

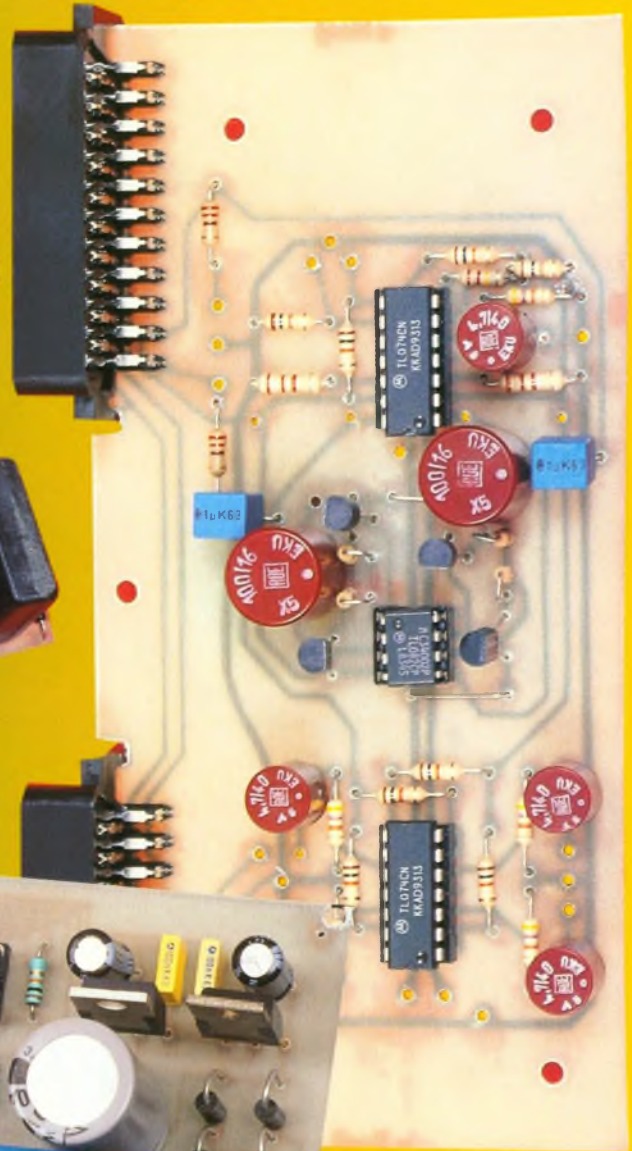
ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMÉRO 182 JUIN 1994 MJD



AUDIO

MIXAGE AUDIO POUR PRISES PERITEL



AMPLI BOOSTER POUR AUTO

INITIATION AU BUS I²C



REGULATEUR POUR PANNEAUX SOLAIRES

JEUX DE LUMIERE A EPROM



T 2437 - 182 - 24,00 F



ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 182 JUIN 1994
I.S.S.N. : 0243 4911

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

S.A. au capital de 5 160 000 F
9 à 19, rue Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 42 00 33 05 - Fax : 42 41 89 40
Télex : 920 409 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 BAJCIK**

Maquette : **Jacqueline BRUCE**

Couverture : **Rachid MARAI**

Avec la participation de :

J.-F. Machut, G. Martin, H. Cadinot, E. Champeboux, R. Knoerr, F. Coulon, P. Oguic, P. Morin, J.-M. Lefebvre, F. Jongbloët, A. Garrigou, D. Roverch.

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

Marketing/Ventes : **Jean-Louis PARBOT**
Tél. 42.00.33.05

Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE, 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. : 42 00 33 05 - CCP Paris 3793-60
Directeur commercial : **Jean-Pierre REITER**
Chef de publicité : **Pascal DECLERCK**
Assisté de **Karine JEUFFRAULT**

Abonnement **Marie-Christine TOUSSAINT**
Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 28).
Préciser sur l'enveloppe : « SERVICE ABONNEMENTS »
Important Ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.
Les règlements en espèces par courrier sont strictement interdits.
ATTENTION ! Si vous êtes déjà abonné, vous faciliterez notre tâche en joignant à votre règlement soit l'une de vos dernières bandes-adresses, soit le relevé des indications qui y figurent. • Pour tout changement d'adresse, joindre 2,50 F et la dernière bande.
Aucun règlement en timbre poste
forfait 1 à 10 photocopies : 30 F

Distribué par **TRANSPORTS PRESSE**



« Ce numéro a été tiré à 66 100 exemplaires »



Revue Pdf

REALISEZ VOUS-MEME

- 29 **3** Table de mixage audio pour sources vidéo
- 36 **8** Régulateur chargeur d'accus cd Ni pour panneaux solaires
- 39 **11** Jeux de lumière programmable à EPROM
- 47 **19** Commande ergonomique pour moteurs pas à pas
- 51 **23** Télécommande de trains au standard HO
- 60 **29** Amplificateur booster pour automobiles
- 66 **33** Compteur de taxes téléphoniques
- 79 **45** Alimentation haut rendement pour bougies à filament
- 83 **47** Stéthoscope pour accumulateurs au plomb et cd Ni
- 91 **55** Guidage optique d'un mobile

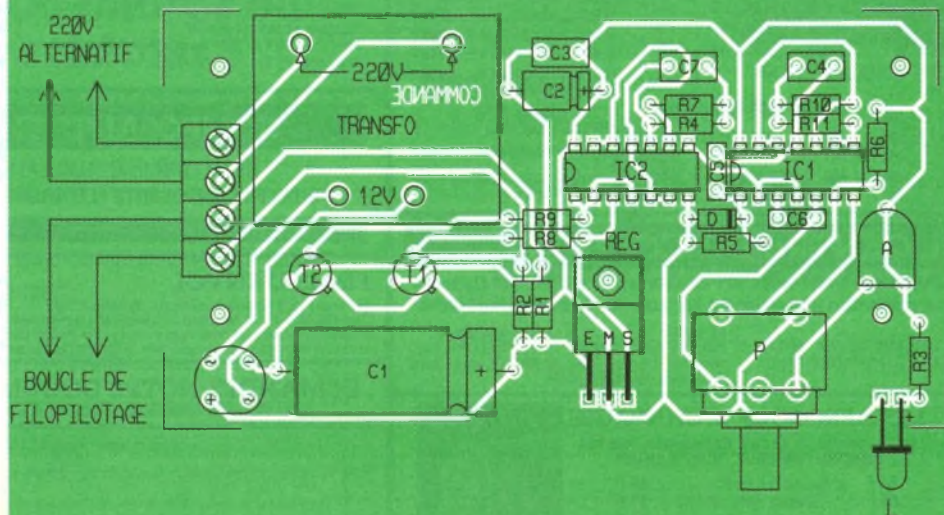
PRATIQUE ET INITIATION

- 74 **40** Introduction au bus I2C
- 89 **53** Potentiomètres électroniques
- 104 **63** Généralités sur les décibels
- 107 ***** Fiches à découper

DIVERS

- 100 **61** Caméra CCD Sélectronic CA29C
- 112 **66** 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.



DOMOTIQUE



PC



ROBOT



RADIO



FICHE TECHN



AUTO



JEUX



MODÉLISME



MESURES



AUDIO



GADGETS



INITIATION



COURRIER



FICHE À DÉCOUPER

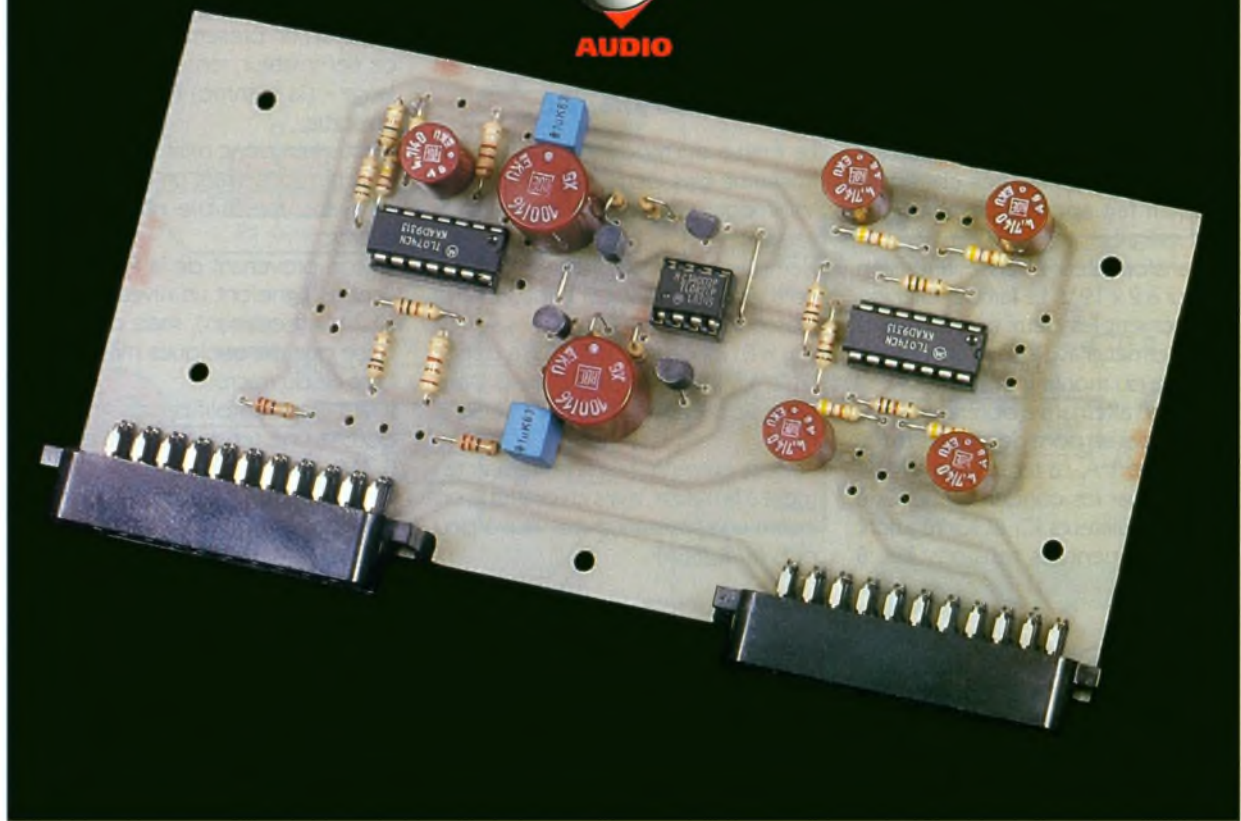


TABLE DE MIXAGE POUR SOURCES VIDEO

Ce mélangeur simple et performant permet, à faible coût, de remanier les bandes son de n'importe quelle source vidéo. Comme les téléviseurs, magnétoscopes et caméscopes fonctionnent de plus en plus en stéréo, notre mélangeur suivra la musique et travaillera lui aussi en stéréo pour les entrées « Péritel » et « ligne ». En revanche, l'entrée « micro » sera en mono (les micros stéréo restent du domaine professionnel...).

De plus, pour garder un coût de revient aussi faible que possible, notre montage n'a pas la prétention de bousculer les standards de la haute fidélité; ce qui ne l'empêche pas d'avoir toutefois des performances séduisantes.

Enfin, notre mélangeur est équipé de trois sorties différentes :

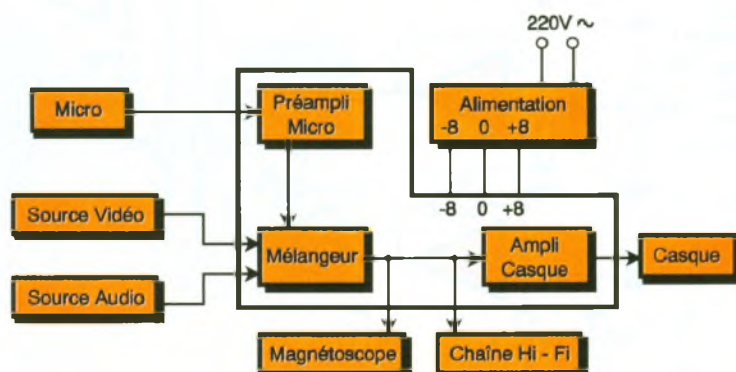
- sortie Péritel pour enregistrer sur un magnéto- scope le résultat du mixage audio ;
- une sortie casque ;
- une sortie ligne pour attaquer une platine cassette ou une chaîne HiFi.

Principe de fonctionnement

Comme le montre le synoptique **figure 1**, une alimentation symétrique fournit la tension au module principal.

Ce module peut être lui-même décomposé en trois parties : un préampli micro, le mélangeur à proprement parler et l'ampli casque.

1 LE SCHEMA SYNOPTIQUE.



Réalisation pratique

a) L'alimentation

Le schéma de cette alimentation symétrique $2 \times 8V$ est très classique, puisqu'il fait appel à deux régulateurs intégrés.

Un transformateur abaisse la tension secteur à $2 \times 12V$. Le fait de relier extérieurement les deux enroulements nous permet d'avoir un point milieu : la masse du montage.

La tension alternative obtenue est redressée par un pont de diodes moulé rond de 1 A. La tension est ensuite filtrée par les condensateurs C_1 à C_4 . Les régulateurs IC_1 et IC_2 régulent respectivement les tensions à $+8$

et $-8V$. Les condensateurs C_5 à C_8 filtrent la tension de sortie.

b) Le module principal

Le cœur du module principal est constitué des deux ampli-op VII et VIII montés en « sommateur-inverseurs ».

L'ampli-op étant en régime linéaire, on a $V_x = V_y = 0V$, car Y est relié à la masse. Au point X, on a : $i_1 + i_2 + i_3 + i_5 = 0$ (loi de Kirchoff). On a donc : $V_1/R_1 + V_2/R_2 + V_3/R_3 + V_5/R_4 = 0$. Dans notre application, $R_1 = R_2 = R_3$ et $R_4 = R_4$.

Sur cet exemple, Y est relié directement à la masse, mais en pratique on insère une résistance qui vaut à peu près $R_1/R_2/R_3/R_4$.

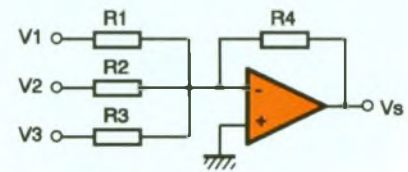
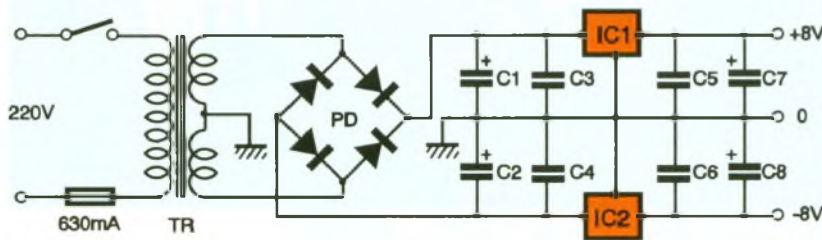
Ainsi, si l'on présente trois tensions à ce sommateur, on obtient le « mélange » (la somme) de ces tensions en sortie.

Il nous faut donc maintenant obtenir trois tensions ayant un même niveau et ayant une faible résistance de source.

Le son provenant de la Périétel et de l'entrée ligne ont un niveau suffisant ($0,7V$ eff environ), mais on ne dispose que de quelques millivolts sur l'entrée du micro.

Il faut donc amplifier ce signal pour obtenir une tension équivalente de $0,7V$.

On a une première amplification réalisée par l'ampli-op V qui a un gain valant $-R_1/R_3 = -22$. Pour pouvoir fai-



2

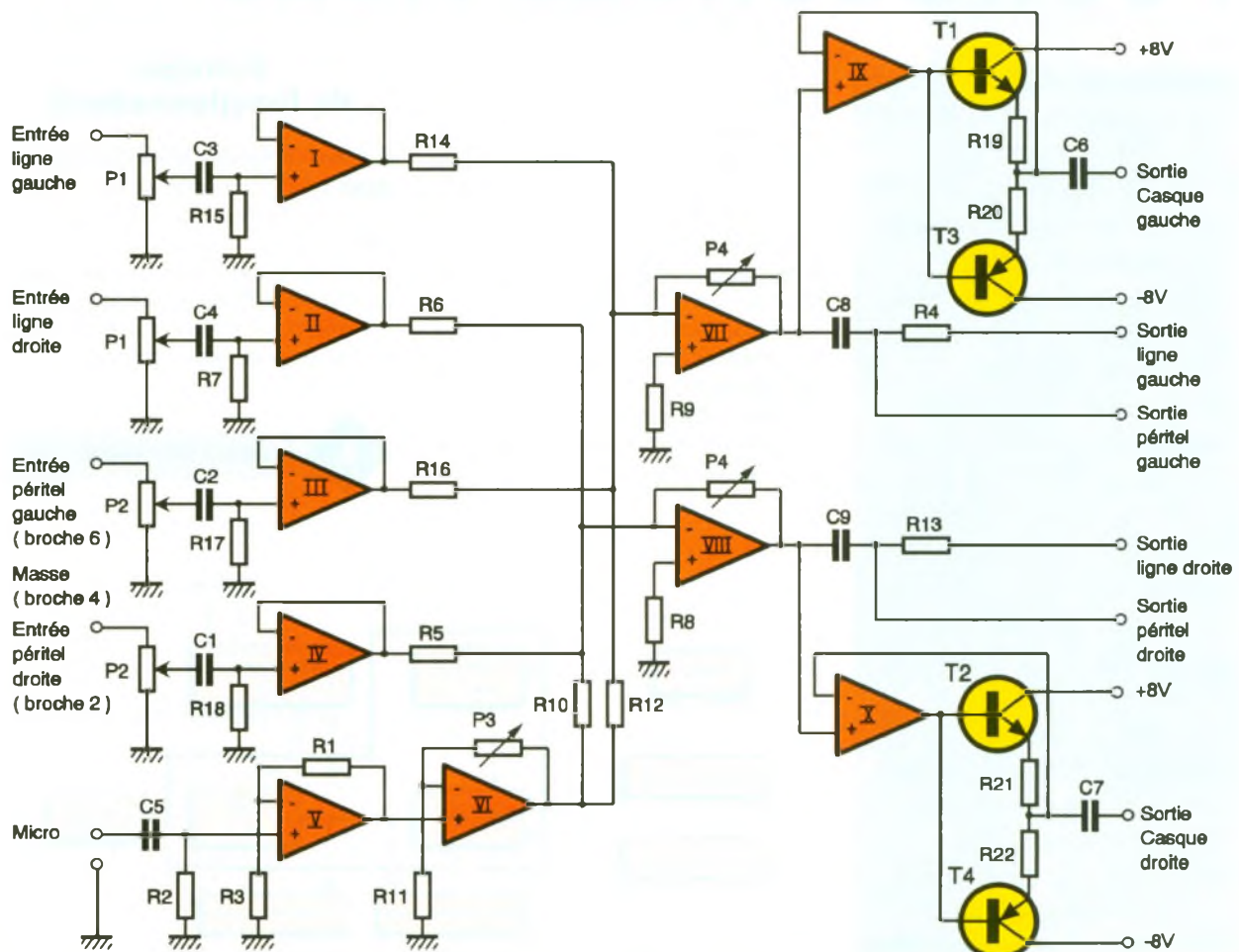
L'ALIMENTATION.

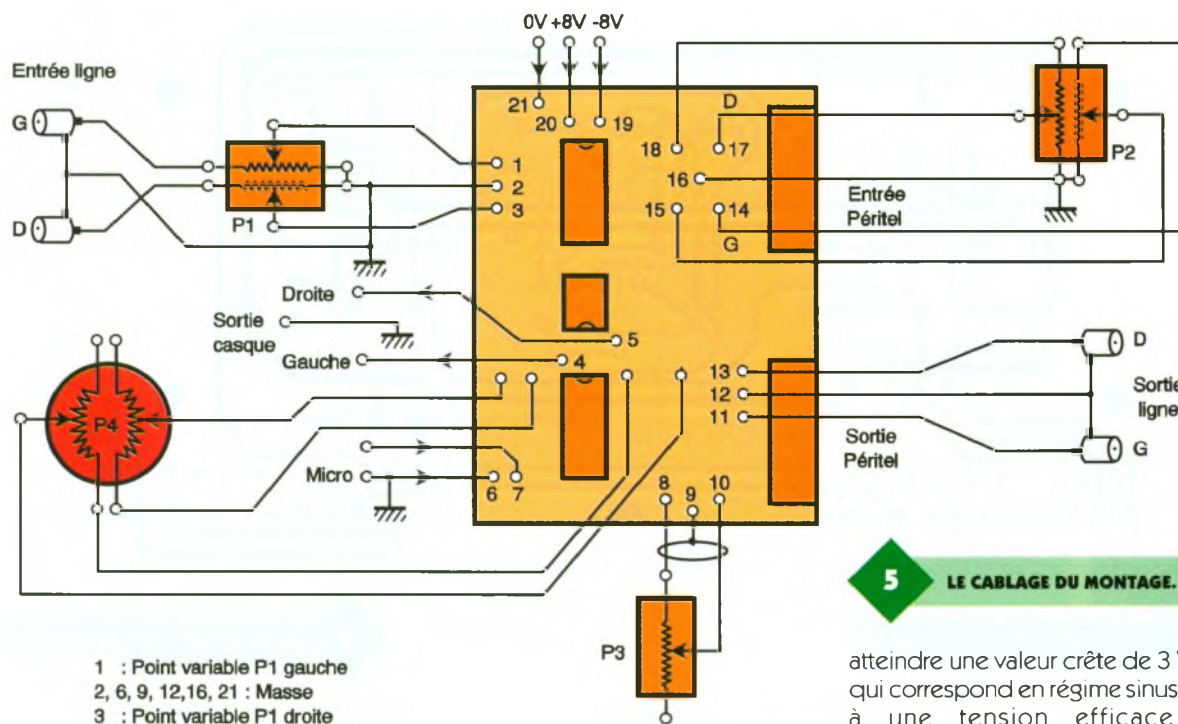
3

PRINCIPE DU MIXAGE.

4

LE SCHEMA THEORIQUE.

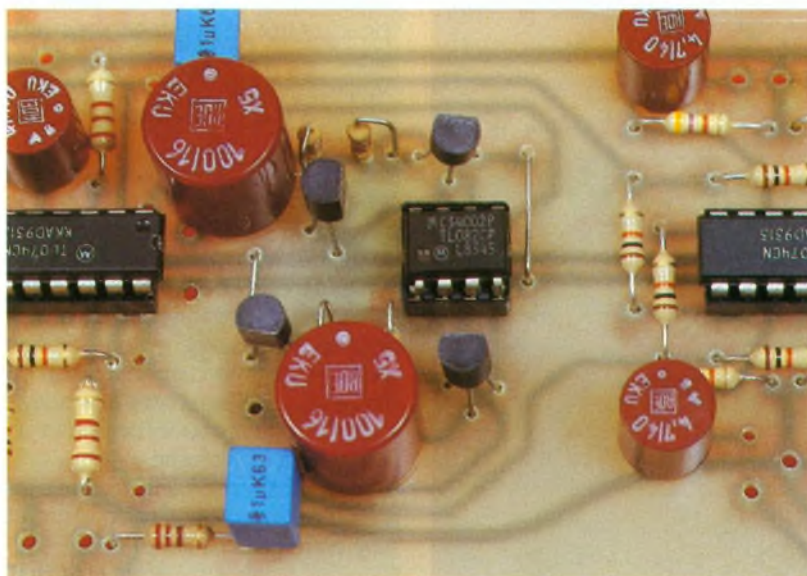




- 1 : Point variable P1 gauche
- 2, 6, 9, 12, 16, 21 : Masse
- 3 : Point variable P1 droite
- 4 : Sortie casque gauche
- 5 : Sortie casque droite
- 7 : Entrée Micro
- 8, 10 Résistance variable P3
- 11 : Sortie ligne gauche
- 13 : Sortie ligne droite
- 14 : Son Périel voie gauche
- 15 : Point variable P2 gauche
- 17 : Son Périel voie droite
- 18 : Point variable P2 droite
- 19 : - 18V
- 20 : + 8V

re varier cette tension et l'amener à 1 V, on a un deuxième étage amplificateur de gain variable $-P_3/R_{11}$. Si $P_3 = 100 \text{ k}\Omega$, le gain est de -10 et si $P_3 = 1$. Ainsi, le gain total est de 220 si P_3 est à fond, sinon le gain vaut 1. Pour obtenir des tensions variables à

3 CIRCUITS INTEGRÉS SUFFISANT POUR LE FONCTIONNEMENT DU MONTAGE.



partir des entrées Périel et ligne, on utilise des potentiomètres montés en diviseurs de tension. Les condensateurs C_1 à C_4 ne laissent passer que la composante alternative du signal audio. Pour obtenir des faibles résistances de source, on utilise quatre ampli-op (I, II, III et IV) montés en suiveurs : on retrouve comme tension de sortie la tension présentée sur l'entrée non inverseuse.

L'ampli casque

Les casques ont en général une impédance comprise entre 16 et 100 Ω et la puissance admissible varie de 20 à 400 mW. La difficulté consiste donc à trouver un bon compromis entre ces deux paramètres. La tension de sortie du mélangeur pourra

5 LE CABLAGE DU MONTAGE.

atteindre une valeur crête de 3 V, ce qui correspond en régime sinusoïdal à une tension efficace de $3/1,4 = 2,1 \text{ V}$.

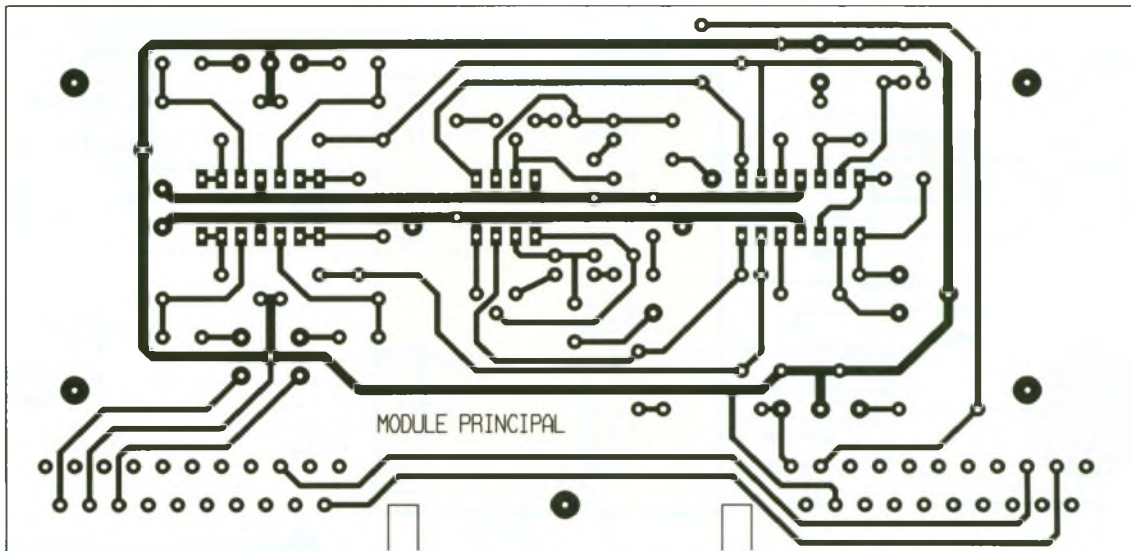
On a $P = U \times I/Z$, or Z peut varier de 16 à 100 Ω , P peut donc varier, suivant le casque que l'on mettra, de 45 à 280 mW.

Cette gamme de puissance nous convient, il n'est donc pas nécessaire de mettre un gain en tension supplémentaire, mais on doit intercaler entre la sortie du mélangeur et le casque un adaptateur d'impédance, car l'intensité maximale que peuvent fournir les ampli-op VII et VIII est de 200 mA.

L'adaptateur d'impédance est un pull-push de classe B contre-réactionné pour éviter les distorsions de croisement. Les ampli-op IX et X fixent le potentiel de sortie, les transistors T_1 et T_2 amplifient les alternances positives du signal, T_3 et T_4 les alternances négatives. Si l'on juge le niveau sonore trop important dans les écouteurs, on pourra intercaler des résistances (de 47 à 220 Ω) sur le socle Jack.

Câblage de l'ensemble

Le câblage est réalisé avec des fils blindés de petite section. On choisira de préférence du câble extra-souple pour faciliter la mise en place dans le boîtier. On réduira le plus possible la longueur des fils amenant le 220 V pour minimiser le rayonnement 50 Hz. De même, on choisira un transformateur moulé plutôt qu'un autre ; le circuit imprimé de l'alimentation est prévu pour supporter un transformateur du type « Monacor » ou Schaffner (extra-plat mais plus cher...).

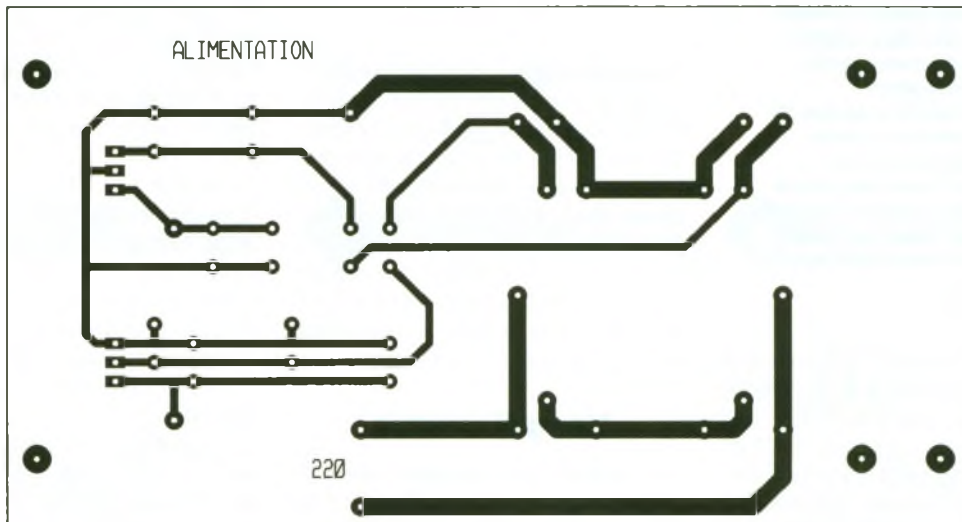


6

DESSINS DU CIRCUIT IMPRIME DE LA CARTE PRINCIPALE.

8

DESSINS DU CIRCUIT IMPRIME DE L'ALIMENTATION.



L'ALIMENTATION DU MONTAGE.



Mise en route

Après avoir vérifié une dernière fois l'implantation des composants, on peut mettre le montage sous tension.

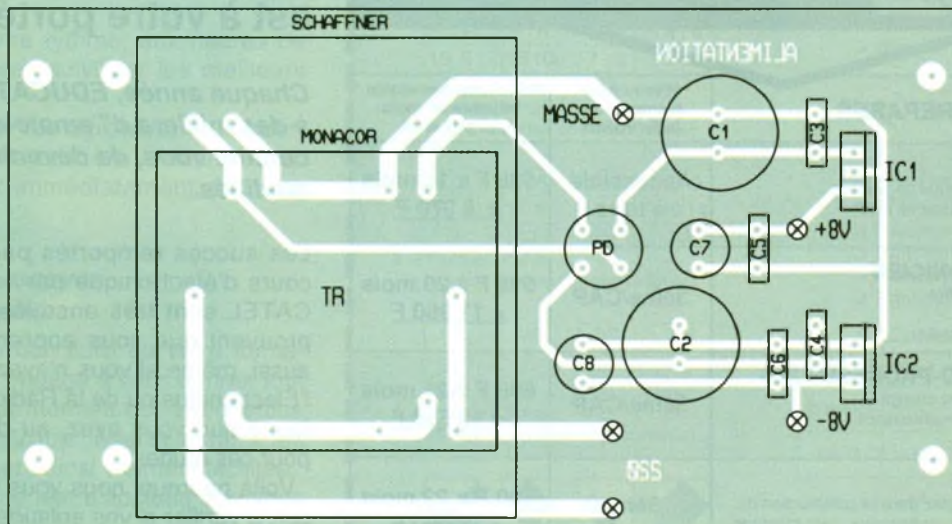
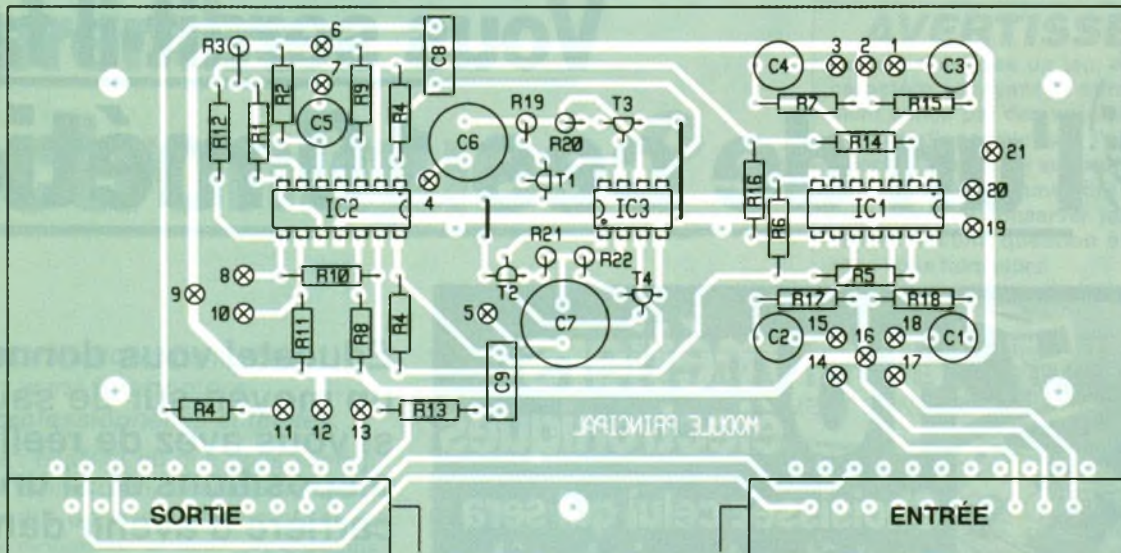
Vérifiez au voltmètre que vous avez bien + 8 V et - 8 V en sortie de l'alimentation.

Dès lors, on peut relier la Péritel d'entrée à un téléviseur et la Péritel de sortie à un magnétoscope.

Mettre les trois potentiomètres rectilignes à 0 et P₄ en position milieu. Faire varier P₃ du minimum au maximum tout en enregistrant, le son doit être présent dans le casque. Lorsqu'on repasse l'enregistrement à la télévision, on doit retrouver l'image et un son variant en intensité.

Si l'essai est concluant, on peut recommencer en ajoutant un micro et une entrée extérieure...

J.-F. MACHUT



7/9 L'IMPLANTATION DE LA CARTE PRINCIPALE ET DE L'ALIMENTATION.

- Nomenclature**
- Alimentation**
 Tr: transformateur moulé, Monacor 2 x 12 V 10 VA,
 PD: pont de diodes rond 1 A 50 V
 C₁, C₂: cond. chim. radial 1 000 µF 25 V
 C₃ à C₆: cond. LCC 100 nF
 C₇, C₈: cond. chim. radial 100 µF 16 V
 CI₁: LM7808
 CI₂: LM7908
- Module principal**
- Potentiomètres**
 P₁, P₂: pot. rect. stéréo 2 x 47 kΩ log
 P₃: pot. rect. mono 100 kΩ Lin

- P₄: pot. rot. stéréo 2 x 47 kΩ log
- Résistances 1/4 W 5 %**
 R₁: 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
 R₂, R₇, R₁₅, R₁₇, R₁₈: 47 kΩ (jaune, violet, orange)
 R₃, R₅, R₆, R₁₀, R₁₁, R₁₂, R₁₃, R₁₆: 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₄, R₁₃: 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R₈, R₉: 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
 R₁₉ à R₂₂: 4,7 Ω (jaune, violet, noir)
- Semi-conducteurs**
 CI₁, CI₂: TL074 (ou TL084)
 CI₃: TL072 (ou TL082)
 T₁, T₂: BC 517
 T₃, T₄: BC 516
- Condensateurs**
 C₁ à C₅: 4,7 µF/16 V non polarisé, type EKU

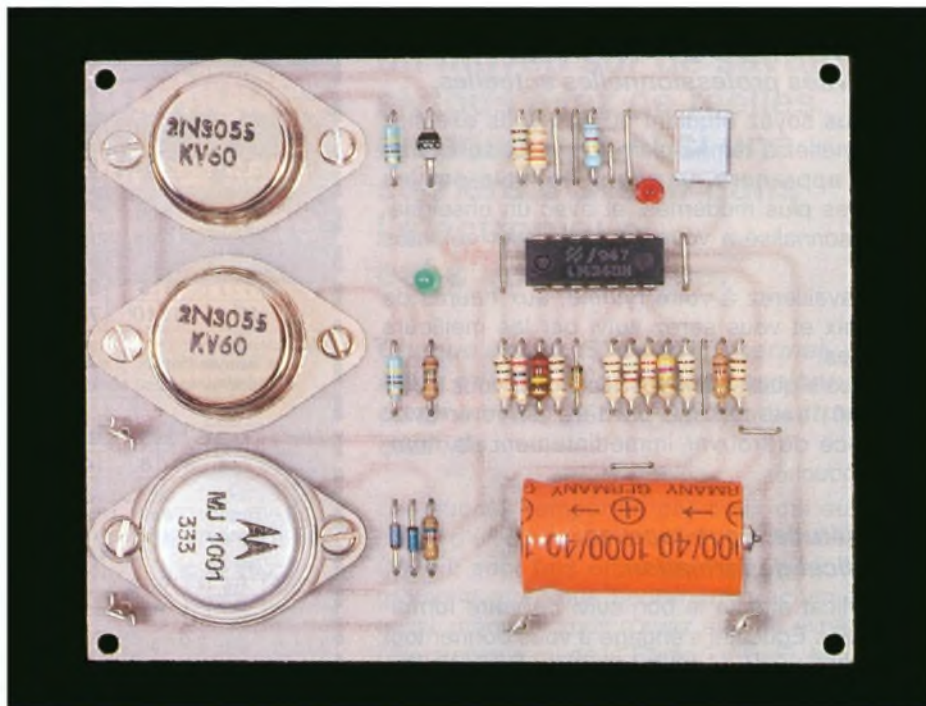
- C₆, C₇: 100 µF/16 V non polarisé, EKU
 C₈, C₉: cond. LCC 1 µF
- Divers**
 2 embases Scart (socles Péritel)
 4 socles RCA (femelles)
 1 socle Jack 6.35 mono (pour le micro)
 1 socle Jack 6.35 stéréo (sortie casque)
 1 interrupteur secteur
 2 straps sur le circuit imprimé
 Câble blindé
 Fil souple
 Boîtier pupitre (type IML PRG2 ou Retebox RA2...)
 Support fusible pour boîtier
 Fusible 0,5 A 250 V
 Cordon secteur
 Boutons pour les potentiomètres



DOMOTIQUE

REGULATEUR DE CHARGEUR POUR PANNEAUX SOLAIRES

Si vous avez l'intention de faire fonctionner un de vos montages à l'aide d'une batterie dont l'entretien incombe à un panneau solaire, cette platine devrait vous satisfaire. L'utilisation d'un panneau solaire pour assurer la charge d'une batterie qui alimente en permanence un appareil quelconque pose certains problèmes, principalement au niveau des pertes ; tout gaspillage doit être réduit au minimum et évité à tout prix. Grâce au montage que nous vous proposons, ces problèmes sont évités au maximum.



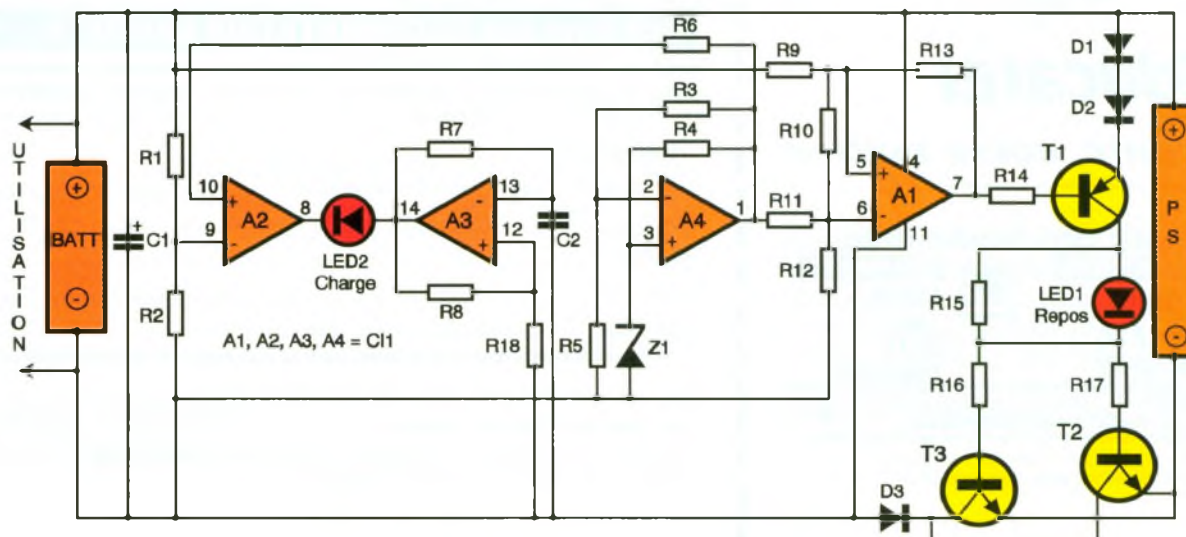
Dans la plupart des chargeurs ou alimentations à régulation, le courant entre les deux éléments principaux (à savoir la batterie et le panneau solaire) passe par une résistance chutrice qui dépense de l'énergie lorsque l'accumulateur est pleinement chargé.

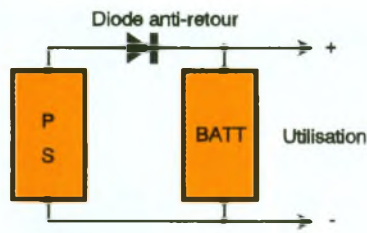
Description (Fig. 1)

Un boîtier contenant quatre amplificateurs opérationnels suffit pour réaliser le montage qui se décompose de la manière suivante :

- La batterie (12 V) est isolée du panneau solaire par une diode dans la ligne négative lorsque cette dernière dépasse la tension de 13,5 V.
- Lorsque la tension de la batterie

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.





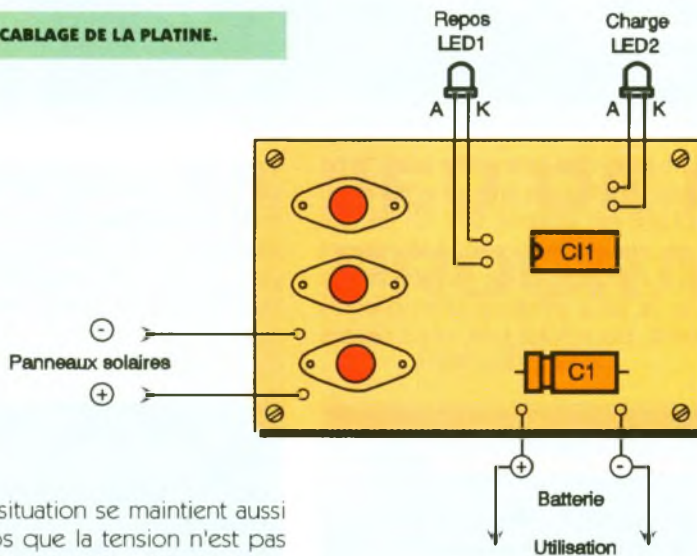
2

UTILISATION CLASSIQUE DES PANNEAUX SOLAIRES.

est inférieure à cette tension de 13,5V, les transistors T_1 , T_2 , T_3 sont conducteurs et le courant de charge provenant du panneau solaire passe vers cette dernière, la diode LED₁ s'allume.

4

CABLAGE DE LA PLATINE.



— Cette situation se maintient aussi longtemps que la tension n'est pas parvenue à la tension de circuit ouvert, mais dès qu'elle devient supérieure, A₁ voit sa sortie passer au niveau bas, les transistors T_1 , T_2 , T_3 sont bloqués.

— Le montage reste dans cette position tant que la tension se maintient (aux alentours de 13,2V), sinon la charge recommence.

— Si la tension de la batterie continue de baisser, de 13,2V à 11,4V environ, donc décharge importante, l'amplificateur A₂ passe au niveau bas ; de ce fait, il en résulte que la cathode de la LED₂ est également au niveau bas, elle s'allume, indiquant la situation de charge. Cette LED s'allume grâce au courant fourni par le multivibrateur astable réalisé avec A₃ qui donne une fréquence de travail de 2Hz environ.

— Par ailleurs, A₄ fournit une tension de référence de 6V afin de maintenir les points de commutation aux niveaux 11,4V et 13,2V.

— Le circuit travaille avec des courants de 3 A maximum.

2

MISE EN SERVICE DU REGULATEUR.

Réalisation (fig. 2 et 3)

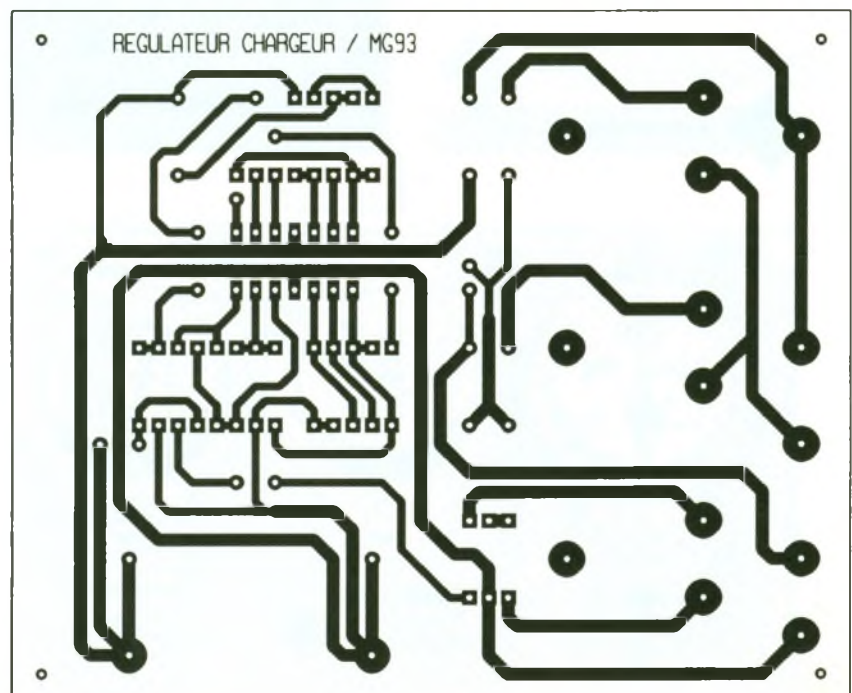
Comme à l'accoutumée, il faut débiter par la fabrication du circuit imprimé ; à ce sujet, veuillez suivre scrupuleusement le tracé, vous pouvez

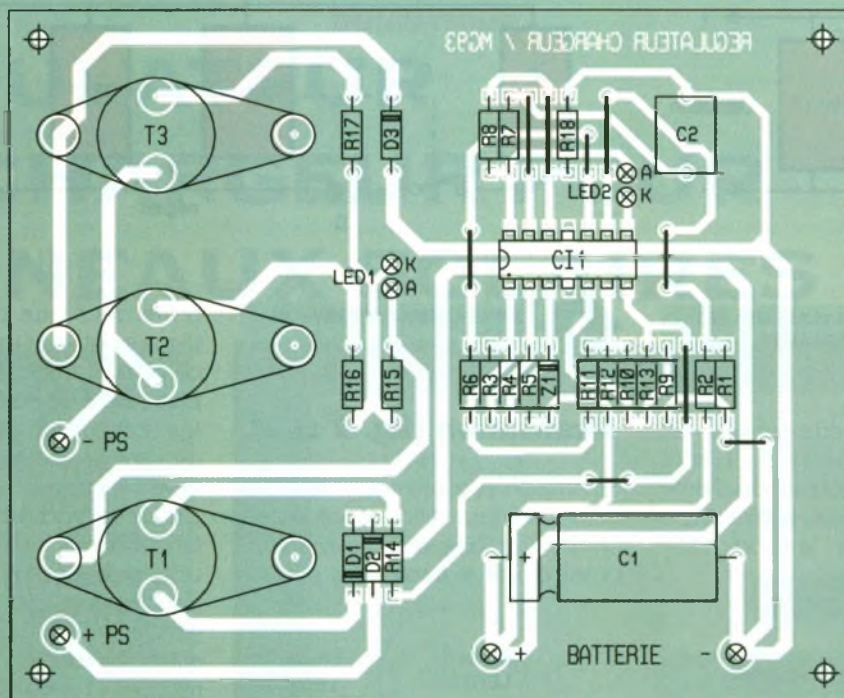
remarquer que certaines pistes (ligne positive et ligne négative) sont divisées, il s'agit là d'une méthode particulière, appelée « piste en étoile » ; cette façon de faire a pour but de garantir une meilleure immunité envers les parasites qui ne manquent pas de se produire lors des commutations durant les cycles de charge. Les perçages sont effectués suivant les diamètres des composants, en général à 0,8 mm pour la plupart, les autres, en fonction de leurs caractéristiques (1 mm, 1,2 mm et 3,2 mm pour le passage des fixations de la platine dans le coffret).

L'implantation des divers composants ne pose pas de problème particulier, comme à l'habitude, commencez par les straps, puis les résistances, diodes, condensateurs, circuit intégré, transistors de puissance, attention, toutefois, aux composants polarisés.

5

LE CIRCUIT IMPRIME.



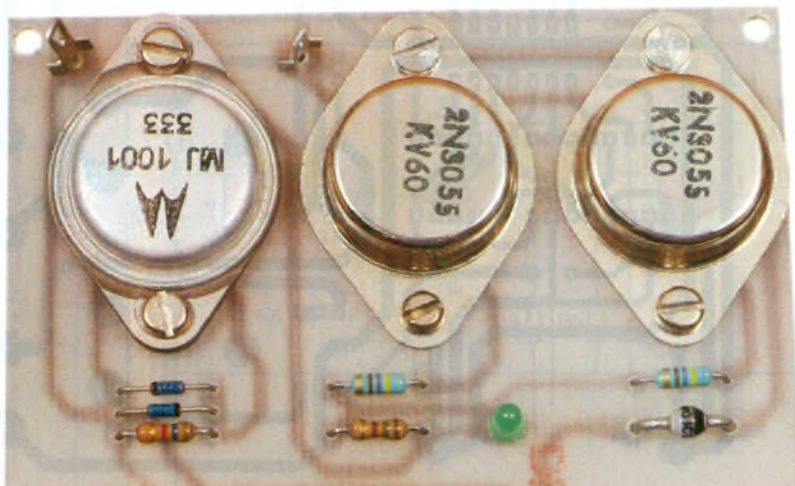


6

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

Le câblage, quant à lui, se résume à relier la batterie par des fils de diamètre de 1,5 à 2 mm², faire de même pour le panneau solaire, les deux diodes LED sont disposées soit directement sur le circuit, soit sur le panneau de votre coffret par l'intermédiaire de fils souples. Il n'y a pas de réglage, cela doit fonctionner du premier coup, sauf erreur dans votre travail.

LES TRANSISTORS T₁, A T₃.



Il va s'en dire que cette platine ne peut fonctionner que si le panneau solaire est adapté tant en ce qui concerne sa tension que le courant qu'il est capable de fournir dans le cas le plus propice d'ensoleillement; pour notre part, nous l'avons

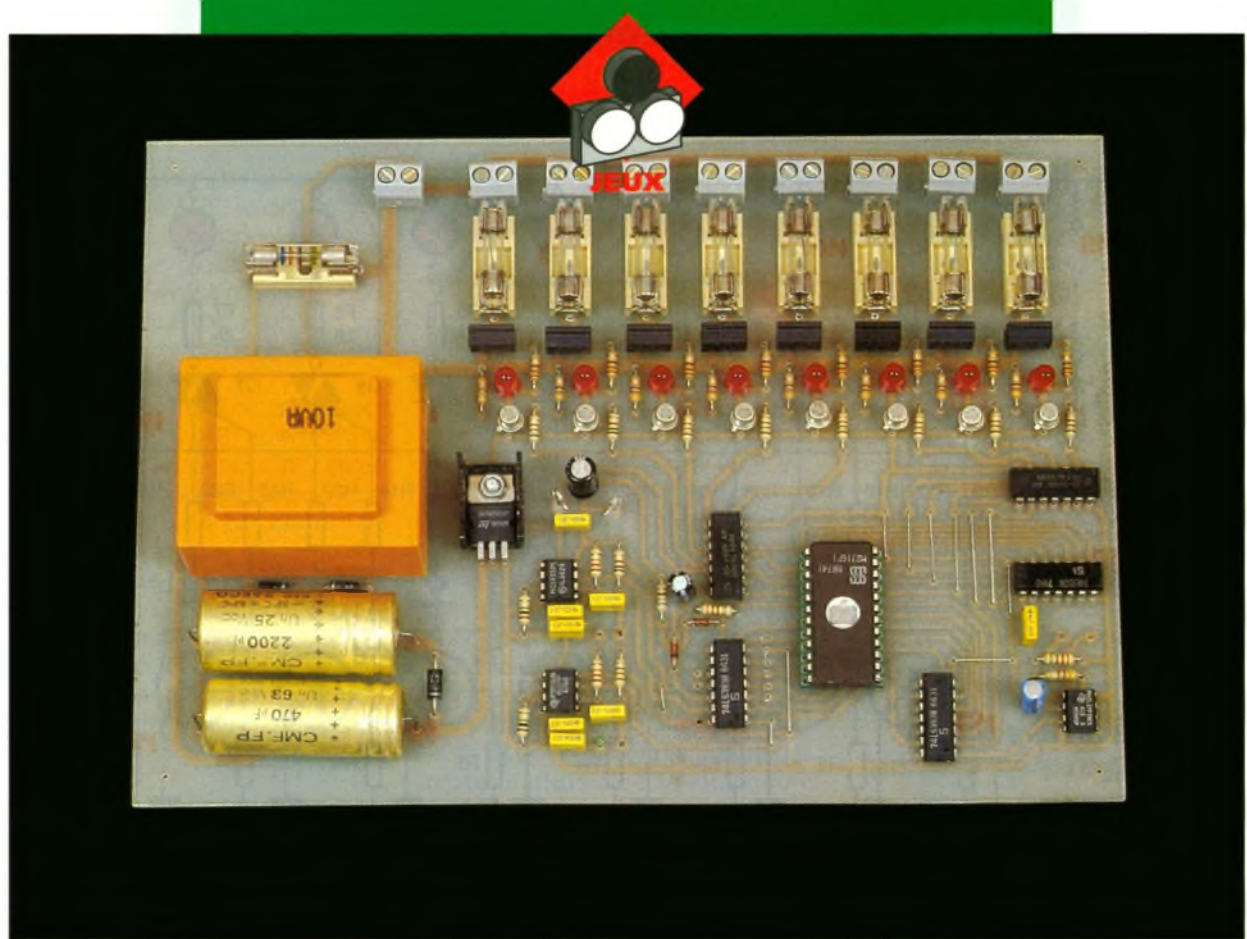
testé avec un modèle « TD 28-3015 » de chez « Solems » et une batterie 12 V de 1,2 Ah, cela en région parisienne où les conditions ne sont pas exceptionnelles, cela dépendant essentiellement du matériel utilisé.

Liste des composants

R₁, R₅, R₆, R₈, R₉, R₁₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₂ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)
R₃ : 2 kΩ (rouge, noir, rouge)
R₄ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)
R₇ : 33 kΩ (orange, orange, orange)

R₁₀ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)
R₁₂ : 5,1 kΩ (vert, marron, rouge)
R₁₃ : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
R₁₄ : 5,6 kΩ (vert, bleu, rouge)
R₁₅ : 150 Ω (marron, vert, marron)
R₁₆, R₁₇ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R₁₈ : 820 kΩ (gris, rouge, jaune)

C₁ : 1 000 μF 40 V
C₂ : 1 μF non polarisé
CI : LM348 ou équivalent
D₁, D₂ : 1N4148, 1N914
D₃ : zener 5,1 V/400 mW
D₄ : diode 4 A (1N1613, par exemple)
T₁ : MJ2955 ou MJ1001 PNP
T₂, T₃ : 2N3055 NPN
LED₁ : diode DEL 3 ou 5 mm rouge
LED₂ : diode DEL 3 ou 5 mm verte



Qui n'a pas souhaité posséder une animation lumineuse pour compléter l'ambiance musicale d'une soirée entre amis ? Et si, de plus, cet animateur de lumière était complet et disposait de séquences lumineuses personnelles programmables !

JEU DE LUMIERE PROGRAMMABLE

Introduction

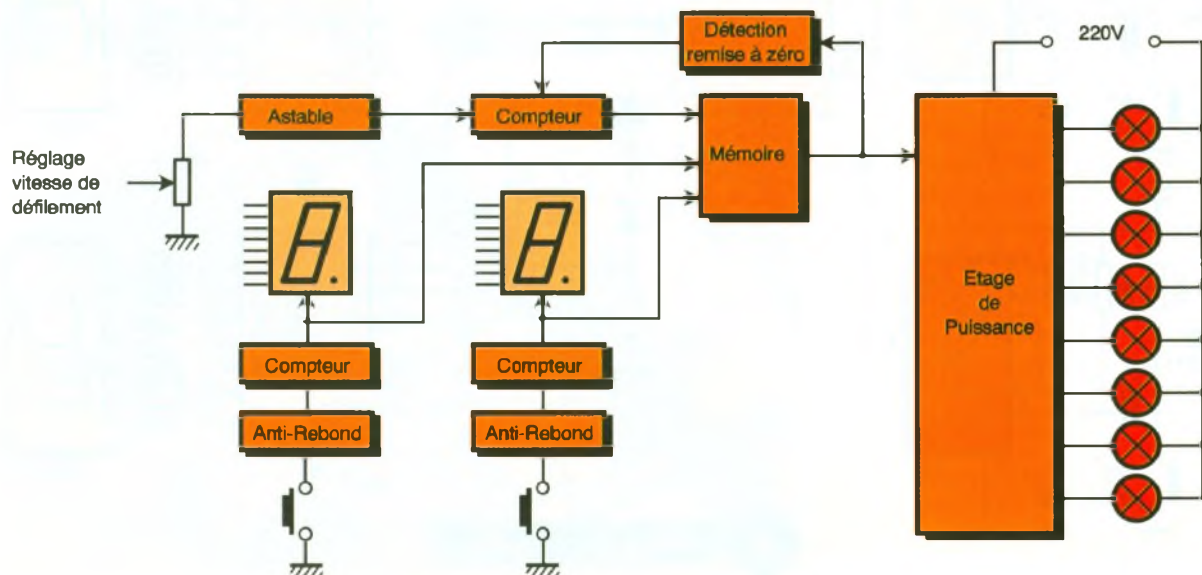
Ce jeu de lumière que nous vous proposons a été élaboré autour d'une EPROM (2716) entourée de composants classiques. Une 2716 est une mémoire morte effaçable aux ultraviolets. D'une capacité de 16×1024 bits, soit 16384, elle est organisée en mot de 8 bits adressés par 11 lignes d'adresses, soit 2048 adresses différentes. Son potentiel de mémorisation d'états sera exploi-

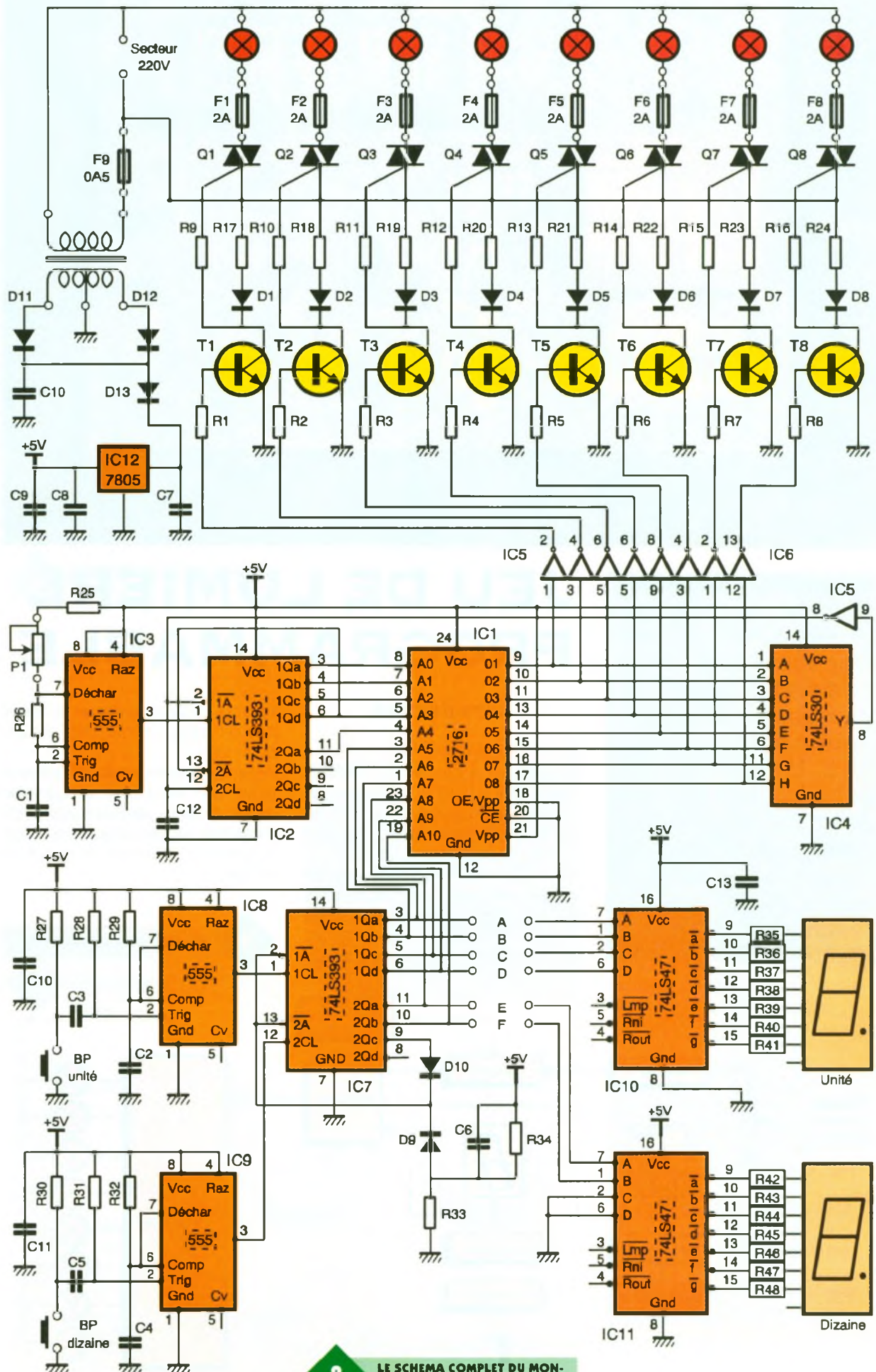
té pour mémoriser les séquences des différents programmes du jeu de lumière.

Ainsi la complexité des séquences lumineuses peut être aussi diverse qu'imaginative : les 8 bits d'un mot mémorisé fixeront l'état logique des 8 sorties du montage à un instant donné.

1

LE PRINCIPE DE L'ANIMATION.





2 LE SCHEMA COMPLET DU MONTAGE.

Le nombre de pas maximal d'une séquence est fixé à 32, le dernier pas étant utilisé pour le bouclage de la séquence. Ce bouclage pourra d'ailleurs intervenir à n'importe quel pas de la séquence. Ainsi, les séquences pourront être de longueur variable et adaptée.

Connaissant le nombre d'adresses de la mémoire (2048) et le nombre de pas d'une séquence (32), on en déduit le nombre de séquences, soit : $2048 : 32 = 64$. Le potentiel de programmes de notre jeu de lumière est donc de 64 séquences de 32 pas. Chaque séquence sera désignée par un numéro affiché par des afficheurs sept segments et sera sélectionnée par deux boutons poussoirs. L'un incrémentera les unités de numéro de programme, l'autre les dizaines.

Les décodeurs sept segments les plus courants ont pour affichage cohérent les symboles suivants : 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Soit dix symboles et non seize, et, à moins de faire appel à une conversion binaire/BCD, qui augmenterait le coût de revient et l'encombrement, on se contentera d'un affichage décimal de 00 à 39, soit 40 programmes au lieu de 64. Les 24 programmes abandonnés sont néanmoins accessibles par un affichage excentrique (quelques symboles ne seront ni des chiffres ni des lettres de l'alphabet).

Le **tableau 1** résume les caractéristiques de l'appareil.

Nombre de voies	= 8
Puissance maximale d'une voie	= 440 W
Nombre de programme affichable	= 40
Nombre de programme total	= 64
Nombre de pas d'une séquence	= 32
Fréquence du défilement	= 0,6 à 10 Hz

CARACTERISTIQUES DE L'APPAREIL.

VUE SUR LES TRIACS DE SORTIE.



Le schéma synoptique apparaît à la **figure 1**.

Le schéma électronique

Il est donné en **figure 2**. Compatible TTL, l'EPROM 2716 est entourée de pavés logiques TTL. Deux boîtiers 74LS393, contenant chacun deux compteurs binaires de 4 bits, seront connectés aux adresses de l'EPROM. Un premier boîtier attaquera les adresses basses de la mémoire et sélectionnera, de case mémoire en case, la succession des pas d'une séquence. L'autre boîtier attaquera les adresses hautes et déterminera le numéro du programme. Le premier compteur binaire de ce second boîtier pilotera également un décodeur BCD qui commandera l'afficheur des unités tandis que le deuxième compteur de ce même boîtier pilotera un autre décodeur BCD pour afficher les dizaines du programme. Ces deux compteurs seront chacun incrémentés par un circuit anti-rebond des plus classiques. En effet, c'est un simple monostable réalisé autour d'un 555 qui interdira aux rebonds du bouton poussoir d'incrémenter intempestivement le compteur. La durée de temporisation du monostable, T_m , doit être supérieure à la durée des rebonds, T_r . T_m est fixée par R_{29} , C_2 pour l'un des monostables et R_{32} , C_4 pour l'autre ; elle vaut : $1.1 RC$ et devra vérifier la condition $T_m > T_r$, soit $1.1 RC > 3 T_r$, comp-

te tenu des tolérances, le coefficient 3 procure une marge de sécurité.

Les réseaux R_{28} , R_{27} , C_3 et R_{38} , R_{31} , C_5 participent au front de déclenchement du monostable. L'entrée de déclenchement borne 2 du 555 est une entrée haute impédance (base d'un darlington), très sensible aux parasites. Son potentiel doit donc être fixé. C'est l'un des rôles des résistances R_{28} et R_{38} qui participent également à la charge des condensateurs C_3 et C_5 qui permettent ainsi de générer l'impulsion négative nécessaire au déclenchement du monostable. R_{27} et R_{31} déchargent respectivement C_3 et C_5 entre deux impulsions.

Remise à zéro du numéro de programme

A la mise sous tension, le début de charge de C_6 provoque un état haut sur les entrées de remise à zéro des compteurs de IC7. Etat qui se présentera également lorsque le chiffre des dizaines du numéro de programme sera incrémenté de 3 à 4. Les deux diodes D_9 et D_{10} réalisent une fonction OU entre ces deux événements qui entraînent la remise à zéro des deux compteurs de IC7. R_{34} décharge C_6 entre deux mises sous tension.

Vitesse de défilement

Ce n'est autre que la vitesse d'incrémentement du compteur associé aux adresses bases de l'EPROM. Ce compteur binaire 7 bits est réalisé avec les deux compteurs binaires 4 4 bits d'un 74LS393 montés en cascade et est incrémenté par les fronts d'horloge issus d'un 555 monté en astable.

La fréquence de ce générateur de signaux rectangulaires est réglable par un potentiomètre qui sera placé en façade de l'appareil.

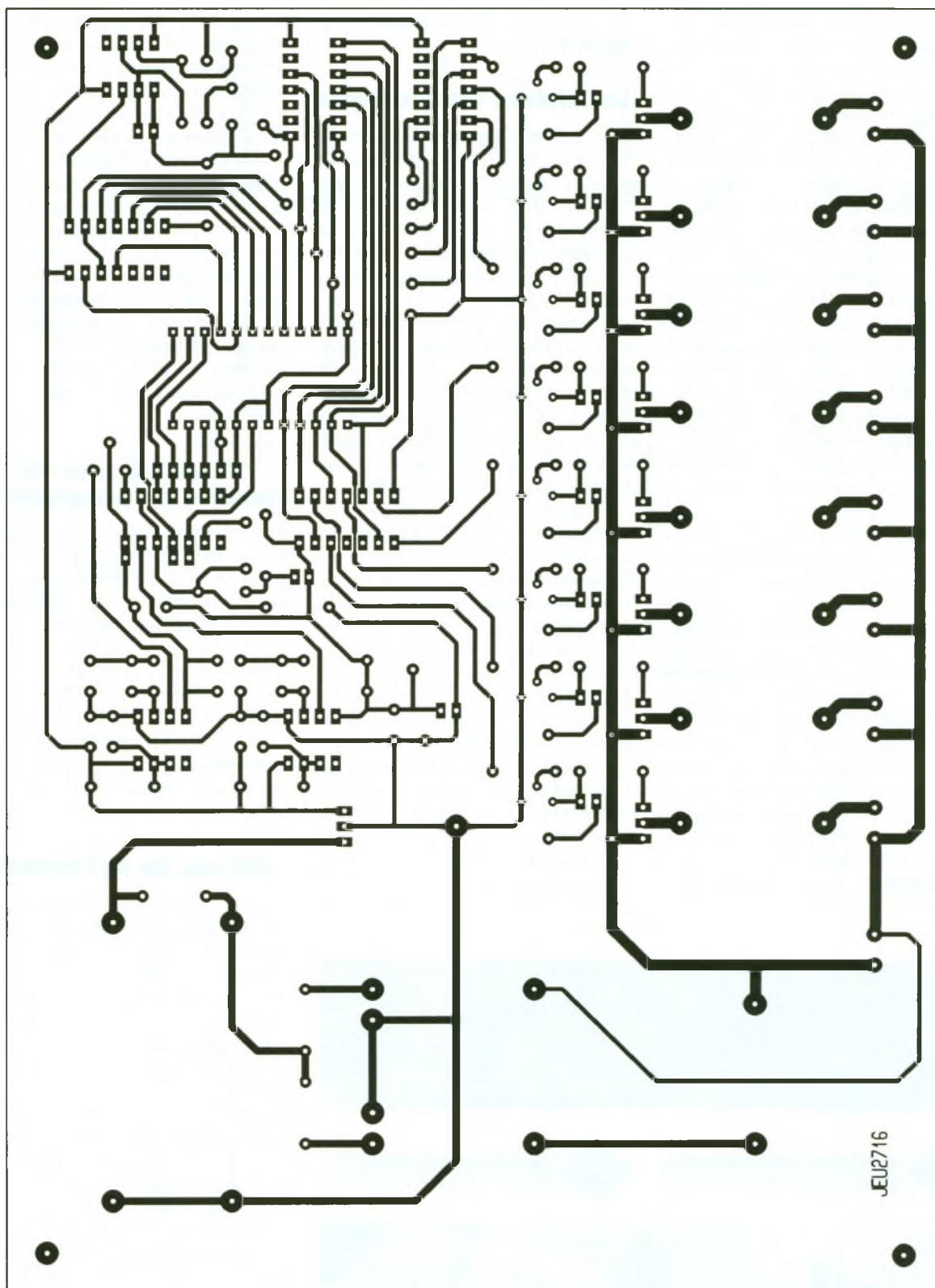
Cette fréquence vaut :

$$F_d = 1,44 / (R_{25} + P_1 + 2 \times R_{26}) C_1$$

Les valeurs extrêmes de P_1 nous donnent l'intervalle de variation de F_d , soit : $0,6 \text{ Hz} < F_d < 11 \text{ Hz}$.

Bouclage d'une séquence

Elle aura lieu à chaque fin de cycle du compteur ou dès que le compteur sera remis à zéro. Si toutes les sorties Q_1 à Q_8 de l'EPROM passent simultanément au niveau logique haut, alors la porte NAND, dont les huit entrées sont connectées à ces huit sorties Q_1 à Q_8 , passera au niveau logique 0. L'un des inverseurs



JEU2716

d'un 74LS04 procédera à une inversion logique et attaquera les entrées de remise à zéro du compteur binaire associé aux adresses basses de la mémoire. Dès lors, la première adresse de la séquence sera alors présente. Le cycle est ainsi bouclé. La capacité C_{12} "gomme" les impulsions parasites lors de l'établissement des niveaux sur les lignes d'adresses et de données.

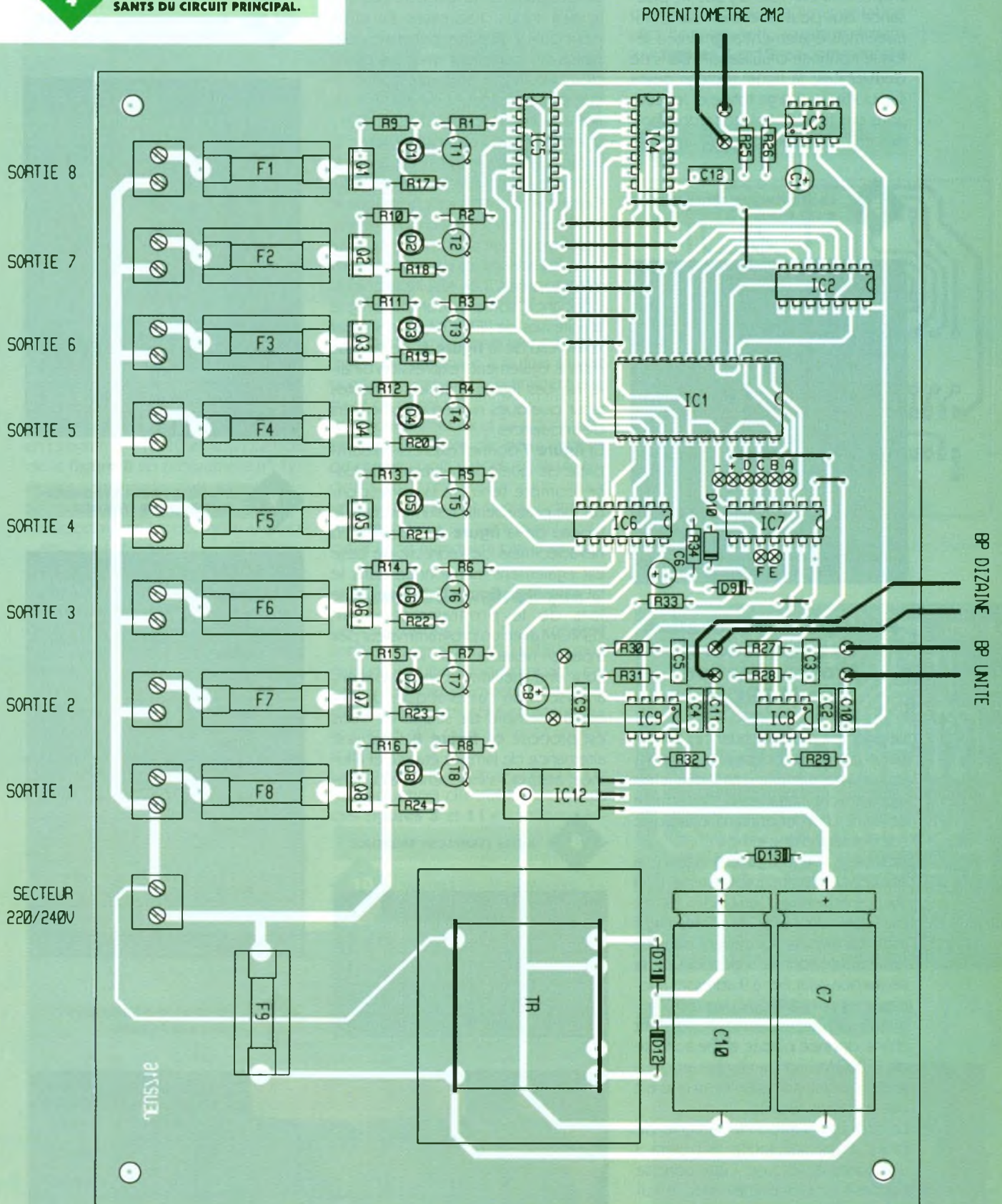
Etage de puissance/ Etage de commande

Les sorties de l'EPROM ne peuvent fournir qu'un faible courant de l'ordre du milliampère. Aussi ces sorties sont associées à huit inverseurs tampons TTL disponibles par six dans un boîtier de 74LS04. Chaque inverseur attaque alors un transistor utilisé en commutation

3

CIRCUIT IMPRIME PRINCIPAL.

(amplificateur de courant). Un niveau haut en sortie d'inverseur implique la conduction et la saturation du transistor associé. Une LED, témoin lumineux de cette commutation, rayonnera en devenant conductrice et une impulsion de gâ-



chette déclenche le triac dans les modes II ou III, selon la polarité de l'alternance secteur à l'instant du déclenchement. Ces modes obtenus grâce à un courant de gâchette négatif sont préférables aux modes I et

IV qui nécessitent généralement un courant de gâchette plus élevé pour garantir le déclenchement. Le fait de relier les anodes A_2 des triacs au pôle positif de l'alimentation du circuit de commande aboutit au courant de

commande négatif recherché. Devenu passant, le triac se comporte comme un interrupteur fermé et la lampe est alors allumée. Chaque voie est protégée par son propre fusible fixé à 2,5 A, soit une puissance

disponible par voie de 500 W, puissance qui peut être bien sûr diminuée mais également augmentée selon le contexte d'utilisation. Dans ce dernier cas, la ligne secteur devra supporter la charge totale et les sections des fils de câblage seront choisies en conséquence.

5 LA SÉQUENCE DE DÉFILEMENT D'UNE RAMPE.

Séquence chenillard classique								
D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	D ₈	
0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1	1	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1
1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	1	1	1	1	0	1	1	1
1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	1	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1

Principe d'élaboration des séquences/ Programmation de l'EPROM

Le principe d'une séquence, constituée d'une succession de pas, est assez simple, et pour s'en convaincre, étudions l'exemple courant d'un chenillard classique (défilement d'une lampe).

Le tableau de la figure 5 détaille la séquence d'un tel programme. D₁ à D₈ correspondent aux 8 lignes de données de l'EPROM 2716. Neuf mots binaires se succèdent dans ce tableau; ce sont les 9 données de la séquence, placées à 9 adresses successives de l'EPROM. Un zéro logique d'une case mémoire, bit d'une donnée placée à une adresse de l'EPROM, représente une ampoule allumée tandis qu'un 1 logique est une ampoule éteinte.

La programmation de la série de mots d'une séquence débutera à une adresse de base. Cette adresse de base est déterminée avec le numéro de programme complété par l'adresse basse du premier pas d'une séquence. Cette adresse basse initiale est A4A3A2A1A0 = 0000000 tandis que A10, A9, A8, A7, A6, A5 déterminent l'adresse haute fournie par le numéro de programme.

Afin de simplifier le tracé des pistes, la hiérarchie des poids du numéro

de programme ne respecte pas celle des lignes d'adresses. En effet, pour qu'il y ait correspondance des poids du compteur avec les poids de l'EPROM, la première sortie du compteur (notée A) devrait être reliée à l'adresse A5 de l'EPROM; la seconde sortie du compteur (notée B) à l'adresse A6, et ainsi de suite, la dernière liaison étant (F) avec A10. Cette correspondance complique le tracé des pistes. Afin d'éviter la réalisation d'un circuit imprimé double face, les liaisons les plus simples ont été adoptées. Il en résulte la correspondance, sortie du compteur/ligne d'adresses de l'EPROM, donnée par le tableau de la figure 6. Ce tableau donne également l'expression binaire de ces lignes d'adresses hautes pour quelques numéros particuliers de séquences.

La figure 7 donne l'expression complète de quelques adresses de base, compte tenu de la correspondance précédente résumée dans le tableau de la figure 6. L'expression hexadécimale de l'adresse de base est également mentionnée dans le tableau de la figure 7. Elle sera utile lors de la programmation de l'EPROM avec un programmeur pas à pas en hexadécimal.

Pour une meilleure compréhension, analysons un cas pratique. Un second exemple de séquence vous est proposé en figure 8. C'est une alternance de lampes éteinte et allumée, états qui s'inversent à la cadence.

8 AUTRE EXEMPLE DE SÉQUENCE.

Séquence : alternat								
D ₁	D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D ₇	D ₈	
0	1	0	1	0	1	0	1	1
1	0	1	0	1	0	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1

6 CORRESPONDANCE SORTIE DES COMPTEURS ET LES LIGNES D'ADRESSES.

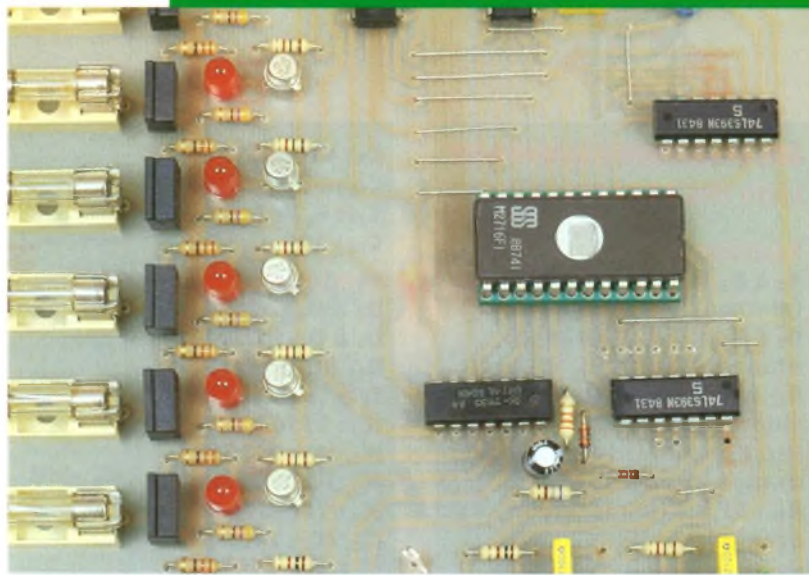
Compteur	Dizaine		Unité			
	F	E	D	C	B	A
EPROM	A10	A7	A9	A8	A5	A6
Prg 00	0	0	0	0	0	0
Prg 01	0	0	0	0	0	1
Prg 09	0	0	1	0	0	1
Prg 10	0	1	0	0	0	0
Prg 19	0	1	1	0	0	1
Prg 20	1	0	0	0	0	0
Prg 29	1	0	1	0	0	1
Prg 30	1	1	0	0	0	0
Prg 39	1	1	1	0	0	1

9 DONNÉES POUR LA PROGRAMMATION D'UNE SÉQUENCE.

Adresses	Données
\$0080	7F
\$0081	8F
\$0082	DF
\$0083	EF
\$0084	F7
\$0085	FB
\$0086	FD
\$0087	FE
\$0088	FF
...	FF
\$00A0	55
\$00A1	AA
\$00A2	FF

7 EXPRESSION DE QUELQUES ADRESSES DE BASE.

N	Première adresse de la séquence n											Ad\$
	A10	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	
00	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	\$0000
01	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	\$0040
09	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	\$0240
10	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	\$0080
19	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	\$02C0
20	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	\$0400
29	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	\$0640
30	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	\$0480
39	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	\$06C0



L'EPROM QUI CONTIENT LE PROGRAMME D'ANIMATION.

ce de l'horloge. Plaçons par exemple la séquence de la **figure 5** en programme n° 10 et la séquence de la **figure 8** en programme n° 12. Après conversion des valeurs binaires des **figures 5 et 7**, en valeurs hexadécimales, les données à entrer dans le programmeur d'EPROM, pour programmer ces deux séquences, sont répertoriées par le tableau de la **figure 9**.

Désormais, vous possédez toutes les bases pour la programmation de l'EPROM, mais ceux qui préféreraient se contenter des séquences proposées par l'auteur ou compléter ces séquences, un listing type du contenu de l'EPROM vous est proposé sur demande auprès de la rédaction sur simple envoi d'une enveloppe self-addressée et timbrée. Les intitulés de chaque programme apparaissant en **figure 10**.

Remarques :

Les programmes dont la dizaine vaut

1, rassemblent les séquences animant une ampoule à la fois tandis que les programmes 2x animent une paire de spots.

Les programmes 0x et 3x seront utilisés dans le cadre de deux rampes de quatre spots placés en deux endroits distants. Néanmoins, pour une rangée de huit spots, l'effet lumineux de ces séquences est particulier et ne manquera pas d'attrait.

Réalisation pratique

Les dimensions du circuit imprimé sont assez grandes (210 x 150) malgré une implantation compact, car l'ensemble des éléments, dont ceux des alimentations, sont implantés sur le circuit afin de minimiser les câblages.

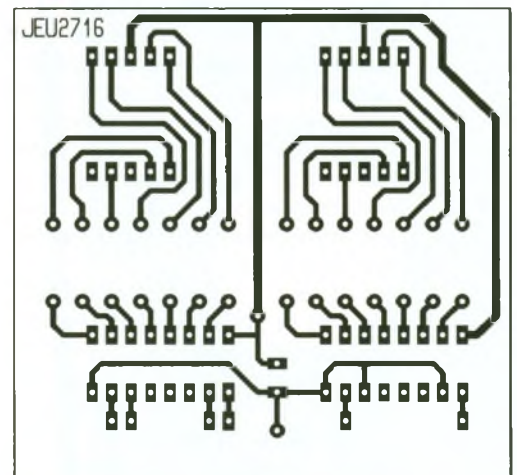
Une méthode photographique de reproduction du tracé des pistes des **figures 3 et 11** est recomman-

10 INTITULE DES PROGRAMMES.

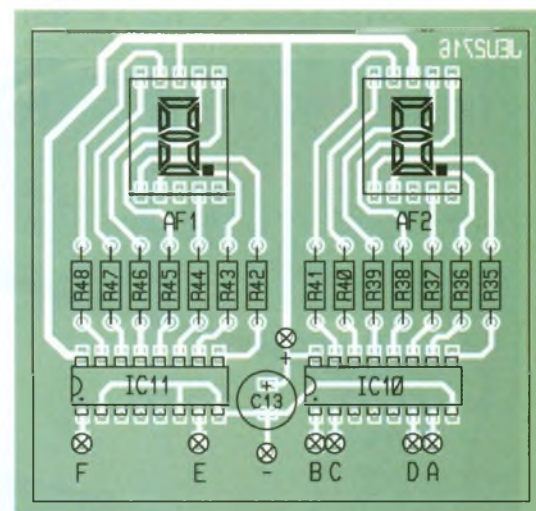
00	Deux quartés en mode chenillard.
01	Quartés en chenillard aller-retour.
02	Un quarté en chenillard, l'autre en convergence.
03	Double quarté en chenillard/convergence aller-retour.
04	Double quarté en chenillard/cumul.
05	Double quarté en chenillard/cumul aller/retour.
06	Double quarté en alternance/convergence.
07	Double quarté en alternance/convergence aller-retour.
08	Double quarté en alternance/cumul.
09	Double quarté en alternance/cumul aller-retour.
10	Chenillard, défilement aller d'un seul spot.
11	Chenillard, défilement aller-retour d'un seul spot.
12	Alternance d'un spot allumé/éteint.
13	Convergence des spots extrêmes vers le centre de la rampe.
14	Convergence simple aller et retour.
15	Cumul d'un spot en bout de rampe après son défilement.
16	Libre.
17	Convergence alternée d'un spot.
18	Convergence alternée aller retour.
19	Libre.
20	Défilement aller d'une paire de spots.
21	Défilement aller-retour d'une paire de spots.
22	Alternance d'une paire de spots allumés/éteints.
23	Convergence d'une paire de spots.
24	Convergence aller-retour d'une paire de spots.
25	Cumul d'une paire en bout de rampe après défilement.
26	Libre.
...	Libre.
30	Un quarté de sports en fonction cumul, l'autre en convergence.
31	Un quarté en convergence, l'autre en chenillard.
...	Libre.

dée. Une fois le circuit imprimé percé, on procédera à l'implantation des composants, conformément aux **figures 4 et 12**, en commençant par les straps au nombre de onze,

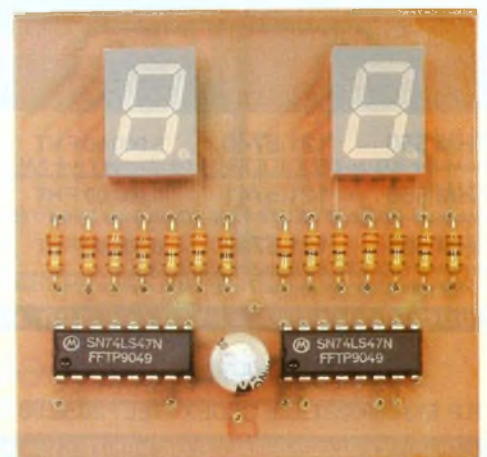
11 CIRCUIT IMPRIME DE L'AFFICHAGE.



12 IMPLANTATION DES COMPOSANTS DE L'AFFICHAGE.



L'AFFICHAGE DES PAS DE PROGRAMME.



puis viendront par ordre d'épaisseur : les résistances, diodes, circuits intégrés, condensateurs, LED, transistors, etc.

L'EPROM sera placée sur un support de bonne qualité, car vous serez vraisemblablement amenés à la reprogrammer à mesure que votre imagination vous dictera de nouveaux enchaînements lumineux.

La programmation de l'EPROM passera par un programmeur d'EPROM désormais très répandu dans les labos ou à votre boutique d'électronique habituelle. La grande popularité de la 2716 a d'ailleurs suscité de nombreux articles, et différents programmeurs ont déjà été présentés par notre revue.

Par ailleurs, afin de faciliter l'obtention des codes de programmation, l'auteur s'est aidé d'un petit programme personnel qui vous sera expédié par courrier en le demandant auprès de la rédaction, les différentes séquences étant établies à l'aide d'un simple éditeur de texte et mémorisées dans un fichier indépendant.

Hervé CADINOT

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

R₁ à R₈, R₂₇, R₃₀ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
R₉ à R₁₆ : 330 Ω (orange, orange, marron)
R₁₇ à R₂₄ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R₂₅, R₃₄ : 33 k Ω (orange, orange, orange)
R₂₆ : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
R₂₈, R₃₁ : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
R₂₉, R₃₂ : 1 M Ω (marron, noir, vert)
R₃₃ : 680 Ω (bleu, gris, marron)
R₃₅ à R₄₈ : 330 Ω (orange, orange, marron)
P₁ : potentiomètre 2,2 M Ω

Condensateurs

C₁ : 1 μ F/16 V
C₂ à C₅, C₉ à C₁₁ : 100 nF
C₆, C₈ : 47 μ F/10 V

C₇ : 470 μ F/16 V
C₁₀ : 2 200 μ F/16 V
C₁₂ : 4,7 nF
C₁₃ : 100 μ F/10 V

Semi-conducteurs

D₁ à D₈ : DEL rouge
D₉ à D₁₀ : 1N4148
D₁₁ à D₁₃ : 1N4002
T₁ à T₈ : 2N2222
IC₁ : 2716
IC₂, IC₇ : 74LS393
IC₃, IC₈, IC₉ : NE555
IC₄ : 74LS30
IC₅, IC₆ : 74LS04
IC₁₀, IC₁₁ : 74LS47
IC₁₂ : 7805
AF₁, AF₂ : afficheur 7 segments anodes communes

Divers

F₁ à F₈ : fusible 2 A, 5 x 20
F₉ : fusible 500 mA, 5 x 20
SW₁ à SW₆ : porte-fusible pour CI
SW₇ à SW₁₆ : bornier 2 plots
SW₁₇, SW₁₈ : bouton poussoir
TR : transfo 10 VA, 2 x 9 V

Avec **TEKMETER** de Tektronix
C'est dans la poche !...
 Dimensions : 211 x 141 x 43 mm



Le nouveau standard !
 Multimètre 4000 pts EFFICACE VRAI + Oscilloscope automatique

THM 550	121.5740	5.900,00 F HT	6.997,40 F TTC
<i>Multimètre 4000 pts EFFICACE VRAI + Oscilloscope 1 voie 5 MHz</i>			
THM 560	121.5741	6.900,00 F HT	8.183,40 F TTC
<i>Multimètre 4000 pts EFFICACE VRAI + Oscilloscope 2 voies 5 MHz</i>			
THM 565	121.5742	8.900,00 F HT	10.555,40 F TTC
<i>Multimètre DE LUXE 4.000 pts EFFICACE VRAI + Oscilloscope à mémoire étendue 2 voies 5 MHz et écran rétro-éclairé</i>			

DOCUMENTATION DÉTAILLÉE SUR SIMPLE DEMANDE

Disponibles chez **Selectronic**
 B.P. 513 - 59022 LILLE CEDEX - TEL : 20.52.98.52 - FAX : 20.52.12.04
 CONDITIONS GÉNÉRALES DE VENTE : Voir nos publicités annexes

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.)



INITIATION

COMMANDE ERGONOMIQUE POUR MOTEURS PAS A PAS

Le module décrit précédemment permet d'alimenter correctement les enroulements d'un moteur pas à pas, mais il ne peut fonctionner seul ! Nous allons y adjoindre un premier module de commande simplifié, très agréable à utiliser avec un minimum de mouvements, d'où son appellation « ergonomique »

Le boîtier est muni d'un unique bouton qui permet de régler la vitesse dans de larges proportions et de changer le sens de rotation. Tout cela est signalé par l'allumage d'une LED bicolore.

I - Synoptique

Notre unique bouton de commande entraîne un double potentiomètre linéaire.

Une des pistes commande un compteur qui permet de couper l'oscillateur d'horloge dans la position minimale du bouton.

La seconde règle la fréquence de l'oscillateur.

Le changement de sens de rotation s'effectue de la manière suivante :

la sortie du comparateur commande deux monostables MV_1 et MV_2 de période respective 2 secondes et 0,25s. Le monostable MV_1 est relié aux entrées JK d'une bascule et MV_2 à l'entrée horloge de cette même bascule.

Il faut, pour provoquer le changement d'état de la bascule, que l'im-

pulsion d'horloge survienne pendant que JK est encore à 1, c'est-à-dire dans un laps de temps inférieur à 2 secondes.

Si l'on coupe le moteur en position mini et qu'on ne le commande à nouveau que 10 secondes plus tard, on n'aura pas réalisé de changement de sens de rotation.

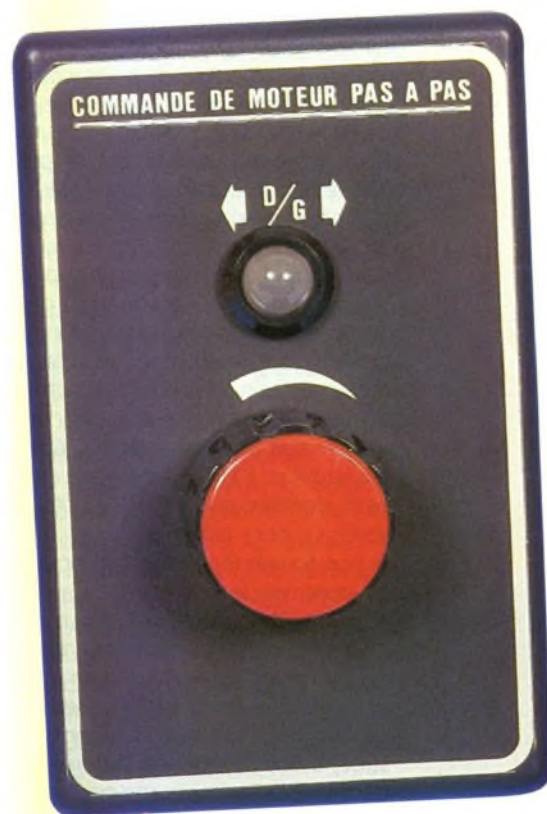
La diode bicolore signale les différents états. Eteinte : moteur stoppé, rouge : rotation horaire, vert : anti-horaire.

Si l'on choisit d'utiliser la broche maintien du module de puissance, on aura l'axe du moteur libre de tourner DEL éteinte ; dans le cas contraire, le moteur restera bloqué par son couple de maintien.

II - Schéma

L'ampli opérationnel IC_1 est câblé en comparateur avec la référence de tension reliée à son entrée non-inverseuse, la tension de consigne est présente sur l'entrée inverseuse.

R_3 et R_4 permettent de déterminer une tension de référence de 25 mV environ. Le comparateur est donc à

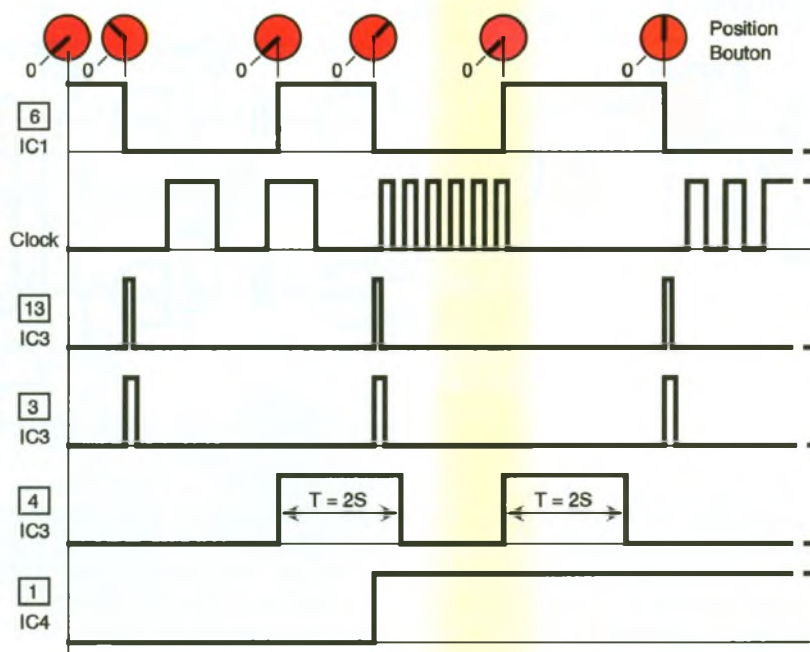


l'état haut, quand le curseur du potentiomètre est en butée à la masse. Dès que l'on tourne le bouton de quelques degrés dans le sens horaire, la tension sur l'entrée (2) dépasse celle de l'entrée (3) et la sortie (6) passe à l'état bas. R_1 évite que la tension sur (3) IC_1 n'atteigne la valeur de l'alimentation, ce qui ferait à nouveau basculer le comparateur.

La sortie de IC_1 commande la mise en



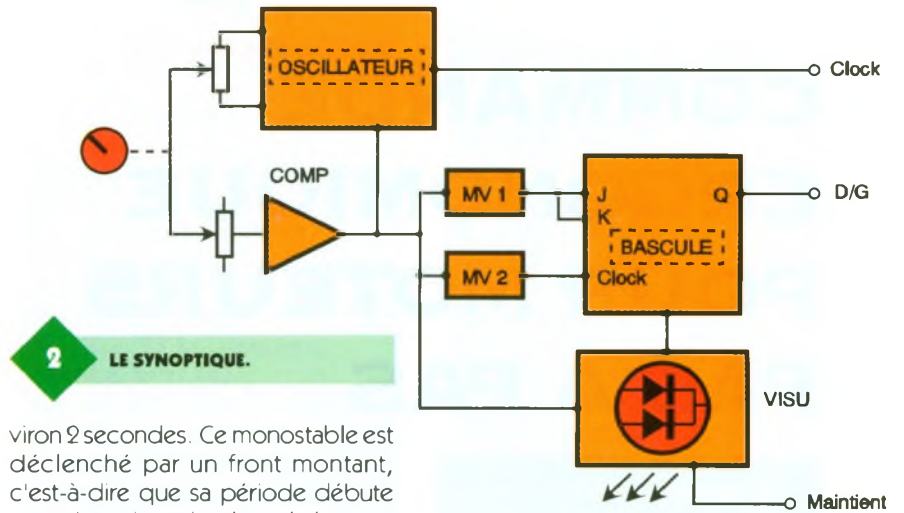
LES SIGNAUX OBTENUS EN DIFFERENTS POINTS.



marche de l'oscillateur destiné à fournir le signal rectangulaire à l'entrée « clock » du module de puissance. On peut remarquer qu'une seule porte NAND trigger de Schmitt aurait pu suffire, mais, dans ce cas, on prendrait le risque d'arrêter l'oscillateur à n'importe quel endroit de sa période, ce qui aurait entraîné un fonctionnement irrégulier et inacceptable du moteur. La solution, plus complexe, consiste à associer deux postes constituant une bascule RS mélangée à un astable (voir schéma). Imaginons que le bouton de commande soit au mini, la sortie (6) IC₁ est haute et 10 (IC₂) est aussi à l'état haut, inversée par (11, 12, 13) IC₂, la sortie « clock » est à 0.

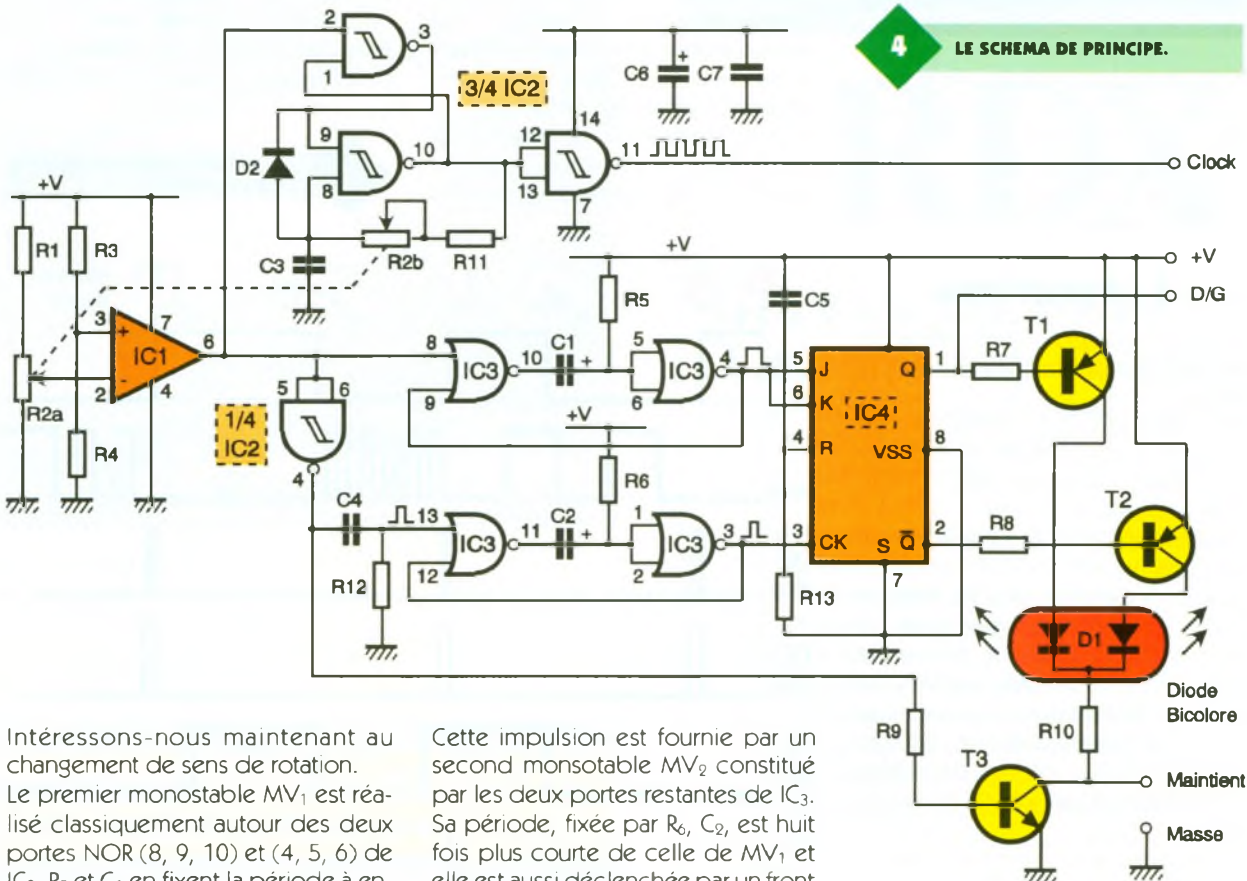
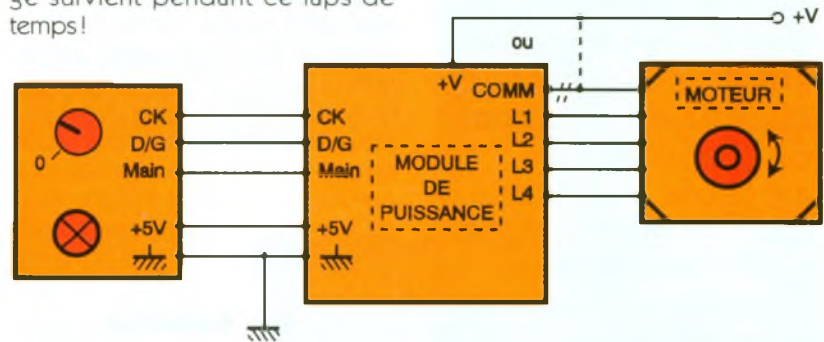
Si l'on tourne légèrement le bouton de commande, la sortie de IC₁ passe à 0 et (3) IC₂ passe à 1 ; comme C₃ était court-circuité par D₂ au repos, celui-ci commence sa charge à travers R₁₁, R_{2b} jusqu'au basculement de la sortie (10) IC₂ à 0, et ainsi de suite, à une fréquence déterminée dans une large fourchette par R_{2b}.

Un nouvel arrêt de l'oscillateur ne pourra être effectif que si (10) IC₂ est à l'état haut ; dans ce cas (1, 2) IC₂ sont à 1, (3) IC₂ passe à 0 et bloque définitivement l'astable dans cette position. On constate que la période de l'oscillateur n'est jamais modifiée, quel que soit l'instant où l'on décide l'arrêt.



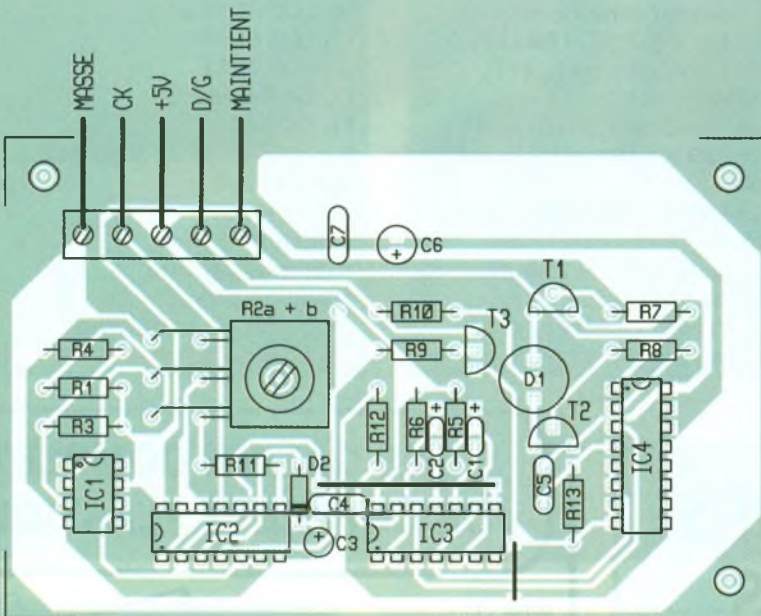
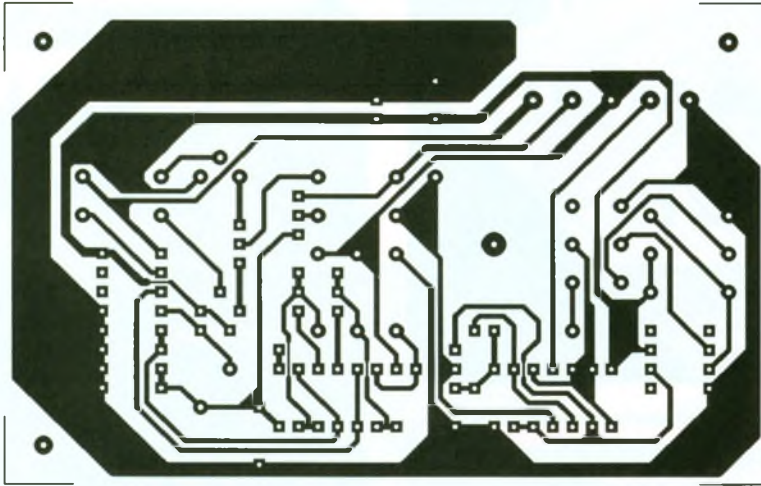
viron 2 secondes. Ce monostable est déclenché par un front montant, c'est-à-dire que sa période débute quand on vient de placer le bouton de commande sur « stop ».

Comme la sortie de ce monostable est reliée directement aux entrées JK d'une bascule contenue dans IC₄, on ne peut avoir changement d'état des sorties que si une impulsion d'horloge survient pendant ce laps de temps !



Intéressons-nous maintenant au changement de sens de rotation. Le premier monostable MV₁ est réalisé classiquement autour des deux portes NOR (8, 9, 10) et (4, 5, 6) de IC₃, R₅ et C₁ en fixent la période à en-

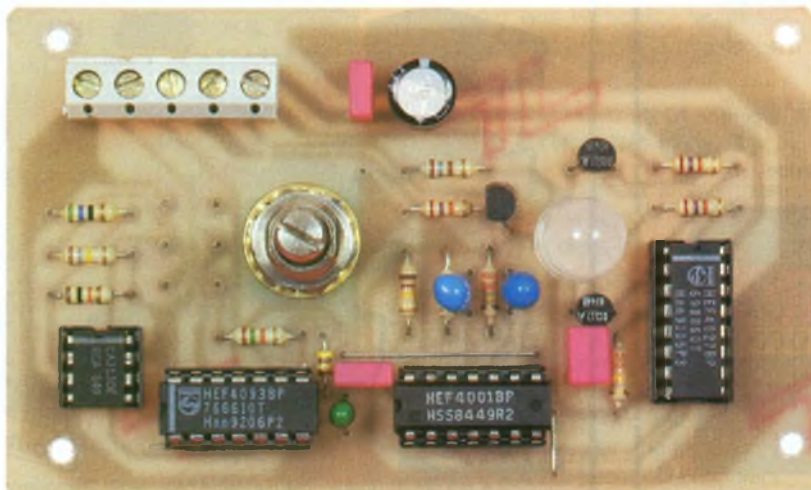
Cette impulsion est fournie par un second monostable MV₂ constitué par les deux portes restantes de IC₃. Sa période, fixée par R₆, C₂, est huit fois plus courte de celle de MV₁ et elle est aussi déclenchée par un front



516

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

LE MODULE AVANT LA MISE EN BOÎTIER.



montant fourni par le réseau différenciateur R_{12} , C_4 . La sortie du comparateur ayant été inversée par (4, 5, 6) IC_2 , on obtient une impulsion sur l'entrée horloge de IC_4 quand le bouton de commande quitte sa position mini.

Si l'on réalise l'aller et retour en moins de 2 secondes, on a changement d'état de la bascule et donc inversion du sens de rotation du moteur. Si l'on dépasse cet intervalle, il ne se passe rien car JK, entre-temps, est revenu à 0.

La visualisation est obtenue à l'aide d'une LED bicolore dont la cathode est commandée par R_9 , T_3 et dont les anodes sont alternativement commutées par R_7 , T_1 et R_8 , T_2 reliées aux deux sorties complémentées de IC_4 . La broche maintien est reliée à la masse en position « stop » par T_1 ; R_{13} , C_5 réalisent une brève remise à zéro de la bascule après coupure d'alimentation pour que le moteur reparte toujours dans le même sens après son rétablissement.

III – Réalisation

Pas vraiment de problèmes particuliers de ce côté. Après fabrication du circuit imprimé, insertion des deux straps, résistances, condensateurs et support de CI.

Le circuit IC_1 est impérativement du type mentionné et D_1 pourra être d'un modèle plus courant.

Le potentiomètre R_2 pourra voir sa valeur diminuée si l'on ne désire pas une plage de réglage aussi vaste. Notez qu'il faudra recalculer R_1 en conséquence. Le corps de R_2 sera situé du côté piste et relié aux pastilles correspondantes par des queues de résistances pliées.

On pourra disposer le module dans un boîtier tel que celui préconisé dans la nomenclature et réaliser une face autocollante en Dynamark par exemple.

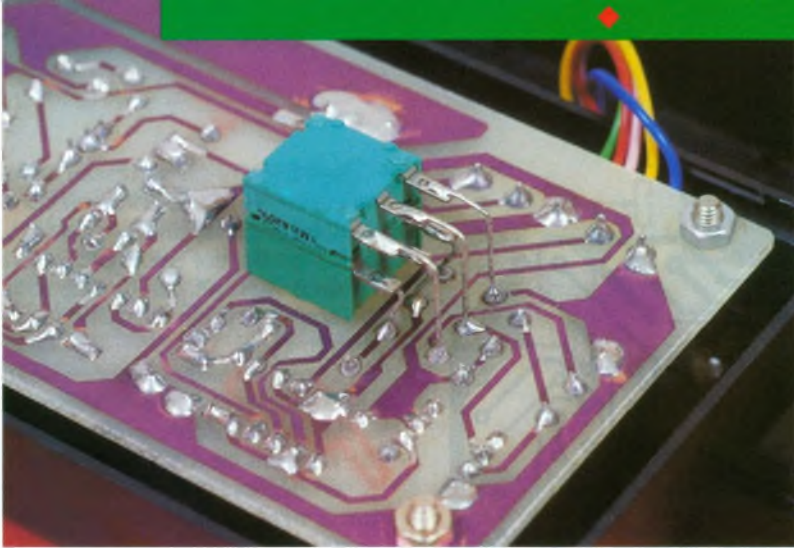
Le fonctionnement doit être immédiat, relié au module de puissance correspondant (voir schéma de branchement). On pourra aussi, suivant le désir de chacun, modifier dans certaines proportions les valeurs de R_5 et de R_{11} .

Avec ces deux modules universels, vous pouvez donner de l'animation à ces moteurs qui vous paraissent si complexes à utiliser.

Nous entrons de plein pied dans la robotique le mois prochain avec la réalisation d'un automate programmable capable de gérer trois modules de puissance.

En attendant, à vos fers à souder.

Eric CHAMPLEBOUX



LE POTENTIOMETRE EST CABLE DU COTE DES SOUDURES.

- R₁₁ : 15 kΩ (marron, vert, orange)**
- R₁₂ : 120 kΩ (marron, rouge, jaune)**
- R₁₃ : 330 kΩ (orange, orange, jaune)**

- Condensateurs**
- C₁, C₂ : 3,3 μF tantale 16 V**
 - C₃ : 1 μF tantale 16 V**
 - C₄, C₇ : 0,1 μF MKT**
 - C₅ : 0,22 μF MKT**
 - C₆ : 22 μF chimique 25 V radial**

- Semi-conducteurs**
- IC₁ : CA 3130E**
 - IC₂ : CD 4093**
 - IC₃ : CD 4001**
 - IC₄ : CD 4027**
 - T₁, T₂ : BC 557**
 - T₃ : BC 547**
 - D₁ : DEL bicolore 3 pattes**
 - D₂ : 1N4148**
- Supports CI**
- 1 bornier 6 plots**
 - 1 circuit imprimé**
 - 1 boîtier Diptal**
 - 1 bouton de commande**

L'AXE DU POTENTIOMETRE TRAVERSE LE CIRCUIT.

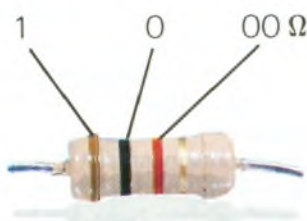


Nomenclature

Résistances 1/4 W

- R₁ : 180 kΩ (marron, gris, jaune)**
- R₂ : potentiomètre linéaire double 2 x 1 MΩ (PAK12)**
- R₃ : 10 kΩ (marron, noir, orange)**
- R₄ : 56 Ω (vert, bleu, noir)**
- R₅ : 330 kΩ (orange, orange, jaune)**
- R₆ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)**
- R₇, R₈, R₉ : 27 kΩ (rouge, violet, orange)**
- R₁₀ : 180 Ω (marron, gris, marron)**

CODE des COULEURS des RESISTANCES



offert par : **ELECTRONIQUE PRATIQUE**

1 2 3 Tolérance : or ± 5 %, argent ± 10 %

1^{re} bague
1^{er} chiffre

2^e bague
2^e chiffre

3^e bague
multiplicateur

	0	× 1
1	1	× 10
2	2	× 100
3	3	× 1 000
4	4	× 10 000
5	5	× 100 000
6	6	× 1 000 000
7	7	
8	8	
9	9	

UNE GAMME COMPLETE DE COFFRETS PLASTIQUES

- SERIE « T1 »**
T1/ABS - boîtier ABS - Dim. : 47 x 32 x 16
T1/PP boîtier polypro - Dim. : 50 x 34 x 14 avec emplacement commande bouton et logement pile 12 V
- SERIE « C »**
C1 : Dim. : 84 x 58 x 26
C10 : Dim. : 100 x 65 x 25
- Coffret clipsé - Possibilité d'assurer une fermeture mécanique par vis
- SERIE « PUPICOFFRE »**
- 10 A, ou M, ou P85 x 60 x 40
 - 20 A, ou M, ou P110 x 75 x 55
 - 30 A, ou M, ou P160 x 100 x 68
- Face A (alu) - M (métallisée) - P (plastique)
- SERIE « L »**
- 173 LPA avec logement pile face alu.....110 x 70 x 32
 - 173 LPP avec logement pile face plast.....110 x 70 x 32
 - 173 LSA sans logement face alu.....110 x 70 x 32
 - 173 LSP sans logement face plast.....110 x 70 x 32

- SERIE « PP PM » 110 PP ou PM.....115 x 70 x 64**
- 114.....106 x 116 x 44
 - 115.....115 x 140 x 64
 - 116.....115 x 140 x 84
 - 117.....115 x 140 x 110
 - 210.....220 x 140 x 44
 - 220.....220 x 140 x 64
 - 221.....220 x 140 x 84
 - 222.....220 x 140 x 114
 - 235.....230 x 175 x 48
- 220 PP ou PM/PG avec poignée
- 110 PP ou PM Lo avec logement de pile
115 PP ou PM Lo avec logement de pile
- Faces plastiques PP ou métallisées PM

Coffrets plastiques Gamme standard de boutons de réglage.

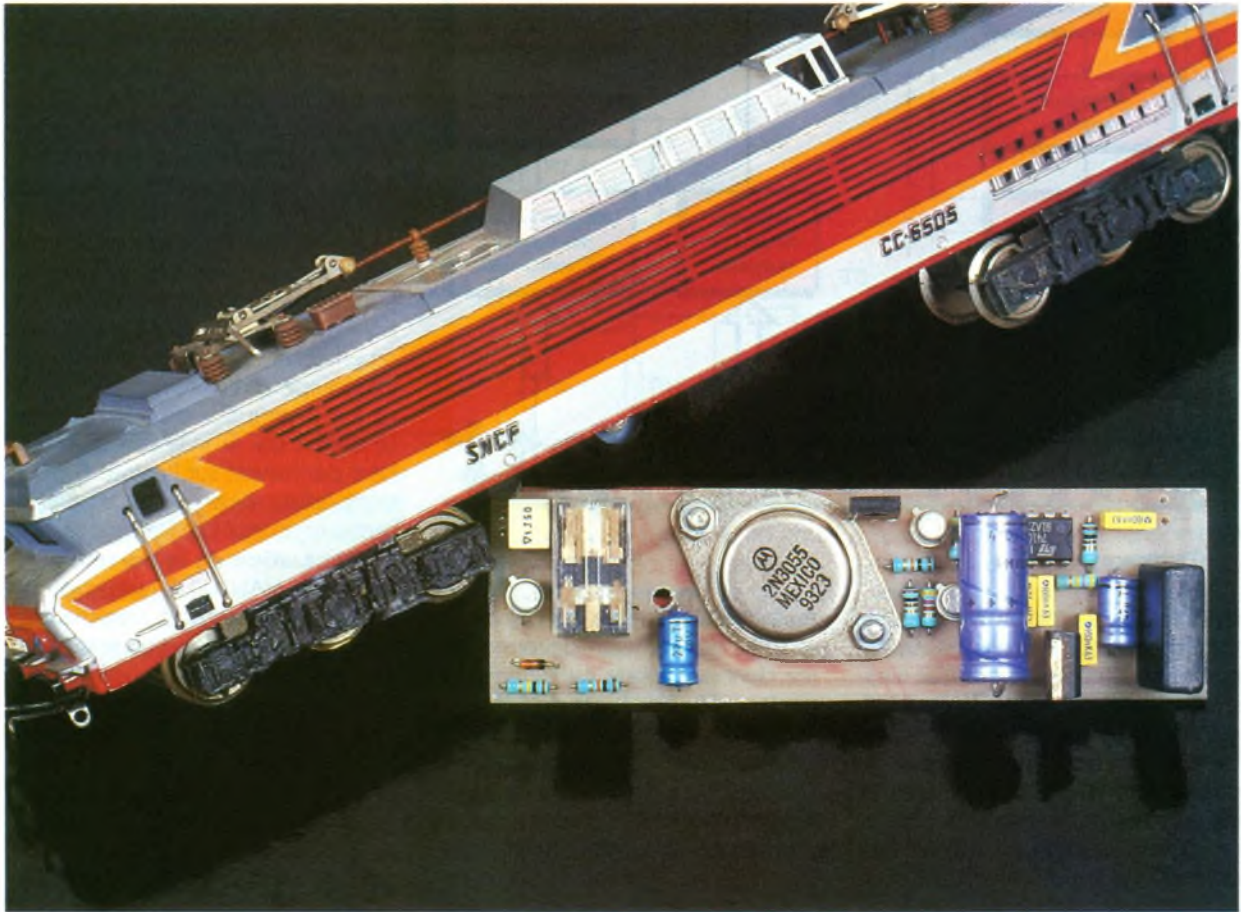


Z.A. des Grands Godets - 799, rue Marcel Paul - 94500 Champigny-s/Marne
Tél. : 47.06.95.70 - Fax : 47.06.04.01



MODÉLISME

UNE TELECOMMANDE POUR TRAINS HO



Un problème courant qui préoccupe nos amis modélistes est celui de l'éclairage des locomotives et des voitures de voyageurs, alors que la tension d'alimentation disponible sur les deux files de rails varie en fonction de la vitesse du convoi. Ce potentiel peut même s'annuler si le train doit cesser son avance.

Différentes solutions existent : courant d'éclairage HF, télécommande radio ou par courants porteurs. Nous vous proposons une piste supplémentaire : celle du « filopilotage », qui est une technique très fiable consistant à disposer sous les traverses de la voie un fil fin pratiquement invisible dont le rôle consiste à acheminer vers la motrice les informations nécessaires à la régulation de sa vitesse.

I – Le principe (fig. 1)

Le filopilotage permet le maintien permanent de la tension maximale d'alimentation dans les deux fils de rails, ce qui a pour conséquence un éclairage des voitures à intensité constante.

L'émetteur de commande délivre des impulsions dont la durée est réglable. Ces impulsions périodiques sont acheminées par une fréquence porteuse sous la forme d'un courant circulant dans le fil de commande,

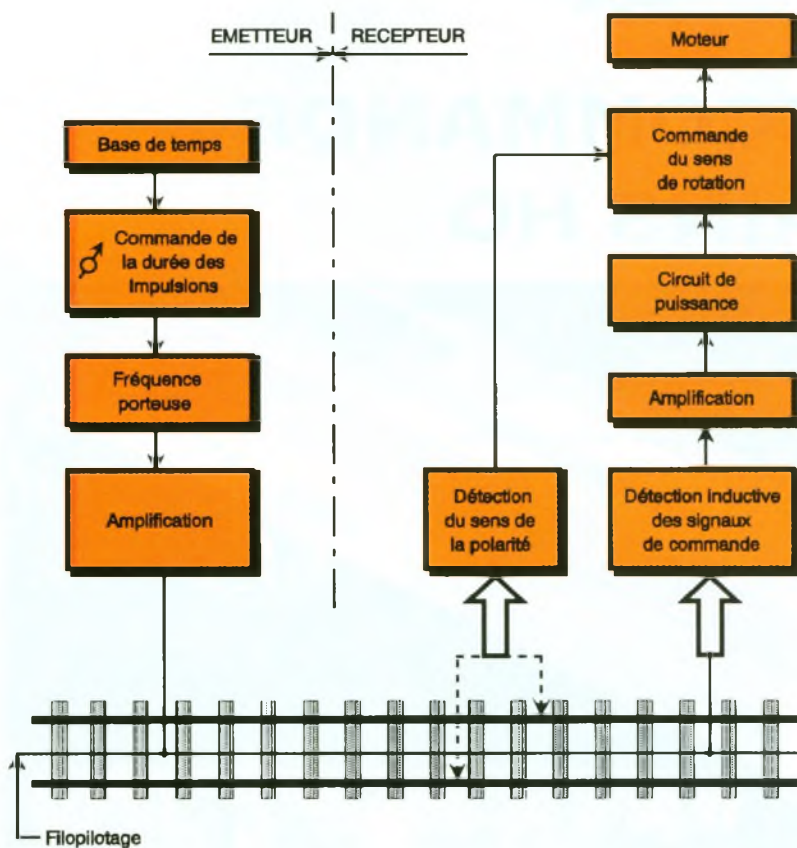
branché suivant une boucle fermée. A bord de la locomotive, les signaux sont détectés par l'intermédiaire d'un capteur téléphonique puis amplifiés et filtrés afin d'en éliminer la fréquence porteuse. Les impulsions qui en résultent ont pour conséquence la présentation d'un potentiel haché aux bornes du moteur de traction. Plus les durées élémentaires des impulsions sont importantes, plus la vitesse du convoi augmente. Le problème du sens de marche a été résolu très simplement par la détection du sens de la polarité de la tension d'alimentation des rails.

II – Le fonctionnement (fig. 2, 3 et 4)

a) Emetteur

1° Alimentation

L'énergie est prélevée du secteur 220V par l'intermédiaire d'un transformateur qui délivre sur son enroulement secondaire un potentiel alter-



natif de 12V. Un pont de diodes redresse les deux alternances. La capacité C_1 effectue un premier filtrage. Sur la sortie d'un régulateur 7809, on recueille un potentiel continu stabilisé à 9V. La capacité C_2 réalise un complément de filtrage, la capacité C_3 , quant à elle, assure le découplage de l'alimentation de la partie aval du montage. La LED L, dont le courant est limité par R_3 , matérialise la mise sous tension de l'émetteur.

2° Base de temps

Les portes NOR III et IV forment un

multivibrateur astable qui délivre sur sa sortie des crêteaux de forme carrée dont la période est déterminée par les valeurs de R_{10} et de C_4 . Dans le cas présent, la fréquence de ces derniers est de l'ordre de 100Hz.

Les fronts montants sont pris en compte par le dispositif dérivateur constitué par C_5 , R_5 et D. Sur la cathode de D, on relève, pour chaque front montant, une impulsion positive très brève correspondant à la charge de C_5 à travers R_5 .

1

LE SCHEMA SYNOPTIQUE.

3° Contrôle des durées des impulsions

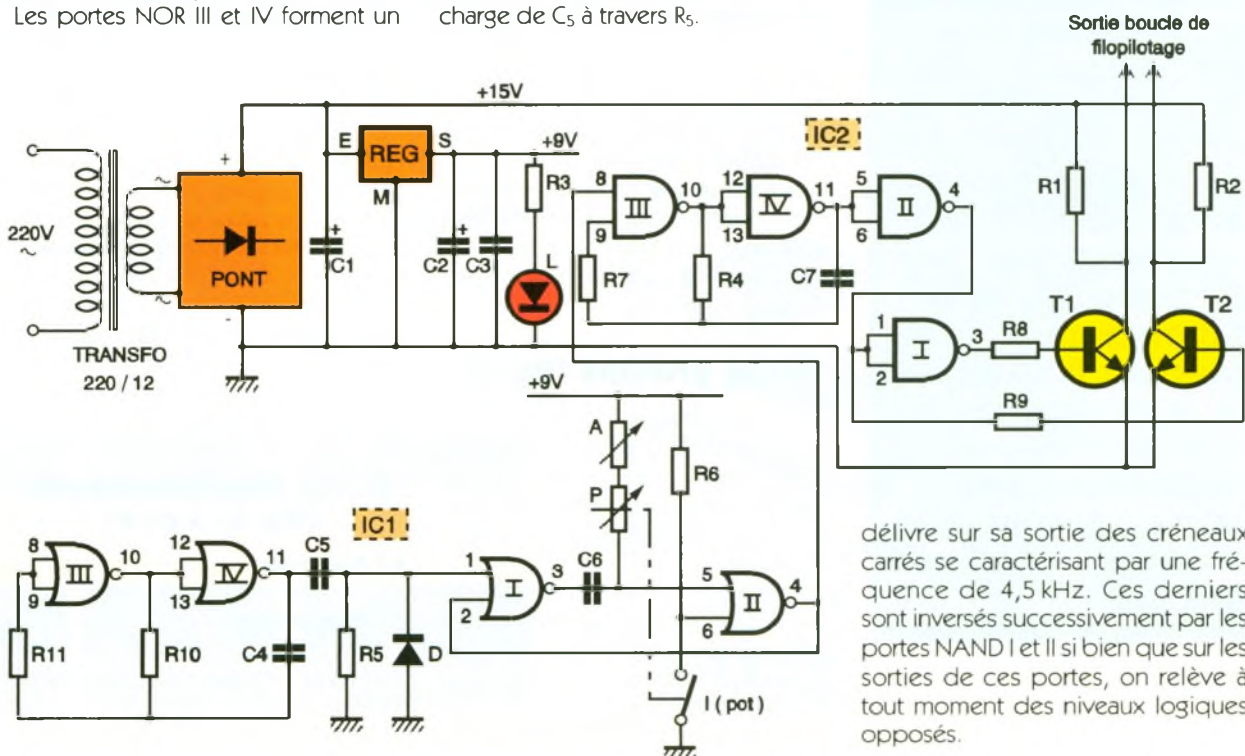
Les impulsions de commande évoquées précédemment sont acheminées sur l'entrée d'une bascule monostable formée par les portes NOR I et II. Suivant la position angulaire du curseur du potentiomètre P, la durée de l'impulsion de sortie se caractérise par une valeur donnée. Grâce à l'ajustable A, il est possible de régler la durée maximale de telle façon qu'en position extrême du curseur de P, elle reste malgré tout inférieure à celle de la période des impulsions de commande. Sans cette précaution, le dispositif ne pourrait fonctionner de façon rationnelle. Nous en reparlerons. Enfin, le potentiomètre est équipé d'un interrupteur. A l'arrêt, cet interrupteur est ouvert, ce qui se traduit par le maintien d'un état haut permanent sur l'entrée 6 de la porte NOR I. Dans ce cas, la bascule présente un état bas de blocage.

4° Génération de la porteuse

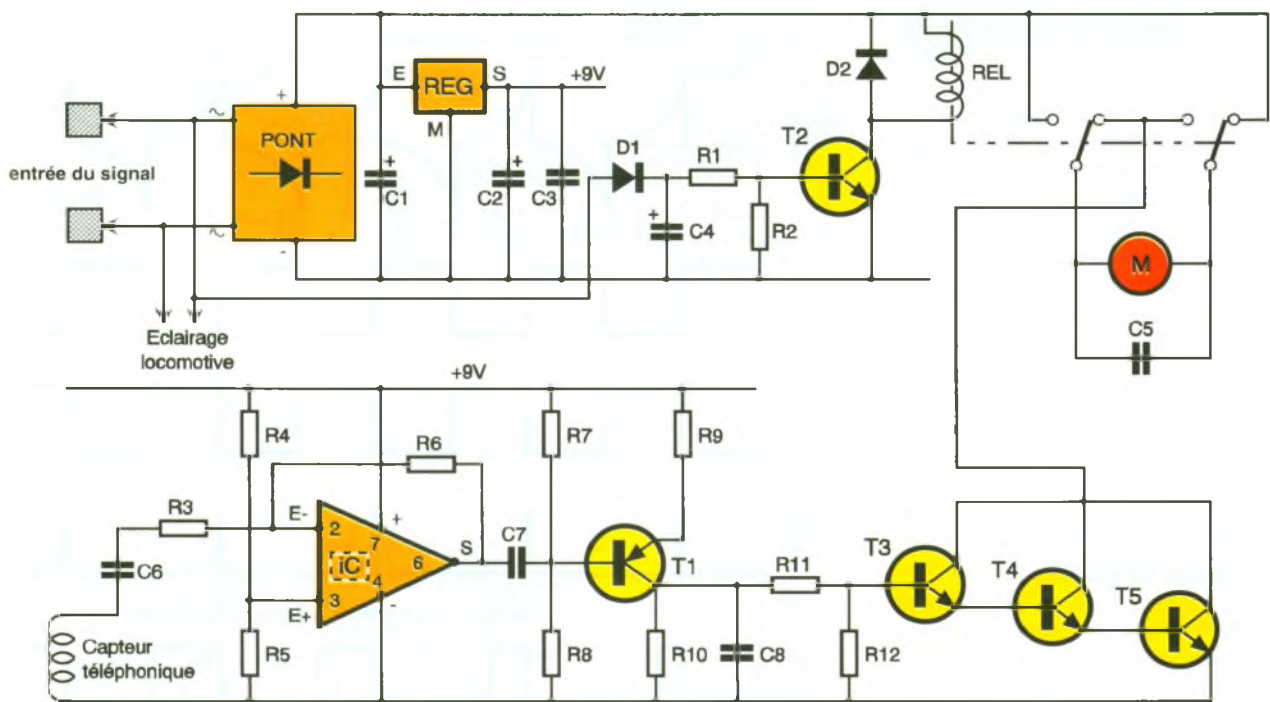
Les portes NAND III et IV forment un multivibrateur astable commandé. Tant que l'entrée 8 est soumise à un état bas, la sortie du multivibrateur présente un état bas de repos. En revanche, pendant la durée des impulsions émises par la bascule monostable, le multivibrateur oscille et

2

LE SCHEMA DE PRINCIPE DE LA COMMANDE.



délivre sur sa sortie des crêteaux carrés se caractérisant par une fréquence de 4,5 kHz. Ces derniers sont inversés successivement par les portes NAND I et II si bien que sur les sorties de ces portes, on relève à tout moment des niveaux logiques opposés.



3 LE SCHEMA DE PRINCIPE DU MODULE.

5° Amplification
 Lors des oscillations du multivibrateur, les transistors T₁ et T₂ sont alternativement en situation de blocage et de saturation. Il en résulte, au niveau des deux collecteurs, un potentiel alternatif d'une fréquence de 4,5 kHz donnant lieu à un courant circulant dans la boucle de filopilotage et limité par les résistances R₁ ou R₂. A noter que le potentiel alimentant cette boucle est directement prélevé de l'armature positive de C₁. En conséquence, le courant atteint une intensité non négligeable d'environ 70 mA. On peut en effet considérer que la résistance ohmique du fil lui-même est très voisine de zéro.

CE MODULE SERA INCORPORE DANS LA LOCOMOTIVE HO.

En définitive, en examinant les chronogrammes de la **figure 4**, on note une succession de trains d'impulsions de 4,5 kHz. La durée de ces trains étant uniquement fonction de la position angulaire du curseur du potentiomètre de commande.

b) Récepteur
1° Alimentation
 Dans le cas du matériel Jouef, la tension maximale qu'il convient de présenter aux bornes d'alimentation des rails est de l'ordre de 12 à 15 V continus. Quelle que soit la polarité de cette alimentation, grâce à un pont de diodes, on relève sur l'armature positive de C₁ un potentiel continu de polarité fixe. Sur la sortie d'un régulateur 7809, c'est une tension stabilisée à 9 V que l'on recueille. La capacité C₂ réalise un complément de filtrage, tandis que C₃ joue le rôle de condensateur de découplage.

2° Commande du sens de marche
 Suivant la polarité de la tension d'alimentation des rails, deux cas peuvent se présenter :
 — le transistor T₂ est bloqué, étant donné que le sens du montage de la diode D₁ interdit la circulation d'un courant base-émetteur ; le relais REL reste ouvert ;
 — le transistor T₂ est saturé, parce que la diode D₁ autorise la circulation d'un courant base-émetteur par R₁ ; le relais REL se ferme.
 Dans le premier cas, en examinant les positions relatives des contacts du relais 2RT, on note que le courant issu du « plus » du pont traverse le moteur dans un sens donné. Dans le second cas, ce sens s'inverse. Ainsi, grâce à ce dispositif très simple, il est possible de télécommander le sens de marche de la motrice, indépendamment de sa vitesse elle-même. La capacité C₄ permet la fermeture continue du relais, même lorsque des microcoupures se produisent au niveau du captage du courant par les roues de la motrice.

3° Détection et amplification des signaux de commande
 Les signaux véhiculés par la boucle de filopilotage sont captés par un capteur téléphonique monté sur la locomotive comme indiqué en **figure 7**. Il est important que l'axe de ce capteur soit perpendiculaire par rapport au fil. La distance peut atteindre 10 à 15 ms sans problème particulier. Les signaux induits sont acheminés sur l'entrée inverseuse d'un 741, par l'intermédiaire de C₆ et de R₃. L'entrée directe est maintenue au demi-potentiel d'alimentation,



grâce au pont diviseur que forment les résistances R_4 et R_5 . C'est d'ailleurs cette valeur que l'on relève sur la sortie de ce premier étage amplificateur, à l'état de repos. Celui-ci réalise une amplification dont le gain est déterminé par le rapport R_6/R_3 .

Le transistor PNP T_1 est le cœur d'un second étage d'amplification. Sa base est polarisée de façon que, au repos, le potentiel collecteur soit nul. En revanche, dès que des signaux sont captés, on relève sur le collecteur de T_1 des impulsions dont la durée est celle qui est définie par la position angulaire du curseur du potentiomètre de l'émetteur. La posture de 4,5 kHz aura en effet été éliminée grâce au filtrage opéré par C_B .

4° Circuit de puissance

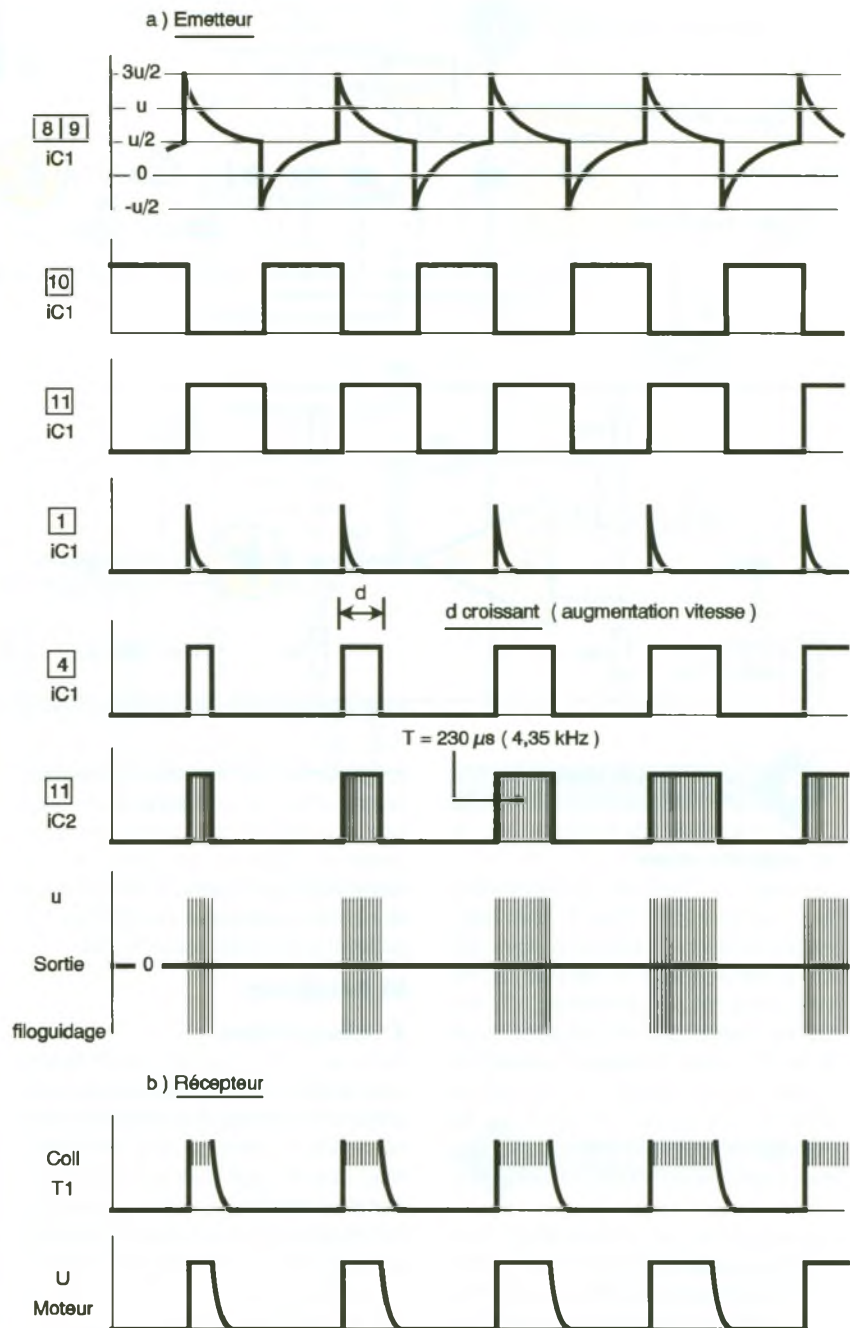
Les transistors T_3 , T_4 et T_5 forment un Darlington de puissance qui réalise une très forte amplification de courant. Cet étage alimente directement le moteur de traction par un courant à potentiel constant mais dont les impulsions se caractérisent par des durées réglables. Il en résulte une graduation de sa vitesse de rotation.

III – La réalisation

a) Circuits imprimés (fig. 5)

Ils sont au nombre de deux : un premier pour le boîtier-émetteur et un second se rapportant au module destiné à être monté dans la locomotive. L'exemple publié se rapporte à une locomotive Jouef du type BB 6500. Ses dimensions ont donc été prévues en conséquence. Peu de commentaires sont à faire sur la réalisation de ces circuits imprimés.

L'ELECTRONIQUE DE COMMANDE.



Exemple : La vitesse du moteur augmente

4

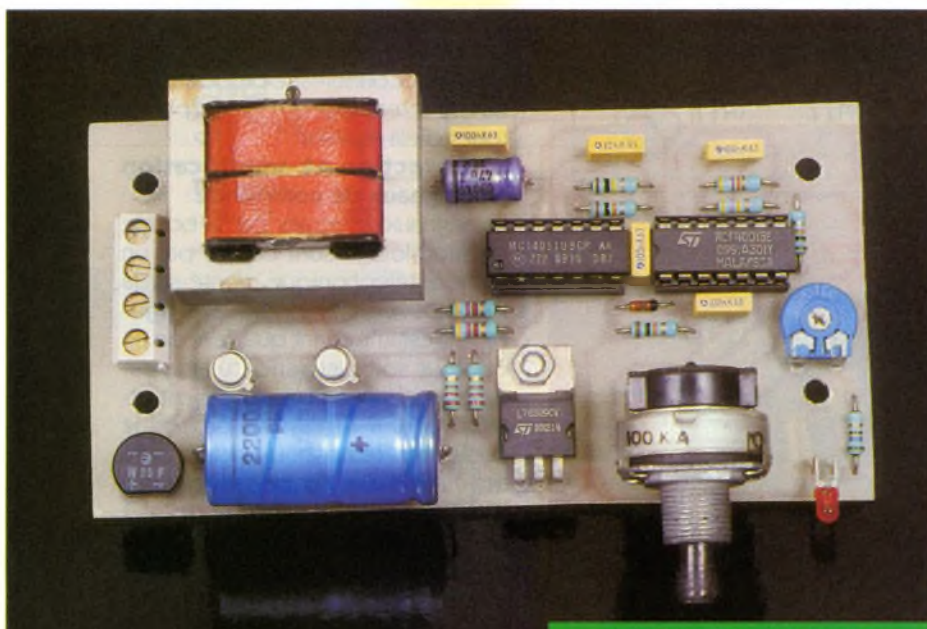
LA FORME DES SIGNAUX ENREGISTRÉS EN DIVERS ENDROITS.

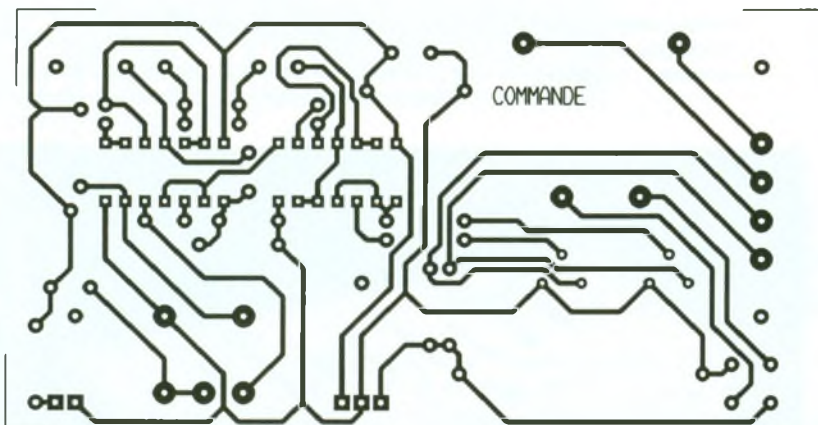
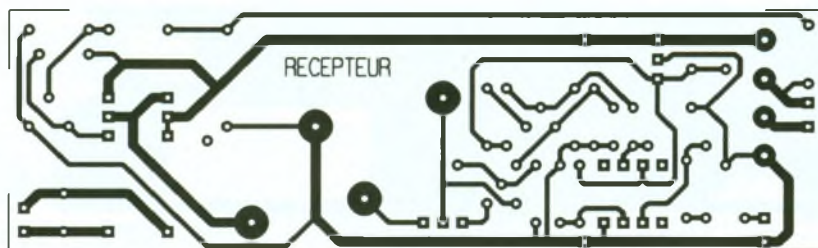
A noter cependant la largeur des pistes destinées à véhiculer le courant de puissance.

b) Implantation des composants (fig. 6)

Attention à l'orientation des composants polarisés. Sur le module embarqué, le régulateur et le transistor T_4 ont été montés en position verticale pour d'évidentes raisons de gain de place.

Pour le montage du module à bord de la locomotive, deux règles essentielles sont à respecter : le côté amplification est à positionner plutôt du





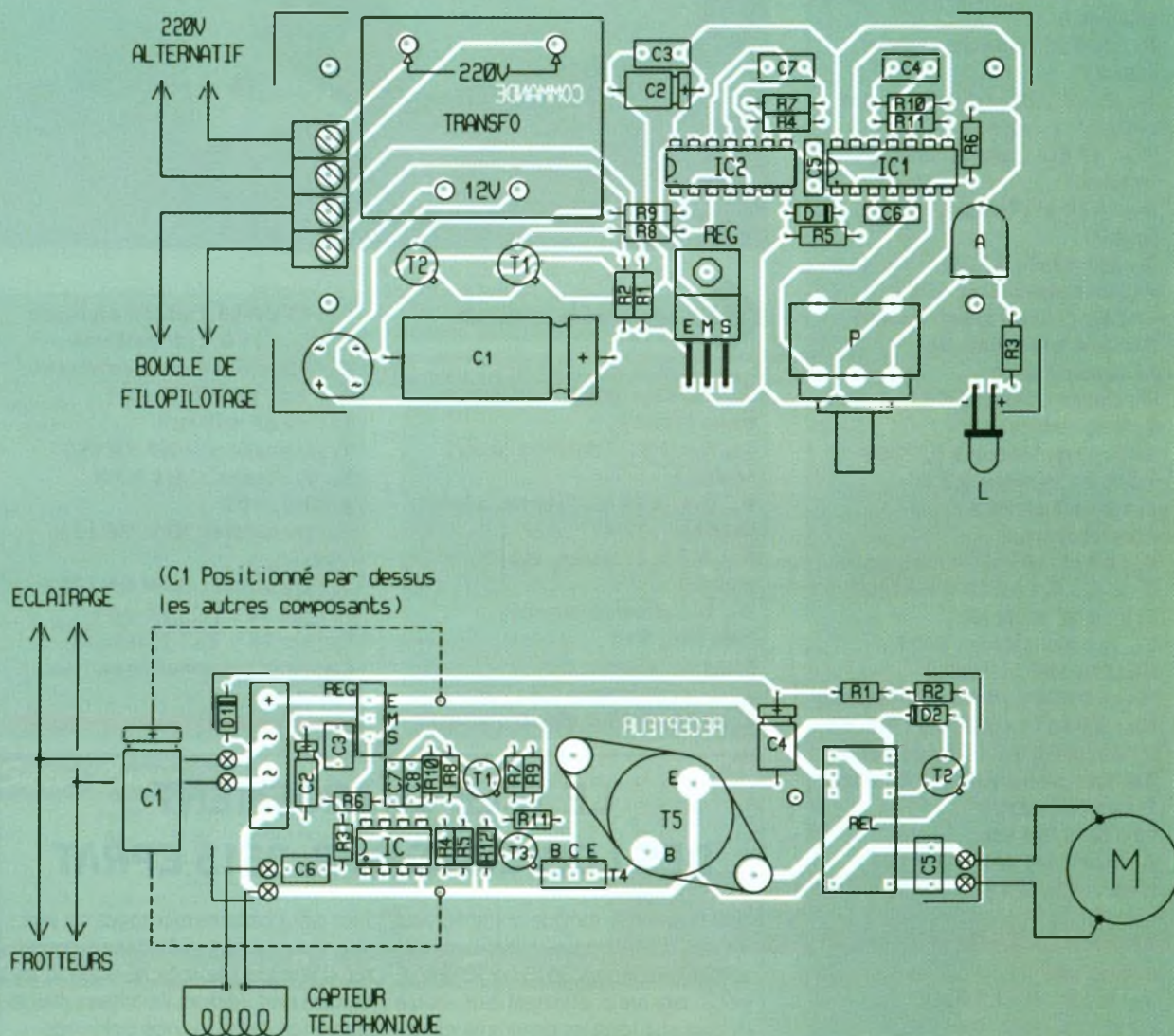
5 LES CIRCUITS IMPRIMES.

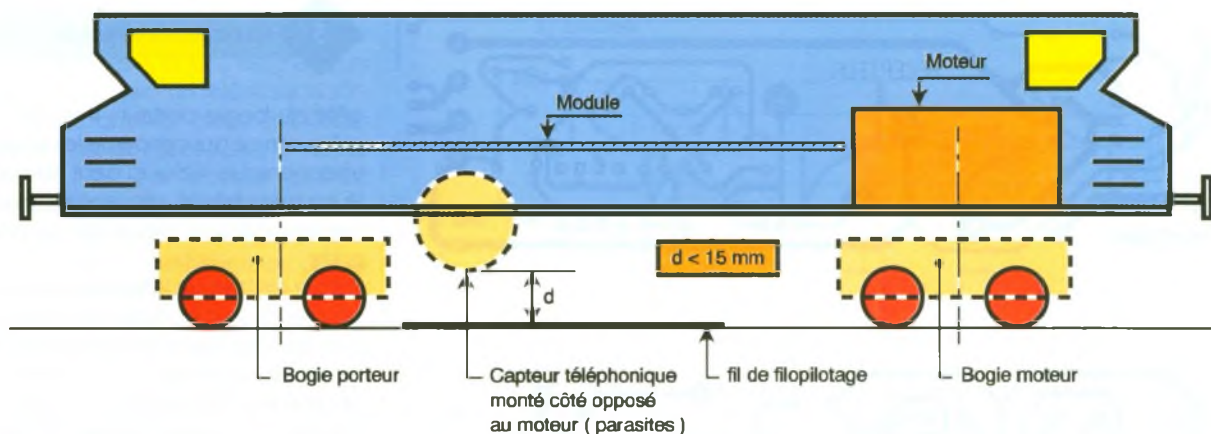
côté du bogie porteur; il en est de même en ce qui concerne le capteur téléphonique. Celui-ci peut être collé sous le châssis, moyennant éventuellement une découpe appropriée.

Pour le réglage de la position du curseur de l'ajustable A de l'émetteur, le principe consiste à essayer d'obtenir la vitesse maximale du moteur de traction pour la position extrême du curseur du potentiomètre. En tournant le curseur de l'ajustable dans le sens horaire, cette vitesse augmente jusqu'à un point où elle diminue très sensiblement. Il convient alors de revenir légèrement en arrière pour une bonne stabilité.

Robert KNOERR

6 LES IMPLANTATIONS.





7

MONTAGE DU MODULE DANS LA LOCOMOTIVE.

Liste des composants

a) Boîtier « commande »

R₁, R₂ : 220 Ω/0,5 W (rouge, rouge, marron)
R₃ : 560 Ω (vert, bleu, marron)
R₄ à R₆ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₇ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₈, R₉ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₁₀ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)
R₁₁ : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
A : ajustable 47 kΩ
P : potentiomètre 100 kΩ, linéaire, avec interrupteur
 Bouton pour axe de potentiomètre
D : diode-signal 1N4148, 914
L : DEL rouge ø 3
REG : régulateur 9 V, 7809
 Pont de diodes 0,5 A
C₁ : 2 200 µF/25 V électrolytique
C₂ : 47 µF/10 V électrolytique
C₃ à C₆ : 0,1 µF/10 V milfeuil
C₇ : 10 nF milfeuil
T₁, T₂ : transistors NPN BC108, 109, 2N2222
IC₁ : CD4001 (4 portes NOR)
IC₂ : CD4011 (4 portes NAND)
 2 supports de 14 broches
 Bornier soudable de 4 plots
 Transformateur 220 V/12 V/3 VA
 Boîtier ESM EN4010 (114 x 66 x 43)

b) Module récepteur embarqué

R₁, R₄, R₅, R₁₁ : 10 kΩ (marron, noir, orange)



LE BOÎTIER DE COMMANDE.

R₂, R₈, R₁₀ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₃, R₉ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R₆, R₁₂ : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
R₇ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
D₁, D₂ : diodes-signal 1N4148, 914
 Pont de diodes 5 A
REG : régulateur 9 V (7809)
C₁ : 470 µF/25 V électrolytique

C₂ : 47 µF/25 V électrolytique
C₃, C₆, C₇ : 0,1 µF milfeuil
C₄ : 22 µF/25 V électrolytique
C₅ : 1 µF milfeuil
C₈ : 22 nF milfeuil
T₁ : transistor PNP 2N2907
T₂, T₃ : transistors NPN BC108, 109
T₄ : transistor NPN BD135, 137
T₅ : transistor NPN 2N3055
IC : µA 741 (ampli-op)
 Relais 12 V/2RT National
 Capteur téléphonique (voir texte)

LE TELE-CHARGEMENT DES LOGICIELS SUR 3615 EPRAT

Une nouvelle rubrique sur le serveur minitel d'*Electronique Pratique*, désormais, en tapant 3615 code EPRAT, vous pouvez charger sur votre disque dur tous les programmes uti-

lisés pour certains montages de la revue. Pour ce faire, il faut vous procurer d'une part le logiciel ad-hoc et, d'autre part, réaliser l'interface parue dernièrement dans nos colonnes.



AMPLI BOOSTER AUTO

A moins de posséder un autoradio haut de gamme à amplificateurs de puissance incorporés, la plupart des autoradios classiques manquent de puissance, surtout lorsqu'il s'agit de couvrir le vrombissement de cette bonne vieille 2 CV.

Introduction

La puissance efficace de l'amplificateur booster proposé est de 2 x 12,5 W/ 4 Ω, garantie et minimale pour une tension de batterie de 13,8V. Cette puissance est proche de la puissance efficace maximale possible pour une amplification classique à semi-conducteurs, compte tenu de la limitation de la tension d'alimentation. Toute autre valeur annoncée dans ce contexte est une valeur de puissance particulière dont l'expression n'a que pour seul but de motiver l'intérêt du consommateur. Des amplificateurs mettant en œuvre des transformateurs élévateurs de tension présentent des caractéristiques de puis-

sances améliorées mais relèvent d'une fabrication particulière.

L'expression de la puissance efficace disponible en sortie d'un amplificateur est donnée par la relation suivante :

$P_{EFF} = U_{EFF}^2/R_L = U_c^2/(2 \cdot R_L) = U_{cc}^2/(8 \cdot R_L)$
avec U_c : tension crête aux bornes de R_L ; U_{cc} : tension crête à crête aux bornes de R_L ; R_L : charge en sortie de l'amplificateur.

Lorsque l'amplificateur est alimenté par une batterie 12 V, l'amplitude maximale de la tension de sortie est de 12V si l'on néglige les chutes de tension dues à la saturation des étages de sortie de l'amplificateur. La puissance efficace maximale sur une charge de 4 Ω est alors de :

$$P_{EFF}(4 \Omega) = 12^2/(8 \times 4) = 4,5 \text{ W}$$

Cette puissance que l'on peut considérer de 5 à 6 W, compte tenu d'une batterie chargée à 13,8V, est généralement la puissance ordinaire des autoradios de série. Cette puissance limite ne peut être dépassée qu'en augmentant l'excursion du signal de sortie. Deux méthodes sont alors usuellement retenues : les montages en pont et les transformateurs élévateurs de tension. Ces transformateurs relevant d'une fabrication particulière, nous avons retenu un montage en pont qui permet de doubler la tension du signal de sortie, d'où une puissance efficace de :

$$P_{EFF}(\text{pont}) = (2 \times 12)^2/(8 \times 4) = 18 \text{ W}$$

En comparant les 18 W d'un montage en pont au 4,5 W d'un amplificateur classique, on constate que la

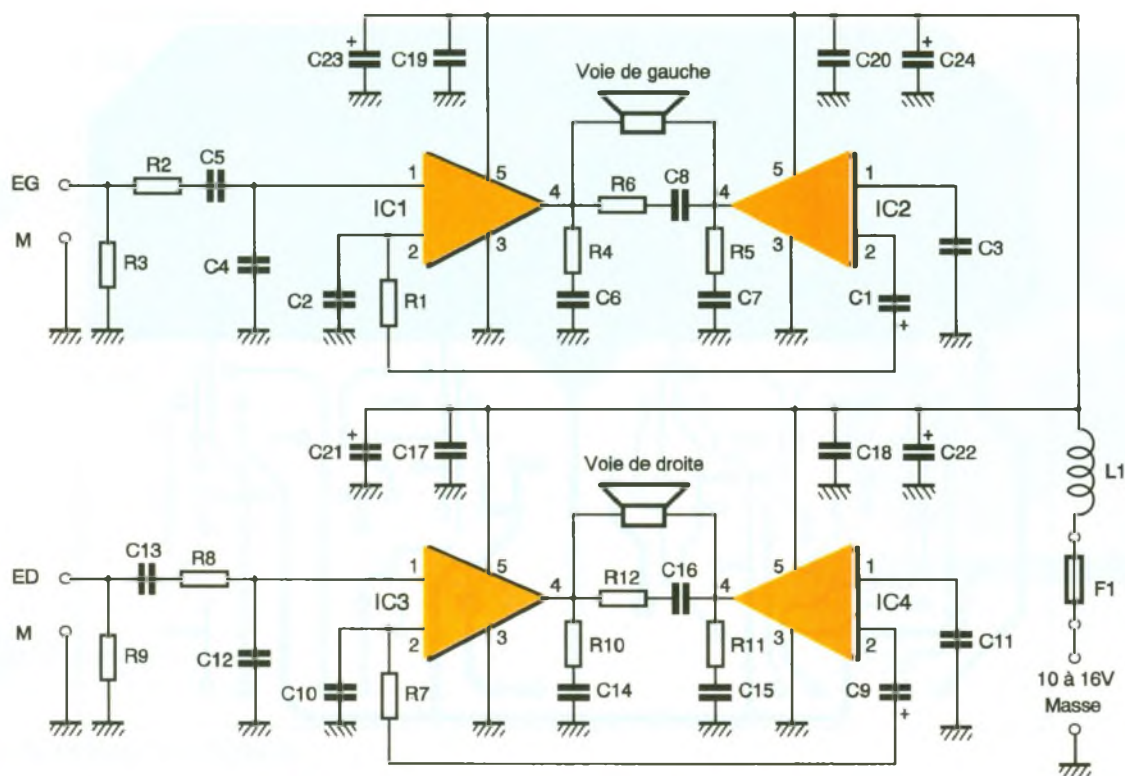
puissance disponible est quadruplée. Toutefois, rappelons que la puissance disponible en sortie d'un amplificateur n'est pas le seul gage d'un niveau sonore élevé. En effet, le maillon le plus important demeure est le haut-parleur dont le rendement est primordial dans la transformation des signaux électriques en ondes acoustiques.

Le montage en pont

Le principe d'un montage en pont est d'attaquer simultanément deux amplificateurs : l'un avec le signal à amplifier, l'autre avec le même signal mais déphasé de 180°. La **figure 5** schématise ce fonctionnement.

En connectant le haut-parleur entre chaque sortie de ses amplificateurs, l'excursion recueillie sur le haut-parleur est double, chaque ampli fournissant l'excursion d'un montage classique. La tension ainsi doublée quadruple la puissance, chaque amplificateur du pont devra dissiper davantage que lors d'une amplification simple. Le dissipateur devra donc être prévu en conséquence.

Notons également que la charge de sortie des amplificateurs n'est pas connectée entre une sortie et la masse, mais entre deux « points chauds ». A l'intérieur du véhicule, les risques de court-circuit des câbles de liaisons sont réels. Les sorties d'un amplificateur en pont doivent donc être protégées contre les courts-circuits à la masse.



1 LE SCHÉMA DE PRINCIPE.

Le schéma

La **figure 1** donne le schéma électronique d'un amplificateur stéréophonique. La structure des voies de gauche et de droite étant identique, nous analyserons uniquement le schéma de la voie de gauche. L'amplification est confiée à deux

UN IMPOSANT DISSIPATEUR EST INDISPENSABLE POUR UN FONCTIONNEMENT À SA PUISSANCE MAXIMALE.

circuits intégrés TDA2003 très répandus, montés en pont. La **figure 6** donne le brochage de ce circuit intégré.

Ce circuit présente des caractéristiques avantageuses pour une utilisation dans un véhicule. En effet, il résiste aux inversions de tension d'alimentation tout en maintenant un courant élevé, afin de provoquer la destruction du fusible de protection d'alimentation. De plus, ses sorties supportent des courts-circuits à la masse, et une diode interne entre les broches 4 et 5 permet l'utilisation de charges inductives. Quant à son alimentation, sa valeur maximale en uti-

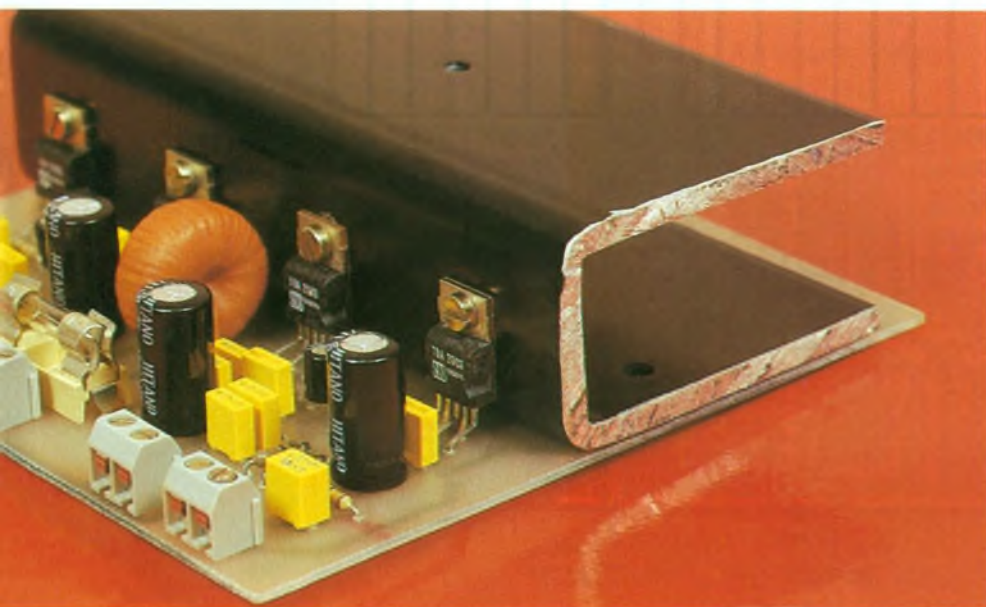
lisation normale est de 18 V, mais peut atteindre 28 V accidentellement lors, par exemple, de démarrages forcés en hiver. Quant à la bande passante du TDA2003, elle est comprise entre 40 Hz et 15 kHz pour une charge de 4 Ω et une puissance de sortie de 1 W.

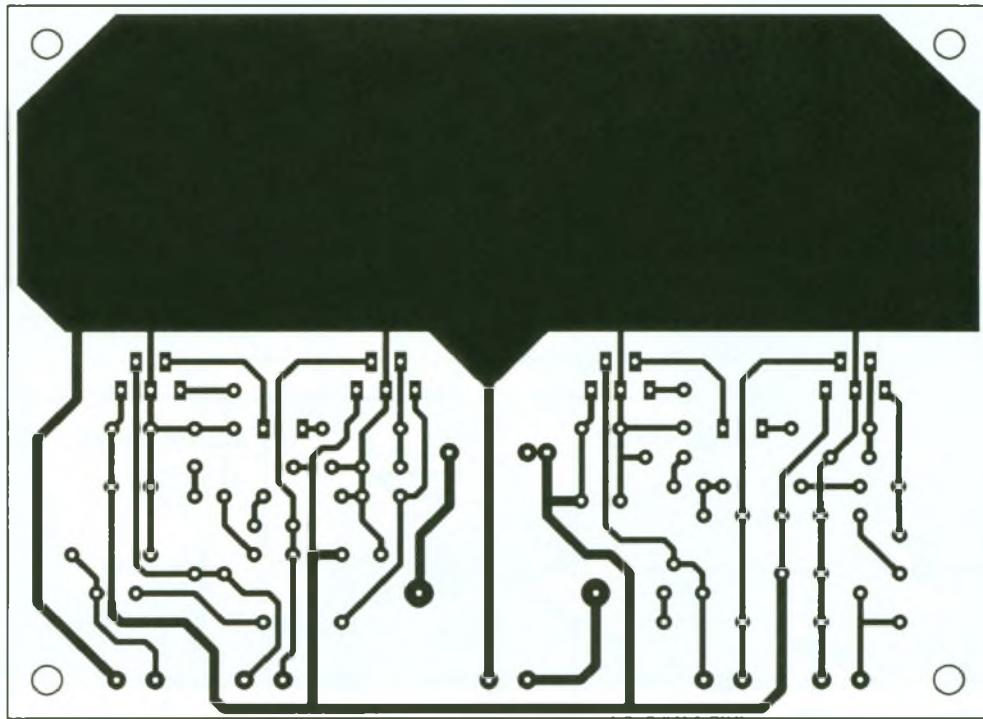
Le câblage en pont des deux TDA2003 est relativement classique mais sa structure permet les courts-circuits à la masse et surtout entre les deux bornes du haut-parleur.

C₉, C₃ et C₅ isolent la composante continue des signaux analogiques présents dans les branches où sont placés ces différents condensateurs. R₁ fixe le gain de l'amplification. Une valeur plus faible de R₁ augmente le gain de l'amplification. Pour une tension d'alimentation de 13,8V, l'amplitude crête à crête de signal de sortie avant saturation varie en fonction de la charge. Le tableau de la **figure 6** résume les valeurs typiques relevées et la puissance efficace correspondante. Pour chaque charge, la bande passante du booster mesurée sur la maquette est d'au moins 50 Hz à 15 kHz.

2 LE TABLEAU DES IMPEDANCES DE CHARGE.

	Impédance de la charge			
	16 Ω	8 Ω	4 Ω	2 Ω
U _{cc} (V)	25	23	21	15
P _{eff} (W)	4,8	8,2	13,7	14





R_6 , C_8 participe à la stabilité en fréquence de l'amplification. Une valeur plus élevée de R_6 ou plus faible de C_8 risquerait d'entraîner des oscillations pour une certaine inductance de la charge. R_4 , C_6 et R_5 , C_7 participent à la stabilité du montage et évitent son entrée en oscillation. Résonance qui conduirait à une surconsommation du circuit intégré et à un échauffement excessif.

C_{19} et C_{20} découplent la tension d'alimentation tandis que C_{23} et C_{24} associés à L_1 filtrent la tension d'alimentation et éliminent les impulsions parasites. Pour renforcer ce filtrage, une self de 2 mH peut être ajoutée en série dans le cordon d'alimentation. Dans ce cas, le booster pourra supporter un train d'impulsions parasites jusqu'à 120V d'amplitude et de 2 ms de largeur. En pratique, ce

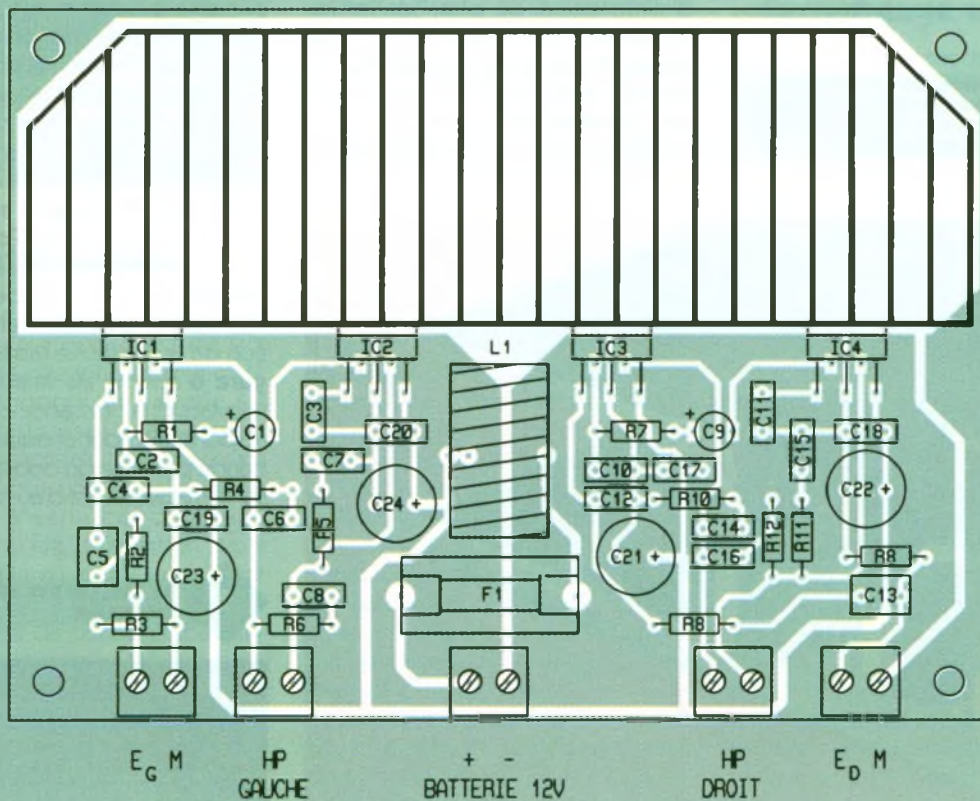
3

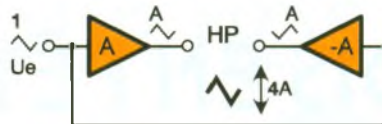
LE CIRCUIT IMPRIMÉ.

filtrage élimine les ronflements et claquements habituels des amplificateurs expérimentaux, lors de la mise en marche des essuie-glaces, clignotants, ventilateurs et autres.

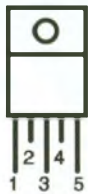
4

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.





5 LE MONTAGE EN PONT.



- 1 - Entrée non inverseuse
- 2 - Entrée inverseuse
- 3 - Masse
- 4 - Sortie
- 5 - Alimentation

6 LE BROCHAGE DU TDA 2003.

Réalisation pratique

Le tracé des pistes du circuit imprimé est présenté en **figure 3** et sera reproduit par une méthode de votre choix sur un support en époxy. Après la gravure et le perçage, l'implantation sera entreprise conformément à la **figure 4**. Les composants seront insérés et soudés de préférence par ordre d'épaisseur. La self L_1 est un modèle pour anti-parasitage de circuits à base de triacs, thyristors ou d'alimentations à découpage et régulateurs de vitesse. Cette inductance peut être renforcée par une self d'anti-parasitage auto disponible dans les centres auto ou les hypermarchés.

Le dissipateur sera fixé au montage par le biais des quatre TDA2003 et sera maintenu sur le circuit imprimé par deux petits boulons de 3 mm. On commencera par fixer les TDA avant de percer le radiateur, afin de le pointer correctement.

La surface d'un boîtier en aluminium pourrait suffire si une puissance maximale n'est pas demandée en permanence. On peut également penser à un morceau de barre carré ou de cornière en aluminium. Des dissipateurs économiques sont également disponibles sous forme de barres à découper à la longueur nécessaire.

Les liaisons de puissance du montage (alimentation, haut-parleurs) seront de bonnes sections, compte tenu des courants élevés. Les pistes d'alimentation et de connexions aux haut-parleurs pourront être renforcées par un étamage à chaud au fer à souder.

Le raccordement du booster à l'autoradio aura lieu avec du câble blindé. Le signal issu de l'autoradio peut être prélevé de trois façons : aux bornes du potentiomètre de volume, mais cela impose d'ouvrir l'autoradio, sur la sortie haut-parleur avec un simple pont diviseur pour limiter la saturation du booster ; dans ce cas, la masse du haut-parleur est reliée à la masse du booster. Si la masse n'est pas disponible sur l'une des bornes de la sortie haut-parleur de l'autoradio, le signal sera prélevé sur la résistance centrale d'un pont diviseur à trois résistances connectées sur la sortie HP. La valeur et la puissance des résistances du pont diviseur seront adaptées à la sortie de l'autoradio.

Hervé CADINOT

Liste des composants

- R_1, R_7 : 680 Ω (bleu, gris, marron)
- R_2, R_8 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R_3, R_9 : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- $R_4, R_5, R_6, R_{10}, R_{11}, R_{12}$: 1 Ω (marron, noir, or)
- C_1, C_9 : 10 $\mu\text{F}/25\text{V}$
- C_2, C_4, C_{10}, C_{12} : 1 nF
- $C_3, C_6, C_7, C_8, C_{11}, C_{14}, C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{20}$: 100 nF
- C_5, C_{13} : 470 nF
- $C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{24}$: 1 000 $\mu\text{F}/25\text{V}$
- L_1 : self d'anti-parasitage de 125 $\mu\text{H}/5\text{A}$
- IC_1, IC_2, IC_3, IC_4 : TDA2003
- F_1 : fusible 6 A
- 1 porte-fusible à souder
- 1 radiateur en barre
- 5 borniers deux plots à souder



DIMENSIONS mm			OPTATIVE PLASTIC
A	B	C	
85	56	35,5	Fond en ABS avec panneau en aluminium. Glissières pour circuits imprimés. Livrables en gris foncé (série K) ou en bleu pétrole (série P).
110	70	49	
160	95	61	
215	130	77	
85	56	35,5	
110	70	49	

DIMENSIONS mm			COVER
A	B	C	
85	56	42	Coffrets en ABS munis de glissières et de 4 pieds de fixation dans le couvercle pour circuits imprimés. Surfaces lisses. Coloris: gris ou noir.
110	70	54	
160	95	67	
215	130	83	

DIMENSIONS mm			COFFER
A	B	C	
100	55	29	Fond et couvercle en ABS lisse. La série TP est munie d'un panneau aluminium sous un couvercle transparent. Coloris: noir ou gris.
125	70	36	
160	95	49	
215	130	69	
100	55	29	
125	70	36	
160	95	49	
215	130	69	

DIMENSIONS mm			TENCLOS PULPIT
A	B	C	
144,5	85	49	Coffrets en plastique noir ou gris, de forme pupitre, avec deux panneaux en aluminium. La série «B» possède un logement séparé pour des piles.
144,5	85	55	
144,5	85	73	
144,5	85	55	

DIMENSIONS mm			CAB 0 - 2
A	B	C	
134	129	47	Coffrets en ABS. Panneaux en aluminium. La série «B» comporte un logement séparé pour piles. Coloris standard: noir ou gris.
134	129	54	
134	129	61	
173	154	47	
173	154	54	
173	154	61	

NOTRE CATALOGUE GENERAL DE 78 PAGES VOUS SERA ADRESSE FRANCO SUR DEMANDE

FRANCLAIR-DIFFUSION
B.P. 42
92133 ISSY-LES-MOULINEAUX Cedex
Tel: 46 48 03 00 - Fax: 46 48 76 01





COMPTEUR DE TAXES TELEPHONIQUES

Le but de ce montage est d'indiquer précisément et instantanément :
 — le nombre d'unités téléphoniques consommées pour chaque communication passée sur votre ligne téléphonique...
 — le total des unités téléphoniques qui apparaîtront sur votre facture de téléphone.

Aucune manipulation, aucun calcul, aucun chronométrage n'est nécessaire puisque c'est France Telecom lui-même (dans le cas d'un branchement, sous votre responsabilité, de ce compteur sur le réseau public) qui donnera l'ordre à notre compteur de s'incrémenter automatiquement, et cela grâce à un signal codé synchronisé avec chaque impulsion de taxation enregistrée sur votre compteur d'abonné personnel installé au central téléphonique

Notons que ce type de compteur peut être évidemment installé sur une ligne téléphonique privée.

I - Introduction

La nouvelle tarification du téléphone proposée par France Telecom le 15 janvier dernier va sûrement amener beaucoup d'usagers, tant privés que professionnels, à vérifier si cette réactualisation des tarifs du téléphone leur aura permis de faire, oui ou non, des économies.

Il faut savoir que le prix des appels internationaux a très largement diminué au cours des dernières années. En contrepartie (il en faut bien une), le prix des appels locaux (entre deux correspondants d'une même ville, par exemple) a subi une hausse non négligeable.

Avant 1985, deux abonnés d'une même ville pouvaient téléphoner indéfiniment pour le prix d'une seule unité Telecom (0,73 cts). En 1986, cette durée est passée à 20 min pour finir à 6 min en 1987 puis dernièrement à 3 min !

Il est certain que les adeptes des communications locales (les bavards, pour ne pas citer l'exemple de l'auteur) devront surveiller attentivement leur consommation téléphonique pour ne pas avoir de mauvaises surprises à réception de leur

facture (l'auteur sait de quoi il parle !). Quoi qu'il en soit, pour maîtriser l'augmentation des coûts ou du nombre d'appels des communications téléphoniques, ou tout simplement pour apprendre à réguler intelligemment le flux de ses communications, deux solutions s'imposent :

- la facturation détaillée qui, en apportant une description précise et instructive de l'utilisation faite de la ligne téléphonique, a le désavantage d'arriver en même temps que la facture, c'est-à-dire lorsque le mal est fait ;
- la retransmission des impulsions de taxation.

C'est cette dernière solution qui va nous intéresser.

II - La retransmission des impulsions de taxation

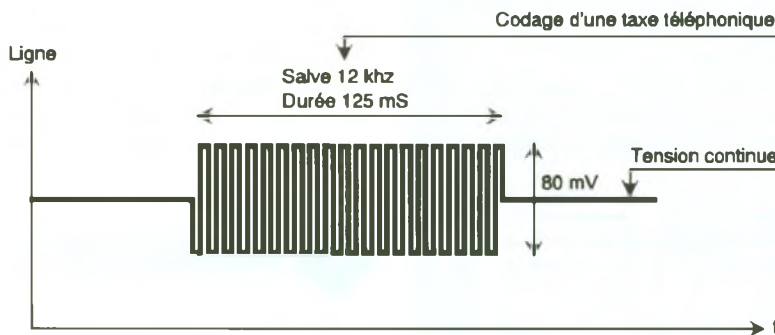
Il faut savoir que la tarification téléphonique française est basée sur l'impulsion périodique de taxes de base ou unités (par exemple, une unité toutes les 3 min entre deux abonnés d'une même ville). Ces unités sont incrémentées sur un compteur attribué à chaque abonné et disposé dans le central téléphonique de France Telecom. Moyennant un abonnement de 10 F/mois, France

Telecom retransmet chez tout abonné le désirant un signal codé synchronisé avec chaque impulsion de taxation incrémentant le compteur situé dans le central (compteur servant à établir la facture bimestrielle de téléphone).

En conséquence, un compteur spécial installé à domicile va permettre de contrôler en temps réel l'usage de la ligne téléphonique et surtout

ge, certes **non agréé**, mais bien conçu, plutôt que de laisser certains lecteurs, intéressés par ce type de réalisations, brancher n'importe quoi n'importe comment sur leur ligne d'abonné téléphonique.

1 LES IMPULSIONS DE TAXATION.



de chiffrer immédiatement le coût des communications (les hôtels ou les bars disposent de ces compteurs, ils leur permettent ainsi de calculer le coût des communications téléphoniques passées sur leur ligne téléphonique).

Pour notre cas, voir « filer » ses unités sous ses yeux se révèle parfaitement efficace et, disons-le assez, dissuasif.

N'oublions pas cependant que c'est toujours le compteur de France Telecom qui fait foi en cas de litige : c'est à vous d'annoncer à votre ami venu téléphoner un court instant à sa tante située à quelques kilomètres de votre domicile que son appel a mystérieusement abouti chez son oncle d'Amérique !

Connaissant le principe de transmission des impulsions téléphoniques, il nous est alors possible de concevoir un système de comptage à domicile (France Telecom ne fournit plus ce type de compteur).

A charge au lecteur de construire lui-même ce compteur.

N'oublions pas que, même si le système que nous proposons dans ces quelques lignes est parfaitement fiable et conforme aux normes les plus strictes imposées par France Telecom, il n'en est pas moins **non agréé** : les lecteurs devront opérer sur leurs lignes sous leur entière responsabilité, avec la plus grande prudence et en respectant les règles les plus élémentaires de sécurité (comme tout électronicien qui se respecte).

Cela dit, notre intime conviction est qu'il vaut mieux présenter un monta-

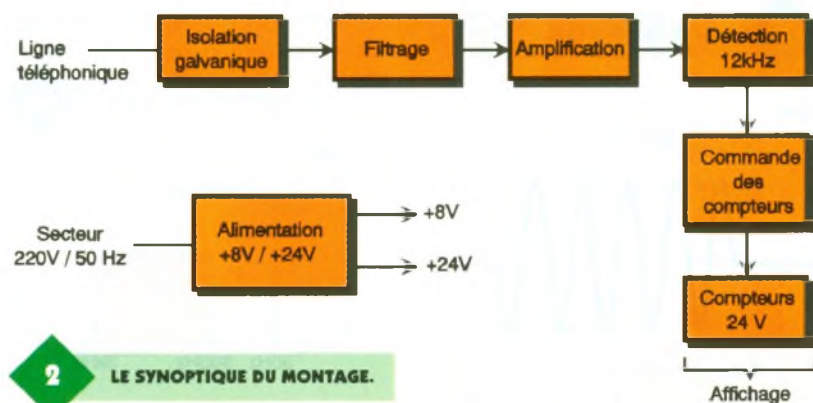
III – Type de codage des impulsions

Afin de ne pas déranger les abonnés, les impulsions de taxation doivent rester inaudibles. A ce titre, chaque unité est matérialisée sous la forme d'un signal de fréquence de 12 kHz émis pendant une durée de 125 ms (**fig. 1**). Tout cela étant évidemment superposé à la tension continue présente sur la ligne et à notre conversation téléphonique (des oreilles bien exercées ou encore jeunes peuvent entendre cette salve d'impulsions).

L'amplitude de ces impulsions est d'environ 80 mV (au niveau du central téléphonique) et pourra évidemment varier selon l'état et la longueur de la ligne téléphonique.

IV – Synoptique

Le synoptique présenté **figure 2** va nous permettre de comprendre le principe de fonctionnement de ce compteur téléphonique.



2 LE SYNOPTIQUE DU MONTAGE.

Un transformateur de ligne va nous permettre d'isoler galvaniquement la ligne téléphonique de notre montage, ce dernier nous permet d'obtenir un grand plus en matière d'agrément et de sécurité, car il protège la ligne ainsi que notre montage contre tout type d'accident ou mauvaise manipulation. De plus, ce transformateur nous permettra de prélever les signaux de la ligne téléphonique sous une grande impédance, conformément aux normes imposées par France Telecom.

Ce type de transformateur se trouve aujourd'hui sans problème et cela ne peut que conforter notre chère administration.

Un filtrage simple mais efficace va nous permettre d'éliminer une bonne partie des signaux indésirables présents sur la ligne téléphonique et disponibles après notre transformateur de ligne (50 Hz de la sonnerie, codes DTMF, parole...).

Un amplificateur nous permettra de rehausser l'amplitude de notre salve de 12 kHz (moins de 80 mV à l'entrée de la ligne) pour pouvoir attaquer correctement le détecteur de 12 kHz.

Le détecteur de 12 kHz est réalisé très simplement à l'aide d'un décodeur de tonalité construit autour du circuit LM 567 bien connu.

L'affichage des unités devant être simple, économique et « sauvegardable », la solution la plus simple fut de confier cette tâche à deux compteurs électromécaniques : un compteur permanent et un compteur avec remise à zéro (totaliser le coût d'une communication).

Le décodeur ne pouvait incrémenter directement nos compteurs électromécaniques, une amplification a été réalisée afin, d'une part, de commander ces derniers et, d'autre part, d'adapter les niveaux de commandes des compteurs (+ 24 V) au niveau logique du décodeur de tonalité (+ 8 V).

Enfin, le montage ne devant en aucun cas modifier ou perturber les ca-

ractéristiques de la ligne téléphonique, en prélevant par exemple un courant pour alimenter notre système, l'alimentation de l'ensemble a été réalisée à l'aide du réseau électrique EDF 220V 50Hz (suivi d'une régulation, évidemment).

Maintenant que nous avons décrit le principe de fonctionnement du compteur, intéressons-nous à l'étude du schéma structural présenté **figure 3**.

V - Description

1° Isolation galvanique

Comme nous l'avons précisé plus haut, c'est un transformateur de ligne

0,2Hz à 4kHz, le modèle que nous avons utilisé nous a permis d'obtenir des résultats plus qu'honorables pour notre signal de fréquence 12kHz; en effet, l'atténuation mesurée à cette fréquence s'est révélée inférieure à 1 dB.

Les condensateurs C_6 et C_7 ainsi que les résistances R_1 et R_2 vont nous permettre d'optimiser la réponse impulsionnelle de notre salve 12kHz en éliminant les phénomènes transitoires présents sur notre signal rectangulaire 12kHz en sortie du transformateur.

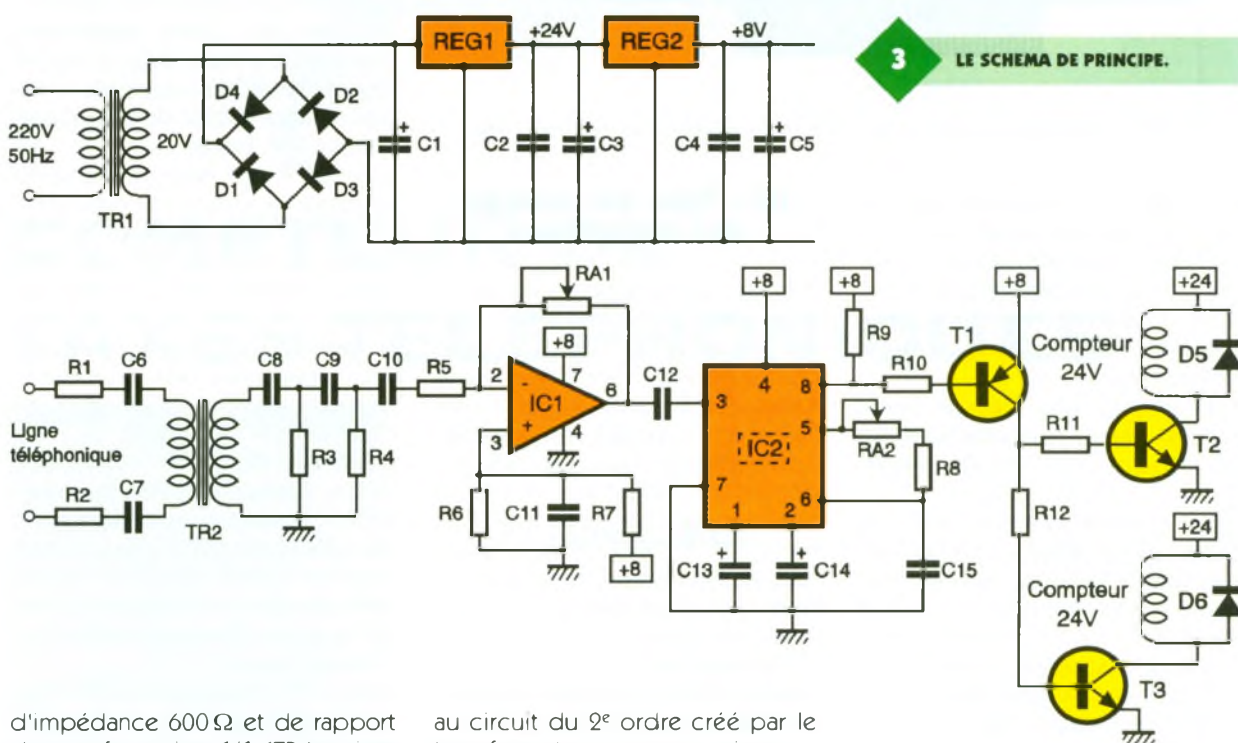
Les valeurs des composants ont été déterminées pour optimiser le coefficient d'amortissement relatif

information qu'un transformateur, quel qu'il soit, ne transmet pas de tensions continues.

2° Le filtrage

Lorsque la ligne téléphonique n'est pas utilisée (au repos), c'est-à-dire lorsque aucun téléphone n'est décroché, la ligne présente une tension continue de 48V entre ses bornes. Lorsqu'un abonné vous appelle, une tension alternative de 50Hz (sonnerie) de valeur efficace comprise entre 25V et 80V se superpose à la tension continue précédemment évoquée (**fig. 4**).

Même si le transformateur de ligne permet d'éliminer cette composan-



3 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

d'impédance 600Ω et de rapport de transformation 1/1 (TR_2) qui va nous permettre de réaliser l'isolation galvanique entre la ligne téléphonique et notre montage.

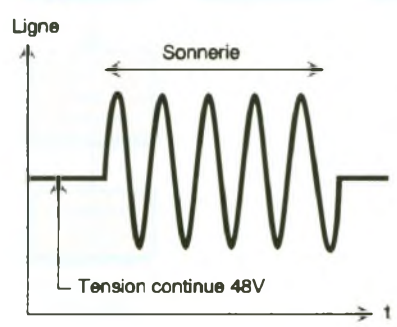
Bien que les transformateurs disponibles actuellement sur le marché soient conçus pour fonctionner avec une bande passante d'environ

au circuit du 2° ordre créé par le transformateur et son environnement.

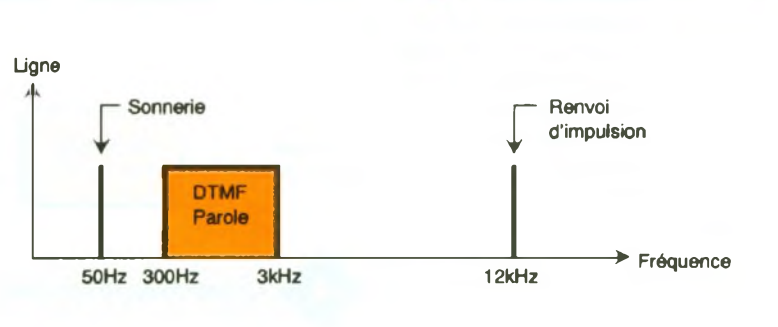
De plus, les résistances et les condensateurs, en créant un filtre passe-haut, vont nous permettre d'éliminer la composante continue constamment présente sur la ligne, composante qui risquerait au pire de simuler une « prise » de ligne par consommation de courant ou d'échauffer inutilement le primaire du transformateur. Rappelons pour

te continue, notre filtrage devra être efficace pour ne laisser passer seulement que nos pauvres petites impulsions de 80mV d'amplitude seulement par rapport à notre tension de sonnerie. Ce filtrage a été confié à

4 SALVE DE SONNERIE.



5 SPECTRE DES FREQUENCES TELEPHONIQUES.



deux cellules RC passe-haut réalisant un filtre du 2^e ordre de fréquence de coupure $f = 1/(3,14 \times R_3 \times C_8) = 10,64 \text{ kHz}$.

Notons au passage que France Telecom nous simplifie bien la tâche car nos impulsions de 12 kHz sont situées très loin sur le spectre de fréquence téléphonique par rapport à notre signal de sonnerie de 50 Hz (voir **figure 5** pour la répartition du spectre de fréquence de la ligne téléphonique). Ce filtrage (-40 dB/Déc.), simple mais efficace, va donc atténuer très fortement notre signal 50 Hz et tous les signaux annexes (codes DTMF et paroles) tout en conservant à nos impulsions 12 kHz une amplitude satisfaisante pour être traitées par la suite.

3° L'amplification

Comme nous l'avons vu précédemment, la salve 12 kHz présente une amplitude de 80 mV au niveau du central téléphonique; il va sans dire que cette dernière va donc être atténuée en arrivant chez l'abonné selon l'état de la ligne téléphonique et sa longueur. Une amplification a donc été introduite afin de pouvoir exploiter convenablement ces signaux par le décodeur de tonalité.

L'amplification variable est déterminée par le rapport RA_1/R_5 . RA_1 étant une résistance ajustable. Au maximum, cette amplification est de 21, soit $G = 100 \text{ k}\Omega/4,7 \text{ k}\Omega$. Le condensateur C_{10} est un condensateur de découplage.

L'amplificateur opérationnel (TL 081 ou TL 071) étant alimenté sous une tension non symétrique de 8V, un dispositif imposant sur la patte $V+$ de l'amplificateur opérationnel une tension de référence égale à la moitié de la tension d'alimentation a été réalisé à l'aide d'un pont diviseur de tension construit autour de R_6 et R_7 . Le condensateur C_{11} assure la stabilité de cette tension.

A présent, le signal est prêt à être traité par le décodeur de tonalité.

4° Le décodeur de tonalité

Ce décodeur est entièrement réalisé autour du circuit intégré LM 567. Ce circuit est un décodeur de tonalité à PLL (boucle à verrouillage de phase). Il fournit en sortie un signal lorsqu'une fréquence faisant partie de sa bande de détection est présente sur son entrée (en l'occurrence, 12 kHz dans notre cas).

La largeur de bande, la fréquence centrale et la temporisation de reconnaissance sont ajustables séparément au moyen de quatre composants externes.

La fréquence de référence de 12 kHz est réglée au moyen de R_8 , RA_2 et C_{15} selon la relation $f = 1/(R_8 = RA_2) \times C_{15}$. La résistance ajustable nous permettra de centrer exactement cette fréquence sur 12 kHz.

Avec les valeurs calculées $C_{13} = 4,7 \mu\text{F}$ et $C_{14} = 1 \mu\text{F}$, nous obtenons une largeur de bande d'environ 900 Hz et une temporisation minimale de reconnaissance de 400 cycles environ, soit au minimum un signal



LA PLATINE AVANT SA MISE EN COFFRET.

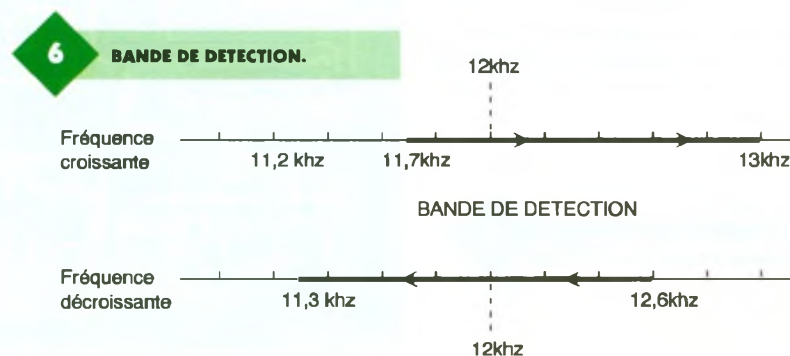
Notons que ce circuit prévu pour fonctionner entre 4,75V et 9V nous a donné, lors de nos essais, de piètres résultats lorsque nous l'alimentons sous 5V, valeur située juste à la limite des bande de fonctionnement. Ce dernier a donc été alimenté sous 8V, les résultats obtenus ont alors donné entière satisfaction.

Les condensateurs C_{13} et C_{14} permettent de régler respectivement le temps de réponse et la largeur de bande de détection. Ces condensateurs ont été déterminés à l'aide d'abaques fournis avec la documentation du circuit.

de 12 kHz pendant 33 ms, ce qui est nettement satisfaisant (durée du signal = 125 ms). L'augmentation de la valeur de la capacité C_{13} permet d'augmenter le nombre de cycles de détection (et par là même la sensibilité du décodeur). La diminution de C_{14} permet d'augmenter la largeur de bande.

A titre d'information, précisons que cette détection étant réalisée à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase, la bande de détection n'est pas symétrique selon le sens de parcours de la fréquence (lors de nos essais, nous avons fait varier la fréquence en entrée du décodeur).

Nous trouverons **figure 6** la bande de détection correspondant au parcours de la fréquence.



5° Mise en forme et commande des compteurs

Le circuit LM 567 possède une sortie à collecteur ouvert permettant de délivrer un courant de sortie allant jusqu'à 100 mA maximum. Cependant, le transistor de sortie du circuit ne peut commander une charge alimentée sous une tension supérieure à 15 V (les compteurs doivent être alimentés sous 14 V).

C'est pourquoi un transistor PNP (T_1) 2N2907 a été utilisé afin de pouvoir commander nos deux compteurs (via les transistors NPN T_2 et T_3) sous 24 V.

Ainsi, le transistor T_1 permettra, d'une part, d'inverser les niveaux logiques générés par la sortie collecteur ouvert du décodeur de tonalité et, d'autre part, commander les deux transistors NPN T_1 et T_2 incrémentant les compteurs.

Lors d'une détection d'unité (12 kHz), le transistor à collecteur ouvert du LM 567 est donc saturé, R_{10} est mise à la masse, la jonction de T_1 est passante : un courant circule dans le transistor et alimente, via R_{11} et R_{12} , les deux transistors NPN commandant nos deux compteurs. Deux diodes de roues libres ont respectivement été installées sur les transistors pour protéger ces derniers des effets inductifs des compteurs électromécaniques.

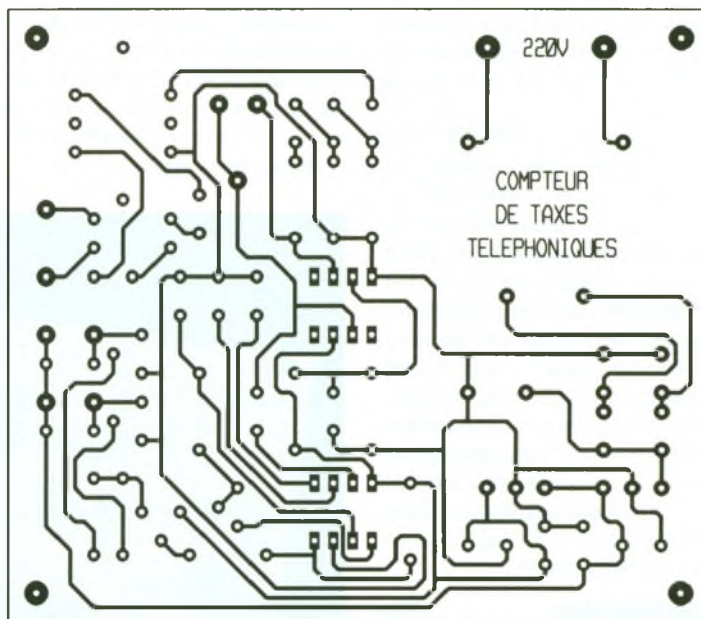
6° L'alimentation

L'alimentation est classique : un transformateur 220/20 V 1,8 VA à secondaire unique, suivi d'un pont de diode constitué de quatre diodes D_1 à D_4 , un condensateur de filtrage $C_1 = 470 \mu\text{F}/50 \text{ V}$, un régulateur 24 V (alimentation des compteurs), un régulateur 8 V, ainsi que deux condensateurs de filtrage et deux condensateurs de découplage. La puissance du transformateur est de 1,8 VA. Cette dernière est largement adaptée à notre application.

VI – Réalisation pratique

On trouvera **figure 7** le tracé simple face du circuit imprimé côté composants qui sera réalisé selon la méthode photographique. La **figure 8** indique l'implantation des composants. Notons que deux sorties sont prévues pour connecter nos deux compteurs : les sorties Compteur 1 et Compteur 2.

A ces sorties peuvent être connectés indifféremment le compteur permanent ou celui avec remise à zéro (les deux compteurs sont incrémentés en même temps).



7

LE CIRCUIT IMPRIME.

La **figure 9** indique le brochage des principaux composants.

L'approvisionnement et l'implantation des composants ne doivent pas poser de problèmes particuliers. Les entrées 220 V, ligne téléphonique, et les deux sorties compteurs électromécaniques seront matérialisées par des cosses poignard mâles, cela afin de faciliter le câblage.

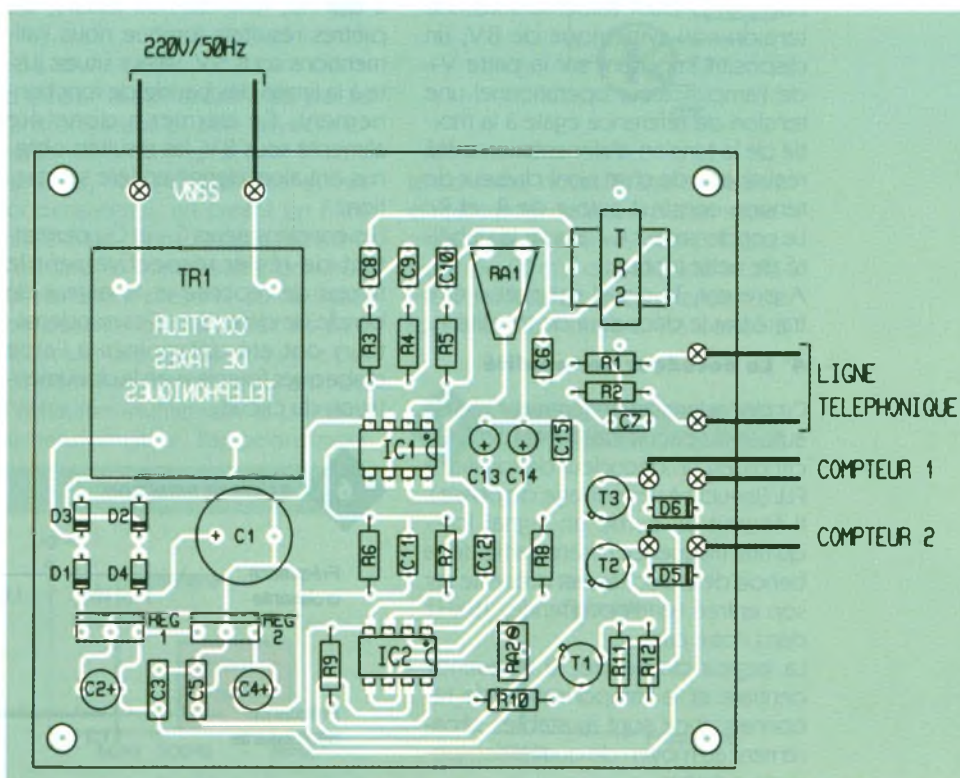
Les deux circuits intégrés seront montés sur support. Les diodes D_1 à D_4 (pont de diode) seront montées verticalement.

Concernant l'approvisionnement du transformateur de ligne, nous nous sommes procuré le nôtre chez Sélectronic. Si votre transformateur provient d'un autre revendeur, veillez à ce qu'il ait bien les mêmes caractéristiques et surtout la même implantation concernant le circuit imprimé.

Au sujet des compteurs électromécaniques, veillez bien à ce que ces derniers soient des modèles 24 V (et non 220 V). Il est dommage que ces

8

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.





modèles, ô combien utiles et économiques, soient de plus en plus difficiles à se procurer, et quand on peut les avoir, ils sont parfois aussi chers que leurs homologues numériques !

Certains annonceurs de la revue en proposent encore et disposent encore d'un grand stock.

L'entrée ligne téléphonique sera connectée à un câble muni d'une fiche gigogne permettant de brancher le compteur en parallèle sur la ligne téléphonique.

Après avoir contrôlé soigneusement votre réalisation, vous pourrez fixer



VUE SUR L'ALIMENTATION.

cette dernière dans un boîtier plastique (beaucoup plus facile à découper qu'un boîtier en métal), assez spacieux pour accueillir notre circuit imprimé et nos deux compteurs.

Le coffret que nous avons utilisé (185 x 125 x 60) convient parfaitement à notre utilisation. Par ailleurs, quatre supports en plastique intégrés au boîtier vont nous permettre de fixer notre circuit sans avoir à utiliser des

entretoises, des vis taraudées et des boulons ; seulement quatre vis seront nécessaires (voir photo de la réalisation).

Dans le cas où votre boîtier ne disposerait pas de ces supports, il vous restera à y percer quatre trous et à utiliser quatre vis de diamètre 3 mm accompagnées de quatre entretoises de 10 mm de hauteur.

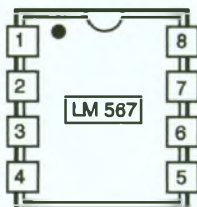
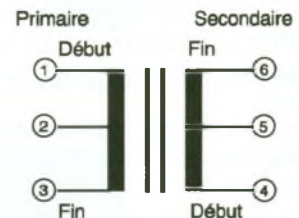
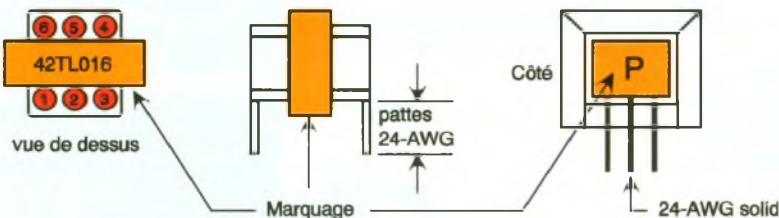
Les trous servant à faire passer nos deux câbles, secteur et ligne téléphonique, seront percés en face arrière avec un foret de 10 mm, ceci afin de placer les deux passe-fils correspondants.

Le câblage de la prise gigogne téléphonique est donnée **figure 10**.

Concernant le perçage en face avant des ouvertures correspondant aux compteurs, nous ne pouvons communiquer ici les dimensions à appliquer puisque nous ne pouvons connaître à l'avance les caractéristiques de la multitude de compteurs disponibles que vous êtes en mesure de vous procurer (il n'existe pas de normalisation).

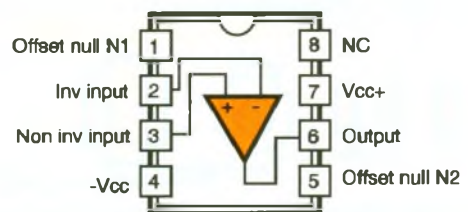
Le mieux serait de se procurer des compteurs avec rebords afin de pouvoir cacher les imperfections de la découpe. L'auteur a pu tester avec succès l'efficacité d'un disque scie Maxigraph adaptable sur toute perceuse miniature.

Transformateur de Ligne 600 Ohms



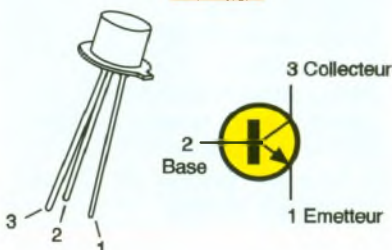
Boîtier " V "

- 1 : Condensateur de filtrage en sortie
- 2 : Filtre passe-bas (condensateur)
- 3 : Entrée
- 4 : Alimentation positive
- 5 : Composants RC d'accord
- 6 : Composants RC d'accord
- 7 : Masse
- 8 : Sortie

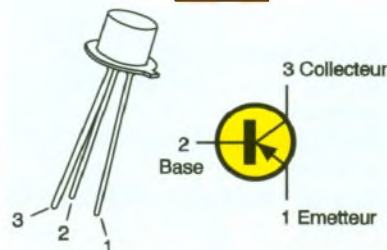


TL071 / TL072
Boîtier JG ou P. DUAL - IN - LINE
(vue de dessus)

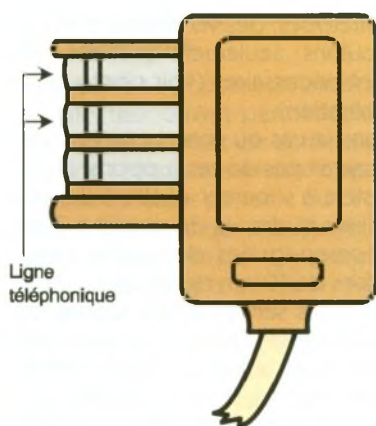
2N 2222



2N 2907



BROCHAGES DES COMPOSANTS.



10

LA PRISE GIGOGNE.

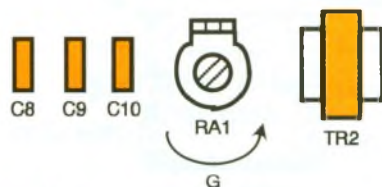
Les compteurs seront fixés en face avant avec des vis selon leur présentation ou, mieux, avec un pistolet à colle chaude (les deux méthodes ont été utilisées pour notre réalisation).

VII – Essais et utilisation

Le compteur ne sera pas tout de suite connecté, par l'intermédiaire de la prise gigogne, au réseau téléphonique; de même, les deux circuits intégrés ne seront pas enfilés tout de suite sur leurs supports respectifs.

Vous vérifierez, après avoir mis sous tension le montage, que les tensions indiquées sur le schéma structurel sont bien présentes sur les différentes pattes des supports des circuits.

Après avoir soudé les fils issus des deux compteurs sur les cosses poignard, vérifiez en connectant les pattes 7 et 8 du support correspondant au circuit LM 567 que les deux compteurs s'incrémentent bien. Cette étape passée, vous pouvez implanter les circuits intégrés (attention au sens d'implantation).



11

AJUSTAGE DU GAIN R_{11} .

L'étape de mise au point, qui ne nécessite que deux réglages seulement, demande en revanche l'utilisation d'un fréquencemètre.

— Connectez ce fréquencemètre entre la masse (patte 4 du LM 567 par exemple) et la patte 5 de ce même circuit.

— Ajustez la résistance variable RA_2 pour obtenir précisément une fréquence de 12 kHz (fréquence issue du générateur interne du décodeur de tonalité, cette fréquence sera comparée par la suite à notre signal à détecter): le décodeur est alors réglé.

— A présent, ajustez la résistance variable RA_1 pour obtenir un gain maximal (voir fig. 11).

Le compteur est désormais réglé et doit fonctionner immédiatement sur votre ligne téléphonique, à la condition expresse que cette dernière soit équipée du renvoi d'impulsions à domicile (demande à faire à votre agence commerciale sans justification du type de modèle de compteur que vous possédez). Vous pourrez éventuellement réduire le gain à l'aide de RA_1 dans le cas d'un déclenchement intempestif.

Vous voilà en possession d'un formidable outil de gestion de vos communications téléphoniques, vous pourrez ainsi vous apercevoir que les interminables mélodies d'attente à 8 notes proposées par vos interlocuteurs vous coûtent sur une facture presque aussi cher que le dernier CD de votre chanteur préféré, ou bien qu'une unité téléphonique trouve toujours le moyen de se « faufiler » quelques secondes après avoir raccroché votre combiné à la fin d'une communication (temps nécessaire à la répercussion de la fin de la communication entre tous les centraux utilisés pour l'établissement de la liaison).

Ne parlons pas des messageries vocales (3670...) pour lesquelles l'auteur a eu l'impression que le compteur n'allait plus jamais s'arrêter de tourner (12 unités à la suite lors de l'appel).

Quoi qu'il en soit, ce compteur vous réserve bien d'autres surprises (services Minitel, par exemple), n'en soyez pas pourtant prisonnier et évitez si possible de raccrocher au nez de votre correspondant lorsque votre quota d'unités téléphoniques journalier se trouve dépassé!

Florent COULON



R_6, R_7 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
 R_8 : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
 R_9 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_{10} : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
 R_{11}, R_{12} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

Condensateurs

C_1 : 470 μ F/50 V radial
 C_2, C_4, C_6, C_{11} : 100 nF
 C_3, C_5 : 100 μ F/25 V radial
 C_7 : 33 nF
 C_8, C_9, C_{10}, C_{12} : 22 nF
 C_{13} : 4,7 μ F/63 V radial
 C_{14} : 1 μ F/63 V radial
 C_{15} : 10 nF

Diodes

D_1 à D_6 : 1N4007

Transistors

T_1 : 2N2907 PNP
 T_2, T_3 : 2N2222 NPN

Résistances ajustables

RA_1 : résistance carbone horizontale 100 k Ω
 RA_2 : résistance verticale 10 tours 5 k Ω

Circuits intégrés

REG $_1$: 7824 régulateur + 24 V
REG $_2$: 7808 régulateur + 8 V
IC $_1$: TL081 ou TL071 amplificateur opérationnel
IC $_2$: LM 567 décodeur de tonalité

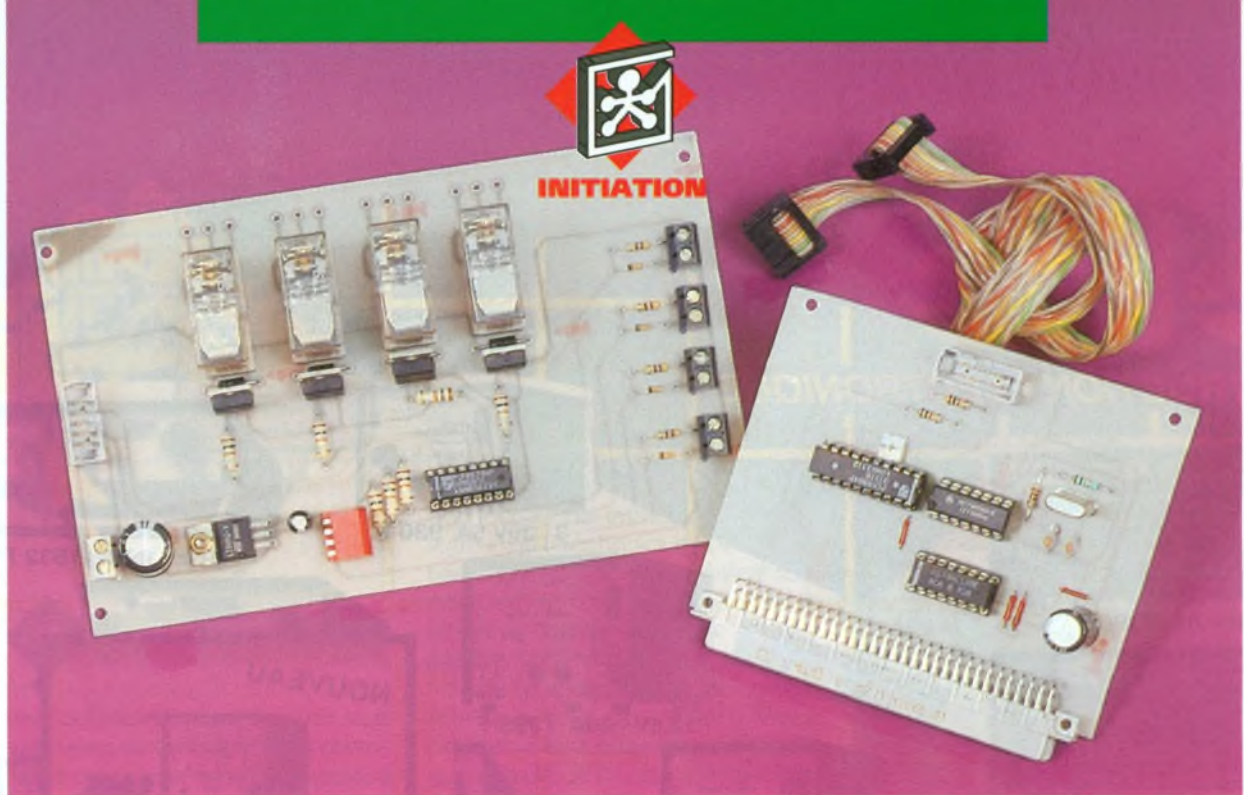
Divers

TR $_1$: transformateur 1 secondaire 220 V/20 V 1,8 VA ERA
TR $_2$: transformateur de ligne rapport 1/1 600 Ω
Prise gigogne
Câble secteur 220 V
2 compteurs électromécaniques 24 V (dont 1 avec remise à zéro)
Boîtier plastique
2 supports tulipes de circuit intégrés 8 pattes

Liste des composants

Résistances (1/4 W)

R_1, R_2 : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
 R_3, R_4 : 680 Ω (bleu, gris, marron)
 R_5 : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)



INTRODUCTION AU BUS I2C

Dans le domaine de l'électronique numérique, il est souvent nécessaire de connecter des éléments à distance, au travers de ce que l'on appelle un bus. Ces dernières années, on a pu voir une prolifération de bus et de protocoles. Parmi tous les bus possibles, il en est un qui remporte un grand succès dans les domaines de la domotique et de l'automobile. Il s'agit du bus I2C.

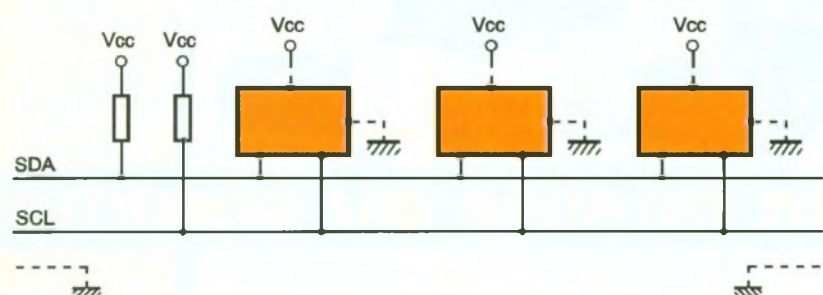
Le succès du bus I2C est lié à son apparente simplicité. On peut en effet, grâce à un bus I2C, relier deux équipements pour un dialogue bidirectionnel par deux fils seulement (si l'on ne compte pas le fil de masse). Il s'agit d'une liaison en mode série, ce qui signifie que la vitesse de transfert sera plus faible qu'avec un bus

de type parallèle. Le bus I2C permet cependant des échanges à la vitesse de 100 Kbits par seconde en mode standard (soit environ 9 000 octets par seconde) et à la vitesse de 400 Kbits par seconde dans le mode rapide. Certes, la vitesse de transfert du bus I2C n'est pas fulgurante, mais dans bien des cas, la vitesse n'est pas l'élément prédominant. Ce qui est intéressant avec un bus I2C, c'est que pour raccorder différents éléments sur le bus, il suffit de les connecter en parallèle sur deux fils. Tous les éléments connectés vont se partager le bus (voir **fig. 1**). Pour permettre ce partage dans des conditions harmonieuses, il fallait mettre en place un protocole. C'est ce que nous allons examiner tout au long de cet article.

On peut relier autant de composants élémentaires que l'on souhaite sur le bus I2C. La limite tient à la capacité de charge maximale acceptée par le bus, à savoir 400 pF. Cette limite permet de garantir les temps de montée

des signaux. Cette capacité est la somme des capacités d'entrée des différents modules connectés au bus plus la capacité répartie du câble utilisé pour la connexion. Si le câble est très court, sa capacité répartie sera quantité négligeable. Pour pouvoir se connecter à un bus I2C, il faut une circuiterie complexe. Soit il faut un système microprogrammé (comprenez un microcontrôleur programmé pour une application spécifique), soit il faut une logique combinatoire importante, capable de tenir compte du protocole imposé par le bus I2C. Heureusement pour les électroniciens que nous sommes, de nombreux composants électroniques qui intègrent toute la circuiterie nécessaire pour se connecter à un bus I2C sont apparus ces dernières années. On trouve, par exemple, des ports d'entrées et de

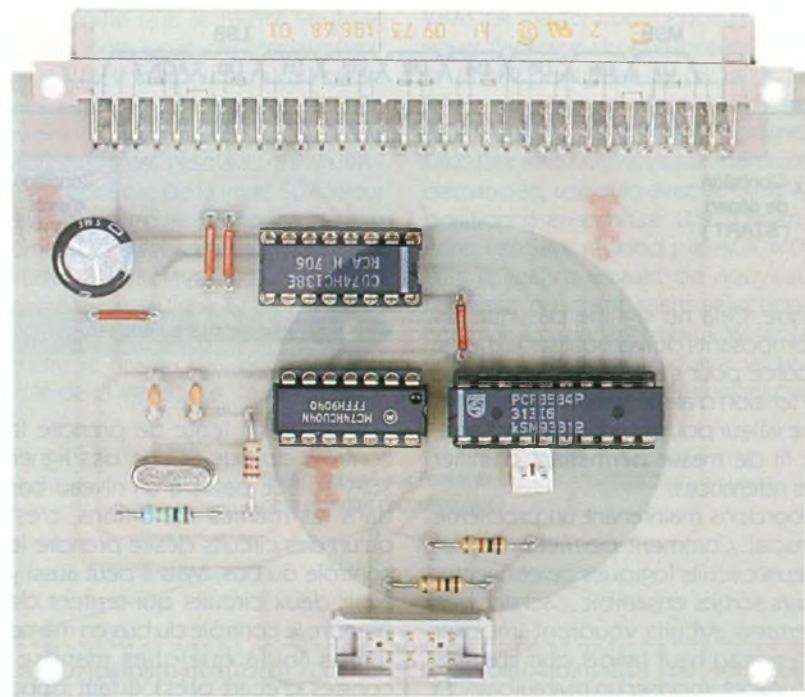
1 LES MODULES D'UN BUS I2C SE RACCORDENT EN PARALLÈLE SUR LA LIGNE DE COMMANDE.



sorties bidirectionnels, des convertisseurs analogique/digital et digital/analogique, des RAM, des EEPROM, des drivers pour afficheurs LCD ou pour afficheurs 7 segments, des circuits pour la téléphonie, des microcontrôleurs, et bien d'autres encore.

Grâce à toute cette panoplie de composants, il devient facile de réaliser un système évolutif. Cela ressemble un peu à un jeu de Lego. Par exemple, pour ajouter un afficheur 7 segments à un montage, il suffit d'ajouter le nouveau module en le connectant au bus I2C. Sur le plan matériel, la modification pour ajouter le nouveau module sera très simple. Si par la suite vous décidez de remplacer l'afficheur 7 segments par un afficheur LCD, il vous suffira de débrancher l'ancien module et d'ajouter le nouveau. Bien entendu, pour contrôler le bus I2C, il est fait appel à un microprocesseur, et le logiciel qui gère l'ensemble sera la partie la plus complexe à modifier.

Les fabricants d'équipements électroniques ne s'y sont pas trompés, car ils utilisent de plus en plus des composants avec un bus I2C. Par exemple, dans un téléviseur, pour garder la programmation des chaînes et diverses informations, il est fait de plus en plus souvent appel à une EEPROM sur un bus I2C. L'afficheur utilisé sur le téléviseur pour indiquer la chaîne sélectionnée sera à coup sûr piloté par un circuit monté sur le même bus I2C, tout comme le circuit de réception de la télécommande à distance. Le programme qui active chaque module peut ensuite être utilisé pour un autre appareil, ce qui réduit considérablement le temps de conception.



Dans le cas où la vitesse d'un système n'est pas le facteur primordial, l'utilisation d'un bus I2C permet même de réduire la complexité des circuits imprimés à réaliser. Par exemple, pour connecter une EEPROM ou une RAM à un microcontrôleur classique, il faut relier entre eux les bits de données et les bits d'adresses des différents composants, et, en plus, il faut bien souvent ajouter une logique de sélection. Avec des composants prévus pour se connecter au bus I2C, il suffit de les relier par deux pistes seulement. Bien entendu, le logiciel du microcontrôleur sera un peu plus complexe à écrire. Mais la routine qui gère le bus I2C peut s'utiliser sur autant d'appareils différents du moment que l'on utilise le même microcon-

UN CIRCUIT INTEGRE SPECIALE FABRIQUE PAR PHILIPS, LE PCF8584P.

trôleur. Il n'est pas nécessaire de réinventer le monde à chaque fois. Si, par la suite, on souhaite ajouter des composants sur le circuit, le nombre de pistes à ajouter sera vraiment plus réduit (essayez d'ajouter une EEPROM sur un circuit existant pour voir).

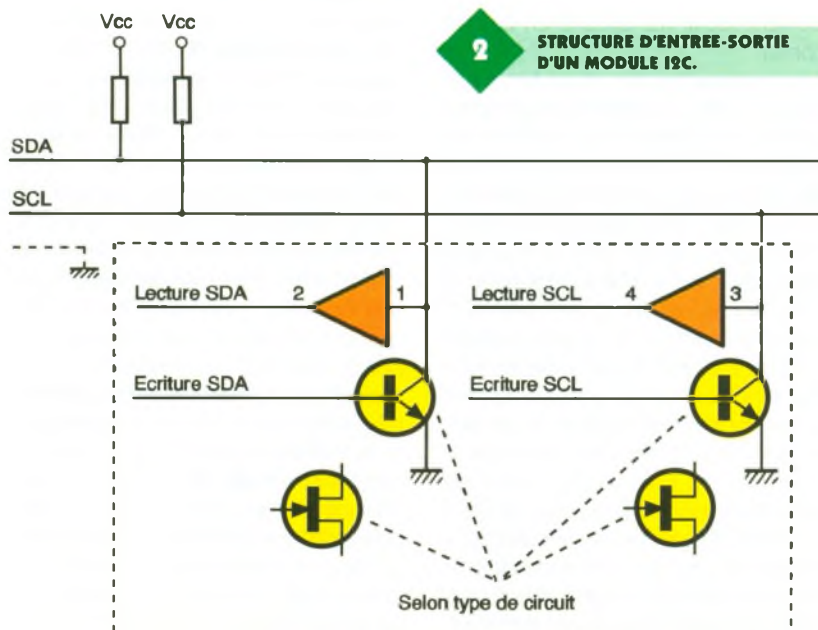
Maintenant que vous êtes convaincu de l'utilité du bus I2C, voyons en détail comment il fonctionne.

Le support physique utilisé

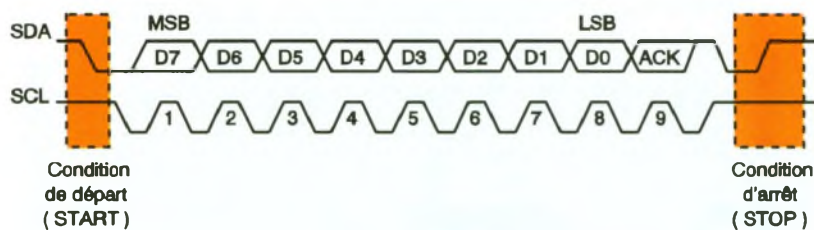
Nous avons déjà indiqué que pour se connecter à un bus I2C il nous faut deux fils seulement. Nous ajouterons un troisième fil pour la masse (référence des signaux), histoire de nous contredire un peu.

Quels sont donc les signaux qui transitent sur les deux fils qui nous intéressent ? Le signal en question est appelé SDA (Signal Data). L'autre fil est utilisé pour transmettre un signal d'horloge synchrone (signal qui indique le rythme d'évolution de la ligne SDA). Ce second signal s'appelle SCL (Signal Clock).

Les tensions associées aux niveaux logiques vont dépendre de la technologie des circuits en présence (CMOS, TTL). Il faudra que tous les circuits connectés au bus I2C utilisent les mêmes potentiels pour définir les niveaux haut et bas. En définitive, cela implique que tous les composants connectés à un même bus soient alimentés de façon iden-



2 STRUCTURE D'ENTREE-SORTIE D'UN MODULE I2C.



tique. Cela ne signifie pas que les composants doivent utiliser la même source pour s'alimenter. Il suffit que la tension d'alimentation soit à la même valeur pour tous les composants, le fil de masse permettant d'unifier les références.

Abordons maintenant un problème crucial. Comment permettre à plusieurs circuits logiques de connecter leurs sorties ensemble, sachant que certains circuits voudront imposer un niveau haut tandis que d'autres voudront imposer un niveau bas ? La réponse est connue depuis longtemps. Il faut utiliser des sorties à collecteur ouvert (ou à drain ouvert pour des circuits CMOS). Le niveau résultant sur la ligne est alors une fonction « ET » de toutes les sorties connectées. La **figure 2** montre comment cela est possible.

3 PROTOCOLE DU BUS I2C.

Un circuit ne tente de prendre le contrôle du bus. Si une des lignes SDA ou SCL passe à un niveau bas dans les mêmes conditions, c'est qu'un des circuits désire prendre le contrôle du bus. Mais il peut aussi y avoir deux circuits qui tentent de prendre le contrôle du bus en même temps (ou à quelques nanosecondes d'écart près). Il faut donc mettre en place un protocole pour gérer les conflits possibles.

Le protocole

Le protocole du bus I2C définit la succession des états possibles sur les lignes SDA et SCL, et comment

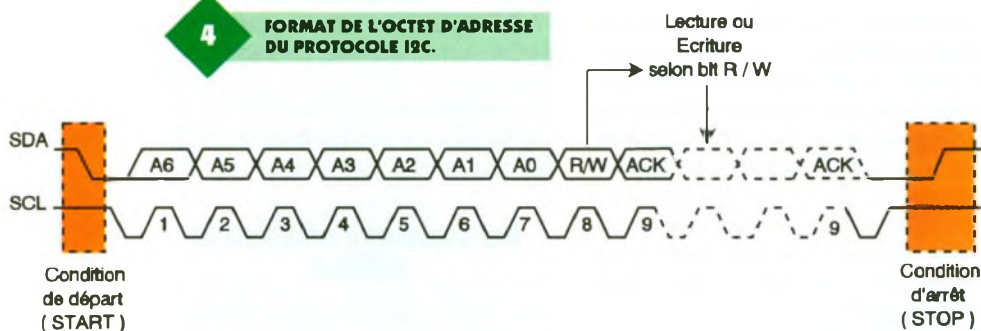
Nous y reviendrons un peu plus loin. Avant de placer les bits qui forment l'octet à transmettre sur le bus, le maître doit placer la ligne d'horloge SCL à 0. Tant que la ligne SCL est au niveau haut, la ligne SDA ne doit pas changer d'état, sinon cette condition sera interprétée comme la condition d'arrêt. La condition arrêt peut survenir même au milieu de la transmission d'un octet, pour abandonner la transmission et libérer le bus pour les autres circuits. Pour transmettre correctement les bits sur la ligne SDA, le maître doit donc tout d'abord placer la ligne SCL à 0. Ensuite, le maître peut placer la ligne SDA au niveau correspondant au bit à transmettre et replacer la ligne SCL au niveau 1 pour indiquer que le bit est présent sur la ligne SDA. La même opération va se répéter autant de fois que nécessaire pour transmettre les 8 bits de donnée. Notez que c'est le bit de poids fort qui est transmis en premier.

Une fois les 8 bits transmis, le circuit qui vient de recevoir les données doit imposer un bit d'acquiescement ACK sur la ligne SDA (nous verrons un peu plus loin comment identifier le circuit qui reçoit les données). Pour cela, pendant que la ligne SCL est au niveau bas, le maître place sa propre sortie au niveau haut, tandis que le récepteur (auss appelé l'esclave) place sa sortie au niveau bas. Puisque les sorties sont à collecteur ouvert, la ligne SDA restera au niveau bas à cause de l'esclave. Le maître relit ensuite la ligne SDA une fois qu'il a passé la ligne SCL au niveau haut. Si la valeur lue pour le bit ACK est 0, c'est que l'esclave s'est bien acquiescé de l'octet reçu, sinon c'est qu'il y a une erreur et le maître doit générer la condition arrêt.

Nous allons compliquer un peu le cas de la **figure 3**. Pour l'instant, nous avons vu comment le maître prend le contrôle du bus I2C pour transmettre un octet. Dans la pratique, cela ne suffit pas. Le maître doit pouvoir choisir quel esclave est censé recevoir les données. Dans ce but, le premier octet que transmet le maître n'est pas une donnée mais une adresse. Le format de l'octet d'adresse est un peu particulier puisque le bit D₀ est réservé pour indiquer si le maître demande une lecture à l'esclave ou bien au contraire si le maître impose une écriture à l'esclave (voir **fig. 4**).

Chaque circuit connecté au bus I2C possède une adresse, qui doit être unique. L'adresse associée à un composant est définie en partie par l'état de broches de sélections et

4 FORMAT DE L'OCTET D'ADRESSE DU PROTOCOLE I2C.



Les résistances de rappel au potentiel VCC permettent aux signaux SDA et SCL d'être à 1 si toutes les sorties à collecteurs ouverts sont aussi au niveau 1 (résultat de la fonction « ET »). Si une ou plusieurs sorties tentent d'imposer un niveau bas sur une ligne, le ou les transistors associés vont conduire, ce qui entraîne un niveau bas sur la ligne correspondante (ce qui est conforme au résultat de la fonction « ET »).

En ce qui concerne la lecture des signaux SDA et SCL, cela ne pose pas de problème. Les signaux peuvent être lus en permanence sans risque d'interférer sur le niveau de la ligne. Au repos, tous les circuits connectés doivent imposer un niveau haut sur leurs sorties respectives. Si les lignes SDA et SCL sont au niveau haut dans ces conditions, cela signifie qu'au-

doivent réagir les circuits en cas de conflit.

Pour transmettre des données sur le bus I2C, il faut surveiller deux conditions particulières : la condition de départ et la condition d'arrêt (voir **fig. 3**). Avant de tenter de prendre le contrôle du bus, un circuit doit vérifier que les lignes SDA et SCL sont au repos, c'est-à-dire à l'état haut. Si c'est le cas, le circuit indique qu'il prend le contrôle du bus en mettant la ligne SDA à 0. A partir de ce moment-là, les autres circuits savent que le bus est occupé et ils ne devraient pas tenter d'en prendre le contrôle. Le circuit qui vient de prendre le contrôle du bus devient le maître de ce dernier (en anglais « master »). C'est au maître qu'incombe la génération du signal d'horloge, quel que soit le sens du transfert.

d'autre part par sa fonction. Par exemple, le circuit PCF8574, qui est un port d'entrées/sorties bidirectionnel 8 bits, décompose son adresse de la façon suivante : [0] [1] [0] [0] [A₂] [A₁] [A₀] [R/W].

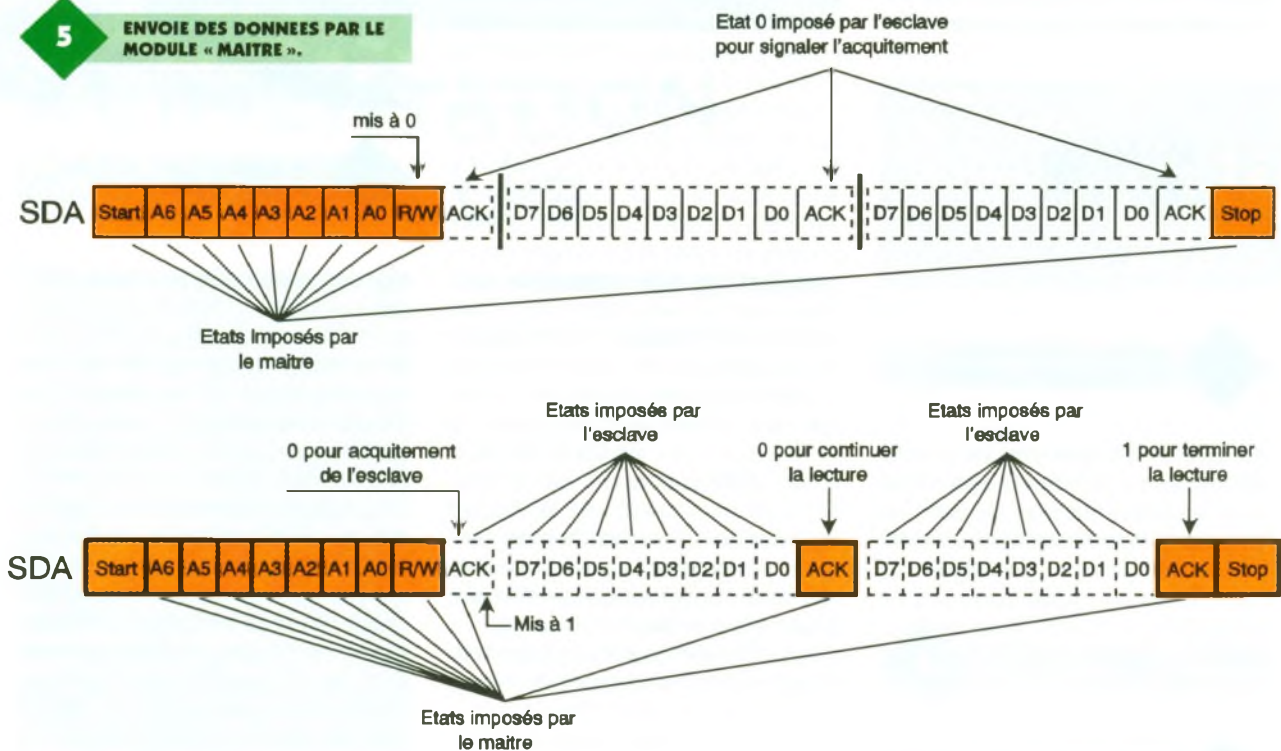
Les bits A₂, A₁ et A₀ reflètent l'état des broches 1, 2 et 3 du circuit. Cela permet de placer 8 circuits PCF8574 sur le bus I2C. Lors de la conception d'un système, il faut donc veiller à l'unicité des adresses attribuées aux différents composants.

cela signifie que le maître veut lire des données issues de l'esclave (voir **fig. 6**). C'est toujours le maître qui va générer le signal d'horloge SCL. En revanche, après le bit ACK de l'adresse, c'est l'esclave qui va garder le contrôle de la ligne SDA. Pour cela, le maître va placer sa propre sortie SDA au niveau haut pour permettre à l'esclave de prendre le contrôle de la ligne SDA. L'esclave doit alors scruter la ligne SCL et attendre le niveau bas pour changer l'état de la ligne SDA, faute de quoi

RAM. Le master commence par envoyer l'adresse du composant avec le bit R/W positionné sur l'écriture. La RAM adressé, en esclave renvoie ACK = 0. Ensuite, le master transmet l'adresse interne de la case mémoire demandée, toujours avec le bit R/W positionné en écriture. Une fois encore, l'esclave répond par ACK = 0. Puis le maître envoie de nouveau l'adresse du composant sélectionnée mais en plaçant le bit R/W sur la position lecture. L'esclave va répondre par ACK = 0 et enchaîner par

5

ENVOI DES DONNEES PAR LE MODULE « MAITRE ».



6

LECTURE DES DONNEES ENVOYEEES PAR LE MODULE « ESCLAVE ».

Une fois l'adresse envoyée sur le bus, l'esclave concerné doit répondre en plaçant le bit ACK à 0. Si le bit ACK vaut 1, le maître comprend qu'il y a une erreur de sélection et il génère la condition arrêt. En revanche, si le bit ACK vaut 0, le maître peut continuer les opérations. Si le bit R/W précédemment envoyé était à 0, cela signifie que le maître doit transmettre un ou plusieurs octets de données. Dans ce cas, la **figure 3** se répète autant de fois que nécessaire, avec une seule condition arrêt en tout dernier (voir **fig. 5**). Après chaque bit ACK valide, le maître peut continuer d'envoyer des octets à l'esclave ou bien il peut décider de terminer le dialogue. En revanche si le bit R/W transmis en même temps que l'adresse est à 1,

le maître détectera une condition arrêt et abandonnera le transfert (l'électronique intégrée dans l'esclave se doit de détecter aussi qu'il y a eu une condition arrêt, bien entendu).

Après que l'esclave a transmis les 8 bits de données, c'est le maître, cette fois-ci, qui va générer un bit d'acquiescement. Si le maître désire lire des octets supplémentaires, il placera le bit d'acquiescement à 0. En revanche, si le maître décide que la lecture est terminée, il placera le bit ACK au niveau 1. L'esclave comprendra alors que le transfert est terminé. Cette fois-ci, bien que le bit ACK soit au niveau 1, cela ne correspond pas à une condition d'erreur mais à une fin de transfert.

Le protocole du bus I2C ne s'arrête pas là. Il est possible d'enchaîner écriture et lecture de l'esclave sans avoir à passer par une condition arrêt. Prenons le cas de la lecture d'une

la transmission du contenu de la case mémoire demandée. C'est toujours le maître qui impose l'horloge SCL mais c'est l'esclave, en l'occurrence la RAM, qui contrôle la ligne SDA. Une fois les 8 bits de données transmis par la RAM, si le maître veut lire le contenu de la case mémoire suivante, il placera le bit ACK au niveau 0. Dans ce cas, la RAM recommence la lecture avec la case mémoire suivante. En revanche, si le maître souhaite en terminer avec la lecture, il placera le bit ACK au niveau 1 et il générera ensuite la condition arrêt.

Le contenu des octets de données lus ou écrits aura une signification qui dépend du composant sélectionné. Mais le protocole reste le même.

Jusqu'à présent, nous avons évoqué le cas où le maître prend le contrôle du bus I2C sans encombre. Voyons maintenant ce qui se passe si plusieurs systèmes maîtres sont connectés

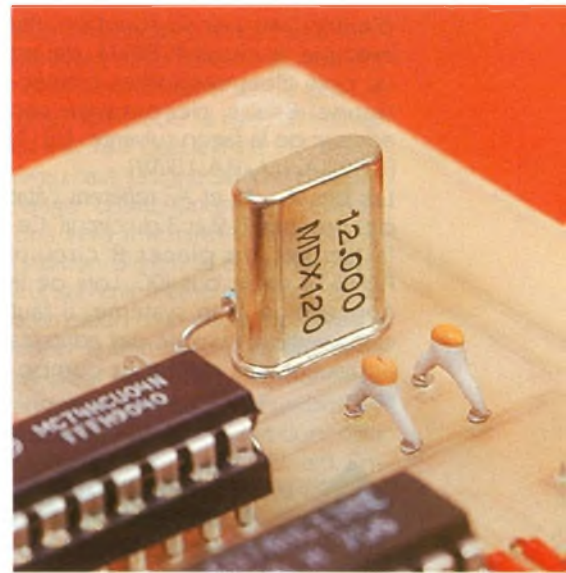
tés au bus. Tant que les lignes SDA et SCL sont au niveau haut depuis suffisamment de temps, c'est que le bus est libre. Dans le mode standard, le temps qui s'écoule entre une condition d'arrêt et une condition de départ est au minimum de 4,7 μ s (dans le mode rapide, ce temps passe à 1,3 μ s). L'électronique intégrée dans un composant qui gère le bus I2C se doit donc d'attendre au moins 4,7 μ s avant de conclure que le bus est libre, si les lignes SDA et SCL restent à l'état haut.

Une fois qu'il est établi que le bus est libre, le circuit qui souhaite prendre le contrôle du bus place la ligne SDA

sultant d'une fonction « ET » entre les niveaux demandés par chaque maître. Pour l'instant, le résultat sera bien un niveau 0, de sorte qu'aucun maître ne peut savoir qu'il y a un conflit.

Chaque circuit maître va donc commencer normalement à générer le signal d'horloge, de sorte que l'état de la ligne SCL sera aussi le résultat d'une fonction « ET » des différents états imposés par chaque maître. Pendant l'état bas de la ligne SCL, chaque maître va modifier sa propre sortie SDA. Si tous les maîtres qui ont pris le contrôle du bus placent le même état sur la ligne SDA, le conflit n'étant pas visible, la transmission se poursuit normalement, comme si chacun était seul. En revanche, dès qu'un maître place un niveau différent des autres sur la ligne SDA, il y aura forcément un état bas sur la ligne SDA, tandis qu'un ou plusieurs maîtres souhaitaient imposer un niveau haut. Tous les maîtres qui ont demandé un niveau haut, tandis que la ligne SDA reste à 0, vont perdre immédiatement le contrôle du bus. A partir de cet instant, le ou les maîtres qui viennent de perdre le contrôle du bus vont continuer de lire les états successifs de la ligne SDA. Ils vont continuer la lecture comme ils l'auraient fait en tant qu'esclaves, pour le cas où le maître qui reste encore en course souhaite justement adresser l'un d'eux.

Si les différents maîtres en compétitions tentent d'adresser le même composant, la ligne SDA sera toujours au bon niveau. La procédure d'arbitration va alors continuer avec les données à transmettre. Si les dif-

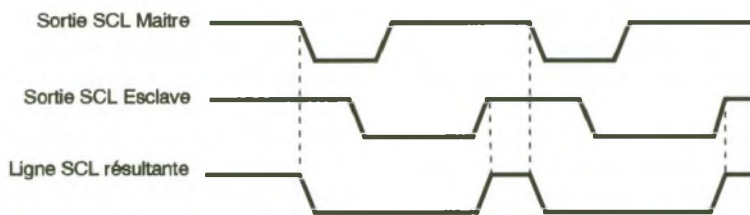


LE QUARTZ 12 MHz QUI SERT DE BASE DE TEMPS.

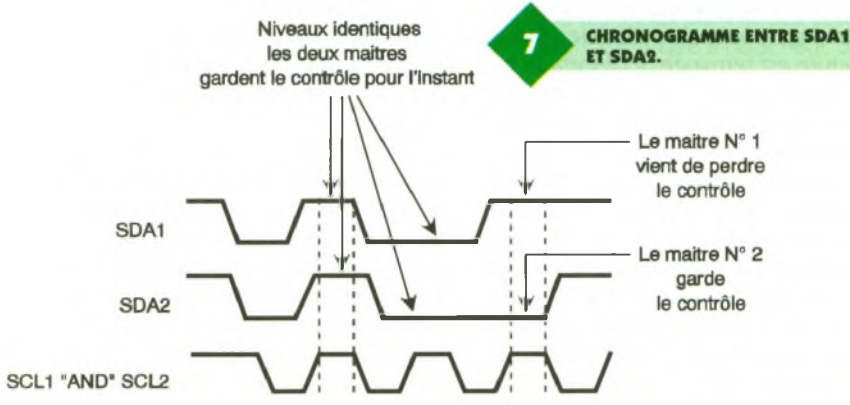
UN AUTRE CIRCUIT INTEGRE SPECIALISE, LE PCF8574AP.

à 0 puis il relit l'état réel de la ligne SDA pour le comparer avec l'état qu'il souhaite imposer. Si dans un laps de temps très proche un autre maître décide aussi de prendre le contrôle du bus, il placera lui aussi la ligne SDA à 0. Du fait de la configuration à collecteur ouvert, le niveau de la ligne SDA sera à un niveau ré-

8 CHRONOGRAMME ENTRE LE MAITRE ET L'ESCLAVE.



7 CHRONOGRAMME ENTRE SDA1 ET SDA2.

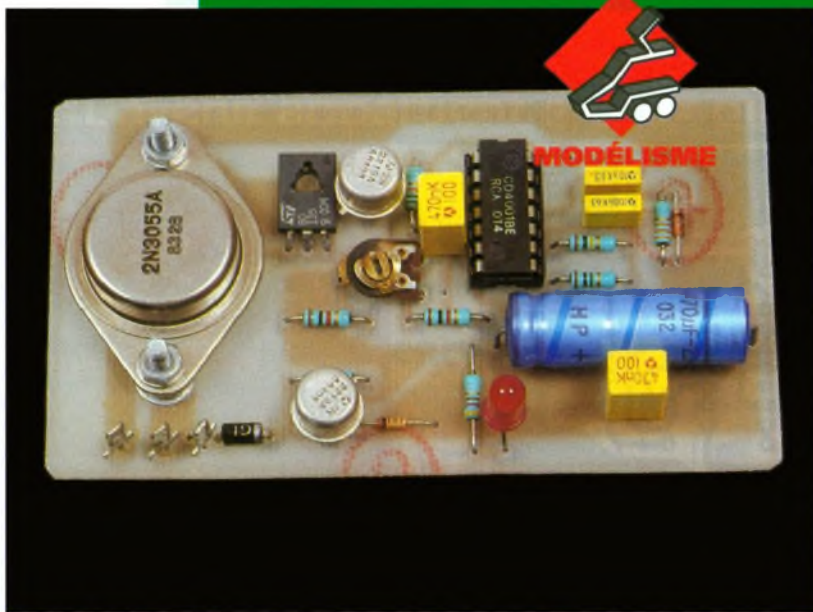


férents maîtres qui adressaient le même composant écrivent la même donnée, le conflit n'a pas lieu d'exister puisque tout le monde veut faire la même chose. La procédure d'arbitration va alors se poursuivre jusqu'à ce que l'un des maîtres demande un niveau différent des autres. En poussant le raisonnement à l'extrême, on peut imaginer le cas où tous les maîtres vont demander les mêmes niveaux jusqu'à la condition d'arrêt. Mais la probabilité d'un tel cas est bien faible. Quoi qu'il en soit, si le cas se produit, la procédure d'arbitration garantit que le résultat final est correct, chaque maître ayant réalisé la même opération exactement en même temps.

Pour finir, disons qu'il est possible de ralentir la vitesse de transmission du bus I2C. Si un circuit esclave a besoin de ralentir les échanges sur le bus, il lui suffit de maintenir la ligne SCL à l'état bas (voir **fig. 7 et 8**). Le circuit maître scrute en permanence la ligne SCL pour la comparer avec l'état qu'il souhaite lui-même imposer. Quand le circuit maître détecte un niveau bas tandis qu'il vient de placer sa sortie SCL à l'état haut, il passe dans une boucle d'attente. L'attente se poursuivra jusqu'à ce que la ligne SCL passe au niveau haut.

Vous en savez maintenant assez pour comprendre le fonctionnement d'un bus I2C et pour souhaiter l'utiliser dans vos montages. Nous ne manquerons pas de vous proposer quelques réalisations articulées autour de ce bus, bien pratique pour qui veut se lancer dans la domotique.

Pascal MORIN



ALIMENTATION GLOW-PLUG

Ce petit montage remplacera avantageusement la grosse pile ou l'élément de batterie au plomb utilisé habituellement pour l'alimentation des filaments de bougies des moteurs à explosion qui animent les modèles réduits de toutes sortes.

Tous les modélistes seront d'accord, du moins nous le pensons, sur le fait que l'accu ou la pile servant au chauffage du filament de la bougie se décharge toujours trop vite. Il suffit que trop de carburant ait noyé l'allumage, ou qu'il fasse très froid, pour que l'on demande à la source d'alimentation plus qu'elle ne peut fournir. Par ailleurs, les bougies présentent des caractéristiques différentes suivant le type employé : telle bougie obtiendra son filament rouge-blanc avec une tension d'environ 1V, alors que telle autre nécessitera presque 2V pour parvenir au même résultat. La réalisation proposée dans le présent article sera en mesure de s'adapter aux différents modèles de bougies disponibles dans le commerce, et elle vous permettra d'utiliser une batterie de 12V (celle de votre véhicule) pour le démarrage des moteurs de vos modèles réduits.

Le schéma de principe

Il est donné en **figure 1** et brille par sa simplicité. La diode D_1 évite, en cas d'inversion accidentelle des fils d'alimentation, la destruction des semi-conducteurs.

Le transistor T_1 , la résistance R_1 et la diode zener D_2 , ainsi que les condensateurs C_1 et C_2 régulent et filtrent la tension d'alimentation, et la maintiennent aux alentours de 6V (valeur peu critique). Cette tension sera utilisée pour l'alimentation du circuit intégré CI_1 . La diode électro-

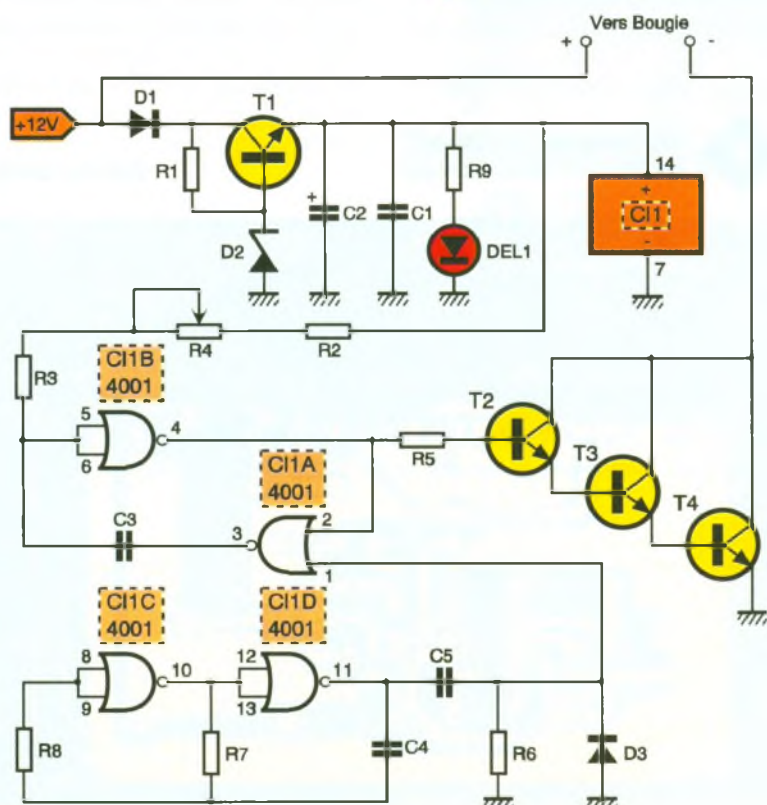
luminescente DEL_1 signale la présence de la tension 12V issue de la batterie.

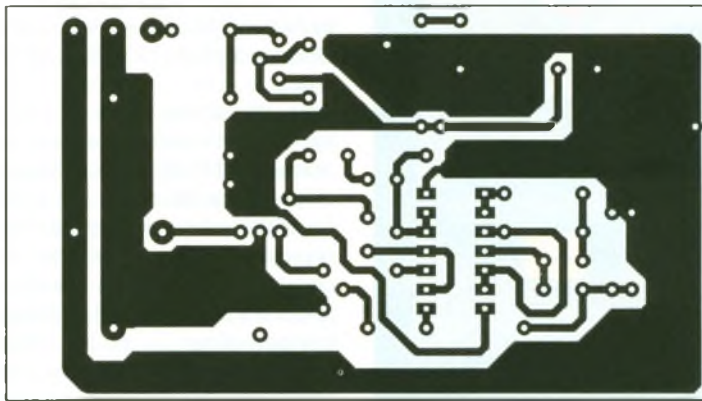
Deux des portes de CI_1 (C et D) sont montées en oscillateur dont la fréquence est fixée par la résistance R_7 et le condensateur C_4 . En sortie de C_5 , et grâce à ce dernier, ce n'est pas un signal carré que l'on obtient mais des impulsions assez courtes. Ces impulsions permettent la charge du condensateur C_3 , et par l'intermédiaire des portes CI_{1A} et CI_{1B} sont obtenus des créneaux positifs dont la largeur est fonction de la valeur de la résistance ajustable R_4 . Ces créneaux commandent, par l'intermédiaire de la résistance R_5 , la mise en conduction du transistor T_2 qui commande à son tour le Darlington composé de T_3 et de T_4 .

Le + de la bougie étant relié directement au pôle + de la batterie, elle se verra appliquée, à chaque mise en conduction du Darlington par le créneau de commande, une tension proche de 10V. Comme cette tension ne sera présente qu'une fraction de seconde à chaque commutation, elle ne pourra pas détériorer le filament de la bougie, mais elle sera suffisante pour l'amener à la température adéquate au démarrage du moteur. Ce seuil devra être atteint progressivement par réglage de l'ajustable R_4 .

1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.





2

LE CIRCUIT IMPRIME.

La réalisation

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2**. Le dessin d'implantation que vous utiliserez pour le câblage de la platine est donné à la **figure 3**.

Nous avons implanté la résistance ajustable directement sur le circuit imprimé. Ce n'est pas une obligation, et un potentiomètre pourra être utilisé afin de pouvoir procéder au réglage. Ce dernier pourra être fixé sur la face avant du boîtier dans lequel sera placé le montage. Même chose pour la diode électroluminescente qui signale la mise sous tension.

Le transistor T_4 (2N3055) ne nécessitera pas sa mise en place sur un refroidisseur car il ne dissipera pas une chaleur importante.

Vous pouvez toutefois le surélever de la platine à l'aide de deux écrous, afin de favoriser une circulation d'air autour de son boîtier.

Les fils d'alimentation du montage et

de la bougie seront soudés sur des cosses placées sur la platine. Les deux fils véhiculant la masse devront avoir une section suffisante afin de pouvoir supporter au moins 5 A.

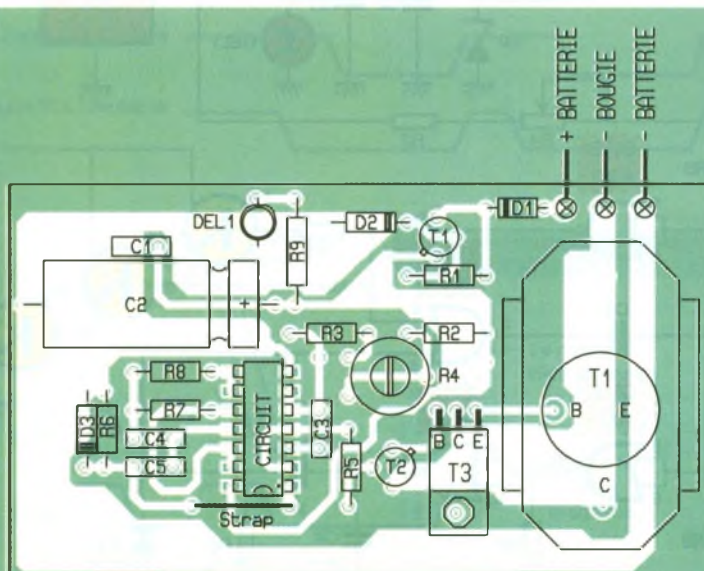
Pour les essais, il suffira de connecter entre le + et le - une lampe 12 V d'une quarantaine de watts (ampoule automobile). Avant d'alimenter le montage, il conviendra de placer le curseur de la résistance ajustable au minimum, ce qui sera fait en le tournant complètement à gauche (vers la résistance R_3). Les impulsions de commande du Darlington seront alors à leur minimum de durée. Puis, le circuit alimenté, constatez une augmentation de la luminosité de la lampe.

Le montage en ordre de marche devra être installé dans un boîtier, en plastique de préférence, de façon à éviter tout court-circuit. Un fusible de 10 A, de type rapide, pourra également être inséré dans la ligne d'alimentation négative de la batterie. Ce fusible pourra être mis en place dans une cartouche à visser et sera ainsi accessible de l'extérieur du boîtier, ce qui simplifiera son échange en cas de destruction.

Patrice OGUIC

3

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



LE TRANSISTOR DE SORTIE.

Nomenclature des composants

Circuit intégré

CI_1 : CD4001

Semi-conducteurs

T_1, T_2 : 2N1711 ou 2N2219

T_3 : BD135

T_4 : 2N3055

D_1 : 1N4001

D_2 : zener 6,2V ou 7,5V

D_3 : 1N4148

DEL₁ : diode

électroluminescente rouge

Résistances

R_1, R_9 : 470 Ω (jaune, violet, marron)

R_2, R_3 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

R_5 : 15 k Ω (marron, vert, orange)

R_6 : 33 k Ω (orange, orange, orange)

R_7 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

R_8 : 1 M Ω (marron, noir, vert)

Résistance ajustable

R_4 : 220 k Ω

Condensateurs

C_1, C_3 : 470 nF

C_2 : 470 μ F/16V

C_4 : 100 nF

C_5 : 10 nF

Divers

3 cosses poignard

Fil de câblage

1 support de circuit intégré

14 broches

Vis de 3 mm, rondelles,

écrous

1 coffret Heiland HE222



STETHOSCOPE POUR ACCUMULATEURS

Modélistes de tout bord, voici enfin un appareil qui va vous permettre d'ausculter ces chers accumulateurs, qui fournissent l'énergie nécessaire à la vie de vos maquettes. Ce stéthoscope vous renseignera sur leur état de santé et vous signalera tout vieillissement inopiné ou mort annoncée.

Présentation

Ce stéthoscope permet de mesurer de façon fiable et reproductible la capacité d'un accumulateur en le déchargeant à courant constant. On mesure le temps écoulé depuis le début de la décharge jusqu'à atteindre une tension de seuil signant la décharge presque complète de l'accumulateur testé. Un artifice de comptage permet d'afficher directement la capacité en milliampères/heure.

Comme les accumulateurs sont souvent constitués par la mise en série de plusieurs cellules élémentaires, on dispose d'une sélection du nombre d'éléments (1 à 12).

Il existe aussi deux types principaux d'éléments que l'on pourra sélectionner : soit le plomb (Pb), soit le cadmium-nickel (NiCd).

Signalons que cet appareil dispose d'une alimentation secteur, mais qu'il peut s'auto-alimenter directement à partir de la batterie testée si celle-ci présente une tension supérieure à 6 V.

Cette caractéristique est intéressante pour une utilisation sur le terrain.

La procédure de test est simple. On connecte la batterie à tester sur les deux bornes disponibles en respectant bien sûr la polarité et en choisissant le nombre d'éléments et le type.

Le test débute en appuyant sur la touche rouge « Start », un voyant s'éclaire et le comptage commence ! L'arrêt se fera automatiquement, une fois la tension de décharge atteinte.

Synoptique

Signalons avant toute chose que nous ne nous lancerons pas dans d'éternels rappels sur les caractéristiques respectives des accumulateurs plomb ou cadmium-nickel.

Nous pensons que vous connaissez les avantages respectifs des uns et des autres et surtout que vous êtes rompus (surtout vous, messieurs les modélistes !) à toutes les techniques de charge, qu'elle soient lentes, rapides ou ultra-rapides, à tension ou à courant constant.

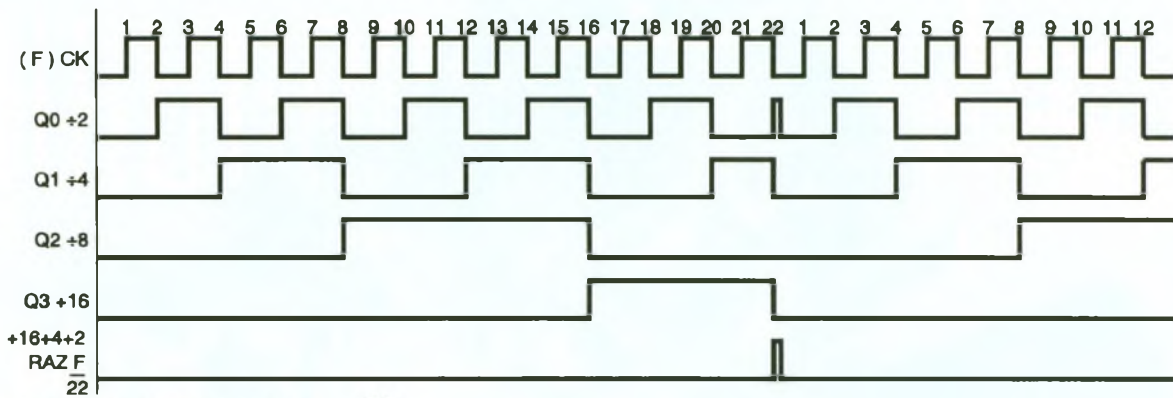
Il existe à ce jour suffisamment de descriptions et de techniques éprouvées auprès desquelles vous pourrez vous reporter.

Le synoptique débute par le circuit élémentaire destiné à drainer un courant constant de l'accumulateur à tester, et ce quelle que soit la tension nominale de celui-ci.

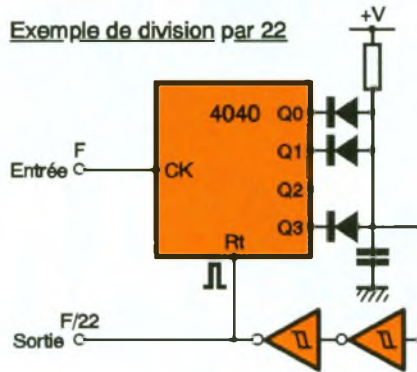
Puis nous découvrons une base de temps (stabilisée par quartz, s'il vous plaît !) destinée à fournir les impulsions de comptage à l'affichage 4-digits.

Cette base de temps est déclenchée par une bascule RS qui sera remise à zéro par un circuit comparateur une fois la tension de décharge atteinte. Un commutateur à 12 positions permettra de sélectionner la tension de consigne dépendant du nombre d'éléments et un inverseur d'accumulateur, type Pb ou NiCd.

Enfin, une alimentation possédant un régulateur faible tension de déchet permettra de faire fonctionner le montage soit par la batterie testée, soit par le secteur.



Exemple de division par 22



1 LES SIGNAUX VENANT DU CD4040.

Schéma

1) Circuit de drain constant

Cette partie du schéma doit consommer un courant constant sur un générateur dont la tension peut éventuellement varier entre 0,2V à 1,2V. Elle est réinjectée directement au niveau de l'entrée inverseuse à travers R₁₀.

Si cette tension est inférieure à la tension sur l'entrée non inverseuse, la tension de sortie de l'ampli-op est positive et commande l'augmentation du courant traversant T₁, la tension augmente sur l'entrée inverseuse jusqu'à l'égalité avec son opposée et vice versa!

Nous obtenons bien ainsi une régulation de courant de puissance.

Notons que nous utilisons pour IC₄ un amplificateur opérationnel en technologie CMOS, seul capable de fonctionner avec une tension unique de faible valeur.

La diode D₇ reliée à la partie logique du circuit, en portant l'entrée inverseuse à l'état haut, supprime le courant traversant T₁.

La diode de puissance D₁₁, associée au fusible de 5 A, protège cette partie du testeur contre une inversion toujours fâcheuse de la polarité (que celui à qui cela n'est jamais arrivé jette la première pierre!).

2) La base de temps

Si nous désirons un affichage direct en milliampères/heure, nous devons fournir à l'unité d'affichage 1000 impulsions pendant 1 heure, soit une période de $T = 3600/1000 = 3,6s$. Dans ce cas, si le courant drainé est de 1 A ou 1000 mA, on aura l'affichage de 1000 mA/h.

En fait, tout cela est très théorique et nous n'obtiendrons jamais la capacité nominale indiquée sur l'emballage de l'accumulateur. Cela n'est pas très important, car l'appareil permet surtout de comparer dans le temps l'évolution quantitative de la capacité. Le but à atteindre est de fournir une période stable de 3,6s.

Nous utiliserons au départ un quartz fort courant de 3,2768 MHz monté avec R₁ et C₁ dans la section oscillateur d'un très classique 4060.

C₂ ajustable servira à rattraper en partie certaines tolérances dans la valeur du quartz.

Cet oscillateur est suivi de la batterie de diviseurs binaires et nous disposons sur la sortie Q₁₃ du quatorzième étage de division d'un signal de fréquence.

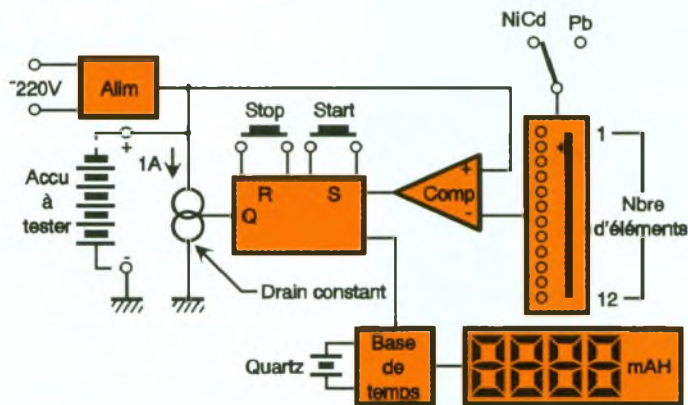
$F = F_0/2^{14} = 3,2768/16384 = 200 \text{ Hz}$ soit une période $T = 1/200 = 5 \text{ ms}$. Pour obtenir une période de 3,6s, nous devons encore effectuer une division par 720.

Ce rapport de division est peu aisé à obtenir avec des combinaisons de diviseurs classiques.

Nous allons donc utiliser une méthode qui l'est un peu moins!

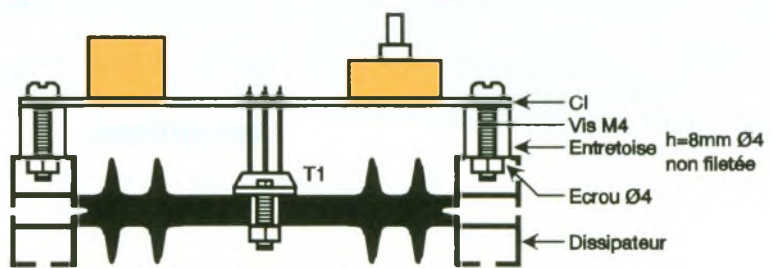
Nous exploiterons le signal de remise à zéro d'un circuit diviseur binaire à douze étages de type 4040.

Nous expliquerons cette « drôle » de division à l'aide de la **figure 1**, où

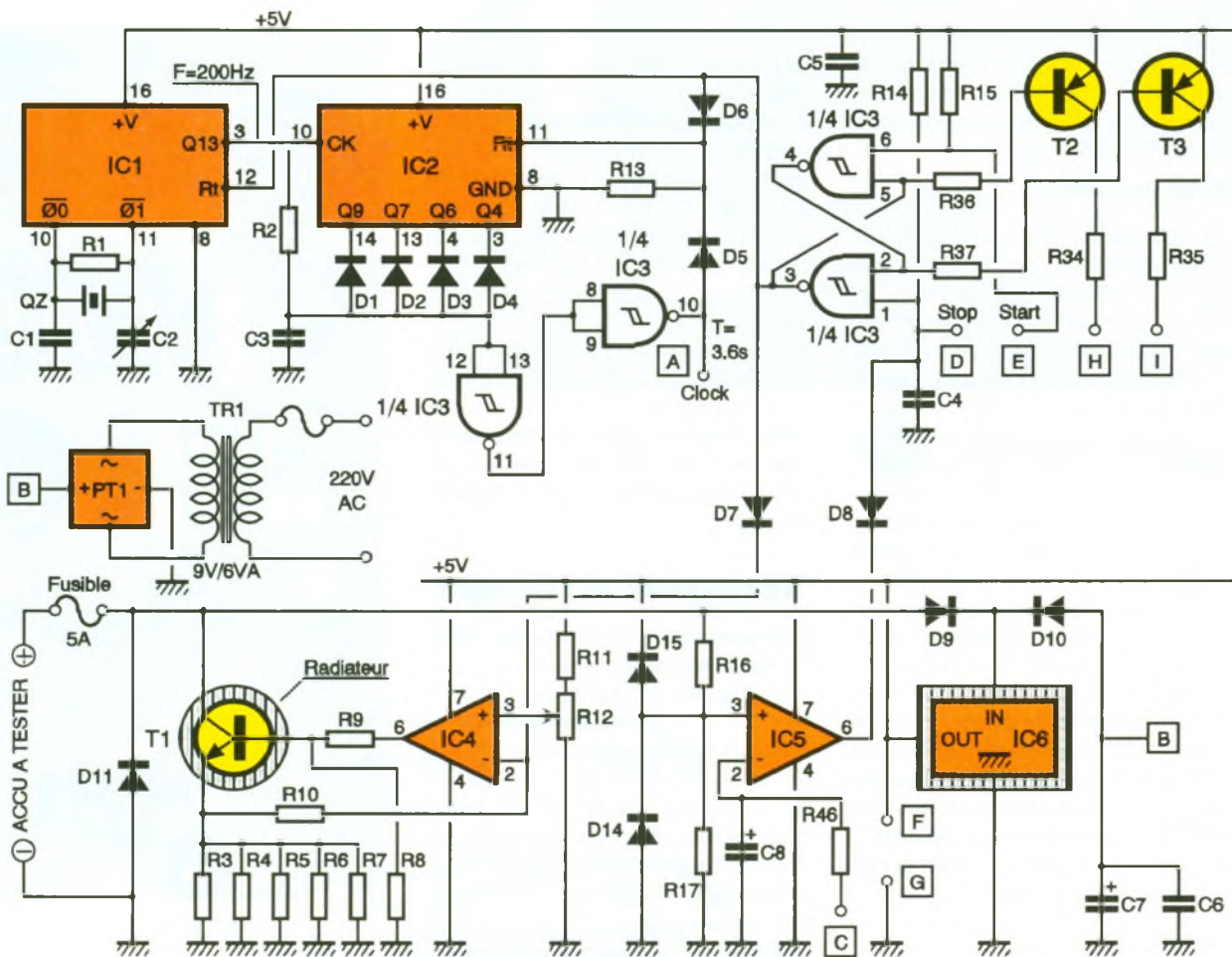


2 LE SYNOPTIQUE DU MONTAGE.

3 LE MONTAGE SUR RADIATEUR.



ATTENTION: IC6 monté avec isolation



4

LE SCHÉMA DE PRINCIPE.

nous retrouvons notre diviseur associé à une résistance, un condensateur, trois diodes et deux portes inverseuses Trigger de Schmitt. Si nous relierons les sorties Q_0 , Q_1 et Q_3 à l'aide des trois diodes, formant ainsi une porte AND câblée, nous aurons à la 2²e impulsion d'horloge un état haut sur la résistance de tirage (voir chronogramme). Cela entraînera la charge du condensateur et bientôt le basculement des deux portes inverseuses. On retrouvera donc quasi-simultanément après la 2²e impulsion un état haut sur l'entrée de remise à zéro des compteurs, ce qui provoquera une initialisation de ceux-ci ! On a réalisé dans l'exemple décrit une division par 22

$$d = 2^1 + 2^2 + 2^4 = 2 + 4 + 16 = 22$$

On peut facilement étendre cela à n'importe quel facteur de division. Dans notre cas, nous relierons Q_4 , Q_6 , Q_7 , Q_9 à l'aide de D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , R_2 et C_3 aux deux portes contenues dans IC3.

Cela nous donnera un facteur de division $d = 24 + 26 + 27 + 29$, soit $16 + 64 + 128 + 512 = 720$, et une période de $5 \times 3600 \text{ ms} = 3,6 \text{ s}$.

3) Circuit de détection de décharge

Il sera simplement constitué d'un comparateur articulé autour de IC5. La tension de l'accumulateur en cours de test est divisée par un facteur 8 à l'aide de R_{16} et R_{17} , ce qui implique une tension maximale de 3V pour douze éléments plomb. Cela est rendu nécessaire par le fait que sous une alimentation de 5V nous devons éviter de dépasser 3,4V pour un fonctionnement correct du comparateur. D_{15} et D_{14} protègent l'entrée de IC5 contre une tension supérieure à 5V ou négative. La tension de référence est fournie à l'entrée inverseuse de IC5 par un réseau de douze résistances identiques de 1% (R_{22} à R_{33}). A l'aide du commutateur S_2 on sélectionne le nombre d'éléments constitutifs de la batterie et grâce à S_1 on choisit le type plomb ou cadmium-nickel en faisant intervenir l'ensemble R_{18} - R_{19} ou R_{20} - R_{21} . La tension obtenue au curseur de S_2 est reliée par R_{46} à l'entrée non inverseuse de IC5 et filtrée par C_8 . Le comparateur présentera un état haut tant que la tension de l'accumulateur est supérieure à la tension de référence que nous avons fixée à 0,9V par élément NiCd et 1,8V par élément

plomb. Ce circuit de décharge commandera l'arrêt du processus de décharge par l'action de D_8 sur la bascule RS.

4) Commande de test

Elle sera confiée à une simple bascule RS constituée de deux portes NAND de IC3 câblées de façon classique. R_{14} et R_{15} réalisent le tirage à l'état haut des deux entrées et S_3 - S_4 positionnent la bascule. A la mise sous tension, C_4 fait en sorte que celle-ci soit toujours positionnée à l'arrêt. R_{34} , R_{35} , R_{36} , R_{37} et T_2 - T_3 visualisent l'état de cette bascule en allumant successivement des LED D_{12} et D_{13} intégrées dans les touches modulaires MEC (rouge : test en cours ; vert : arrêt).

5) Affichage 4 digits

Il sera confié à un de nos circuits préférés pour ce genre d'applications. Bien que n'étant pas très récent, il remplace à lui seul nombre de circuits logiques et permet avec seulement quatre transistors et sept résistances de réaliser notre affichage. Sa borne Reset sera momentanément portée à l'état haut par le deuxième contact RT de la touche S_4 (Start) lors du démarrage du processus.

Le commutateur S_5 permet, en coupant le commun des cathodes, de supprimer l'affichage et d'économiser ainsi la majeure partie du courant demandé à l'alimentation.

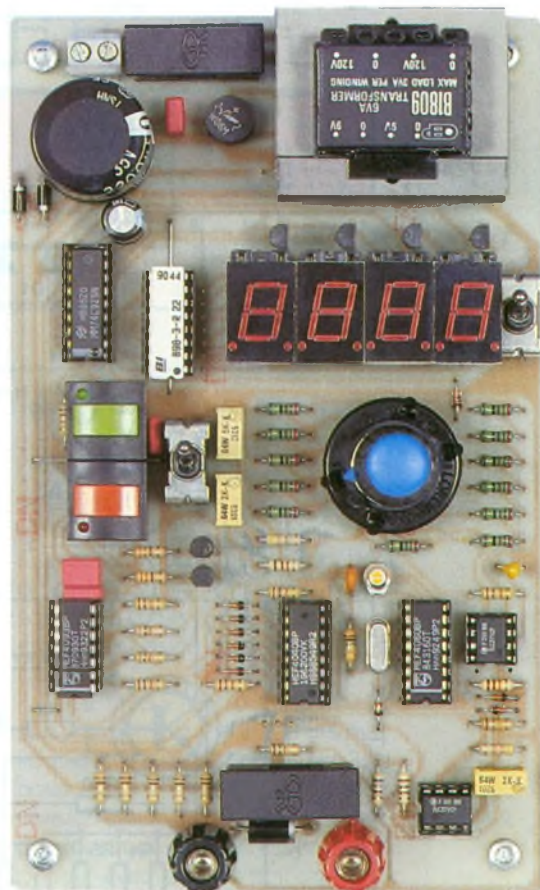
6) Alimentation

Elle débute de façon classique par le transformateur TR_1 suivi du pont de Graetz PT_1 et des capacités de filtrage C_6-C_7 . Elle se poursuit de manière plus novatrice par l'utilisation de IC_6 . En effet, nous avons précisé que le stéthoscope pouvait être alimenté par l'accumulateur testé si celui-ci dépassait 6V de tension nominale. Le problème avec un 7805 conventionnel est qu'il ne peut se contenter d'une si faible tension différentielle pour fonctionner correctement. Heureusement, National Semiconductor a pensé à ce genre d'utilisation en créant le LM 39409 T5 qui est un régulateur 3 broches «low drop out». Traduisez littéralement : faible tension de déchet. Il permet un fonctionnement parfaite avec seulement 0,5V entre l'entrée et la sortie pour un courant fourni de 300 mA. D_9-D_{10} réalisent la sélection de la tension secteur ou batterie.

Il est bien évident que, dans le cas d'une auto-alimentation, on coupera l'alimentation de l'affichage avec S_5 pour ne pas perturber dans de fortes proportions la mesure de capacité. La seule particularité à noter avec ce genre de régulateur est la nécessité de découpler la sortie avec des capacités de valeur inusuelles ($\geq 22 \mu\text{F}$ minimum). Cela est largement réalisé avec C_9 . Si vous ne pouvez obtenir ce produit facilement, vous pourrez toujours le remplacer par un bon vieux 7805. Il faudra, dans ce cas, prévoir une tension minimale d'au moins 10V pour assurer un fonctionnement correct.

Réalisation et réglages

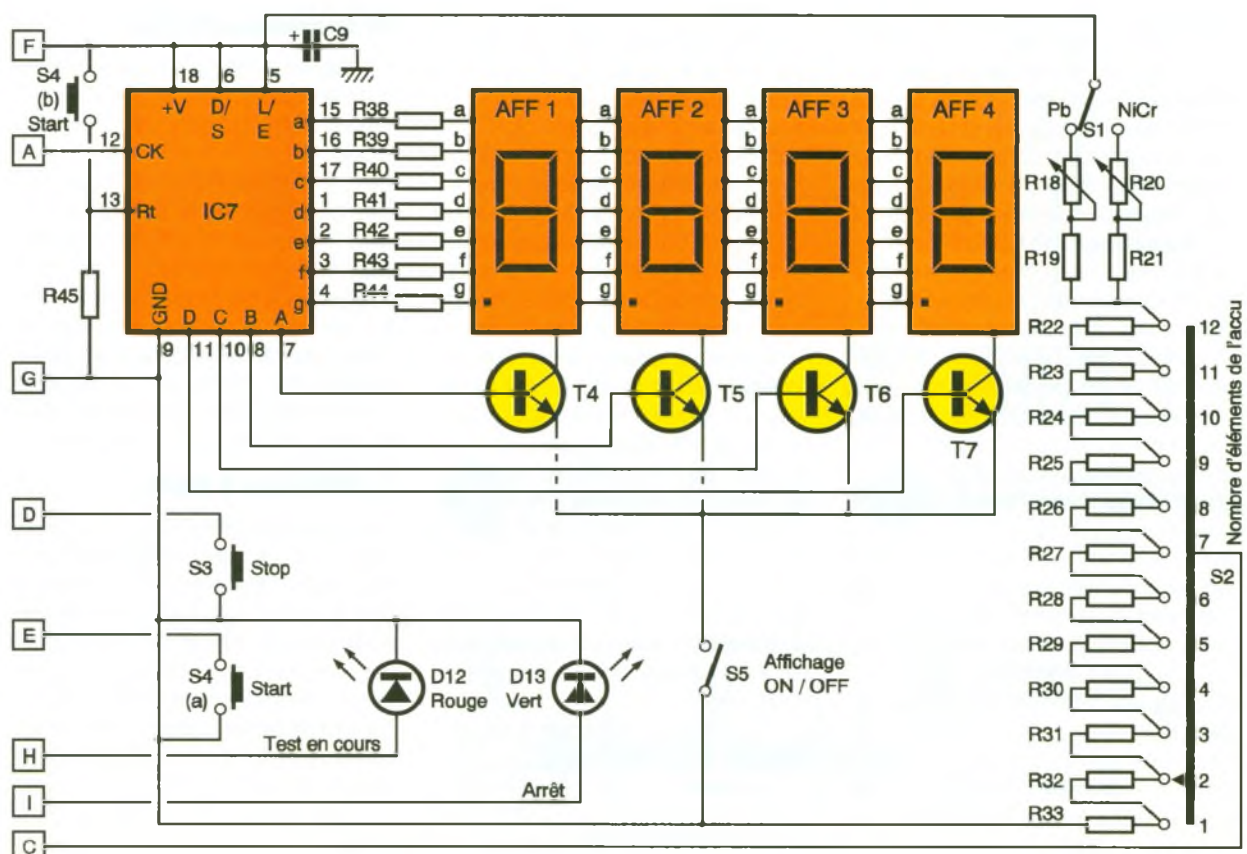
Pour une bonne compacité et fiabilité de la réalisation, le circuit imprimé supporte la totalité des composants, y compris le transformateur, les commutateurs et inverseurs. On s'assurera donc du brochage et de la disponibilité de ceux-ci avant la réalisation du circuit imprimé par une des méthodes maintes fois évoquées dans les colonnes de la revue. On débutera par la mise en place des trois straps, puis supports, résistances, condensateurs, transistors, et on finira par l'implantation de gros éléments tels que transformateurs et commutateurs. Les quatre afficheurs



5

LE SCHEMA DE L'AFFICHAGE.

LA PLATINE PRETE A L'EMPLOI.



seront avantageusement surélevés à l'aide de supports 14 broches à wrapper pour une meilleure lisibilité. De même, le réseau de résistances pourra être remplacé par sept résistances séparées.

Après vérification du circuit, on fixera T_1 et IC_6 sur le dissipateur en regard de leurs emplacements respectifs et on les reliera par des fils rigides aux pastilles qui leur sont destinées côté cuivre (voir schéma de montage).

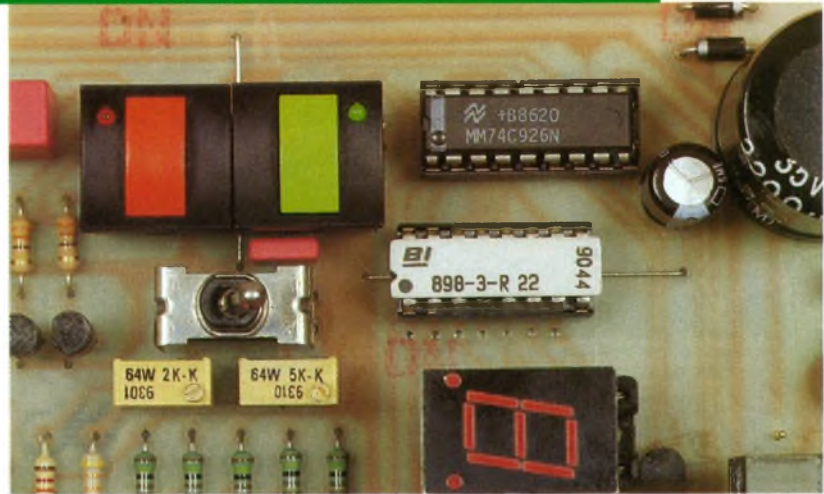
Le circuit imprimé lui-même sera fixé dans les rainures latérales du dissipateur par des vis + écrous M4 avec des entretoises non filetées de 5 à 8 mm.

6

LE CIRCUIT IMPRIMÉ.

Important : pour améliorer le bilan thermique et, par là même, la dissipation, T_1 sera monté directement sur le radiateur à l'aide de pâte thermoconductive.

IC_6 , quant à lui, nécessite une dissipation moindre et sera **obligatoirement** muni d'un équipement isolant



LES SÉLECTEURS DE FONCTIONS.

(mica + canon) afin d'éviter un dysfonctionnement du montage.

Le premier réglage consiste à régler les ajustables multitours R_{18} et R_{20} pour obtenir sur le nœud $R_{22}-R_{19}-R_{21}$ 1,44 V en position NiCd et 2,86 V en position Pb.

Le reste des tensions de référence devrait obligatoirement être exact si vous avez utilisé des résistances 1 %. Puis test en fonction, on réglera R_{12} pour obtenir un courant de décharge de 1 A ou 0,2 V entre masse et émetteur de T_1 .

Notons à ce niveau qu'il est facile de modifier le courant constant de décharge si celui-ci ne vous convient pas.

Sachez simplement que la chute de tension aux bornes de la résistance d'émetteur de T_1 doit avoisiner 0,2 V. Exemple : $R = 0,2/0,5 = 0,4 \Omega$ pour un courant de décharge de 500 mA. (Il faut dans ce cas multiplier la valeur affichée par 2 pour obtenir la capacité réelle.)

Si vous disposez d'un fréquence-mètre précis, vous pourrez figoler le réglage de la fréquence d'oscillation avec C_2 , autrement, laissez-le à mi-course, ce sera largement suffisant.

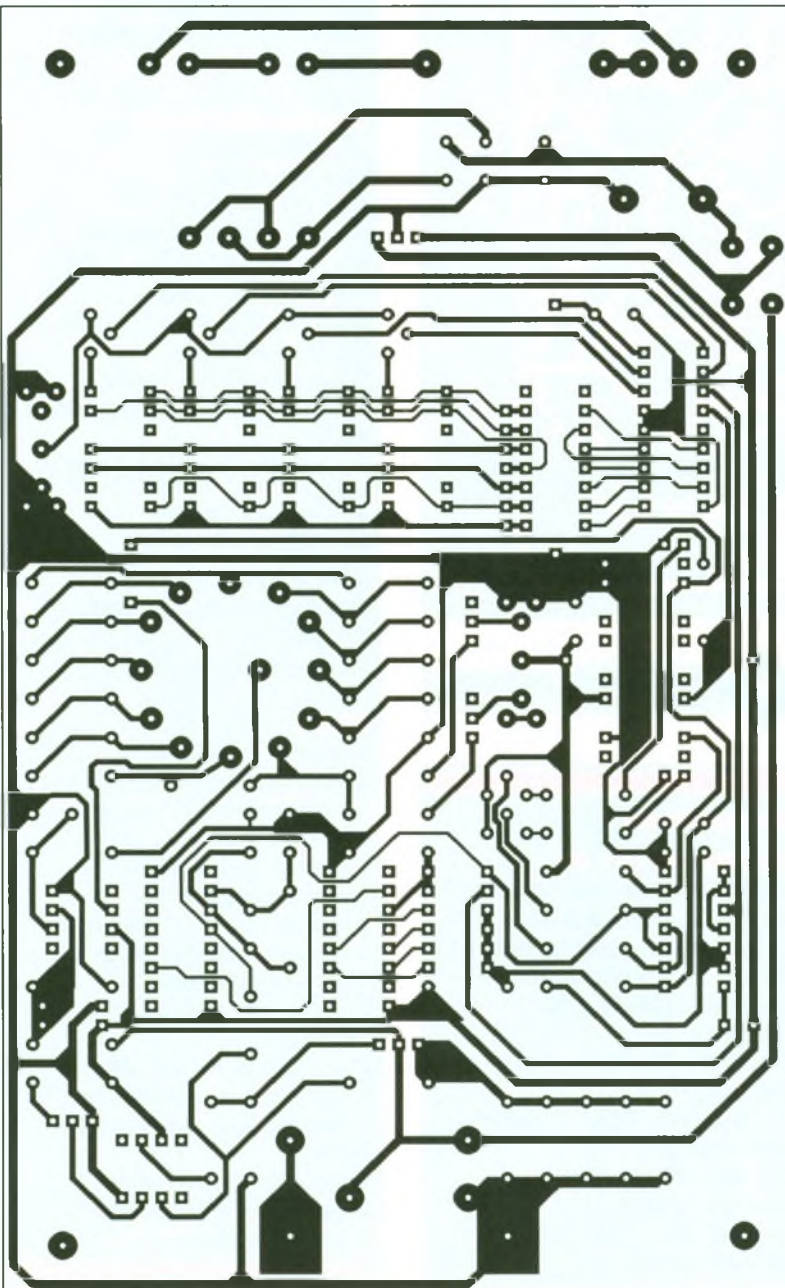
Avec ce stéthoscope, de nombreuses surprises vous attendent au vu du résultat des mesures !

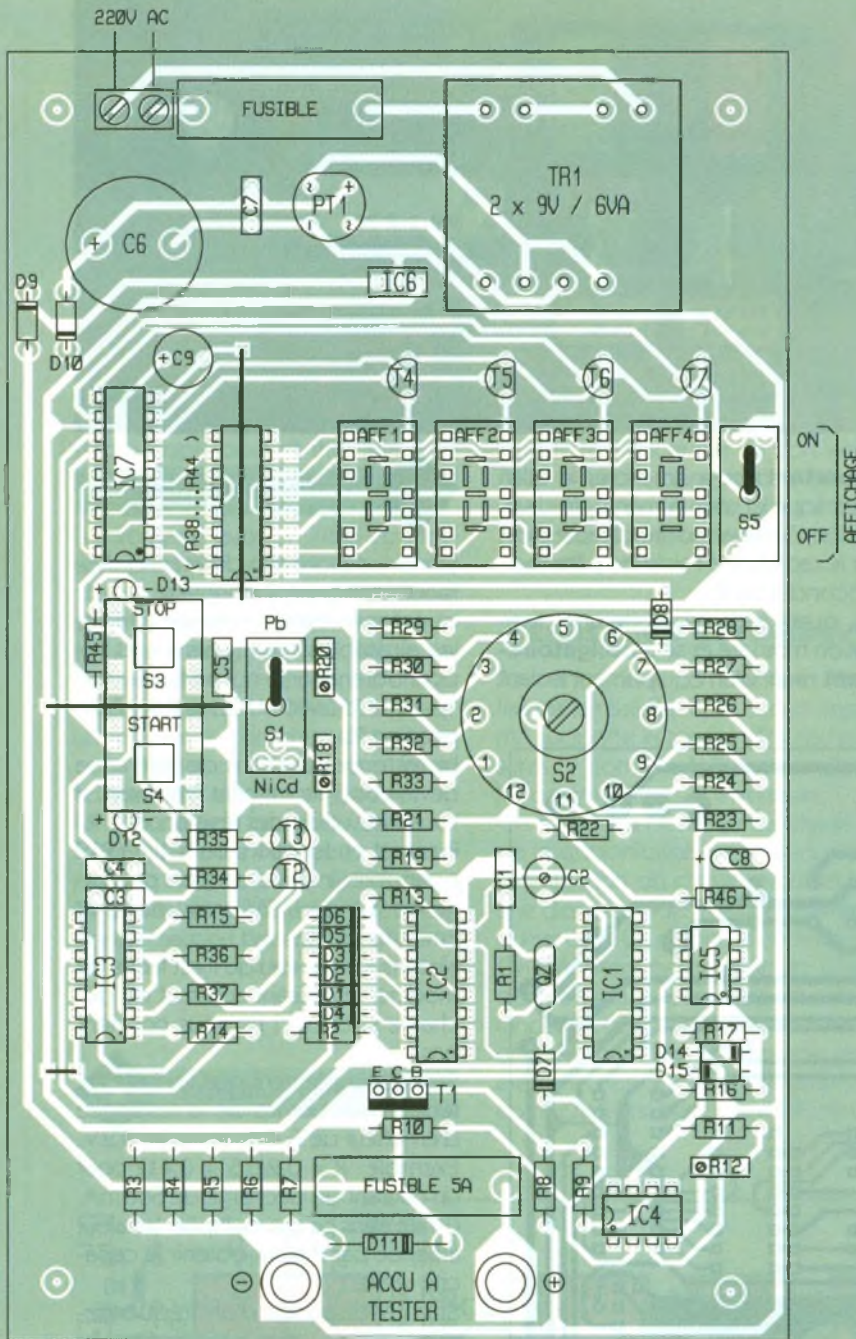
Le rôle de cet appareil sera surtout de suivre de façon reproductible et quantitative l'évolution de la capacité de vos accumulateurs dans le temps. Il vous permettra aussi de régénérer certaines cellules NiCd mal utilisées par des cycles charge-décharge complets et en vérifiant *de visu* l'augmentation de la capacité initiale.

Une dernière précision de taille, les accumulateurs devront, bien entendu, être chargés au maximum par n'importe quelle méthode à votre convenance avant d'être testés.

Bonne réalisation !

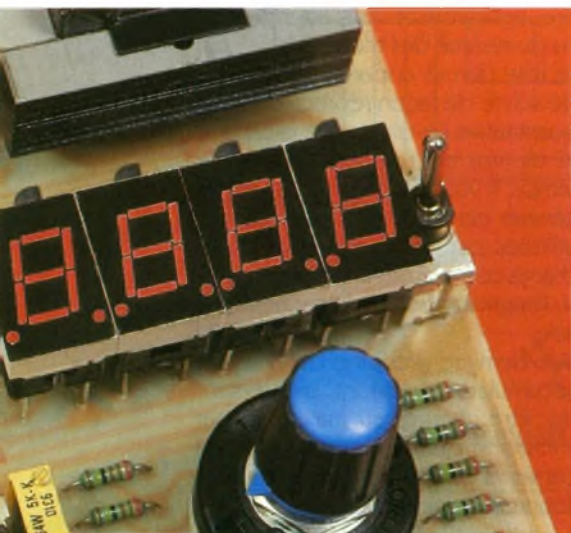
Eric CHAMPLEBOUX





L'AFFICHAGE DE LA CAPACITÉ DES BATTERIES.

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



Nomenclature

Résistances (1/4 W)

R₁ : 10 MΩ (marron, noir, bleu)
 R₂, R₁₃, R₁₄, R₁₅, R₂₅, R₄₆ :
 27 kΩ (rouge, violet, orange)
 R₃ à R₇ : 1 Ω (voir texte)
 R₈ : 680 Ω (bleu, gris, marron)
 R₉ : 100 Ω (marron, noir, marron)
 R₁₀, R₃₆, R₃₇ : 15 kΩ (marron, vert, orange)
 R₁₁, R₂₁ : 43 kΩ (jaune, orange, orange)
 R₁₂, R₁₈ : 2 kΩ ajustable
 25 tours verticale

R₁₆ : 150 kΩ (marron, vert, jaune)

R₁₇ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)

R₁₉ : 12 kΩ (marron, rouge, orange)

R₂₀ : 5 kΩ ajustable 25 tours verticale

R₂₂ à R₃₃ : 1,5 kΩ 1 %

R₃₄, R₃₅ : 330 Ω (orange, orange, marron)

R₃₈ à R₄₄ : réseau de 8 résistances 22 Ω, boîtier DIL, ou 7 résistances indépendantes

Condensateurs

C₁ : 22 pF céramique

C₂ : 10-30 pF ajustable

C₃ : 0,1 μF MKT

C₄ : 1 μF MKT

C₅ : 0,1 μF MKT

C₆ : 2 200 μF 35 V chimique

C₇ : 0,22 μF MKT

C₈ : 6,8 μF tantale 16 V

C₉ : 220 μF 25 V chimique radial

Semi-conducteurs

IC₁ : CD 4060

IC₂ : CD 4040

IC₃ : CD 4093

IC₄, IC₅ : TLC 271 (Texas)

IC₆ : LM 3940 T5 ou 7805

IC₇ : MM 74 C 926

D₁ à D₈, D₁₄, D₁₅ : 1N4148

D₉, D₁₀ : 1N4004

D₁₁ = diode 3 A 100 V

D₁₂ : DEL rouge dans touche MEC

D₁₃ : DEL verte dans touche MEC

T₄ à T₇ : BC 547 C

PT₁ : pont 1 A 80 V

AFF₁ à AFF₄ : HP 7760 ou 5082 cathode commune

T₁ : BD 241 C

T₂, T₃ : BC 557 C

Divers

1 quartz 3,2768 MHz

2 touches MEC momentanées

1 commutateur 1 voie

12 positions

2 inverseurs à levier

unipolaire pour CI

2 bornes à vis (rouge et noir)

1 bornier 2 voies pour CI

1 circuit imprimé

1 radiateur 100 x 170 x 30 mm

1 transfo 2 x 9 V 6 VA

1 fusible 5 A + porte-fusible

1 fusible 120 mA + porte-fusible

Supports CI normaux

+ supports à wrapper

+ visserie divers

L'amplificateur opérationnel à transconductance associé à un minimum de composants externes permet de réaliser très facilement un « potentiomètre électronique » de bonne qualité.



POTENTIOMETRES ELECTRONIQUES

Le principe

Il repose sur la mise en œuvre du circuit intégré LM 13600 de National Semiconductor qui contient deux amplificateurs opérationnels à transconductance (OTA = Operational Transconductance Amplifier).

La particularité de cet amplificateur est d'avoir un gain programmable par l'injection d'un faible courant de polarisation sur les broches 1 et 16. Il dispose également d'un buffer de sortie interne du type Darlington.

Le schéma (fig. 1)

On réalise deux voies identiques, aussi nous n'examinerons que la voie 1.

Le signal d'entrée est appliqué aux entrées différentielles (broches 13 et 14) par le réseau $R_9/R_{10}/R_{11}$, R_9 est la résistance de polarisation des diodes de linéarisation internes (broche 15).

Le courant de réglage de la transconductance est injecté sur la broche 16 par l'intermédiaire de R_{12} , ce qui permettra d'obtenir la variation du gain par l'application d'une tension sur la borne de commande. La liaison avec le buffer de sortie est assurée par la connexion des broches 10 et 12 avec la résistance R_{13} . Le signal de sortie est finalement disponible au niveau de la résistance de charge R_{14} . Enfin, C_1 et C_2 se chargent du découplage de la tension d'alimentation.

Caractéristiques du montage

Il peut traiter un signal continu ou alternatif jusqu'à 500 kHz, au-delà de

cette fréquence apparaît une distorsion importante.

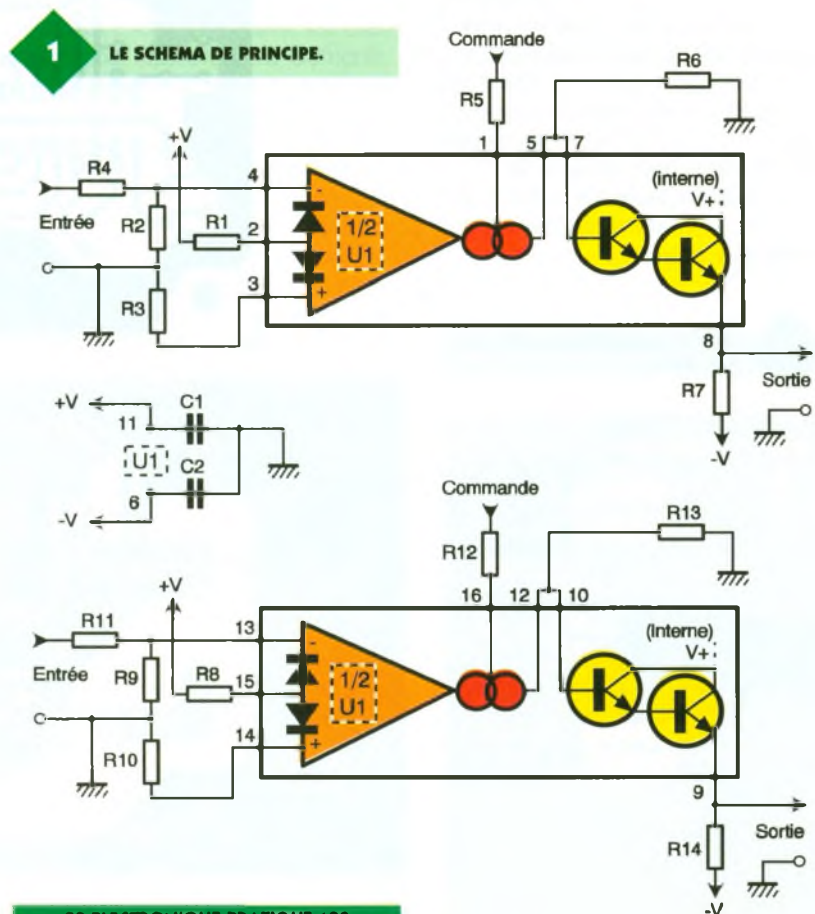
Il accepte une grande plage de tension d'entrée (jusqu'à 8 V crête à crête), ce qui permet pour certaines applications d'obtenir un excellent rapport signal/bruit.

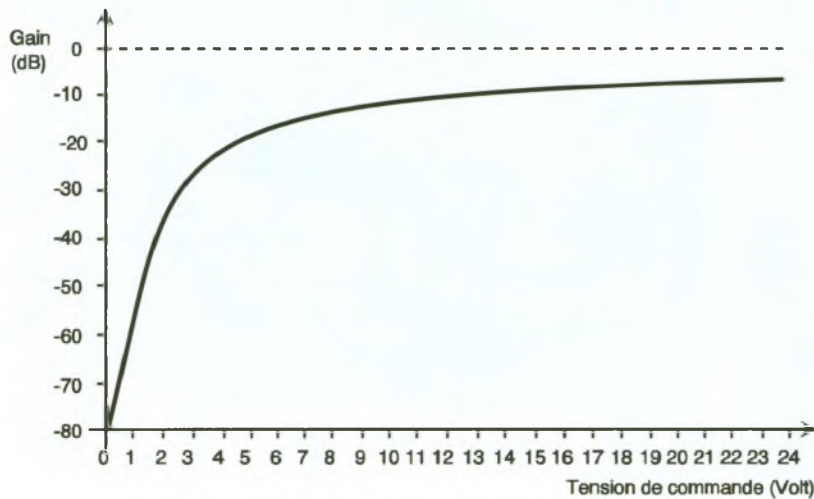
La courbe de réglage du gain par la tension de commande est donnée sur la **figure 2**, attention : la référence de tension 0 V est prise par rapport au moins de l'alimentation et non pas par rapport à la masse.

Applications

L'utilisation typique de ce montage consiste à réaliser une commande de volume stéréo (**fig. 3**), on apprécie alors l'intérêt de disposer de deux OTA dans le même boîtier.

Les tensions de commande étant séparées, il sera également aisé de réaliser un circuit de balance ou d'obtenir toute autre fonction nécessitant un potentiomètre électronique.





Conclusion

Ce potentiomètre électronique est un peu plus coûteux que les précédents de cette série, mais il permet de réaliser deux circuits de bonne qualité de façon très compacte.

J.-N. LEFEBVRE

Liste des composants

Résistances 1/4 W 5 %

R_1, R_8 : 15 k Ω (marron, vert, orange)

R_2, R_3, R_9, R_{10} : 470 k Ω (jaune, violet, marron)

R_4, R_6, R_{11}, R_{13} : 10 k Ω (marron, noir, orange)

R_5, R_{12} : 33 k Ω (orange, orange, orange)

R_7, R_{14} : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)

Condensateurs

C_1, C_2 : 470 nF MKT

Semi-conducteurs

U_1 : LM 13600

Divers

13 cosse « poignard »

2/3

LA COURBE DE GAIN ET LA MISE EN SERVICE DU MONTAGE.

4/5

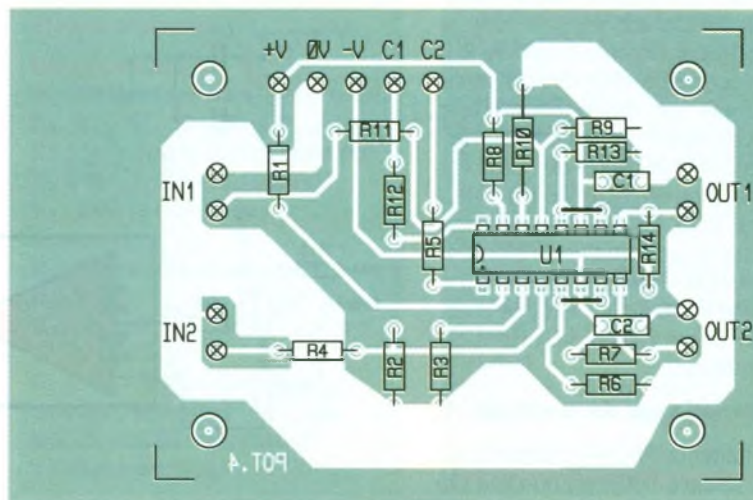
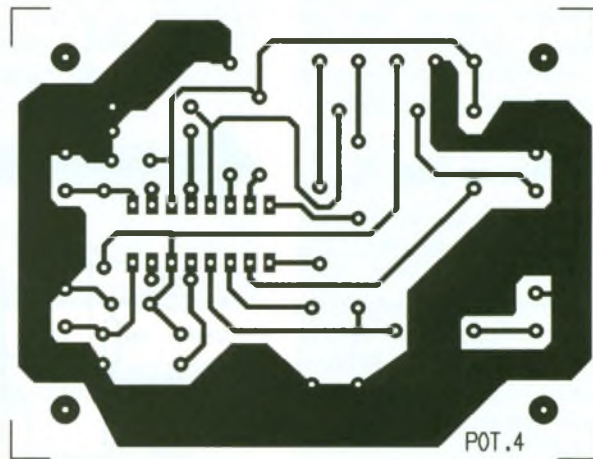
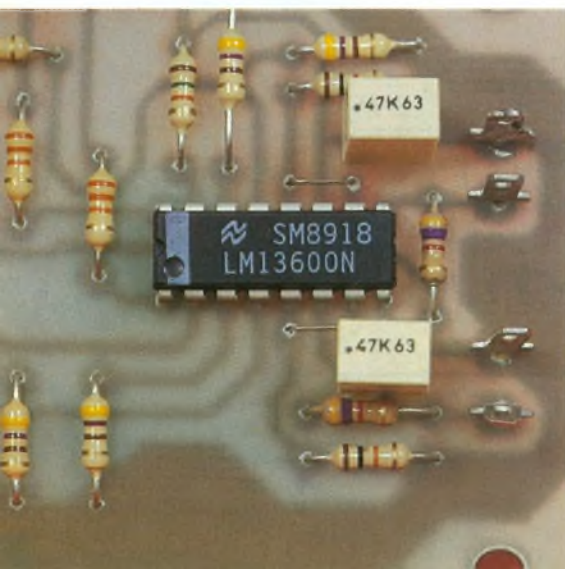
LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

Réalisation pratique

L'ensemble des composants prend place sur un circuit imprimé de 60 à 75 mm. Après gravure et perçage de ce dernier, on placera dans l'ordre : les deux straps, les résistances, les deux condensateurs et enfin le LM 13600. L'emploi de cosse « poignard » est recommandé au niveau des bornes de raccordements.

Le montage est prévu pour fonctionner avec une alimentation symétrique de + et - 12V.

VUE DU MONTAGE AUTOUR DU LM 13600.





L'AUTOGUIDAGE D'UN MOBILE

Le guidage électronique d'un mobile est une facette particulièrement captivante de la robotique : c'est un mariage réussi de la mécanique et de l'électronique. Dans cet article, nous présentons une technique aboutissant au guidage optique par infrarouge d'un mobile monté à base de pièces Meccano.

I – Généralités (fig. 1)

a) Le guidage optique

Le guide est une bande de couleur sombre collée sur un support clair, par exemple du ruban adhésif noir collé sur un fond blanc. Sur le mobile, et selon un axe perpendiculaire à l'axe de la piste, on retrouve de part

et d'autre de cette dernière une diode émettrice infrarouge et un phototransistor récepteur. Le principe est très simple. En situation d'équilibre, c'est-à-dire lorsque la piste est bien centrée par rapport à ces éléments, les deux phototransistors perçoivent la même intensité de rayonnement réfléchi par le fond blanc. Le mobile avance alors suivant une ligne droite. Imaginons à présent que la piste amorce un virage à droite; il arrivera très rapidement que le phototransistor droit se trouve soumis à un rayonnement dont l'ampleur est diminuée à cause du fond noir de la piste, dont le coefficient de réflexion est bien plus faible. Le mobile réalise alors un virage à droite jusqu'à l'aboutissement à un nouvel équilibre. En définitive, le mobile suit fidèlement un tracé imposé, même si ce dernier est tortueux à souhait.

c) Le mobile

Le mobile a été réalisé à l'aide de pièces Meccano. Il comporte à l'arrière deux roues motrices entraînées chacune, et de façon indépendante, par un moteur électrique Meccano par l'intermédiaire d'une réduction adaptée, réalisée à l'aide de pignons et de roues dentées. A l'avant du véhicule, on observe la présence d'une

seule roue. Elle est libre et peut s'orienter sur 360° suivant un axe vertical, comme celles que l'on trouve sur les Caddies.

Le boîtier électronique est fixé sous le châssis de manière que les organes de détection, optoélectronique ou inductif, soient orientés vers le bas.

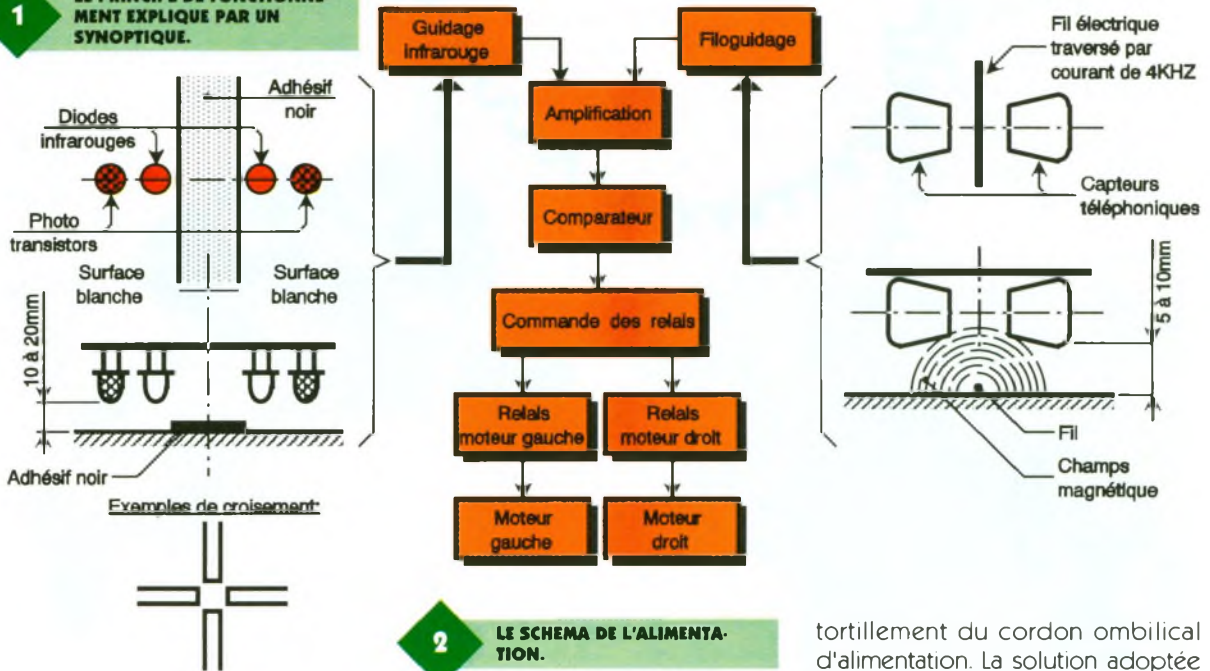
Pour parcourir un trajet suivant une ligne droite, les deux moteurs sont simultanément alimentés. En revanche, en cessant par exemple d'alimenter le moteur gauche, la roue correspondante se bloque, étant donné le rapport important de la démultiplication, et le mobile tourne vers la gauche. De la sorte, le véhicule est capable de décrire toutes sortes d'itinéraires avec une souplesse totale.

Il est possible d'installer la source d'énergie à bord du véhicule. Dans le cas présent, il conviendrait de disposer d'une petite batterie de 12V/1,2Ah que l'on peut recharger quand cela est nécessaire.

Dans l'exemple présenté, nous avons préféré l'adaptation d'une alimentation fixe extérieure. La liaison entre celle-ci et le mobile a été réalisée par un fil souple roulé en boudin et tendu par deux supports verticaux : un sur l'alimentation, l'autre sur le

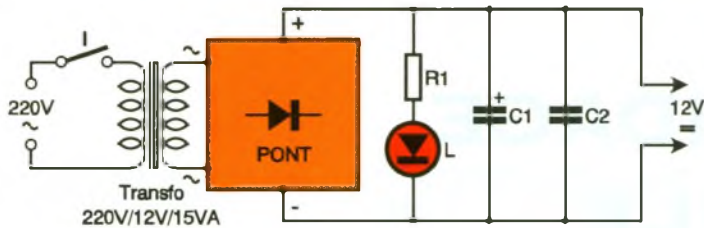
1

LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT EXPLIQUÉ PAR UN SYNOPTIQUE.



2

LE SCHEMA DE L'ALIMENTATION.

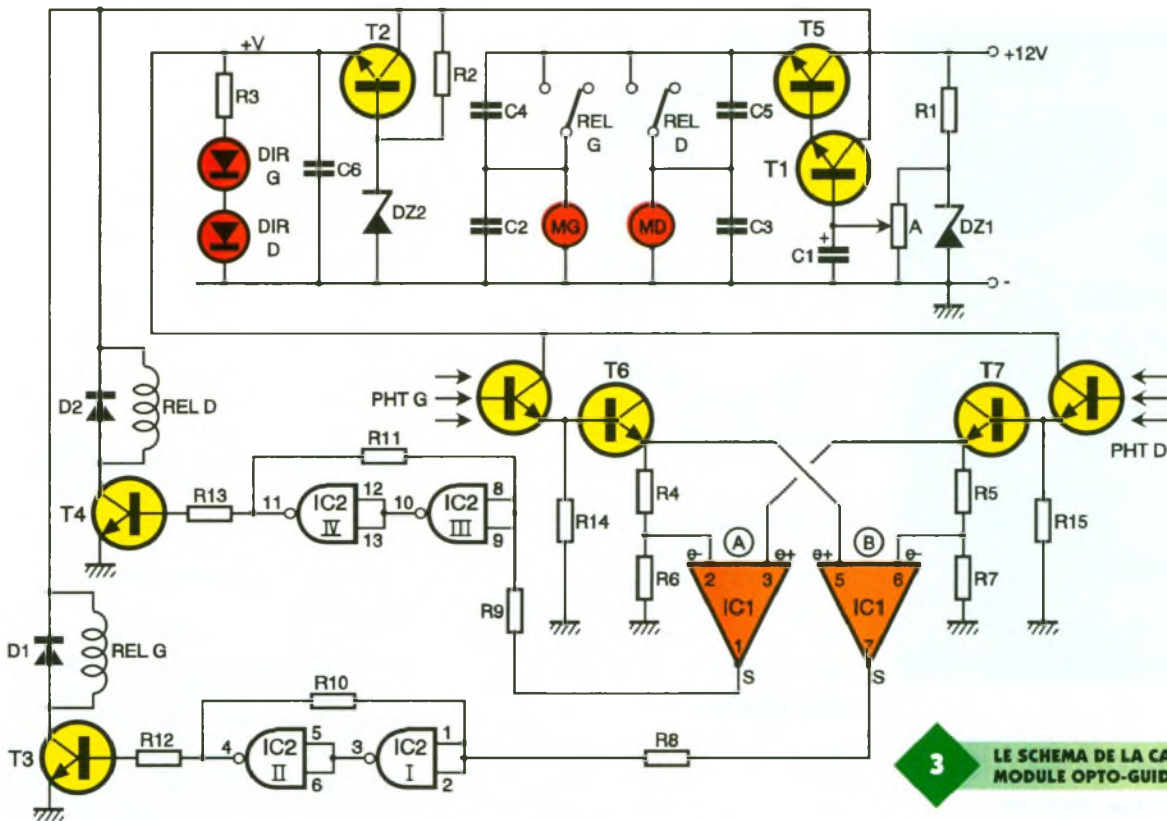


tortillement du cordon ombilical d'alimentation. La solution adoptée est très simple : il suffit de tracer la piste de manière à obtenir la configuration d'un huit.

II - Le fonctionnement

A) La source d'énergie (fig. 2)

Le courant est fourni par le secteur 220V par l'intermédiaire d'un transformateur de 15VA et dont le se-



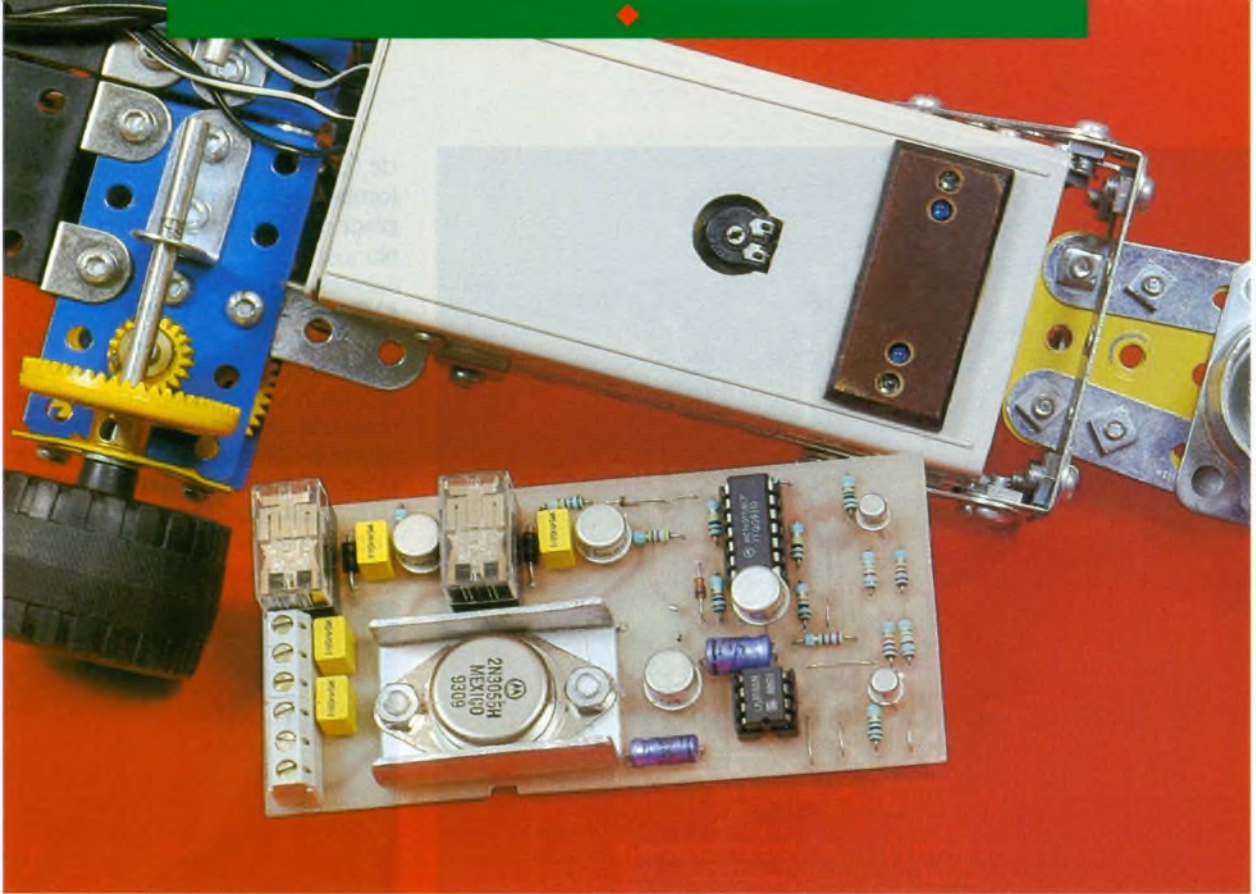
3

LE SCHEMA DE LA CARTE DU MODULE OPTO-GUIDÉE.

mobile lui-même. Cette disposition a été retenue étant donné que notre mobile de démonstration a « tourné » lors des journées Expotronic pour apporter un peu d'animation à

notre stand. Il a d'ailleurs réalisé à cette occasion un parcours de plus de 10 km, sans jamais se lasser... S'agissant d'une porte fermée, il a fallu résoudre le problème de l'en-

condaire délivre un potentiel de 12V. Un pont de diodes redresse les deux alternances tandis que la capacité C₁ réalise un filtrage efficace. La capacité C₂ découple l'alimentation



LE MODULE NU ET LE MONTAGE INTEGRE DANS LE MOBILE.

des circuits électroniques montés en aval. La LED L matérialise le fonctionnement de l'alimentation qui est d'ailleurs mise sous tension par l'intermédiaire de l'interrupteur I.

Cette source d'énergie est capable de fournir un courant d'une intensité de l'ordre de l'ampère, sous 12V, légèrement ondulé.

Cette dernière caractéristique ne gêne aucunement le fonctionnement du dispositif embarqué étant donné que le potentiel nécessaire à l'électronique de commande est stabilisé à une valeur inférieure, comme nous le verrons ultérieurement.

B) Le module optoguidé (fig. 3)

a) Alimentation

Le transistor NPN T_2 a sa base maintenue à un potentiel constant de 8,2V grâce à la diode zener DZ_2 . Sur l'émetteur de ce transistor, on recueille alors un potentiel stabilisé à 7,6V dont la capacité C_6 parfait le filtrage. C'est le potentiel d'alimentation de l'électronique de commande.

Une seconde source d'alimentation constitue la chaîne de puissance. Aux bornes de la zener DZ_1 , on dispose un potentiel de 7,5V dont il est possible de prélever une fraction sur le curseur de l'ajustable A.

Ce dernier est relié à la base d'un transistor T_1 qui, avec le transistor

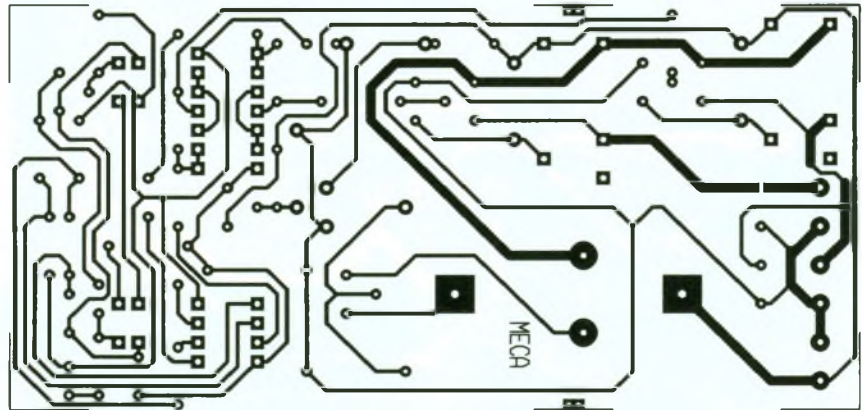
de puissance T_5 , constitue un Darlington.

Rappelons qu'une telle association réalise une très forte amplification de courant.

Sur l'émetteur de T_5 , on dispose d'un potentiel variable de 0 à 6,3V suivant la position angulaire du curseur de

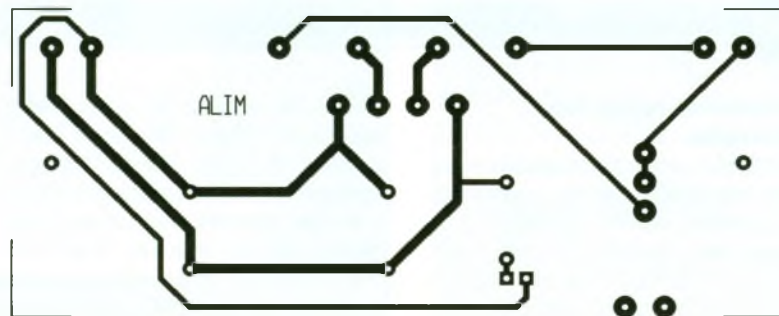
l'ajustable. Il s'agit du potentiel d'alimentation des moteurs.

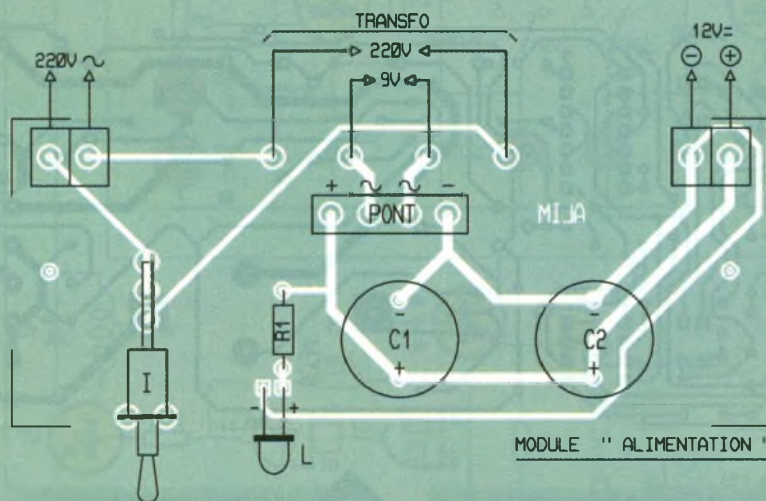
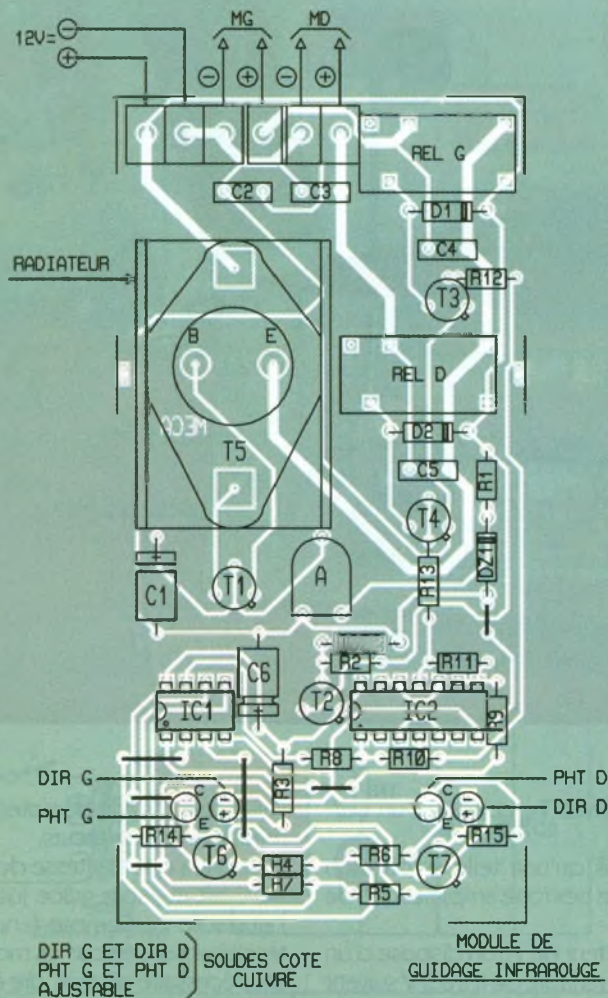
On notera que la vitesse de ces derniers est réglable grâce justement à l'ajustable A. Compte tenu de l'intensité absorbée par les moteurs, il a été nécessaire d'adjoindre à T_5 un radiateur.



4 LE CIRCUIT IMPRIME DE LA CARTE EMBARQUEE.

6 LE CIRCUIT IMPRIME DE L'ALIMENTATION.





5/7

LES IMPLANTATIONS DES COMPOSANTS DES DEUX CARTES.

b) Emission-réception infrarouge

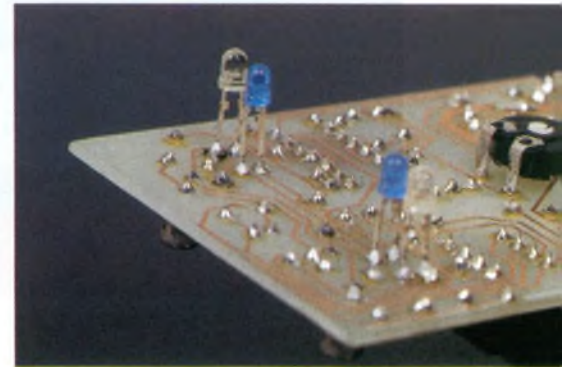
Les diodes infrarouges sont directement alimentées par le potentiel de commande stabilisé de façon à obtenir un rayonnement constant. La résistance R_3 limite le courant dans les diodes. La réception des rayons ré-

fléchis est assurée par deux phototransistors dont les transistors T_6 et T_7 constituent un étage suiveur. Lorsque la piste de guidage est centrée par rapport aux groupements diodes-phototransistors, la réflexion est maximale et on relève sur les émetteurs de T_6 et de T_7 un potentiel

de l'ordre de 5 à 7,5V. Ce potentiel tombe à 2 à 3V dès que la piste se place sous le groupement considéré.

c) Traitement logique

Le traitement logique est essentiellement assuré par les comparateurs A et B de IC_1 . En situation d'équilibre, le lecteur vérifiera aisément que pour les deux comparateurs, le niveau de potentiel auquel est soumise l'entrée directe est supérieur à celui de l'entrée inverseuse.



LES DIODES ET LA RESISTANCE AJUSTABLE SONT CABLES DU COTE DES SOUDURES.

Les deux comparateurs présentent alors sur leur sortie un potentiel de l'ordre de 7V. Imaginons à présent que la piste vient progressivement se positionner sous le groupement gauche, on observera alors à un moment donné que :

- pour le comparateur A, rien ne change quant à la relativité des potentiels sur les entrées ;
- pour le comparateur B, le potentiel de l'entrée inverseuse devient supérieur à celui de l'entrée directe ; la sortie passe alors à un potentiel de l'ordre de 2V (tension de déchet du comparateur).

Les portes NAND I et II d'une part et III et IV d'autre part, avec leurs résistances périphériques, constituent des triggers de Schmitt. Ils présentent sur leurs sorties respectives des états bas et haut nettement établis et avec des vitesses de basculement élevées.

La relativité des valeurs de R_4 et R_6 (et de R_5 et R_7) a une incidence directe sur la réactivité du dispositif. Plus ces valeurs sont proches et d'autant plus rapide est la réaction des comparateurs dès la moindre « incartade » du mobile par rapport à la piste. Il a fallu trouver un compromis acceptable entre cette rapidité de réaction et un guidage restant dans des limites acceptables de fidélité.

d) Commande des relais

Les triggers alimentent les transistors T_3 et T_4 par l'intermédiaire de R_{11} et de R_{13} . Ils comportent dans leur circuit collecteur les bobines des relais d'articulation. Les diodes D_1 et D_2 protègent les transistors des effets liés à la surtension de self qui se produisent notamment au moment des coupures.

A noter que les bobines des relais sont directement alimentées par le potentiel de 12V en provenance de l'alimentation.

Les capacités C_2 et C_3 assurent un minimum d'antiparasitage des moteurs tandis que C_4 et C_5 limitent les étincelles au niveau des contacts mobiles des relais.

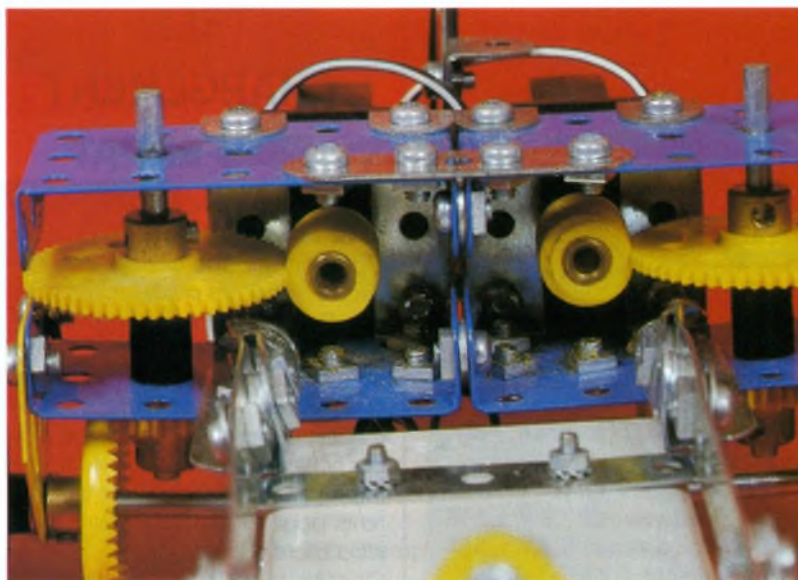
En reprenant l'exemple traité au paragraphe précédent, où le groupelement gauche venait se placer au-dessus de la piste (il s'agit donc d'un virage à gauche), la sortie du comparateur B présentait un état bas. Il en résulte le blocage de T_3 et donc l'ouverture du relais commandant le moteur gauche. Le mobile tourne alors vers la gauche.

III – La réalisation

a) Circuits imprimés (fig. 6)

Peu de remarques sont à faire sur la réalisation des circuits imprimés. A noter toutefois qu'il a fallu prévoir une largeur suffisante des pistes destinées à l'acheminement du courant de puissance alimentant les moteurs de traction sur les modules optoguidés et filoguidés.

L'ALIMENTATION.



LA PARTIE MECANIQUE DE NOTRE MOBILE.

Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir par la suite afin de les adapter aux diamètres des connexions des composants plus volumineux.

b) Implantation des composants (fig. 7)

Comme toujours, l'implantation des composants devra être réalisée avec le plus de soin possible et en respectant l'orientation des composants polarisés.

Les circuits intégrés seront montés sur des supports. Les radiateurs équipant les transistors de puissance 2N3055 peuvent être confectionnés

en partant de tôle d'aluminium de 1 ou de 1,5 mm d'épaisseur et en réalisant les pliages nécessaires.

Sur le module optoguidé, les ajustables de réglage de la tension d'alimentation des moteurs seront soudés côté cuivre. Il est ainsi possible de régler la vitesse de rotation des moteurs de l'extérieur, en introduisant le tournevis à travers un trou pratiqué dans la face inférieure du boîtier Heiland. Les éléments opto-électroniques sont également soudés côté cuivre.

Attention à leur orientation, que l'on peut vérifier à l'aide d'un ohmmètre à pile.

Robert KNOERR

LISTE DES COMPOSANTS

a) Module « Alimentation »

R_1 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)

Pont redresseur 6 A (GI KB L 06)

L : LED rouge ϕ 3

C_1, C_2 : 2 200 μ F/25 V, électrolytique à sorties radiales

I : inverseur monopolaire pour circuit imprimé

2 borniers de 2 plots
Transformateur 220 V/12 V/15 VA (à étrier)

Boîtier ESM EC 12/07 FA (120 x 120 x 70)

b) Module de guidage infrarouge

6 straps (4 horizontaux, 2 verticaux)

R_1 : 560 Ω (vert, bleu, marron)

R₂ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
R₃ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R₄, R₅ : 22 kΩ (rouge, rouge, orange)
R₆, R₇ : 82 kΩ (gris, rouge, orange)
R₈, R₉ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₁₀, R₁₁ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)
R₁₂, R₁₃ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₁₄, R₁₅ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
D₁, D₂ : diodes 1N4004
DZ₁ : diode zener 7,5V/1,3 W
DZ₂ : diode zener 8,2V/1,3 W
A : ajustable 4,7 kΩ
DIR G et DIR D : diodes infrarouges (TIL 32, LD 271)
TSU 3400
PHT G et PHT D : phototransistors (TIL 81, BPW 40) PBW 42
C₁ : 10 μF/10 V, électrolytique
C₂ à C₅ : 1 μF, milfeuilles
C₆ : 47 μF/10 V, électrolytique
T₁ à T₄ : transistors NPN 2N1711, 2N1613
T₅ : transistor NPN 2N3055
Radiateur aluminium pour T₅
T₆, T₇ : transistors NPN BC108, 109, 2N2222
IC₁ : LM358 (2 amplis-op)
IC₂ : CD4011 (4 portes NAND)
1 support 8 broches
1 support 14 broches
REL G et REL D : relais 12V/1RT (National)
Bornier soudable 6 plots
Boîtier Heiland (non transparent)

TELE-CHARGEMENT 3615 EPRAT

Un nouveau service a été créé sur notre serveur 3615 EPRAT. En effet, dès la fin du mois de mai 1994, les circuits imprimés publiés dans la revue *Electronique Pratique* (à compter du n° 182) seront disponibles sous forme de fichiers binaires. Ainsi, les lecteurs qui le désieront pourront procéder au téléchargement de ces fichiers qui pourront ensuite être imprimés, par exemple sur transparents pour imprimantes matricielles, jet d'encre ou laser.

On saisit tout de suite l'avantage d'un tel procédé : le circuit imprimé, qui reste pour beaucoup de lecteurs ne disposant pas de gros moyens l'étape souvent la plus difficile d'un montage, deviendra maintenant une simple formalité. Là où l'opération demandait souvent plusieurs heures, le temps nécessaire se limitera au téléchargement et à la sortie sur imprimante.

Par ailleurs, les programmes nécessaires au fonctionnement de certains montages sont d'ores et déjà disponibles sur le serveur, ce qui évitera l'attente de plusieurs jours consécutive à la demande par courrier de ces derniers à nos services.

Nous espérons que cette initiative trouvera un écho favorable auprès de nos lecteurs et qu'elle permettra à certains de pouvoir réaliser les montages auxquels ils avaient jusqu'alors renoncé, faute de moyens. L'interface de liaison Minitel/PC a été décrite dans le numéro 181 de la revue *Electronique Pratique*.

GUIDE DU TÉLÉ-CHARGEMENT DES CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés dessinés avec un logiciel PC de la société Multipower seront disponibles sous la forme de fichiers binaires (*.BIN) sur notre serveur 3615 EPRAT, rubrique circuits imprimés. Les fichiers seront classés par numéro de revue et les références de ceux-ci prendront la forme suivante : 18280 HG.BIN, les 3 premiers chiffres indiquent le numéro de la revue, 182, les deux suivants le numéro de la page, la lettre H pour haut de la page (B pour bas), G pour gauche de la page (D pour droite). Une fois le fichier en mémoire sous

C sur votre PC vous tapez la commande : COPY C : 182 80 HG.BIN LPT1 : la sortie de votre circuit apparaîtra sur votre imprimante. Vous pouvez utiliser du papier calque ou des transparents pour photocopieurs. Dans un premier temps, les fichiers binaires sont assez importants au niveau de la place mémoire, mais nous vous offrirons, sur le minitel, un programme de compression/décompression des fichiers. Nous espérons que cette initiative, un peu d'avant garde, vous permettra de faciliter vos projets de loisirs dominicaux.

LE PROFESSEUR BERTO : LE PROGRAMME COMPLET D'ELECTRONIQUE

Le Professeur Berto est un logiciel fonctionnant sur compatibles PC, il offre un vaste choix de menus pour l'apprentissage des notions de base en électronique :

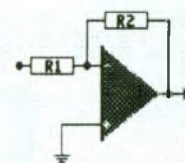
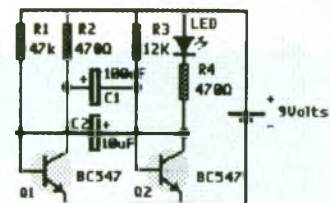
- résistances,
- condensateurs,
- diodes,
- transistors,
- AOP,
- transformateurs,
- microprocesseurs.

Pour les diodes, par exemple, le logiciel informe sur les courbes caractéristiques, offre des schémas d'exemple. On saura tout sur le NE555, le μA741 à l'aide de nombreux schémas très explicites. Le logiciel sert aussi de base de données sur quelque 1800 composants actifs :

- diodes,
- transistors,
- CMOS,
- TTL, etc.

On trouve également des renseignements divers sur la prise péritel, les connecteurs, etc.

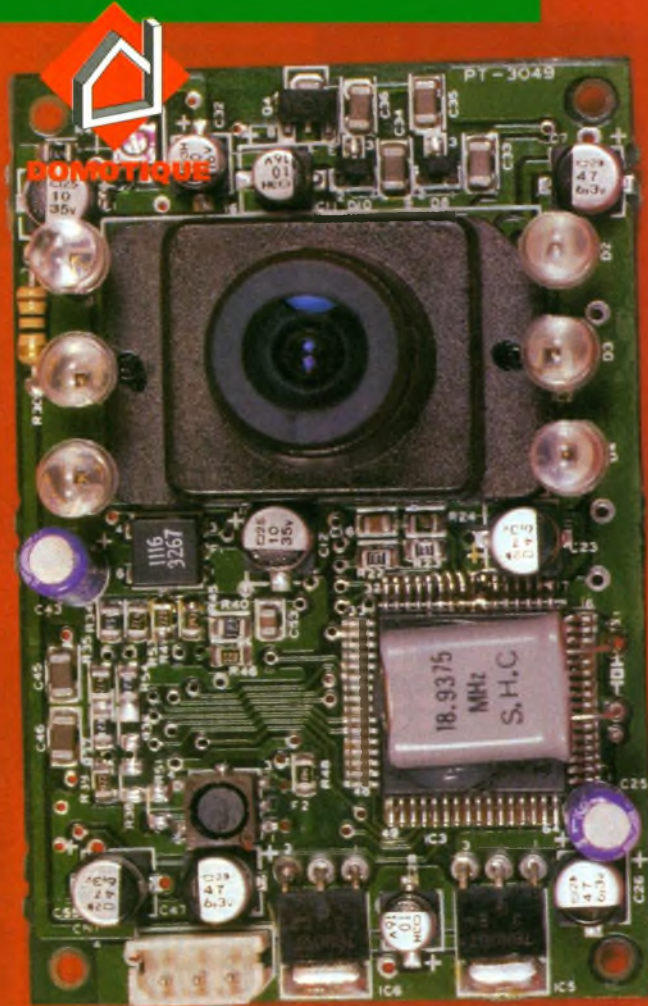
L'ordinateur nécessaire au fonctionnement de ce logiciel doit être un compatible PC standard équipé d'un écran couleur VGA, un lecteur 3"1/2, 1,44 Mb et 4 Mo de disponible sur disque dur.



Le gain se calcule de la manière suivante :
Gain = -(R2:R1)

Pour tout renseignement, contactez : Professeur Berto, Jette n° 3, BP n° 9, 1090 Bruxelles. Son prix est de 59,90 F TTC.

Les besoins actuels en matière de vidéo surveillance demandent toujours des caméras plus petites et performantes. Toujours plus fort dans la miniaturisation, les nouvelles technologies obligent les constructeurs spécialisés à développer des caméras CCD noir et blanc qui tiennent dans le creux de la main. Celle présentée aujourd'hui se retrouve sur le marché français par l'intermédiaire de la société Sélectronic de Lille.



NOUVELLE CAMERA CCD

La recrudescence de ces caméras miniatures à capteurs CCD représente la demande d'un marché en pleine expansion. Les vastes domaines d'applications auxquels on les destine, vont des systèmes de vidéosurveillance, avec ou sans fils, aux vidéocommunications, portiers vidéo et même, pourquoi pas, les prises de vues aériennes à partir d'un avion radiocommandé équipé de cette caméra et d'un petit émetteur *had-hoc*.

Quelques notions élémentaires

Un signal vidéo composite noir et blanc se caractérise par des signaux de synchronisation ligne et trame, la luminance correspond aux différents niveaux de gris. Les caméras explorent une image selon des lignes horizontales, en partant du haut vers le bas. Les lignes sont formées par des points prenant forme de la gauche vers la droite. L'image est analysée en commençant du coin supérieur gauche vers la droite pour

faire la première ligne, le balayage s'arrête alors et recommence sous la première ligne, à gauche. Le cycle continue jusqu'au coin bas à droite du capteur.

Grâce à une impulsion de synchronisation, le balayage revient au coin haut à gauche du capteur pour l'analyse d'une nouvelle image. La fréquence du balayage est synchronisée avec celle du secteur (50 Hz), le balayage du capteur se fait en 25 images par seconde pour le standard CCIR. Une image se distingue par la formation de deux trames entrelacées, donc 50 trames forment une image. La lenteur du balayage occasionnerait le scintillement des images si l'on n'avait pas recours à l'entrelacement des lignes paires et impaires constituant les trames. Les pixels composent les lignes des trames d'image, le nombre de points blancs et noirs donne le niveau de gris et la définition de l'image. La synchronisation ligne coupe le balayage lorsque la ligne arrive sur le bord droit du capteur pour en commen-

cer une autre à gauche, elle prend la forme d'impulsions à fronts descendants. La synchronisation trame permet le retour du spot en haut à gauche du capteur, à la fin de chaque demi-trame. La trame paire n'a pas la même durée que la trame impaire, les tops de trames pairs arrivent avec un retard d'une demi-ligne alors que les trames impaires ont un retard d'une ligne entière.

Le capteur CCD

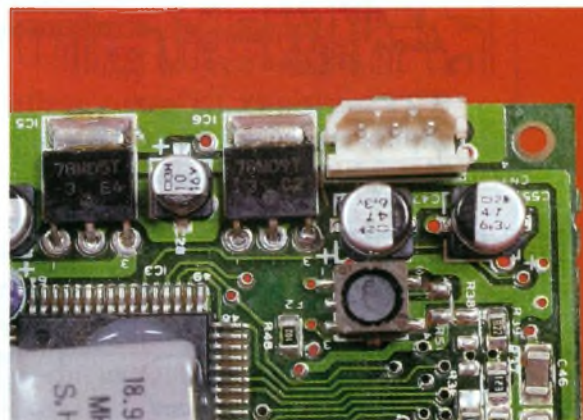
Le terme CCD vient de l'anglais Coupled Charge Device, en français cela nous donne Registre à transfert de charge. La méthode employée consiste à prendre des capteurs MOS au silicium, qui transforment les photons en charges électriques. On réalise alors l'accumulation de celles-ci dans des registres pour les traduire, au rythme d'une horloge, en un signal vidéo composite noir et blanc. Le capteur de la CA-29C dispose d'une résolution de 298 000 pixels sur 380 lignes TV.

Caractéristiques de la CA-29C

Alimentation : typique $12V_{DC}$ (possible de 11 à $15V_{DC}$).
 Consommation : 200 mA max.
 Fréquence de balayage :
 H : 15 625 Hz. V : 50 Hz.
 Résolution horizontale :
 380 lignes TV.
 Synchronisation : interne.
 Sortie vidéo : $1V_{CC}/75\Omega$ (synchro négative)
 Capteur : CCD 1/3" N & Bc.
 Surface sensible : H 4,9 x V 3,7 mm.

Sensibilité : 0,1 lux minimum (LED I. R. en fonctionnement).
 Objectif : $f = 4,3\text{ mm}$ ($F = 1,8$).
 H : 74° . V : 56° .
 Résolution : 297 984 pixels (512 H x 582 V).
 Rapport signal/bruit : 50 dB (CAG hors fonction).
 Obturateur : automatique de 1/50 à 1/32 000 s.
 Température de fonctionnement :
 -10 à $+50^\circ\text{C}$ @ 95 % d'humidité relative.
 Dimensions : 46 x 70 x 27 mm.
 Masse : 40 g max.

LE CONNECTEUR :
DE GAUCHE A DROITE
3 : ALIMENTATION + 12 V
2 : SORTIE VIDEO
1 : MASSE COMMUNE.



Description de la caméra CA-29C

Les différentes photographies illustrant cet article montre la qualité de fabrication et la haute intégration des composants électroniques. La réalisation est faite avec des éléments montés en surface, la technologie CMS faisant de plus en plus son apparition dans les domaines industriels.

Cette caméra peut se raccorder sur n'importe quel moniteur vidéo, du moment que l'impédance soit de 75Ω , le niveau de sortie est de 1V C/C, la liaison filaire est possible jusqu'à une distance de 50 m.

Les diodes infrarouges incorporées au module autorise une sensibilité de 0,1 lux, avec un rapport signal sur bruit de 50 dB. L'objectif miniature grand angle intégré permet une utilisation immédiate de la caméra ($F = 1,8$; $H = 74^\circ$; $V = 56^\circ$), l'iris et l'obturateur sont à réglage automatique.

Cette caméra distribuée par Sélectronic, au prix de 890 F TTC, est un produit de qualité et trouvera certainement parmi nos lecteurs une foule d'applications.

Sélectronic, BP 513, 59022 Lille Cedex. Tél. : 20.52.98.52.



LES DIODES INFRAROUGE AUGMENTENT LA SENSIBILITE.

LA FACE INFÉRIEUR CORRESPOND A L'EMPLACEMENT DES COMPOSANTS CMS



POUR SE LIBERER DU CABLE ENTRE LA CAMERA ET LE MONITEUR

Dans certaines applications, privées, domestiques ou industrielles, la surveillance des lieux nécessite souvent des longueurs excessives de câbles

coaxiaux, avec les pertes qui s'en suivent. On a donc recourt, le plus souvent, à des subterfuges grâce à la transmission hertzienne des signaux

vidéo, à l'aide de petits émetteurs prévus pour cela. La société Sélectronic proposera un appareil fonctionnant dans les bandes 4 et 5.



MESURES

GENERALITES SUR LES DECIBELS

Très souvent, les techniciens utilisent comme « unité » le dB, en lieu et place des unités habituelles que sont le volt ou le watt, ainsi que pour représenter des grandeurs sans unité du tout, ce qui ne facilite pas les choses pour le débutant. Nous allons donc nous efforcer de définir simplement ces notions que nous agrémenterons d'exemples pratiques pour que le lecteur soit familiarisé avec ce langage particulier.

Le bel, le décibel (dB)

A) Introduction

Quand on s'intéresse, par exemple, à l'amplification d'un montage, il n'est pas rare de rencontrer des valeurs numériques très élevées. Le rapport entre la puissance recueillie, par exemple par une antenne satellite, et la puissance de sortie au niveau du HP pour le son peut dépasser : $10^{12} = 1\ 000\ 000\ 000\ 000$.

Vous comprendrez alors que la manipulation de tels nombres n'est pas aisée et que les scientifiques ont essayé de trouver une astuce qui, sans

amputer la précision, leur assure une plus grande commodité d'utilisation.

La solution adoptée fait intervenir la notion de logarithme qui, en schématisant les choses, permet entre autres d'associer à toute valeur numérique, même de valeur élevée, une seconde valeur numérique ne possédant que deux ou trois chiffres significatifs. On réalise ainsi une sorte de compression de l'échelle des valeurs numériques, ce qui répond au problème posé.

En mathématique, on appelle cette correspondance entre deux ensembles de valeurs numériques, une fonction, qui pour la circonstance s'appelle fonction logarithme, soit en abrégé « log ».

Les élèves des classes terminales manipulent couramment ce genre de fonction en faisant intervenir un certain nombre de propriétés particulières qu'il n'est pas indispensable de connaître dans cet exposé. Il faudra cependant disposer d'une calculatrice possédant cette fonction pour effectuer les calculs cités en exemple.

B) Le Bel

Cette grandeur correspond à l'origine à la valeur de l'amplification en puissance d'un montage exprimée dans l'échelle compressée.

Exemple :

Soit un amplificateur d'amplification en puissance $A_p = P_s/P_e = 12\ 500$.

On dira que cet amplificateur a un gain $G = \log(12\ 500) = 4,09$ Bels.

On remarquera au passage le changement de dénomination :

« AMPLIFICATION vers GAIN », la première de ces deux grandeurs étant sans unité et la seconde s'exprimant en Bels.

Les non-initiés feront attention à bien utiliser la fonction « log » de base « 10 » de leur calculatrice et non la fonction LN (de base $e = 2,718...$) qui représente aussi un logarithme,

mais qualifié de népérien compte tenu de la valeur numérique de sa base de calcul.

C) Le décibel (dB)

Ce sous-multiple est au Bel ce que le décimètre est au mètre, c'est-à-dire qu'un décibel représente 0,1 Bel.

Avec l'exemple précédent, nous aurions un amplificateur de gain 40,9 dB, valeur que nous pouvons arrondir à 41 dB, ce qui a l'avantage de supprimer la virgule et donne un nombre entier.

Le calcul direct en dB correspond à la formule : $G = 10 \cdot \log A_p$.

Le facteur de compression dont nous parlions au départ est tel que pour une amplification de 10^{12} , le gain en dB ne vaut que $G = 10 \log 10^{12} = 120$ dB, nombre aussi facile à retenir qu'à manipuler, d'où l'intérêt de cette transformation.

D) Passage

« GAIN → AMPLIFICATION »

Cette transformation s'obtient en appliquant la formule suivante :

$A_p = 10^{(0,1G)}$, avec G exprimé en dB.

Avec une calculatrice, on obtient le résultat soit en utilisant les combinaisons de touches « 10 » + « ^ » + « 0,1G » ou « INV » + « LOG » + « 0,1G » suivant le modèle.

Essayez d'appliquer la formule avec les valeurs que nous avons trouvées et vous verrez au passage que le fait d'arrondir les 40,9 dB à 41 dB ne modifie que très peu la valeur initiale (12 500).

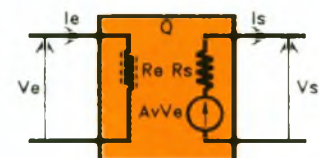
(Résultat : 12 589).

E) Extension aux grandeurs « tension et courant »

Les diverses formules liant la puissance P dans une résistance R à la tension V à ses bornes et au courant qui la traverse sont :

$$P = V^2/R \text{ et } P = RI^2$$

Pour le quadripôle de la figure 1, le rapport des puissances de sortie et d'entrée donne $P_s/P_e = (V_s^2/V_e^2) \cdot R_e/R_s$ et $P_s/P_e = (I_s^2/I_e^2) \cdot R_s/R_e$.



1 FONCTION DE TRANSFERT V_s/V_e .

Si nous sommes dans le cas où $R_e = R_s$, ces formules se transforment respectivement en $P_s/P_e = A_v^2 = A_i^2$ en posant $A_v = V_s/V_e$ (amplification en tension) et $A_i = I_s/I_e$, amplification en courant.

En passant aux gains (en dB), nous tirons :

$$G_p = 10 \log P_s/P_e = 20 \log A_v = 20 \log A_i$$

On fera très attention aux coefficients 10 pour un rapport de puissances et 20 pour un rapport de courants ou de tensions, la différence provenant du carré pour A_i et A_v . Ces formules permettent la mesure des gains en puissance à partir de la mesure de rapports de courants et, plus souvent, de tensions.

Ainsi, une chaîne d'amplification qui aurait à son entrée une tension de $2 \mu\text{V}$ et qui donnerait en sortie 4V (à condition que les résistances d'entrée et de sortie soient identiques) correspondrait à un gain en puissance

$$G_p = 20 \log (4/2 \cdot 10^{-6}),$$

soit 126 dB.

Le cas général où R_e est différent de R_s donne :

$$G_p = 20 \log A_v + 10 \log (R_e/R_s)$$

et

$$G_p = 20 \log A_i + 10 \log (R_s/R_e).$$

Par exemple, un ampli hi-fi dont l'impédance d'entrée tuner est de $47 \text{k}\Omega$ et qui admet un niveau de $0,1 \text{V}$ (efficace) quand sa sortie délivre 40W sous 4Ω , soit une tension efficace en sortie de $12,6 \text{V}$, possède un gain en puissance

$$G_p = 20 \log (12,6/0,1) + 10 \log (47000/4) = 82,7 \text{ dB}.$$

On notera dans ce cas que la prise en compte de A_v seule entraînerait une erreur de près de 100 %.

deux grandeurs de même nature. La comparaison de deux amplificateurs par leurs gains est par ailleurs sans intérêt parce que l'on ne connaît en réalité que le rapport des puissances d'entrée et de sortie sans en connaître aucune des deux.

Afin de répondre à certains impératifs et aussi pour supprimer l'ambiguïté précédemment évoquée, il a été décidé de définir une puissance de référence que nous noterons P_0 de valeur $1 \text{ mW} = 0,001 \text{ W}$.

On peut ainsi comparer toute puissance à celle de référence et obtenir un gain qui, cette fois, possède une signification en terme d'unité. La formule correspondante est :

$$G = 10 \log (P/P_0) \text{ en dB}.$$

Pour distinguer ces « dB » des autres, on leur affecte l'indice « m » pour milliwatt, ce qui donne des dBm.

On pourra dire d'un amplificateur ayant une puissance de 3 W , par exemple, que c'est un amplificateur qui délivre 35 dBm , car $G = 10 \log (3/0,001) = 10 \log 3000 = 34,77 \text{ dBm}$.

B) Extension aux tensions et courants

En plus de la référence de puissance, on a défini aussi une résistance de référence R_0 de valeur 600Ω qui donne du même coup une tension de référence $U_0 = \sqrt{P_0 \cdot R_0} = 0,775 \text{ V}$ et un courant de référence $I_0 = \sqrt{P_0/R_0} = 1,29 \text{ mA}$.

Grâce à ces références, on peut maintenant exprimer n'importe quelle tension ou courant en dBm en appliquant les formules suivantes :

$$G_v = 20 \log (V/U_0)$$

et

$$G_i = 20 \log (I/I_0)$$

générateurs BF ou HF étaient des modèles à lampe dont la résistance de sortie normalisée était de 600Ω . Ce choix étant arbitraire, comme celui de P_0 , et par conséquent celui de U_0 et I_0 il n'est pas rare que l'on définit d'autres références (tout aussi arbitraires), comme par exemple 1 V pour U_0 ou 1 A pour I_0 , ce qui conduit à des expressions pour G_v en dBV et pour G_i en dBA, que l'on rencontre parfois dans certaines documentations de constructeurs. Il faudra donc faire très attention aux indices « x » associés aux dBx.

D) Extension d'utilisation

On exprime souvent les rapports signal sur bruit des amplificateurs en dB. Dans ce cas, ce sont les rapports entre le signal utile et le bruit qui sont comparés dans une même situation. En pratique, un S/B de 70 dB correspond à $G_v = 20 \log (V_u/V_b) = 70 \text{ dB}$, ce qui signifie que l'amplitude du signal utile V_u est $10^{(70/20)} = 3162$ fois plus grande que celle du bruit V_b .

Tracé et utilisation d'une échelle logarithmique

Nous avons vu dans les paragraphes précédents que la fonction logarithme permettait de « compresser » une grandeur variant assez fortement.

La variable fréquence fait partie de ces grandeurs, des plages de variation de quelques Hz à plusieurs MHz étant chose courante, par exemple pour les AOP. Or, si des phénomènes importants se produisent aussi bien pour de faibles valeurs que pour les plus importantes,



2

REPRÉSENTATION D'UNE ÉCHELLE LOG.

Le décibel unité de puissance, de tension et de courant

A) Puissance et dB

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré que la notion de Bel ou de décibel était liée à un rapport de puissance qui ne possède pas d'unité puisqu'il s'agit du rapport de

Ainsi une tension de 3 V s'exprime-t-elle aussi en dBm par $G_v = 20 \log (3/0,775) = 11,75 \text{ dBm}$.

On remarquera cependant que ce mode d'expression est quand même réservé à des domaines particuliers de l'électronique, comme par exemple les notions de bruit, et qu'il serait farfelu d'exprimer la tension continue aux bornes d'une pile en dBm.

C) Changement de référence

La résistance de référence de 600Ω a été choisie à une époque où les

on ne peut plus utiliser les échelles linéaires.

On remplace celles-ci par des échelles logarithmiques qui permettent une exploitation identique des résultats pour toute la gamme explorée.

A) Notion de décade, module

On appelle « DECADE » toute zone de variation allant d'une valeur « N » à « $10 \cdot N$ », comme par exemple : 1 à 10, 10 à 100, mais aussi 30 à 300. Au niveau des graphiques, chaque décade est représentée par la même

me longueur qui porte le nom de MODULE. Si l'on souhaite représenter les variations d'une grandeur entre 1 et 1000, il nous faudra trois décades (de 1 à 10, de 10 à 100, de 100 à 1000 pour terminer).

Pour un format de feuille de 21 cm de large, on peut par exemple fixer 6 cm comme valeur pour le module, ce qui correspondra à une largeur de 18 cm pour l'ensemble des trois décades.

B) Graduation

La graduation de chaque module est identique à celle du module de base (1 ; 10). Pour graduer ceux-ci, nous ferons appel à la fonction « log » (base 10 comme pour les dB). Ainsi, tout point de valeur comprise entre 1 et 10 (extrémités de la décade) sera situé à une distance L de l'origine (point « 1 ») de la décade donnée par la formule :

$$L = U \cdot \log(n)$$

Dans cette formule, la lettre « n » représente la valeur numérique que l'on veut placer sur l'échelle, « L » sa distance depuis l'origine du module (1 ; 10) et « U » représente pour sa part la longueur choisie pour le module.

Prenons quelques exemples :

Soit à placer le nombre 2 sur l'échelle logarithmique dont le module U vaut 6 cm. La formule nous donne $L = 6 \times \log 2 = 6 \times 0,3 = 1,8$ cm. L'image du nombre 2 sera donc située à 1,8 cm à droite du nombre 1.

On peut répéter l'opération pour d'autres valeurs comme :

$n = 3$, $L = 2,9$ cm ; $n = 5$, $L = 4,2$ cm, etc., et jusqu'à $n = 10$ ou $L = 6$ cm, ce qui correspond à la représentation de la **figure 2**. On remarque sur celle-ci que pour les valeurs de n petites, les graduations sont espacées, ce qui correspond à une meilleure précision en bas d'échelle et va bien vers le but recherché.

Pour les modules suivants, on adopte les mêmes graduations que pour le premier module, ce qui signifie en clair que le nombre $n = 20$ sera situé à 1,8 cm à droite du nombre 10 (origine de la décade 10-100 dans laquelle nombre 20 est situé). Il en va de même pour le nombre 200 dans la décade 100-1000, etc.

Les propriétés des fonctions « logarithme » montrent que l'on peut proposer la formule sous la forme très légèrement différente qui suit :

$$L' = U \log(n/no), \text{ avec } no \text{ référence quelconque.}$$

Cette forme est identique à la précédente pour $no = 1$. L'avantage de cette formule est qu'elle permet de placer tout point « n » par rapport à

un autre « no » considéré comme référence.

Pour vérifier cette propriété, on pourra calculer la distance séparant le point représentatif du nombre $n = 200$ par rapport au point $no = 40$. En effet, avec la première formule, on tire pour $no = 40$, $L = 9,6$ cm (depuis le point « 1 »), et $L = 13,8$ cm pour $n = 200$, soit un écart de 4,2 cm. La seconde formule donne directement $L' = 6 \log(200/40) = 4,2$ cm, ce qui est bien la même chose.

Nous vous invitons à refaire les calculs conduisant à l'échelle à trois modules de la **figure 2**.

Il est possible de réaliser des échelles ayant autant de modules que ce que l'on souhaite suivant le problème traité.

Une fois graduées, ces échelles s'utilisent comme celles qui sont linéaires, en plaçant le point représentatif de la mesure en face de la graduation correspondante. On les utilise par exemple pour les relevés de courbes de réponse des amplificateurs, tant pour l'axe des fréquences que pour l'axe des amplifications, que l'on peut alors exprimer en dB.

Comme vous pouvez le constater, ce travail est très simple à réaliser et permet d'obtenir des courbes où aucun phénomène ne peut passer inaperçu, même sur plusieurs décades, alors surtout, n'hésitez pas à utiliser ce type d'échelle.

Pour éviter la construction des échelles, on peut se procurer des feuilles prégraduées possédant :

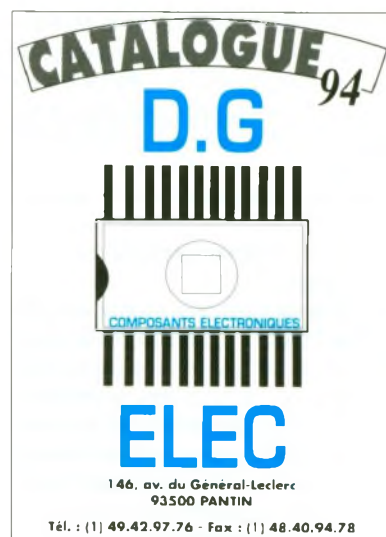
- une échelle logarithmique et une linéaire ; on parle alors de papier « semi-log » ;
- deux échelles logarithmiques (papier log-log).

Nous espérons que vous saurez mettre à profit les nombreuses indications que nous avons développées dans ce chapitre et que les notions de dB seront moins obscures que par le passé.

F. JONGBLOET

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

Ecrire ou téléphoner à
B. FIGHIERA
2 à 12, rue de Bellevue
75019 PARIS
Tél. : (1) 42.00.33.05



PREMIER CATALOGUE DG ELEC

La société DG ELEC, bien connue pour la qualité de son service auprès de sa clientèle, sort son premier catalogue de composants électroniques.

Au sommaire de celui-ci, on peut trouver la gamme des kits Velleman, l'office du kit, kit Plus et Prat kit, en effet, nombreux sont ceux qui préfèrent acquérir tout un ensemble préparé avec la notice, le circuit imprimé et le sachet de composants. DG ELEC met à la disposition de ses clients une gamme de cinq moteurs pas à pas convenant à divers usages, moteurs à fort couple (600 mNm) ou de précision (400 pas). Au rayon des composants passifs, on trouve toute la panoplie de résistances, condensateurs céramiques, chimiques, tantale goutte ou MKT, diodes signal, zeners, DEL, afficheurs DEL ou LCD.

On peut également se procurer toute la connectique péri-informatique, audio et HF, interrupteurs, etc. DG ELEC n'a pas oublié la distribution des composants actifs, tels que transistors, régulateurs, circuits intégrés, outillage, circuits imprimés, fers à souder, appareils de mesure et aérosols.

Pour passer commande, on peut soit téléphoner, soit passer un fax au 48.40.94.78, les paiements se faisant de façon classique ou par cartes bleues par correspondance.

DG ELEC, 146, avenue du Général-Leclerc, 93500 Pantin.
Tél. : 49.42.97.76.



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. THEOULE

J'ai lu avec intérêt le montage de l'animation lumineuse parue dans Electronique Pratique n° 161 p. 71. Il me semble que ce montage comporte quelques divergences entre le schéma de principe, l'implantation des composants et la nomenclature. Pouvez-vous me renseigner à ce sujet ?

Effectivement, une divergence s'est glissée entre le schéma de principe et l'implantation des composants. Sur cette implantation, il convient de modifier le repérage des transistors comme suit :

- T₁ à T₈ au lieu de T₉ à T₁₆.
- T₉ à T₁₆ au lieu de T₁ à T₈.

2 M. CHUITON

Avez-vous publié des montages de détecteurs de métaux dans Electronique Pratique ?

Plusieurs détecteurs de métaux ont été proposés dans *Electronique Pratique*. Il s'agit de :

- EP n° 139, p. 33, détecteur de métaux à PLL (épuisé) ;
- EP n° 164, p. 69, détecteur de métaux (disponible).

Rappelons la possibilité d'obtenir des photocopies de montages publiés sur des numéros épuisés contre un chèque de 30 F par article demandé.

3 M. TORCHY

Je viens de terminer la réalisation de la sonde logique proposée dans Electronique Pratique n° 103 p. 92. Aucun problème dans la réalisation, mais je souhaiterais quelques précisions supplémentaires pour utiliser cette sonde.

Tout circuit logique CMOS simple présente en sortie un état 0 (0 V par rapport à la masse) ou un état 1 (parfois appelé état haut ou niveau 1). Dans ce dernier cas, la tension est sensiblement égale à la tension d'alimentation par rapport à la masse.

Un détecteur de niveau 1 indique donc la présence éventuelle d'un état haut sur une entrée ou une sortie. De la même manière, l'indication d'un état bas précise que la tension mesurée correspond sensiblement à 0 V.

4 M. RAMEL

Vous avez publié plusieurs montages exploitant l'ISD 1016. Pouvez-vous me confirmer s'il existe des CI équivalant à cette référence ?

L'ISD 1016, désormais bien connu de nos lecteurs car employé à toutes les sauces !, fait partie d'une gamme de trois CI : ISD 1012, ISD 1016 et ISD 1020. Tous ces CI sont compatibles au niveau du brochage.

La différence se situe sur la capacité du message enregistré qui s'établit respectivement à 12 s, 16 s et 20 s. Bien entendu, la fidélité de restitution est supérieure sur les deux premiers (mémoire digitale oblige).

5 M. PIASCEZNY

J'envisage de réaliser l'accès codé au téléphone que vous avez proposé dans Electronique Pratique n° 174 p. 49. Est-il possible de modifier ce montage de manière à interdire l'appel d'un numéro de téléphone supérieur à 8 chiffres ?

La modification que vous souhaitez est simple à réaliser. Il suffit pour cela de déconnecter les pistes aboutissant à la borne 7 de IC₃ (sortie S₃) pour les relier à la borne S₉, c'est-à-dire à la borne 11.

6 M. SERRE

Je suis débutant en électronique. Un ami m'a indiqué que le courant circulait du - vers le +. Je lui ai soutenu que c'était le contraire. Pouvez-vous me dire qui a raison ?

Dans un générateur (pile, accu...), le courant conventionnel sort par la borne positive. Il entre dans le récepteur (borne +), sort de ce récepteur (borne -) et retourne au générateur par la borne -.

Le sens de ce courant est dit conventionnel car c'est celui qui est admis par convention. En fait, au niveau de la matière, le sens réel du courant va du - vers le +. Heureusement, tout le monde s'accorde pour utiliser le sens conventionnel.

7 M. DUCAL

Concernant l'article paru dans le n° 180 de la revue Electronique Pratique intitulé « Un générateur de signaux programmés », j'aimerais savoir où je peux me procurer le ou les programmes contenus dans l'EPROM.

Ce programme est disponible auprès de la rédaction, le service est gratuit mais vous devez nous envoyer une enveloppe affranchie et self-adressée.

8 M. VILLE

Ayant réalisé « l'avertisseur de défaillance secteur » du n° 180, je ne comprends pas où l'on branche la batterie 9 V.

L'accu de 9 V se connecte entre le point commun de l'anode de D₄ avec R₃ et la masse, en ayant bien sûr retiré la liaison d'origine.

**MINITEL
3615
code EPRAT
Bientôt le
téléchargement des
logiciels**



9020 DOUBLE TRACE

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

TOUTE LA GAMME ILP DISPONIBLE PRIX EN BAISSÉ !

- 9012 Double trace 2 x 20 MHz Testeur
Composant Livré avec 2 sondes **3689 F**
9020 Double trace 2 x 20 MHz. Ligne à retard
Testeur de composants. Chercheur de trace
Livré avec 2 sondes combinées **3990 F**
9302 2 x 20 MHz. Mémoire numérique 2 K
Sensibilité 1 MV/DIV. Livré avec 2 sondes **7425 F**
9016 Oscilloscope 2 x 60 MHz.
Livré avec 2 sondes **7389 F**

NOUVEAUTE

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

OSCILLOSCOPES



- HM 203/7
Double trace 2 x 20 MHz 2 mV à 2 V, add. sous-t. déclench. AC-DC-HF-BF. Testeur de composants
Livré avec 2 sondes combinées **3990 F**
Sans sondes **3770 F**
HM 205/3
Double trace 2 x 20 MHz Testeur de composants
Mémoire numérique 2 x 1 K. Chercheur de trace.
Livré avec 2 sondes combinées **6980 F**
HM 604
2 x 60 MHz avec expansion Y X 5
Post. accéléré 14 KV avec 2 sondes combinées **6760 F**
HM 1005
3 x 100 MHz avec 2 sondes **8780 F**

SERIE MODULAIRE

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

MONACOR

- LES «NEWS» MULTIMETRES DIGITAUX
DMT 2010 2000 PTS 3^{1/2} Digits. Test. diodes **180 F**
DMT 2015 2000 PTS 3^{1/2} Digits. Modes standards
Test Transistor Diodes. Sonore. Batterie
Fiche 20 A **410 F**
DMT 2040 Modèle «Pocket» 4000 PTS. Hold.
Test. diodes **270 F**
DMT 2055 Automatique. Bargraph. 4000 PTS 3^{1/2} Digits.
Data Hold. Test. diodes. Fréquence-mètre **890 F**
DMT 2070. Testeur de composants.
Capacimètre. Test. diodes **450 F**
DMT 2075 2000 PTS 3^{1/2} Digits. Capacimètre
Fréquence-mètre. Test. transistors. Test. diodes.
Test. continuité. Anti-chocs **850 F**

DMT-2035

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

860 F TTC

- SG 1000 Générateur de H.F. 10 Hz/1 MHz
5 calibres. Faible distorsion.
Impédance 600 Ω **1680 F**
LCR 3500 Pont de mesure digital. Affichage LCD
Mesure résistance, capacité, inductance et facteur de
déperdition **990 F**
LDM 815 GRIP - DIP metre **970 F**
RD 1000 Décade de résistance **650 F**
CM 300 Capacimètre **690 F**

Documentation sur demande.

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

MULTIMETRES



- DM 10 XL - Modèle de poche **449 F**
DM 15 XL - AD/DC - 10 A - Bip **499 F**
DM 23 XT - AC/DC - 10 A - Résistance
2000 MΩ TTL et CMOS test température
jusqu'à 750° **699 F**
DM 25 XT - Gain trans. Bip **749 F**
DM 71 **419 F**
DM 73 - Gamme Auto-Mini **569 F**
DM 78 - Multi de poche avec étui **249 F**
CM 20 - Capacimètre **948 F**
EDM 1122 - Multimètre digital. Très grand display.
11 fonctions. Test de continuité sonore. Fréquence-mètre.
Test de capacité. Test diode **699 F**
DM 27 XT - Multimètre numérique grand afficheur
17 mm **PROMO 799 F TTC**
DM 93 - 4000 PTS. Bargraph rapide **925 F TTC**
DM 95 - 4000 PTS. Bargraph rapide.
Sélection auto-manuelle **1180 F TTC**
DM 97 - 4000 PTS. DATA - HOLD - PEAK - HOLD
1 mémoire MIN et MAX **1390 F TTC**



MULTIMETRES

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



METRIX : toute la gamme

FREQUENCEMETRES



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

CENTRAD

346. 1 Hz à 600 MHz **1995 F**
961. Générateur de fonctions 1 Hz à 200 KHz
Sinus carré - triangle - impulsion.
Sortie 15 V 50 Ω **1650 F**

GENERATEURS DE FONCTIONS

- F6 2A. 7 gammes. Sinus carrés triangles
Entrée VCF-OFFSET BI-WAVETEK **1775 F**
FG3 AE. 0.2 Hz à 2 MHz BI-WAVETEK **2850 F**
AG 1000. Générateur BF. 10 Hz à 1 MHz 5 calibres
Faible dist. imp. 600 Ω 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**

PROMOTIONS

- 68705 P3S **48 F** par 10 **615 F**
- DL 470 ns **7,50 F** par 10 **69 F**
- 2N2222 métal par 10 **13 F**
- 2N2907 métal par 10 **13 F**
- Pentel mâle **4,50 F** par 10 **3,50 F pièce**
- Coffret BA4 **18 F** par 10 **15 F pièce**
- Coffret D 30 **20 F**
- Pochette de 1000 résistances 1/2 W panachées **4,85 F**
- Kit programmateur 68705 avec alim. **260 F** **190 F**

HYPER PROMO

- Celestion Thunderoad
Encentes pro. hyper promo
BX 12 - 300 W **4680 F** **1990 F l'unité**
BX 15 - 350 W **5395 F** **2490 F l'unité**
Sub BX 15 - 350 W **5180 F** **2350 F l'unité**
HP Ø 31 cm 100/200 W **Promo**
HP Ø 38 cm 100/200 W **Promo**

LABO-PLAQUES

Toujours à votre service pour réaliser vos circuits imprimés.

PLAQUES EPOXY PRESENSIBILISEES

- 100 x 160 **14 F** pièce
PROMO ! les 10 pièces **110 F**

- 150 x 200 **23 F** pièce
200 x 300 **49 F** pièce

PERCEUSES MAXICRAFT

- Perceuse 42 W **98 F**
Perceuse 42 W avec outils + alimentations
en coffret **360 F (l'ensemble)**
Perceuse 50 W **230 F**
Alimentation pour perceuse **160 F**
Support perceuse **110 F**
Fer à souder gaz et
Mini chalumeau **198 F**

« LES NEWS DU MOIS ! »

- Perceuse en coffret complet Maxicraft avec accessoires. Super Promo **190 F**
- Toute la gamme des fers à gaz de chez WELLER.
- Fer à souder + pompe à dessouder + support de fer Monacor. Super Promo **98 F**
- ELC Centrad
- Voltimètre DV 932 200 mV - 500 V **310 F**
- Ampèremètre DA 933 200 µA - 20 A **320 F**

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 **1990 F**
AL 891 5 V - 5 A **390 F**
AL 892 12,5 V - 3 A **350 F**
AL 893 12,5 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**

CONVERTISSEURS A TRANSISTORS

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

ALIMENTATION 500mA **25 F**



NEW
FER A SOUDER JBC

Réglable de 150° à 450° Prix **699 F TTC**
Fers JBC à partir de **155 F**
Nous consulter

FER WELLER

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

Télécommande universelle à partir de **290 F**
Autres modèles nous consulter

Kits électroniques
Kits collèges
Kits OK nous consulter

BOITIER MULTI PÉRITEL

- OMX 48. Répartiteur de 4 sources différentes vers un téléviseur ou magnétoscope (vidéo composite RVB) commutation électronique **970 F**
RP 10. Boîtier vidéo 5 pentes **170 F**
Répartiteur 3 pentes **79 F**
Cordon péritel **65 F**
Répartiteur C + multi TV **790 F**

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 **68 - 45 F**
KSN 1016 - 100 W - Façade rect. **74 - 52 F**
KSN 1025 - 150 W - Médium **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 **518 F** **440 F**
KIT EBENISTERIE T 150
(Bois, grilles, coins, etc.) **48 F** **320 F**
Kit SONO - T 200 - 3 voies - 5 HP - PA 300 W
- 2 boomers 30 cm, 1 médium compression,
1 tweeter + filtre **858 F** **750 F**
KIT EBENISTERIE T 200 (Bois, grilles, coins, etc.) **718 F** **470 F**
Kit SONO - T 250 - 3 HP - PA 250 W
- Boomer 38 cm CELESTION
Tweeter, médium compression, filtre **1038 F** **830 F**
KIT EBENISTERIE T 250
(Bois, grilles, coins, etc.) **588 F** **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.

