. Le signal TTL possède la même référence de masse que la sortie sinusoïdale. D'autre part, cette sortie est synchrone avec le signal sinusoïdal et, sur la gamme 20 kHz, la fréquence est toujours la moitié de la sortie sinus.

Analyse du schéma (fig. 2)

Le schéma du générateur est en fait composé de deux schémas : un pour la carte alimentation et génération (**fig. 2**) et un pour la carte amplification (**fig. 3**).



2 LE SCHEMA DE L'AMPLIFICATEUR DE SORTIE.

Commençons donc par la carte alimentation et génération.

L'oscillateur est réalisé en bouclant l'un sur l'autre les deux monostables d'un 74LS123 (IC₅). Ce circuit intégré a été choisi pour sa vitesse élevée. La durée minimale d'une impulsion pour un monostable est de 40 ns. Ce qui donne comme fréquence maximale de travail : $f_{max} = 1/(2 \times t) = 1/80 \text{ ns} = 12,5 \text{ MHz}$, fréquence de travail bien supérieure à celle des circuits CMOS courants. Ici, la fréquence maximale de sortie de l'oscillateur sera de : $f_{max} = 40 \text{ kHz} \times 128 \text{ échantillons} = 5,12 \text{ MHz}$.

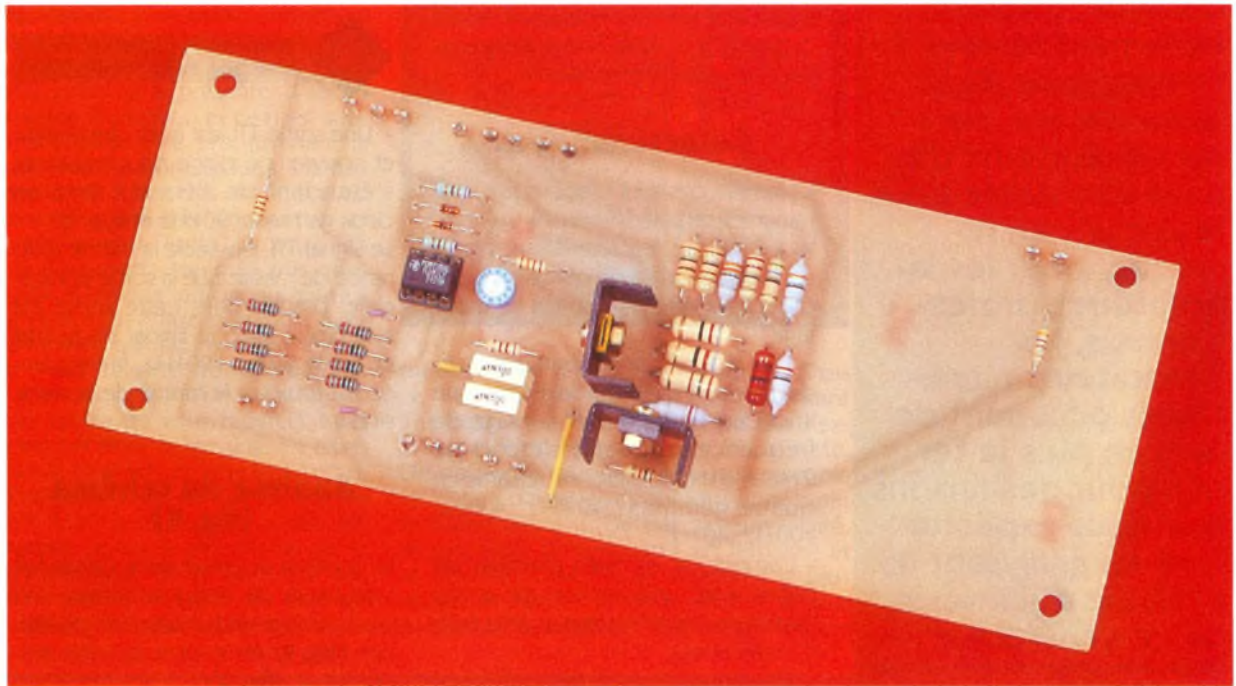
Nous verrons plus loin pourquoi la fréquence de travail maximale de l'oscillateur n'a pas été choisie, ce qui nous aurait permis d'atteindre

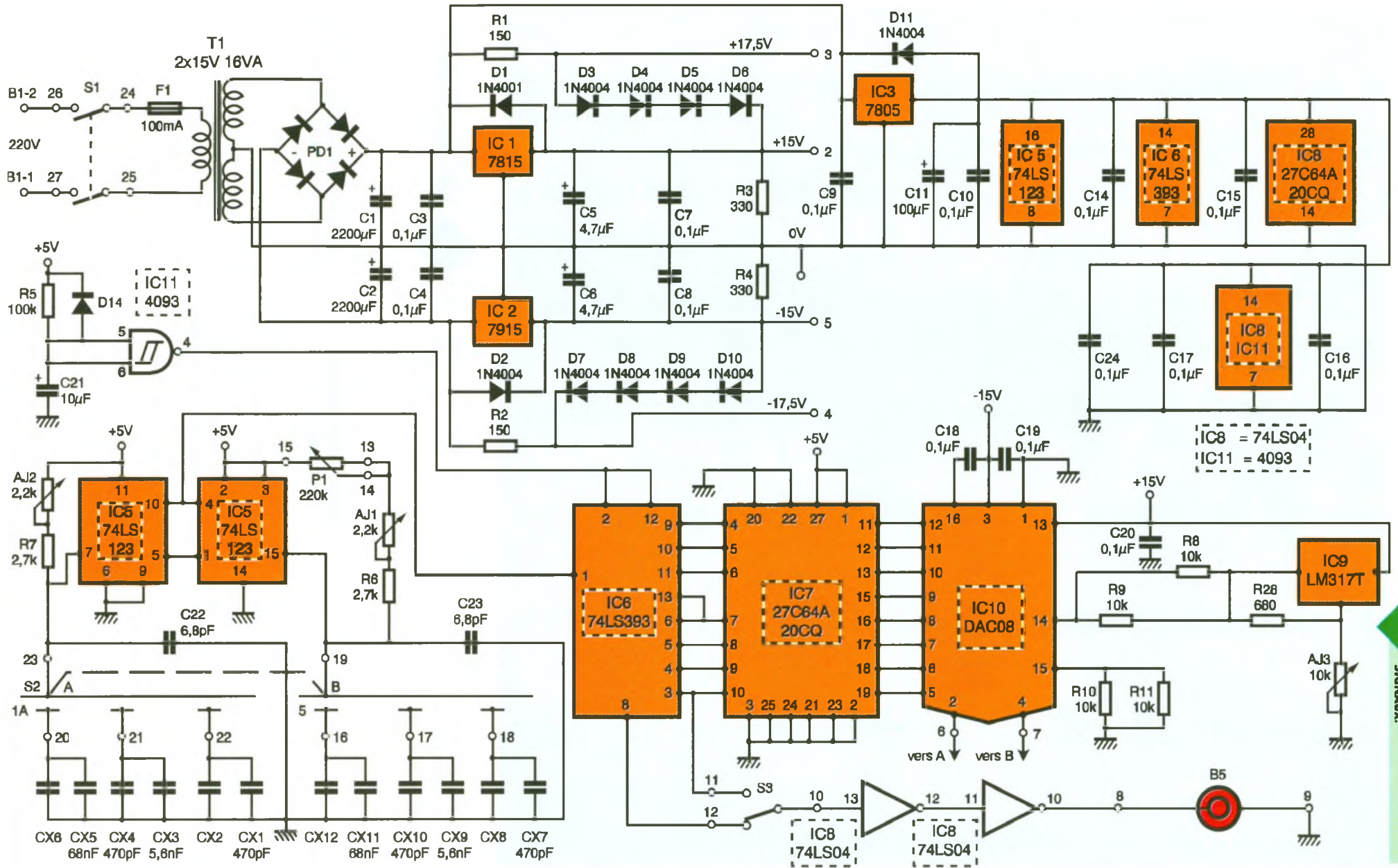
98 kHz en fréquence de sortie. La sortie de l'oscillateur est reliée à l'entrée du compteur binaire à 7 étages qui permet d'adresser les 128 premières adresses de l'EPROM contenant les 128 échantillons de la sinusoïde à fabriquer. Le compteur est fabriqué à partir d'un double compteur binaire à quatre étages, le 74LS393 (IC₆). Circuit TTL LS choisi pour sa fréquence de travail élevée : 25 MHz. Les sorties de ce compteur sont reliées aux entrées A0 à A6 de l'EPROM (IC₇) qui délivre les échantillons codés sur 8 bits sur les sorties D0 à D7 au convertisseur DAC 08.

L'EPROM choisie est une 27C64-20CQ, elle se programme sous une tension de 12,5V.

De ses caractéristiques de temps d'accès dépend la fréquence maximale de l'oscillateur, celle-ci a été choisie en raison de sa vitesse. Son temps d'accès est de 200 ns, ce qui correspond à une période de 400 ns

LA CARTE D'AMPLIFICATION.





3 LE SCHEMA DU GENERATEUR DE SIGNAUX.

Adresses	Données	Adresses	Données	Adresses	Données	Adresses	Données
0	80	20	FF	40	80	60	01
1	86	21	FF	41	7A	61	01
2	8C	22	FE	42	74	62	02
3	93	23	FE	43	6D	63	02
4	99	24	FD	44	67	64	03
5	9F	25	FB	45	61	65	05
6	A5	26	FA	46	5B	66	06
7	AB	27	F8	47	55	67	08
8	B1	28	F5	48	4F	68	0B
9	B6	29	F3	49	4A	69	0C
A	BC	2A	F0	4A	44	6A	10
B	C1	2B	ED	4B	3F	6B	13
C	C7	2C	EA	4C	39	6C	16
D	CC	2D	E6	4D	34	6D	1A
E	D1	2E	E2	4E	2F	6E	1E
F	D5	2F	DE	4F	2B	6F	22
10	DA	30	DA	50	26	70	26
11	DE	31	D5	51	22	71	2B
12	E2	32	D1	52	1E	72	2F
13	E6	33	CC	53	1A	73	34
14	EA	34	C7	54	16	74	39
15	ED	35	C1	55	13	75	3F
16	F0	36	BC	56	10	76	44
17	F3	37	B6	57	0D	77	4A
18	F5	38	B1	58	0B	78	4F
19	F8	39	AB	59	08	79	55
1A	FA	3A	A5	5A	06	7A	5B
1B	FB	3B	9F	5B	05	7B	61
1C	FD	3C	99	5C	03	7C	67
1D	FE	3D	93	5D	02	7D	6D
1E	FE	3E	8C	5E	02	7E	74
1F	FF	3F	86	5F	01	7F	7A

sur l'entrée A0. Pour l'oscillateur, la période doit donc être de 200 ns, soit 5 MHz. En réglant l'oscillateur à 5,12 MHz, on utilise donc l'EPROM au maximum de ses capacités. Il est donc impératif d'utiliser une EPROM dont le temps d'accès est de 200 ns au maximum.

Les données numériques sont converties en valeurs analogiques par le DAC 08 (IC₁₀). Ce circuit (décrit dans EP n° 168, mars 1993) fournit sur ses sorties 2 et 4 non pas une tension, mais un courant différentiel réglé par la tension de sortie du LM 317T (IC₉). Le montage différentiel fabriqué autour d'un amplificateur opérationnel (1/2 TL082 IC₄) sur la carte amplification (fig. 5) permet de convertir ce courant en tension sinusoïdale. Les condensateurs C₂₅ et C₂₆ permettent d'éliminer les parasites de commutation du DAC 08. Ils

ont aussi l'avantage d'éliminer le peu de distorsion harmonique existante pour les fréquences élevées du générateur.

Le second amplificateur opérationnel du TL082 est utilisé pour l'étage de puissance. Il est monté en amplificateur non-inverseur. Son gain est réglé par l'ajustable AJ₄. Sa boucle de contre-réaction, qui est branchée sur les émetteurs du push-pull de sortie (Q₁ BD137 et Q₂ BD138), et le montage de polarisation (R₂₇, R₂₆, D₁₂ et D₁₃) permettent d'éviter les distorsions de croisement dues aux jonctions base-émetteur des transistors de puissance Q₁ et Q₂.

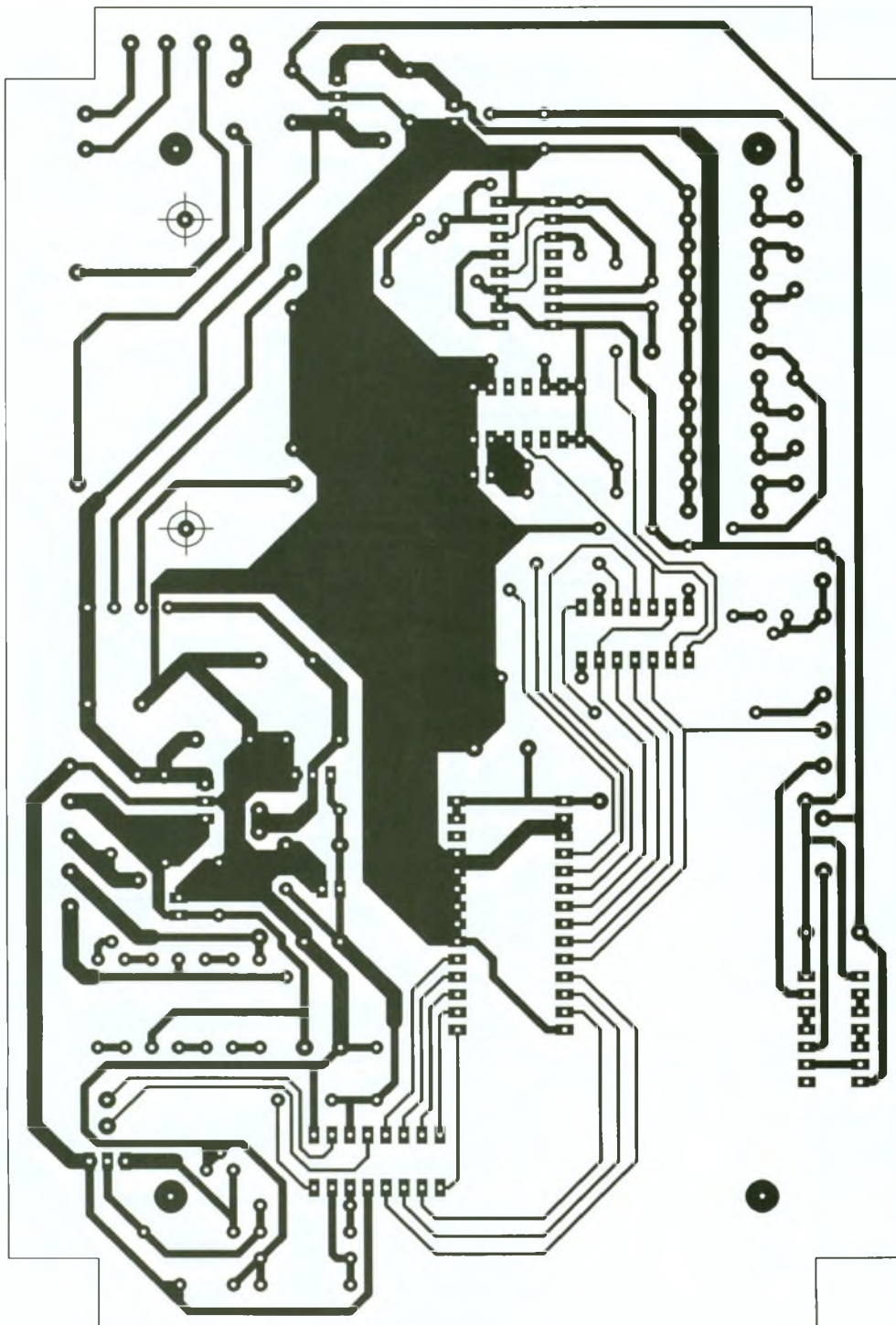
Un mot en passant sur l'utilité de l'alimentation 17,5 V fabriquée sur la carte alimentation et génération et sur le moyen de l'obtenir. Le TL082 est alimenté en 17,5 V de façon à compenser la tension de déchet de



LE PROGRAMME DE L'EPROM.

cet amplificateur opérationnel qui vaut environ 2 V. Sa tension de sortie crête peut ainsi atteindre 15 V. Ce qui veut dire que la tension de sortie crête du push-pull peut atteindre, grâce à ce procédé, 13 V. Les autres 2 V de déchet étant dus aux transistors de puissance.

Enfin, cette alimentation est obtenue en utilisant la régulation à 15 V des circuits 7815 et 7915 (IC₁ et IC₂). On sait qu'une diode correctement polarisée a une tension de seuil située entre 0,6 V et 0,7 V; en polarisant quatre diodes en série (D₃ à D₆ pour le + 17,5 V et D₇ à D₁₀ pour le - 17,5 V), on obtient donc une tension de 2,5 V. La résistance R₁ (150 Ω) permet de polariser ces diodes (de même que R₂ pour le - 17,5 V) et la



5

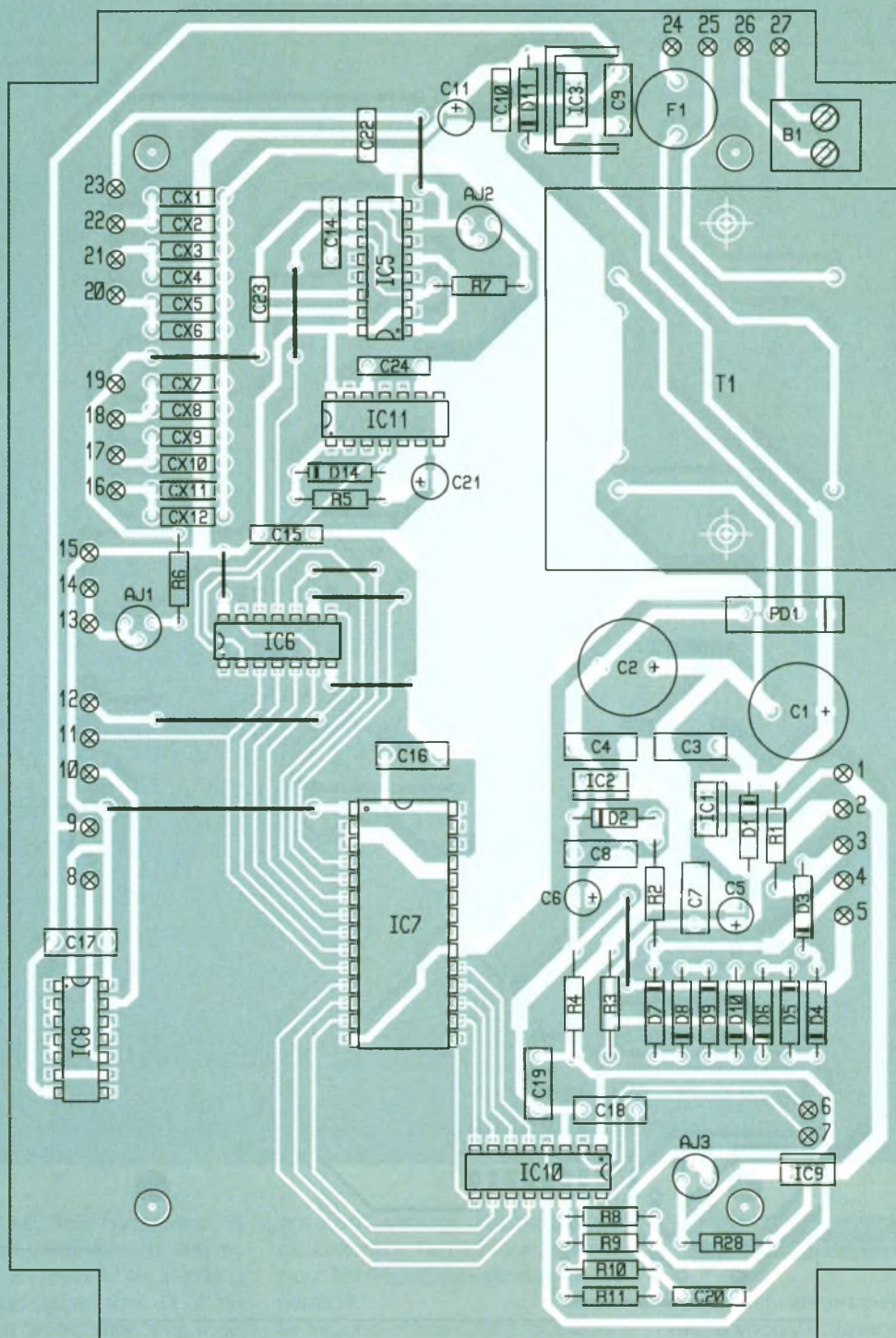
**LE CIRCUIT IMPRIME DU GENE-
RATEUR.**

résistance R_3 permet d'absorber ce courant de polarisation sur le 15 V (ou R_4 pour le - 15 V). Pour clore cette analyse, un mot sur l'atténuateur de sortie : ce montage permet de diminuer l'amplitude du signal de sortie tout en conservant une impédance de sortie constante, nous passerons sur les détails de calculs dans cet article. Nous pouvons, en revanche, détailler le contenu de l'EPROM maintenant.

**Programmation
de l'EPROM**

Tout d'abord, rappelons que cette mémoire se programme en 12,5 V et non pas en 25 V, ce qui provoquerait sa destruction, et si vous avez à votre disposition un autre type de mémoire celle-ci doit avoir impérativement un temps d'accès maximal de 200 ns. Analysons maintenant comment ont été déterminées les données de la mémoire. Tout d'abord, il faut savoir que les données de la mémoire doivent être écrites en fonction du format accep-

té par le convertisseur DAC 08. Ainsi, il faut savoir que, comme pour tout convertisseur 8 bits, les données vont varier entre 0 et 255 (00 et FF en hexadécimal) mais que le 0 V ne correspond pas au chiffre 0 mais au nombre 128 (80 en hexadécimal). Ce qui veut dire que pour l'alternance positive il ne restera que : $255 - 128 = 127$ valeurs pour obtenir la valeur crête de la sinusoïde. Comme il faut que la sinusoïde soit symétrique par rapport au 0 V, il y aura aussi 127 valeurs pour l'alternance négative. Ce qui veut dire que 254 valeurs comprises entre 1 et 255 (soit entre 01 et FF en hexadécimal) permettent



6

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS DU GENERATEUR.

de coder entièrement la sinusoïde en 128 échantillons. Il reste donc à calculer maintenant la valeur hexadécimale de chacun des échantillons. Sachant que chaque échantillon représente un angle de : $\alpha = 360^\circ/128 = 2,8125^\circ$.

Pour calculer la valeur que prend une tension sinusoïdale pour un angle donné, on utilise la formule suivante : $u = U \times \sin(\alpha)$. Avec cette formule,

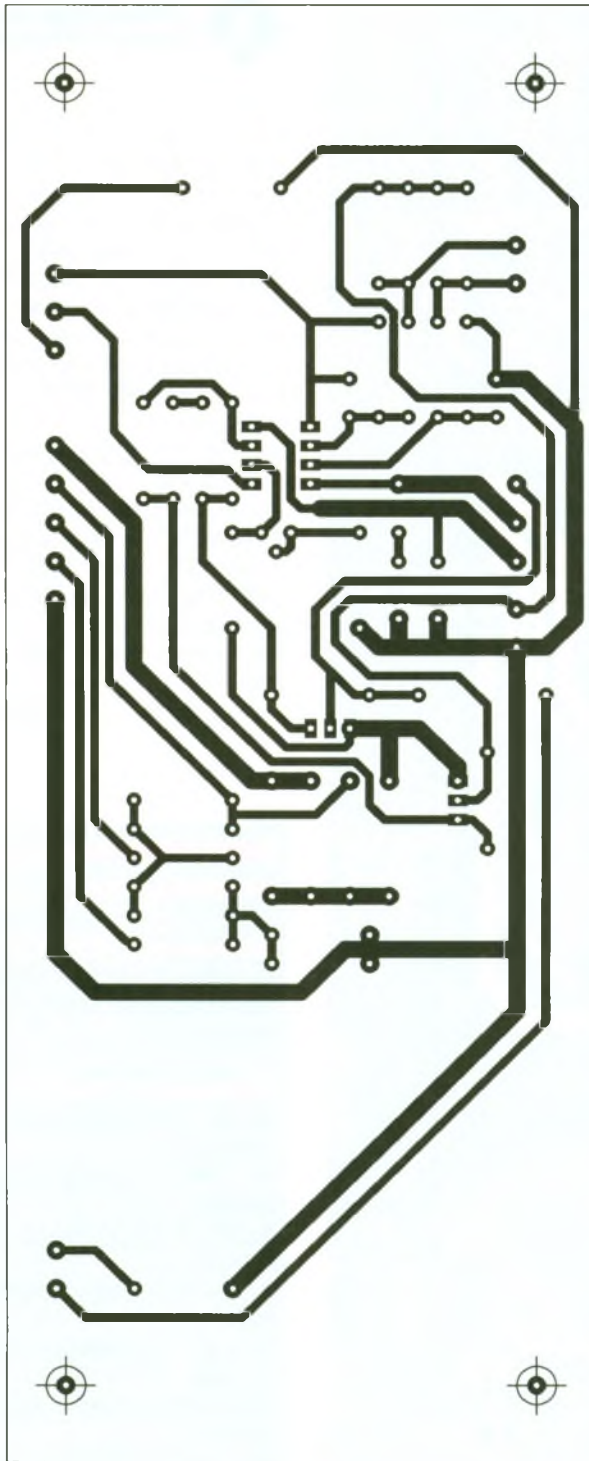
on remarque qu'avec un angle nul, c'est-à-dire au temps 0, la valeur de u est nulle, alors que pour nous, la valeur à stocker en mémoire doit être de 128 (80) pour avoir une tension nulle en sortie du générateur. Ce qui veut dire que la formule doit devenir : $u = 128 + U \times \sin(\alpha)$. Par ailleurs, quand $\alpha = 90^\circ$, u doit valoir 255 pour que la tension de sortie soit maximale. En définitive, la formule finale doit être : $u = 128 + 127 \times \sin(\alpha)$. On vérifiera que pour $\alpha = -90^\circ$ on a $u = 1$.

En utilisant cette formule, on aura

donc des valeurs comprises entre 1 et 255 en mémoire. Pour faciliter la programmation de votre mémoire, le tableau de la **figure 4** donne les valeurs hexadécimales des adresses et des données à stocker en mémoire.

Réalisation et réglages (fig. 5 à 8)

Avant de commencer à souder les composants sur le circuit imprimé, il est recommandé de percer les fixations de vos circuits et d'en vérifier le montage mécanique, ainsi que de



- le sens de montage des transistors de puissance T_1 et T_2 ;
- le montage des régulateurs IC_1 , IC_2 , IC_3 et surtout IC_9 ;
- le sens des condensateurs polarisés, difficile à détecter en cas d'inversion ;
- la cathode des diodes ;
- enfin, le montage des circuits intégrés d'autant plus important étant donné le prix de revient de l'EPROM et du convertisseur.

Pour vous aider, les principaux brochages sont donnés **figure 9**.

Avant de passer aux réglages, précisons qu'il est nécessaire de réaliser les torons au plus court afin de diminuer les capacités parasites, en particulier pour le commutateur de gamme de fréquences S_2 . Une fois les torons réalisés, en fil souple notons-le, vous pourrez commencer à régler votre appareil.

Rappelons que le générateur est alimenté en 220 V et qu'il est nécessaire de prendre les précautions d'usage avant de manipuler l'appareil sous tension.

Commençons par le réglage le plus important : l'oscillateur carré. Pour vous faciliter la tâche, je vous conseille de régler la fréquence maxi de l'oscillateur en vous branchant sur la sortie TTL. Cela vous évitera de faire un réglage délicat à plus de 5 MHz ; en effet, il suffit de régler l'oscillateur en agissant sur AJ_1 , puis sur AJ_2 si ce n'est pas suffisant, de façon à obtenir 20 kHz sur la sortie TTL 20 kHz. Vous serez ainsi certain d'obtenir 40 kHz sur la sortie sinusoïdale.

Pour les autres gammes de fréquences, il faudra ajuster les valeurs des condensateurs repérés CX pour obtenir la valeur de fréquence maximale de la gamme sans toucher aux réglages des potentiomètres AJ_1 et

monter les entretoises sur la carte amplification et tous les composants, qui doivent l'être, sur les faces avant et arrière.

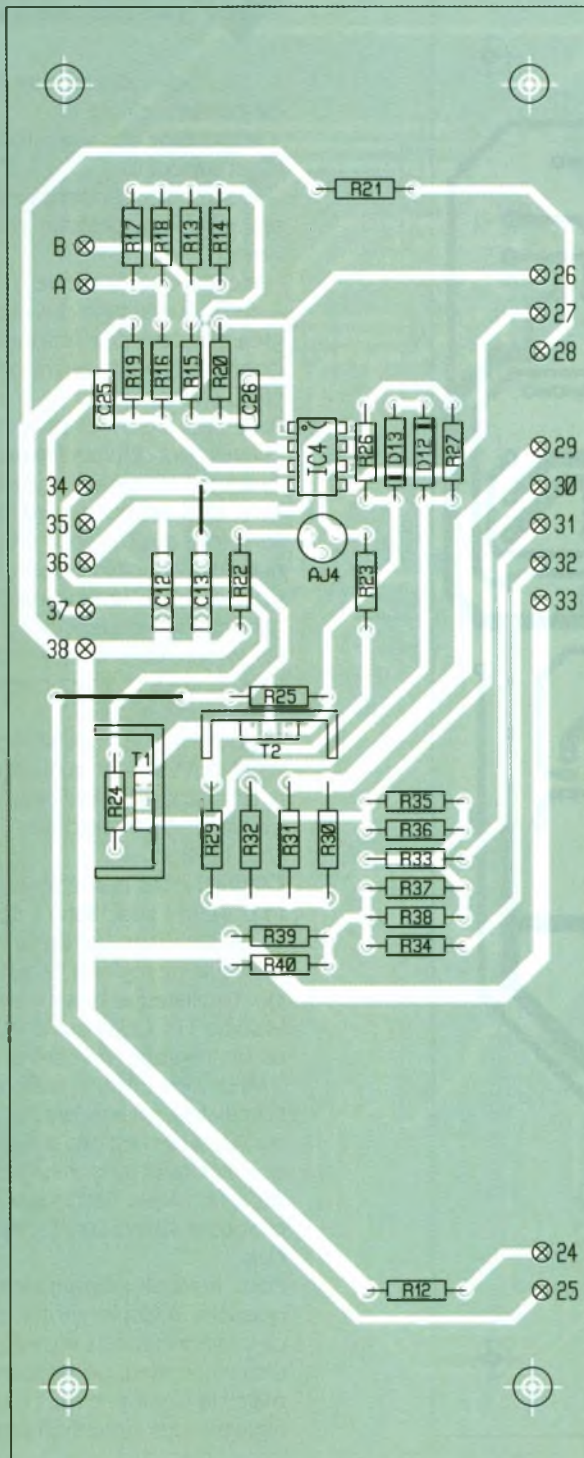
Une fois cela fait, vous pourrez commencer par monter les plots à fourches sur les circuits avant de monter les composants électroniques.

Au niveau des polarités, voici les consignes principales à respecter :

- le + du pont de diodes PD_1 est repéré par un chanfrein ;

LES TRANSISTORS DE SORTIE REPOSENT SUR DES DISSIPATEURS THERMIQUES.





CX₁, CX₃, CX₅, CX₇, CX₉, CX₁₁ peuvent être considérées comme une bonne base de réglage. Les autres valeurs sont données à titre indicatif, elles correspondent aux valeurs déterminées pour la maquette. Elles sont donc susceptibles de varier en fonction du montage que vous réaliserez. Nous n'avons pas parlé de la partie analogique. C'est que vous pouvez faire les réglages de fréquence sans cette partie.

Les réglages de la partie analogique se limitent à :

- avoir exactement 10V en sortie de IC₉ (LM 317T) en agissant sur AJ₃ ;
- avoir 9V efficaces (26 V crête à crête) en sortie du générateur en agissant sur AJ₄, le potentiomètre P₂ étant au maximum et l'atténuateur sur 0 dB.

M. COUEDIC

NOMENCLATURE

Résistances 1/4 W 1 %

R₈ à R₁₁, R₁₃ à R₂₀: 10 kΩ
(marron, noir, noir, rouge, marron)

Résistances 1/4 W 5 %

R₁, R₂: 150 Ω (marron, vert, marron)

R₅: 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₆, R₇: 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)

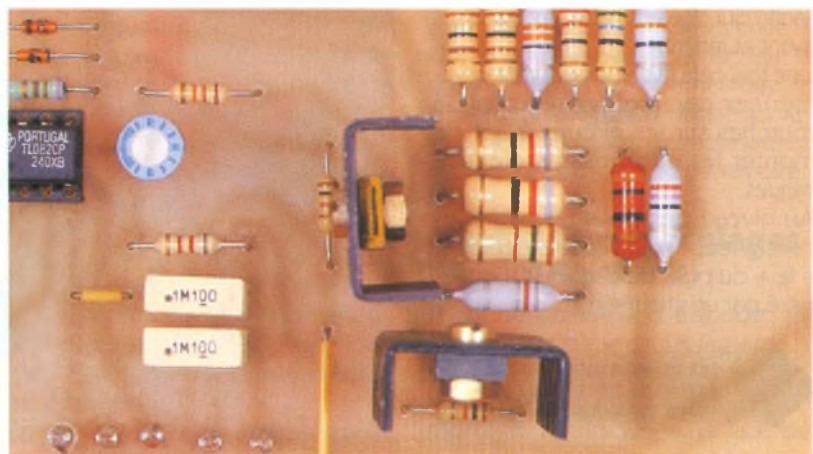
R₁₂: 470 Ω (jaune, violet, marron)

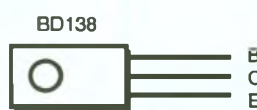
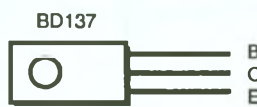
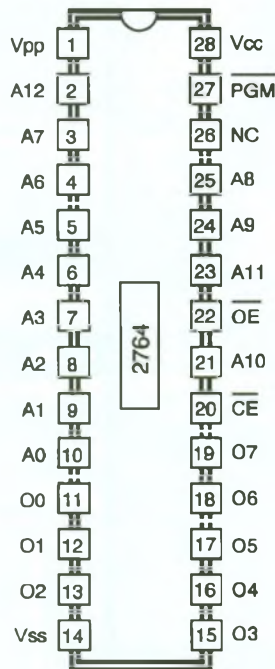
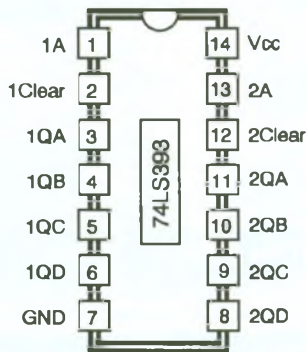
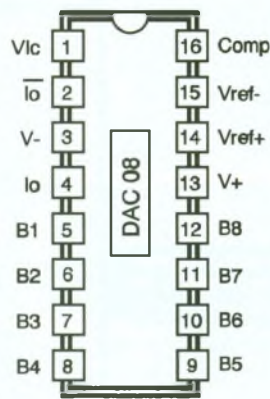
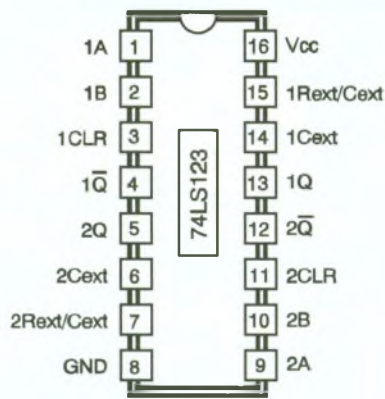
R₂₁: 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

R₂₂: 8,2 kΩ (gris, rouge, rouge)

R₂₃: 12 kΩ (marron, rouge, orange)

AJ₂. Il faut aussi que les condensateurs CX choisis permettent d'atteindre la valeur de fréquence maximale de la gamme inférieure du générateur. Vous pourrez faire tous les réglages en utilisant la sortie TTL, en sachant que la fréquence mesurée devra être multipliée par 2 pour le calibre 20 kHz et divisée par 64 pour le calibre 2 MHz. Les valeurs données pour les condensateurs





R₂₄, R₂₅ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₂₆, R₂₇ : 750 Ω (violet, vert, marron)
R₂₈ : 680 Ω (bleu, gris, marron)

Résistances 1/2 W 5 %
R₂₉ : 8,2 Ω (gris, rouge, or)
R₃₃ : 33 Ω (orange, orange, noir)
R₃₄ : 39 Ω (orange, blanc, noir)
R₃₅, R₃₆ : 100 Ω (marron, noir, marron)

R₃₇ : 22 Ω (rouge, rouge, noir)
R₃₈ : 56 Ω (vert, bleu, noir)
R₃₉ : 10 Ω (marron, noir, noir)
R₄₀ : 27 Ω (rouge, violet, noir)

Résistances 1 W 5 %
R₃, R₄ : 330 Ω (orange, orange, marron)
R₃₀, R₃₁ : 82 Ω (gris, rouge, noir)
R₃₂ : 150 Ω (marron, vert, marron)

Résistances ajustables

AJ₁, AJ₂ : 2,2 kΩ
AJ₃ : 10 kΩ
AJ₄ : 22 kΩ

Potentiomètres

P₁ : 220 kΩ
P₂ : 22 kΩ

Condensateurs

C₁, C₂ : 2 200 μF/40 V
C₃, C₄, C₇, C₈, C₉, C₁₀, C₁₂, C₁₃, C₁₄, C₁₅, C₁₆, C₁₇, C₁₈, C₁₉, C₂₀, C₂₄ : 0,1 μF/100 V
C₅, C₆ : 4,7 μF/40 V
C₁₁ : 100 μF/25 V
C₂₁ : 10 μF/25 V
C₂₂, C₂₃ : 6,8 pF
C₂₅, C₂₆ : 56 pF
CX₁, CX₄, CX₇, CX₁₀ : 470 pF
CX₂, CX₆, CX₈, CX₁₂ : voir texte
CX₃, CX₉ : 5,6 nF
CX₅, CX₁₁ : 68 nF

Diodes

D₁ à D₁₁ : 1N4004
D₁₂, D₁₃ : 1N4148
PD₁ : pont moulé 2 A

Transistors

T₁ : BD137
T₂ : BD138

Circuits intégrés

IC₁ : 7815
IC₂ : 7915
IC₃ : 7805
IC₄ : TL082
IC₅ : 74LS123
IC₆ : 74LS393
IC₇ : 27C64A-20CQ
IC₈ : 74LS04
IC₉ : LM317T
IC₁₀ : DAC 08
IC₁₁ : 4093

Divers

T₁ : transfo 2 x 15 V/16 VA
F₁ : fusible 100 mA
1 porte-fusible à souder vertical
S₁ : interrupteur bipolaire
S₂, S₄ : commutateur
3 circuits 4 positions
S₃ : inverseur unipolaire
B₅, B₆ : prise BNC
LD₁ : DEL
1 refroidisseur TO220
2 refroidisseurs TO126
1 passe-fils 6 mm
44 plots à fourches
Coffret : Verobox type 1 (205 x 110 x 140)



Un couloir, une pièce ou toute autre partie d'une habitation plongée dans l'obscurité peut être une véritable source de désagréments lorsqu'il s'agit d'y évoluer la nuit. Le trajet peut prendre alors des allures de parcours du combattant, où les embûches et les risques ne peuvent pas toujours être écartés par des tâtonnements plus ou moins assurés.



UNE VEILLEUSE A ALLUMAGE AUTOMATIQUE

Le montage que nous vous proposons résout simplement ce problème. Il émet une lumière de faible intensité et son allumage est automatique.

1 - Le principe

Une photorésistance déclenche la fermeture d'un relais lorsque l'obscurité est jugée suffisamment importante. Il en résulte la mise sous tension d'une ampoule de faible puissance (25 W) dont l'intensité de la lumière émise est contrôlée par un triac limitant la puissance à la valeur désirée.

2 - Le fonctionnement (fig. 1 et 2)

a) Alimentation

L'énergie nécessaire à l'établissement de la basse tension pilotant le circuit de commande est prélevée du secteur par un couplage capacitif, ce qui permet de se passer du traditionnel et encombrant transformateur abaisseur de tension. Pendant une demi-alternance, que nous qualifierons de positive par convention, la capacité C_2 se charge à travers C_1 , D_2 et R_1 . La diode zener

écrête le potentiel de l'armature positive à une valeur de 12V. Lors de la demi-alternance suivante, la capacité C_1 se décharge par l'intermédiaire de R_1 et de D_1 . La diode D_1 bloque en effet le courant dans ce sens, en évitant de ce fait la décharge de C_2 . On relève alors sur l'armature positive de C_2 un potentiel légèrement ondulé dont la puissance est suffisante pour fournir la quinzaine de milliampères nécessaire à l'alimentation du montage. Le rôle de R_2 est de décharger C_1 une fois le montage débranché du secteur. Cette précaution évite à l'amateur imprudent et pressé de bien désagréables secousses s'il venait à toucher les bornes de C_1 par inadvertance...

b) Détection de l'obscurité

La photorésistance LDR présente une résistance réduite à quelques centaines d'ohms si elle reçoit de la lumière. En revanche, plongée dans l'obscurité, la résistance ohmique passe à plusieurs mégohms. Au point commun R_3 /LDR, on relève alors :

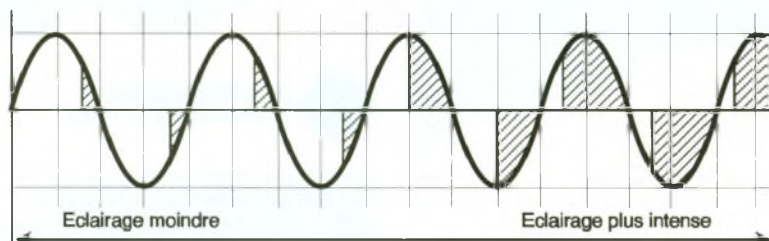
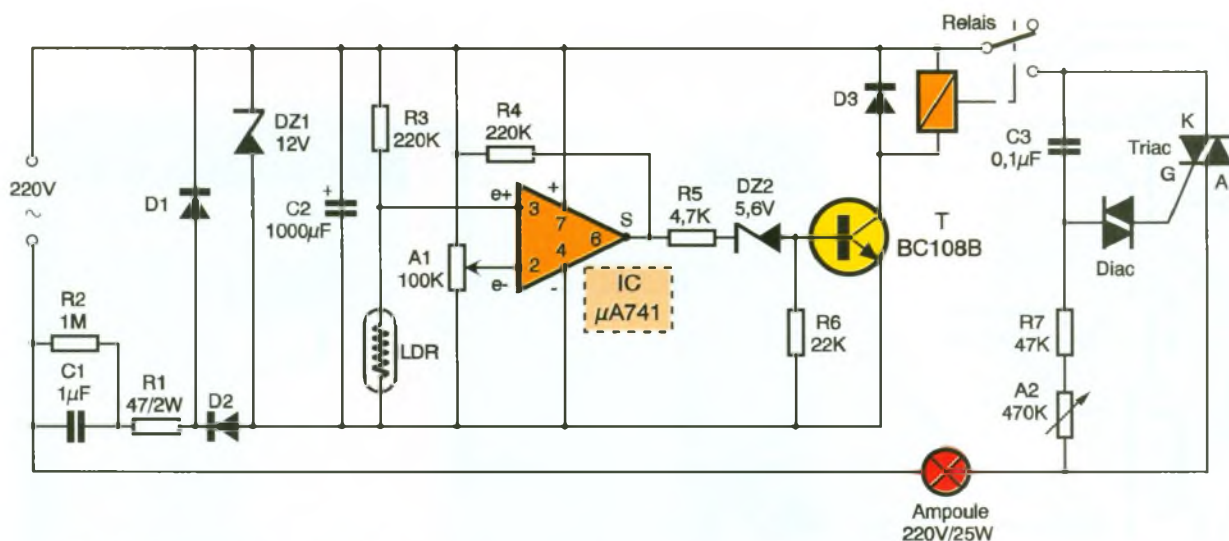
- un potentiel voisin de zéro si la LDR est éclairée ;
- un potentiel de plusieurs volts si la LDR est dans l'obscurité.

Ce potentiel est soumis à l'entrée directe d'un « 741 » monté en comparateur. Son entrée inverseuse est reliée au point médian d'un ajustable dont les deux extrémités rejoignent respectivement le « plus » et le « moins » de l'alimentation.

En situation d'éclairage de la LDR, le potentiel de l'entrée directe est très nettement inférieur à celui de l'entrée inverseuse. Il en résulte, sur la sortie de IC, un potentiel nul, à la tension de déchet près, qui est de l'ordre de 1,8V.

Au fur et à mesure que l'obscurité s'installe, le potentiel sur l'entrée directe croît progressivement. Dès qu'il devient supérieur à celui de l'entrée inverseuse, le « 741 » bascule et sa sortie passe à l'état haut.

La résistance R_4 introduit une réaction positive dans le système grâce à un apport supplémentaire de potentiel positif sur l'entrée directe. Cette disposition évite au « 741 » de rebasculer dans la situation précédente une fois que l'ampoule d'éclairage émet de la lumière. Ce verrouillage, appelé « hystérésis », fiabilise ainsi le fonctionnement du montage. Au lever du jour ou encore si on allume l'éclairage normal, la sortie du comparateur repasse à l'état bas. Grâce à l'ajustable A_1 , il est possible



2

LA GRADUATION DE L'ECLAIRAGE.

de régler le point de basculement du « 741 » pour un degré d'obscurité donné. Ce degré devient plus important si on augmente le potentiel sur l'entrée inverseuse.

c) Fermeture du relais

Lorsque le comparateur présente un état haut, le transistor NPN T se sature. Dans son circuit collecteur se trouve inséré le bobinage du relais. Celui-ci se ferme. La diode D₃ protège le transistor des effets liés à la surtension de self qui se manifestent surtout lors des ouvertures. Quand le « 741 » présente sur sa sortie un état apparenté à un niveau logique zéro, le potentiel est en réalité de 1,8V. Grâce à la zener DZ₂ de 5,6 V le transistor est alors en situation de blocage, étant donné qu'aucun courant ne peut circuler à travers sa jonction base-émetteur. Le relais est ouvert.

d) Graduation de l'éclairage

Une fois le relais fermé, la capacité C₃ se charge et la décharge à travers R₇ et l'ajustable A₂. Au point commun R₇/C₃, le potentiel variable qui en résulte est acheminé sur la gâchette d'un triac par l'intermédiaire d'un diac. Ce dernier devient passant dès que le potentiel contrôlé atteint une valeur suffisante. Il assure une commande franche de la gâchette du triac. Dès le début de l'établisse-

ment d'un courant de gâchette, le triac devient conducteur; on dit qu'il s'amorce. En augmentant la résistance introduite par A₂, on retarde d'autant plus, pour une demi-alternance donnée, l'instant de déclenchement du triac. Il en résulte un éclairage plus faible de l'ampoule (voir fig. 2). Inversement, en diminuant la résistance de A₂, on augmente l'intensité de la lumière émise.

3 – La réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 3)

Le circuit imprimé n'est pas très compliqué. Il peut se réaliser par les méthodes habituelles: application directe des éléments de transfert sur le cuivre, confection d'un typon ou encore reproduction directe par voie photographique. Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir à 1 à 1,3 mm suivant les diamètres des connexions du composant auxquels ils sont destinés.

b) Implantation des composants (fig. 4)

Après la mise en place des diodes et des résistances, on implantera les capacités, le support du circuit intégré, le transistor. On terminera par le relais, les ajustables, le triac et le bornier. La LDR sera montée de façon à disposer la face active perpendiculairement, par rapport à la surface du

1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

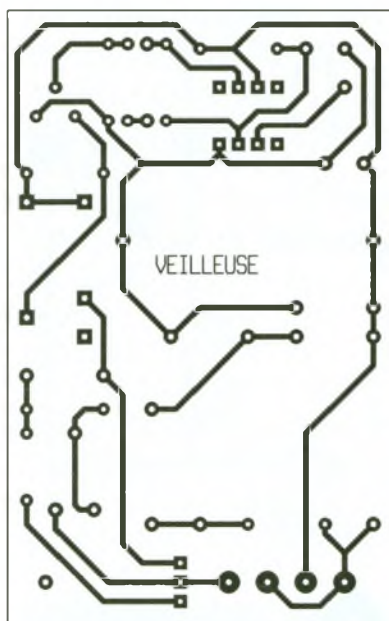
module. Attention à l'orientation correcte des composants polarisés.

c) Réglages

Pour réaliser un bon réglage, il est nécessaire de monter le module dans son boîtier. Ce dernier comportera notamment un trou sur la face latérale supérieure, en face de la LDR. Un premier réglage consiste à déterminer le point de basculement

LE MODULE PRET A L'EMPLOI.





3

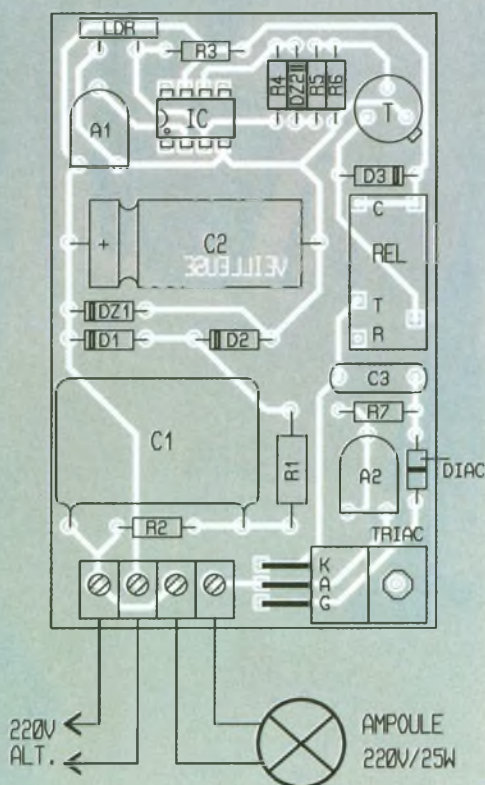
LE CIRCUIT IMPRIME.

jour/nuit. En tournant le curseur de A₁ dans un sens ou dans l'autre, on peut obtenir ce basculement pour le niveau d'obscurité souhaitée. Généralement la position médiane du curseur convient.

En agissant sur le curseur de l'ajustable A₂, on obtient une intensité

4

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



LE RELAIS ACTIONNE L'AMPOULE DE SECOURS.

d'éclairage de l'ampoule plus ou moins importante. S'agissant d'une veilleuse de balisage d'un couloir, cette intensité sera réglée à une valeur relativement modeste. Il est évident que la lumière émise par l'ampoule ne doit en aucun cas frapper la LDR sous peine d'extinctions et d'allumages successifs.

Robert KNOERR

D₁ à D₃ : 3 diodes 1N4004
DZ₁ : zener 12 V/1,3 W
DZ₂ : zener 5,6 V/1,3 W
Diac 32 V

A₁ : ajustable 100 kΩ à noyau isolé

A₂ : ajustable 470 kΩ à noyau isolé

LDR : ø 8 mm

C₁ : 1 µF/400 V polyester

C₂ : 1 000 µF/16 V

électrolytique

C₃ : 0,2 µF/400 V polyester

T : transistor NPN BC 108

Triac 5 A

Relais 12 V/1 RT, National

Bornier soudable 4 plots

IC : µA 741

Support 8 broches

Ampoule 220 V/25 W

+ douille

Boîtier Diptal (86 x 57 x 23)

NOMENCLATURE

R₁ : 47 Ω/2 W (jaune, violet, noir)

R₂ : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₃, R₄ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)

R₅ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R₆ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R₇ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

DISPONIBILITE DES MODULES MIPOT

La société Lextronic, à la Queue-en-Brie, assure la distribution des modules MIPOT. Ces produits permettent de développer des applications de télécommande sans se préoccuper de la partie HF.

La gamme MIPOT disponible actuellement est riche de sept produits en 433,92 MHz ou 224,5 MHz sur demande.

Les caractéristiques principales et communes aux sept ensembles sont les suivantes :

Emetteurs

Dimensions de 50 x 17 x 5 mm ; fréquence de sortie contrôlée par ROS ; puissance de sortie < 10 mW ; alimentation de 12V.

Récepteur

Dimensions de 38 x 12 x 6 mm ; sortie TTL ; alimentation de 5. Emetteur AM avec antenne intégrée et son récepteur à super-réaction pour 2 400 bauds ; l'émetteur AM avec sortie sous 50 Ω ; le récepteur AM à super-réaction en faible consommation (650 µA) ou 220 µA sur demande ; le récepteur AM à changement de fréquence avec sortie jusqu'à 9 600 bauds ; l'émetteur FM avec l'antenne intégrée et son récepteur super-hétérodyne 9 600 bauds.

Lextronic

36/40, rue du Général-de-Gaulle
RN 4, 94510 La Queue-en-Brie
Tél. : 45.76.83.88



Voici un complément non dénué d'intérêt à un système d'alarme : il s'agit de photographeur automatiquement toute personne franchissant une zone donnée. Une application qui vous transformera en agent secret...

I - Le principe

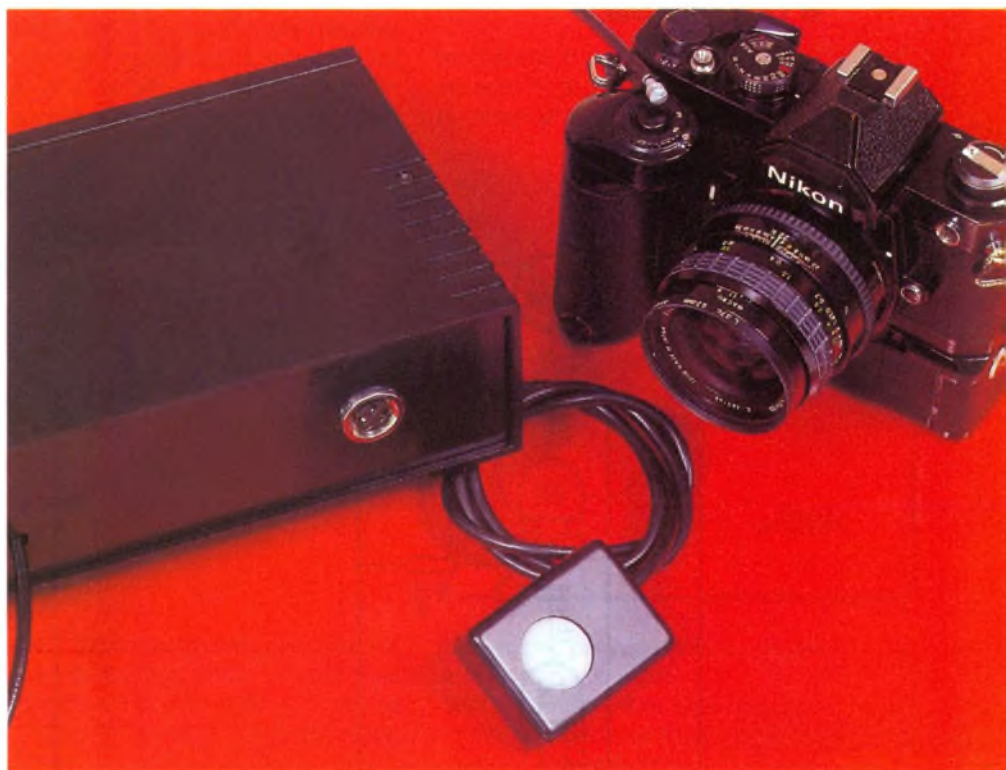
Le montage a été mécaniquement prévu pour actionner le déclencheur d'un appareil photographique **courant**. Si ce dernier est muni de l'avance automatique de la pellicule, le dispositif pourra prendre autant de photographies que comporte cette dernière, c'est-à-dire fonctionner pour chaque détection. Bien entendu, si l'appareil n'est pas équipé de ce perfectionnement, somme toute très répandu, l'application ne prendra qu'une seule photographie. La détection est réalisée par un détecteur pyroélectrique. On peut également commander le montage à partir d'un simple contact à fermeture (bouton-poussoir, contact de sol sous tapis, ILS...).

Une fois cette commande enregistrée, un dispositif mécanique, entraîné par un moteur Meccano, fait déplacer de quelques millimètres un câble dans une gaine. L'extrémité de ce câble souple agit alors sur le déclencheur de l'appareil photographique correctement positionné. Le câble revient ensuite sur sa position de repos. Une temporisation neutralise alors pendant 20 à 30 secondes la détection, de façon à ne pas solliciter l'appareil photographique sans arrêt si l'individu détecté continuait de séjourner dans la zone contrôlée.

II - Le fonctionnement (fig. 1 et 2)

a) Alimentation

La partie électronique du montage tire son énergie du secteur 220V par l'intermédiaire d'un couplage capacitif, ce qui permet de se passer d'un



LA PHOTOGRAPHIE AUTOMATIQUE

transformateur, toujours encombrant et volumineux. Pendant une première demi-alternance, la capacité C_2 se charge à travers C_1 , R_1 et D_1 . Le potentiel est limité à 12V grâce à la Zener D_2 . Lors de la demi-alternance suivante, la capacité C_1 se décharge afin d'être prête pour la sollicitation ultérieure grâce au shuntage réalisé par D_2 .

Sur l'armature positive de C_2 , on enregistre un potentiel continu, légèrement ondulé de 12V. En revanche, sur la sortie du régulateur 7809, on recueille une tension stabilisée de 9V à laquelle C_3 apporte un complément de filtrage.

La résistance R_2 décharge C_1 dès que l'on débranche le montage. Cette précaution évite à l'amateur imprudent de ressentir quelques secousses désagréables s'il venait à toucher par inadvertance des parties conductrices du module.

Enfin, l'énergie nécessaire à la rotation du moteur Meccano sera fournie par quatre piles de 1,5V. L'autonomie du montage reste très importante compte tenu du peu de sollicitation de ces dernières.

b) Détection pyroélectrique

Le détecteur utilisé est du type pyroélectrique : il s'agit d'un SGM 5910 RE dont la taille ne dépasse guère les dimensions d'un timbre poste. Rappelons qu'un tel ensemble met en évidence tout déplacement d'une source rayonnante infrarouge grâce à la décomposition de l'espace en une multitude de petites pyramides jointives que délimite une surface translucide hémisphérique et formant autant de mini-prismes de Fresnel. La zone contrôlée se caractérise par un cône à grand angle d'ouverture. Toute personne se déplaçant à l'intérieur de ce cône est immédiatement détectée dans un rayon de l'ordre de 5 à 6 mètres.

Sur la broche de sortie reliée à la polarité positive par l'intermédiaire de R_3 , on relève :

- un état haut permanent en l'absence de détection ;
- un état bas, ou plus exactement une succession d'états bas, en cas de détection du mouvement d'une personne.

Ajoutons à ces considérations que la

consommation d'un tel détecteur est quasiment nulle.

c) Temporisations

Les portes NAND I et II constituent une bascule monostable. A l'état de repos, elle présente sur sa sortie un

état haut permanent. Si on soumet, même brièvement, son entrée de commande à un état bas, la sortie passe à l'état bas pendant une durée de l'ordre de 25 secondes. Cette durée, imposée par les valeurs de R_4 et de C_5 , est fixe, même si entre-temps

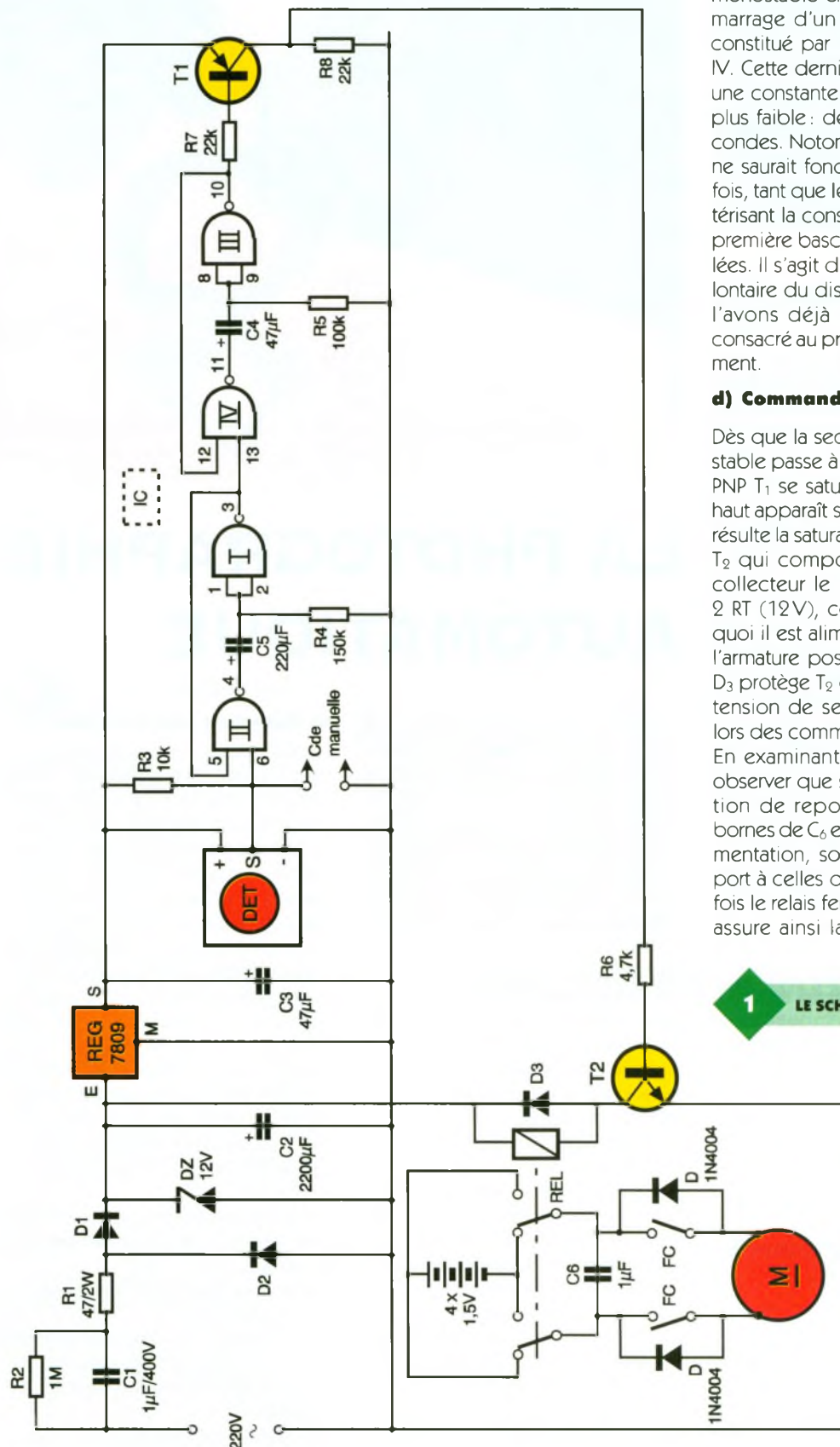
d'autres sollicitations se produisaient sur l'entrée de commande du monostable. Remarquons que ce monostable peut également être déclenché en reliant l'entrée de commande au « moins » de l'alimentation, par l'intermédiaire d'un contact extérieur quelconque.

Le passage à l'état bas de la sortie du monostable entraîne aussitôt le démarrage d'un second monostable constitué par les portes NAND III et IV. Cette dernière se caractérise par une constante de temps beaucoup plus faible : de l'ordre de 3 à 4 secondes. Notons que ce monostable ne saurait fonctionner une seconde fois, tant que les 24 secondes caractérisant la constante de temps de la première bascule ne sont pas écoulées. Il s'agit d'une neutralisation volontaire du dispositif ainsi que nous l'avons déjà évoqué au chapitre consacré au principe du fonctionnement.

d) Commande du moteur

Dès que la seconde bascule monostable passe à l'état bas, le transistor PNP T_1 se sature. De ce fait, un état haut apparaît sur son collecteur. Il en résulte la saturation du transistor NPN T_2 qui comporte dans son circuit collecteur le bobinage d'un relais 2 RT (12V), ce qui explique pourquoi il est alimenté directement par l'armature positive de C_2 . La diode D_3 protège T_2 des effets liés à la surtension de self qui se manifestent lors des commutations.

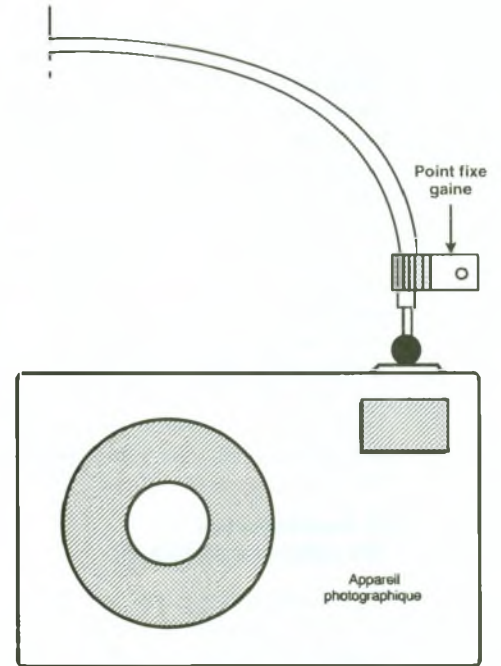
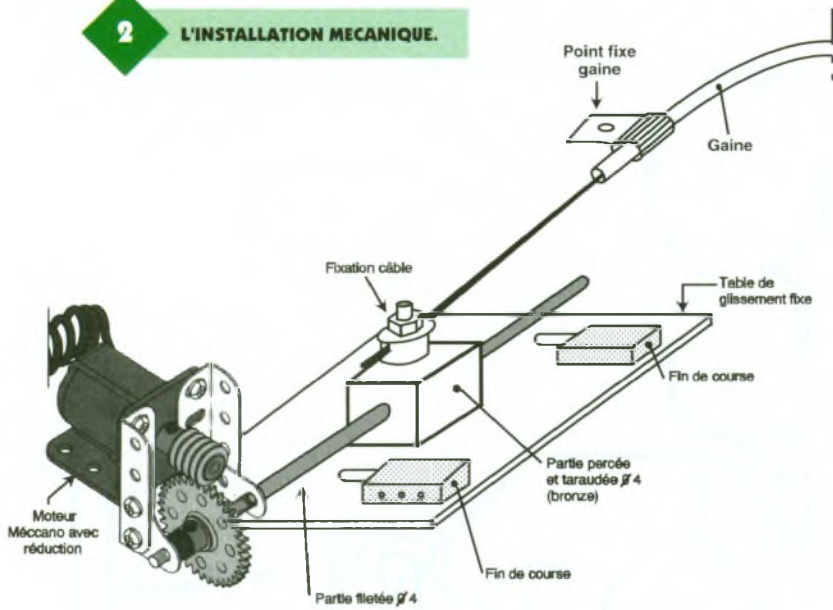
En examinant le schéma, on peut observer que si le relais est en position de repos, les polarités, aux bornes de C_6 et issues des piles d'alimentation, sont inversées par rapport à celles que l'on enregistre une fois le relais fermé. Cette disposition assure ainsi la rotation du moteur



1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

2

L'INSTALLATION MECANIQUE.



dans un sens ou dans l'autre. A l'état de repos du relais, le dispositif mécanique formant écrou occupe une position extrême, délimitée par l'ouverture du microcontact de fin de course correspondant. Ce dernier coupe en effet l'alimentation du moteur.

Si le relais se ferme, il y a inversion de polarité et grâce, à la diode de shuntage du microcontact, le moteur

peut démarrer malgré la persistance de fermeture, dans un premier temps, du microcontact. L'écrou se déplace alors jusqu'à la position extrême opposée, délimitée par un second microcontact.

Au bout de 4 à 5 secondes, le relais

s'ouvre de nouveau et l'écrou revient à sa position de repos.

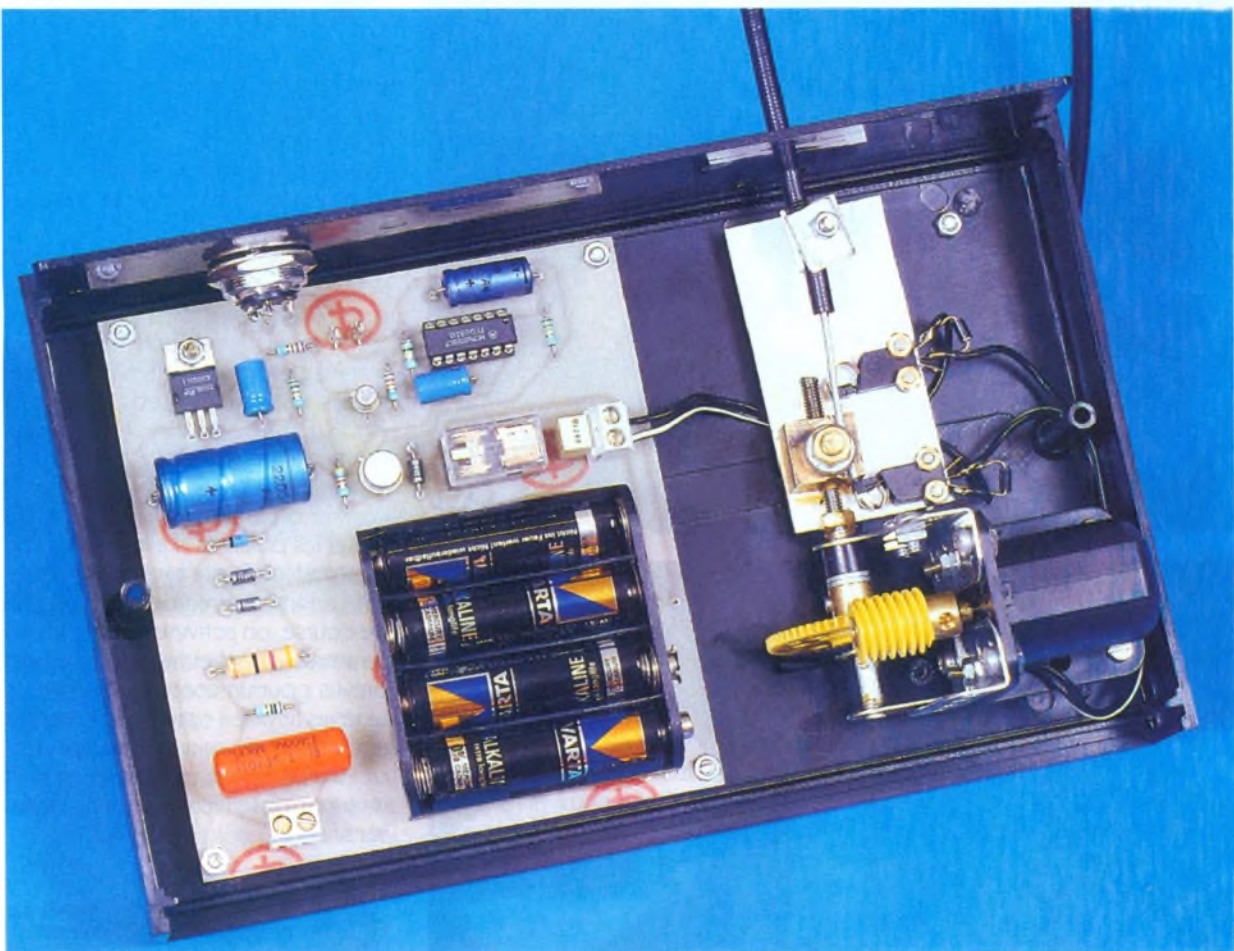
Sur l'écrou est fixé le câble de commande du déclencheur comme l'indique la **figure 2**.

III – Réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 3)

Sa réalisation appelle peu de commentaires. Etant donné sa relative

L'ENSEMBLE PRET À FONCTIONNER.

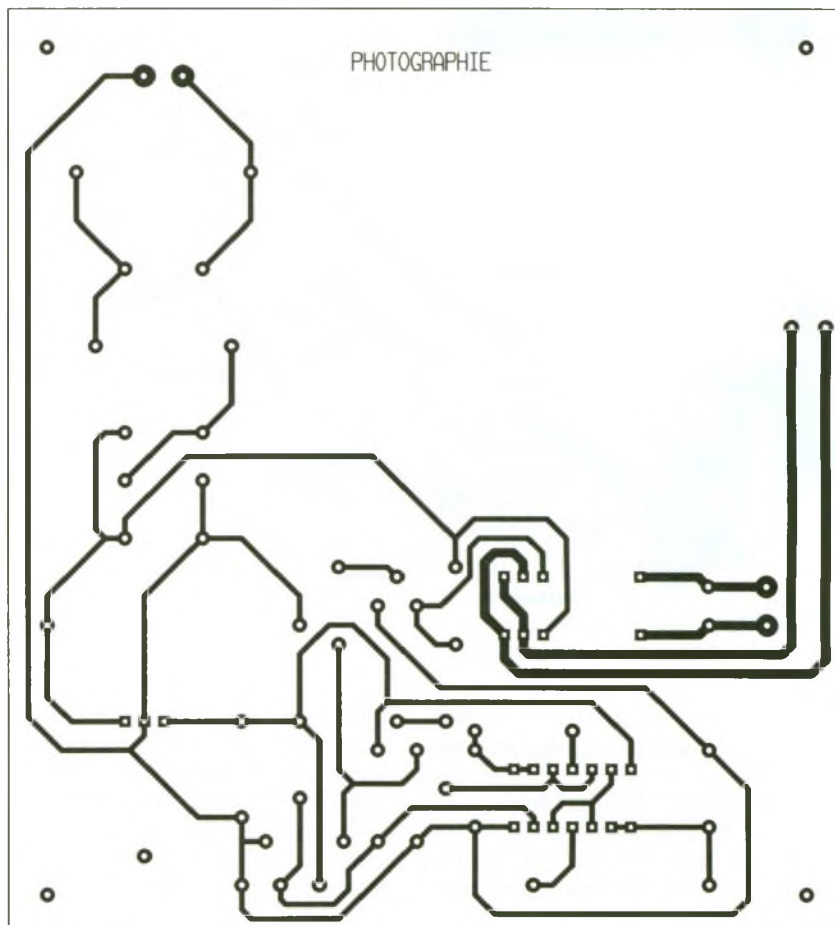


simplicité, il est même possible d'appliquer directement les éléments de transfert sur le cuivre préalablement bien dégraissé du module époxy. A noter une largeur plus importante des pistes affectées à l'alimentation du moteur. Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, le module sera soigneusement rincé à l'eau tiède. Ensuite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre.

Certains trous sont à agrandir à 1, voire 1,3 mm, afin de les adapter au diamètre des connexions de certains composants tels que les capacités électrolytiques ou le relais.

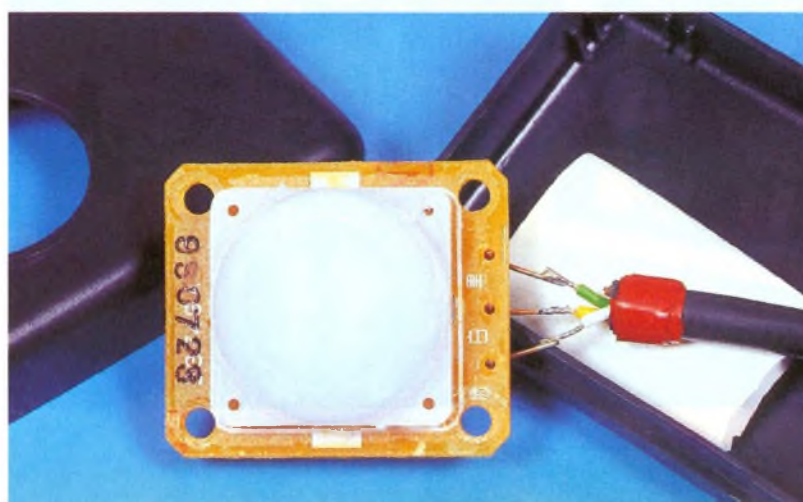
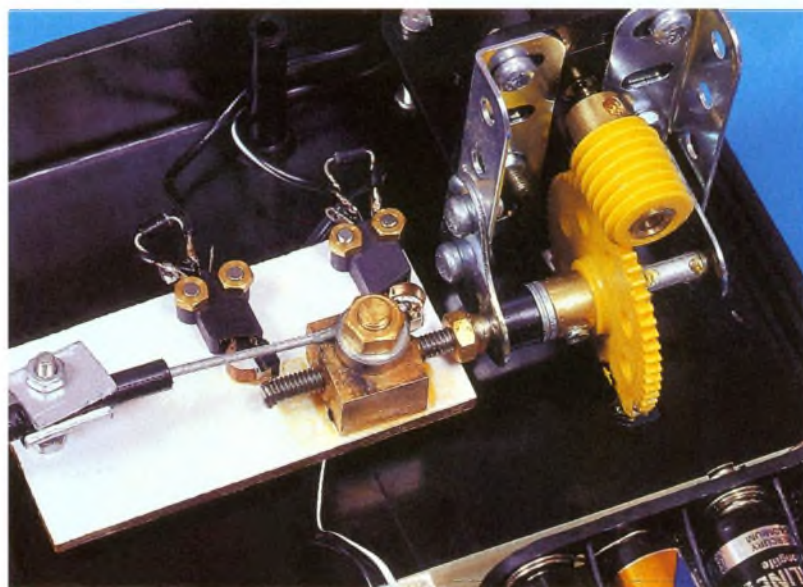
b) Implantation des composants (fig. 4)

On débute toujours par la mise en place des composants de la plus faible hauteur pour terminer par ceux qui sont le plus volumineux. Il va de soi qu'il convient d'accorder beaucoup d'attention au niveau du respect de l'orientation des composants polarisés.



3

LE CIRCUIT IMPRIME.

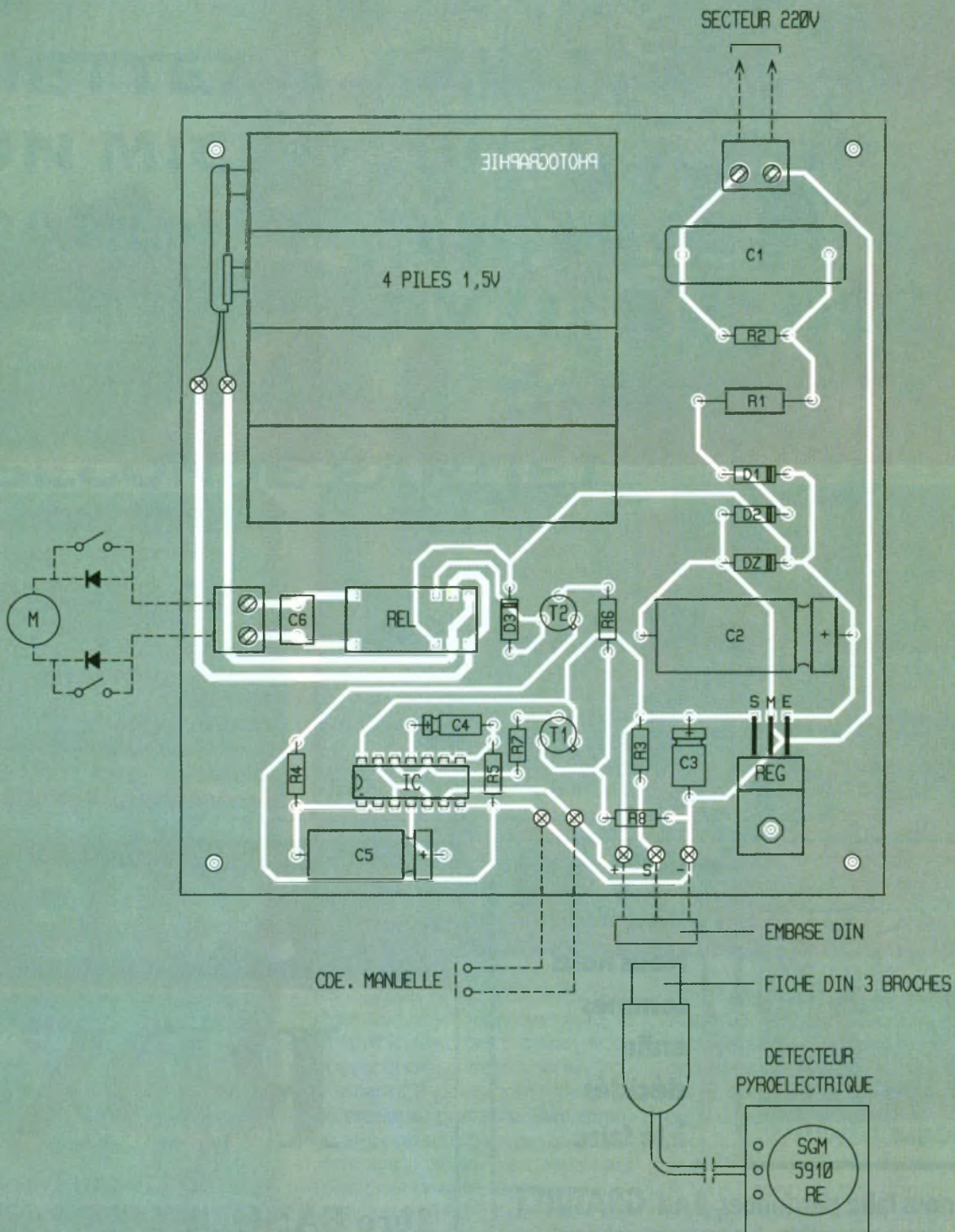


LA PARTIE MECANIQUE DEMANDE UN MINIMUM D'ATTENTION.

Le détecteur pyroélectrique est monté dans un boîtier adapté et relié au module principal par l'intermédiaire d'un câble 3 conducteurs et d'un ensemble fiche et embase DIN 3 broches.

Dans un premier temps, on reliera en série micro-contacts de fin de course et moteur aux bornes de l'alimentation prévu à cet effet, les diodes n'étant pas montées dans un premier temps. Le relais au repos, le moteur doit tourner dans un sens tel que l'écran se dirige vers la position de repos. Si tel n'était pas le cas, il conviendrait tout simplement d'inverser les polarités d'alimentation du moteur. Une fois le moteur arrêté par l'ouverture du microcontact de fin de course, on activera le relais en reliant brièvement entre eux les picots prévus pour un contact extérieur. Le relais fermé, il convient de monter aux bornes du microcontact la diode 1N4004 dans un sens tel que le moteur puisse démarrer dans l'autre sens.

LE CAPTEUR PYROÉLECTRIQUE.



4

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

L'écrou s'immobilisera alors sur l'autre position extrême.

Lorsque le relais se replace en position de repos, il convient de monter une seconde diode aux bornes du second microcontact, toujours dans un sens tel que le moteur puisse démarrer.

c) Partie mécanique

Cette partie appelle peu de re-

marques. La **figure 2** est suffisamment explicite. Le recours à un moteur Meccano, livré avec ses engrenages de démultiplication, facilite grandement les choses. Le produit en question est commercialisé sous la référence 032231.

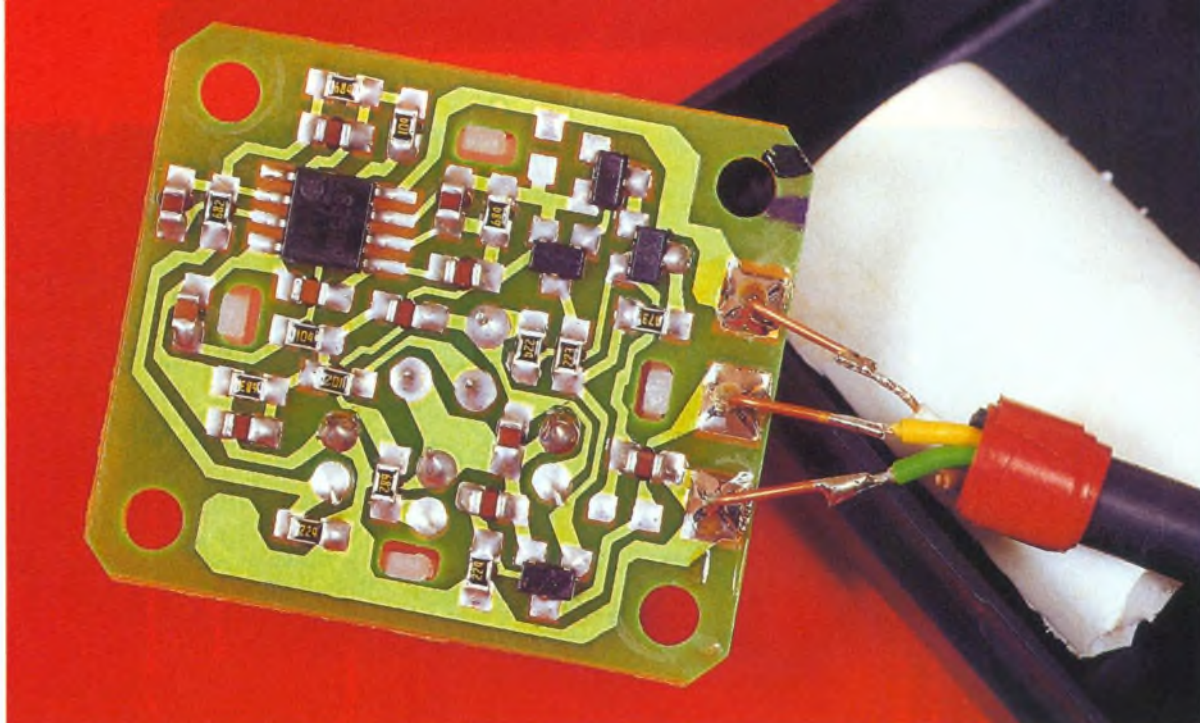
La course de l'écrou attelé au câble est à régler à une valeur de l'ordre de 5 mm.

Elle est définie par la position des microcontacts de fin de course.

Robert KNOERR

NOMENCLATURE

- R₁ : 47 Ω/2 W (jaune, violet, noir)**
- R₂ : 1 MΩ (marron, noir, vert)**
- R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)**
- R₄ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)**
- R₅ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)**



R₆ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₇, R₈ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
D₁, à D₃ : 1N4004 (diodes au silicium)
REG : régulateur 9 V (7809)
C₁ : 1 μF/400 V polyester
C₂ : 2 200 μF/16 V électrolytique
C₃, C₄ : 47 μF/10 V électrolytique
C₅ : 220 μF/10 V électrolytique

C₆ : 1 μF milfeuill
DZ : diode Zener 12 V/1,3 W
T₁ : transistor PNP 2N2907
T₂ : transistor NPN 2N1711
IC : CD4011 (4 portes NAND)
Support 14 broches
2 borniers soudables 2 plots
Coupleur 4 piles (R6)
Coupleur à pression
4 piles 1,5 V (R6)
REL : relais 12 V/2RT (National)
2 picots

LE CABLAGE DU CAPTEUR.

Coffret MMP 220 x 140 x 63
Embase DIN 3 broches
Fiche DIN 3 broches
Détecteur pyroélectrique SGM 5910 RE
2 diodes 1N4004
2 micro-contacts de fin de course

86, rue de CAMBRAI - BP 513 - 59022 LILLE CEDEX

ÉDITION SPÉCIALE 1994-95

CATALOGUE "ALARMES"

CATALOGUE Selectronic
"SPECIAL SECURITE"

«

Nous nous sommes enfin décidés à le faire...

Et pour nous faire pardonner, il est GRATUIT !
(pour ceux qui nous le demanderont... - les autres n'auront qu'à l'acheter !)

POUR UNE INSTALLATION SÉRIEUSE ET FIABLE !

Pour le recevoir, il vous suffit de nous retourner le coupon ci-dessous par courrier ou par Télécopie, à :
Selectronic - B.P. 513 - 59022 LILLE Cedex - Télécopie : 20.52.12.04

OUI, je désire recevoir, enfin et sans obligation d'achat, le catalogue **Selectronic "SPECIAL SECURITE"** à l'adresse suivante : EP

NOM : Prénom :

N° : RUE :

Code postal : VILLE :

3615

RDX

1ère BANQUE DE DONNÉES

En composants électroniques

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

(Références Serveur, tapez adresse.)



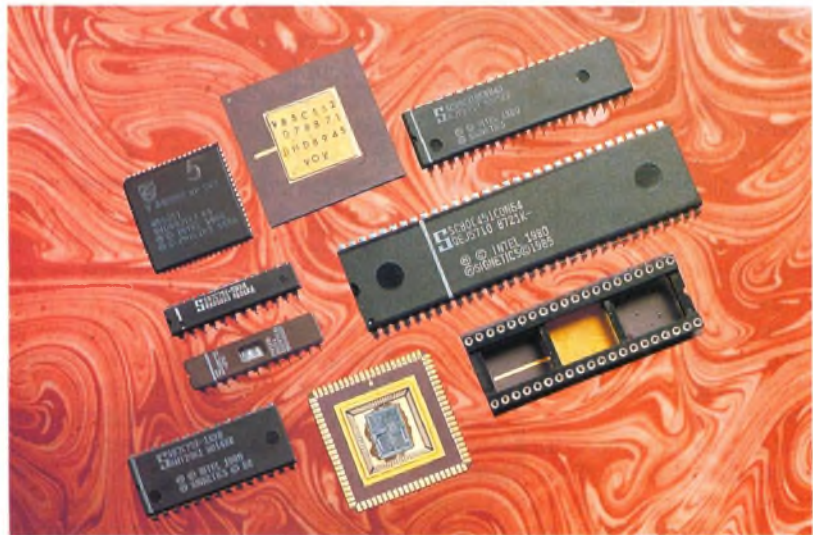
METTEZ UN MICROCONTROLEUR DANS VOS MONTAGES: DESCRIPTION DETAILLEE DE LA FAMILLE 8051 (SECONDE PARTIE)

Dans un précédent numéro, nous avons détaillé une partie des fonctionnalités des microcontrôleurs de la famille 8051. Ce mois-ci, nous terminerons cette étude théorique avec le fonctionnement des timers et des interruptions, car il s'agit de possibilités très utiles. Si vous n'appréciez pas trop les études théoriques, rassurez-vous car, dès le mois prochain, nous reprendrons le cours de nos réalisations.

Néanmoins, il ne sera pas inutile que vous jetiez un petit coup d'œil sur les paragraphes qui suivent, car il est plus facile de comprendre le fonctionnement d'un montage quand on connaît bien les composants qui sont employés.

Les timers et les compteurs

Les microcontrôleurs de la famille 8051 disposent au moins de deux timers (timer n° 0 et timer n° 1). Le timer n° 1 sert à fournir l'horloge pour le port série, si ce dernier est utilisé.

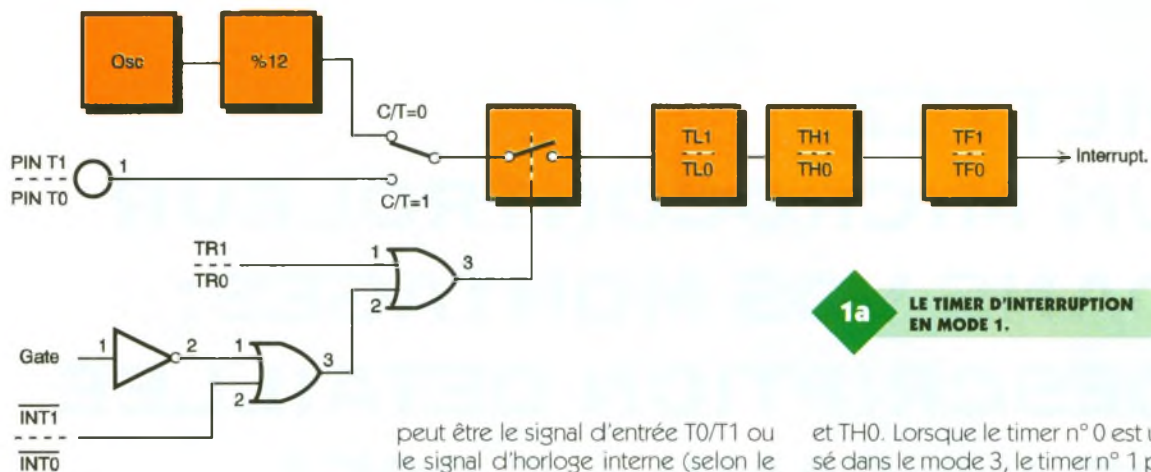


Les modèles 8032, 8052, 8752 possèdent un timer supplémentaire, le timer n° 2. Avec ces modèles, vous pouvez choisir entre le timer n° 1 ou le timer n° 2 pour fournir l'horloge nécessaire au port série. Bien entendu, si le port série n'est pas utilisé par votre application, les timers sont libres pour un autre usage.

Les timers n° 0 et n° 1 peuvent fonctionner dans trois modes différents. Ils ont un fonctionnement identique pour les modes 0, 1 et 2. Le mode 3 est différent. Le mode est défini par la valeur inscrite dans le registre spécial TMOD (Timer MODE). Le contenu du registre TMOD définit aussi si le timer est utilisé comme un compteur ou bien s'il est utilisé comme un diviseur de fréquence. Le bit C/T du registre TMOD indique le fonctionnement voulu (voir les figures 1A et 1B). Si le bit C/T associé à un timer vaut 0, ce dernier fonctionne comme un diviseur d'horloge. Le signal d'horloge du microcontrôleur est tout d'abord divisé par 12, pour ensuite être aiguillé sur le timer, selon le

bit C/T (fig. 1A et 1B). En revanche, si le bit C/T est au niveau 1, le timer associé se comporte comme un compteur vis-à-vis des transitions qui se présenteront sur la broche T₀ ou T₁ correspondante.

Dans le mode 0, pour les timers n° 0 et n° 1, les registres TL0/TH0 et TL1/TH1 sont utilisés comme un compteur 13 bits. Seuls les 5 bits de poids faible des registres TL0 et TL1 sont affectés. Lorsque le compteur repasse à zéro, le drapeau correspondant (TF0/TF1) passe au niveau haut. Cela permet de générer une interruption, à condition que cette dernière soit autorisée (voir le paragraphe consacré aux interruptions). Dans le mode 0, le contenu des registres TL0/TH0 et TL1/TH1 est laissé à la charge du programmeur. Il faut généralement écrire une routine d'interruption qui aura pour charge de mettre à jour les registres du timer à chaque débordement de ce dernier. Qui plus est, il faut prévoir des routines différentes pour le timer n° 0 et pour le timer n° 1 puisque le



1a LE TIMER D'INTERRUPTION EN MODE 1.

changement de programme généré par l'interruption se fait à des adresses différentes.

Dans le mode 1, les timers n° 0 et n° 1 ont un fonctionnement identique au mode 0. La différence tient au fait que les compteurs utilisent complètement les 16 bits des paires de registres TL0/TH0 et TL1/TH1.

Dans le mode 2, les timers n° 0 et n° 1 sont utilisés sur 8 bits (voir fig. 1B). A chaque débordement, le registre TL0/TL1 est rechargé automatiquement avec la valeur inscrite dans le registre TH0/TH1 correspondant. Dans ce mode, le timer n° 1 peut servir d'horloge pour déterminer la vitesse de transmission du port série (baud rate).

Notez que le temps qui s'écoule entre deux interruptions, dans ce mode, correspond au temps que met le compteur pour repasser à 0. Ce temps dépend de la valeur initiale qui est contenue dans le registre TH0/TH1. Le nombre de cycles nécessaires pour que le compteur déborde, et repasse à 0, est donc égal à : $256 - THx$ (THx étant TH0 ou TH1, selon le timer concerné). Le temps de débordement est donc donné par la relation : $T = Tref \times (256 - THx)$. Tref est le temps de cycle du signal de référence appliqué au timer qui

peut être le signal d'entrée T0/T1 ou le signal d'horloge interne (selon le drapeau C/T).

Notez que le temps de référence (Tref), lorsqu'il est dérivé de l'horloge interne, correspond au temps de cycle de l'horloge du microcontrôleur multiplié par 12. C'est aussi le temps de cycle CPU (T_{cpu}) qui rythme tous les échanges de microcontrôleur avec l'extérieur. Par exemple avec un quartz de 12 MHz connecté aux broches XTAL1 et XTAL2 du microcontrôleur le temps de cycle CPU est de 1 μ s. Toutes les instructions du microcontrôleur s'exécutent dans un temps multiple de ce temps de cycle. Les instructions les plus simples nécessitent un seul cycle CPU tandis que d'autres nécessitent deux cycles CPU. Enfin, les instructions complexes, comme la multiplication, nécessitent quatre cycles CPU.

Tous les timers utilisent le temps de cycle CPU comme référence lorsque l'horloge interne est utilisée. Il y a une seule exception à cette règle. Elle concerne le timer n° 2 dans le mode 2. Nous y reviendrons un peu plus loin.

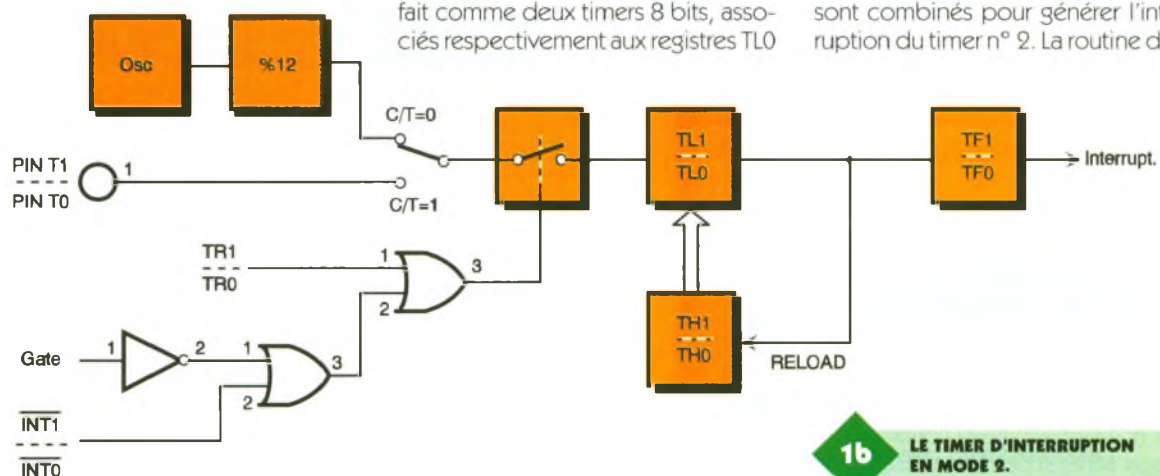
Abordons maintenant le mode 3, qui n'est possible que pour le timer n° 0 (voir la figure 2). Vous noterez avec intérêt que, dans ce mode, le timer n° 0 utilise aussi le drapeau associé au timer n° 1 (TF1). Dans ce mode, le timer n° 0 se comporte en fait comme deux timers 8 bits, associés respectivement aux registres TL0

et TH0. Lorsque le timer n° 0 est utilisé dans le mode 3, le timer n° 1 peut quand même être utilisé, en tenant compte du fait que les interruptions lui sont interdites. Le timer n° 1 peut, par exemple, être utilisé pour générer l'horloge du port série, tandis que le timer n° 0 générera les interruptions associées à TF0 et TF1.

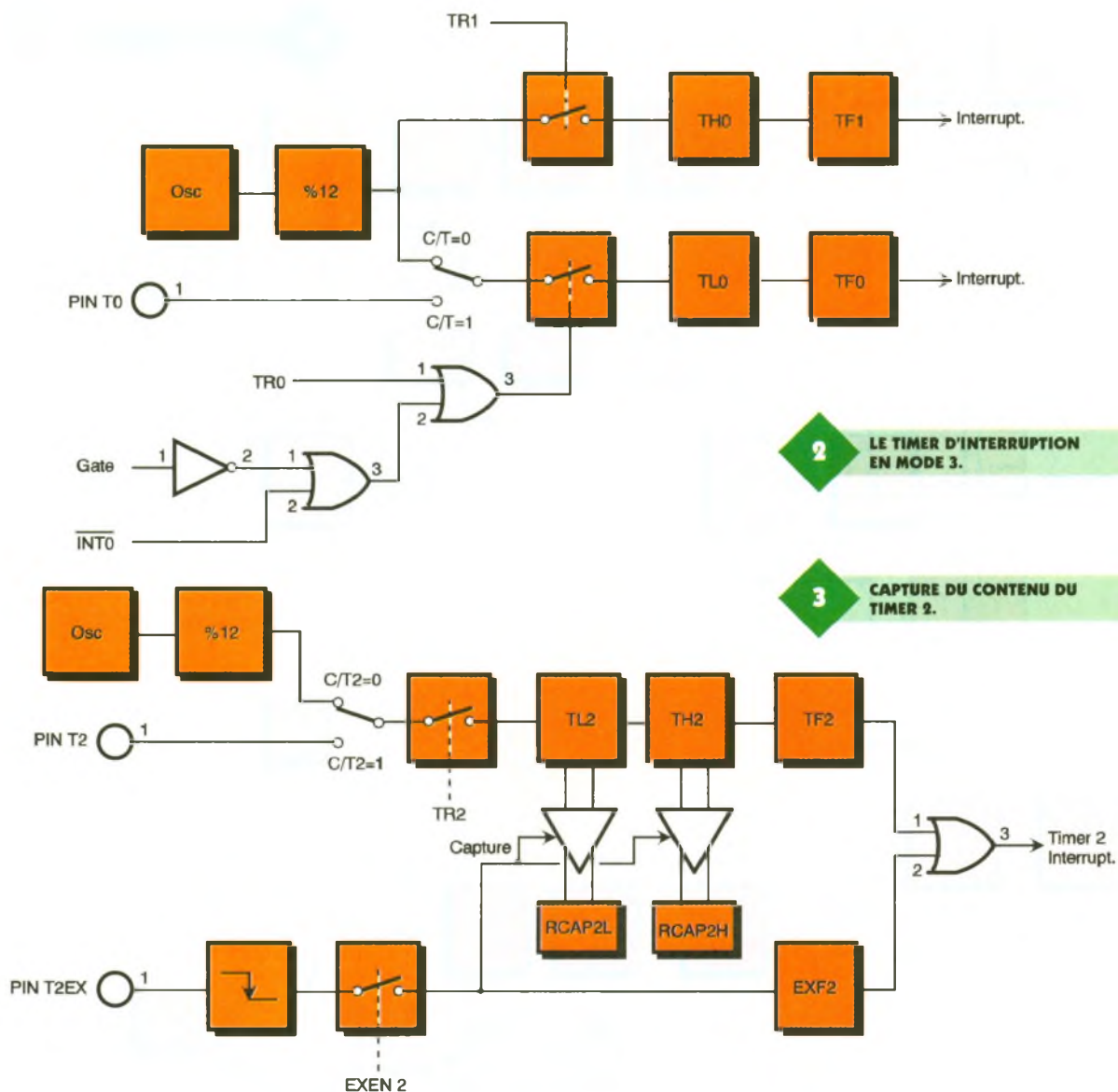
Nous en avons fini avec la description des timers n° 0 et n° 1, qui se rencontrent dans toute la famille 8051. Nous avons évoqué que les modèles 8032, 8052, 8752 possèdent un timer supplémentaire, le timer n° 2. Abordons maintenant le fonctionnement radicalement différent de ce timer.

Pour pouvoir gérer le timer n° 2, il existe des registres supplémentaires. Il y a bien entendu les registres TL2 et TH2, mais il y a aussi des registres de capture RCAP2L et RCAP2H. Il existe aussi un registre de contrôle supplémentaire, le registre T2CON, puisque les registres TCON et TMOD sont utilisés complètement par les timers n° 0 et n° 1.

Dans le mode 0, le contenu du timer n° 2 est capturé par le signal d'entrée T2EX, si le drapeau EXEN2 le permet (voir figure 3). Ce mode est donc très utile pour chronométrer avec précision des signaux externes. Notez qu'après une capture le contenu du timer n° 2 (TL2/TH2) poursuit son évolution sans discontinuer. Les drapeaux d'interruptions TF2 et EXF2 sont combinés pour générer l'interruption du timer n° 2. La routine d'in-



1b LE TIMER D'INTERRUPTION EN MODE 2.



l'interruption associée devra donc examiner le contenu des drapeaux pour savoir si la capture est valide. Dans le cas du débordement du compteur, il est possible de gérer une variable supplémentaire pour obtenir un temps de comptage plus important. C'est donc un mode très intéressant pour réaliser un fréquencemètre, par exemple.

Le mode 1 du timer n° 2 (voir **figure 4**) ressemble quelque peu au mode 2 des timers n° 0 et n° 1. La différence principale tient au compteur obtenu sur 16 bits (contre 8 bits pour les timers n° 0 et n° 1). Dans ce mode, le timer n° 2 recharge la valeur contenue dans les registres RCAP2L et RCAP2H à chaque débordement. Selon le contenu du drapeau EXEN2, il est possible de forcer un nouveau chargement du timer n° 2 avant son débordement, via l'entrée T2EX. Comme pour le mode précédent, les drapeaux TF2 et EXF2 sont combinés pour générer la condition d'interruption. Selon le but recherché, la routine d'interruption asso-

ciée devra donc examiner ces drapeaux pour déterminer quelle action accomplir. Notez que le temps nécessaire au débordement du compteur dans ce mode est donné par la relation :

$$T : T_{cpu} \times [65536 - ((RCAP2H \times 256) + RCAP2L)]$$

Enfin le mode 2 du timer n° 2 (voir **figure 5**) est utilisé pour générer le signal d'horloge du port série. Ce mode est utile car il permet de fixer la vitesse du port série à une valeur suffisamment proche de la valeur sou-

haitée, avec un quartz de fréquence quelconque. Cela est important si l'on souhaite minimiser les erreurs de transmission du port série dans le cas d'une utilisation intensive de ce dernier. Vous noterez que, dans le mode 2 pour le timer n° 2, le temps de référence, lorsque l'horloge interne est choisie, correspond à deux cycles d'horloge au lieu de 12 pour les autres modes. Il ne faut pas oublier cette particularité lors de la programmation des registres.

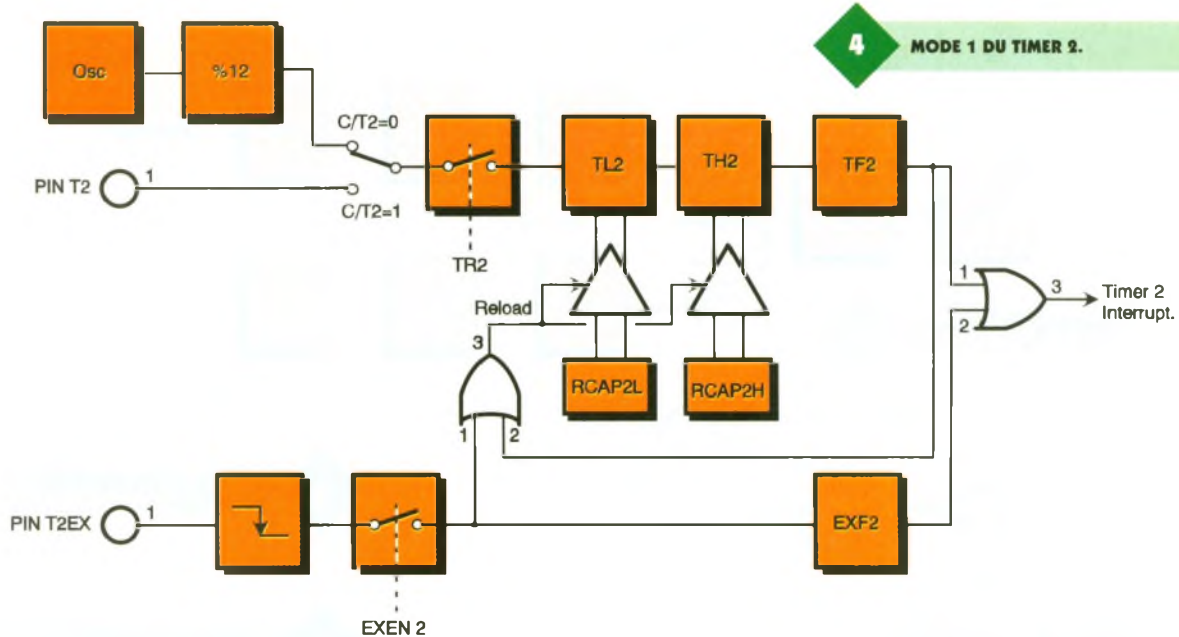
Le mode 2 du timer n° 2 est égale-

LE 80C451.

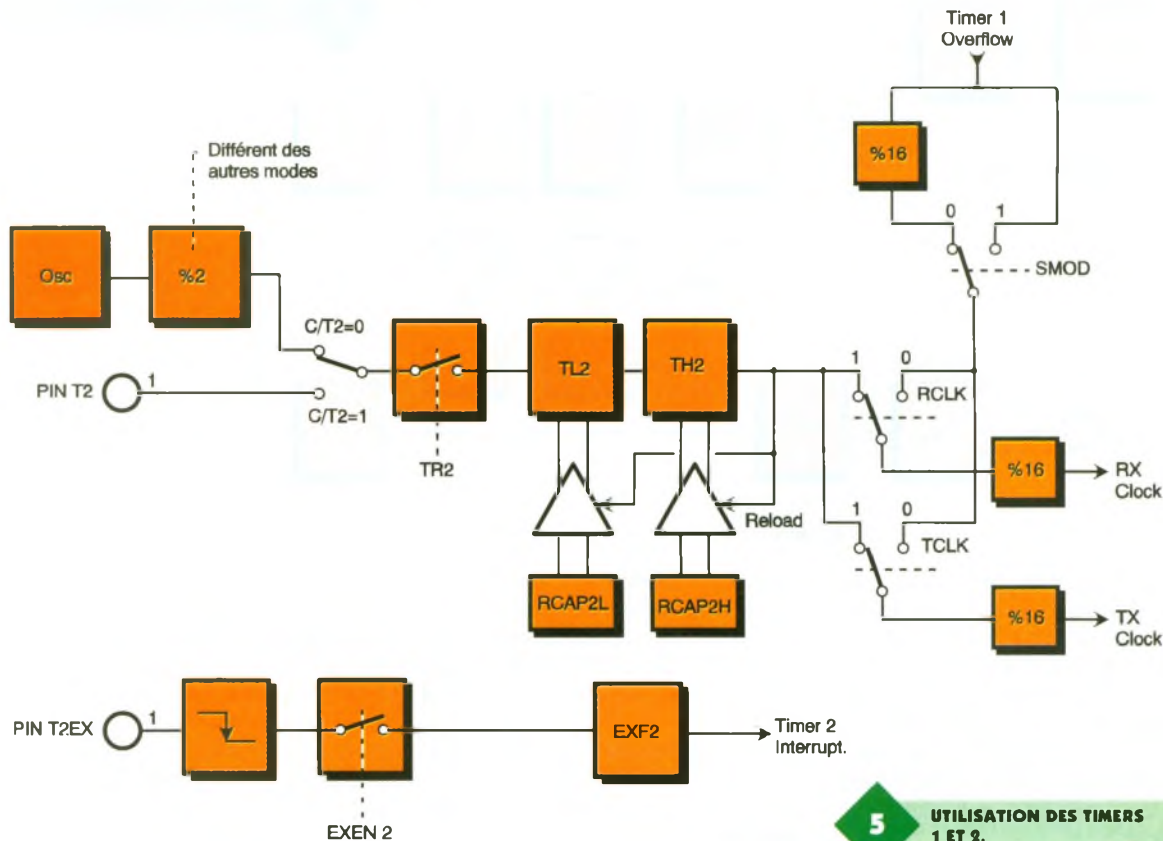


LE 80C31.





4 MODE 1 DU TIMER 2.



5 UTILISATION DES TIMERS 1 ET 2.

ment très utile si l'on souhaite que le port série fonctionne à des vitesses de transmission différentes en ré-

ception et en émission. Dans ce cas, l'utilisation des timers n° 1 et n° 2 est nécessaire (voir **fig. 5**).

Enfin, dans le mode 2 du timer n° 2, le signal T2EX peut être utilisé comme une entrée d'interruption supplémentaire, comme l'indique la **figure 5**. Depuis le début de cet article, nous avons beaucoup évoqué les interruptions, sans en expliquer le fonctionnement. Le paragraphe suivant se propose donc d'aborder ce sujet important.

LE 87C751.

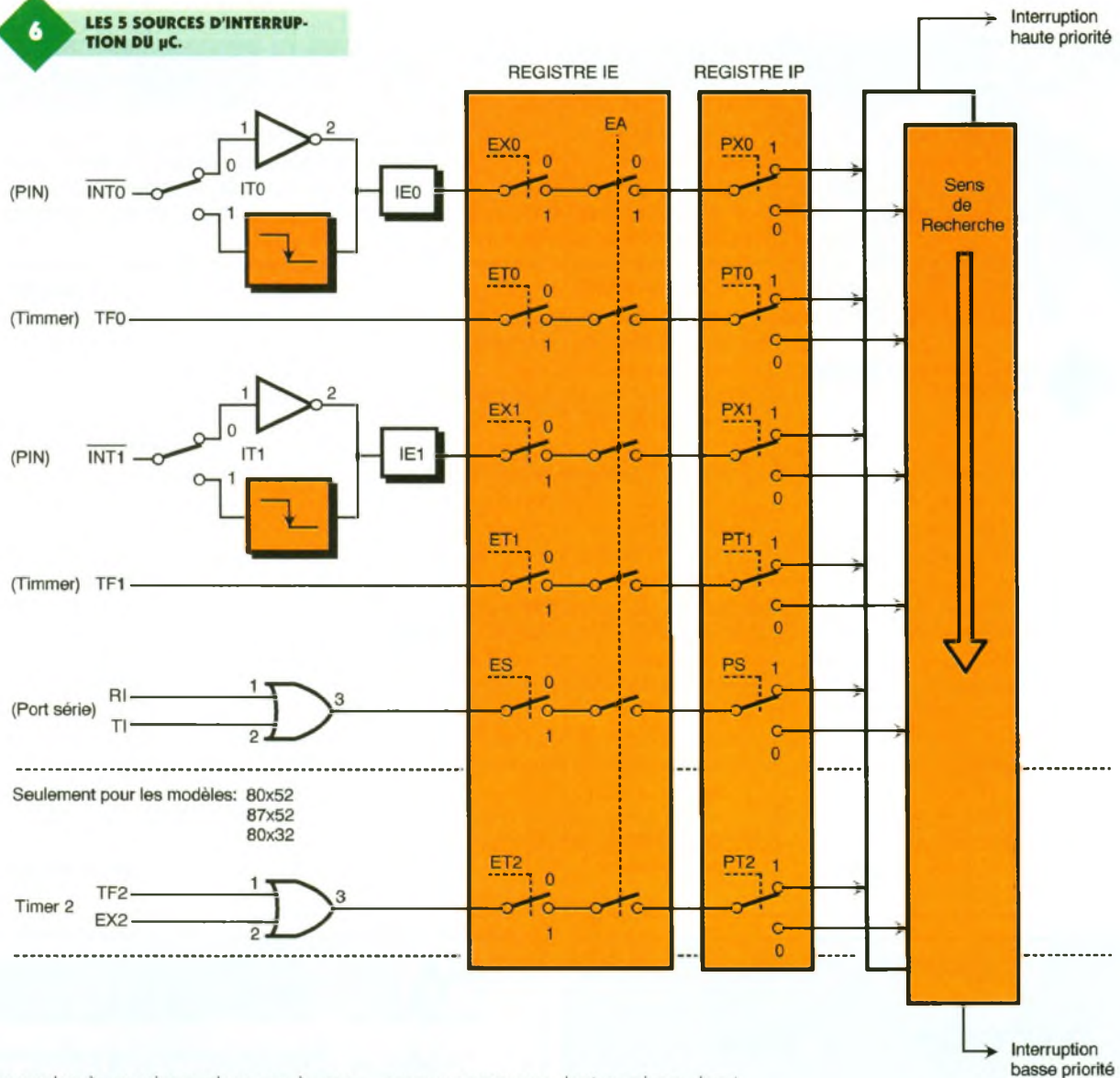


LE 8831 EN BOITIER PLCC.



Les interruptions

La famille 8051 dispose de cinq sources d'interruptions (voir **figure 6**). Les interruptions -INT0 et -INT1 peuvent être configurées pour ré-



pondre à un niveau bas ou à une transmission du niveau 1 vers le niveau 0. Le choix dépend du contenu des bits IT0 et IT1 du registre de configuration TCON. Lorsque la condition d'interruption externe survient, le drapeau correspondant passe au niveau haut (IE0 ou IE1). Les drapeaux sont remis à zéro automatiquement par le microcontrôleur, au moment d'exécuter la routine d'interruption, seulement si l'interruption est générée par une transition. Dans le cas où l'interruption est générée par un niveau bas, il faudra penser à ajouter les instructions nécessaires dans la routine d'interruption pour remettre à zéro le bit IE0 ou IE1 correspondant. En cas d'oubli, aussitôt après le retour de la routine d'interruption, le microcontrôleur verra de nouveau une interruption. Dans ce cas, le microcontrôleur passera son temps à servir une interruption qui n'a plus de raison d'être. Comme nous l'avons vu, les timers génèrent une interruption lors du débordement (retour à 0). Cet événement a pour effet de placer les dra-

peaux correspondant au niveau haut (TF0 à TF2).

Dès que le microcontrôleur se déroute vers la routine d'interruption, le drapeau correspondant est remis à zéro automatiquement.

Le port série, intégré dans le microcontrôleur, génère deux conditions d'interruptions. Le drapeau RI passe à 1 quand un caractère vient tout juste d'être reçu. Le drapeau TI passe au niveau 1 dès que la transmission d'un caractère est terminée. Les deux drapeaux RI et TI sont combinés pour constituer un drapeau unique.

La routine d'interruption associée devra donc examiner les drapeaux RI et TI pour connaître l'origine de l'interruption pour le port série.

Tous les drapeaux peuvent être validés individuellement grâce au registre IE (*Interrupt Enable*). Pour que le drapeau soit pris en compte par la logique d'interruption du microcontrôleur, il faut que le bit correspondant dans le registre IE soit à 1. Sinon, l'interruption est ignorée. Le registre IE dispose d'un bit supplé-

mentaire (EA = *Enable All*) qui permet de masquer toutes les interruptions d'un seul coup. Cette possibilité est très utile puisque les bits individuels de validation ne sont pas modifiés. La validation de toutes les interruptions se fera en une seule opération tout aussi simplement.

Lorsqu'une interruption est prise en compte, les autres sources d'interruptions sont mises en attente. A la fin de la routine d'interruption, le microcontrôleur revient à son travail d'origine après exécution de l'instruction RETI.

Supposons qu'une autre source d'interruption soit active au moment d'exécuter l'instruction RETI. On pourrait penser que le microcontrôleur va prendre en compte cette interruption immédiatement. Si tel était le cas, le microcontrôleur risquerait de ne jamais pouvoir exécuter son programme principal, en particulier si le rythme des signaux d'interruptions est élevé.



UN μ C DE LA SERIE 87C PROGRAMMABLE.

C'est pourquoi, avant de pouvoir prendre en compte une nouvelle demande d'interruption, le microcontrôleur a été conçu pour exécuter au moins une instruction du programme principal, après l'instruction RETI. Il est utile de le savoir lorsque l'on calcule le temps de réponse maximal à une demande d'interruption.

Selon la source de l'interruption, on peut souhaiter une réponse urgente. Si une interruption est déjà en cours de service, il peut être nécessaire de l'interrompre pour servir en priorité la nouvelle demande. Il faut donc disposer de différents ni-

veaux dans le traitement des interruptions. Par exemple, dans le cas d'un système qui traite des signaux vidéo en temps réel, on comprend aisément que l'on puisse souhaiter une réponse immédiate à un signal d'interruption. Pour cela, le microcontrôleur dispose d'un registre de priorité (IP = *Interrupt Priority*). Si un bit dans le registre IP est au niveau 1, l'interruption associée sera traitée comme une interruption prioritaire. La priorité n'a de sens que par rapport aux interruptions pour lesquelles le bit dans le registre IP est au niveau 0.

En aucun cas une nouvelle interruption ne peut interrompre le service d'une interruption de même niveau. Pour un niveau de priorité donné, il faut aussi tenir compte d'une priorité naturelle.

Il s'agit de l'ordre dans lequel sont examinées les demandes. La **figure 6** indique dans quel sens sont scrutées les demandes d'interruptions. Par exemple, si les drapeaux IE0 et IE1 passent au niveau haut au même moment (on pourrait relier -INT0 et -INT1 ensemble) et si le registre IP ne contient que des 0, l'interruption pour INT0 sera servie avant l'interruption pour INT1.

Cela ne concerne que le cas où la demande d'interruption survient pendant le même cycle CPU. Si le microcontrôleur est déjà en train de servir l'interruption INT1 et que l'interruption INT0 survient avec le même niveau de priorité (IP), le microcontrôleur finira d'abord le service pour INT1.

Gageons que ces deux articles un peu théoriques vous auront donné le goût d'aborder la programmation en langage assembleur, pour exploiter au mieux les performances des microcontrôleurs de la famille 8051. Vous pouvez utiliser la base 8052AH Basic pour vous faire la main avec ce langage. Il vous suffit de programmer le code assembleur à exécuter dans une EPROM et d'utiliser l'instruction CALL pour passer le contrôle à votre programme en assembleur. Si vous ne savez pas comment procéder, vous pourrez vous inspirer du programme « *LOADER.BAS* » qui était fourni avec le montage du n° 186 (module analyseur logique).

Le mois prochain, nous reprendrons le cours de nos réalisations avec de nouvelles maquettes articulées autour du 80C31 ou 80C32. A bientôt donc.

Pascal MORIN

SAISIR votre schéma AUTOROUTER son circuit-imprimé

ISIS

ARES

Pour seulement 6.950 F^{HT} les deux

- CAO sur PC (AT/386/486).
- Bibliothèques de symboles extensibles
- Listes de nomenclature automatique
- Rapports de contrôle
- Conviviaux, rapides et simples

Disquette de démonstration au prix de 50 Frs sur demande

Multipower

22, rue Emile BAUDOT 91120 - PALAISEAU - Tél: 16 (1) 69 30 13 79 - Fax: 16 (1) 69 20 60 41

CODE des COULEURS des RESISTANCES

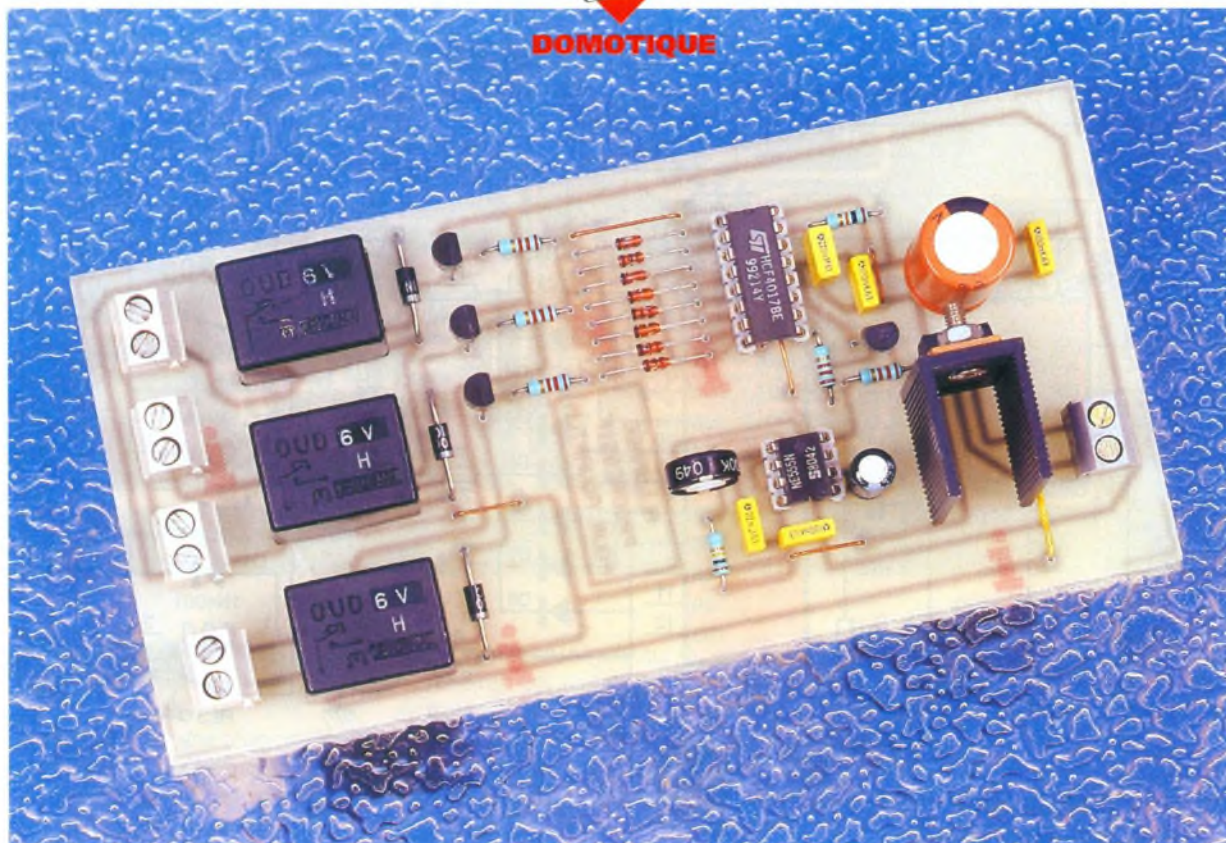
offert par :
ELECTRONIQUE PRATIQUE

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

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



DOMOTIQUE



UN ALLUMAGE PROGRESSIF POUR AQUARIUM

Tous les passionnés d'aquariophilie savent que l'allumage brusque des tubes au néon servant à l'éclairage de leur aquarium peuvent provoquer des troubles plus ou moins graves aux poissons qui le peuplent. Ces troubles peuvent aller du simple stress à la crise cardiaque chez certaines espèces.

Progressif n'est peut-être pas le mot que nous aurions dû employer. En effet, on pourrait penser que l'allumage se fait à la manière d'un gradateur de lumière tel un lever de soleil. Mais l'éclairage étant constitué de tubes au néon, il est complexe de faire varier la luminosité de ces tubes. C'est pourquoi nous avons procédé autrement. Au déclenchement de l'allumage, une simple petite ampoule s'illuminera en premier lieu, dont la luminosité pourra être choisie en fonction de la lampe. Cette clarté douce provoquera le réveil des poissons. En second lieu, le premier tube sera alimenté, puis les deuxième et troisième. Tout cela se fera par paliers successifs, grâce à une temporisation dont la durée est réglable.

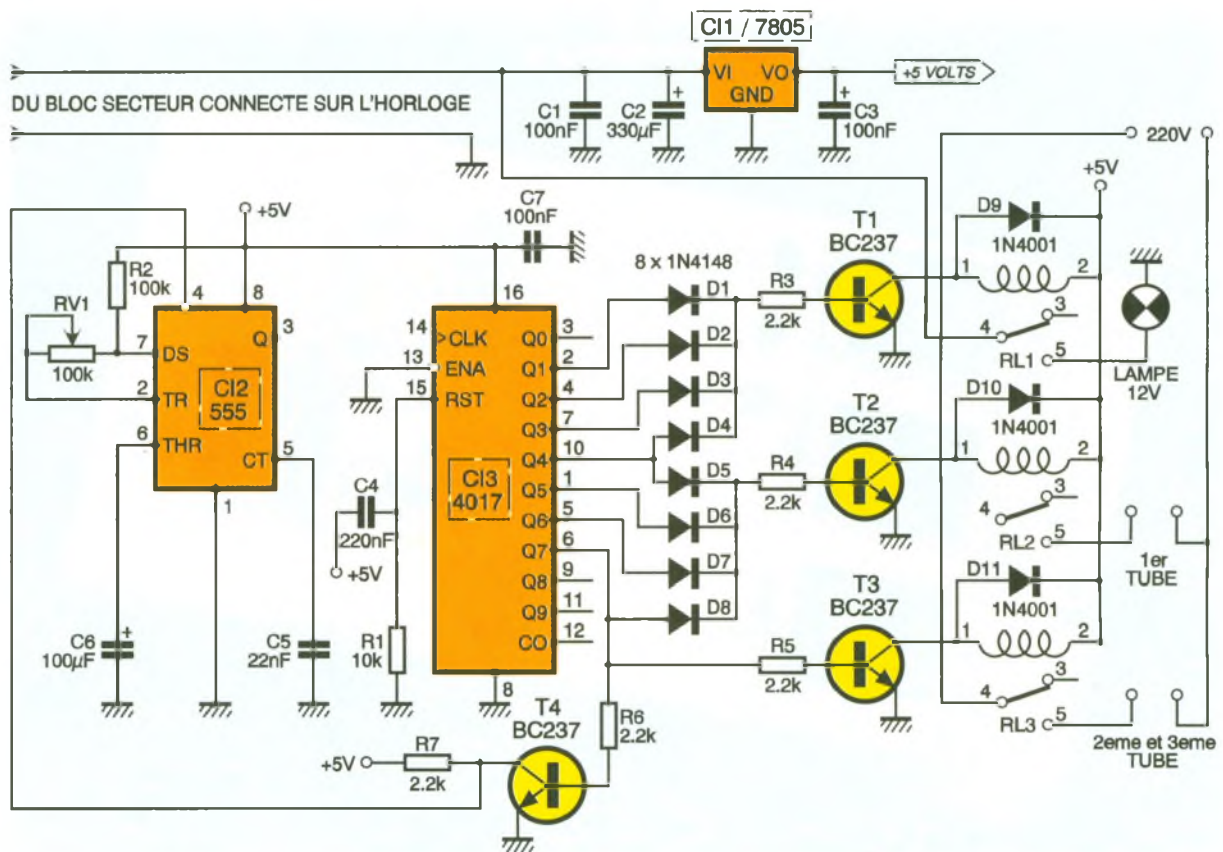
Le schéma de principe

Le schéma de principe est donné en **figure 1**. Il apparaît d'une relative simplicité au regard du peu de composants utilisés.

Tous les aquariophiles disposent d'une horloge branchée sur le sec-

teur qui programme l'allumage et l'extinction de la lumière. Nous nous sommes donc servi de cette possibilité. Un bloc secteur pouvant fournir une tension de +9 V à +12 V est connecté sur l'horloge à la place de l'alimentation des tubes. Cette tension est régulée par un circuit 7805 (Cl₁) qui alimente le montage. Dès la mise sous tension, un oscillateur, constitué d'un circuit intégré NE555 (Cl₂) et de ses composants périphériques, fournit sur sa sortie 3 un signal carré dont la période est réglable à l'aide de la résistance ajustable RV₁. C'est la valeur de cet ajustable associé au condensateur C₆ de 100 µF qui détermine la constante de temps. Le créneau est ensuite appliqué au circuit Cl₃, un CD4017 dont les sorties Q₀ à Q₉ passent successivement au niveau haut à chaque flanc montant présent sur son entrée CLK (broche 14). Sa broche 13 (broche de validation du boîtier) est connectée en permanence à la masse. Son entrée de RESET (broche 15) est reliée à un réseau RC (C₄ et R₁), chargé de fournir à la mise sous tension une impulsion positive de remise à zéro. Ainsi,

Le montage que nous proposons permettra un allumage progressif afin d'éviter ces troubles et préservera ainsi la bonne santé de votre faune aquatique.



au démarrage, la broche de sortie 3 (Q_0) présente un niveau haut alors que toutes les autres sorties se trouvent à l'état bas.

A la première impulsion, la sortie Q_1 passe à l'état haut et le transistor T_1 , rendu conducteur, alimente le relais RL_1 , ce qui provoque l'allumage de l'ampoule. Aux deuxième et troisième impulsions, le transistor T_1 est toujours conducteur puisque sa résistance de base est reliée, via des diodes anti-retour, aux sorties Q_1 et Q_2 . Au quatrième flanc montant, la sortie Q_4 passe à 1 et, maintenant le relais RL_1 collé, provoque l'allumage du premier tube néon par le passage du relais RL_2 à l'état travail. A la cinquième impulsion, l'ampoule

étant devenue inutile s'éteint. Ce n'est qu'à la septième impulsion d'horloge que le relais RL_3 s'enclenche et alimentera les deux tubes restants. Ce dernier flanc provoque également la mise en conduction du transistor T_4 qui applique un niveau bas sur la broche 4 du NE555. Ce dernier devient alors inactif et n'oscille plus.

Le système se maintient alors en l'état durant toute la durée programmée sur l'horloge.

Ce n'est qu'à l'extinction du soir que le montage ne sera plus alimenté et que les lumières s'éteindront jusqu'au lendemain matin, où le cycle reprendra.

Avec la valeur de $100\text{ k}\Omega$ (RV_1) et

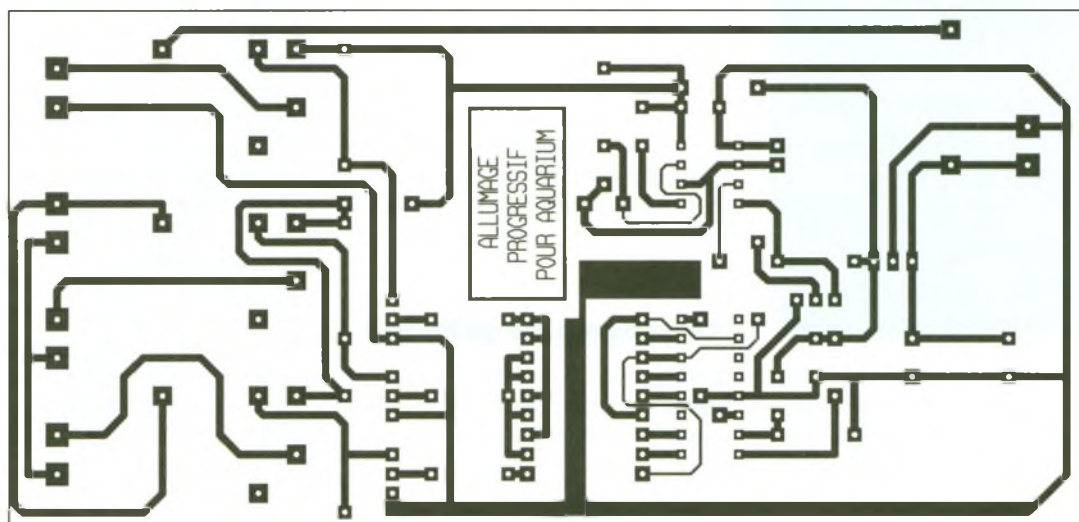
1

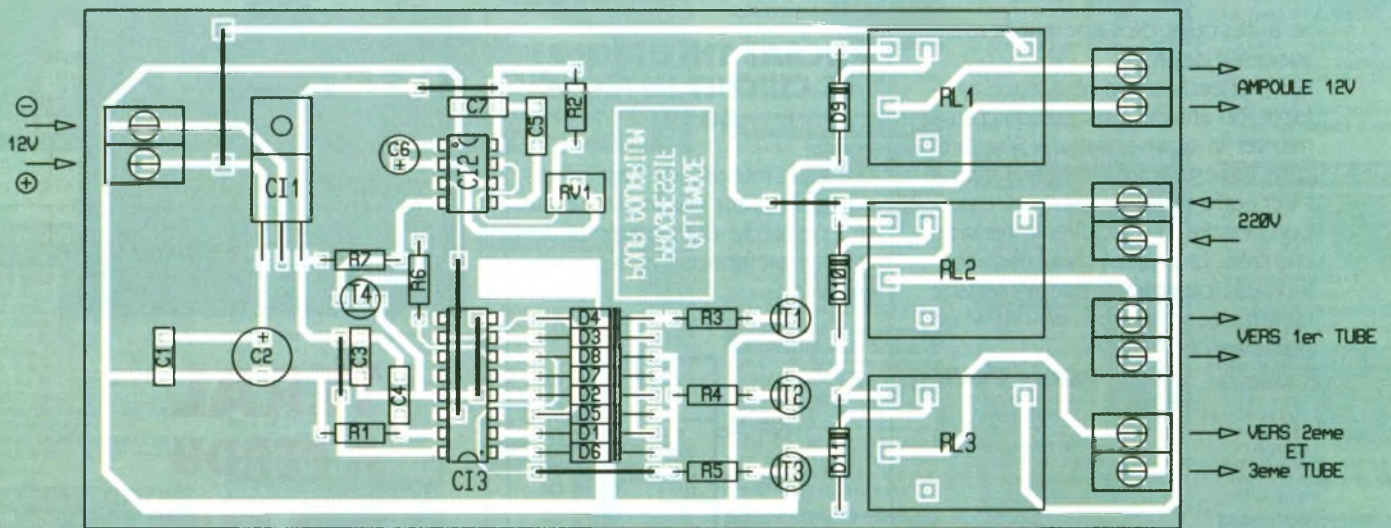
LE SCHEMA DE PRINCIPE.

$100\ \mu\text{F}$ (C_6) adoptée sur notre maquette, RV_1 étant réglée au maximum, nous obtenons une durée totale du processus d'environ 1 minute. Si cela ne s'avérait pas suffisant, il conviendrait de porter la valeur du condensateur C_6 à $220\ \mu\text{F}$. Afin de ne pas provoquer un échauffement trop important de la bobine des relais (ils resteront commutés en moyenne 12 heures consécutives), nous avons choisi des modèles fonctionnant sous 6V. S'ils ne com-

2

LE CIRCUIT IMPRIME.





3

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

mutent pas sous une tension de 5 V, il suffira de détendre très légèrement les ressorts de rappel, ce qui n'est pas une opération très délicate.

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2**. On utilise le dessin d'implantation des composants représenté en **figure 3** afin de câbler la platine.

Toutes les entrées et sorties des différentes tensions s'effectuent sur des borniers à vis.

Le régulateur de tension 7805 sera obligatoirement fixé sur un petit dissipateur de chaleur en U. Il existe quelques straps qui seront soudés en premier lieu. Le strap placé à

proximité du régulateur CI1 sera obligatoirement réalisé en fil isolé. Il se trouve en effet très proche du radiateur de CI1 et pourrait provoquer un court-circuit. Les circuits intégrés seront placés de préférence sur des supports, ce qui facilitera leur échange en cas de défaillance de l'un d'entre eux.

Les relais choisis sont de marque OUD, bobine de 6 V. Ce sont des modèles qui peuvent commuter un courant assez important sans que leurs contacts ne se carbonisent. Le bloc secteur devra pouvoir fournir une tension de +9V à +12V et débiter un courant minimal de 1 A. Cela dépendra bien entendu de la puissance de l'ampoule qui sera mise en place.

Le montage sera ensuite placé dans un coffret en matière plastique dans lequel on aura préalablement percé des trous qui serviront à l'évacuation de la chaleur. Il pourra être placé à proximité de l'horloge, l'ampoule et les tubes y seront reliés à l'aide de fil

scindex. Nous n'avons pas prévu d'interrupteur de mise en et hors tension, ce dernier étant totalement inutile.

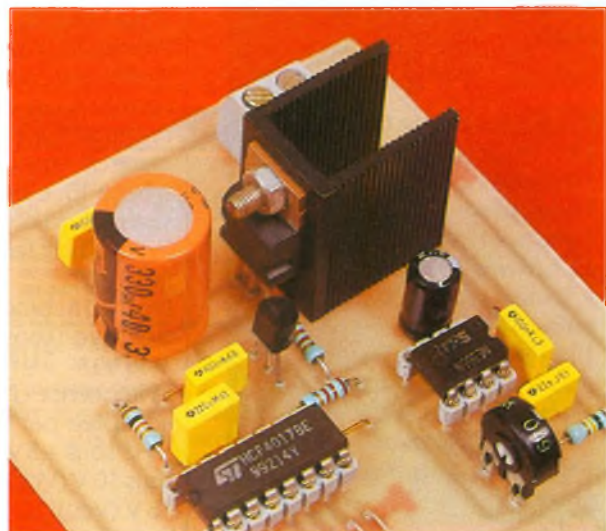
Les essais et les réglages

Le circuit sera d'abord vérifié minutieusement afin de déceler toute microcoupure ou un éventuel court-circuit. Cela sera fait tout particulièrement au niveau des borniers à vis d'entrée et de sortie de la tension secteur de 220 V.

On pourra alors relier le montage à une source de +12 V. A l'aide d'un oscilloscope ou, à défaut, d'un multimètre, on constatera la présence des impulsions en sortie du NE555. On vérifiera également le changement des niveaux logiques aux sorties du CD4017, ce qui pourra se fai-

LES TROIS RELAIS DE COMMANDE.

L'ELECTRONIQUE DU DISPOSITIF.



re à l'écoute de l'enclenchement successif des relais. On manœuvrera la résistance ajustable RV₁ afin de diminuer ou d'augmenter la temporisation. S'assurer que le régulateur de tension ne s'échauffe pas trop, auquel cas, il conviendra de réduire la tension d'entrée. La plupart des blocs secteurs du commerce ont un réglage de la tension de sortie : de + 12V, on passera alors à + 9V.

Patrice OGUIC

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés

CI₁ : régulateur de tension LM 7805
 CI₂ : NE555
 CI₃ : CD4017

Semi-conducteurs

T₁ à T₄ : BC 237
 D₁ à D₄ : 1N4148
 D₅ à D₁₁ : 1N4001 à 1N4007

Résistances

R₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₂ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
 R₃ à R₇ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
 RV₁ : résistance ajustable 100 kΩ montage vertical

Condensateurs

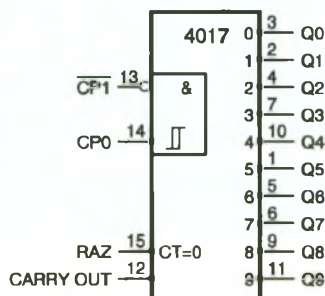
C₁, C₃, C₇ : 100 nF
 C₂ : 330 μF à 470 μF 25 V
 C₄ : 220 nF
 C₅ : 22 nF
 C₆ : 100 μF à 220 μF 16 V (voir texte)

Divers

RL₁ à RL₃ : relais OUD bobine 6V
 1 support de circuit intégré 8 broches
 1 support de circuit intégré 16 broches
 1 dissipateur en U pour boîtier TO220
 1 lampe 9V à 12V selon puissance souhaitée
 1 bloc secteur 220V vers tensions continues
 5 borniers à vis à deux points

ENCART THEORIQUE : LE CIRCUIT INTEGRE 4017

Le circuit intégré 4017 est un circuit compteur décimal/diviseur qui possède dix sorties décodées. Il est fabriqué en technologie CMOS.



Le schéma interne ainsi que le nom de ses différentes broches sont donnés en **figure 1**. Les fonctions de ses entrées et de ses sorties sont les suivantes :

Broche 1 : sortie Q₅
 Broche 2 : sortie Q₁
 Broche 3 : sortie Q₀
 Broche 4 : sortie Q₂
 Broche 5 : sortie Q₆
 Broche 6 : sortie Q₇
 Broche 7 : sortie Q₃
 Broche 8 : alimentation GND
 Broche 9 : sortie Q₈
 Broche 10 : sortie Q₄
 Broche 11 : sortie Q₉
 Broche 12 : sortie Carry Out/; cette broche est utilisée lorsque plusieurs 4017 sont configurés en série ; cette sortie passe au niveau bas à partir du changement d'état de la Broche Q₅ (jusqu'à Q₉).
 Broche 13 : Clock Enable/; au niveau logique bas, cette broche valide l'entrée Clock qui fonctionne alors sur les flancs montants du signal d'entrée.
 Broche 14 : Clock; au niveau logique haut, cette broche valide l'entrée Clock Enable/ qui fonctionne alors sur les flancs descendants du signal d'entrée.
 Broche 15 : c'est l'entrée de remise à zéro du compteur; un niveau logique haut remet toutes les sorties à zéro.
 Broche 16 : broche d'alimentation positive (tension de + 5V à + 15V).
 La fréquence d'horloge maximale acceptée par le 4017 est de 2 MHz sous +5V (V_{cc}), de 5 MHz sous 10V (V_{cc}) et de 6 MHz sous 15V (V_{cc}).



TERAL A PERDU SON PERE

Celui qui a créé la société TERAL, et dont le nom restera indissociable de l'avènement de la radio-télévision et, par la suite de la HiFi, nous a quitté.

M. Raphaël Nahoum avait en effet fondé TERAL (Télévision, Radio, Lyon) en 1955, au 26, rue Traversière, à Paris, dans le 12^e arrondissement.

Sa société se spécialisa rapidement dans la vente de pièces détachées pour la radio et la télévision. Il imposa la notoriété et le succès de son entreprise grâce à l'idée de s'associer aux développements de ces nouvelles technologies en introduisant le concept de réalisations complètes de radios et de télévisions en pièces détachées bien avant l'apparition du « kit ».

Il fut l'un des premiers à mesurer l'avenir de la qualité de reproduction du son et, grâce à sa ferveur, à exploiter les nouveaux marchés offerts par ce qu'on appelle aujourd'hui la HiFi.

Empreint d'une forte personnalité, il devint ainsi le leader incontesté en France dans ce domaine. Depuis plus de quarante ans, M. Raphaël Nahoum aura été l'une des figures les plus importantes de la profession de l'électronique grand public et de la HiFi.

Passionnément attaché à TERAL, il aura mis toute son énergie et son intelligence pour en assurer le succès et la pérennité.

Avec sa disparition, les plus belles pages de l'histoire de la radio-télévision et de la HiFi sont tournées.

Très liés, au travers de nos revues, à la société TERAL et à son fondateur, nous rendons hommage aujourd'hui, plus qu'à une relation professionnelle mais à un ami, et nous présentons à Patricia, sa compagne, Patrick, son fils, Sylvie et Geneviève, ses filles, et à ses petits enfants, nos plus sincères condoléances.



INITIATION

TEA2014 / THOMSON : COMMUTATEUR VIDEO

Ce circuit intégré, conçu par Thomson, permet la commutation de signaux vidéo, plus particulièrement entre la prise péritélévision et les circuits internes du téléviseur. Ses caractéristiques et son encombrement réduit permettent d'envisager d'autres applications.

Description et fonctionnement

Le TEA2014 est un commutateur vidéo, proposé dans un boîtier DIL8, dont la **figure 1** donne le brochage. Ce circuit intégré assure la commutation du signal vidéo composite au niveau de la prise péritélévision d'un téléviseur ou tout autre système vidéo. Cette application typique est

montrée par la **figure 2** qui présente également la structure interne du TEA2014. Le signal vidéo externe recueilli sur une résistance de charge de 75Ω , en parallèle entre les broches 20 (entrée vidéo) et 17 (masse) de la prise péritélévision, est de 1 V crête à crête. Ce signal est appliqué à l'entrée 1 V, broche 8 du TEA2014, par un condensateur de couplage. Il traverse ensuite un amplificateur de 6 dB, avant d'attaquer une entrée du commutateur vidéo. Le signal vidéo interne de 2 V crête à crête, en provenance du démodulateur du téléviseur, est appliqué à l'entrée 2 V broche 3 du TEA2014, également par un condensateur de liaison. Le signal 2 V est alors directement appliqué à l'autre entrée du commutateur vidéo et à l'entrée d'un amplificateur tampon, adaptateur d'impédance. La sortie de cet amplificateur suiveur est de faible impédance. Une résistance en série avec sa sortie assurera une adaptation impédance adéquate. Il faut savoir que l'impédance dynamique de la sortie de cet amplificateur est de 10Ω . Une résistance de 68Ω assurera généralement l'adaptation d'impédance sur la broche 19 de la prise péritélévision. En entrée, le signal vidéo est aligné sur une composante continue d'en-

viron 2 V, de sorte qu'en sortie le fond des tops de synchronisation du signal vidéo composite est aligné sur une composante continue du même ordre.

Les impédances des deux entrées vidéo (3 et 8) sont de $50 k\Omega$.

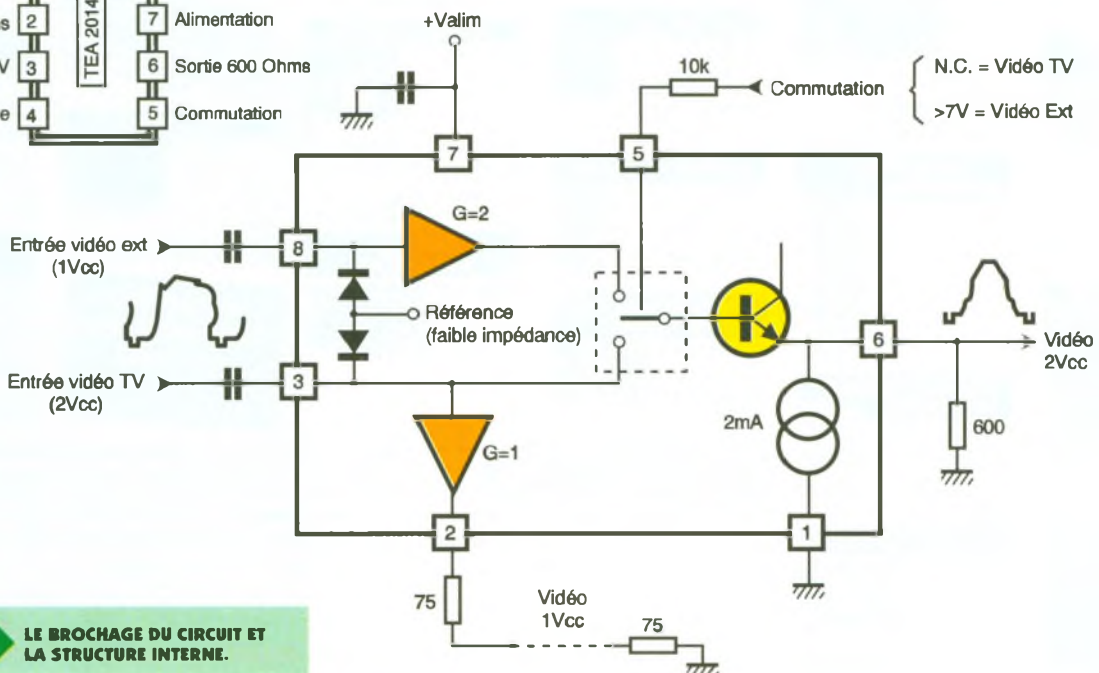
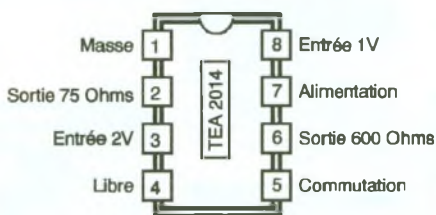
Par ailleurs, les entrées et sorties sont protégées contre les courts-circuits à la masse et à l'alimentation du circuit intégré.

Au niveau du commutateur vidéo, une tension continue appliquée sur la broche 5 commandera l'aiguillage des signaux vidéo 1 V et 2 V. L'impédance d'entrée sur cette broche est au moins de $10 k\Omega$.

La résistance de source de la tension de commutation (commutation lente) pourra donc être relativement élevée, le signal en sortie du commutateur étant :

- le signal 1 V, voie externe, pour un état haut de la commande (5), correspondant à une tension d'au moins 7 V ;

- le signal 2 V, voie TV, pour un état bas de la commande (5), correspondant à une tension inférieure à 3 V ou à une broche 5 laissée libre. Un étage tampon en sortie du commutateur pourra attaquer une charge de 600Ω (impédance d'entrée courante de l'amplificateur vidéo interne du téléviseur).



1/2

LE BROCHAGE DU CIRCUIT ET LA STRUCTURE INTERNE.

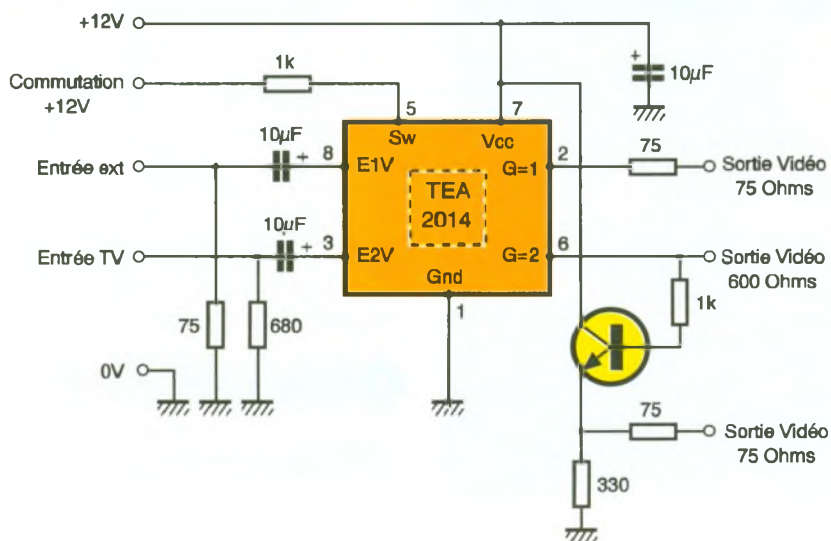
Caractéristiques relevées à 25 °C et $V_{ALIM} = 9\text{ V}$			
Désignation	Min.	Typ.	Max.
Alimentation	8 V	-	14 V
Consommation au repos	-	-	20 mA
Consommation avec charge	-	75 mA	-
Impédance entrée vidéo 3 et 8	50 k Ω	-	-
Tension d'entrée broche 3 (int. 2 Vcc)	-	-	4,5 Vcc
Tension d'entrée broche 8 (ext. 1 Vcc)	-	-	2 Vcc
Tension de sortie du commutateur	-	-	4,5 Vpp
Bande passante du commutateur	6 MHz	-	-
Résistance de charge du commutateur	600 Ω	-	-
Résistance de charge du tampon, broche 2	75 Ω	-	-
Rejection entre les entrées	-	-50 dB	-

3

LE TABLEAU DES CARACTERISTIQUES.

4

LE SCHEMA D'APPLICATION.



L'alimentation du circuit intégré doit rester comprise entre 8V et 14V. Pour une alimentation de 9V, la consommation du boîtier est au maximum de 20mA, sans charge. Avec une charge de 75 Ω et de 600 Ω sur les sorties respectives broche 2 et 6, la consommation passe à 75mA. Dans ce cas, la dissipation de puissance totale est de 450 mW.

Et comme la réjection entre les deux entrées est importante (50 dB), d'autres applications du TEA2014 peuvent être envisagées. On tiendra compte néanmoins d'une bande passante, parfois tout juste suffisante (6 MHz).

Le tableau de la **figure 3** résume les principales caractéristiques du TEA2014.

Caractéristiques maximales

La tension d'alimentation maximale supportable par le TEA2014 est de 18V.

Avec une charge de résistance supérieure à 150 Ω , ce circuit intégré pourra fonctionner dans une plage de température importante (-10 °C, +100 °C). Pour une charge impor-

tante, proche de 75 Ω , la limite supérieure de cette plage est de +70 °C.

Quant à la température de stockage, elle sera comprise entre -40 °C et 150 °C.

Lorsque les sorties sont chargées directement par une résistance, leur valeur minimale est de 600 Ω pour la sortie broche 6 du commutateur et de 75 Ω pour la sortie de puissance broche 2.

Si le circuit devait être sollicité au maximum, alors le calcul de la dissipation thermique devra tenir compte d'une résistance thermique R_{thj-a} de 90 °C/W et d'une température de jonction maximale de 150 °C.

Mise en œuvre

Condensateurs de couplage

Pour assurer un alignement correct des signaux, les condensateurs de couplage avec les entrées seront de 10 μF , si une impulsion de synchronisation verticale est contenue dans le signal vidéo. A l'extrémité du condensateur, une résistance de faible impédance devra assurer l'adaptation d'impédance. En revanche, si le signal vidéo composite comporte une synchronisation par

train d'impulsion, une capacité de 100 nF sera suffisante pour les condensateurs de liaison avec les entrées.

Application type

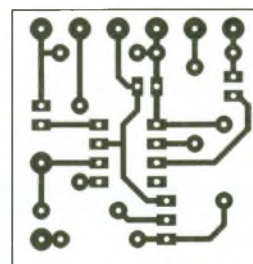
La **figure 4** présente le schéma d'une application type du TEA2014 en commutateur vidéo péritelévision. Les résistances d'adaptation d'impédance sont de 75 Ω pour la source vidéo externe et de 680 Ω pour la vidéo en provenance du démodulateur TV. Cette dernière pourra prendre une autre valeur adaptée à un contexte particulier (par exemple 75 Ω).

En revanche, la sortie broche 6 ne peut pas commander une charge en continue d'impédance inférieure à 600 Ω .

Pour une charge plus importante, un étage tampon est à prévoir. C'est le rôle du transistor BC548, dont l'amplification en tension est nulle. En revanche, l'amplification en courant ainsi introduite permet de disposer d'une sortie de commutation vidéo de faible impédance.

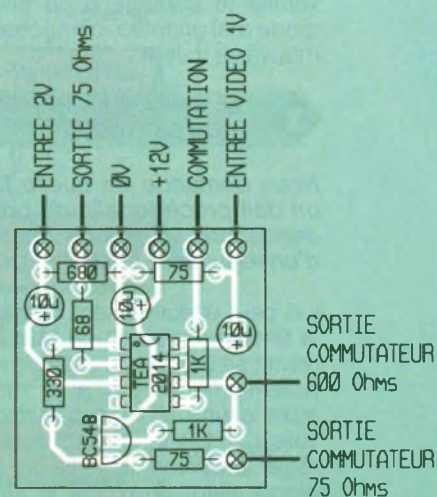
La **figure 5** donne le tracé des pistes de cette application type. L'implantation de la **figure 6** pourra servir de base à d'autres applications autour du TEA2014.

Hervé CADINOT



5/6

LE CIRCUIT IMPRIME ET SON IMPLANTATION.





COURRIER

LE COURRIER DES LECTEURS

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.

1 M. DANIEL FRERE

Epreuve des difficultés quant à la mise en service d'une serrure à code.

Pour le dépannage de votre maquette, nous vous conseillons de procéder par étape, c'est-à-dire en appuyant sur chaque bouton-poussoir, en commençant par BP1. Il faudra alors vérifier que la sortie de la bascule monostable présente un état haut durant environ 2 secondes. Vous passerez ensuite au bouton-poussoir 2, puis 3, puis 4. Si les résultats prévus sont obtenus, alors il faut incriminer l'étage de sortie. Si un signal n'est pas disponible à l'une des sorties après appui sur le bouton correspondant, il conviendra de vérifier le câblage à ce niveau : diode mal orientée, composant de mauvaise valeur.

2 M. OMRANI MOHAMED HEDI DE TUNISIE

Nous demande de quelle façon on doit procéder afin de pouvoir descendre la tension de sortie d'un régulateur LM317 à 0 V.

On peut effectivement descendre la tension issue d'un LM317T en reliant sa broche de réglage *via* un potentiomètre non à la masse, mais à une tension négative de valeur $-1,8$ V. On arrive ainsi à régler la tension de sortie dans une plage allant de 0 V à la tension

continue d'alimentation diminuée de 3 V (tension de déchet). Cette tension négative devra présenter une très bonne stabilité.

Le schéma interne du LM317T a été publié à maintes reprises, et vous le trouverez en feuilletant d'anciens numéros d'Electronique Pratique.

3 M. VINCENT LIONEL

Nous demande un conseil quant au raccordement de la sortie audio de son téléviseur à l'entrée phono de son amplificateur BF (qui n'admet que quelques millivolts en entrée).

Nous ne vous conseillons pas de relier la sortie son de votre téléviseur à l'entrée phono de votre amplificateur. En effet, cela serait effectivement possible en utilisant un diviseur de tension. Le problème est que l'entrée phono est probablement prévue pour une cellule magnétique et que le pré-amplificateur interne comporte ce que l'on appelle une correction RIAA qui favorise les fréquences basses. Vous n'obtiendrez alors qu'une piètre reproduction du son de votre téléviseur.

4 M. GUILLOCHON PATRICE

Demande comment procéder afin de connecter une DEL à une tension de forte amplitude.

En sachant que le courant circulant dans une DEL ne doit pas dépasser une valeur de 10 mA (maximum), il est facile de calculer la valeur de la résistance chutrice à intercaler dans le circuit à l'aide de la loi d'Ohm ($U = RI$, $R = U/I$). Mais la résistance devra être d'une puissance élevée vu la chute de tension qu'elle doit opérer ($P = RI^2$).

5 M. MARIACCIA ERIC

Nous demande la manière d'opérer afin d'alimenter un appareil dans une automobile au moyen de la tension batterie.

Il n'y a rien de plus simple que d'alimenter un appareil consommant peu de courant à l'aide de la batterie d'une automobile ; il suffit de prévoir un régulateur LM317 réglé sur la tension que l'on désire ($+1,8$ V à $+9$ V) et qui sera connecté sur la prise allume-ciga-

res du véhicule. Le régulateur sera obligatoirement fixé sur un refroidisseur de taille suffisante.

6 M. BACOLI ROGER

S'interroge sur la façon de procéder pour que les contacts des relais ou des interrupteurs commutant des courants importants ne se carbonisent pas.

Il est facile de protéger les contacts de fermeture d'un relais ou d'un interrupteur par la mise en parallèle sur ces derniers d'un condensateur de valeur comprise entre 22 nF et 47 nF et d'une tension de service minimale de 630 V. Ce condensateur diminue d'une façon considérable l'étincelle qui prend naissance lors de l'application de la tension d'alimentation.

7 M. BARA GUY

Je possède une lampe à détection infrarouge et je désire remplacer cette lampe par une sonnette.

Cela est une chose très simple à réaliser. La commutation de la lampe doit être effectuée, comme dans la majorité de ces montages, à l'aide d'un triac. Il suffit de sortir les fils connectés à la lampe et de les relier au dispositif que vous souhaitez alimenter. Il va de soi qu'une isolation sérieuse s'impose, comme pour tout montage alimenté en 220 V et se trouvant à l'extérieur.

8 M. DE HARTUNG LOUIS

Nous entretient d'un montage (télécommande téléphonique du n° 155 de février 1992) dont le régulateur de tension chauffe beaucoup.

La puissance dissipée par le régulateur de tension $+5$ V est normale. En effet, la tension secondaire du transformateur d'alimentation a été fixée à 12 V. Après redressement et filtrage, on obtient une tension continue avoisinant les 17 V. La puissance dissipée par le régulateur est donc de $P = 12 \times I$, I étant le courant consommé par le montage. Il existe un moyen de réduire cet échauffement. On peut ajouter au montage un régulateur qui diminuera cette tension à $+9$ V (7809) avant de l'appliquer au régulateur $+5$ V.



DOMOTIQUE

UNE MINUTERIE POLYVALENTE

On a assez souvent besoin de faire fonctionner un insoleur, un éclairage de local, un appareil quelconque... pendant un temps déterminé. Les dispositifs de minuterie ne manquent pas : du type électromécanique élémentaire au plus sophistiqué des temporisateurs électroniques.



L'appareil que nous présentons a l'avantage d'être synchronisé sur la fréquence du secteur tout en restant d'une conception relativement simple.

Il est toujours intéressant de disposer d'une minuterie aux caractéristiques très stables, donnant une durée de cycle précise et parfaitement reproductible. On peut obtenir ce résultat à partir d'une base de temps pilotée par un quartz. Toutefois, cette méthode n'est requise que pour obtenir des durées de très grande précision, qui ne s'appliquent pas aux utilisations les plus courantes. Nous avons donc choisi la fréquence du secteur qui donne une stabilité tout à fait satisfaisante, plus simple à mettre en œuvre à moindre coût.

Principe de fonctionnement

La **figure 1** présente les blocs fonctionnels de l'appareil.

Une tension alternative basse tension est prélevée sur l'alimentation régulée. Cette tension à 50 Hz est envoyée dans un circuit de mise en forme qui transforme la « pseudosinususoïde » en une série d'impulsions espacées de 20 ms.

Ces impulsions sont prises en compte dans un compteur binaire qui les

transforme en créneaux rectangulaires à période beaucoup plus longue commutable sur 1/2 ($t = 5$ secondes) ou sur 1 ($t = 10$ secondes). Cette commutation définit le coefficient à appliquer à la valeur indiquée par le sélecteur de durée.

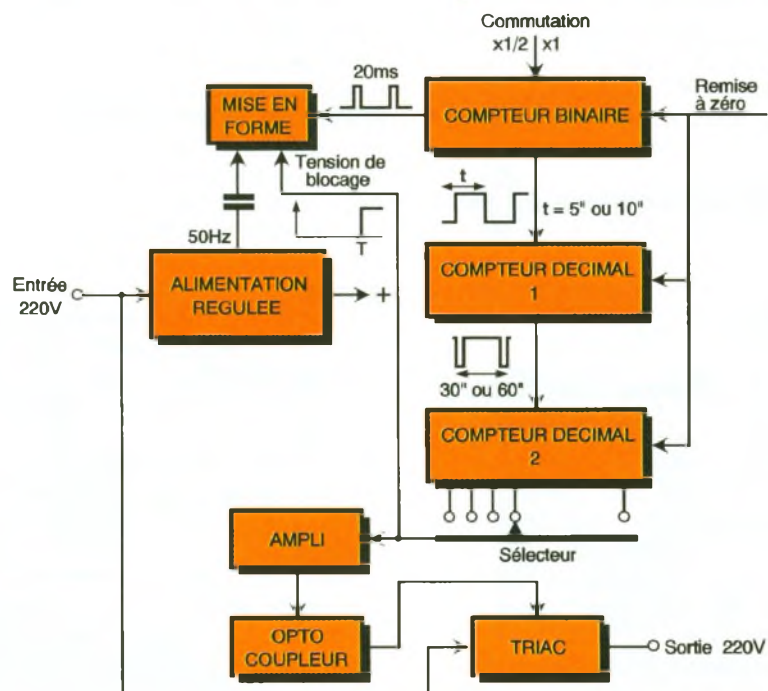
La sortie du compteur binaire est envoyée à l'entrée d'un premier compteur décimal qui allonge de six fois la

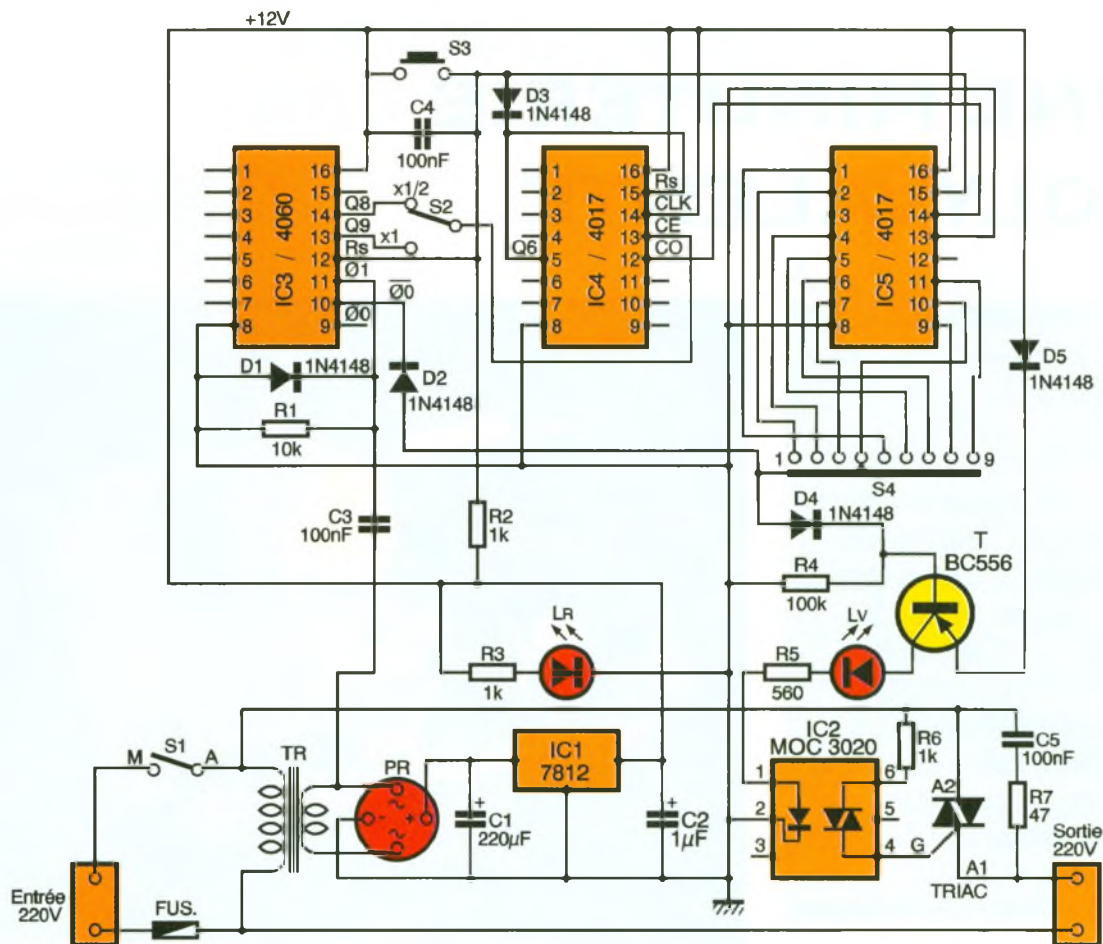
période du signal d'entrée et délivre donc des impulsions chaque 30 secondes ou chaque minute selon la période du signal d'entrée.

Le second compteur décimal est monté en sélecteur de durée.

1

LE PRINCIPE MIS EN ŒUVRE.





Chaque sortie est envoyée vers le commutateur de sélection, à neuf positions, de façon à permettre le choix d'une durée de 30 secondes à 4 minutes 1/2 (mode x 1/2) ou de 1 à 9 minutes (mode x 1).

Chaque plot de sélection délivre, au bout du temps T, une tension positive qui agit sur deux circuits : en inhibant la mise en forme (suppression des impulsions de 20 ms) et en bloquant l'amplificateur de commande du triac à travers un optocoupleur d'isolement.

Cela entraîne l'arrêt du comptage et la coupure de la tension de sortie à 220 V.

Le cycle peut être reproduit en activant la remise à zéro qui agit sur tous les circuits de comptage et remet donc la minuterie dans son état initial.

Le schéma électrique (fig. 2)

L'alimentation régulée est d'une conception classique : le secondaire du transformateur TR est branché aux bornes d'un pont redresseur PR, ce qui produit une tension continue préfiltrée par C₁ et régulée à + 12 V par IC₁.

Le condensateur C₂ assure la stabilité du fonctionnement. La diode DEL LR

(rouge) indique la mise sous tension. L'une des bornes du secondaire de TR est reliée au circuit différenciateur C₃ R₁ avec élimination des pointes négatives par la diode D₁. On obtient ainsi une série d'impulsions de courte durée espacées de 20 ms correspondant à la période du signal à 50 Hz. Ces impulsions sont envoyées à l'entrée Φ₁ de IC₃ (4060). L'originalité du compteur binaire utilisé réside dans le fait que l'entrée comptage est précédée d'un circuit logique incorporé, normalement prévu pour réaliser un oscillateur RC ou à quartz.

On utilise les portes de ce circuit pour parfaire la mise en forme du signal incident sans réaliser d'oscillations ainsi qu'il est indiqué sur la figure 3.

Les sorties Q₈ et Q₉ délivrent respectivement des signaux rectangulaires de période :

$$20 \cdot 10^{-3} \times 2^8 = 5 \text{ secondes } 12/100^e$$

$$\text{et } 20 \cdot 10^{-3} \times 2^9 = 10 \text{ secondes } 24/100^e$$

La commutation de ces sorties par S₂ permet de doubler la durée en sortie.

Le signal est envoyé sur l'entrée CE (Clock Enable) du circuit IC₄ monté en diviseur de fréquence par 6, ce qui équivaut à multiplier par 6 la période du signal incident. Pour cela, la

2

LE SCHEMA ELECTRONIQUE.

sortie Q₈ est connectée à l'entrée R_s (Reset) afin de recycler le comptage à 6. La sortie CO (Carry Out) est envoyée sur l'entrée Clk (Clock) de IC₅. Les signaux de 5 et 10 secondes sont donc respectivement transformés en :

$$5'' \cdot 12/100^e \times 6 = 30 \text{ secondes } 72/100^e$$

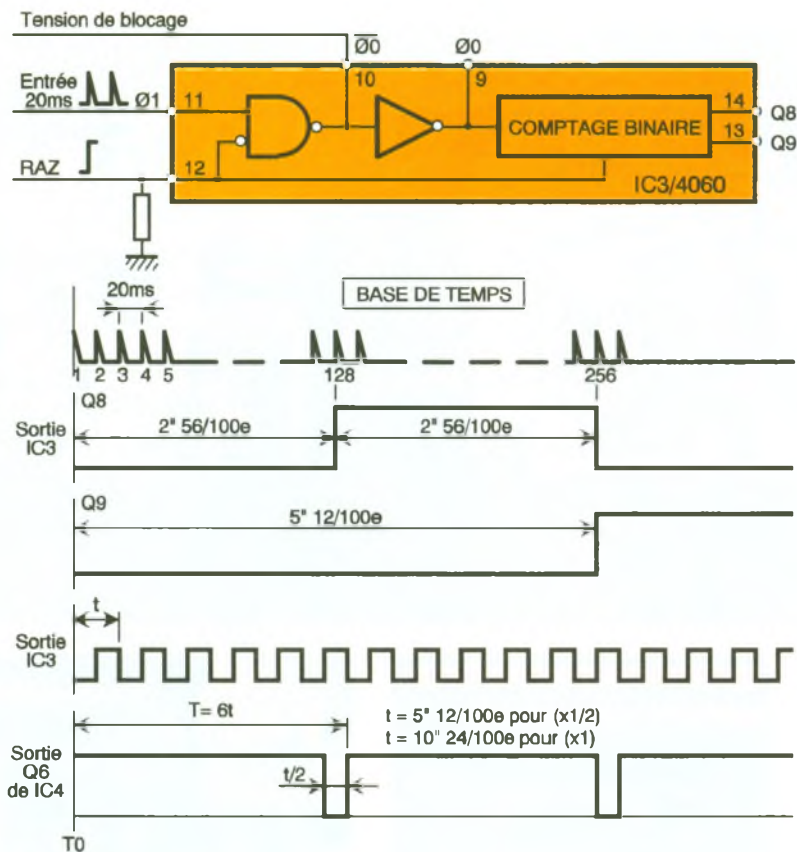
et

$$10'' \cdot 24/100^e \times 6 = 1 \text{ minute } 1'' \cdot 44/100^e$$

(voir les chronogrammes de la figure 3).

Ainsi l'erreur sur la valeur nominale n'est que de 2,4 % par excès, soit un peu moins de 1 seconde et demie par minute. On admettra qu'une telle erreur puisse être négligée pour la grande majorité des applications envisageables. Le sélecteur S₄ à 9 positions permet de choisir la sortie (de Q₁ à Q₉) qui convient à la durée T requise. Ainsi, par exemple, sur la position 5, on obtiendra 5 minutes avec le mode (x 1) et 2 minutes 30 secondes en mode (x 1/2).

Le cycle démarre après mise sous tension et appui sur le poussoir S₃, ce qui alimente immédiatement la sortie 220V pendant la durée pré-



3

LES SIGNAUX RELEVÉS LORS DU FONCTIONNEMENT.

lablement choisi. Au bout de ce temps, la tension présente sur le curseur de S_4 devient positive, ce qui bloque la sortie de la première porte de IC₃ (Φ_0 sur broche 10) à travers D_2 et coupe, par D_4 , le courant collecteur du transistor PNP T, initialement conducteur. Ainsi, le courant traversant la diode interne à l'optocoupleur est interrompu, ce qui stoppe la conduction du triac et supprime la tension de sortie. Cet état est signalé par l'extinction de la DEL L_v (verte) en série dans le collecteur du transistor.

Le condensateur C_5 et la résistance R_7 série, aux bornes du triac, amortissent les tensions parasites qui pourraient prendre naissance en présen-

ce d'une charge inductive. Un nouvel état stable (sortie non alimentée) s'établit. On peut sortir de cet état et recommencer un cycle de fonctionnement en agissant sur le poussoir S_3 de réinitialisation. Dans ce cas, la tension de +12V est appliquée sur les broches R_s de IC₃, IC₄ et IC₅, ce qui entraîne la suppression de la tension de blocage, et un cycle nouveau de même durée que le précédent s'amorce.

Lorsque l'on désire choisir une autre valeur de T, il est préférable de couper l'alimentation de l'appareil, d'effectuer la nouvelle sélection, puis de remettre S_1 sur la position marche.

Réalisation pratique (fig. 4 et 5)

Le montage se décompose en deux modules imprimés.

Le module inférieur comporte l'alimentation, la commande de tension de sortie par triac, les trois unités de comptage et le commutateur de sélection de durée, soit la presque totalité des circuits fonctionnels. Ses dimensions sont de 80 x 50 mm.

Le commutateur S_4 est un modèle Lorlin à 12 positions que l'on ramènera à 9 positions en déplaçant la bague de blocage située sous l'écrou de fixation.

Le module supérieur (40 x 50 mm) supporte le transistor T, le commutateur S_2 , le poussoir S_3 , les DEL et quelques composants.

Il est fixé au module inférieur au moyen du canon fileté du commutateur S_4 et de deux fixations par entretoises de 18 mm.

Les liaisons entre modules se font au moyen de huit connexions rigides A à H. L'ensemble est fixé par trois vis à l'embase du boîtier tout plastique, en intercalant des rondelles isolantes côté cuivre de façon que la partie supérieure de l'appareil permette une bonne disposition des commandes à travers le capot.

Les entrées et sorties 220 V se font par des cosses à souder auxquelles sont connectées les extrémités des câbles correspondants (mâle pour l'entrée et femelle pour la sortie). L'interrupteur S_1 est solidaire du capot.

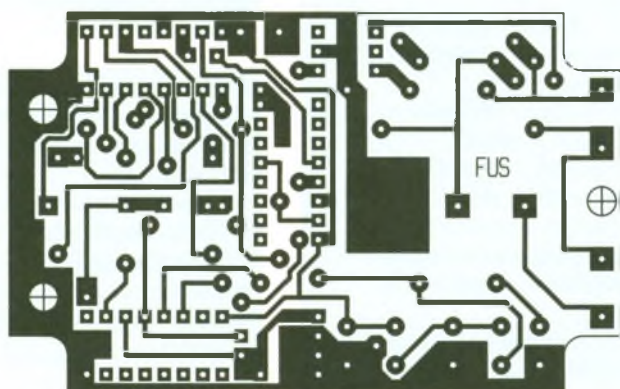
Mise au point

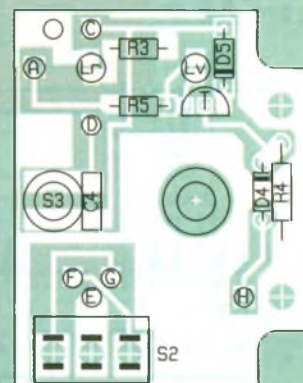
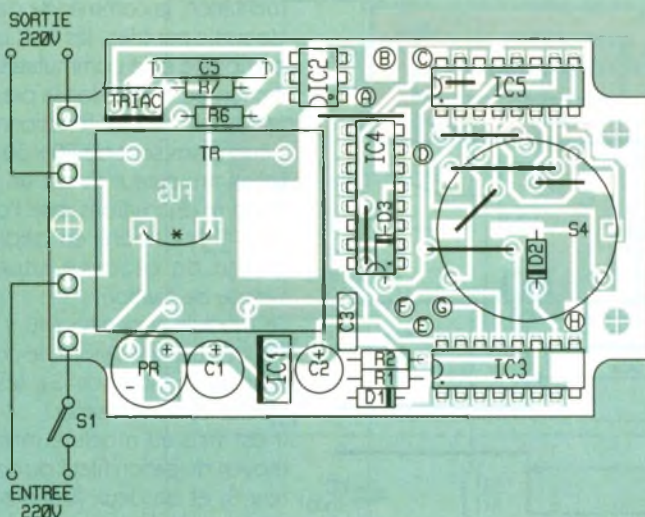
Si aucune erreur n'a été commise dans la réalisation des cartes, le choix et la disposition des composants, et si les soudures ont été réalisées selon les règles de l'art, le montage doit fonctionner dès la mise sous tension.

En effet, la valeur de référence étant la fréquence du secteur, on ne

4

LES DEUX CIRCUITS IMPRIMÉS.





5

LES IMPLANTATIONS DES COMPOSANTS.

fait appel à aucun élément ajustable. Toutefois, afin d'opérer avec prudence, il est recommandé de faire un essai partiel du montage au fur et à mesure de sa réalisation. Voici quelques points de repère :

- après câblage de l'alimentation 12 V, vérifier la valeur de la tension stabilisée ;

- vérifier que la tension de sortie 220 V est présente lorsqu'on réunit le point A au + 12 V à travers une résistance de 1 000 Ω ;

- après câblage final et installation du module supérieur (y compris les interconnexions), vérifier le fonctionnement global en mesurant les durées correspondantes à chacune des positions du sélecteur (ce qui demande un peu de patience...).

On peut adapter la configuration de cet appareil afin d'obtenir des durées plus importantes en utilisant d'autres sorties de IC₁. Ainsi :

- avec Q₁₀, on obtient des pas de 2 minutes, soit une sélection maximale de 18 minutes ;

- avec Q₁₂, on obtient des pas de 8 minutes, soit une sélection maximale de 1 h 12 minutes ;

- avec Q₁₃, on obtient des pas de 16 minutes, soit une sélection maximale de 2 h 24 minutes ;

- avec Q₁₄, on obtient des pas de 32 minutes, soit une sélection maximale de 4 h 48 minutes.

Ce qui rend cet appareil vraiment polyvalent, au prix, il est vrai, d'une légère modification du câblage.

J. CERF

LISTE DES COMPOSANTS

R₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R₂, R₃, R₆ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₄ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₅ : 560 Ω (vert, bleu, marron)

R₇ : 47 Ω (jaune, violet, noir)

C₁ : 220 μF 15 V électrochimique radial

C₂ : 1 μF 15 V électrochimique radial

C₃, C₄ : 100 nF milfeuil

C₅ : 100 nF (400 V)

IC₁ : 7812 régulateur de tension positive 12 V

IC₂ : MOC 3020 phototriac (ou équivalent)

IC₃ : 4060 compteur binaire à 14 étages

IC₄, IC₅ : 4017 compteur décimal/diviseur

PR : pont redresseur moulé cylindrique

Triac : modèle 4 ou 6 A

T : BC 556 transistor PNP (ou équivalent)

D₁ à D₅ : 1N4148 diode silicium

L_r, L_v : diodes électroluminescentes rouges, verte

diamètre 3 mm

S₁ : inverseur unipolaire

miniature à levier

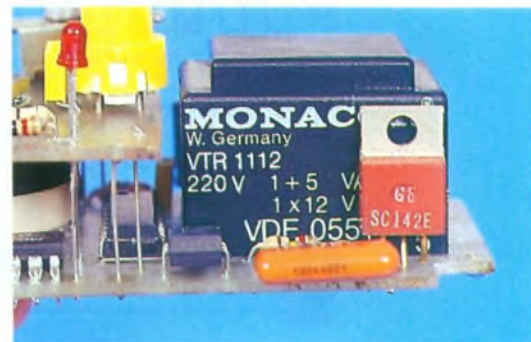
S₂ : double inverseur à

glissière miniature

S₃ : touche contact ITT D6

S₄ : commutateur Lorlin à 12 positions (limitées à 9 pos.)

TR : transformateur moulé 220 V/12 V, 1,5 VA Monacor



L'ALIMENTATION DU MONTAGE.



LA CARTE SUPERIEURE REÇOIT L'INTERRUPTEUR ET LE BOUTON POUSSOIR.

Boîtier : tout plastique, dimensions intérieures minimales 84 x 55 x 30 (Boss CP11)

Cordon secteur : type moulé

Circuits imprimés : voir texte, époxy simple face

Divers pour mémoire : cosses à souder, visserie, bouton...



THEORIE DES TUBES

Bien que la technologie actuelle soit en pleine évolution vers les hautes sphères de la physique, il nous a semblé opportun de présenter à nos lecteurs une suite d'articles sur les tubes électroniques. Dans certains domaines, ceux-ci sont encore appréciés : par les oreilles des mélomanes et pour les applications de puissance en RF, par exemple.

Les tubes triodes

Le tube triode à vide comporte trois électrodes – l'anode, la cathode, la grille – plus un filament de chauffage. La cathode est un cylindre de nickel recouvert d'un composé émissif (oxydes de strontium, de baryum et de thorium), qui entoure le filament chauffant. Elle prend place à l'intérieur d'un autre cylindre en tan-

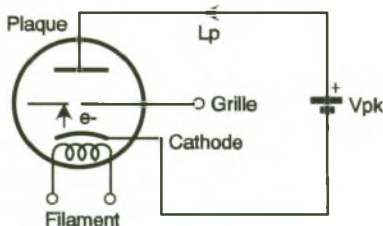
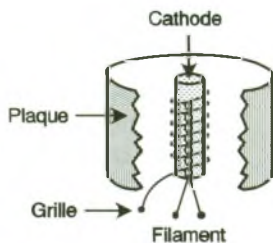
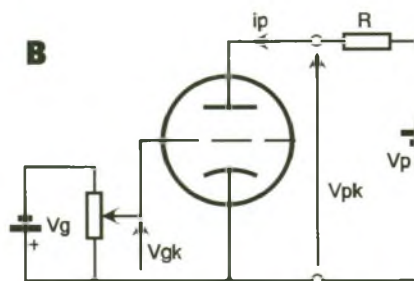
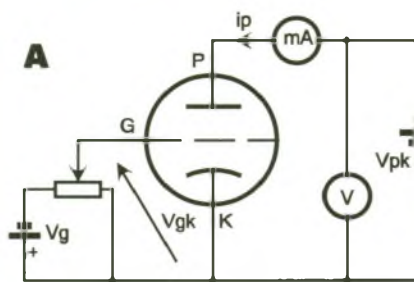
tales ou molybdène appelé anode ou « plaque ». Entre les deux se trouve la grille, fil métallique que l'on peut porter à un potentiel quelconque (très souvent négatif). Sous l'effet de la chaleur, des électrons se libèrent à la surface de la cathode. Si l'on polarise la plaque positivement par rapport à cette cathode, les électrons sont attirés vers la plaque : il y a circulation d'un courant de sens opposé. Si l'on polarise la grille négativement par rapport à la cathode, on superpose au champ électrostatique existant un autre champ qui s'oppose au déplacement des élec-

trons. On réalise ainsi un véritable robinet électronique dont l'ouverture est fonction de la tension de grille. Si cette tension est positive, le champ créé accélère les électrons. Comme la plaque convertit leur énergie cinétique en énergie calorifique, elle risque de chauffer, de rougir et d'émettre à son tour des électrons parasites.

Caractéristiques statiques

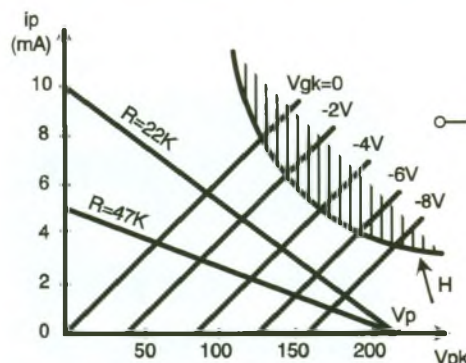
En effectuant le montage ci-dessous, (fig. 2 A) il est possible d'obtenir trois réseaux définissant les caractéristiques statiques du tube (fig. 5). Pour obtenir le premier réseau (1), on maintient V_{pk} constant, on fait varier V_{gk} , et on mesure i_p . Si l'on réalise les mesures pour différentes valeurs de V_{pk} , on obtient des droites globalement parallèles. La pente de ces droites correspond à la pente (ou transconductance) du tube, notée s .

$s = d i_p / d V_{gk}$, en mA/V ou A/V.
Le deuxième réseau (2) est réalisé en maintenant V_{gk} constant, et, là aussi, on obtient des droites parallèles. Ce réseau nous permet de définir la résistance interne du tube ρ .
 $\rho = d V_{pk} / d i_p$, en Ω ou $k\Omega$.
Le troisième réseau (3), tracé en maintenant i_p constant, est aussi constitué de droites parallèles. On en déduit le coefficient d'amplification μ .
 $\mu = - d V_{pk} / d V_{gk}$, sans unité.
Un seul réseau suffit pour obtenir les

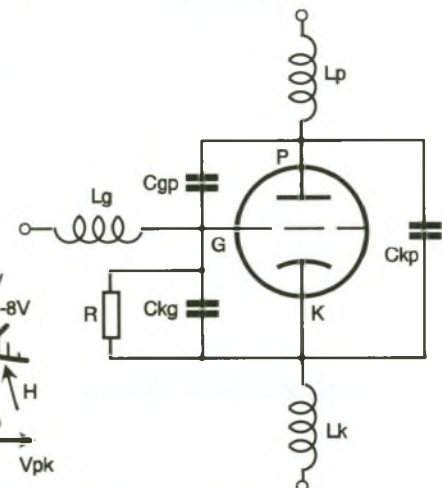


1 PRINCIPE DU TUBE TRIODE.

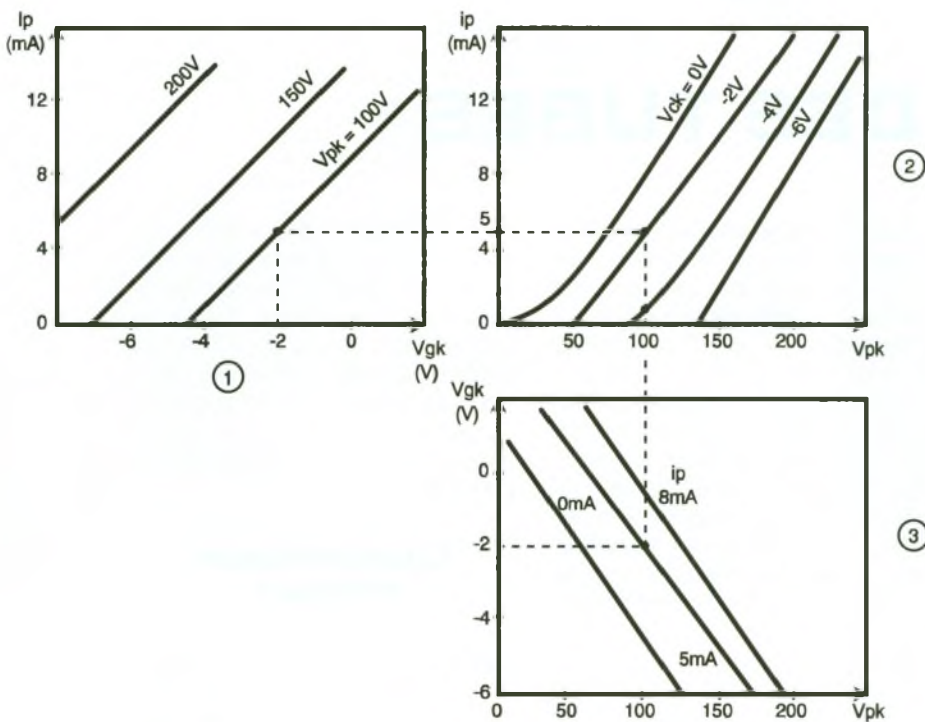
2 POLARISATION DE LA TRIODE AVEC LA MESURE DE L'EVOLUTION DU COURANT i_p EN FONCTION DE v_{gk} (A) ET RÉGIME DYNAMIQUE (B).



3 CARACTERISTIQUES i_p, V_{pk} D'UN TUBE TRIODE AVEC 2 DROITES DE CHARGE ET L'HYPERBOLE DE DISSIPATION MAXIMALE (H).



4 LE SCHEMA EQUIVALENT EN RF.



5

LES TROIS RESEAUX (INTERDEPENDANTS) CARACTERISTIQUES D'UN TUBE TRIODE.

deux autres, c'est pourquoi les constructeurs ne fournissent que le deuxième, appelé aussi « réseau de Kellog ».

Relation fondamentale

On sait que $ip = f(Vpk, Vgk) \Rightarrow d ip = (d ip/d Vpk) \times d Vpk + (d ip/d Vgk) \times d Vgk \Leftrightarrow d ip = 1/\rho \times d Vpk + s \times d Vgk$.

Si $ip = 0$, alors $d Vpk/d Vgk = -s.p$
 Or $(d Vpk/d Vgk) = -\mu \Rightarrow \underline{\mu = s.p}$
 et $\rho \times d ip = d Vpk + \mu \times d Vgk$.

On insère dans le circuit de plaque une résistance R, de manière à étudier le fonctionnement en régime dynamique (fig. 2 B).

$Vpk = Vp - R \times ip$, ce qui se traduit sur le réseau de Kellog par une droite de pente $-1/R$ (fig. 3).

Pour $ip = 0$ et quelle que soit la valeur de R, on a $Vpk = Vp$, c'est le point de « Cut Off », ou « recul de grille ». La valeur de tension de grille correspondante est obtenue à partir de la relation $ip = Vpk + \mu \times Vgk$. En effet, $ip = 0$ et $Vpk = Vp \Rightarrow Vgk = Vp/\mu$.

Limitation des tubes triode

Comme pour les transistors, on rencontre dans l'utilisation certaines limitations. Nous avons vu précédemment que la plaque ne pouvait pas dissiper une puissance thermique, trop importante, sous peine de libé-

rer à son tour des électrons. Les constructeurs définissent donc une puissance maximale en régime permanent $Pdmax$.

$Pdmax = Vpk \times ip$, ce qui se traduit sur le réseau de Kellog par une hyperbole de dissipation maximale H (fig. 3).

Les constructeurs nous fournissent aussi la tension et le courant d'alimentation du filament, le courant maximal de cathode, la tension maximale de la plaque, ainsi que les capacités parasites entre les électrodes. En effet, il faut considérer qu'en HF le tube a le schéma équivalent suivant (fig. 4) :

Cgp, Ckp, Ckg sont les capacités parasites.

$R = 1/(K \times F^2)$, R est due aux temps de transit des électrons.

Lp, Lg et Lk sont des inductances parasites dues aux connexions.

Nous verrons le mois prochain comment utiliser le tube triode en amplificateur, et la manière dont fonctionnent les tubes tétrade et pentode.

J.-F. MACHUT

Nouveautés sur Minitel
 d' **ELECTRONIQUE PRATIQUE**

3615 code EPRAT

Téléchargement
 des circuits imprimés
 en fichiers compactés
 pour un gain de temps.



16^e SALON INTERNATIONAL DE LA MAQUETTE ET DU MODELE REDUIT

Le 16^e salon international du modélisme se déroulera, du 8 au 17 avril 1995, au Parc des Expositions de Paris, Porte de Versailles, hall 1. La fréquentation du salon 1994 fut de plus de 200 000 visiteurs, ce qui prouve qu'il répond à une attente.

Il réunit cette année 260 exposants, plus de 10 000 modèles et maquettes sur une surface de 33 000 m². Les exposants sont fabricants, importateurs, artisans et négociants, qui représentent la quasi-totalité des produits existants actuellement sur le marché international.

Les visiteurs assisteront à des démonstrations de modèles réduits sur un plan d'eau, ils découvriront également dans un aquarium géant des engins en plongée sous-marine, l'espace aérien de 75 000 m³ permettra l'évolution d'avions, d'hélicoptères et autres objets plus ou moins curieux.

Pour compléter le panorama, on verra aussi les voitures radiocommandées, les réseaux de trains, les machines à vapeur, et bien sûr les figurines et les maquettes statiques.

Comité des expositions de Paris :
55, quai A.-Le Gallo, BP 317, 92107 Boulogne Cedex.
Tél. : 49.09.60.82.
Fax. : 49.09.61.06.



INITIATION

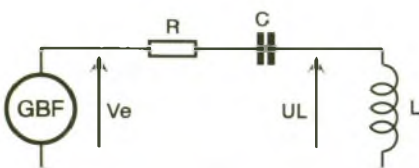
ETUDE DES FILTRES PASSE-HAUT, PASSE-BANDE ET RÉJECTEUR DU SECOND ORDRE

Cette étude nous a permis d'étudier et de constater l'intérêt que présentent les filtres passe-bas du 2^e ordre par rapport à ceux d'ordre 1. Nous consacrerons cette partie aux trois autres types de filtres. Etant donné que de nombreuses propriétés de ces filtres, liées en particulier au coefficient d'amortissement réduit, découlent de celles des filtres passe-bas, nous invitons le lecteur à s'y reporter en cas de problème.

I – Le passe-haut du 2^e ordre

A) Fonction de transfert

Pour réaliser un filtre passe-haut du 2^e ordre non décomposable en deux filtres du 1^{er} ordre, on peut encore utiliser un circuit R-L-C série, la sortie étant prélevée aux bornes de l'élément inductif L et non aux



1

LE FILTRE PASSE-HAUT.

bornes du condensateur, comme ce fut le cas pour le passe-bas (fig. 1). Le calcul de la fonction de transfert $Th(\omega) = UL/Ve$ peut être conduit en utilisant les notations complexes. Pour éviter au lecteur cette étape de calcul, nous donnons ci-dessous les expressions du module et de l'argument de Th .

En posant $\omega_0^2 = 1/(LC)$, $m = 0,5 RC\omega_0$ et en introduisant la pulsation réduite $x = \omega/\omega_0$ nous avons :

$$Th(x) = \frac{x^2}{\sqrt{(1-x^2)^2 + 4m^2x^2}}$$

et

$$Ar(Th) = 180^\circ - \text{Arct} \frac{2mx}{1-x^2}$$

On reconnaît au dénominateur du module de Th la même expression que pour le filtre passe-bas du 2^e ordre. La seule différence provient du numérateur $(\omega/\omega_0)^2$, dont on voit la conséquence sur le diagramme de Bode asymptotique de la figure 2a puisque ce terme correspond à l'addition d'une droite de pente +40B/décade passant à 0 dB pour ω_0 .

La phase de Th se déduit de celle du passe-bas par simple addition de 180°, d'où le diagramme asymptotique de la figure 3a. L'observation des diagrammes de Bode du gain du passe-haut et du passe-bas montre qu'il existe entre eux une symétrie par rapport à l'axe vertical d'abscisse ω_0 . En tenant compte de ces remarques, on peut tracer facilement les courbes réelles du passe-haut à partir de celles du passe-bas de même coefficient d'amortissement réduit. Les courbes réelles des figures 2b et 3b correspondent aux valeurs $m = 0,707$ et $m = 0,2$. Comme pour le passe-bas, on observe un pic de résonance dans la bande passante pour les valeurs de $m < 0,707$.

II – Le passe-bande

A) Fonction de transfert et diagramme de Bode

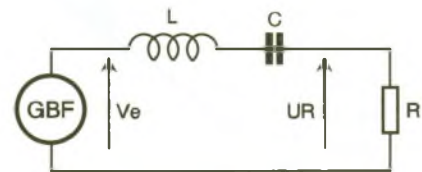
En nous appuyant toujours sur le circuit RLC série, on obtient un filtre

passe-bande en prélevant la tension de sortie aux bornes de la résistance R, comme le suggère la figure 4. L'introduction des constantes $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ et $m = 0,5 RC\omega_0$ dans les calculs de la fonction de transfert $Tb(\omega) = UR/Ve$ conduit aux résultats suivants :

$$Tb(\omega) = \frac{2m\frac{\omega}{\omega_0}}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2 + 4m^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2}}$$

et

$$Ar(Th) = 90^\circ - \text{Arct} \frac{2m\frac{\omega}{\omega_0}}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$



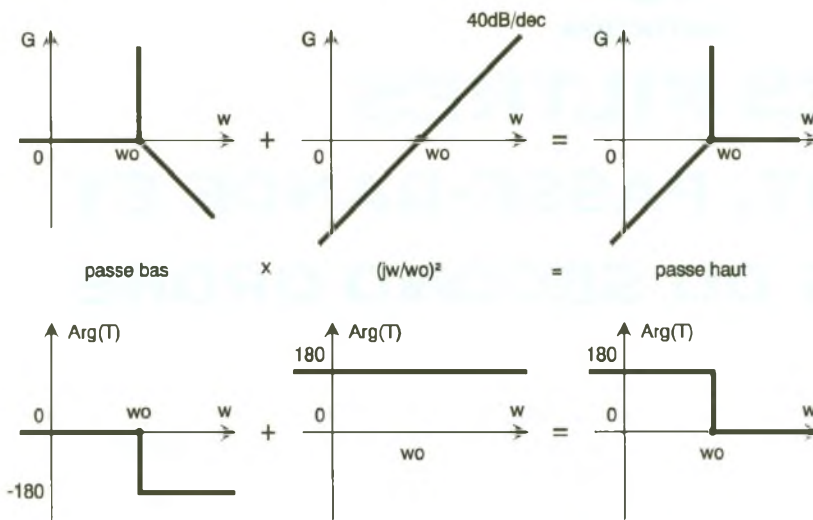
4

LE FILTRE PASSE-BANDE.

La différence par rapport à la fonction de transfert principale du passe-bas du 2^e ordre réside cette fois dans le coefficient $2m\omega/\omega_0$ du numérateur du module de Tb et dans l'addition de 90° pour la phase par rapport à celle du passe-bas.

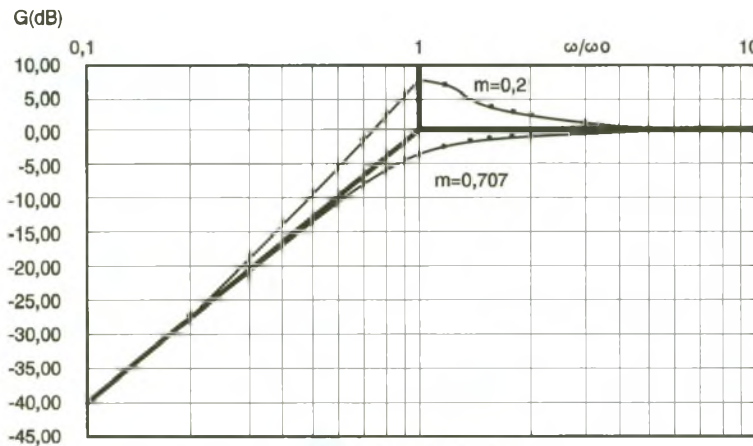
Pour construire le diagramme de Bode asymptotique du gain (fig. 5a), on ajoute au diagramme de la fonction de transfert du passe-bas une droite de pente 20 dB/déc passant par le point de coordonnées $(\omega_0/2m; 0 \text{ dB})$, et, pour la phase, on décale celui-ci de 90° vers le haut (fig. 6a).

Les courbes réelles ont été tracées pour $m = 0,2$ et $0,707$ (fig. 5b et 6b). Comme pour toutes les autres valeurs de m , les sommets des courbes de gain sont tous confondus avec le point de coordonnées $(\omega_0; 0 \text{ dB})$ puisque, pour $\omega = \omega_0$, $T = 1$ (soit $G = 0 \text{ dB}$), quelle que soit la valeur de m .

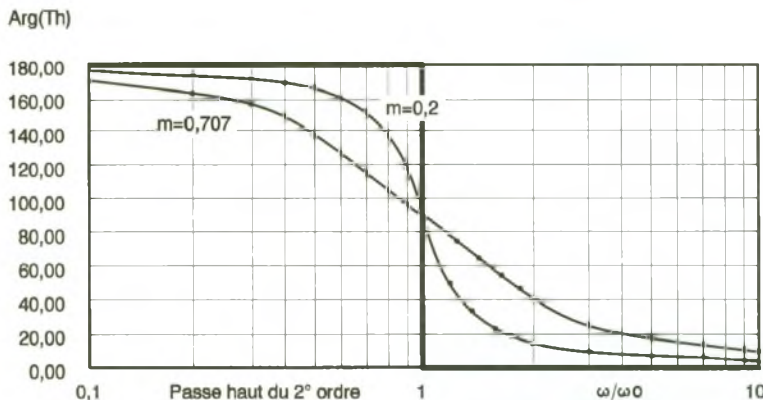


2a/3a DIAGRAMES DE BODE DU PASSE-HAUT.

2b/3b COURBES AMPLITUDE/PHASE D'UN PASSE-HAUT.



Passe haut du 2° ordre



Passe haut du 2° ordre

B) Bande passante à -3 dB

En effectuant quelques modifications sur la forme de Tb et en introduisant le coefficient de qualité $Q = 1/2 m$, on peut aisément calculer la bande passante de ce filtre que l'on définit habituellement à -3 dB, soit pour $T = T_{max}/\sqrt{2}$. Les extrémités de cette bande pas-

sante correspondent aux pulsations $\omega_1 = \omega_0 (-m + \sqrt{m^2 + 1})$ et $\omega_2 = \omega_0 (m + \sqrt{m^2 + 1})$. La bande passante (en pulsation) vaut par conséquent $B = \omega_2 - \omega_1 = 2 m \omega_0 = \omega_0/Q$. Exprimée en fréquence, cette bande vaut $B = 2 m f_0 = f_0/Q$. Plus le coefficient de qualité Q sera grand, plus la bande passante

sera étroite et plus le filtre sera sélectif. Cette remarque justifie l'appellation « coefficient de qualité ». Un rapide calcul permet de constater que la phase vaut $\pm 45^\circ$ aux extrémités de la bande passante. En réception, ce sont ces filtres R, L, C, sous leur forme série ou parallèle, que l'on utilise pour sélectionner les bandes de fréquences à recevoir. On en trouve par conséquent à l'entrée des récepteurs ainsi qu'au niveau des étages « moyenne fréquence », à 455 kHz ou 10,7 MHz suivant le cas. Etant donné que le paramètre $Q = 1/2 m$ intervient dans l'expression de la largeur de la bande passante et que $m = 0,5 R C \omega_0$, on peut élargir celle-ci en augmentant la valeur de la résistance R du circuit.

III – Filtre réjecteur

A) Fonction de transfert

On peut réaliser un tel filtre en associant les éléments R, L, C comme le suggère la figure 7a. Le calcul de la fonction de transfert $Tr(\omega) = UR/VE$ conduit aux expressions du module et de l'argument de Tr ci-dessous, dans lesquelles nous avons utilisé les mêmes constantes ω_0 et m que pour les circuits précédents :

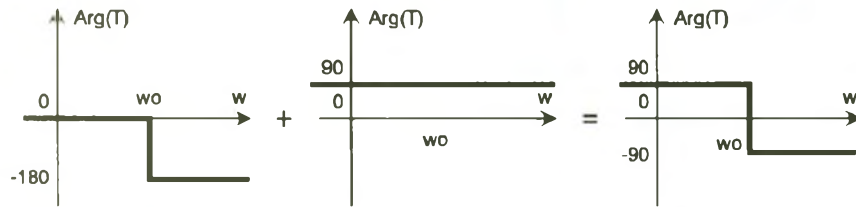
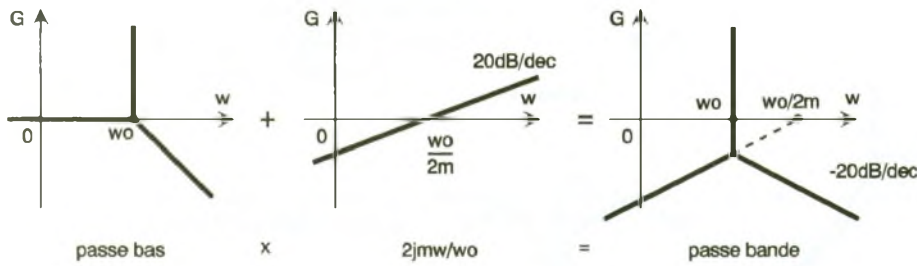
$$|Tr(\omega)| = \frac{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2}{\sqrt{(1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2)^2 + 4 m^2 (\frac{\omega}{\omega_0})^2}}$$

et

$$Arg(Th) = - Arctg \frac{2 m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2}$$

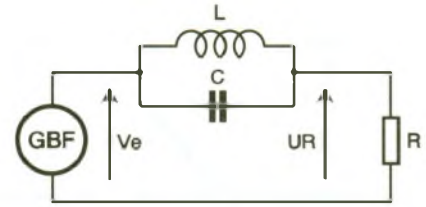
$$\text{si } \omega < \omega_0 \text{ et } 180^\circ - Arctg \frac{2 m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2} \text{ si } \omega > \omega_0$$

En séparant le numérateur du module de $Tr(\omega)$ en deux morceaux, on reconnaît dans chacun les formes correspondant au passe-bas et au passe-haut qui prouve que $Tr(\omega)$ est en fait l'association en parallèle d'un passe-bas et d'un passe-haut, comme le montre le schéma bloc de la figure 7b. Cette approche est confirmée, tout au moins pour le montage que nous étudions, par le fait que les circuits C-2R et L-2R du schéma équivalent de la figure 7c sont effectivement des passe-haut et passe-bas que l'on connecte en parallèle, tant à l'entrée qu'à la sortie. Les résistances utilisées dans chaque filtre ont une valeur commune égale à 2R car elles se retrouvent en parallèle, ce qui donne bien une résistan-

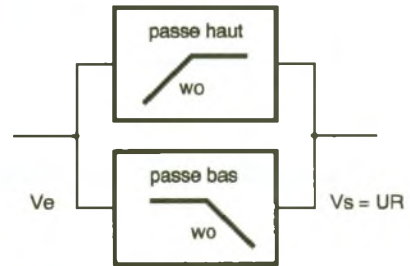


5a/6a DIAGRAMMES DE BODE DE PASSE-BANDE.

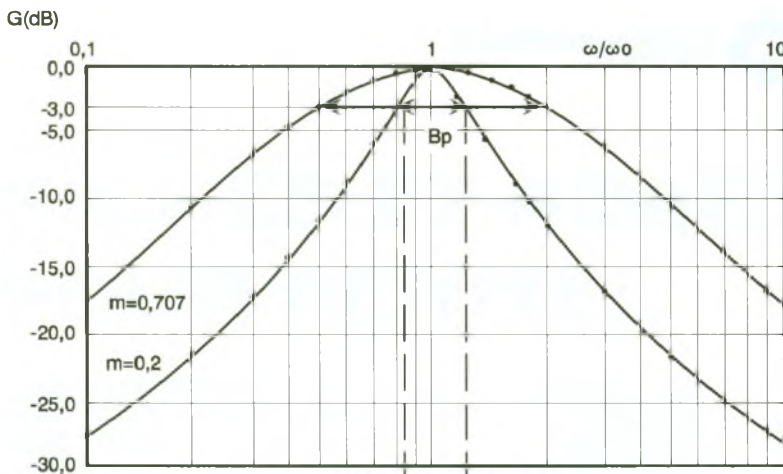
5b/6b COURBES AMPLITUDE/PHASE D'UN PASSE-BANDE.



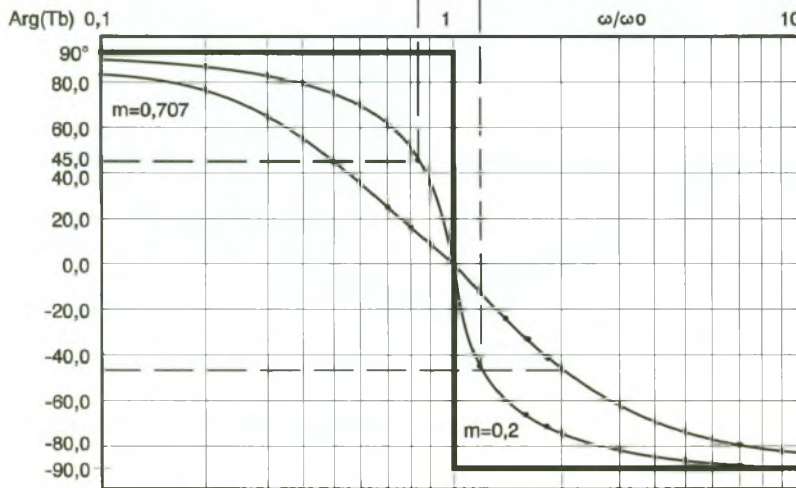
7a LE FILTRE REJECTEUR.



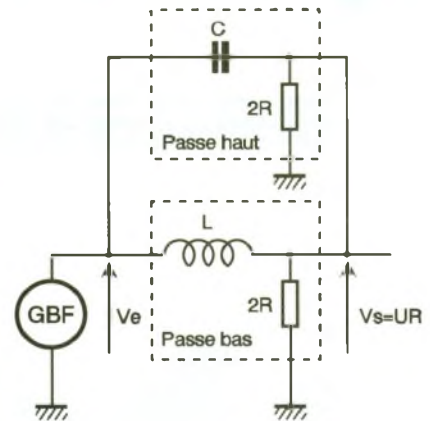
7b SCHEMA EQUIVALENT DU REJECTEUR.



Courbes de gain du passe bande. $B_p=2mF_0$



Courbes de phase du passe bande.

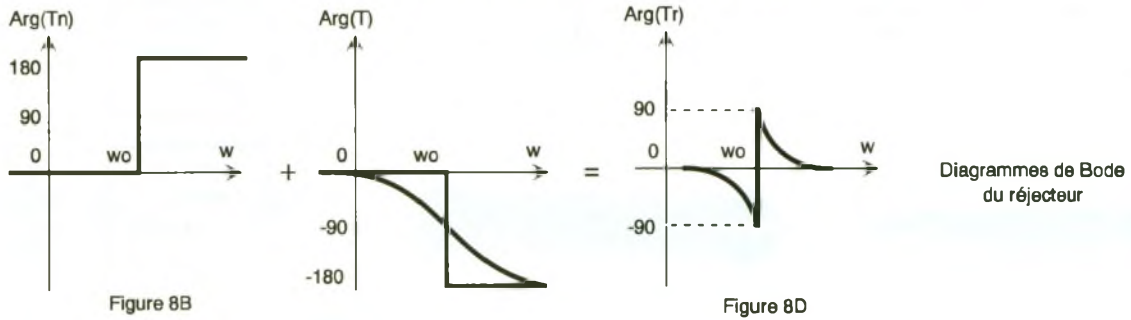
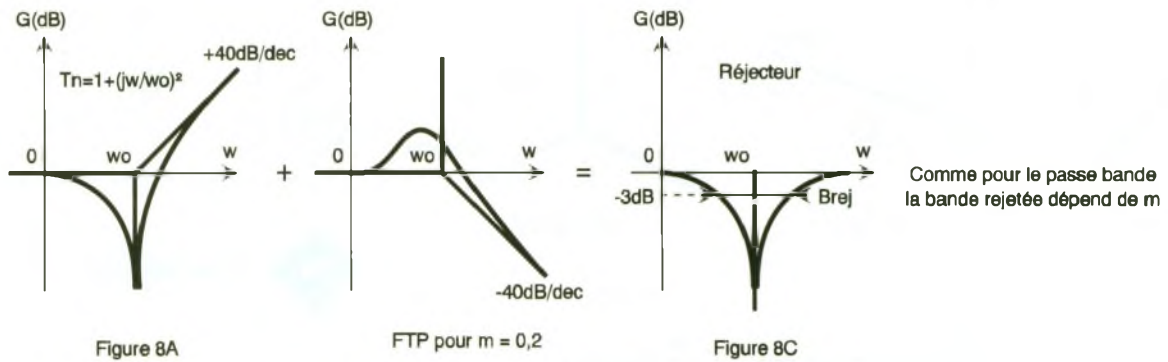


7c STRUCTURE POSSIBLE POUR REALISER UN REJECTEUR.

ce équivalente de valeur R . Pour la phase, on doit ajouter 180° lorsque ω est supérieure à ω_0 car le terme $[1 - (\omega/\omega_0)^2]$ devient négatif.

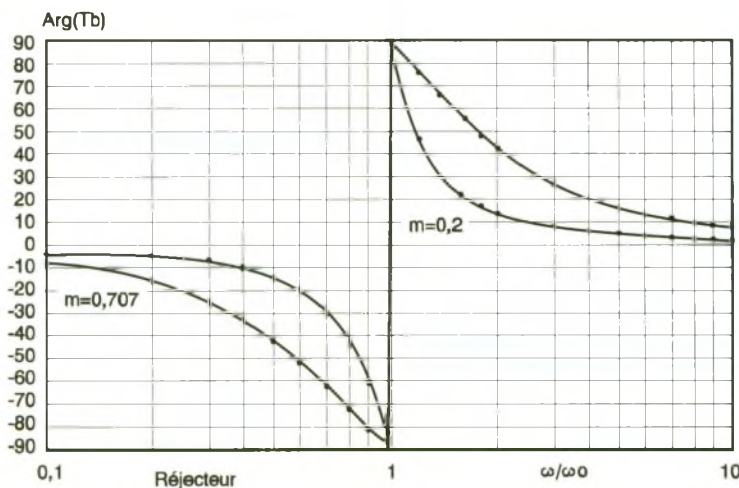
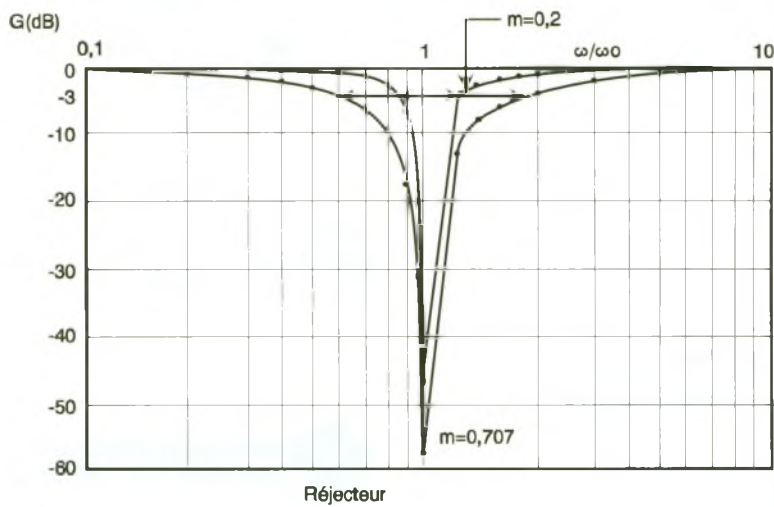
B) Diagrammes de Bode

Sur le plan graphique, on obtient le diagramme de Bode du gain en additionnant les diagrammes relatifs au numérateur $1 - (\omega/\omega_0)^2 = T_n$ et au dénominateur qui correspond à celui d'un filtre basse-pass du 2^e ordre déjà étudié. Les constructions sont faites en tenant compte des courbes réelles (fig. 8a). Le résultat est représenté figures 8b dans le cas où $m = 0,2$ et $0,707$. Pour la phase, on retrouve l'addition



8a DIAGRAMMES DE BODE D'UN REJECTEUR.

8b COURBES APLITUDE/PHASE DU REJECTEUR.



de 180° à partir de ω_0 , ce qui provoque une discontinuité pour cette pulsation.

Sur ces courbes, on constate que les signaux de pulsation ω_0 sont parfaitement éliminés.

Dans la pratique, les phénomènes observés ne sont pas aussi marqués car les éléments utilisés sont loin d'être parfaits (l'inductance L présente une résistance série par exemple).

Il en résulte généralement une réjection imparfaite des signaux de pulsation ω_0 et une variation de phase moins franche pour ω_0 .

IV – Bilan

Les études que nous venons de détailler assez longuement nous ont permis de constater l'importance des résultats établis pour le filtre passe-bas puisque ceux-ci ont été systématiquement utilisés pour les autres filtres.

C'est pour cette raison qu'il faut bien connaître les particularités (essentiellement dues au paramètre « m ») de cette fonction de transfert lorsqu'on travaille sur les filtres du 2^e ordre. Il est recommandé de conserver « sous la main » le document relatif aux courbes réelles de gain et phase correspondant à différentes valeurs de « m », que nous avons publié dans notre précédent exposé, afin de remplacer des calculs longs et fastidieux par une simple lecture des valeurs du gain ou de l'argument de \underline{I} .

V – Méthode générale d'analyse des filtres unicellulaires

La méthode décrite ci-dessous concerne les filtres non cascades, c'est-à-dire les filtres dont la fonction de transfert est soit du 1^{er}, soit du 2^e ordre et non décomposable ($m < 1$).

Lorsqu'un problème plus compliqué doit être résolu, il faut isoler chaque sous-cellule, afin de rentrer dans le cadre que nous allons définir.

Le schéma du filtre étant connu, son étude doit débuter par le calcul de sa fonction de transfert en régime sinusoïdal. Il s'agit généralement du rapport de sa tension de sortie par sa tension d'entrée. La méthode a été implicitement utilisée pour chacun des filtres que nous avons étudiés jusqu'à maintenant, que ce soit pour les filtres d'ordre 1 ou 2. Ensuite, on introduit les constantes ω_0 et m si le filtre est d'ordre 2.

Une fois ce travail terminé, on détermine la nature du filtre (passe-haut, passe-bas, etc.) par identification avec les fonctions de transfert soit du 1^{er}, soit du 2^e ordre.

C'est souvent au niveau de cette identification que le débutant se trompe. La forme des expressions doit être rigoureusement identique à celles que nous avons proposées.

Lorsque la nature du filtre est connue, on passe au calcul des constantes ω_0 et m . La valeur de m renseigne alors très précisément sur la forme exacte des courbes de gain et de phase du filtre. Si celles-ci ne conviennent pas totalement, on agit sur les composants entrant dans l'expression de ces paramètres, afin d'obtenir le but recherché.

Notre prochain article sera consacré à l'étude des filtres actifs à base d'AOP, afin de pouvoir passer de l'analyse à la synthèse, qui est l'étape la plus intéressante pour le concepteur de montages électroniques.

F. JONGBLOET

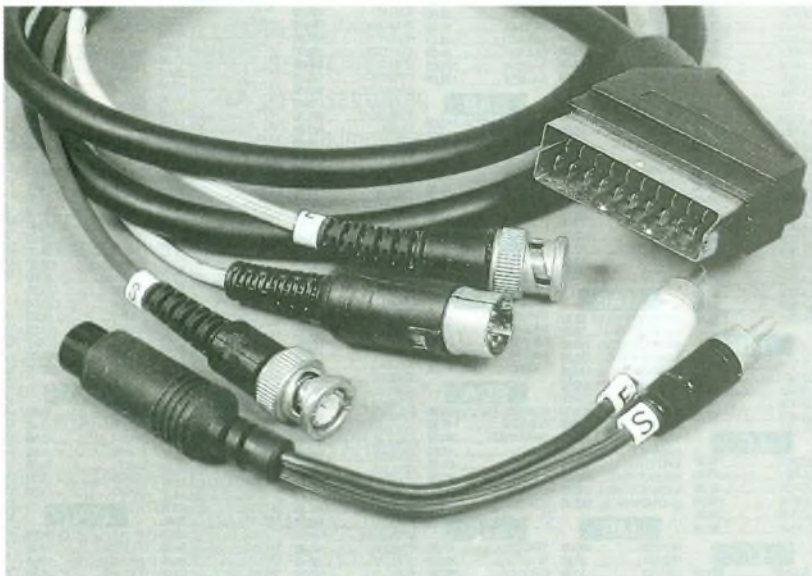
NOUVELLES CAMERAS MINIATURES

La société Selectronic de Lille commercialise une caméra vidéo N&B « subminiature » dont le « poids plume » avoisine les 27 g avec des dimensions de 37 x 38 x 27 hors tout. Elle ne nécessite qu'un éclairage minimal de 1 lux, la résolution de 380 (H) x 450 (V) lignes et 297 984 pixels lui procure une excellente qualité d'image.

La caméra CA-H32C se trouve disponible en deux versions, soit avec l'objectif grand angle miniature ou avec l'objectif interchangeable à monture de type « C » de diamètre 17 mm. Une version couleur (CA-HO38C) est également disponible en standard PAL, elle se constitue de trois platines empilables de 42 x 42 mm pouvant former un bloc de 70 mm de haut avec son objectif.

Selectronic
BP 513, 59022 Lille Cedex
Tél. : 20.52.98.52
Fax : 20.52.12.04
Serveur Minitel :
3615 code SELECTRO.

FICHES ET ADAPTATEURS POUR PERITEL



Adaptateur fiche peritel vers :

- FICHES BNC VIDEO
- FICHES DIN AUDIO
- FICHES DIN VERS RCA POUR L'AUDIO



LA FICHE PERITEL RETIREE DE SON BOITIER



DEUX MODELES DE FICHES PERITEL FEMELLE



Composants TERAL

26

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



Pour le cinquantième de la Libération de Paris, TERAL libère à la baisse tous ses prix. N'hésitez pas à nous visiter pour en profiter !

OSCILLOSCOPES

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

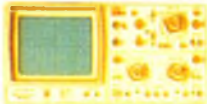
9012 Double trace 2 x 20 MHz Testeur
Composant. Livré avec 2 sondes 3790 F

9302 2 x 20 MHz. Mémoire numérique 2 K
Sensibilité 1 mV/DIV. Livré avec 2 sondes 7650 F

9016 Oscilloscope 2 x 60 MHz.
Livré avec 2 sondes 8090 F

RMS 225 BI-WAVETEK 4 digits Auto/Manuel. Bargraph
rapide. Gaine anti-chocs. Conforme aux normes sécurité
IEC 348, garantie 3 ans 1560 F

HAMEG



HM 303
Double trace 2 x 30 MHz avec testeur de composants
Livrés avec 2 sondes 3990 F

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

HM 604
2 x 60 MHz avec expansion Y X 5
Post. accéléré 14 KV avec 2 sondes combinées 6760 F

HM 1005
3 x 100 MHz avec 2 sondes 8780 F

SERIE MODULAIRE

HM 8001
Appareil de base avec alimentation
permettant l'emploi de 2 modules 1577 F

HM 801/1/3 Multimètre numérique 2395 F

HM 8021/3
Fréquence-mètre 10 Hz à 1 MHz Digital 2360 F

HM 8032
Générateur sinusoidal 20 Hz à 20 MHz.
Affichage de la fréquence 2150 F

HM 8028 Analyseur de spectre 5870 F

MONACOR

LES «NEWS» MULTIMETRES DIGITAUX

DMT 2040 Modèle «Pocket» 4000 PTS. Hold. 270 F

DMT 2055 Automatique. Bargraph 4000 PTS. 3 1/2 Digits.
Data Hold. Test diodes. Fréquence-mètre. 890 F

DMT 2070. Testeur de composants.
Capacimètre. Test diodes. 450 F

LCR 3500 Pont de mesure digital. Affichage LCD.
Mesure résistance, capacité, inductance et facteur de
dépériolion. 990 F

LDM 815 GRIP - DIP mètre 970 F

R D 1000 Décade de résistance 650 F

CM 300 Capacimètre 690 F

PROMOTIONS

- 68705 P3S N.C. par 13

- DL 470 ns par 10

- 2N2222 métal par 10

- 2N2907 métal par 10

- Petite maie par 10

- Coaxial 75 Ohm par 10

- Coaxial 50 Ohm par 10

- Pochette de 1000 résistances 1/2 W panachées 4,85 F

- Kit programmeur 68705 avec alim. 250 F

ALIMENTATION 300-500 mA 1 A PRIX SUPER !

CONVERTISSEURS

A TRANSISTORS 12 V - DC - 220 V - AC
CV - 101. Puissance 120 W 365 F

CV - 201. Puissance 225 710 F

TRANSFORMATEURS

110/220 V 60 VA 91 F

110/220 V 150 VA 116 F

Accessoires mesure Pince de test
Adaptateur Cordons. Pointe de touche

MULTIMETRES



DM 2 310 F

DM 5 XL 390 F

DM 10 XL 440 F

DM 15 XL 510 F

DM 23 XT 715 F

DM 25 XT 740 F

DM 27 XT 790 F



NOUVEAUTE DU MOIS ! DM 28 XT 889 F

EDM 1122 690 F

CM 20 - capacimètre 1080 F

DM 93 - 4000 PTS. Bargraph rapide.
Stock limité 920 F

FREQUENCEMETRES



UC 10E 3400 F

FG2A 1950 F

FG3BE 2990 F

ETUDIANTS PROVINCE
*Remises à déduire
nous consulter !*

MULTIMETRES

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



CENTRAD

346. 1 Hz à 600 MHz 1995 F

961. Générateur de fonctions 1 Hz à 200 KHz.
Sinus carré - Triangle - impulsion
Sortie 15 V 50 Ohm 1650 F

GENERATEURS DE FONCTIONS

FG 2A. 7 gammes. Sinus carrés triangles.
Entrée VCF-OFFSET BI-WAVETEK 1775 F

FG3 AE. 0,2 Hz à 2 MHz BI-WAVETEK 2700 F

AG 1000. Générateur BF. 10 Hz à 1 MHz 5 calibres.
Faible dist. imp. 600 Ohm. Monacor 1680 F

SG 1000. Générateur HF. 100 kHz à 150 MHz 6 calibres.
Précis 1,5%. Sortie 100 mV. Monacor 1680 F

869. Générateur de fonctions de
0,01 Hz à 11 MHz Centrad 3490 F

ALIMENTATIONS

ELC alimentations

AL 745 AX de 1 V à 15 V - 3 A 730 F

AL 812 de 1 V à 30 V - 2 A 790 F

AL 781 N. de 0 V à 30 V - 5 A 1980 F

AL 891. 5 V - 5 A 390 F

AL 892. 12,5 V - 3 A 350 F

AL 893. 1,25 V - 5 A 430 F

AL 894. 12 V - 10 A 750 F

AL 895. 12 V - 20 A 1350 F

AL 897. 24 V - 6 A 750 F

APRES INVENTAIRE... DES AFFAIRES A FAIRE !

Lots de 50 transistors (AD-BD-MJ-AC-BDY...) 29 F

Lots de 10 potentiomètres 7 F

Lots de 100 condensateurs PF - MF - NF 19 F

LABO-PLAQUES

Toujours à votre service
pour réaliser vos circuits imprimés.

PLAQUES EPOXY

PRESENSIBILISEES

100 x 160 PROMOTION 9 F pièce

150 x 200 23 F pièce

200 x 300 49 F pièce

PERCEUSES MAXICRAFT

Perceuse 42 W 75 F

Perceuse 42 W avec outils + alimentations
en coffret 173 F (l'ensemble)

Perceuse 50 W 194 F

Alimentation pour perceuse 125 F

Support perceuse 87 F

Fer à souder gaz et
Mini chalumeau 198 F

LES NEWS DU MOIS

Lot de 10 cordons croco-test 23 F

Pompe à désouder métal 25 F

Compresseur 12V - gonfler 190 F

Mini-testeur 25 F

Pochette 8 tournevis isolés 1000V 60 F

Pochette 4 pinces Brucelles 51 F

Pochette 4 pinces électroniques isolées 60 F

plier/couper 60 F

Multitesteur digital 3,5 digit LCD, AC/DC etc. 99 F

Multitesteur digital 20A - AC/DC - HFE - etc. 195 F

RE
M
I
S
E
S
S
P
É
C
I
A
L
E
S
A
U
X
É
T
U
D
I
A
N
T
S

NEW
Nouvelle station à souder
JBC
FER A SOUDER
JBC
Réglable de 150° à 450°. Prix
Fers JBC à partir de 155 F
Nous consulter

GRANDE BRADERIE

Sur composants, pré-amp en kit, transfo, coffret H.P.
etc. Quelques exemples : TRANSFO TORIQUES ILP

- PSU 431 120 VA 2 x 35 V 50 F

- PSU 561 120 VA 2 x 45 V 50 F

- PSU 311 80 VA 1 x 18 V 48 F

PRE-AMPLIS

- HY 50 180 F

- HY 69 260 F

- HY 74 260 F

- HY 77 225 F

- HY 78 280 F

Kits électroniques
Kits collèges
Kits OK nous consulter

CH 102 lecteur copieur de 68705 P3S 420 F

CH 62 programmeur pour 68705 P3S 190 F

LABO 10 décade de résistances 198 F

EXPE 10 amplificateur téléphonique 90 F

Porte badge à LED 50 F

Tous types de connecteurs et
adaptateurs audio-vidéo
radio-TV en stock
Nous consulter

**Attachez votre ceinture,
mettez le son à fond la caisse !**
ex : kit 200 W CAR à partir de 800 F l'ensemble
TERAL vous présente
ses nouveaux équipements voiture réalisés
avec les ingénieurs Audax !

Kits AUDAX

Nouvelle gamme



**Kits fournis avec filtre, évent,
bornier et plan de montage**

HTP 170, l'unité 320 F

HTP 210, l'unité 580 F

HTP 420, l'unité 925 F

HTK 170, l'unité 1270 F

HMP 1000, l'unité 800 F

HMC 1700, l'unité 2120 F

HMP 2100, l'unité 1635 F

HMX 2100, l'unité 2360 F

PRO 3814, l'unité 1790 F

PRO 3817, l'unité 2240 F

Kit TRIPHONIQUE

HTP 817 1100 F



NOUVEAU HP SONO

BEYMA SALADIER ALU

CELESTION

TW MOTOROLA Piezo

PROMO

KSN 1005 - 150 W - Façade carrée 66 - 45 F

KSN 1016 - 100 W - Façade rect. 74 - 52 F

KSN 1025 - 150 W - Mèdium 92 - 82 F

KITS DAVIS NOUS CONSULTER

Kits SONO TERAL

Kit SONO - T 150 - 3 voies - 3 HP - PA 160 W
1 boomer CELESTION 30 cm, 1 médium compression
1 Tweeter PIEZO, 1 filtre 540 F

Kit SONO - T 200 - 3 voies - 5 HP - PA 300 W
- 2 boomers 30 cm, 1 médium compression,
1 Tweeter + filtre 880 F

Kit EBENISTERIE T 200 (Bois, grilles, coins, etc.) 470 F

Kit SONO - T 250 - 3 HP - PA 250 W
- Boomer 38 cm CELESTION
Tweeter, médium compression 1020 F

Kit EBENISTERIE T 250
(Bois, grilles, coins, etc.) 479 F



TERAL, C'EST AUSSI LA HIFI ET LA SONO

Le son professionnel pour disco-mobile ou discothèques.
Venez voir et écouter dans notre show-room.

