

ELECTRONIQUE PRATIQUE

NUMÉRO 196 - OCTOBRE 1995 MJD



SPECIAL

SAVOIR MESURER 10 MONTAGES EN PLUS

**SIGNAL TRACER
VIDEO**

SONDE HF

**AMPLI
DIFFERENTIEL**



**ANALYSEUR
DE SPECTRE**



T 2437 - 196 - 25,00 F



ELECTRONIQUE PRATIQUE

N° 196 OCTOBRE 1995
I.S.S.N. 0243 4911 AMM 06192017

PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD

S.A. au capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue Bellevue, 75019 PARIS
Tél : 44 84 84 84 - Fax : 42 41 89 40
Télex : 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
H. Cadinet, P. Morin, L. Sentenac, F. Jongbloët,
P. Oguic, R. Knoerr, A. Garrigou, A. Sorokine,
U. Bouteville.

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

Marketing/Ventes : **Jean-Louis PARBOT**
Tél : 44.84.84.85

Inspection des Ventes :
Société PROMOVENTE, M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies, 75012 PARIS
Tél : 43 44 77 77 - Fax : 43 44 89 14

Publicité : **Société Auxiliaire de Publicité**
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél : 44 84 84 85 - CCP Paris 3793-60
Directeur général : **Jean-Pierre REITER**
Chef de publicité : **Pascal DECLERCK**
Assisté de **Karine JEUFRALUT**

Abonnement : **Marie-Christine TOUSSAINT**
Voir nos tarifs (spécial abonnements, p. 92).
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 2,80 F et la dernière bande.
Aucun règlement en timbre poste.
Forfait 1 à 10 photocopies : 30 F

Distribué par : **TRANSPORTS PRESSE**

Abonnements USA - Canada : Pour vous abonner à **Electronique Pratique** aux USA ou au Canada, communiquez avec Express Mag par téléphone au 1-800-363-1310 ou par fax au (514) 374-4749. Le tarif d'abonnement annuel (11 numéros) pour les USA est de 49 \$US et de 68 \$cnd pour le Canada.
Electronique Pratique ISSN number 0243 4911, is published 11 issues per year by Publications Ventillard at 1320 Route 9, Champlain, N.Y., 12919 for 49 \$US per year. Second-class postage paid at Champlain, N.Y. POSTMASTER : Send address changes to **Electronique Pratique**, c/o Express Mag, P.O. Box 7, Rouses Point, N.Y., 12979.

REALISEZ VOUS-MEME

Revue Pdf

- 27 7 Mélangeur trichrome
- 34 13 Interrupteur marche-arrêt esclave
- 37 16 Répétiteur d'appels téléphoniques
- 43 20 Mettez un microcontrôleur dans vos montages : un chronomètre
- 83 57 Enregistrement de l'heure d'une alarme
- 93 65 Une touche -20dB pour téléviseurs ou chaînes HiFi
- 98 69 Analyseur de spectre audio fréquences

DOSSIER SPECIAL MESURES

- 51 28 51 : Pratique de la mesure – 56 : Fréquence 10 Mhz
- à à 63 : Sonde haute fréquence et signal tracer
- 79 54 61 : Signal tracer vidéo – 68 : sonde voltmétrique
- 71 : Source de tension de référence
- 72 : Testeur de tension – 74 : Sonde logique
- 76 : Convertisseur RMS-CC – 79 : Ampli différentiel

PRATIQUE ET INITIATION

- 15 3 Fiche LM311
- 107 76 L'alimentation ELC AL942
- 114 79 Les mesures avec un oscilloscope (3)
- 121 84 Fiche TDA1524

DIVERS

- 126 88 Le courrier des lecteurs



DOMOTIQUE



PC



ROBOT



RADIO



FICHE TECHN



AUTO



JEUX



MODÉLISME



MESURES



AUDIO



GADGETS



INITIATION

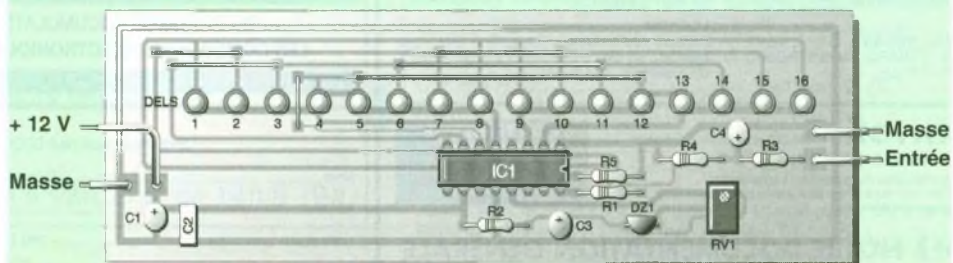


COURRIER



FICHE À DÉCOUPER

Sonde voltmétrique



« Ce numéro a été tiré à 69 100 exemplaires »





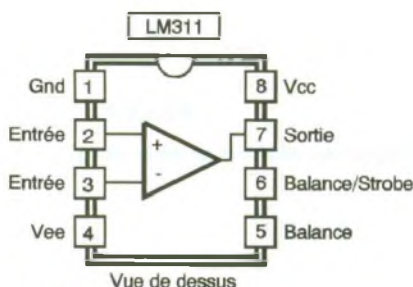
LE LM311 NATIONAL SEMICONDUCTOR: COMPARATEUR DE TENSION

Le LM311 est un comparateur de tension rapide, aux possibilités multiples. Sa sortie à collecteur et émetteur « ouvert » permet différentes configurations. Son étage de sortie est entre autres capable de commander directement des relais. De plus, sa sortie est compatible avec plusieurs logiques, dont la TTL.

Description

Le LM311 s'apparente au LM106 et LM710, dont il reprend le brochage présenté par la **figure 1**, mais ses courants d'entrée sont près de 1000 fois plus faibles (100 nA typ.). Bien que plus lent (200 ns de temps de réponse contre 40 ns), le LM311 est moins prédisposé aux oscillations. Toutefois, des précautions doivent être prises pour certains signaux d'entrée.

Ce comparateur a été conçu pour fonctionner avec une tension d'alimentation unique comprise entre 5 et 30 V ou avec une alimentation symétrique entre ± 15 V.



1

LE BROCHAGE DU LM311

Son étage de sortie est tamponné par un transistor de puissance, comme le montre la **figure 2**, présentant la structure interne du LM311. Cette particularité permet à ce comparateur diverses configurations présentées par la **figure 3**. Ainsi le LM311 peut commander indifféremment des circuits logiques DTL, RTL, TTL, aussi bien que MOS.

Les entrées et les sorties du LM311 peuvent être isolées par rapport à la masse du système et les sorties peuvent commander des charges référencées à la masse, à l'alimentation négative ou à l'alimentation positive (voir **fig. 3**).

Par ailleurs, le LM311 dispose d'un réglage d'offset et d'une fonction strobe (sortie forcée à l'état haut), et son étage de sortie à collecteur ouvert permet l'obtention d'un OU logique câblé.

Grâce à son transistor de sortie, une charge pouvant atteindre 50 mA sous 50 V peut être commandée. C'est un autre avantage souvent exploité. De ce fait, le LM311 est capable de commander des relais, voyants et petits moteurs.

Caractéristiques maximales

Les tensions maximales du LM311 sont de : 36 V pour l'alimentation (V8-4), ± 30 V pour la tension d'entrée différentielle (V2-3). La différence de tension maximale entre la sortie et l'alimentation négative (V7-4) est de 40 V, et de 30 V entre la sortie émetteur et l'alimentation négative (V1-4).

La sortie peut supporter un court-circuit momentanément pendant au plus 10 secondes.

La dissipation de puissance est au maximum de 500 mW. Pour une sollicitation sévère du LM311, une température maximale de jonction de 110 °C et une résistance thermique jonction-ambiant de 100 °C/W sont à considérer.

Les références LM111 et LM211 présentent des performances améliorées (rapidité, température de fonctionnement).

Fonctionnement

Considérons le schéma du LM311 en comparateur, alimenté par une tension unique de la **figure 3a**.

Si $e^+ > e^-$, alors $V_s = 0$ V, la charge R_L est alimentée et la tension à ses bornes vaut V_{cc} moins une chute de tension due à la tension de saturation du transistor de sortie et au courant traversant la résistance d'émetteur de 4 Ω , interne au LM311.

Si $e^+ < e^-$, alors le transistor de sortie du LM311 est bloqué. Aucun courant ne traverse R_L . La charge n'est donc pas alimentée.

Mise en œuvre

Le comparateur LM311 est rapide. Si des signaux d'entrées de variation rapides et d'impédances de source faibles sont appliqués sur les entrées d'un tel comparateur, alors la réponse sur sa sortie est normalement rapide et stable. Il suffit simplement de prévoir un découplage correct de son alimentation avec par exemple un condensateur céramique de 100 nF. Cette capacité peut être placée jusqu'à 5 cm du LM311, contrairement à d'autres comparateurs nécessitant une proximité immédiate de leur condensateur de découplage.

En revanche, lorsque le signal d'entrée est une rampe de tension ou une sinusoïde évoluant lentement, ou si l'impédance de source est élevée (1 k Ω à 100 k Ω), alors le comparateur peut entrer en oscillation à l'approche du seuil de commutation. Cela est dû au gain élevé du LM311 et à l'importance de sa bande passante.

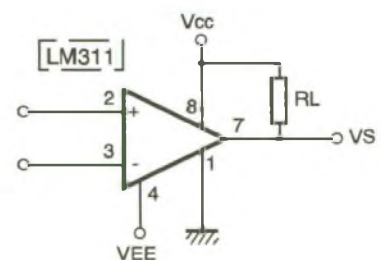
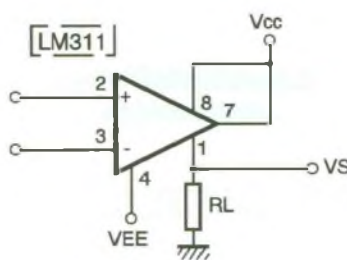
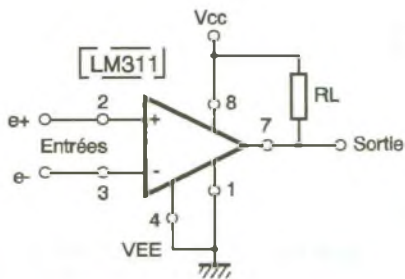
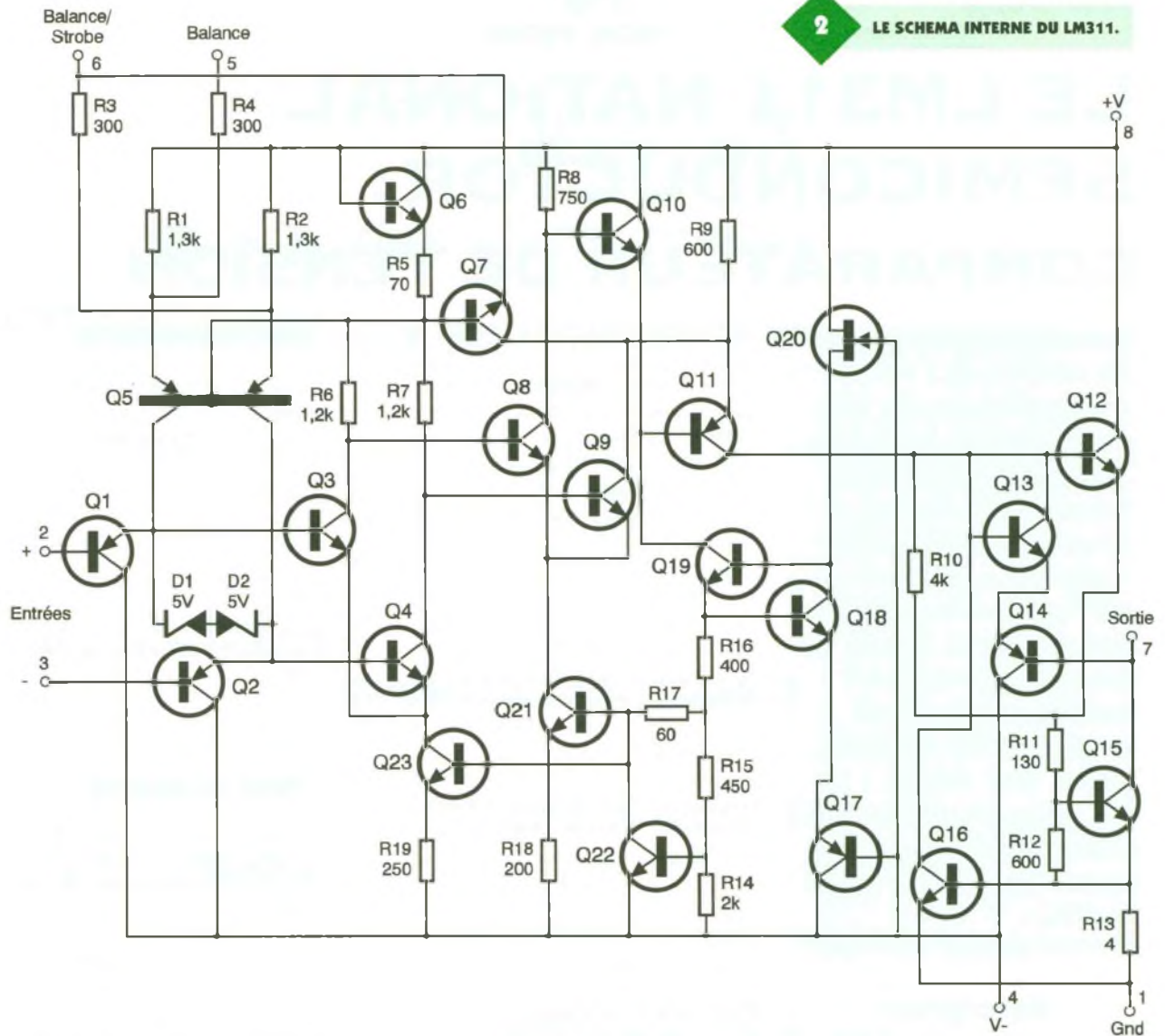
Pour éviter l'instabilité du LM311 dans de tels cas, plusieurs précautions sont recommandées.

Les recommandations

Les broches 5 et 6

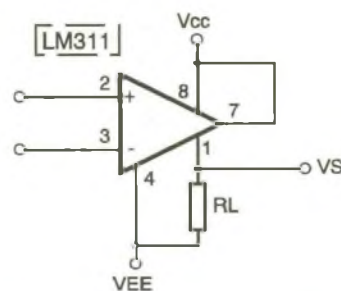
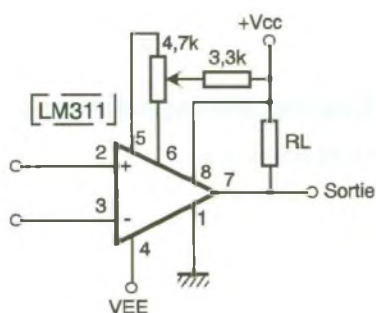
Si les broches 5 et 6 ne sont pas utilisées, elles doivent être reliées entre elles.

Si elles sont connectées à une résistance ajustable, la sensibilité d'un



3a/d

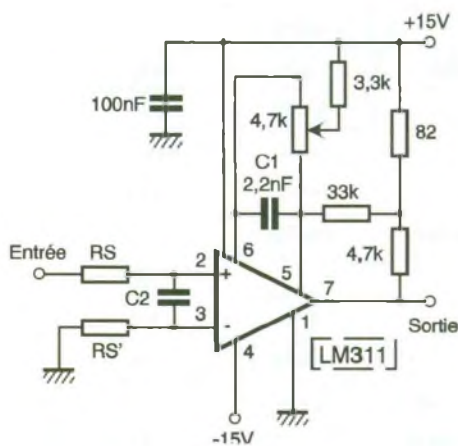
CINQ SCHEMAS DE BASE.



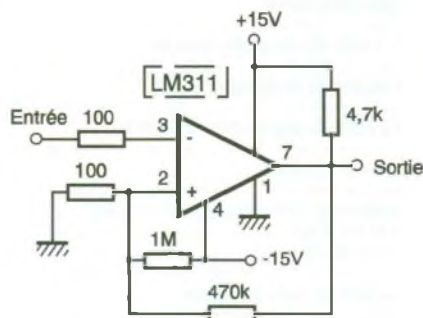
couplage parasite est atténuée par un condensateur de 10 nF entre ces broches. Une capacité plus faible – 2,2 nF par exemple – sera utilisée si une contre-réaction positive est établie entre la broche 5 et la sortie, comme le montre la **figure 4**.

Capacité différentielle (Cd)

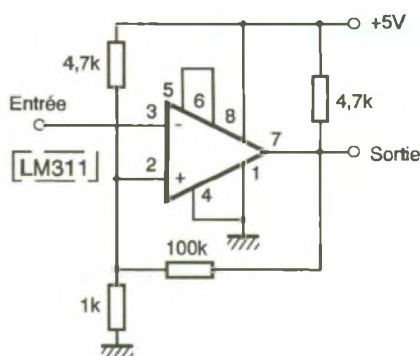
La stabilité du LM311 avec certaines sources, comme une tension d'évolution très lente, est obtenue en plaçant un condensateur sur l'entrée différentielle du comparateur. Ce condensateur C_2 , sur la **figure 4**, aura une capacité comprise entre



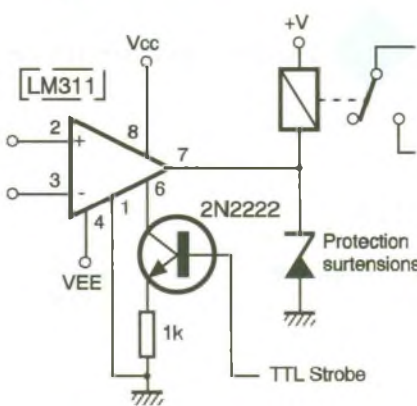
4 CONTRE REACTION PAR UN CONDENSATEUR DE 2,2 nF.



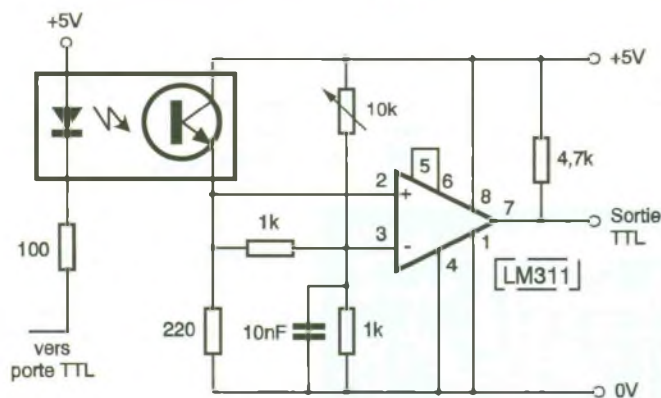
5 INTRODUCTION D'UNE HYSTERESIS.



6 L'HYSTERESIS EST FIXEE PAR LE PONT 1K/100K.



7 COMMANDE D'UN RELAIS.



8 COMMANDE PAR ISOLATION GALVANIQUE.

100 pF et 1 nF et sera directement connecté sur les deux entrées.

Résistances sur les entrées

Lorsque le comparateur reçoit un signal au travers d'une résistance R_s , l'équilibre statique et dynamique du LM311 sera favorisé par la présence d'une résistance R_s' , très proche de R_s , sur l'autre entrée. Une résistance R_s' à couche carbone ou métal convient parfaitement. En revanche,

les résistances inductives (résistances bobinées) seront évitées.

Disposition des composants

Quand des résistances sont placées sur les entrées, leur valeur et leur emplacement sont particulièrement importants. Dans tous les cas, les corps des résistances doivent être à proximité du comparateur, de manière que les liaisons avec les broches du LM311 soient les plus courtes possibles. Il en sera d'ailleurs de même pour les autres composants annexes au comparateur.

Avec une résistance R_s de 10 k Ω et

une longueur de liaison de 12 cm, des oscillations très difficiles à éliminer peuvent se produire.

Si des câbles de raccordement aux entrées ne peuvent être évités, la seule alternative est de les torsader.

Tracé des pistes

Puisqu'une contre-réaction sur presque n'importe quelles broches du LM311 peut entraîner une oscillation, le tracé des pistes doit être conçu en conséquence.

Avec un circuit imprimé double face, un plan de masse sous le comparateur est préférable.

Pour se prémunir contre des couplages capacitifs avec n'importe quels signaux de forte amplitude, comme le changement d'état de la sortie, les pistes sur les entrées seront les plus courtes et les plus compactes possibles. Elles seront principalement entourées par des lignes de masse sur chaque côté. De même, les pistes d'alimentation du comparateur pourront être prolongées vers les entrées ou vers les sorties pour servir de séparation.

Contre-réaction positive

• Avec un signal en entrée :

Dans ce cas, une hystérésis autour du seuil de comparaison (contre-réaction positive) peut empêcher l'instabilité et peut éviter un bruit excessif en sortie (le LM311 est un bon amplificateur de son propre bruit). Une procédure standard est définie par la figure 5. L'hystérésis introduit par la résistance de 470 k Ω est d'environ 3 mV.

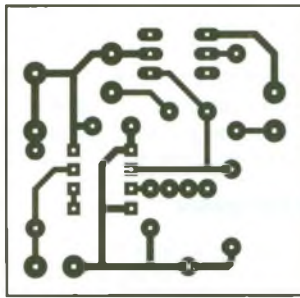
La figure 6 montre un exemple particulier d'obtention d'une hystérésis, à partir d'un seuil de commutation constant fixé par un pont de résistances.

• Avec deux signaux en entrée :

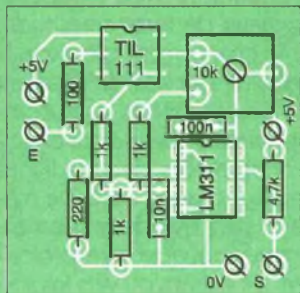
Quand les deux entrées du LM311 sont connectées à des signaux actifs ou si un signal de haute impédance commande l'entrée positive du LM311, la contre-réaction sur une entrée risque d'être perturbatrice. Dans ce cas, la contre-réaction positive aura lieu sur la broche 5. L'hystérésis proposée par le schéma de la figure 4 et introduite par la résistance de 82 Ω est suffisante (environ 1 à 2 mV) pour provoquer des transitions brusques, même avec des signaux triangulaires de quelques hertz à quelques kilohertz en entrée.

Applications types

Les applications du LM311 sont diversifiées en raison de ses nombreux avantages. Nous avons retenu celle de la commande d'un relais, donnée



9/10 LE TRACE D'UNE APPLICATION ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



Caractéristiques	LM311		
	Min.	Typ.	Max.
Tension de décalage d'entrée		2,0 mV	7,5 mV
Courant de décalage d'entrée		6 nA	50 nA
Courant de polarisation d'entrée		45 nA	250 nA
Gain en tension	40 000	200 000	
Tension de saturation (Vin = < 10 mV) ● Is = < 8 mA ● Is = 50 mA		0,23 mV 0,75	0,4 mV 1,5 V
Courant de fuite en sortie		0,2 nA	50 nA
Courant pour un strobe actif	1,5 mA	3,0 mA	
Plage des tensions d'entrée	- 14,5 V		13,0 V
Courant d'alimentation positif		5,1 mA	7,5 mA
Courant d'alimentation négatif		4,1 mA	5,0 mA

11 CARACTERISTIQUES DU LM311 A + 25 °C ET AVEC Vcc = + 15V ET Vee = - 15V.

par la **figure 7**, et celle d'une transmission de données avec isolation galvanique par optocoupleur (**fig. 8**).
Le tracé des pistes de l'application de la **figure 8** est donné par la **figure 9**. Sur l'implantation de la **figure**

10, vous remarquerez une résistance de 1kΩ supplémentaire, utilisée comme butée de la résistance ajustable de 10kΩ.
La **figure 11** regroupe des caractéristiques du LM311 à Tamb = 25 °C.

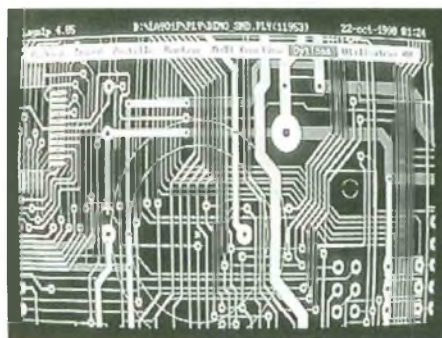
Hervé CADINOT

PUBLICITE

LAYO1

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

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



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

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

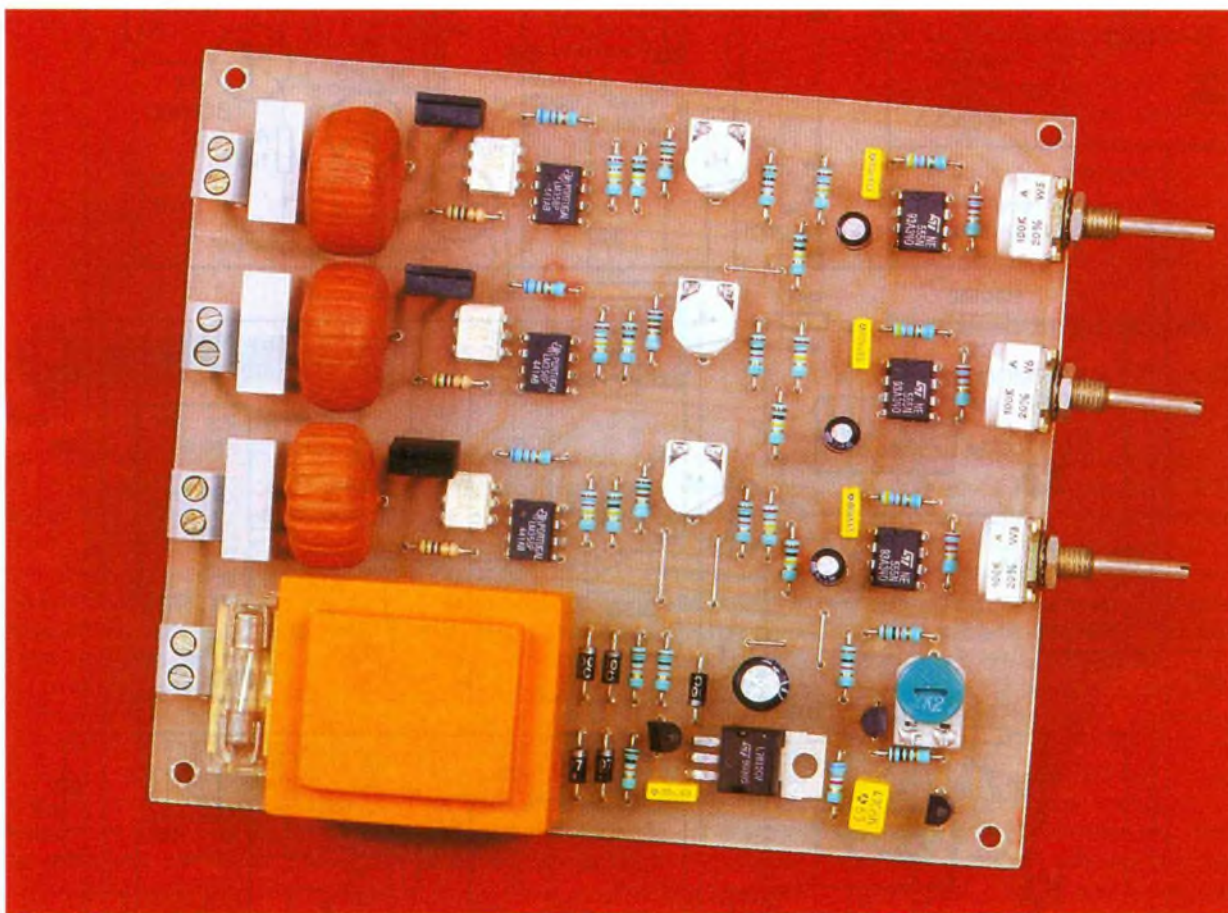
J.-C. Charles
Bureau d'études ILEP Lille

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



AUDIO

MELANGEUR TRICHROME



Pour accompagner une musique douce, comme un slow, ou pour compléter une ambiance feutrée, le mélangeur trichrome est idéal. L'effet obtenu repose sur le mélange de trois couleurs fondamentales dont l'intensité varie lentement. Le spectre des couleurs visibles sera ainsi progressivement parcouru, un peu à la manière d'un arc-en-ciel.

Introduction

A l'instar de la télévision couleur avec ses composantes RVB ou de la peinture avec ses trois gouaches pri-

maires, un spectre de lumière peut être obtenu par la projection de trois faisceaux lumineux de couleurs primaires sur des murs clairs, éventuellement drapés de linges blancs.

Trois modules identiques sont prévus pour commander indépendamment chaque faisceau.

Le principe de la variation de la luminosité d'un faisceau repose sur une gradation automatique de son courant d'alimentation.

L'intensité variera lentement au rythme d'un oscillateur libre, dont la fréquence est réglable à partir d'un potentiomètre placé en façade.

Des optotriacs sont utilisés, pour un amorçage efficace du triac à moindre encombrement et pour une isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance. La mise au point, bien que succincte, s'opérera par conséquent sans risque électrique.

Le schéma

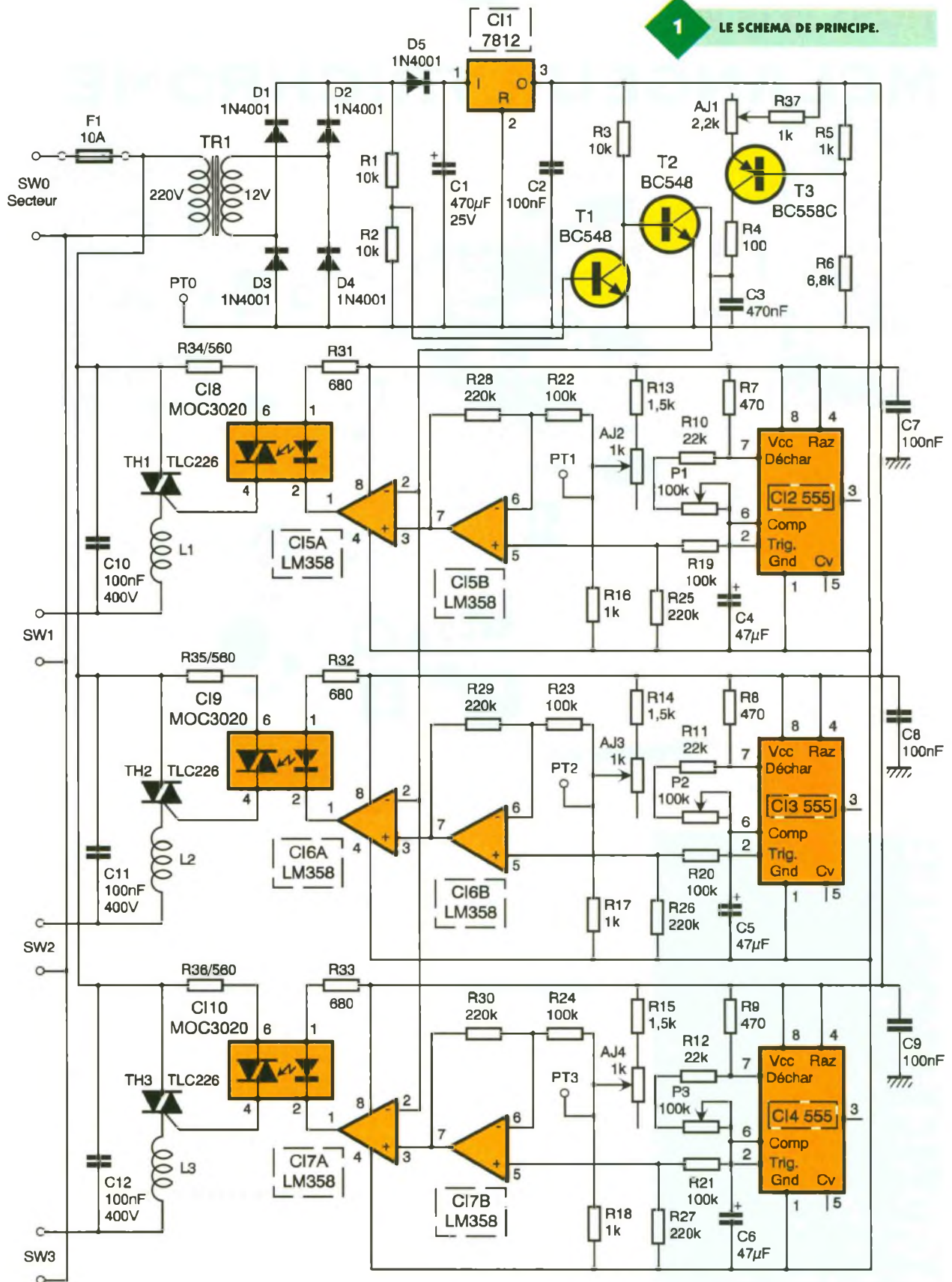
La **figure 1** présente le schéma structural du mélangeur trichrome. Son synoptique vous est proposé par la **figure 2**. Trois sous-en-

sembles se répètent et correspondent aux trois voies. Chacun est constitué d'un oscillateur TBF (très basses fréquences) produisant des signaux s'approchant d'une forme triangulaire dont la composante continue est décalée par un étage complémentaire.

Le signal de sortie de ce générateur TBF est ensuite comparé à un signal en dents de scie synchronisé par le secteur. Tant que la tension du signal en dents de scie est inférieure à celle du générateur TBF, alors l'interrupteur électronique est ouvert et la lampe est éteinte.

L'alimentation

Un transformateur de faible puissance abaisse la tension secteur et assure un isolement galvanique entre le réseau et l'alimentation basse tension du montage. La tension alternative 50 Hz/12V_{eff} du secondaire est redressée par un pont de Graetz constitué des quatre diodes D₁ à D₄ de type 1N40xx. Dans un premier temps, ce pont est chargé par le diviseur de tension R₁/R₂. Par ailleurs, la diode D₅ charge le transistor de filtrage C₁. La tension continue qui en résulte est



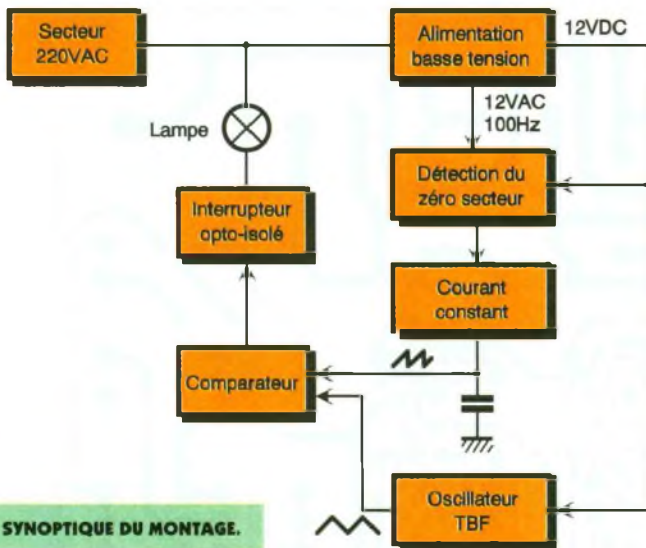
ensuite régulée par un classique 7812, régulateur de tension fixe de 12 V. Le condensateur de découplage C_2 stabilise la régulation.

Le générateur de dents de scie

Le pont nodal du pont de résistances R_1/R_2 alimente la base d'un

transistor NPN dont le collecteur est chargé par la résistance R_3 . Ce transistor est ainsi conducteur pendant la quasi-totalité d'une alternance secteur, bloquant la jonction base-émetteur de T_2 qui ne peut alors conduire. En revanche, à chaque transition d'alternance secteur, la

tension redressée passe par ce que l'on appelle couramment le zéro secteur, la base de T_1 étant à cet instant à 0V, ce dernier est bloqué. La base du transistor T_2 est alors libérée et la résistance R_3 sature le transistor. Pendant la durée du zéro secteur, la saturation du transistor T_2 entraîne la



2

LE SYNOPTIQUE DU MONTAGE.

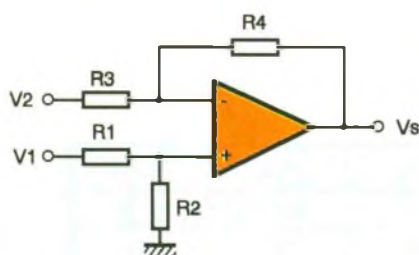
décharge du condensateur C_3 dans la résistance R_4 . La constante de temps $R_4 \cdot C_3$ étant très faible par rapport à une alternance secteur, la décharge du condensateur C_3 est quasi instantanée. Cette phase correspond au front raide, descendant de la dent de scie.

En revanche, dès que le transistor T_2 est bloqué, le condensateur C_3 commence à se charger par le courant de collecteur du transistor T_3 . Or ce dernier est polarisé en générateur de courant constant. En effet, le potentiel de sa base est fixé par le pont diviseur R_5/R_6 . La tension aux bornes de sa résistance d'émetteur étant ainsi constante, le courant d'émission de T_3 l'est également et sa valeur dépend de la résistance équivalente $R_7 + A_{j1}$. La résistance de A_{j1} sera réglée afin que la crête de la dent de scie dépasse légèrement 9 V.

Ce signal en dents de scie est alors destiné à attaquer l'entrée inverseuse de chaque amplificateur opérationnel utilisé en comparateur de tension pour la commande d'un interrupteur électronique.

Le générateur TBF

Le montage classique d'un 555 en astable est utilisé à l'exception du fait que le signal utile n'est pas, dans



3

ETAGE SOUSSTRACTEUR AUTOUR D'UN AOP.

notre application, celui de sa sortie broche 3 (signal rectangulaire) mais celui prélevé aux bornes du condensateur placé entre la masse et les broches 2 et 6. Comme la tension aux bornes de ce condensateur varie entre les seuils 1/3 et 2/3 de la tension d'alimentation, la composante continue du signal est décalée par un étage soustracteur réalisé autour du second amplificateur opérationnel contenu dans un LM368. La figure 3 détaille la structure d'un tel étage. L'amplification de cet étage est donnée par le rapport des résistances R_2/R_1 ou indifféremment de R_4/R_3 , sachant que $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$. L'expression de la tension de sortie est donnée par la relation suivante :

$$V_s = R_2/R_1 \cdot (V_2 - V_1)$$

Dans notre application, V_2 varie entre

4 V et 8 V et V_1 est fixée à environ 4 V. Les variations du signal sont ainsi ramenées sur le niveau 0V et son amplitude atteint presque 9 V.

L'interrupteur électronique

L'interrupteur électronique est inévitablement construit autour d'un triac. L'amorçage de ce dernier est confié à un optotriac qui assure également un parfait isolement galvanique avec l'électronique de commande. Un réseau LC atténue la génération de parasites dus au découpage de la tension d'alimentation de la lampe.

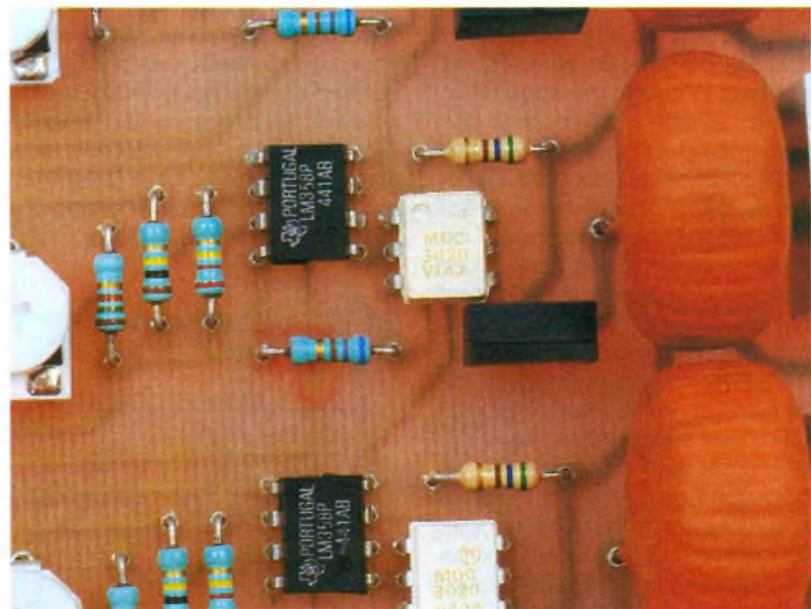
Réalisation pratique

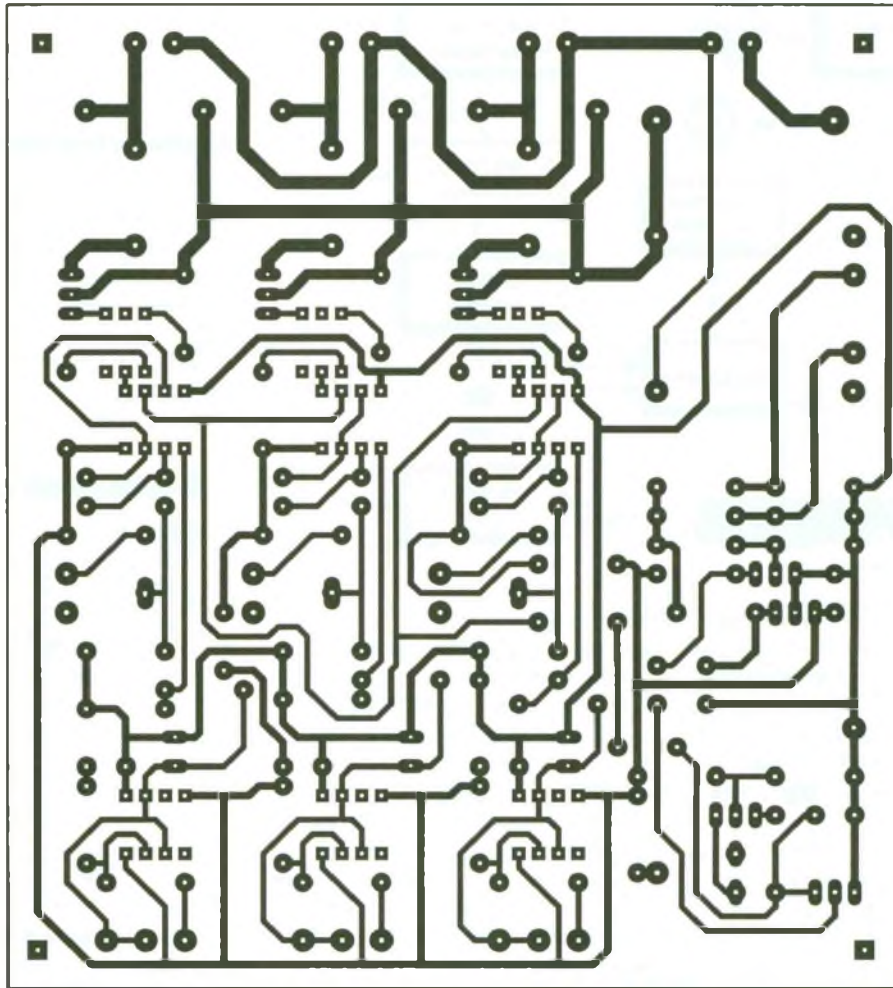
La figure 4 donne le tracé des pistes que vous reproduirez par la méthode de votre choix. Une fois le circuit imprimé gravé, vous pourrez le nettoyer avec de l'acétone avant de le percer aux différents diamètres imposés par la nature des broches de chaque composant. Ensuite, seulement, vous procéderez à l'implantation progressive de chaque élément, conformément à la figure 5.

Une phase de soudure pourra être entreprise par évolution successive de l'épaisseur des composants implantés. La figure 6 rappelle le brochage des principaux composants. Pour les trois condensateurs d'antiparasitage, vous prendrez soin de choisir des composants de qualité, si possible de classe X2 ou X. Sinon, des modèles 630V seront préférés. Toutefois, les produits Philips de type C368, conçus par RTC, présentent un bon comportement et pourront être retenus.

La self d'antiparasitage peut être un modèle classique pour triac et thyristor, d'inductance minimale de

VUE SUR LES SELFS D'ANTIPARASITES.





l'ordre de 200 μH . L'efficacité de l'antiparasitage est facilement contrôlable avec un récepteur grandes ondes alimenté par le secteur. Aucune perturbation notable n'a été relevée avec les éléments de notre maquette et une charge de 200 W par voie.

La self d'antiparasitage pourra toutefois être réalisée avec un bobinage sur un tore magnétique. Dans ce cas, le diamètre du fil émaillé sera choisi en fonction de la charge pour une efficacité optimale. En effet, on sait que plus la charge est importante, plus le diamètre du fil bobiné doit être important, afin de limiter l'échauffement de la bobine. Et, par ailleurs, plus l'inductance de la self (donc son nombre de spires) est élevée, meilleur sera le filtrage, une inductance de 2 mH à 5 mH donnant de très bons résultats.

Pour réaliser soi-même les selfs d'antiparasitage sur un tore de 20 mm de diamètre, on se reportera au tableau indicatif de la **figure 7**.

Les triacs seront de préférence de marque Thomson, car les modèles de ce fabricant ont très largement fait leur preuve. Pour un courant maximal de 1 A par voie, des modèles en boîtier plastique, tels qu'un TLC226,



LE CIRCUIT IMPRIME.

conviennent. Leur température avec une charge de 200 W est d'environ 40 °C, à une température ambiante de 20 °C.

Pour des charges plus importantes, des triacs en boîtier TO220 seront utilisés. Des modèles en boîtier isolé sont préférables, car il évite la présence du secteur sur la partie métallique importante de ces boîtiers, un contact accidentel et malheureux pouvant se produire facilement. C'est ainsi que l'on préférera des triacs isolés, tels qu'un BTA04-400, aux triacs sans isolement comme les BTB04-400 et BTB08-600. Pour des

références de triacs Thomson, les lettres A et B caractérisent l'isolement du boîtier.

Un petit dissipateur, réalisé avec une chute de tôle d'aluminium, améliorera la dissipation de ces triacs en boîtier TO220. Le morceau d'aluminium pourra être plié en L pour un meilleur maintien derrière le triac.

La valeur du fusible sera choisie en fonction de la charge maximale. Pour une puissance de 100 W par voie, un fusible de 1,6 A convient. Avec une lampe de 250 W par voie, la valeur du fusible atteint 4 A.

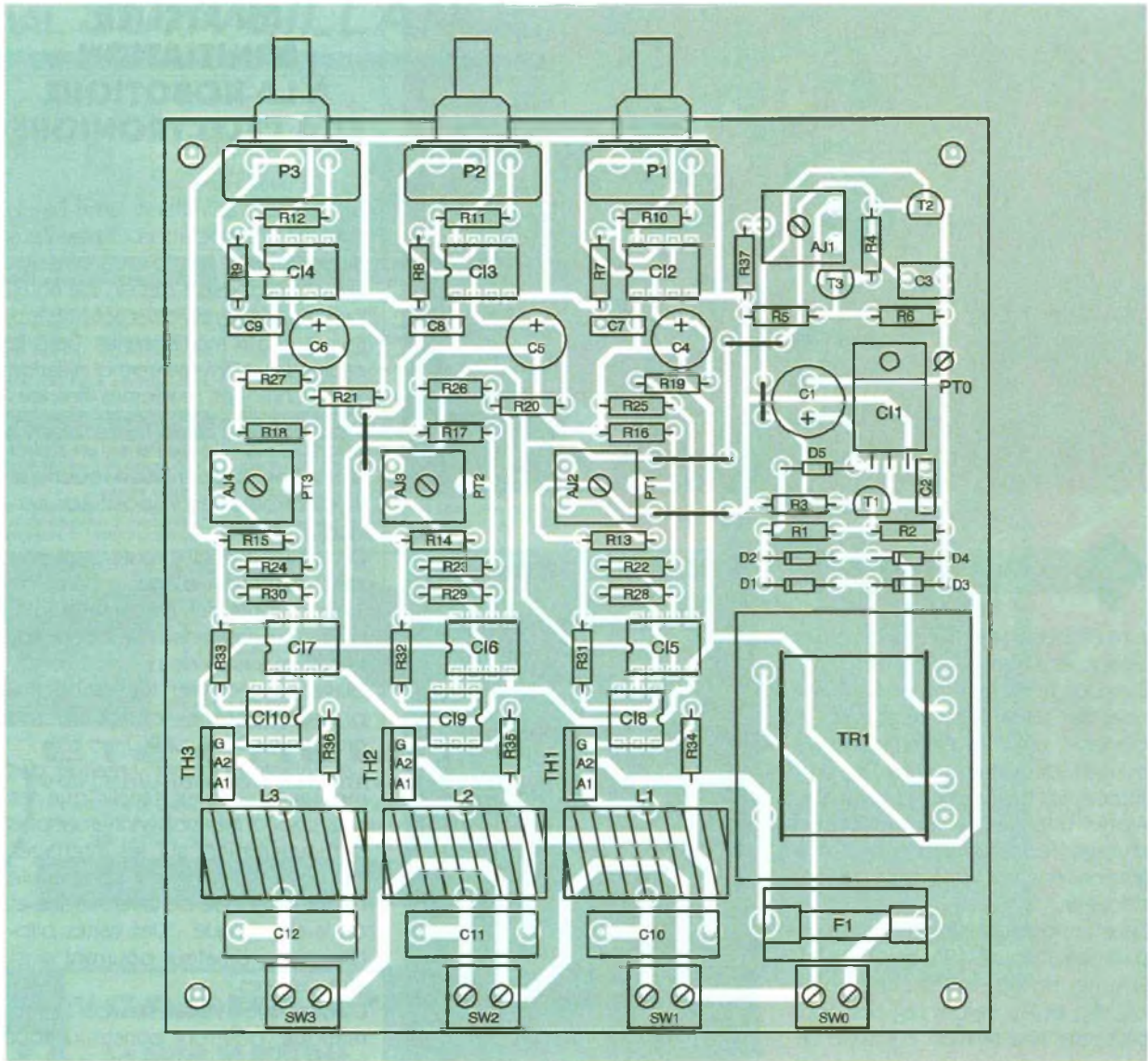
La mise au point

Avant de procéder aux réglages, les curseurs des différents ajustables seront positionnés à mi-course, tandis que les potentiomètres seront en butée à gauche, pour une variation rapide de l'intensité lumineuse. Quant aux trois sorties, elles pour-



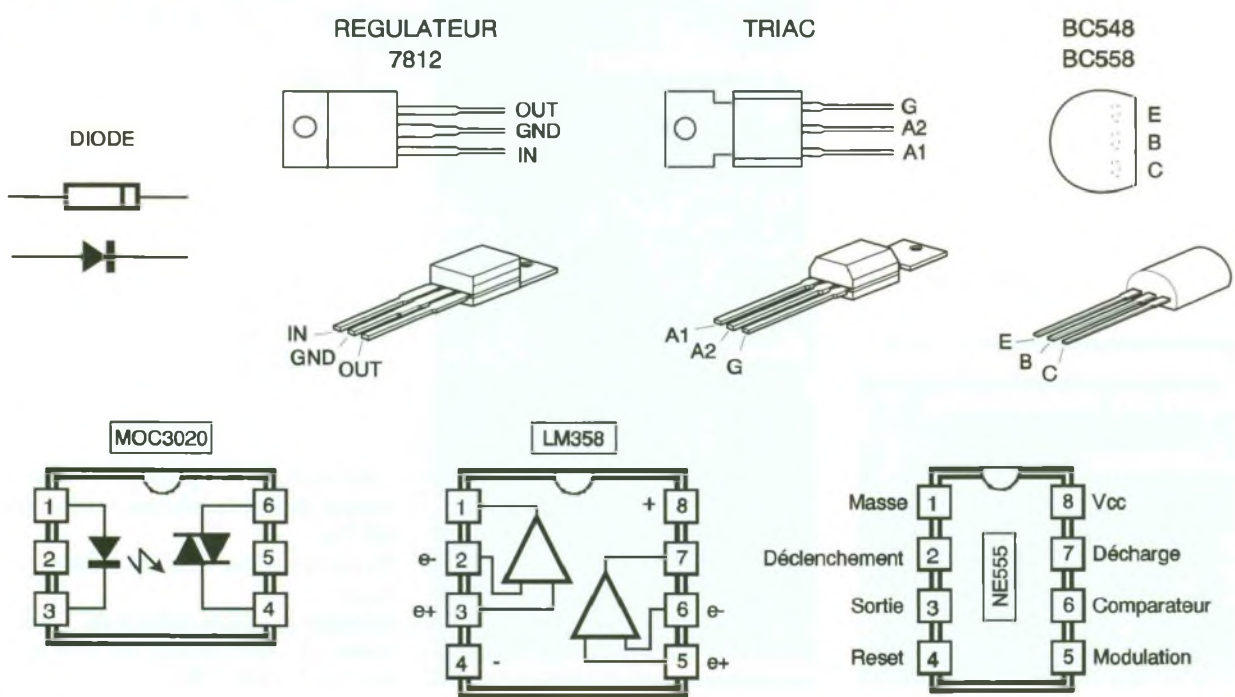
TABLEAU DE REALISATION DES SELFS.

Puissance de la lampe	100W	250W	500W
Diamètre du fil	4 / 10	6 / 10	8 / 10
Nombre de spires	100	75	55
Longueur du fil émaillé (environ)	3,2m	2,4m	1,8m
Courant max. recommandé	0,5A	1,5A	3A

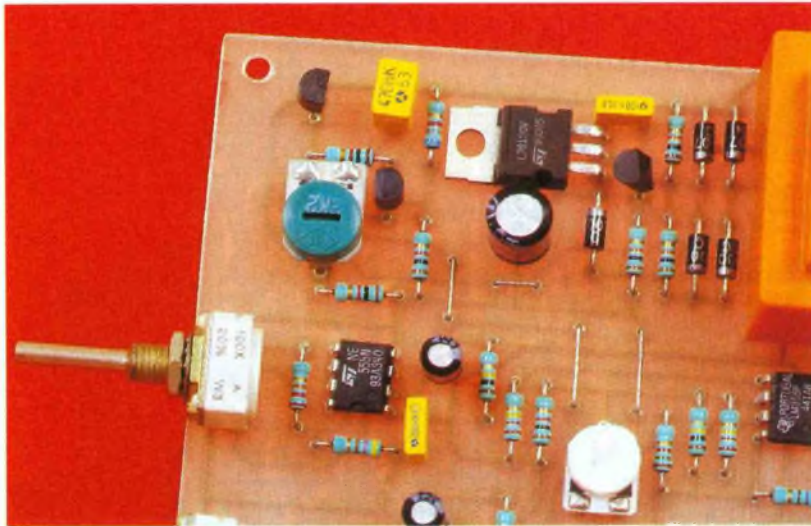


5 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

6 LES BROCHAGES DES COMPOSANTS.



UN ATELIER D'INITIATION A LA ROBOTIQUE ET A L'ELECTRONIQUE



LA REALISATION RESTE AEREE.

ront être chargées avec de simples ampoules à filament de 40 à 100 W. Bien que le secteur soit présent uniquement sur la partie puissance du montage, entre les optotriacs et les borniers de sortie, une grande prudence est néanmoins de rigueur. Après une dernière vérification d'usage, le montage sera mis sous tension. Aussitôt les lampes doivent s'éclairer.

Dans un premier temps, la tension d'alimentation de 12 V sera vérifiée. Ensuite, les résistances ajustables A_{j2} , A_{j3} et A_{j4} seront réglées pour présenter une tension continue de 4 V sur leur curseur (entre les points de mesure respectifs PT_1 , PT_2 , PT_3 et la masse en PT_0). Et, dans un second temps, la résistance ajustable A_{j1} est réglée pour obtenir une transition convenable de l'extinction de l'ampoule. En effet, pour les réglages extrêmes de A_{j1} , soit l'ampoule ne s'éteint presque pas, soit elle reste éteinte trop longtemps.

Comme vous pourrez vous en rendre compte, les réglages sont simples. Vous pourrez donc agréablement rapidement vos soirées par une séduction en lumière.

Hervé CADINOT

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

R_1, R_2, R_3 : 10 k Ω (marron, noir, orange)
 R_4 : 100 Ω (marron, noir, marron)
 $R_5, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{37}$: 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_6 : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)

R_7, R_8, R_9 : 470 Ω (jaune, violet, marron)
 R_{10}, R_{11}, R_{12} : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
 R_{13}, R_{14}, R_{15} : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)
 R_{19} à R_{24} : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_{25} à R_{30} : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
 R_{31}, R_{32}, R_{33} : 680 Ω (bleu, gris, marron)
 R_{34}, R_{35}, R_{36} : 560 Ω (vert, bleu, marron)
 A_{j1} : 2,2 k Ω
 A_{j2}, A_{j3}, A_{j4} : 1 k Ω
 P_1, P_2, P_3 : potentiomètres 100 k Ω A

Condensateurs

C_1 : 470 μ F/25 V
 C_2, C_7, C_8, C_9 : 100 nF
 C_3 : 470 nF
 C_4, C_5, C_6 : 47 μ F/16 V
 C_{10}, C_{11}, C_{12} : 100 nF/400 V

Semi-conducteurs

D_1 à D_3 : 1N4001
 T_1, T_2 : BC548
 T_3 : BC558C
 TH_1, TH_2, TH_3 : triac 4 A/400 V
 Cl_1 : 7812
 Cl_2, Cl_3, Cl_4 : NE565
 Cl_5, Cl_6, Cl_7 : LM358
 Cl_8, Cl_9, Cl_{10} : MOC3020

Divers

TR_1 : transformateur 220 V/12 V-3 VA
 L_1, L_2, L_3 : self d'antiparasitage de triacs
 F_1 : fusible 5 x 20 avec son support pour circuit imprimé
 1 cache de protection pour porte-fusible
 SW_0 à SW_3 : bornier 2 plots à souder

Le centre d'animation René-Binet, géré par l'association Centre Jeunesse Paris 18^e Nord, est un établissement proposant depuis de nombreuses années diverses activités aux jeunes et aux moins jeunes. Dans le cadre des AITM (ateliers d'initiation aux techniques modernes financés par la direction de la Jeunesse et des Sports de la ville de Paris), un atelier d'initiation et de création robotique et électronique propose ses services.

Cet atelier accueille toute personne sans restriction d'âge, à partir de 13 ans. Toute activité électronique peut y être entreprise : de la conception d'un circuit de principe au câblage de ce dernier, les platines imprimées étant conçues sur ordinateur (DAO sur PC).

Les enfants pourront y réaliser des montages simples, tandis que les plus chevronnés se pencheront plus particulièrement sur les interfaces qui pourront ouvrir leur compatible PC sur le monde de la robotique et de la domotique... Des cartes pilotées par ordinateur pourront ainsi être réalisées.

D'autres, moins intéressés par l'informatique, pourront construire tout montage réalisable dans le cadre de cet atelier.

Un atelier d'initiation à la robotique et à l'informatique sur PC et compatibles existe également. Cet atelier est plus spécialement réservé aux enfants et adolescents jusqu'à 16 ans.

Avant de s'inscrire, une séance d'essai est offerte, ce qui permettra aux personnes intéressées par cet atelier de juger si ce dernier correspond à leurs souhaits.

Le prix de participation à cet atelier est de 500 F par trimestre pour les adultes et de 450 F pour les enfants, auquel s'ajoute une somme modique pour frais d'inscription et assurance obligatoire.

Pour tout renseignement, un numéro de téléphone : 42.55.69.74.

Responsable atelier : Patrice Oguic.

Adresse : Centre Jeunesse Paris-Nord 18^e René-Binet, 66, rue René-Binet, 75018 Paris.



DOMOTIQUE

MARCHE/ARRET ESCLAVE

Mettre hors tension tous les appareils électriques d'une pièce, en éteignant simplement la lumière, est l'un des attraits de ce montage.

Introduction

Passionné d'électronique et même peut-être d'informatique, vous avez sans doute rassemblé un éventail important d'équipements électriques dans une même pièce. Comme beaucoup, vous n'êtes pas sans oublier d'éteindre l'un d'entre eux. Avec l'interrupteur marche/arrêt que nous vous proposons de réaliser aujourd'hui, il vous suffit de déterminer l'appareil principal, nécessairement en fonctionnement quand vous vous trouvez dans la pièce, comme étant l'appareil maître et de considérer les équipements restants comme des esclaves. Ainsi, dès que le maître est mis sous tension, les esclaves sont automatiquement alimentés. De même, tant que ou dès que le maître est éteint, les autres appareils esclaves ne reçoivent plus la tension secteur. Dans un petit atelier ou labo électronique, la lumière est généralement allumée. Elle peut être considérée comme l'élément maître. Un appa-

reil comme le fer à souder est alors considéré comme l'esclave. La durée de vie de ce précieux outil de chaque électronicien n'en deviendra que meilleure.

Dans le contexte d'une pièce informatique, votre PC, par exemple, est un possible maître, tandis que l'écran, l'une ou les imprimantes et autres équipements complémentaires constituent alors les esclaves.

Le schéma

La **figure 1** présente le schéma structurel du montage. Une approche simplifiée vous est proposée avec le synoptique de la **figure 2**.

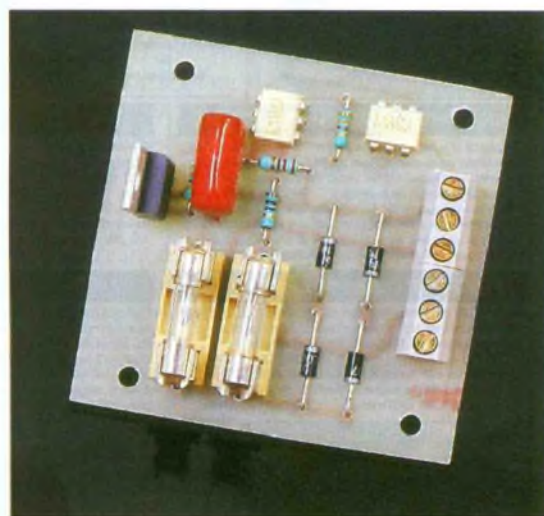
La détection de courant

La détection de courant est assurée par un réseau de diodes. Deux diodes en série sont nécessaires pour dépasser la tension de polarisation directe (environ 1,3V) de la diode de déclenchement d'un optotriac. Un double réseau tête-bêche permet la détection pour chaque alternance du réseau secteur.

La détection du zéro secteur

Deux optotriacs complètent la détection de courant. A chaque alternance secteur, leur diode interne est polarisée en directe, si un courant d'alimentation du maître traverse les diodes D₁ à D₄.

Par ailleurs, ces optocoupleurs C₁ et C₂ assurent la détection du zéro secteur. En effet, un détecteur interne



est contenu dans chacun de ces MOC3041. La détection se produit grâce à la tension secteur présente entre les broches 4 et 6 des optotriacs.

L'interrupteur électronique

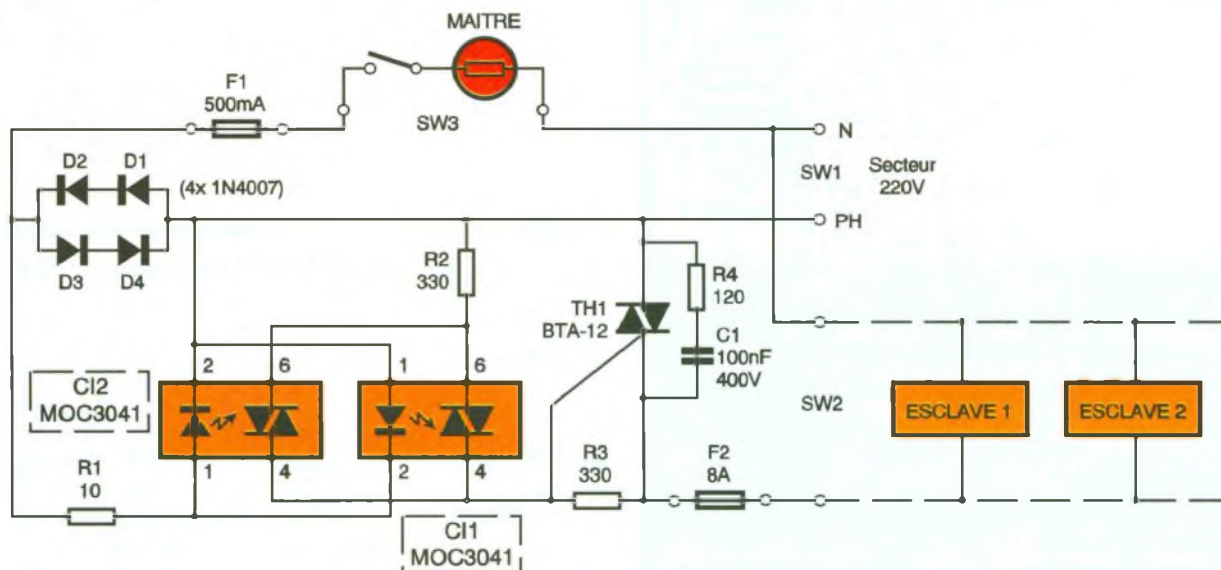
Bien entendu, un triac est utilisé pour assurer cette fonction. Selon l'alternance, l'un des deux optotriacs fournit au triac TH₁ l'impulsion d'amorçage.

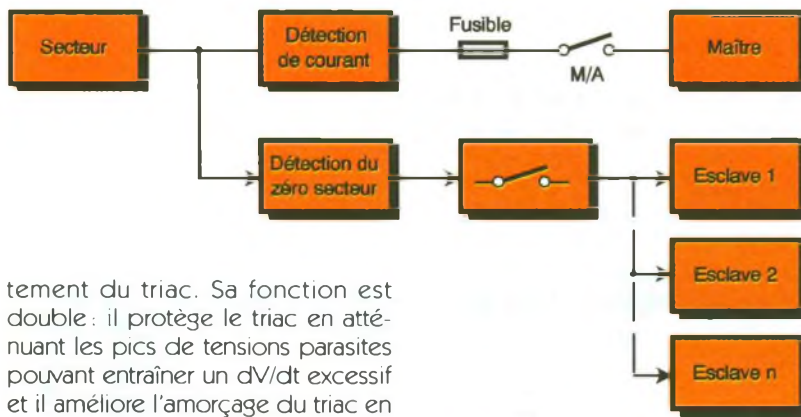
La valeur de la résistance R₂ a été élevée à 330 Ω afin de prévenir l'effet d'éventuelles charges inductives.

Le réseau série R₄/C₁, couramment désigné par l'appellation anglaise « snubber », favorise le bon compor-

1

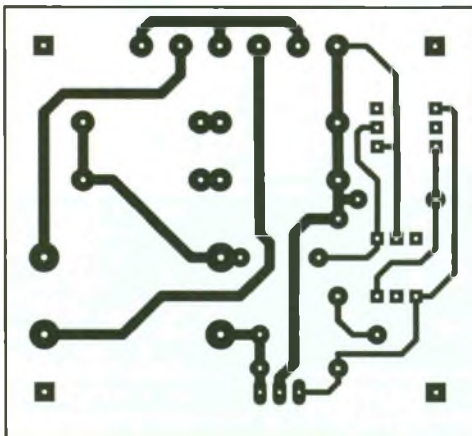
LE SCHEMA DE PRINCIPE.



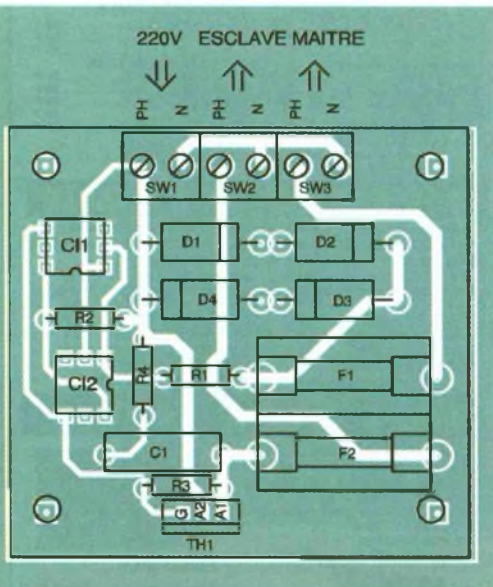


tement du triac. Sa fonction est double : il protège le triac en atténuant les pics de tensions parasites pouvant entraîner un dV/dt excessif et il améliore l'amorçage du triac en produisant un courant d'anodes par la décharge du condensateur C_1 . Le courant de maintien en conduction du triac est ainsi garanti. Ce dernier critère est utile avec des charges inductives retardant le courant de conduction du triac au moment de son amorçage.

3 LE CIRCUIT IMPRIME.



4 L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



2 LE PRINCIPE RETENU POUR LE MONTAGE.

La valeur des composants R_4 et C_1 dépend de la nature de la charge et des caractéristiques du triac. Les valeurs retenues R_4 et C_1 sont des valeurs passe-partout qui conviennent généralement à la majorité des triacs et des applications.

Avec certains triacs de qualité, le réseau R_4/C_1 peut être omis. Il faut bien reconnaître que l'on trouve de tout en matière de triac. La vraie qualité est rare et elle se rencontre principalement chez le fabricant SGS-Thomson, qui propose d'ailleurs des triacs snubber.

Protections

Deux fusibles sont prévus sur le circuit imprimé.

L'un protège le maître et les diodes D_1 à D_4 . Ces dernières seront d'ailleurs choisies en fonction du courant maximal du maître.

L'autre protège les esclaves et le triac. Il sera dimensionné en conséquence.

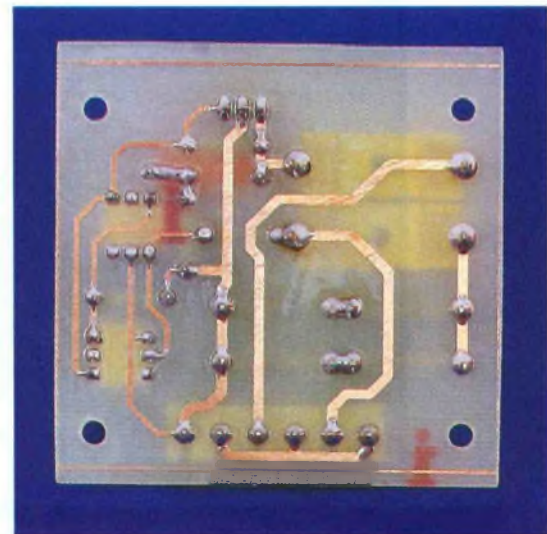
La réalisation

La dimension du circuit imprimé peut dépendre de la charge totale représentée par les esclaves. En effet, si la charge est importante, un triac de puissance de type BTA12-600 est souhaitable et dans ce cas, afin de favoriser sa dissipation, le circuit imprimé sera prolongé pour accueillir un radiateur. En revanche, si la charge se résume à un simple fer à souder, un simple triac de 4 A/400 V est suffisant. On prendra tout de même un triac dont le courant de maintien est faible, puisque la puissance d'un fer à souder est souvent de 20 à 30 W. La figure 3 donne le tracé des pistes, que vous pourrez reproduire par la méthode de votre choix. Une fois percé aux différents diamètres, vous procéderez à l'implantation

des composants, conformément à la figure 4.

Les diodes D_1 à D_4 doivent supporter le courant consommé par le maître. Pour une charge inférieure à 200 W (simple ampoule par exemple), des modèles 1N4004/1N4007 conviennent. En revanche, pour des puissances plus élevées, des diodes supportant un courant maximal plus important doivent être utilisées. De plus, ces diodes doivent supporter des tensions d'au moins 350 V.

Hervé CADINOT



LE CIRCUIT IMPRIME DE LA RÉALISATION.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

R_1 : 10 Ω (marron, noir, noir)

R_2, R_3 : 330 Ω (orange, orange, marron)

R_4 : 120 Ω (marron, rouge, marron)

Condensateurs

C_1 : 100 nF/400 V

Semi-conducteurs

D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N4007, BY255

TH₁ : BTA12-600

CI_{1, CI_2} : MOC3041

Divers

F₁ : fusible 5 x 20, 500 mA

F₂ : fusible 5 x 20, 8 A

SW_{1, SW_2, SW_3} : bornier

2 plots à souder

2 supports de fusible 5 x 20 pour circuit imprimé

LES MOC3041, MOC3042, MOC3043

Les MOC3041, MOC3042, MOC3043 forment une série d'optotriacs présentant des caractéristiques d'ensemble identiques. Seule la valeur de leur courant de déclenchement les différencie. En effet, le courant de DEL minimal assurant leur déclenchement est respectivement de 15 mA, 10 mA et 5 mA pour chacun d'eux.

Ces optotriacs appartiennent à la famille des optocoupleurs et apportent de ce fait une isolation galvanique très importante (de l'ordre de 7 500 V) entre le circuit de commande et la charge. Ces composants sont constitués d'une diode émettrice d'infrarouge à l'arséniure de gallium, couplée par un faisceau optique à un commutateur bidirectionnel en silicium. Pour ces trois optotriacs, le circuit d'amorçage est complété par un détec-

teur de zéro secteur sur le même silicium monolithique.

Ces composants sont particulièrement adaptés à la commande de triacs, afin de réaliser par exemple un relais haute tension de puissance élevée.

Ces optocoupleurs ont été conçus pour réaliser une interface entre une commande logique faible tension (porte TTL par exemple) et une charge alimentée par le réseau secteur 220 V.

Leur coût est modéré et ils sont contenus dans un boîtier peu encombrant, un DIL 6 broches, dont la figure 5 donne à la fois le brochage et la structure interne.

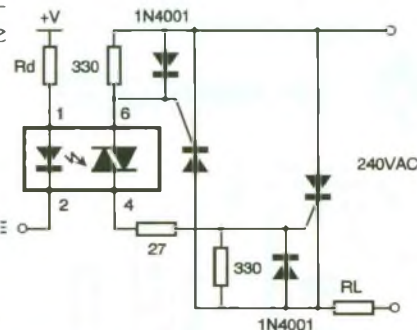
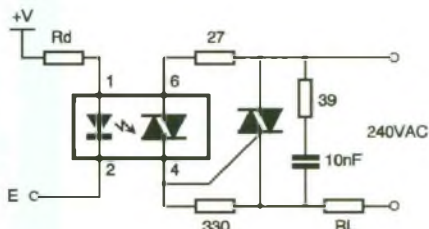
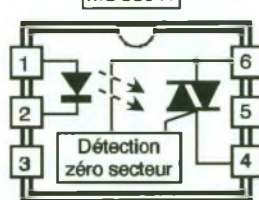
Le courant de surcharge de pointe accidentelle à l'état passant du commutateur de l'étage de sortie est de 1 A. La diode émettrice peut supporter une tension inverse maximale de 6 V et un courant direct maximal en régime continu de 60 mA.

Les deux schémas d'applications types sont donnés par la figure 6. La résistance de 27 Ω peut être élevée à 360 Ω, si la charge est très inductive (facteur de puissance < 0,5). La résistance Rd, limitant le courant dans la diode de l'optotriac, doit être calculée en fonction du courant maximal nécessaire à l'amorçage du triac de son étage de sortie. Par prévention du vieillissement de l'optotriac, ce courant sera majoré d'environ 5 mA. Pour une commande à l'aide d'une porte TTL à collecteur ouvert, le calcul de la résistance de limitation du courant de diode est le suivant :

$R_d = (5 - 0,4) / (I_{FT} + 5)$
avec I_{FT} en milliampères et R_d en kilohertz, soit :

$R_d = 220 \Omega$ pour un MOC3041,
 $R_d = 330 \Omega$ pour un MOC3042 et
 $R_d = 470 \Omega$ pour un MOC4043.

MOC3041



sn RADIO PRIM

159, rue Lafayette • 75010 PARIS • Tél. : (1) 40.35.70.50 • Fax : (1) 40.35.43.63

HORAIRE : du lundi au samedi de 9 h 30 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h. Le samedi fermeture à 18 h 30.
Métro gare du Nord ou gare de l'Est

SERVICE EXPÉDITION minimum d'envoi : 50 F port et emballage
MODE DE PAIEMENT C.C.P. • Chèque bancaire. Contre remboursement • Timbres. FRAIS DE PORT, jusqu'à 1 kg : 30 F + de 1 à 3 kg 35 F + de 3 à 5 kg + 45 F au-delà : tarif SNCF. C./remb. : tarif spécial selon poids et valeur.

CONVERTISSEUR STATIQUE DE POCHE



• **PDK 201** convertisseur 200 W 12 Vdc/220 Vac. Nouvelle technologie découpage transistors Mosfet. Forme compacte. L 200 x 100 x H 60 mm. Livré avec adaptateur allume-cigare. Consommation à vide 200 mA. Accepte fiches secteurs françaises/anglaises/américaines, etc

Prix : **1650 F TTC**

Idéal pour TV - magnétoscope - équipement audio - lampes et néons - maintenance électronique - équipement domestique - ventilateur - rasoir, etc. Changeur de batterie - Ni Cad - micro-informatique.

• **PDK 202** caractéristiques idem au PDK 201 mais en 24 V (pour véhicules 4 x 4 et camions)

Prix : **1720 F TTC**

VENTILATEURS PAPST



Ventilateurs Papst axiaux en courant alternatif extrêmement silencieux 0,25 dB
- 220 V alternatif puissance 10 W
dim. : 119 x 119 x 38 mm **310 F TTC**
- 220 V alternatif puissance 11 W
dim. 80 x 80 x 38 mm **220 F TTC**

HAMEG

HM 303
4077 F TTC

(port SNCF 200 F)
Documentation sur demande.



Oscilloscope HM 303-7. 2 x 30 MHz 2 canaux, sensibilité maximum 1 mV/cm ; testeur de composants. BdT : 0,1 s - 20 ns/cm. Durée d'inhibition variable. Déclenchement alterné, déclenchement 0 à 40 MHz ; séparateur synchro TV ; DEL décl. livré avec 2 sondes 10.

Autres marques d'oscilloscopes en stock Bi-Wavetek - Metrix...

FLUKE, PHILIPS

Multimètres numériques série 10

• FLUKE 10 582 F • FLUKE 11 677 F • FLUKE 12 771 F
Housse de transport série 10 119 F
Holster ABS pour série 10 113 F

Multimètres numériques série 70

• FLUKE 73 1082 F
• FLUKE 75 1471 F
• FLUKE 77 1696 F
Holster ABS pour série 70 172 F

Multimètres numériques série 80

• FLUKE 83 2396 F
• FLUKE 85 2788 F
• FLUKE 87 3440 F

AUTO-TRANSFOS VARIABLES

MODELES NUS POUR TABLEAUX

Types	HSG	VOLTS A	PRIX TTC
0022	0-250	12	395 F
0052	0-250	2,5	440 F
102	0-250	5	620 F
0202	0-250	8	815 F
0302	0-270	13	1100 F

MODELES DE TABLE EN COFFRET

HSNN	0-250	5	1010 F
0103	0-250	7 <td>1230 F</td>	1230 F
0303	0-270	13 <td>1560 F</td>	1560 F

Documentation sur demande.
Frais de port, nous consulter

Pour auto-transformateurs 110/220 V, transformateurs d'isolement 220/220 V et régulateurs de tension secteur, documentations sur demande, nous consulter.

MULTIMETRES SOAR



SOAR 2610

3 1/2 chiffres - résolution 1999 points - gammes auto-manuelles - tension CA/CC - résistance - gammes protégées à 600 V - test continuité rapide - test de diode - maintien des mesures - étui MagiHolster™

SOAR 2620 **487 F TTC**

idem 2610 + alarme sonore et mémoire de décalage

SOAR 2630 **629 F TTC**

idem 2620 + capacité

712 F TTC

Toujours en stock les modules d'adaptation Universal transcodeurs et interfaces. Nous consulter. Doc. sur demande.

OUTILLAGE



OUTILLAGE PROFESSIONNEL SPÉCIAL ÉLECTRONIQUE GARANTI À VIE

Pinces coupantes diagonales têtes ogivales
modèle compact • 405-C 269 F
• 406-C 286 F
• 407-C 316 F
modèle trapu • 405-100 269 F

Pinces coupantes à tête inclinée
modèle incliné à 30°
• 427-C 310 F
Pince bec demi-rond 230 F
• 432-C série confort 237 F
Pince à bec demi-rond coudé
• 433-LC série confort 270 F

Tournevis à lame remplaçable
AE 1 x 35 28 F
AE 1,5 x 35 30 F
AE 2 x 35 28 F

Tournevis pour vis à fente
AEF 1,5 x 35 20 F
AEF 2 x 35 20 F
AEF 2,5 x 35 20 F
AEF 3 x 75 21 F
AEF 4 x 75 25 F

Tournevis pour vis TORX
AEX 6 x 35 28 F
AEX 7 x 35 28 F
AEX 8 x 75 29 F
AEX 9 x 75 29 F
AEX 10 x 75 29 F

GAINE THERMORETRACTABLE

Gaine thermoretractable en polyoléfine irradiée très flexible et qui répond aux spécifications industrielles et militaires les plus sévères et entre autres aux normes MIL I 23053 classe 1 et classe 3 • Rapport de rétrécissement 2/1 • Longueur : 1,20 m

Ø min. int.	Ø max. int.	Prix avant rétrécissement	Prix après rétrécissement à l'unité
1,6 mm	0,8 mm	10 F	9,5 mm 4,75 mm 28 F
2,4 mm	1,2 mm	12 F	12,7 mm 6,35 mm 30 F
3,2 mm	1,6 mm	15 F	19,0 mm 9,5 mm 32 F
4,8 mm	2,4 mm	16 F	25,4 mm 12,7 mm 38 F
6,4 mm	3,2 mm	20 F	38,0 mm 19,0 mm 68 F

Disponible en noir, rouge, jaune, vert, bleu blanc et transparent.

FERS À SOUDER



STATION SEM 51 DIGITALE

alimentation primaire 230 V. Secondaire 24 V 50/60 Hz. Double isolation. Isolation entre primaire et secondaire 4000 V. Régulation de la température en boucle fermée. Stabilisation de la température au repos.
Conformité aux normes :
et GS, MIL et DOD STD



FERS CRAYON

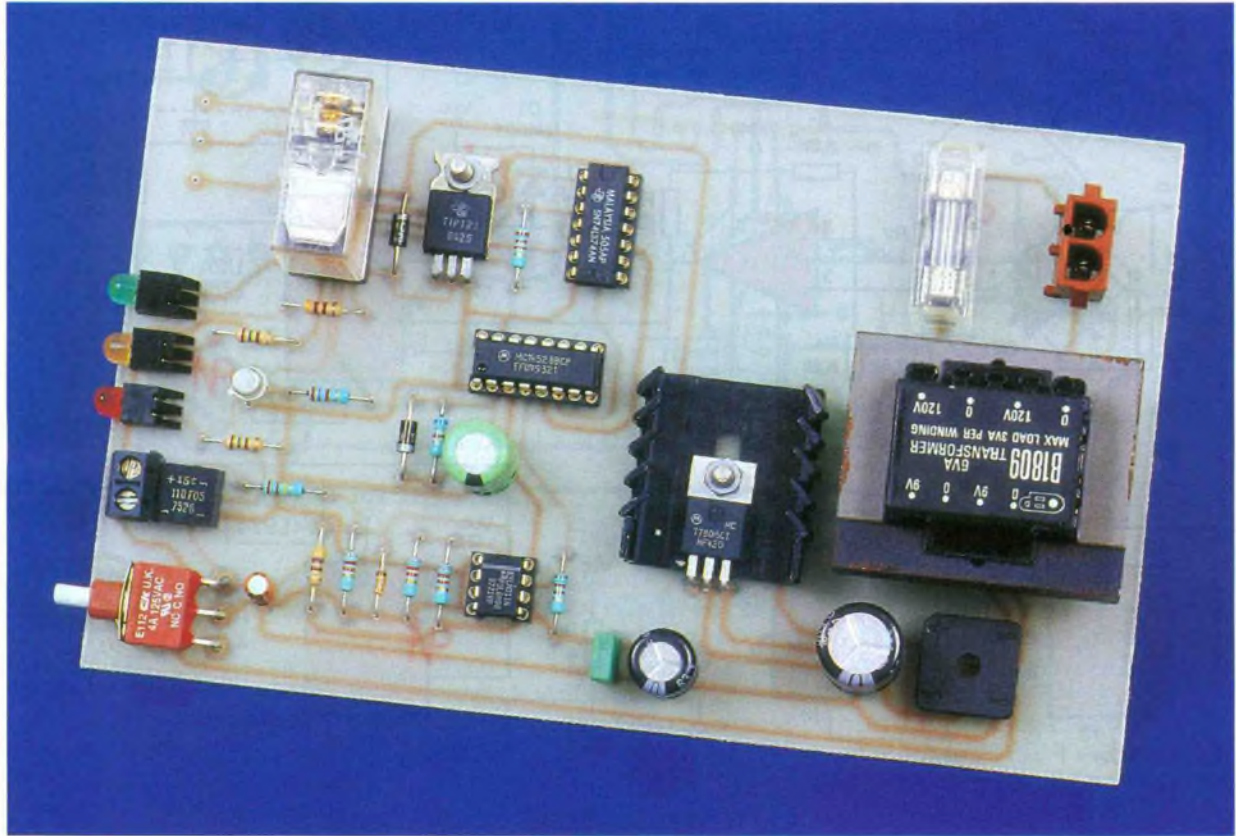
Série SEMULTRA panne longue durés
• Fer 820 17 W 230 V 184 F
• Fer 835 30 W 230 V 187 F
• Fer 850 40 W 230 V 204 F
• Fer 865 55 W 230 V 215 F
• Fer 8250 25/50 W 230 V 235 F

1530 F



DOMOTIQUE

REPETITEUR D'APPELS TELEPHONIQUES



Lorsque l'on travaille dans un environnement bruyant, il arrive parfois que l'on n'entende pas le téléphone sonner. C'est le même problème qui se pose lorsqu'on est éloigné du téléphone, à moins de monter le niveau de la sonnerie au maximum, ce qui peut être désagréable. Si vous rencontrez ces désagréments, le petit montage de ce mois-ci est pour vous.

Ce montage détecte les « trains d'appels » de sonnerie et commande un

relais en même temps. Accessoirement, le montage dispose d'une mémoire qui vous permet de savoir si un appel est survenu pendant votre absence. La **figure 1** dévoile le synoptique du montage qui est relativement simple.

Schéma

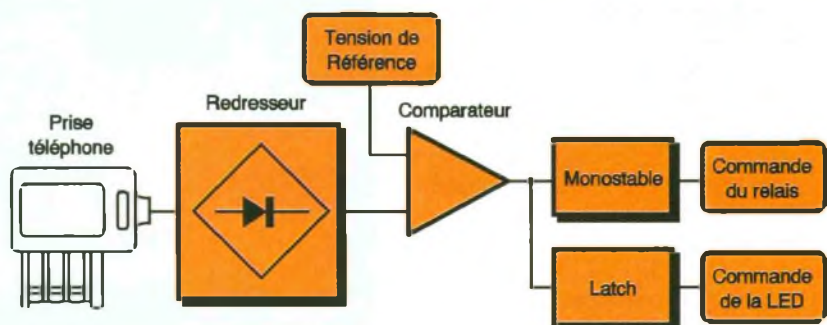
Le schéma du montage est visible en **figure 2**. Les différents sous-ensembles énumérés dans le synoptique sont facilement identifiables. La ligne téléphonique aboutit sur CN₁. Le pont de diodes DD₁ permet de ne pas se soucier des polarités

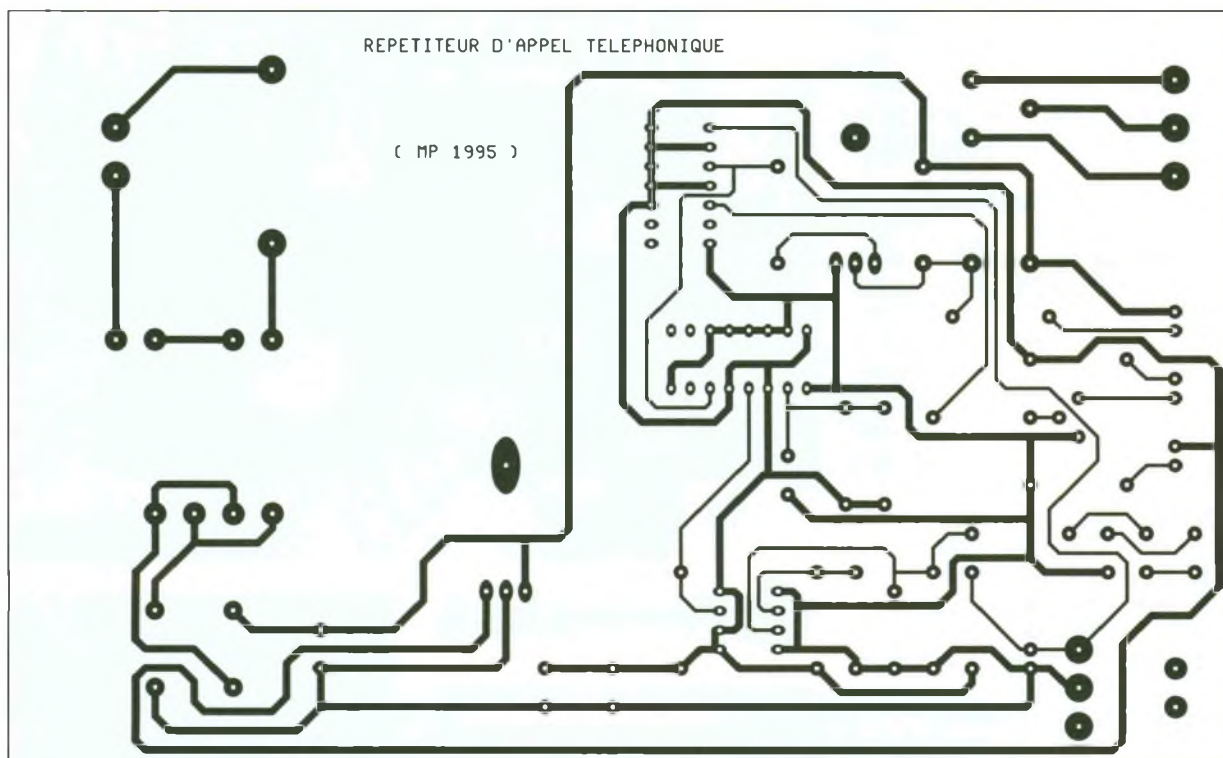
de la ligne, ce qui simplifie le câblage. En sortie du pont de diodes DD₁, la tension de la ligne téléphonique passe par le diviseur de tension R₂/R₃. La diode Zener DZ₁ permet de protéger le circuit U₁.

Le circuit U₁ compare la fraction de la tension issue du diviseur R₂/R₃ avec la tension de référence fournie par un autre diviseur (R₁/R₄). Le « train d'appel » qui génère la sonnerie du téléphone se compose d'une tension alternative d'environ 90 V crête à crête. Lorsque le téléphone sonne,

1

LE SYNOPTIQUE DU MONTAGE.





3

LE CIRCUIT IMPRIME.

Le circuit imprimé est réalisé à l'aide d'un coup de fil précis, tandis qu'il est nécessaire de s'absenter quelques minutes. Avant de s'absenter, il suffit d'éteindre la DEL en appuyant sur BP₁.

L'alimentation du montage est articulée autour du régulateur LM 7805 (U₃). Le transformateur T₁ abaisse la tension secteur à environ 9V. La ten-

sion alternative fournie par T₁ est redressée par DD₁ puis filtrée par C₅. Enfin, U₃ assure la régulation de la tension V_{CC} à 5V. La diode DEL DL₃ permet de vérifier que l'alimentation du montage fonctionne correctement.

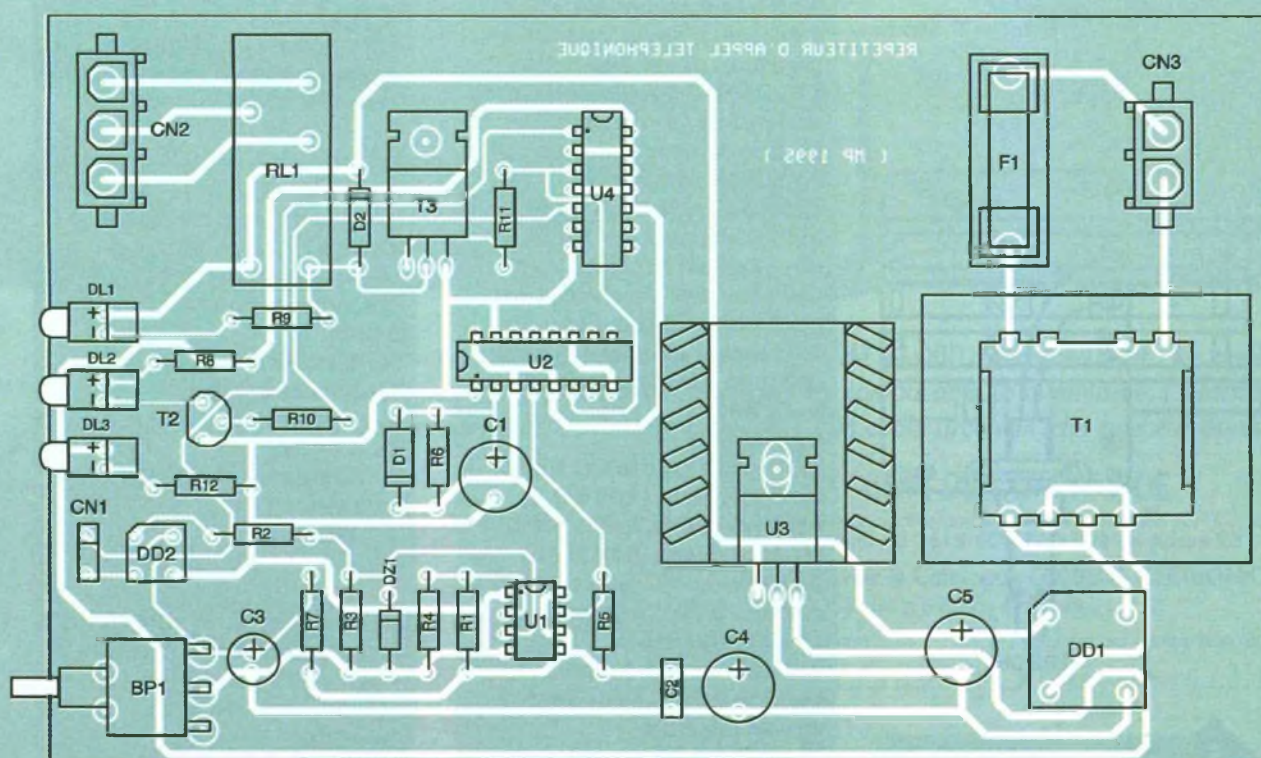
Réalisation

Le dessin du circuit imprimé est visible en **figure 3**. La vue d'implanta-

tion associée est reproduite en **figure 4**. Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre pour la plupart. En raison de la taille réduite des pastilles concernées (pour pouvoir passer les pistes entre les pastilles), il vaudra mieux utiliser des forets de bonne qualité

4

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



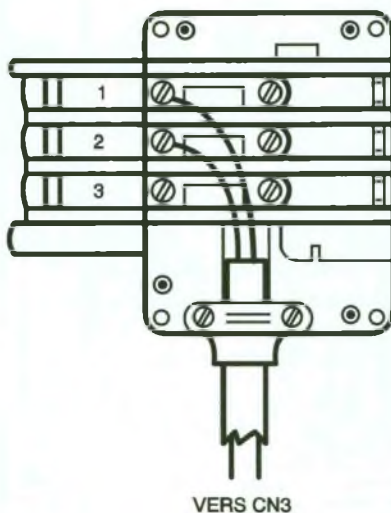
pour éviter d'emporter les pastilles. En ce qui concerne CN₁, CN₃, U₃, DD₁, D₁, D₂ et T₃, il faudra percer avec un foret de 1 mm de diamètre. Enfin pour RL₁ et BP₃, les diamètres de perçage dépendront des modèles que vous trouverez.

Comme d'habitude, procurez-vous les composants avant de dessiner le circuit, au cas où il vous faudrait adapter un peu l'implantation. Cette remarque concerne particulièrement le transformateur T₁ et le relais RL₁. Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentifs au sens des condensateurs et des circuits intégrés.

Le régulateur U₃ sera monté sur un petit dissipateur thermique pour limiter la température de fonctionnement à une valeur acceptable au touché. Si vous installez le montage dans un petit boîtier, cela n'a plus d'importance.

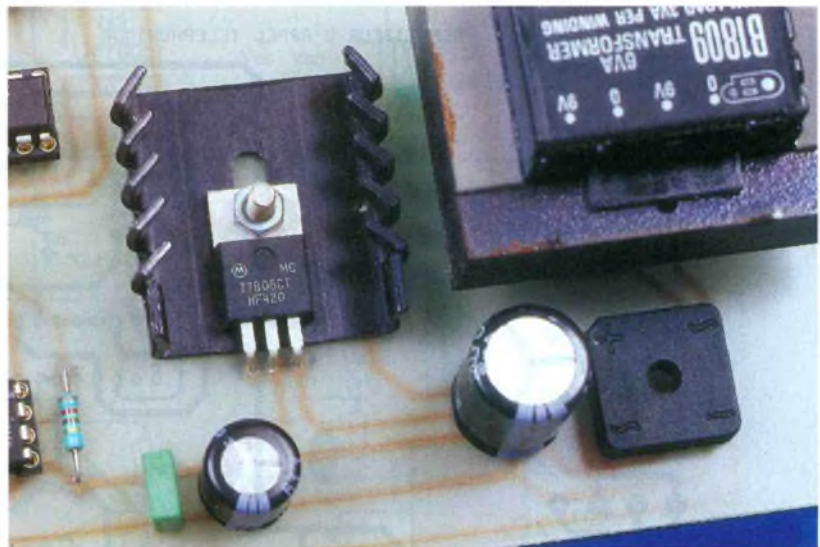
La mise en œuvre du montage est extrêmement simple. Il vous suffit de brancher la prise téléphonique comme l'indique la figure 5. A la mise sous tension du montage, seule la diode DEL DL₃ doit être allumée. Faites-vous appeler par un ami, puis vérifiez que le relais colle et que la diode DEL DL₁ s'allume en même temps. La diode DEL DL₂ doit être allumée maintenant. Appuyez sur BP₁ pour vérifier que vous pouvez bien éteindre la DEL DL₂. A partir de cet instant, votre montage est prêt et vous pouvez brancher les équipements que vous souhaitez en sortie du relais, via CN₂.

P. Morin



5

LE RACCORDEMENT DE LA PRISE GIGOGNE.



L'ALIMENTATION REGULEE.

LISTE DES COMPOSANTS

BP₁ : bouton-poussoir, coudé, à souder sur circuit imprimé (par exemple, référence C&K E112SD1AQE)
C₁ : 47 µF/25 V, sorties radiales
C₂ : 220 nF
C₃ : 2,2 µF/25 V, sorties radiales
C₄ : 100 µF/25 V, sorties radiales
C₅ : 1 000 µF/25 V, sorties radiales
CN₁ : bornier de connexion à vis 2 plots au pas de 5,08 mm, à souder sur circuit imprimé, profil standard
CN₃ : embase Mate N-lock série HE15, 2 contacts, sorties droites à souder sur circuit imprimé (par exemple, référence AMP 350786-1) ou bien souder directement les fils
CN₂ : bornier de connexion à vis 3 plots au pas de 5,08 mm, à souder sur circuit imprimé, profil standard
D₁ : 1N4001
D₂ : 1N4007
DD₁ : pont de diodes BR32, ou équivalent (200 V/3 A)
DD₂ : pont de diodes WO02, ou équivalent (200 V/1 A)
DL₁ : diode DEL verte 5 mm, coudée à 90°, à souder sur circuit imprimé
DL₂ : diode DEL jaune 5 mm, coudée à 90°, à souder sur circuit imprimé
DL₃ : diode DEL rouge 5 mm,

coudée à 90°, à souder sur circuit imprimé
DZ₁ : diode Zener 5,1 V 1/2 W
F₁ : fusible 0,3 A dim 5 x 20 mm + support à souder sur circuit imprimé
R₁, R₃, R₄ : 8,2 kΩ 1/4 W 5 % (gris, rouge, rouge)
R₂ : 220 kΩ 1/4 W 5 % (rouge, rouge, jaune)
R₅ : 820 Ω 1/4 W 5 % (gris, rouge, marron)
R₆ : 6,8 kΩ 1/4 W 5 % (bleu, gris, rouge)
R₇, R₉ : 470 Ω 1/4 W 5 % (jaune, violet, marron)
R₈, R₁₂ : 150 Ω 1/4 W 5 % (marron, vert, marron)
R₁₀ : 2,7 kΩ 1/4 W 5 % (rouge, violet, rouge)
R₁₁ : 2,2 kΩ 1/4 W 5 % (rouge, rouge, rouge)
RL₁ : relais 12 V, 1 contact repos et travail, pouvoir de coupure 10 A, à souder sur circuit imprimé, référence Fujitsu FBR611-D012 (ou équivalent)
T₁ : transformateur 220/2 x 9 V, 6 VA, à souder sur circuit imprimé, par exemple, référence OEP B1809
T₂ : 2N2222A
T₃ : TIP121A
U₁ : LM311
U₂ : CD4528
U₃ : régulateur LM7805 (5 V) en boîtier TO220
U₄ : 74LS74

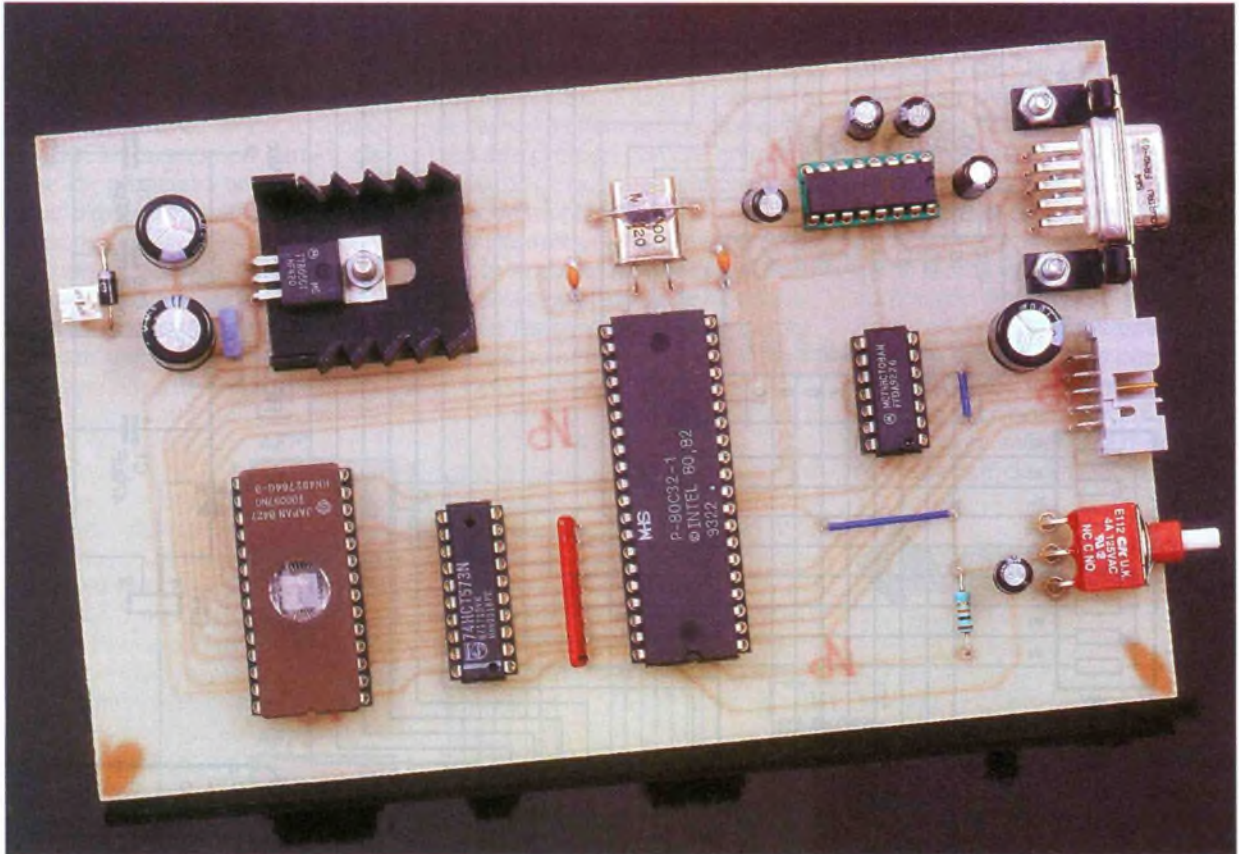
Divers

1 circuit imprimé simple face, format 100 x 160 mm
 1 prise téléphone (de préférence, une prise gigogne)



INITIATION

METTEZ UN MICROCONTROLEUR DANS VOS MONTAGES : CHRONOMETRE



Ce montage que nous vous proposons ce mois-ci vous apportera des fonctionnalités qu'il est difficile d'envisager sans utiliser un microcontrôleur. A l'issue de cette réalisation, vous disposerez d'un chronomètre précis au 1/100^e de seconde, capable de compter sur 24 heures, avec autant de temps intermédiaires que vous le souhaitez.

L'appareil dispose d'un port série, ce qui autorise toutes les opérations à distance et le stockage des temps intermédiaires en vue d'être imprimés via un PC.

Schéma

Les schémas du montage sont visibles en **figures 1 et 2**. Le cœur du montage est bien évidemment le microcontrôleur 80C32 (U_2) de la carte principale (**fig. 1**). Vous constaterez avec plaisir que la structure du montage est familière. Le microcontrôleur ne disposant pas d'EPROM interne, il est nécessaire de mobiliser les ports P_0 et P_2 pour étendre le bus de données et d'adresse. Le latch U_3 permet de capturer le poids faible du bus des adresses qui est multiplexé avec le bus des données sur le port P_0 . Le signal ALE permet de synchroniser correctement le latch U_3 . L'EPROM U_3 étant le seul boîtier connecté aux bus du microcontrô-

leur, il n'est pas nécessaire d'ajouter un décodage d'adresse. Cela signifie que l'EPROM sera visible plusieurs fois dans l'espace adressable par le microcontrôleur, ce qui n'est absolument pas gênant pour notre application. Les sorties de l'EPROM seront commandées par le signal -PSEN , pour éviter un conflit sur le bus des données.

Comme pour tous les montages articulés autour du 80C32 que nous vous avons déjà proposés, vous noterez que la connexion de l'EPROM sur les bus se fait dans le désordre le plus total. Disons, pour les lecteurs qui nous rejoignent depuis peu, que cela permet de réaliser un circuit simple face. En contrepartie, il faudra programmer l'EPROM avec un fichier « trituré » pour tenir compte de ce désordre. Mais, au final, cela est transparent pour les lecteurs, puisque le fichier correspondant à l'EPROM vous est livré « clés en main ».

L'horloge interne du microcontrôleur est mise en œuvre très simplement grâce à Y_1 , C_2 et C_3 . Avec la valeur de 12MHz retenue, le temps de cycle élémentaire du microcontrôleur est fixé à 1 μ S. Cette valeur est très utile pour la gestion du temps avec une bonne précision. Il ne faudra donc surtout pas modifier la valeur du quartz. La cellule R_7/C_5 permet de générer le signal de mise à zéro du microcontrôleur à la mise sous tension. Le bouton-poussoir BP1 permet d'initialiser manuellement le microcontrôleur, si besoin était.

La fonction chronomètre est très facile à réaliser avec un microcontrôleur 80C32 puisque ce dernier dispose de plusieurs « timers ». Il suffit donc d'ajouter des afficheurs et des boutons-poussoirs pour obtenir la fonction recherchée. Dans notre cas de figure, nous avons préféré placer les afficheurs et les boutons-poussoirs sur une petite carte séparée,

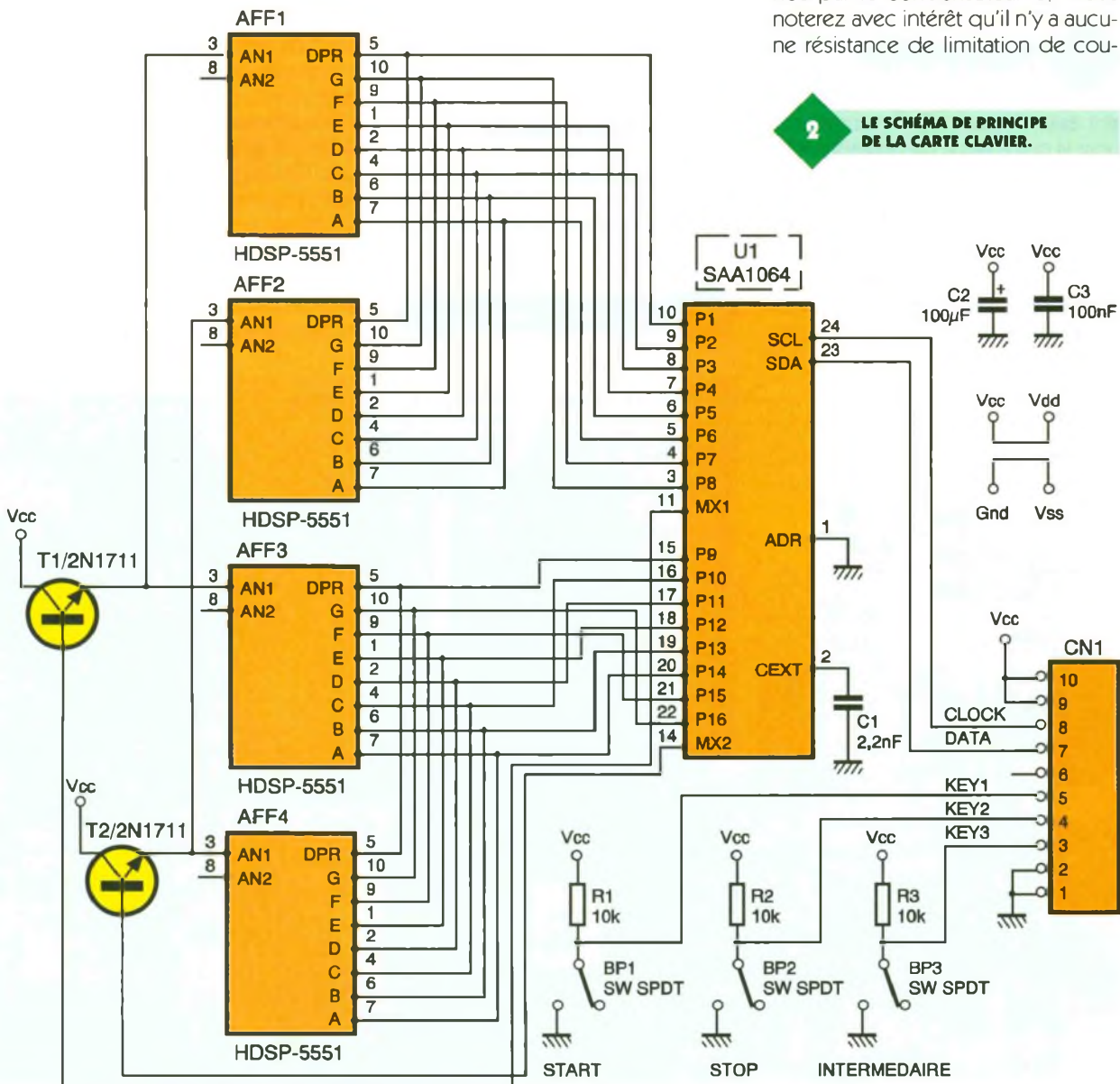
pour s'intégrer plus facilement dans un boîtier. Pour dialoguer avec l'afficheur et les boutons-poussoirs, les lignes du port P1 sont distribuées avec la tension d'alimentation via le connecteur CN3. Les informations issues des boutons-poussoirs sont traitées par les portes U_{1A} et U_{1B} pour générer le signal d'interruption du microcontrôleur -INT0. Dès qu'un bouton-poussoir est enfoncé, la ligne -INT0 est mise au niveau bas, ce qui déclenche une routine d'interruption. Le microcontrôleur se chargera ensuite d'examiner l'état des lignes KEY1 à KEY3 et décidera de l'action à effectuer. L'action associée sera prise en compte en moins de 50 μ S, ce qui garantit la précision de notre montage.

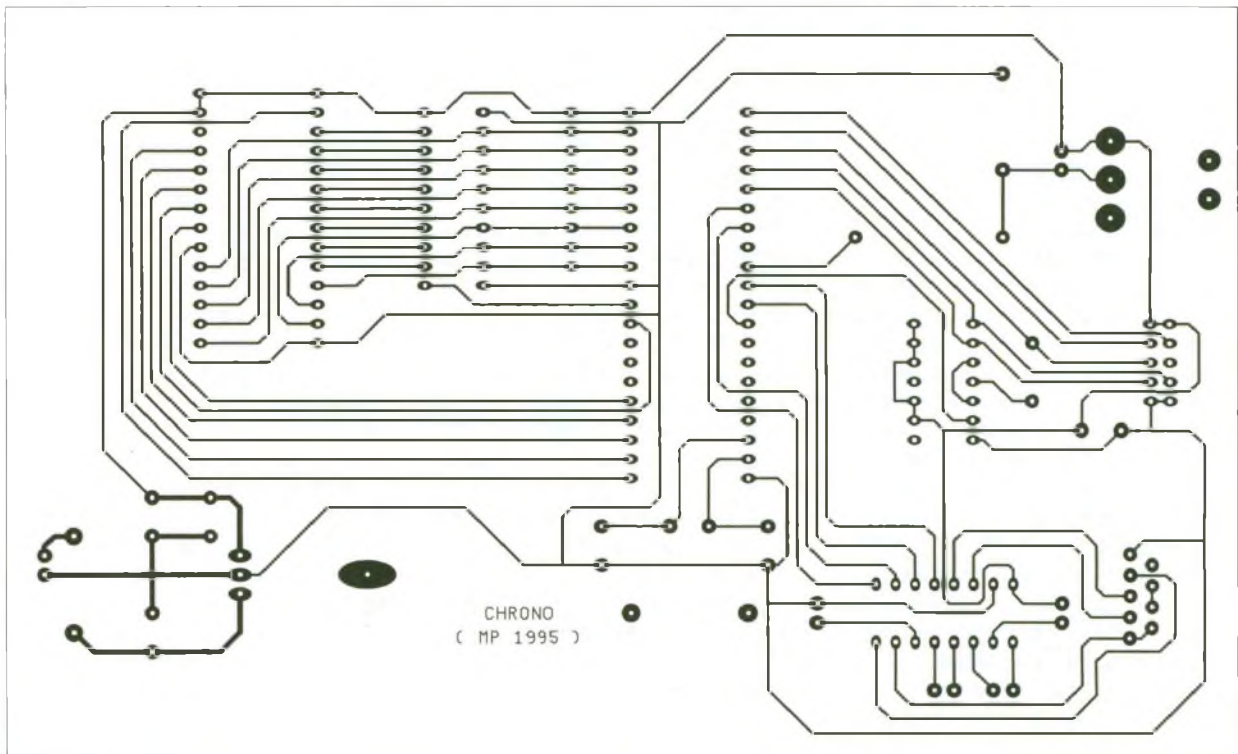
Pour information, notre chronomètre gère le temps en millième de seconde, tandis que l'affichage ne propose que les centièmes. Il n'y a donc pas de souci à avoir en ce qui

concerne la précision. La mise en œuvre du port série du montage sera également très simple. Le microcontrôleur intègre la logique nécessaire au port série, de sorte qu'il suffit d'adapter les niveaux de signaux pour se connecter à une liaison RS232. Pour cela, nous utiliserons un circuit MAX232 (U_5). Ce circuit possède en interne des convertisseurs continu-continu qui lui permettent de produire les tensions requises pour une liaison RS232 à partir d'une alimentation unique de 5 V_{DC}. La connexion de CN2 permet de relier le montage directement à un port série de type PC/AT.

Le schéma de la carte d'affichage est on ne peut plus dépouillé grâce à l'utilisation du circuit SAA1064 (voir **fig. 2**). Ce circuit est capable de gérer quatre afficheurs à anodes communes avec multiplexage. Les transistors T1 et T2 permettent le multiplexage des afficheurs par groupe de deux à une fréquence déterminée par le condensateur C1. Vous noterez avec intérêt qu'il n'y a aucune résistance de limitation de cou-

2 LE SCHÉMA DE PRINCIPE DE LA CARTE CLAVIER.





3 LE CIRCUIT PRINCIPAL.

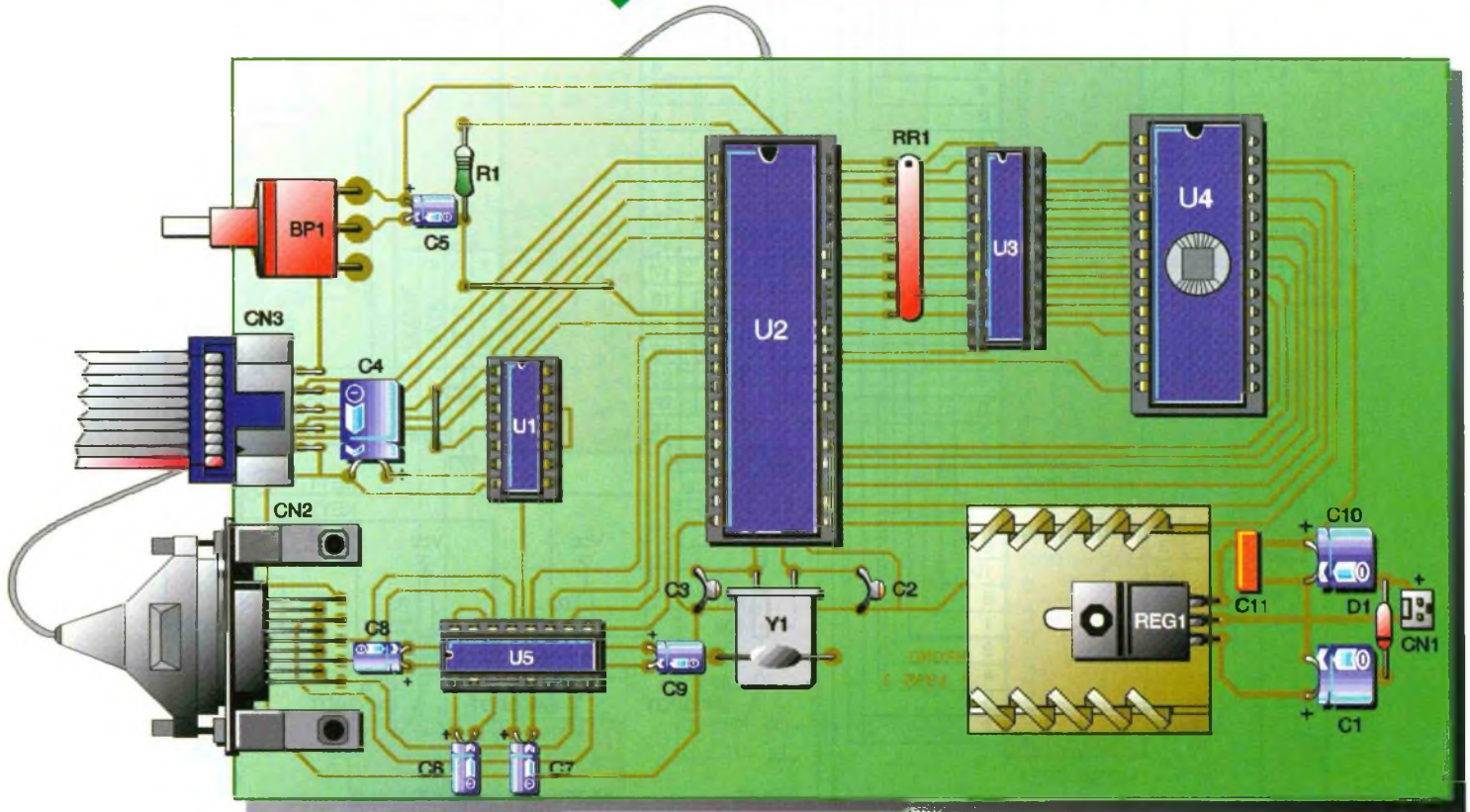
rant associée aux afficheurs. Même pour la commande des transistors T_1 et T_2 il n'y a pas besoin de résistance dans le circuit de base. Cela est rendu possible grâce aux sources de courants qui sont intégrées dans le circuit U_1 . Cette particularité permet de modifier la luminosité des afficheurs par voie logicielle, ce qui est

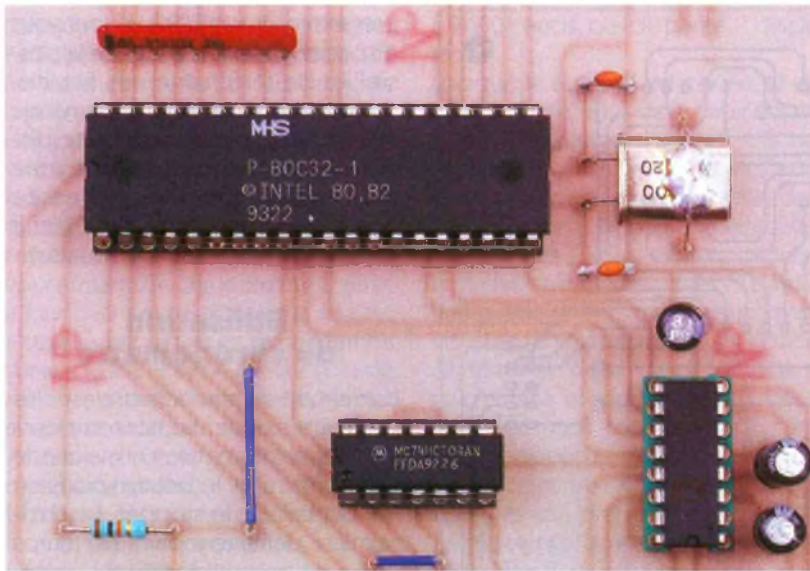
bien agréable. Ce circuit est donc une petite merveille. Pour dialoguer avec ce circuit, il est fait appel à un bus I²C, via les lignes SCL et SDA. L'adresse à laquelle le circuit U_1 répondra sur le bus I²C dépend du potentiel de la broche ADR. Le programme de notre microcontrôleur se chargera de simuler le fonctionne-

ment du bus I²C. Cela est possible à grand renfort de programmation, dans la mesure où notre microcontrôleur est le seul maître du bus I²C. Si vous souhaitez des détails sur le bus I²C, vous êtes invités à consulter l'article paru sur ce sujet dans le n° 182.

Notez que l'ordre de connexion des afficheurs au circuit U_1 n'a pas une réelle importance puisqu'il faut définir les codes à afficher par logiciel.

4 L'IMPLANTATION DE LA CARTE À MICROCONTRÔLEUR.





LE MICROCONTRÔLEUR ET SON QUARTZ.

Cela permet une plus grande souplesse lors du dessin du schéma en vue de réaliser un circuit imprimé le plus simple possible. Comme vous le constaterez dans les paragraphes consacrés à la réalisation, les straps ne seront pas très nombreux pour ce montage.

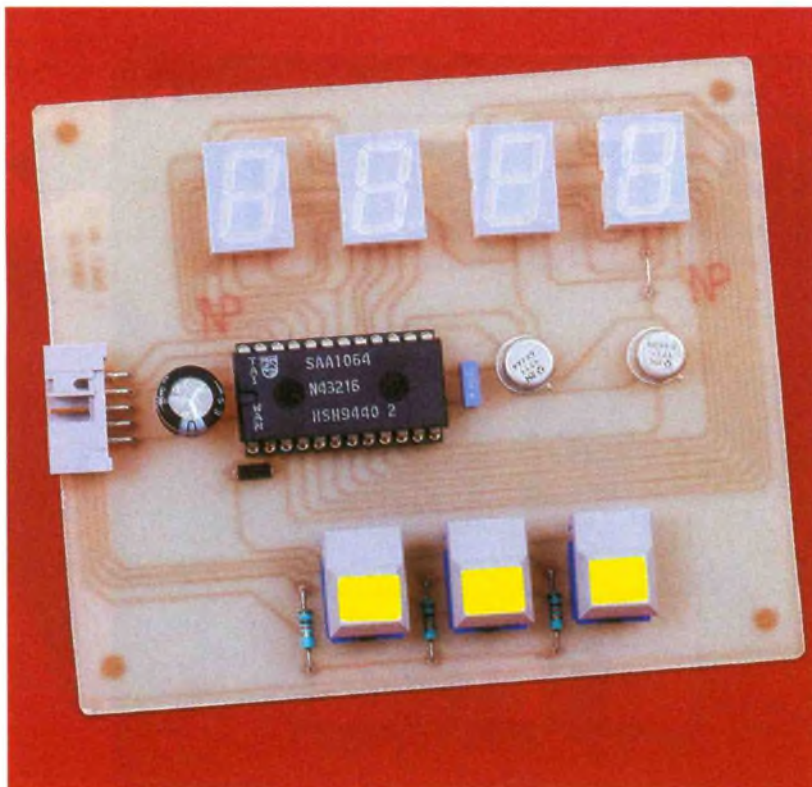
Les boutons-poussoirs seront connectés directement aux lignes du port P₁ du microcontrôleur via CN₁. Il suffit simplement d'ajouter les résistances de rappel à V_{CC} (R₁ à R₃). Le montage sera alimenté par une tension de 9V_{DC} à 12V_{DC} qui n'a pas

besoin d'être stabilisée. Une tension correctement filtrée fera très bien l'affaire, comme c'est le cas par exemple des petits blocs d'alimentation d'appoints pour calculatrices. La diode D₁ de la carte principale (fig. 1) permet de protéger le montage en cas d'inversion du connecteur d'alimentation.

Réalisation

La réalisation du montage nécessite deux circuits imprimés de dimensions raisonnables. Les circuits imprin-

LA CARTE AFFICHAGE ET LE CLAVIER.



més à réaliser sont reproduits en figures 3 et 5 avec leurs vues d'implantations respectives en figures 4 et 6.

Les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre pour la plupart.

En raison de la taille réduite des pastilles concernées (pour pouvoir passer les pistes entre les pastilles), il vaudra mieux utiliser des forets de bonne qualité pour éviter d'emporter les pastilles. En ce qui concerne CN₁, D₁ et REG₁ de la carte principale, il faudra percer avec un foret de 1 mm de diamètre.

Avant de réaliser le circuit imprimé, il est préférable de vous procurer les composants pour vous assurer qu'ils s'implanteront correctement. Cette remarque concerne particulièrement les boutons-poussoirs de la carte d'affichage.

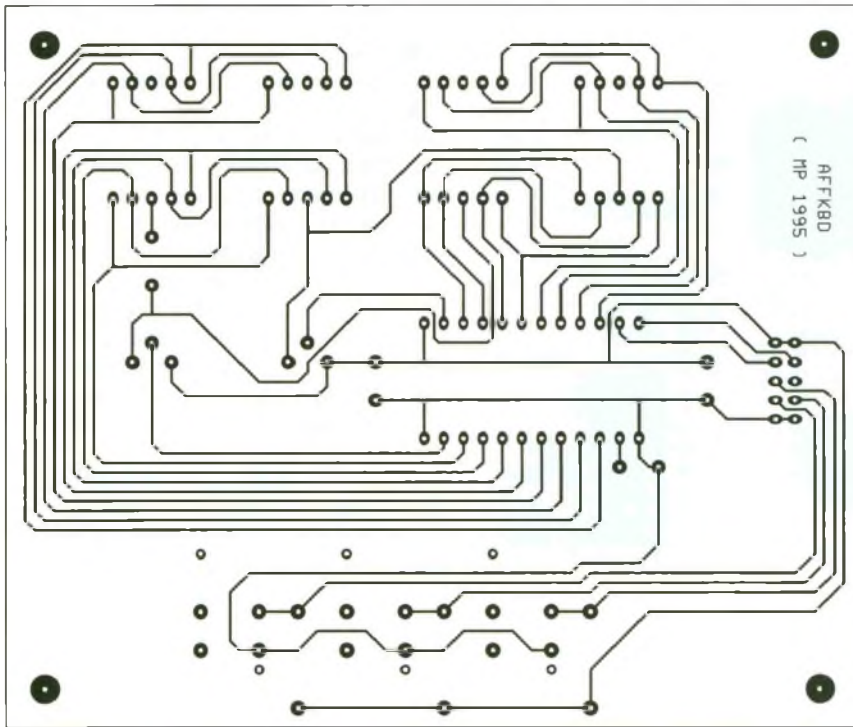
Il n'y a pas de difficulté particulière pour l'implantation. Soyez tout de même attentifs au sens des condensateurs et des circuits intégrés. Il est préférable de monter les circuits intégrés sur support et de vérifier la présence de tension d'alimentation sur les supports. Ensuite, vous pourrez insérer les circuits intégrés sur leur support.

Vous noterez la présence de quelques straps qui valent mieux implanter en premier (deux straps sur la carte principale et un strap sur la carte d'affichage).

Les cartes seront reliées à l'aide d'un petit câble réalisé avec des connecteurs femelles de la série HE10 à sertir sur du câble en nappe. De préférence, la longueur du câble ne dépassera pas 10 cm. Soyez vigilant au sens des connecteurs car l'alimentation de la carte d'affichage est véhiculée par les connecteurs. Pour cette raison, il est indispensable de choisir des connecteurs avec détrompeurs.

Veillez bien à choisir un connecteur femelle pour CN₂. Un modèle mâle s'implante parfaitement, mais les points de connexions se retrouvent inversés par symétrie par rapport à l'axe vertical. Dans ce cas, il n'y a aucune chance pour que votre montage dialogue avec votre PC.

En ce qui concerne le câble nécessaire pour relier notre montage à un PC de type AT, il vous suffira de fabriquer un câble équipé d'un connecteur DB₉ mâle d'un côté et d'un connecteur DB₉ femelle de l'autre côté (liaison fil à fil de la broche 1 à la broche 9). L'utilisation de connecteurs à sertir est plus pratique, mais les liaisons nécessaires étant peu nombreuses, vous pourrez



5

LE CIRCUIT IMPRIMÉ DE LA CARTE CLAVIER.

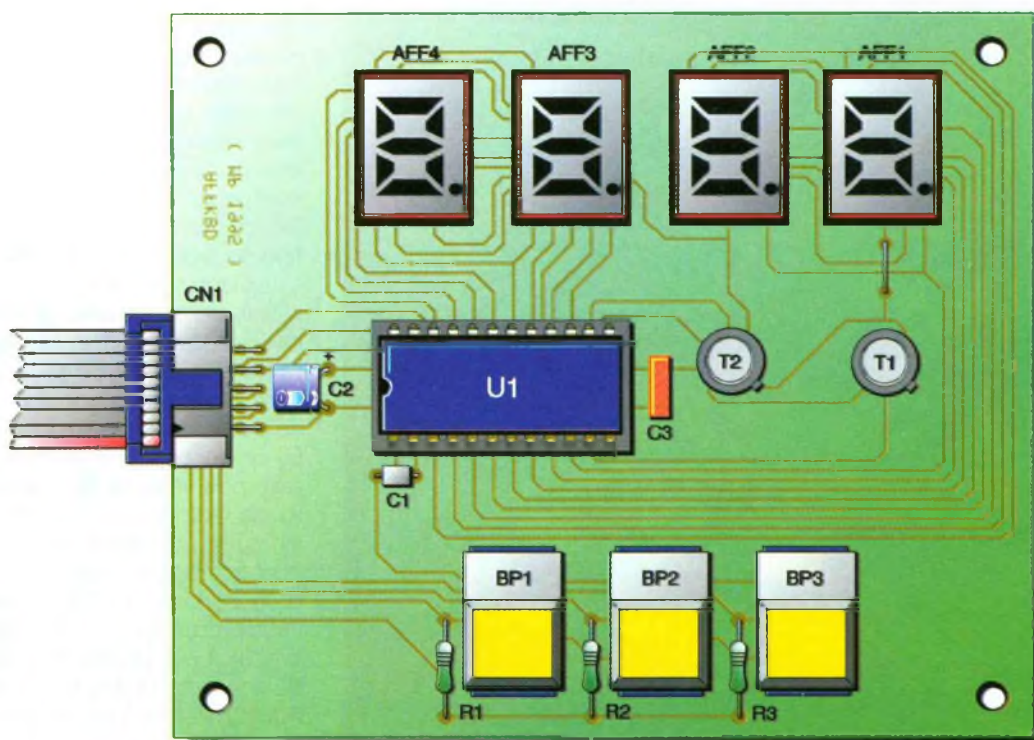
utiliser des connecteurs à souder. Ajoutons que le connecteur CN₂ sera immobilisé par deux boulons montés dans les passages prévus à cet effet.

Etant donné la consommation des afficheurs, le régulateur REG₁ sera monté sur un dissipateur ayant une résistance thermique inférieure à 17°C/W pour éviter d'atteindre une température de jonction trop élevée.

L'EPROM U₄ sera programmée avec le contenu d'un fichier que vous pourrez vous procurer par téléchargement sur le serveur Minitel. Vous trouverez le fichier « Chrono.Bin » qui est le reflet binaire du contenu de l'EPROM U₄. Vous trouverez aussi le fichier « Chrono.Hex » qui correspond au format Hexa Intel, qui peut vous être utile selon le modèle de

6

L'IMPLANTATION DE LA CARTE CLAVIER.



programmeur d'EPROM dont vous disposez. Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger les fichiers, vous pourrez adresser une demande à la rédaction en joignant une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe self-adressée convenablement affranchie (tenir compte du poids de la disquette).

Utilisation du chronomètre

L'utilisation du chronomètre est plus ou moins simple. Le bouton-poussoir BP₁ sert à mettre en marche le chronomètre et le bouton-poussoir BP₂ permet de le stopper. Le chronomètre démarre à partir du temps où il s'est arrêté. Cela permet de cumuler les temps. Vous constaterez que les quatre afficheurs ne permettent pas de visualiser le temps au complet. Lorsque le chronomètre est en route, vous ne visualisez que les secondes et les centièmes. Pour visualiser les heures et les minutes, il vous suffit de maintenir la touche « start » tandis que le chronomètre est déjà en route. Il faut avoir relâché au moins une fois la touche « start » pour cela. Si vous démarrez le chronomètre et que vous maintenez la touche « start » enfoncée, l'afficheur vous indiquera les secondes et les centièmes. Relâchez la touche « start » et appuyez de nouveau sur le bouton-poussoir. L'afficheur indique maintenant les heures et les minutes. La touche « start » possède donc deux fonctions.

Lorsque vous arrêtez le chronomètre, l'afficheur indique les secondes et les centièmes. Pour visualiser les heures et les minutes, il vous suffit d'appuyer de nouveau sur la touche « stop ». Comme pour la touche « start », la seconde fonction de la touche « stop » est accessible après l'avoir relâchée au moins une fois.

Pour remettre le chronomètre à zéro, il faut maintenir enfoncée la touche « stop » et appuyer en même temps sur la touche « start ». Prenez soin de relâcher la touche « start » en premier avant de relâcher aussi la touche « stop », sinon le chronomètre se mettra en marche.

La touche BP₃ permet de capturer les temps intermédiaires. Il faut maintenir la touche BP₃ le temps de consulter les temps intermédiaires. Pendant que la touche « Intermédiaire » est enfoncée, le temps continue d'évoluer, mais le contenu de l'afficheur est figé. Si vous souhaitez visualiser les heures et les minutes du temps intermédiaire, vous devrez maintenir la touche BP₃ enfoncée et appuyer sur la touche « start ». Dès que vous relâchez la touche BP₃, le chronomètre met à jour l'afficheur et continue sa course.

L'intérêt principal de ce chronomètre réside dans l'utilisation du port série. A l'aide d'un terminal ou d'un programme d'émulation (par exemple, le programme VT8052), vous pourrez commander le chronomètre. La connexion entre le chronomètre et le port série d'un PC/AT est prévu pour être direct (connecteurs Sub-D 9 points, liaisons fil à fil). Les paramètres de communication du terminal doivent être positionnés

à 9 600 bauds, pas de parité, 1 bit de stop.

Lorsque le terminal est connecté au chronomètre, vous devez voir apparaître un message d'accueil lors de l'initialisation du microcontrôleur. Ensuite, lors de la manipulation des boutons BP₁ à BP₃, le chronomètre enverra des messages avec indication des temps concernés. Cela est très pratique puisque vous pouvez visualiser en même temps sur l'écran du terminal l'heure de départ, l'heure d'arrivée et tous les temps intermédiaires que vous aurez demandés. Supposons, par exemple, que vous souhaitiez chronométrer dix coureurs qui prennent le départ en même temps. Avec un chronomètre classique, il y a fort à parier que vous n'aurez pas le temps de noter les temps intermédiaires. Avec notre chronomètre, il vous suffira d'appuyer sur BP₃, sans avoir à regarder l'afficheur puisque les résultats seront affichés sur l'écran du terminal. Au besoin, vous pourrez remplacer le terminal par une imprimante qui dispose d'un port série, pour garder une trace papier.

En plus de cela, vous pourrez aussi piloter le chronomètre à partir du clavier du terminal. En appuyant sur la touche « S », vous démarrez puis vous arrêtez le chronomètre (Start/Stop). En appuyant sur la touche « R », vous remettez à zéro le chronomètre, si ce dernier est arrêté. Enfin, en appuyant sur la touche « I » lorsque le chronomètre est en action, vous obtenez autant de temps intermédiaires que vous le souhaitez. Si vous souhaitez déclencher le chronomètre à l'aide de détecteurs externes, rien ne vous empêche de monter des fils en dérivation aux bornes des boutons-poussoirs. Dans ce cas, vous devrez veiller à ce que

les sorties des capteurs soient réalisées avec des transistors montés en collecteur ouverts ou bien avec des contacts secs issus de relais. Souhaitons que ce chronomètre vous rende de grands services et que vous prendrez plaisir à l'utiliser si vous organisez des compétitions.

Pascal MORIN

LISTE DES COMPOSANTS

Carte principale

BP₁ : bouton-poussoir, coudé, à souder sur circuit imprimé (par exemple, référence C&K ES12SD1AQE)

C₁ : 470 µF/25 V, sorties radiales

C₂, C₃ : condensateur céramique 47 pF, pas 5,08 mm

C₄, C₁₀ : 100 µF/25 V, sorties radiales

C₅, C₆, C₇, C₈, C₉ : 10 µF/25 V, sorties radiales

C₁₁ : 100 nF

CN₁ : barrette mini-KK, 2 contacts, sorties droites, à souder sur circuit imprimé, référence Molex 22-27-2021

CN₂ : connecteur Sub-D, 9 points, femelle, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple, référence Harting 09 66 112 7601)

CN₃ : connecteur série HE10, 10 contacts mâles, sorties coudées, à souder sur circuit imprimé (par exemple, référence 3M 2510-5002)

D₁ : 1N4001

R₁ : 10 kΩ 1/4 W 5 % (marron, noir, orange)

REG₁ : régulateur LM7805 (5 V) en boîtier TO220

RR₁ : réseau résistif 8 x 10 kΩ en boîtier SIL

U₁ : 74LS08

U₂ : microcontrôleur Intel 80C32 (12 MHz)

U₃ : 74LS573

U₄ : EPROM 27C64 temps d'accès 200 nS

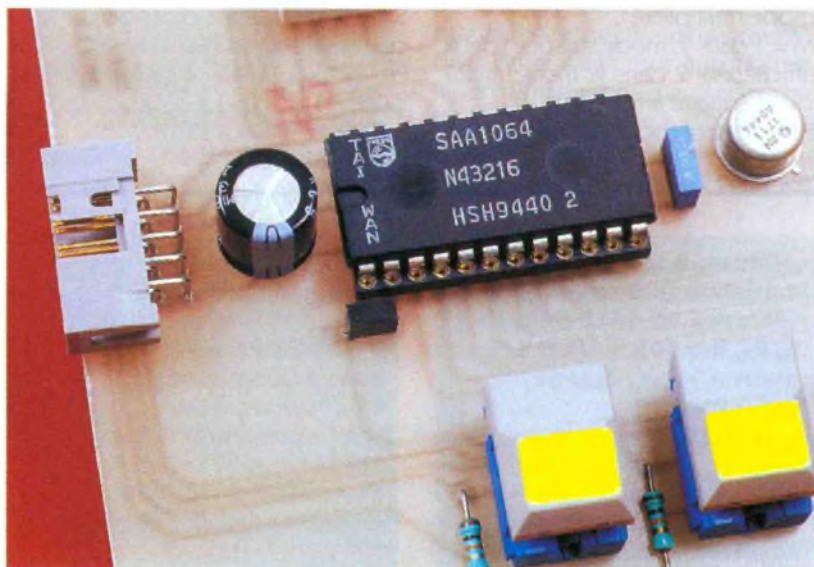
U₅ : MAX323

Y₁ : quartz 12 MHz en boîtier HC49/U

Carte d'affichage

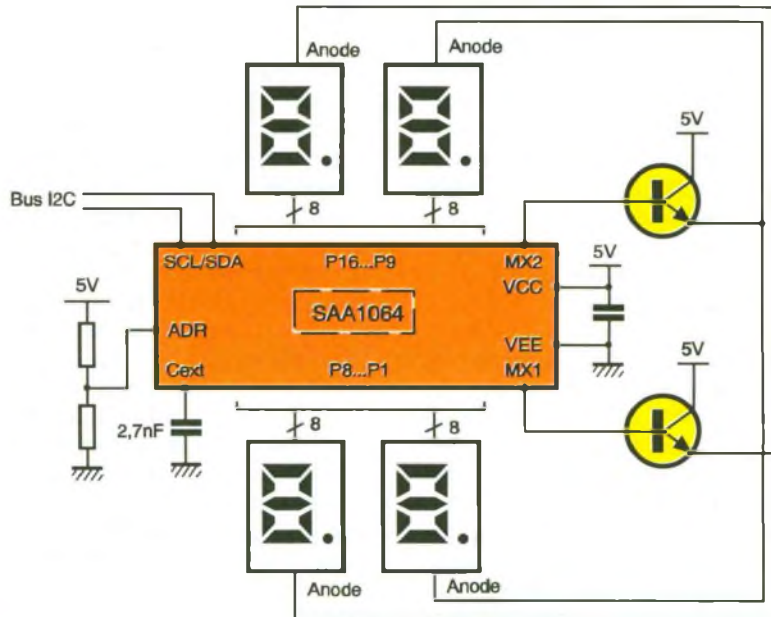
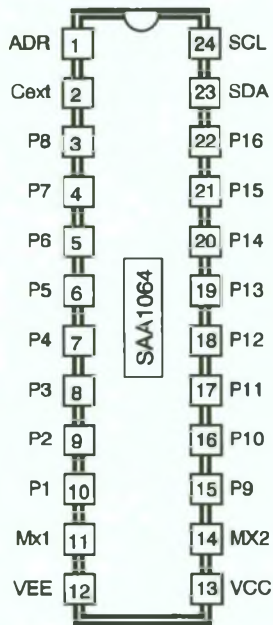
AFF₁, AFF₂, AFF₃, AFF₄ : afficheurs 7 segments, faible consommation, à anodes communes, référence HDSP-5551 (même brochage que TIL321)

LE CIRCUIT SPÉCIALISÉ POUR PILOTÉ DES AFFICHEURS À DEL.



FICHE TECHNIQUE DU SAA1064

Le circuit SAA1064 a été conçu pour piloter quatre afficheurs 7 segments à anodes communes avec un point décimal. Le circuit dispose de la logique nécessaire pour dialoguer avec un bus I²C. Ce circuit dispose de seize sources de courant (P₁ à P₁₆), ce qui lui permet de piloter deux afficheurs de façon statique ou quatre afficheurs avec multiplexage (par groupe de deux afficheurs). Les sources de courant sont contrôlées par logiciel entre 0 et 21 mA, par pas de 3 mA. Cela permet de modifier la luminosité des afficheurs par programme.



Paramètres	Symbole	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	V _{CC}	4,5	5	15	V
Courant d'alimentation (tous segments éteints)	I _{CC} (V _{CC} = 5 V)	7	9,5	14	mA
Puissance dissipée totale (boîtier DIL)	P _{tot}	-	-	1000	mW
Puissance dissipée totale (boîtier DIL SO)	P _{tot}	-	-	500	mW
Puissance dissipée par les drivers de sorties (P ₁ à P ₁₆ actifs)	P _o (V _{CC} = 5 V)	-	50	-	mW
Puissance dissipée par les drivers de sorties (P ₁ à P ₁₆ actifs)	P _o (V _{CC} = 12 V)	-	550	-	mW
Tension de sortie des sources de courant	V _o (I _o = 15 mA)	-	-	0,5	V
Courant de sortie maximal	I _o (V _{CC} = 5 V)	17,85	21	25,2	mA
Période du multiplexage (Cext = 2,7 nF)	T _{mpx}	5	-	10	rms

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

La puissance maximale dissipée par le circuit dépend du type de boîtier utilisé comme l'indique le tableau des caractéristiques électriques. Il faut veiller à ne pas dépasser les limites acceptées pour ne pas détruire le circuit. La puissance totale dissipée se calcule comme suit :

$P_{tot} = (V_{CC} \times I_{CC}) + (V_o \times I_o \times (N/M)) + (P_o \times N / (16 \times M))$
 N = nombre de segments allumés (0 à 16 en mode statique, 0 à 32 en mode multiplexé).
 M = 1 dans le mode statique (deux afficheurs), 2 dans le mode multiplexé (quatre afficheurs)
 Par exemple, pour allumer tous les

segments de quatre afficheurs (mode multiplexé) avec un courant de sortie programmé à 12 mA et une tension d'alimentation de 5 V_{DC}, la puissance dissipée par le circuit sera de :
 $P_{tot} = (5 \times 0,014) + (0,5 \times 0,012 \times (32/2)) + (0,050 \times 32/32 \times 0,07 + 0,096 + 0,050 = 216 \text{ mW}$.

BP₁, BP₂, BP₃ : touche contact ITT Shadow série SE, fonction poussoir (par exemple, référence SET-0-90-G-OA)
C₁ : 1 nF
C₂ : 100 µF/25 V, sorties radiales
C₃ : 100 nF
CN₁ : connecteur série HE10, 10 contacts mâles, sorties

coudées, à souder sur circuit imprimé à (par exemple, référence 3M 2510-5002)
R₁, R₂, R₃ : 10 kΩ 1/4 W 5 % (marron, noir, orange)
T₁, T₂ : 2N1711
U₁ : SAA1064

Divers

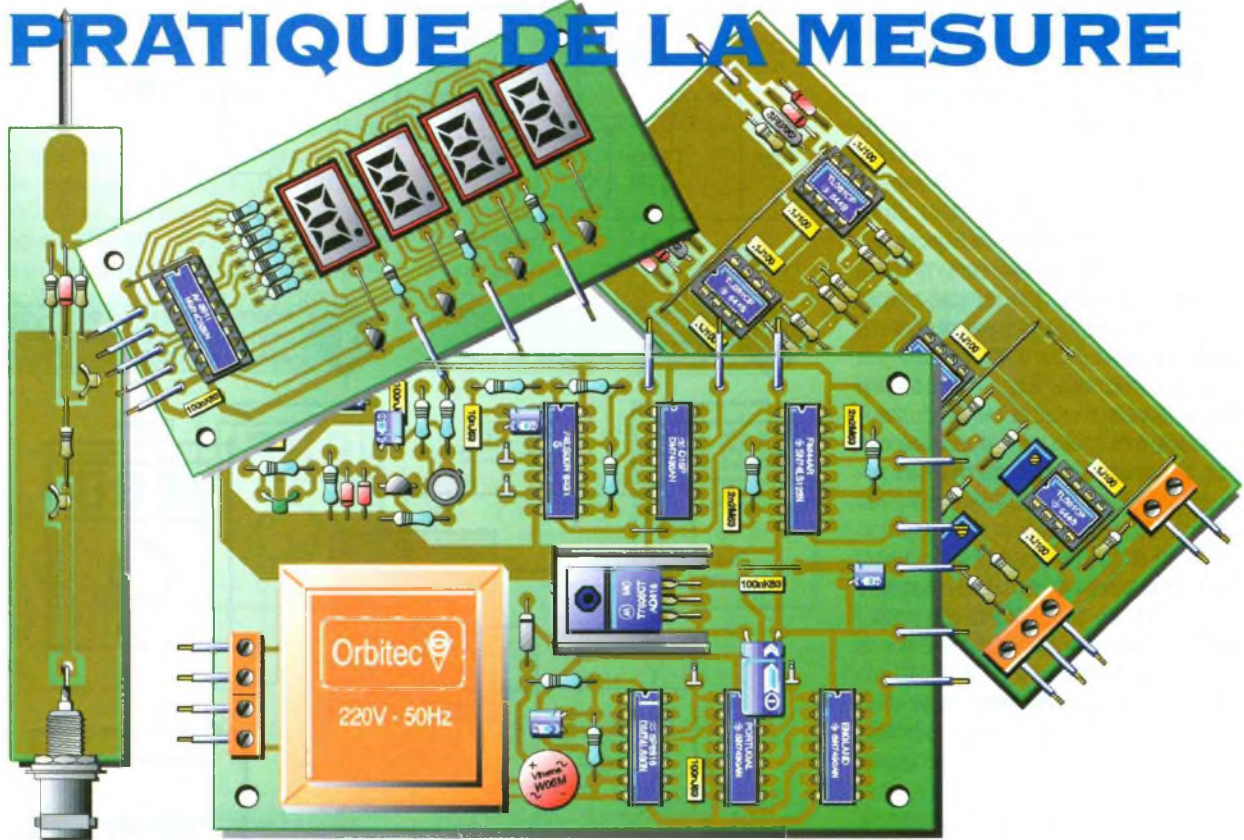
1 circuit imprimé simple face, format 100 x 160 mm

1 circuit imprimé simple face, format 100 x 110 mm
2 connecteurs HE10 femelle avec détrompeur, 10 contacts, à sertir (par exemple, référence 3M 3473-6000) et environ 10 cm de câble en nappe (10 conducteurs)



MESURES

PRATIQUE DE LA MESURE



Même si l'amateur qui réalise les montages proposés dans la revue ne fait que fort peu de mesures au sens strict du terme, il lui arrive de temps en temps de se servir d'un multimètre pour contrôler une tension d'alimentation, un point de polarisation de transistor, un courant consommé ou encore une fréquence. Or, si l'on n'y prend garde, dans toutes ces situations, les informations données par les appareils (et même les plus perfectionnés) peuvent être totalement fausses.

Attention, nous ne disons pas que les appareils sont mauvais, mais plus exactement que, dans certains cas, ils sont mal utilisés. L'objet de cet exposé sera de vous montrer ce qu'il faut faire et ne pas faire en vous précisant l'origine de vos erreurs.

I - L'appareil

Une des premières consignes que nous donnons au débutant est de bien connaître son appareil de mesure, quel qu'il soit. Pour cela, une seule solution : lire sa notice. Même si celle-ci n'est pas toujours traduite en français, on peut y découvrir quelques renseignements techniques intéressants concernant la précision, l'impédance d'entrée, la chute de tension pour la fonction ampèremètre et parfois même la bande passante. Voyons comment exploiter ces informations.

A) La précision

Le raisonnement que nous allons tenir concernera les appareils numériques, car ceux-ci ont pris le pas sur leurs homologues analogiques (magnétoélectriques) depuis quelques années déjà. Néanmoins, certaines règles importantes pourront être mises en pratique même pour ces ancêtres.

Prenons le cas de la fonction voltmètre continu d'un multimètre

2 000 points travaillant sur le calibre 2V, pour lequel la précision est de 0,8 % de la lecture ± 1 digit.

Sur ce calibre, 1 digit représente 1 mV et une tension de 1V (affichage 1 000) est mesurée avec une incertitude de $0,8 \times 1\,000/100 = 8$ mV. L'incertitude globale sur cette mesure est donc de $8 + 1 = 9$ mV (précision relative 0,9 %). Cette incertitude est assez faible, mais si l'on doit ajuster une référence de tension exactement à 1V avec ce multimètre, la référence sera en réalité comprise entre 991 et 1 009 mV, même si l'appareil affiche 1 000 mV. Il n'y a malheureusement pas de solution pour améliorer la précision de la mesure avec cet appareil qui, dans ce cas précis, est utilisé correctement.

En revanche, si l'on veut ajuster avec soin une tension de référence de 10 mV, la fonction voltmètre étant utilisée dans les mêmes conditions, et que l'appareil indique alternativement « 9 » puis « 10 » mV, on peut affirmer dans ce cas que la mesure n'a aucune valeur car l'appareil travaille en début d'échelle, ce qui réduit considérablement sa précision relative. Il suffit pour s'en convaincre de remarquer que la valeur mesurée est en réalité comprise entre 8 et 11 mV ($9-1$ et $10+1$) si l'on se contente de prendre en compte les ± 1 digit d'erreur sans se préoccuper des 0,8 % (généralement attachés à la linéarité

du convertisseur), soit une précision relative de 15 % ! Pour améliorer la précision, la solution consiste à passer sur le calibre 200 mV qui donnera de meilleurs résultats.

Un exemple encore plus flagrant de ce même problème concerne le calibre ohmmètre le plus bas (200 Ω) que certains utilisent pour « mesurer » des résistances de 1 Ω alors que la précision annoncée pour ce calibre est par exemple de 2 % de la lecture ± 1 digits. Un rapide calcul montre que le 1 digit représente déjà une erreur de 1 Ω, ce qui fait que si l'affichage est de 1,0 Ω, en réalité la valeur exacte de la résistance peut très bien être supérieure à 2 Ω, voire être nulle. Les mêmes remarques sont applicables au plus faible calibre de la fonction capacitimètre (0-2 000 pF) qui ne saurait servir à « mesurer » des condensateurs de quelques picofarads puisque, dans ce cas, l'erreur commise sur la lecture peut atteindre plus de 10 pF. Dans ces circonstances, l'appareil n'est pas inutilisable mais il permet, au mieux, d'apprécier ou de comparer des valeurs.

On retiendra de ces exemples, qu'un appareil de mesure (analogique ou numérique) doit toujours être utilisé sur le calibre (immédiatement supérieur) le plus proche de la valeur mesurée, et que les résultats obtenus en début d'échelle doivent faire l'objet de la plus grande circonspection.

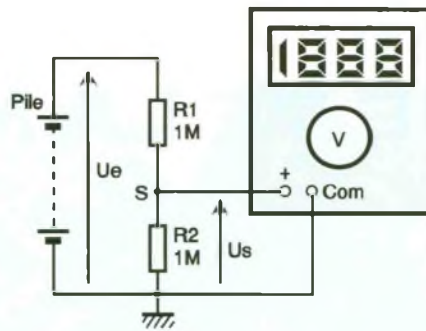
B) Impédance d'entrée

Précisons que le terme d'impédance concerne le comportement en régime sinusoïdal et que, pour les mesures en continu, seul l'aspect résistif de celle-ci intervient.

1° Influence de la résistance d'entrée d'un voltmètre sur les mesures

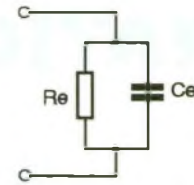
Si les multimètres numériques présentent une résistance d'entrée bien supérieure à celle de leurs prédécesseurs analogiques, celle-ci n'est jamais infinie et il peut arriver que, lors d'une mesure, la présence de l'appareil modifie sensiblement, voire de façon importante, un point de repos, surtout quand la mesure porte sur des étages fortement résistifs eux-mêmes.

L'exemple de la **figure 1** montre un atténuateur constitué par deux résistances R_1 et R_2 de valeur égale à 1 MΩ qui délivre sur le point commun « S » une tension U_s théoriquement égale à la moitié de la tension totale U_e . Or, si l'on dispose en sortie du montage, donc aux bornes de R_2 , un voltmètre de résistance interne $R_v = 1 \text{ M}\Omega$, la



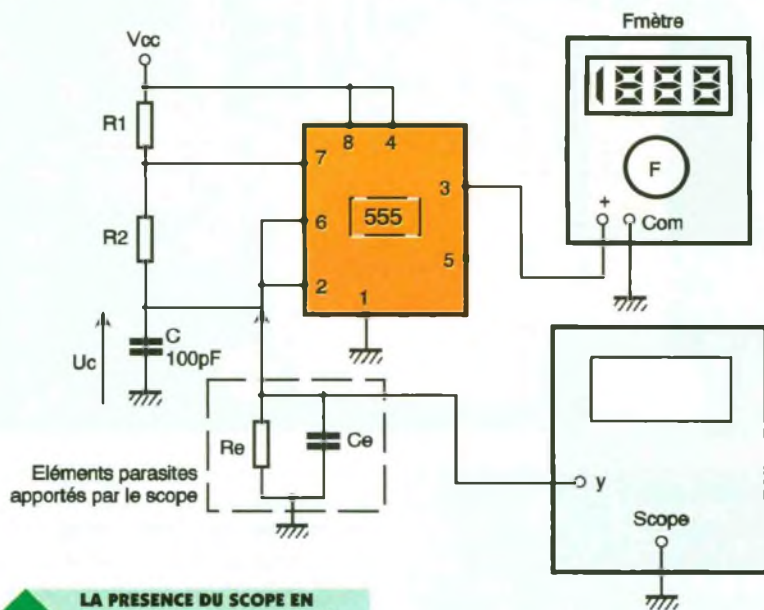
1

INFLUENCE DE LA RESISTANCE D'ENTREE DU VOLTMETRE SUR LE CIRCUIT EN COURS D'ETUDE.



2

SCHEMA EQUIVALENT DE L'IMPEDANCE D'ENTREE D'UN APPAREIL DE MESURE.



3

LA PRESENCE DU SCOPE EN PARALLELE SUR C MODIFIE LA FREQUENCE DE L'ASTABLE A 555.

tension indiquée par celui-ci ne représentera que le tiers de la tension totale U_e . Ce phénomène s'explique simplement par le fait que les résistances R_2 et R_v sont en parallèle et forment une résistance équivalente de valeur 500 kΩ au lieu du mégohm de R_2 seule. Dans ce cas, même un voltmètre de résistance interne 10 MΩ modifie le coefficient 0,5 attendu pour ce diviseur on ne peut plus simple, puisque le rapport théorique U_s/U_e passe de 0,5 à 0,476, soit un écart proche de 5 %. Comme vous le constatez avec cet exemple, l'utilisation de tout appareil de mesure sur des circuits très résistifs doit faire l'objet d'une grande vigilance et les résultats affichés doivent être soigneusement analysés avant de mettre en cause les composants du montage lui-même.

2° Comportement en régime variable

Tout appareil de mesure destiné à fonctionner en régime variable présente une impédance d'entrée comprenant en parallèle des éléments ré-

sistif (R_e) et capacitif (C_e) (**fig. 2**).

Pour les oscilloscopes, les valeurs habituelles sont 1 MΩ et 20 pF. En continu, la composante capacitive n'intervient pas mais, en régime variable, les deux composants peuvent avoir un effet néfaste sur les montages auxquels l'appareil est relié.

Pour le générateur de signaux carrés à base de 555 de la **figure 3**, si l'on veut observer la tension aux bornes du condensateur C, on constatera que la fréquence du montage diminue de façon significative car la capacité d'entrée du scope se retrouve en parallèle sur ce même condensateur.

On constaterait un phénomène analogue en comparant les fréquences indiquées par le fréquencemètre placé successivement à la borne 3 puis en parallèle sur le condensateur C, car ce genre d'appareil n'est pas plus parfait que les autres. Sa capacité d'entrée se retrouvant en parallèle sur celle du montage, la fréquence des oscillations diminue.

La perturbation introduite par l'im-

pédance d'entrée de l'oscilloscope ou du fréquencemètre disposé en parallèle sur C peut même entraîner l'arrêt des oscillations, car, si $R_2 = R_i$, le générateur équivalent qui charge le condensateur ne vaut plus que $V_{cc}/2$, ce qui ne permet pas au condensateur C d'atteindre le seuil de basculement haut ($2/3 V_{cc}$) du 555. Pour réduire l'effet de l'impédance d'entrée du scope, on utilise une sonde atténuatrice qui augmente R_e jusqu'à $10 M\Omega$ et réduit C_e à $2 pF$.

Pour rester dans le domaine des fréquencemètres, précisons qu'on ne doit jamais les connecter directement aux étages oscillateurs et en particulier en parallèle sur les circuits oscillants, car cela a pour effet d'en modifier la fréquence d'oscillation pour les mêmes raisons que celles que nous avons évoquées dans l'exemple précédent.

3° Règle

Pour qu'un appareil de mesure n'entraîne pas de modification sensible (moins de 1%) du point de fonc-

de l'importance de R_a sur le calibre $2 mA$, lorsqu'on mesure la consommation d'un montage avec ce calibre, il ne faut surtout pas oublier de découpler l'entrée « alimentation » du montage, car la présence des 150Ω peut parfois entraîner la mise en oscillation du montage (fig. 5).

Si l'on ne dispose pas de la chute de tension pour les différents calibres de la fonction ampèremètre, on peut déterminer la valeur de R_a en procédant comme le montre la figure 6. Pour le calibre $2 mA$, la pile utilisée imposant une tension de $9 V$, le courant dans $R_1 = 15 k\Omega$ vaut environ $0,6 mA$. Dans un premier temps, K étant ouvert, on note l'indication I_1 de l'ampèremètre. On bascule ensuite K en position fermée et on ajuste la résistance R_2 pour que l'indication I_2 soit égale à la moitié de I_1 . La valeur de R_2 (que l'on peut mesurer à l'ohmmètre) est égale à la résistance inconnue R_a . Cette méthode résulte du fait que le courant délivré par la pile se partage de façon identique dans R_2 et R_a .

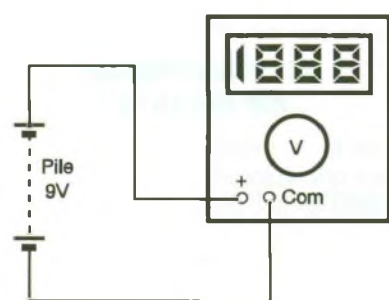
Pour d'autres calibres, on s'arrangera pour que la résistance R_1 soit toujours au moins 100 fois supérieure à la valeur de R_a , afin que le courant débité par la pile puisse être considéré comme constant au cours des deux phases de la mesure.

C) Valeur « efficace » et « efficace vraie »

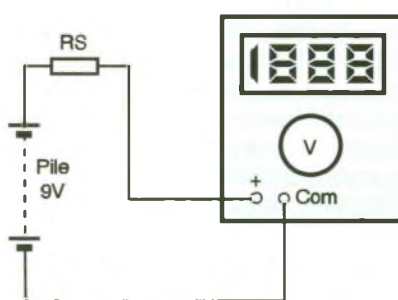
Les multimètres courants qui permettent de mesurer des grandeurs alternatives ne donnent la valeur efficace correcte que si les tensions (ou les courants) sont sinusoïdales. Si nous insistons sur l'aspect sinusoïdal, c'est parce que les indications de ces appareils ne sont valables que pour cette forme de signal, même si l'appareil donne une valeur qui semble plausible pour un signal carré ou triangulaire, celle-ci est certainement fautive si votre multimètre n'est pas un « efficace vrai ». La différence existant entre ces deux types d'appareil est considérable.

Avec un appareil « efficace » (destiné au régime sinusoïdal), par redressement, on transforme la grandeur étudiée en une grandeur continue proportionnelle à sa valeur efficace. Dans cette opération, on fait intervenir le facteur de forme F qui dépend du type de redressement. Le résultat obtenu dépend du facteur de forme F et n'est donc en aucun cas approprié à une autre forme de signal.

Pour un « efficace vrai » (valable pour toutes les formes de signaux), on commence par élever le signal au carré puis on prend la valeur moyen-



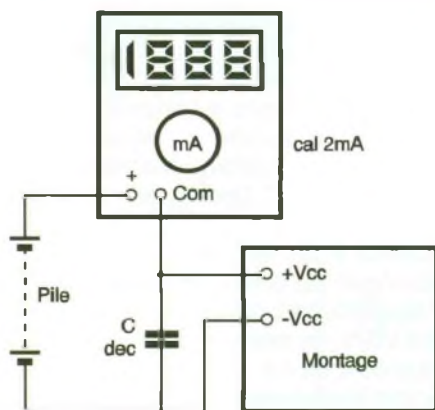
1) Indication V_1



2) R_s telle que $V_2 = V_1 / 2$
 $R_v = R_s$

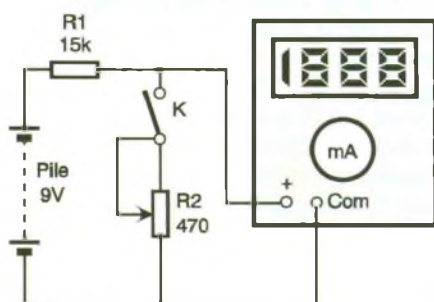
4

DETERMINATION DE LA RÉSISTANCE INTERNE D'UN VOLTMÈTRE.



5

IL FAUT METTRE UN CONDENSATEUR DE DECOUPLAGE SUR L'ENTRÉE ALIMENTATION DU MONTAGE POUR ÉVITER L'ENTRÉE EN OSCILLATION.



6

DETERMINATION DE LA RÉSISTANCE D'UN MILLIAMPÈRE-MÈTRE.

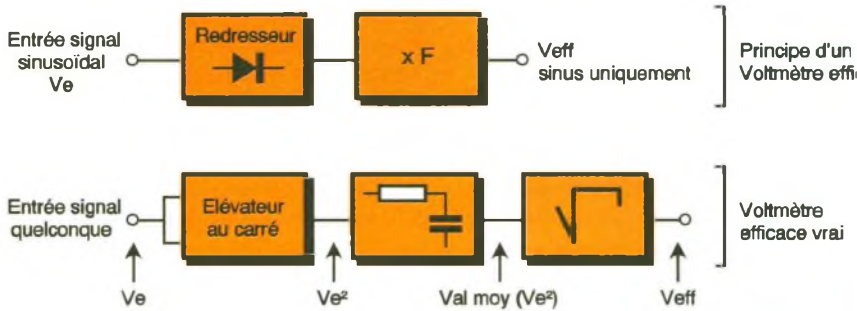
tionnement du montage qu'il est sensé tester, on respectera la règle simple qui veut que son impédance soit 100 fois supérieure à celle des éléments aux bornes desquelles il est connecté.

4° Détermination de la résistance d'entrée d'un voltmètre

Pour connaître la résistance d'entrée R_v d'un voltmètre, on procède comme le montre la figure 4. Dans un premier temps, on note l'indication V_1 donnée par le voltmètre directement connecté aux bornes d'une pile, par exemple, de $9 V$. Dans un second temps, on ajoute en série avec le voltmètre une résistance de valeur telle que l'indication V_2 du voltmètre soit égale à $V_1/2$. La résistance interne R_v est alors égale à la valeur de la résistance utilisée. Pour faciliter l'opération, la résistance peut être remplacée par un potentiomètre.

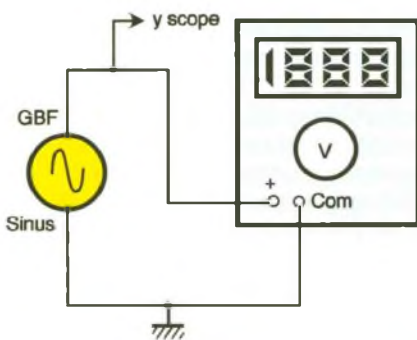
5° Détermination de la résistance d'entrée d'un ampèremètre

Cet appareil ne déroge pas à la règle et perturbe lui aussi les mesures, car il introduit en série avec les éléments auxquels il est connecté sa propre résistance interne R_a . Sur un calibre donné, on peut déduire la valeur de R_a de la chute de tension que certains fabricants mentionnent dans leurs caractéristiques. Sur le calibre $200 mA$, si la chute de tension vaut $dU = 300 mV$, on en déduit que la résistance interne R_a vaut $R_a = dU/I = 1,5 \Omega$, cette valeur passant à 150Ω pour le calibre $2 mA$. Compte tenu



7

PRINCIPE D'UN VOLTMÈTRE EFFICACE ET D'UN EFFICACE VRAI.



8

MONTAGE PERMETTANT DE RELEVER LA BANDE PASSANTE D'UN VOLTMÈTRE.

ne du résultat grâce à un filtre passe-bas. Pour terminer, un dernier sous-ensemble extrait la racine carrée du résultat qui représente par définition la valeur efficace du signal étudié.

La **figure 7** montre, sous forme de schémas fonctionnels, les différences que cela entraîne dans la conception des appareils.

Comme vous pouvez le constater, les opérations précédant l'affichage sont différentes et en particulier pour l'appareil le plus simple, l'affichage tient compte de la forme du signal, ce qui fait que la valeur affichée n'est valable que pour cette forme et non pour les autres.

En conclusion, on retiendra qu'en position alternative, avec un appareil efficace (moins cher qu'un efficace vrai), on ne doit mesurer que des grandeurs sinusoïdales.

D) La bande passante

Qu'il s'agisse des appareils efficaces vrais ou pas, les convertisseurs utilisés pour les signaux alternatifs ont une bande passante qui est généralement réduite à quelques kilohertz (sauf si l'appareil est un haut de gamme). Bien avant cette limite (que l'on a le plus souvent bien du mal à trou-

ver dans les notices), et surtout si celle-ci est donnée à -3 dB comme c'est généralement le cas, la valeur exacte des grandeurs alternatives mesurées est généralement faussée (minorée par rapport à sa valeur réelle). L'atténuation des signaux de fréquence élevée est en partie due à la capacité d'entrée et aux étages redresseurs utilisés pour cette fonction.

Avec un voltmètre alternatif possédant une bande passante à -3 dB de 2 kHz (atténuation de 30 % ! pour cette fréquence), un signal de fréquence 2 kHz de valeur efficace réelle 1V donnera un affichage de 0,7 V. Avec un tel appareil, la valeur réelle n'est affichée que pour les signaux de fréquence inférieure à 500 Hz, ce qui couvre les fréquences industrielles mais ne permet pas d'envisager une utilisation pour la gamme audiofréquence.

Détermination de la bande passante d'un voltmètre alternatif

Ce relevé nécessite un générateur sinusoïdal et, si possible, un oscilloscope permettant de s'assurer que l'amplitude de la sinusoïde est constante quelle que soit sa fréquence. Les différents appareils sont associés comme l'indique la **figure 8**. Si l'on est certain que le GBF délivre un signal d'amplitude constante lorsqu'on fait varier sa fréquence, on peut se dispenser de l'oscilloscope. Pour le calibre 2V, on impose à fréquence basse (50 Hz) une amplitude de telle que le voltmètre étudié affiche par exemple 1 000 mV. On augmente progressivement la fréquence jusqu'à ce que l'affichage passe à 990 mV, ce qui donne la bande passante à 1 %. Toujours en augmentant la fréquence, on pourra noter au passage la bande passante à 10 % (affichage 900 mV) et on terminera par la bande passante à -3 dB correspondant à l'affichage 707 mV (en gros, 70 % de la valeur initiale). On procédera de la même façon pour les autres calibres en prenant des niveaux adaptés puis on notera avec soin ces résultats pour chaque calibre sur la notice de l'ap-

pareil pour une utilisation ultérieure réfléchi. Cette méthode repose bien évidemment sur la stabilité du niveau délivré par le générateur, d'où l'intérêt du scope dont la bande passante doit être supérieure à celle que l'on cherche à déterminer, mais cette condition est généralement satisfaite par tous les appareils courants.

Ces nombreuses précisions concernant l'appareil lui-même étant rappelées, nous compléterons celles-ci par quelques remarques concernant la façon d'effectuer les mesures elles-mêmes.

II – Techniques de mesure

Il est évident que nous n'aborderons que quelques points, car ce domaine est encore plus vaste que le précédent et chaque mesure peut souvent être abordée de différentes manières plus ou moins satisfaisantes. Ce sont donc des conseils généraux que nous donnerons pour vous éviter des erreurs grossières.

A) La mesure d'un composant doit se faire dans les conditions d'utilisation

Pour illustrer l'intérêt que revêt cet aspect, il suffit de prendre une ampoule à incandescence, par exemple un modèle 60 W/220 V, et d'en mesurer la résistance à l'ohmmètre. Si vous effectuez cette mesure, vous trouverez probablement une valeur de l'ordre de 60 Ω comme nous l'avons nous-même vérifié. Or, si l'on procède à un rapide calcul, on s'aperçoit qu'une résistance de 60 Ω , aux bornes de laquelle on impose 220 V, est traversée par un courant proche de 4 A = ($I = U/R$), ce qui conduit à une puissance dissipée de près de 880 W ($P = U.I$), ce qui est loin des 60 W annoncés par le fabricant (se serait-il trompé ?). La réponse est négative et l'explication on ne peut plus simple, car la résistance du filament augmente très fortement avec la température, ce qui fait que sous 220 V, la résistance du filament atteint près de 800 Ω (température proche de 2 000 °C) et le courant chute à 0,27 A. Lors de la mesure à l'ohmmètre, le filament soumis à une tension de quelques dixièmes de volt reste froid, donc peu résistant. Cet exemple simple suffit à comprendre l'intérêt d'effectuer les mesures dans les conditions normales d'utilisation du matériel testé. Pour les composants électroniques, les phénomènes sont identiques et il ne faut pas être surpris si un transistor de

puissance qui possède une amplification en courant β de 80 quand il passe sur votre testeur ne donne pas ce que vous en attendez quand il débite 4 ou 5 A, tout simplement parce que son β est passé de 80 à 15 et que, dans le même temps, son V_{cesat} est passé de 20 mV à 1,8 V. Nous limiterons ce paragraphe à ces deux exemples en sachant que ces enseignements doivent être étendus à tous les domaines.

B) La méthode de mesure doit être adaptée au composant et aux appareils de mesure

Les méthodes de mesure amont et aval des résistances sont une illustra-

tion parfaite de ce conseil. Rappelons en effet que la méthode voltampéremétrique qu'il convient d'adopter pour mesurer une résistance de faible valeur est la méthode aval (**fig. 9a**), alors que pour de fortes résistances, on utilise le montage amont (**fig. 9b**). Dans le montage aval, la chute de tension dans la résistance interne de l'ampèremètre (pas forcément négligeable devant la résistance inconnue R_x) n'est pas prise en considération par le voltmètre. Dans le montage amont, c'est le courant absorbé par le voltmètre qui n'est pas pris en considération par l'ampèremètre. Pour savoir quelle est la meilleure des méthodes à adopter pour une résistance inconnue R_x , en appelant « a » la résistance de l'ampèremètre et « v » celle du voltmètre, on démontre que si R_x est très supérieure à \sqrt{av} (av), on doit adopter le montage amont, alors que si R_x est très inférieure à \sqrt{av} (av), c'est le montage aval qui s'impose. Si R_x est du même ordre de grandeur que \sqrt{av} (av), on devra changer de type d'appareil ou utiliser une toute autre méthode (comparaison, etc.). Si la résistance R_x est totalement inconnue au départ, on choisit arbitrairement une méthode, quitte à refaire les mesures avec la seconde si l'on s'aperçoit que la condition d'utilisation de celle-ci n'est pas respectée.

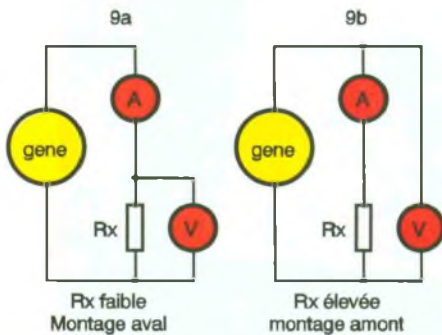
lèle d'une résistance R_a comme le montre la **figure 11**.

Pour mémoire, avec le montage 10a, pour K fermé, on note l'indication V_1 donnée par le voltmètre (ou l'oscilloscope) disposé sur l'entrée du montage. On ouvre ensuite K et on agit sur R_v de façon que l'indication V_2 du voltmètre soit égale à $V_1/2$. On a alors $R_e = R_v$. Cette opération est grandement facilitée si R_v est une boîte à décade, ce qui évite une mesure de R_v à l'ohmmètre.

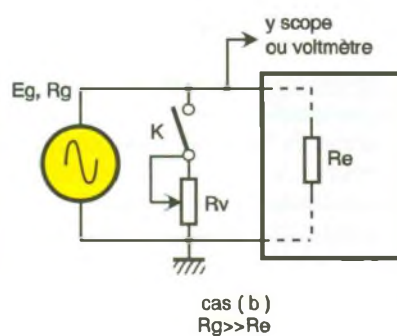
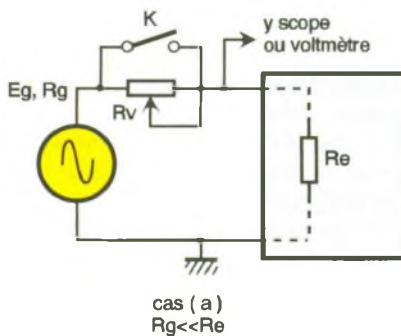
Avec le montage 10b, pour K ouvert, on note l'indication V_1 de l'appareil de mesure. On ferme ensuite K et on agit sur R_v pour que l'indication V_2 soit égale à $V_1/2$. Ici encore, $R_e = R_v$. Une fois la valeur de R_e déterminée par une méthode quelconque, on se souvient qu'il faut comparer celle-ci à R_g et éventuellement recommencer la mesure si les conditions d'application ne sont pas respectées.

Nous limiterons ici nos conseils concernant la façon d'effectuer correctement des mesures car les deux grandes règles énoncées évitent déjà bien des erreurs quand elles sont bien appliquées. Nous ajouterons simplement la remarque suivante qui résume assez bien l'esprit de cet exposé : après avoir effectué une mesure, il faut toujours se demander si le résultat obtenu est cohérent. Pour cela, il faut tenir compte des conditions expérimentales et du matériel utilisés, et non prendre à la lettre le résultat mesuré qui, s'il ne correspond pas à l'attente, risque de vous engager dans des modifications du montage étudié totalement inutiles puisqu'en réalité c'est la mesure qui est à mettre en cause et non le montage lui-même.

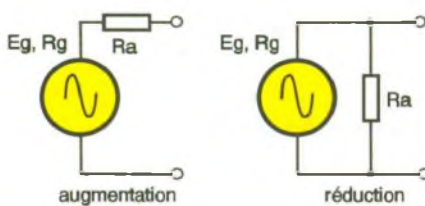
F. JONGBLOËT



9 MESURE D'UNE RÉSISTANCE PAR LA METHODE VOLTAMPÉREMÉTRIQUE.

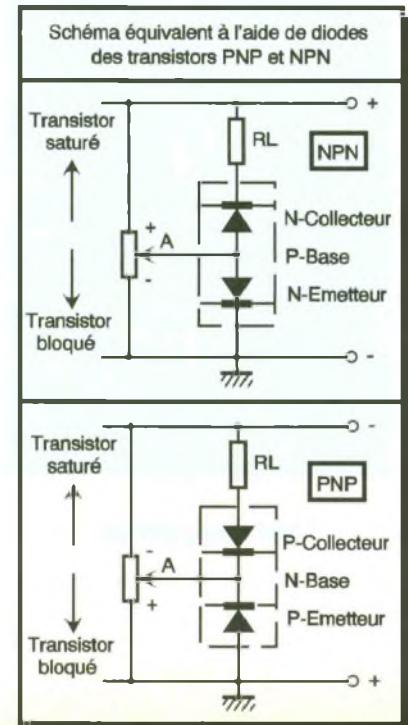


10 MESURE DE LA RESISTANCE D'ENTRÉE D'UN MONTAGE.



11 AUGMENTATION ET REDUCTION DE LA RESISTANCE INTERNE D'UN GENERATEUR.

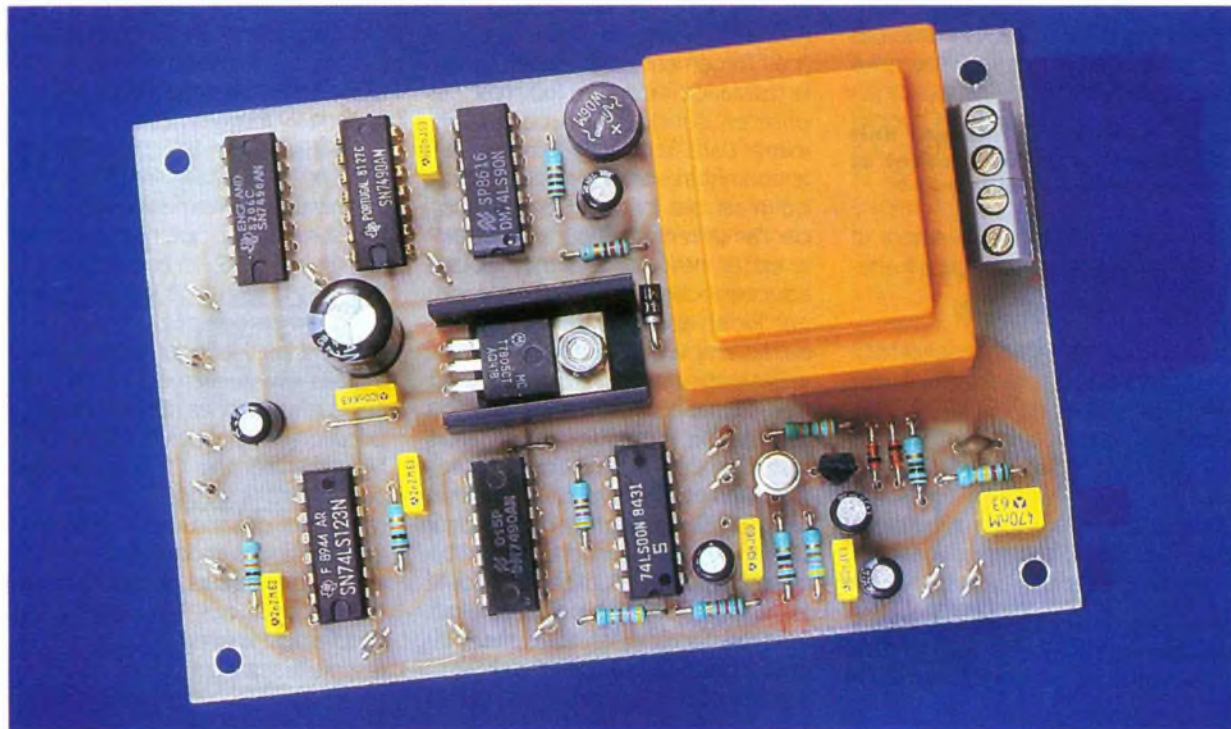
Le même problème se rencontre en électronique lorsqu'on mesure la résistance d'entrée d'un montage (amplificateur BF, quadripôle, filtre, etc.) conformément au principe décrit à la **figure 10**. Si la résistance interne R_g du générateur BF est faible ($R_g < R_e/100$) devant la résistance inconnue R_e , on adopte le montage « a » ; dans le cas contraire ($R_g > R_e/100$), on prend le montage « b ». Si R_e appartient à la fourchette ($R_g/100 ; 100 R_g$), on peut choisir une autre méthode ou plus simplement modifier artificiellement la résistance interne R_g par mise en série ou en paral-





FREQUENCEMETRE

1 Hz - 10 MHz



Le principal avantage de ce fréquence-mètre, peu encombrant, est de ne nécessiter aucun étalonnage de sa base de temps. Economique, grâce à l'utilisation de composants courants, il n'en est pas moins précis et de réalisation facile. Son affichage en module séparé rend aisée son installation au sein d'appareils comme, par exemple, un générateur de fonction.

Introduction

Le fréquence-mètre numérique est l'un des appareils de mesure les plus précis. Avec un tel appareil il est

courant d'étalonner un quelconque oscillateur avec une précision de 0,0001 %, alors que la mesure d'une tension, d'une intensité, d'une résistance est généralement donnée entre 0,1 % et 5 %.

Grâce à la stabilité de la fréquence du réseau secteur, il est possible d'atteindre facilement une précision suffisante, sans étalonnage de la base de temps. Bien sûr, nous aurions pu vous proposer un fréquence-mètre piloté par quartz, mais il aurait été soit plus encombrant, soit plus coûteux et, dans les deux cas, la base de temps aurait nécessité un étalonnage. De plus, les circuits intégrés spécialisés dans la mesure de fréquences, comme ceux proposés par Intersil, sont souvent d'approvisionnement difficile et la moindre erreur lors de la mise au point coûte cher...

La base de temps obtenue à partir du 50 Hz du secteur est constituée de trois sources, délivrant chacune un signal carré, dont l'état haut correspond à un intervalle de temps de mesure.

Ses intervalles sont de :

- 1 s pour le calibre 1 Hz-9999 Hz.
- 0,1 s pour les calibres 10 Hz-99,99 kHz et 100 Hz-999,9 kHz.

- 0,01 s pour le calibre 1 kHz-9,999 MHz.

Par ailleurs, la sensibilité d'entrée de notre fréquence-mètre est d'au moins 20 mVeff jusqu'à 100 kHz et de 70 mVeff à 8 MHz. De plus, une protection contre les tensions alternatives élevées est prévue.

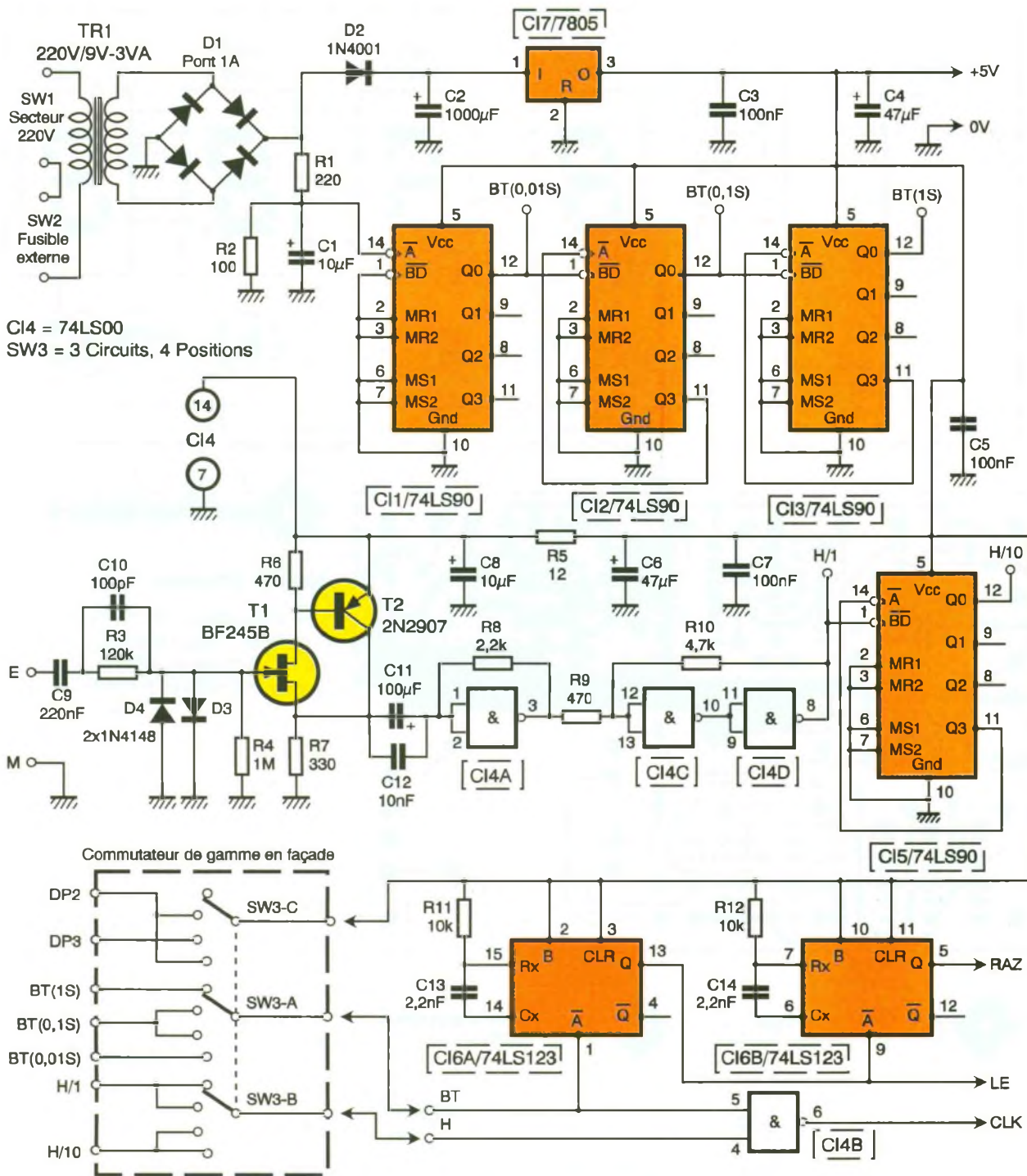
Ces caractéristiques d'ensemble vous permettent l'utilisation de ce fréquence-mètre aussi bien dans des domaines analogiques que numériques. Par exemple, branché définitivement sur la sortie synchro extérieure d'un générateur de fonction, les relevés de courbes n'en deviendront que plus précis.

Le schéma

La figure 1 donne le schéma structurel du fréquence-mètre, constitué de trois parties principales : la base de temps, l'étage d'entrée, l'affichage.

La base de temps

La tension secteur 220 V est abaissée à 9 Veff par le transformateur TR₁, qui assure également l'isolation galvanique du montage. La tension secondaire est redressée par le pont de diodes D₁. A ce stade, d'une



1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

part, le signal redressé traverse D_2 pour être filtré et régulé à 5V, afin d'alimenter les circuits intégrés TTL du montage, d'autre part, le pont de résistances R_1 et R_2 ainsi que le condensateur C_1 adaptent et filtrent le signal redressé pour attaquer l'entrée TTL de CI_1 .

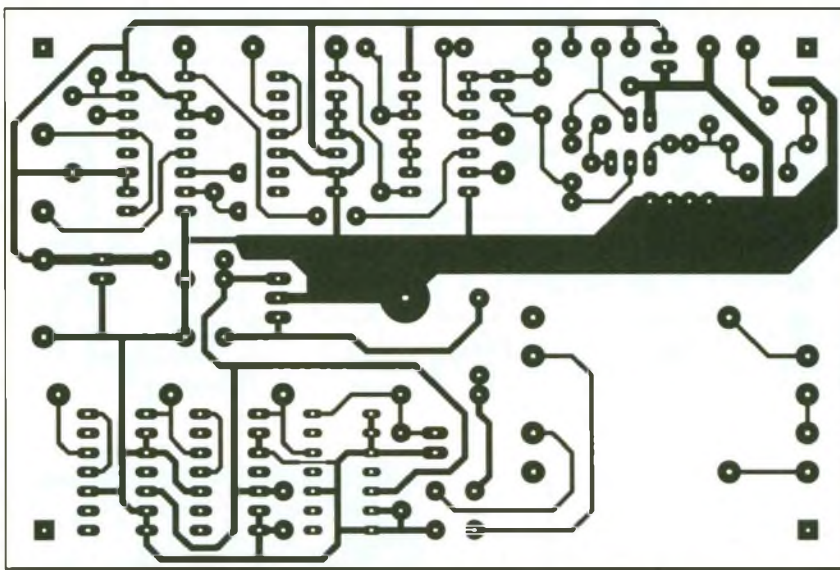
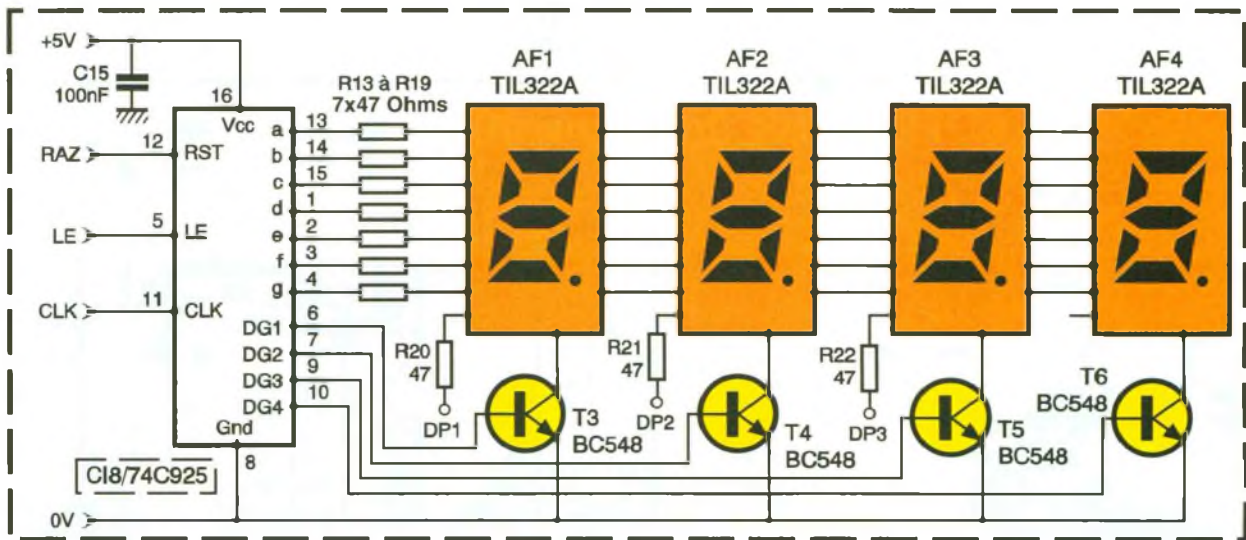
Ce circuit intégré 74LS90 contient un diviseur par 2 et un compteur binaire permettant une division par 5. Ces deux sous-ensembles peuvent être utilisés indépendamment ou en as-

sociation pour aboutir à un diviseur par 10. Selon que le diviseur par 2 est placé avant ou après le compteur binaire, le signal divisé par 10 est rectangulaire ou carré.

Pour CI_1 , seule la bascule de division par deux est utilisée pour obtenir, à partir du signal redressé de fréquence 100 Hz, un signal carré de 50 Hz dont la durée d'un état haut est de 0,01 s.

Des bases de temps de 0,1 s et 1 s sont obtenues avec deux divisions par 10 successives du signal de 50 Hz. Pour ce faire, chaque étage fait appel à un 7490, utilisé en diviseur par 10, dont le signal de sortie

est symétrique. Les circuits intégrés CI_2 et CI_3 remplissent cette fonction. Le palier haut du signal carré issu de la base de temps est utilisé comme durée de comptabilisation du nombre de périodes du signal d'entrée. Ainsi, pour une durée de palier de 1 s, soit un signal de base de temps de 0,5 Hz, le nombre de périodes correspond directement à la fréquence du signal mesuré. Les durées de 0,1 s et 0,01 s sont utilisées pour des mesures de fréquences élevées, le nombre de périodes comptabilisées correspondant alors à des dizaines ou des centaines de hertz.



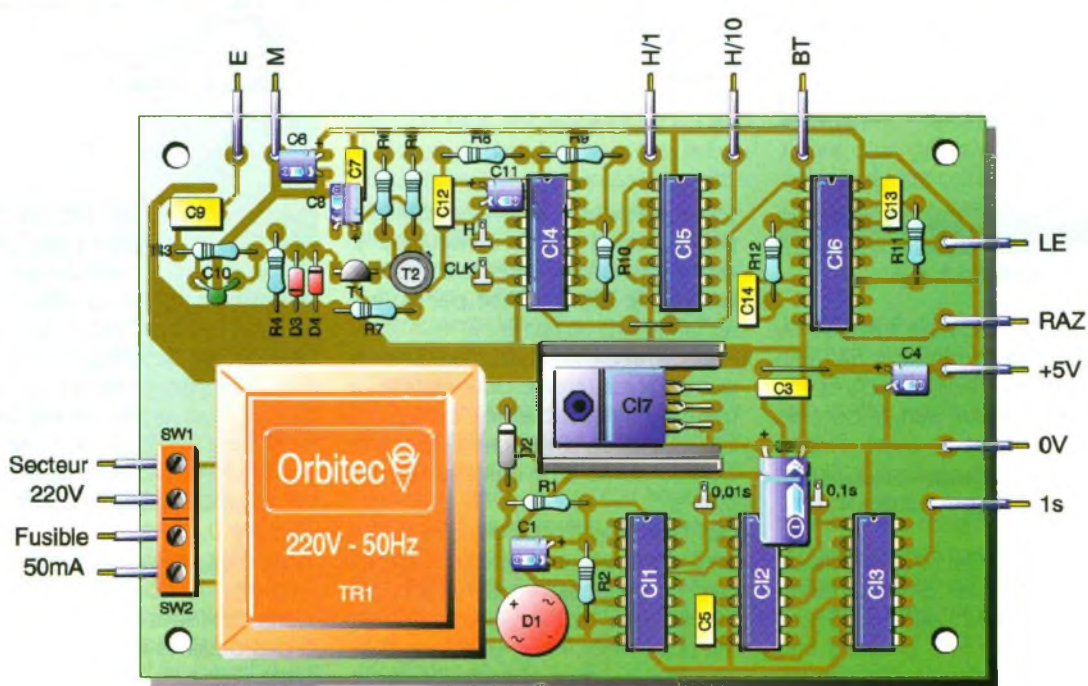
2 LE SCHEMA DE L’AFFICHAGE.

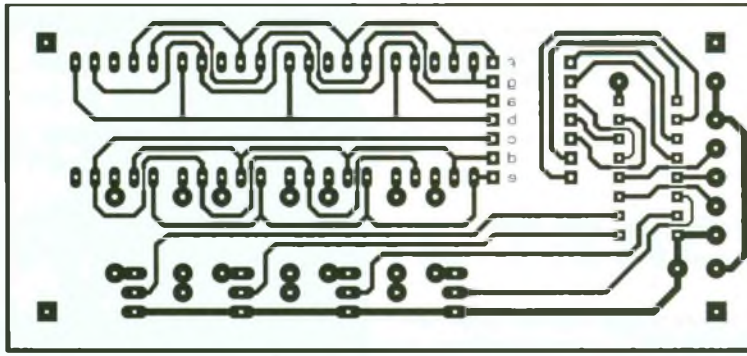
L’étage d’entrée

Une impédance d’entrée élevée de l’ordre de $1\text{ M}\Omega$, fixée par la résistance R_4 , est obtenue grâce au transistor à effet de champ T_1 . La protection contre les tensions alternatives élevées est assurée par la résistance R_3 et les diodes D_3 et D_4 qui opèrent un écrêtage du signal à $\pm 0,7\text{ V}$. Le condensateur C_9 isole la composante continue éventuelle du signal d’entrée et la vitesse de réponse aux fréquences élevées est améliorée par le condensateur C_{10} . Ensuite, le transistor T_2 adapte le signal aux exigences d’une entrée TTL LS, les condensateurs C_{11} et C_{12} assurant la liaison avec CI_{4A} . La résistance R_8 linéarise cette porte, qui se comporte alors en amplificateur. Le signal

3 LE CIRCUIT DU MODULE DE COMPTAGE.

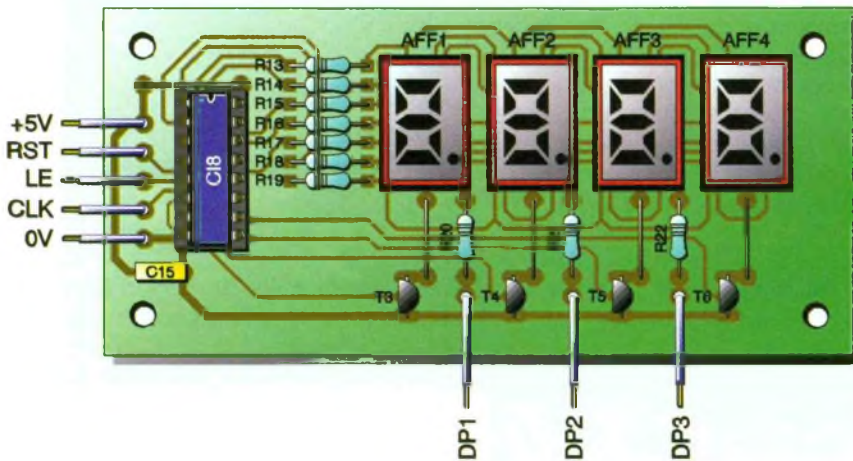
4 L’IMPLANTATION DU MODULE DE COMPTAGE.





5 LE CIRCUIT DE L'AFFICHEUR.

6 L'IMPLANTATION DE L'AFFICHEUR.



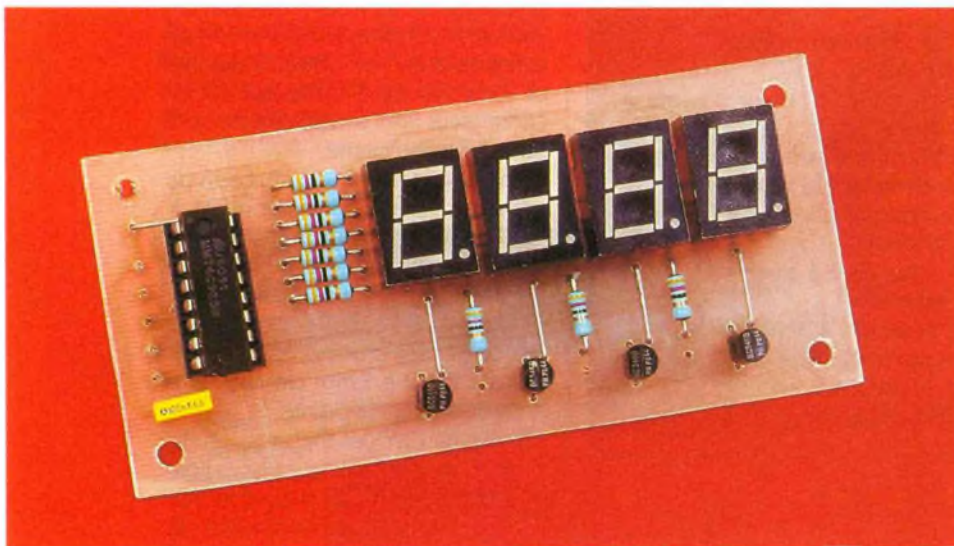
résultant est appliqué à un trigger de Schmitt, réalisé avec deux portes NAND. Cette association constitue un tampon et les deux résistances R_9 et R_{10} introduisent l'hystérésis. La sortie du trigger de Schmitt fournit des créneaux logiques à comptabiliser. Elle est également appliquée à un diviseur par 10, C_{15} , autre 7490, dont la sortie est prévue pour ramener les fréquences très élevées dans une gamme adaptée à la base de temps. Le réseau R_5/C_9 filtre l'alimentation de l'étage d'entrée.

L'affichage

La comptabilisation des périodes du signal mesuré est confiée à un circuit intégré spécialisé, le 74C925 de National Semiconductor.

Ce circuit intègre à la fois un compteur 4 chiffres, un décodeur 7 segments, un multiplexeur pour la commande de l'affichage de la mesure, des tampons de sortie et un verrou

LE MODULE D'AFFICHAGE.



pour la mémorisation de la valeur comptée.

Quatre afficheurs à cathodes communes sont par conséquent mis en parallèle sur les sorties décodées 7 segments a, b, c, d, e, f et g. Les transistors T_3 à T_6 fonctionnant en commutation assurent la sélection d'un afficheur parmi quatre, selon le multiplexage. Un seul transistor saturé, pendant que les trois autres sont bloqués, établit le circuit d'alimentation de l'afficheur qui lui est associé. Les résistances R_{13} à R_{19} participent à la limitation du courant dans chaque diode électroluminescente d'un segment d'un afficheur.

Le fonctionnement du 74C925 est très simple. Son compteur interne est remis à zéro par un front montant sur son entrée RESET, broche 12. Le signal d'horloge, provoquant l'incrément du compteur interne, est appliqué à la broche 11. Et finalement, pour mémoriser le résultat, un front montant doit être appliqué à l'entrée LE (*latch enable*), broche 5 de C_{18} .

Le signal d'horloge de C_{18} est fourni par la porte C_{14B} qui conjugue le signal d'entrée, divisé ou non par 10, et le signal de la base de temps sélectionné, de sorte que C_{18} reçoive des impulsions d'horloge pendant la durée d'une demi-période du signal de la base de temps (un niveau 0 à l'entrée d'une porte NAND bloquant sa sortie à l'état haut).

Une fois la durée de comptage terminée, la mémorisation du résultat doit être déclenchée. C'est le rôle de C_{16A} , un monostable déclenché par le front descendant du signal de base de temps. La sortie de ce monostable applique une impulsion de quelques microsecondes à l'entrée LE du 74C925, transférant ainsi le résultat vers l'affichage. Ensuite, le compteur doit être réinitialisé. C'est pourquoi, la sortie du monostable C_{16A} est aussi appliquée à l'entrée d'un second monostable, également déclenché sur un front descendant, donc consécutivement à la mémorisation du résultat. L'impulsion de sortie du second monostable est ainsi appliquée à l'entrée de remise à zéro de C_{18} . Le cycle peut dès lors se poursuivre et le résultat de la mesure est mis à jour au rythme de la fréquence du signal de la base de temps.

Un commutateur rotatif de trois circuits assure la bonne sélection du signal de base de temps en fonction de la gamme de mesure souhaitée. De même, il permet le choix entre un signal d'horloge de fréquence fidèle au signal d'entrée ou divisée par 10.

La dernière fonction de ce commutateur est la sélection du point décimal, toujours en fonction de la gamme de mesures.

La réalisation

La **figure 2** représente le tracé des pistes du circuit imprimé de la carte principale supportant la base de temps, l'étage d'entrée avec son diviseur par 10 et les signaux de contrôle du compteur dont la **figure 3** donne le tracé des pistes de son circuit imprimé. Ces deux tracés ne présentent aucune difficulté de reproduction et vous pourrez les reproduire par la méthode de votre choix.

Une fois les deux circuits imprimés gravés et percés, l'implantation des composants est entreprise conformément aux **figures 4** et **5**.

Un câble en nappe ou de simples câbles torsadés établiront les liaisons entre les deux modules. Des

longueurs excessives sont à éviter. Pour une meilleure protection, la tension de service du condensateur C_9 peut être choisie égale à 250V.

Un radiateur est nécessaire pour favoriser la dissipation du régulateur. Un modèle ML26 est suffisant. Toutefois, la technologie TTL LS est préférable à la TTL standard si l'on souhaite minimiser la consommation et, par voie de conséquence, la dissipation du régulateur.

Aucune mise au point n'est nécessaire et le montage doit fonctionner dès sa mise sous tension. Un soin particulier est néanmoins recommandé pour le câblage du commutateur de changement de gamme. Pour les essais, de simples cordons munis de pinces crocodile simuleront les liaisons du commutateur. Un premier test simple peut alors être accompli par la mesure d'un signal de 50Hz, pris sur le secondaire d'un transformateur branché sur le secteur.

Hervé CADINOT

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

R₁ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)
R₂ : 100 Ω (marron, noir, marron)
R₃ : 120 kΩ 1/2 W (marron, rouge, jaune)
R₄ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
R₅ : 12 Ω (marron, rouge, noir)
R₆, R₇ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R₇ : 330 Ω (orange, orange, marron)
R₈ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
R₁₀ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)
R₁₁, R₁₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
R₁₃ à R₂₂ : 47 Ω (jaune, violet, noir)

Condensateurs

C₁ : 10 μF/10 V
C₂ : 1 000 μF/16 V
C₃, C₅, C₇, C₁₅ : 100 nF
C₄, C₆ : 47 μF/10 V
C₈ : 10 μF/10 V
C₉ : 220 nF à 470 nF
C₁₀ : 100 pF
C₁₁ : 100 μF/10 V

C₁₂ : 10 nF
C₁₃, C₁₄ : 2,2 nF

Semi-conducteurs

D₁ : pont 1 A/50 V
D₂ : 1N4001
D₃, D₄ : 1N4148
AF₁ à AF₄ : TIL322A (afficheur 7 segments à cathodes communes)
T₁ : BF245B
T₂ : 2N2907
T₃, T₄, T₅, T₆ : BC548
CI₁ : 74LS90
CI₂, CI₃, CI₅ : 7490, 74LS90
CI₄ : 74LS00
CI₆ : 74LS123
CI₇ : 7805
CI₈ : 74C925

Divers

TR₁ : transformateur 220 V/9 V - 3 VA
SW₁, SW₂ : bornier 2 plots à souder
SW₃ : commutateur rotatif 3 circuits 4 positions 1 dissipateur ML26 (pour TO220)
1 boulon M3 avec rondelle éventail
1 support DIP16
1 porte-fusible pour façade
1 fusible 50 mA
14 cosses poignard

Les deux montages que nous vous proposons de réaliser maintenant sont conçus afin d'effectuer des mesures et des contrôles sur des circuits HF. De réalisation ultra-simple, ils permettront cependant de procéder à des vérifications qui permettront éventuellement de déceler une panne.

LA SONDE HF

Le schéma de principe est donné en **figure 1**. Il est de conception simple puisque n'utilisant que quelques composants passifs et une diode de redressement. Cette diode sera une diode de détection de type AA119 ou BAT82. L'impédance d'entrée est fixée par la résistance R_1 à 50 Ω. Les tensions HF prélevées sont ensuite redressées par la diode D_1 puis filtrées par C_1 et C_2 , et l'on dispose en sortie d'une tension pouvant être lue sur l'écran d'un oscilloscope. Les signaux sont prélevés sur le circuit à tester à l'aide d'une pointe de touche qui sera solidaire du circuit imprimé.

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 2** et apparaît aussi simple que le schéma théorique. On utilisera le schéma d'implantation de la **figure 3** afin de câbler la platine. La sortie du signal s'effectue sur un connecteur BNC soudé directement sur le circuit imprimé.

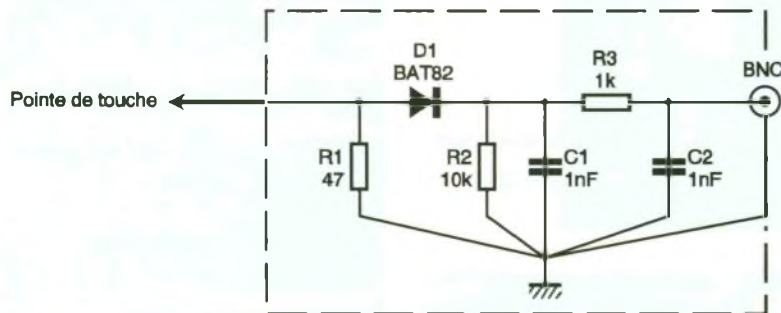
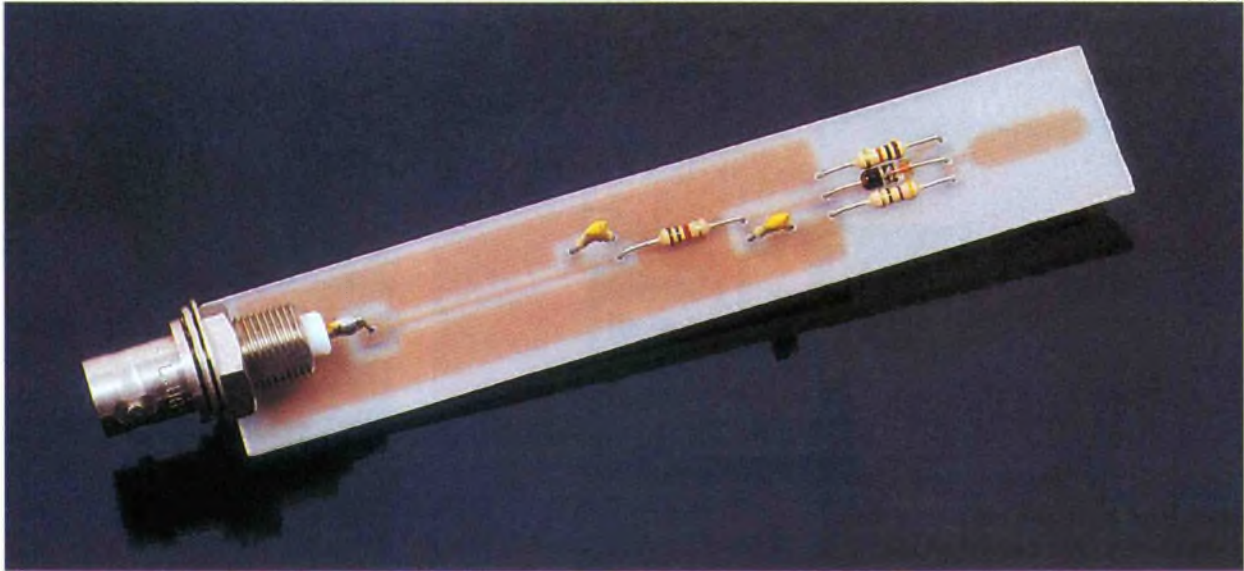
Le montage achevé, le circuit sera de préférence placé dans un petit boîtier métallique afin d'éviter tout rayonnement interpestif qui pourrait éventuellement fausser les mesures. La pointe de touche pourra être constituée d'une petite tige métallique de 2 à 3 mm de diamètre dont on affûtera la pointe.

Afin d'effectuer des mesures, il suffira de relier le connecteur BNC à l'oscilloscope à l'aide d'un cordon muni à chacune de ses extrémités de connecteurs mâles.



SPECIAL MESURES

DEUX SONDES DE MESURE : SONDE HF ET SIGNAL TRACER



1

LE SCHEMA DE LA SONDE.

LE SIGNAL TRACER

Lorsque l'on réalise un récepteur radio et que l'on ne parvient pas à le faire fonctionner, il est toujours extrêmement délicat de localiser la panne. On ne peut, sans appareillage, déterminer l'origine de cette der-

nière : comment savoir si c'est l'étage d'entrée HF ou la chaîne d'amplification FI qui montre des signes de faiblesse ?

Le signal tracer permet dans la majorité des cas de localiser le maillon défaillant. Son principe est d'injecter un signal en entrée de l'étage de la fréquence intermédiaire. Si ce signal est récupéré en sortie, c'est-à-dire audible en sortie de l'amplificateur

BF, la chaîne FI n'est pas en cause et l'on peut à coup sûr en déduire que c'est l'étage d'entrée HF qui ne fonctionne pas.

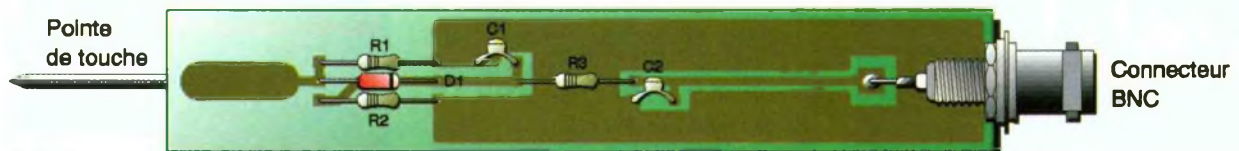
Par ailleurs, ce signal tracer pourra être également utilisé dans le domaine de la BF afin de déceler, par exemple, à quel endroit d'un amplificateur se situe une panne. Il suffira pour cela d'injecter le signal en entrée puis de constater sur l'oscilloscope, en pointant sa sonde à divers endroits, à partir de quel moment le signal n'est plus visible. Le dernier étage testé sera obligatoirement celui présentant la panne.

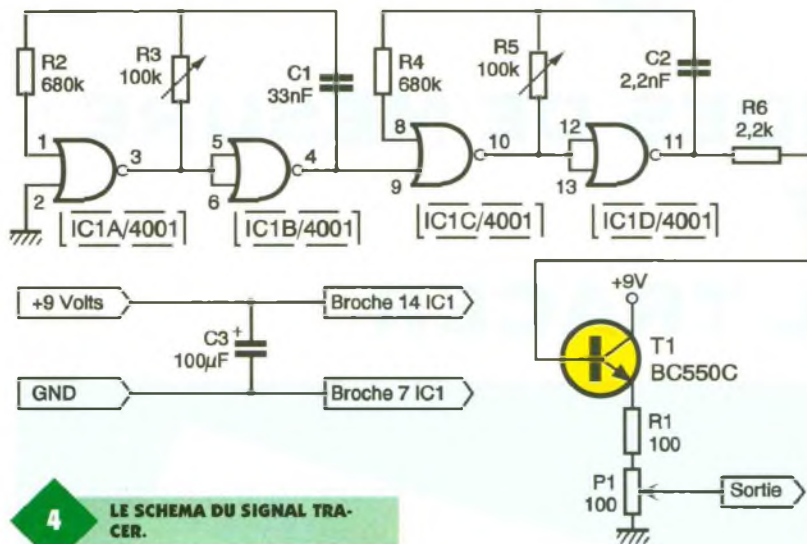
Le schéma de principe du signal tracer est donné en **figure 4**. Son principe de fonctionnement en est très simple : deux des portes d'un circuit intégré 4001 sont montées en multivibrateur astable et produisent un signal carré d'une fréquence de 1 000 Hz. Cette fréquence est déterminée par la résistance ajustable R_3 de 100 k Ω et le condensateur C_1 de



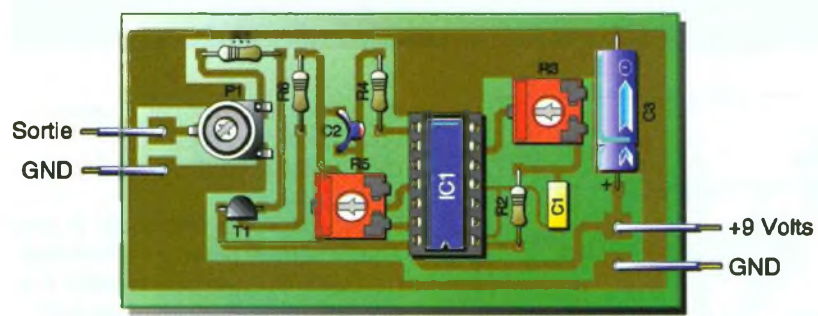
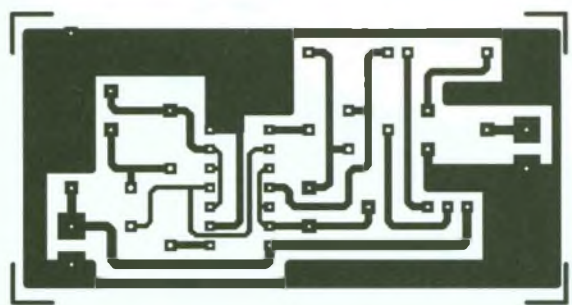
2/3

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS DE LA SONDE.



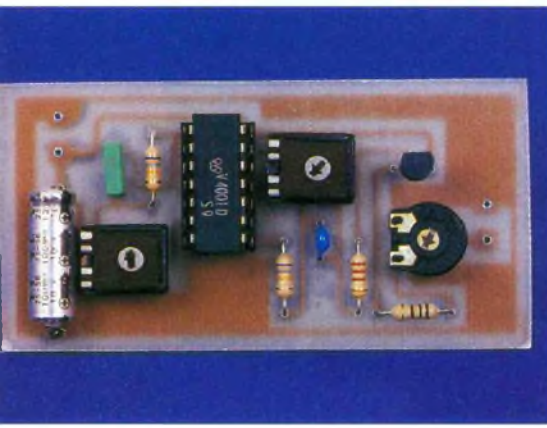


4 LE SCHEMA DU SIGNAL TRACER.



33 nF. Il est évident que R_3 sera utilisée afin d'ajuster la fréquence de sortie à la valeur souhaitée. Ce signal à 1000 Hz commande la mise en fonction d'un second multivibrateur astable identique au premier en ce qui concerne sa configuration. En revanche, sa fréquence de

LE SIGNAL TRACER.



5/6 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS DU SIGNAL TRACER.

fonctionnement a été fixée à une valeur de 151,6 kHz. La mise en marche de ce multivibrateur ne s'effectuera que lorsque la broche 9 de IC₁ recevra un niveau bas. On en conclut immédiatement la forme du signal de sortie qui se présentera sous l'aspect d'un signal carré à 1000 Hz contenant un signal carré à 151,6 kHz. Cette valeur a été fixée afin d'utiliser les harmoniques du signal, soit 455 kHz, valeur de la fréquence intermédiaire de certain récepteurs. Le signal de sortie du second oscillateur attaque le transistor T₁ sur l'émetteur duquel on peut récupérer le signal, signal dont l'amplitude pourra être ajustée entre 0 et 4 V à l'aide de la résistance ajustable P₁. La consommation du montage étant insignifiante, son alimentation pourra être confiée à une pile de 9 V. Un condensateur d'une valeur de 100 µF filtre cette tension.

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 5** et la **figure 6** représente le schéma d'implantation à l'aide duquel on câblera la platine. Le circuit intégré IC₁ sera placé sur un support afin de s'affranchir des précautions de soudage des circuits CMOS. Le transistor T₁ pourra être d'un type quelconque : BC550C, BC547C, 2N2222, etc. La sortie du signal pourra s'effectuer sur une pointe de touche via une capacité de liaison de 100 pF, la masse entre la sonde et le circuit en test se fera à l'aide d'un cordon muni d'une pince crocodile. Les réglages se limiteront à ajuster les résistances variables R_3 et R_5 afin d'obtenir les fréquences indiquées plus haut.

Patrice OGUIC

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

SONDE HF

- Semi-conducteur**
- D₁ : BAT82, AA119
- Résistances**
- R₁ : 47 Ω (jaune, violet, noir)
- R₂ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
- R₃ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
- Condensateurs**
- C₁, C₃ : 1 nF
- Divers**
- 1 connecteur BNC

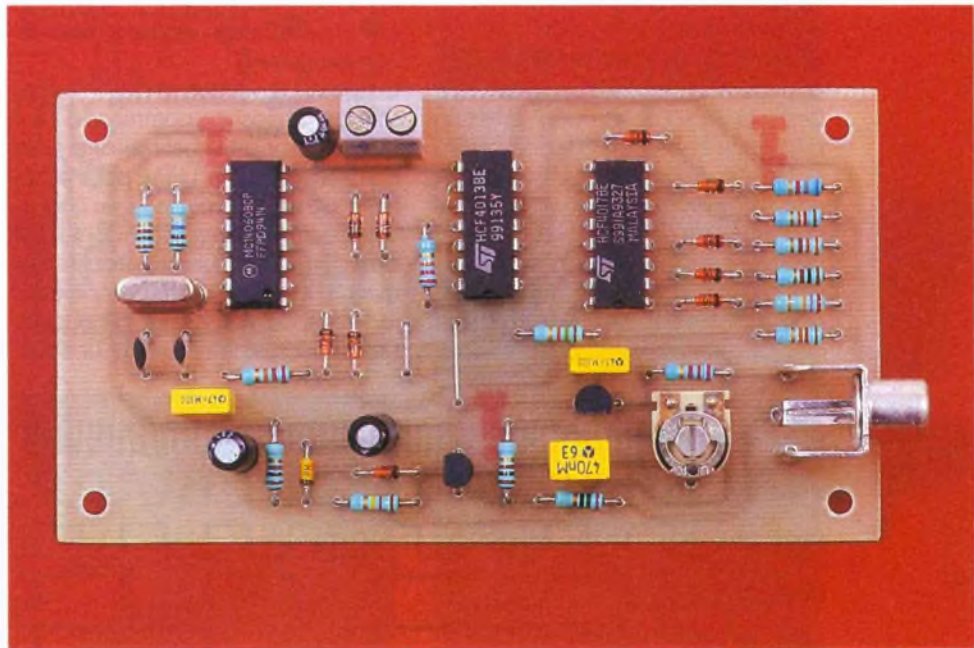
SIGNAL TRACER

- Circuit intégré**
- IC₁ : CMOS 4001
- Semi-conducteur**
- T₁ : BC550C, BC547C, 2N2222
- Résistances**
- R₁ : 100 Ω (marron, noir, marron)
- R₂, R₄ : 680 kΩ (bleu, gris, jaune)
- R₃, R₅ : résistances ajustables 100 kΩ
- R₆ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)
- P₁ : résistance ajustable 100 Ω
- Condensateurs**
- C₁ : 33 nF
- C₂ : 2,2 nF
- C₃ : 100 µF 16 V



SIGNAL TRACER VIDEO

Ce signal tracer vidéo est un générateur économique d'un signal vidéo de luminance, très utile pour la mise au point ou le dépannage de circuits vidéo. Le signal vidéo généré est constitué des tops de synchronisation ligne et d'un signal de luminance en forme de marches d'escalier.



Injecté à l'entrée d'un moniteur ou à l'entrée vidéo d'un téléviseur, une mire de barres de luminance décroissante est alors visualisée sous l'aspect d'un dégradé de gris.

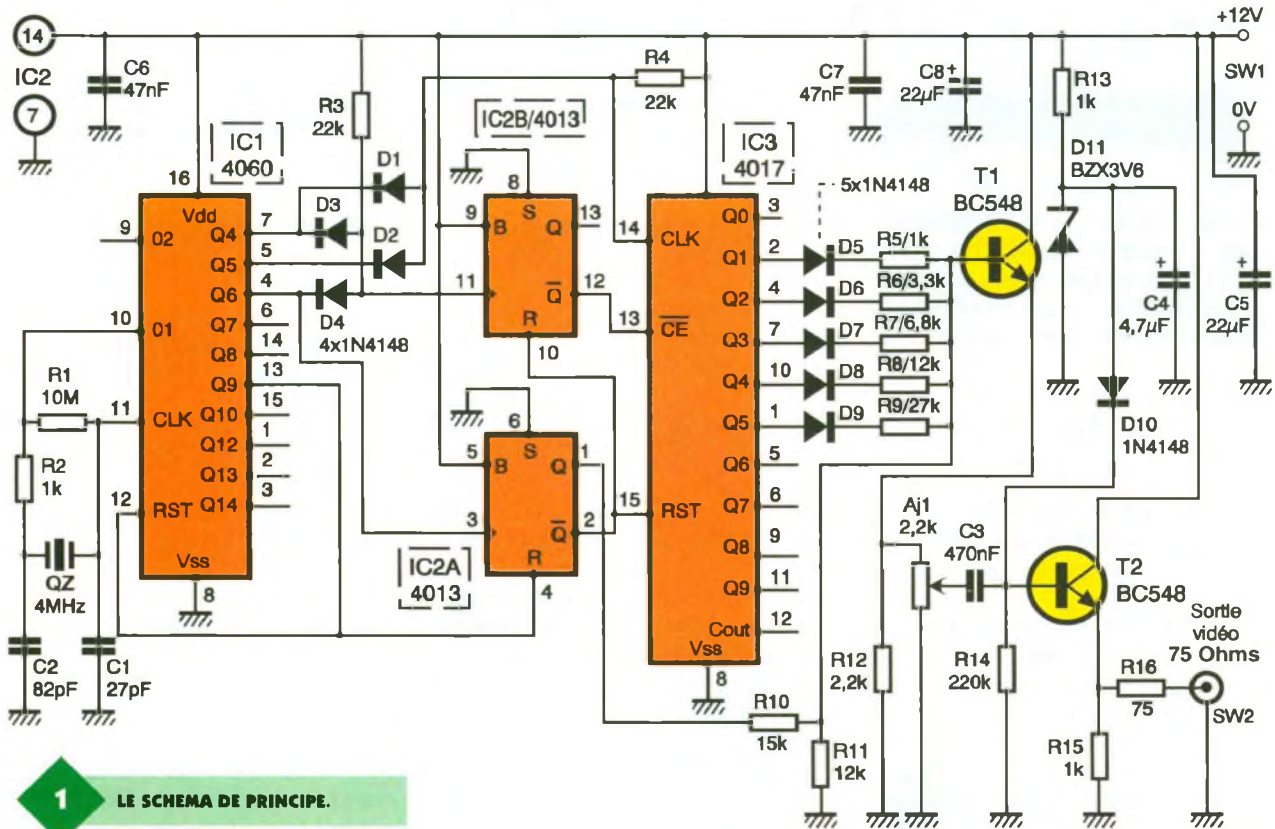
Le schéma (fig. 1)

Un oscillateur à quartz est à la base de la stabilité et de la précision de la fréquence du signal vidéo. Cet oscil-

lateur est réalisé avec deux inverseurs logiques contenus dans un 4060, circuit intégré CMOS très attrayant puisqu'il contient également un compteur de 14 étages. Chaque étage de ce compteur divise successivement la fréquence de l'oscillateur par 2. L'oscillateur travaille en mode parallèle. La porte logique prise entre les bornes 10 et 11 de IC₁, associée à la résistance R₁, fonction-

ne en amplificateur inverseur à très forte impédance d'entrée. La résistance R₂ limite la dissipation du cristal. Les condensateurs C₁ et C₂ forment, avec la capacité série du quartz, un diviseur de tension capacitif. La précision de la fréquence d'oscillation dépend de la valeur de ces condensateurs.

Cette fréquence est fixée par le quartz dont la valeur a été choisie de



1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

4 MHz, multiple de la fréquence ligne. La fréquence ligne étant de 15 625 Hz, la fréquence de l'oscillateur devra être divisée par :

$$4 \times 10^6 / 15\,625 = 256 = 2^8$$

La sortie Q₈ de 4060 est ainsi un signal carré de fréquence 15 625 Hz. Dès lors, la sortie Q₉ doit remettre périodiquement à zéro le compteur. La fréquence ligne étant ainsi obtenue, il convient de créer le signal de synchronisation, signal rectangulaire périodique dont l'état bas correspond au top de synchronisation. La simplicité est obtenue avec une bascule D et une largeur d'impulsion de

diodes D₃, D₄ et la résistance R₃, de sorte que cette condition est remplie lorsque les sorties Q₄ et Q₆ de IC₁ sont simultanément à l'état haut, soit 10 μs après la remise à zéro du compteur de IC₁.

Ce signal de validation de l'information de luminance commande l'entrée d'autorisation d'horloge d'un compteur décimal utilisé pour générer le signal de luminance. Le compteur décimal est un 4017 dont l'une des dix sorties passe successivement à l'état haut après chaque front montant de son signal d'horloge. L'état haut reste présent sur une sor-

alors mélangé au signal de synchronisation au travers de la résistance R₅. Cette dernière étant la résistance la plus faible du sommateur, la polarisation du transistor T₁ prend alors sa valeur la plus élevée correspondant au niveau du blanc.

La sortie Q₁ de IC₃ redescend à 0 V à l'impulsion d'horloge suivante tandis que la sortie Q₂ passe à 12 V. La diode D₅ se bloque et la résistance R₅ n'a alors plus d'influence sur la polarisation de T₁, polarisation alors assurée par les résistances R₆, R₁₀ et R₁₁. Q₂ à l'état haut, R₆ remplace R₅ dans la polarisation du transistor T₁. La valeur de R₆ étant plus faible que la valeur de R₅, la tension de base de T₁ chute d'une marche d'escalier. Lors des impulsions suivantes, les résistances R₇, R₈ et R₉ se succèdent dans la polarisation du transistor T₁, et celle-ci décroît alors par palier. L'information de luminance ainsi obtenue est un signal en marches d'escalier décroissant.

Le transistor T₁, monté en collecteur commun, tamponne ce signal au nœud du sommateur. La résistance ajustable Aj₁ permet d'atténuer l'amplitude de ce signal de luminance, avant de le diriger vers un second étage tampon réalisé autour du transistor T₂ dont la base est polarisée par une diode Zener de 3,6 V. Compte tenu de la chute de tension sur D₁₀ et sur la jonction base émetteur de T₂, la composante continue du signal de sortie est d'environ 2,5 V. Après avoir traversé le condensateur C₃, le signal vidéo se superpose à cette composante continue sans amplification d'amplitude, le transistor T₂ assurant une amplification en courant afin de disposer d'une faible impédance de sortie, fixée à 75 Ω par la résistance R₁₆.

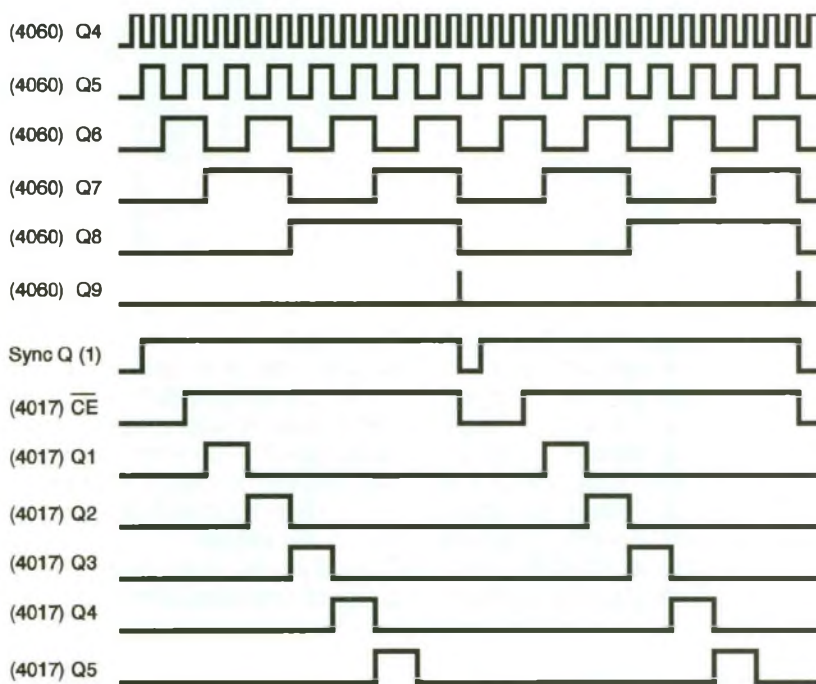
La figure 2 présente les principaux signaux du montage sous la forme de chronogrammes schématiques.

La réalisation (fig. 3 et 4)

Les composants utilisés pour ce montage sont très courants et l'approvisionnement ne doit poser aucun problème. Même le quartz est un modèle très répandu et de faible coût.

Lors de la reproduction du tracé des pistes, on prendra soin à la densité des pistes sous IC₂. Sinon, le montage présente peu de difficultés et doit fonctionner dès sa mise sous tension.

Lors d'essais avec un téléviseur, si l'image est déchirée, la fréquence ligne générée par IC₁ n'est pas assez



2

LES SIGNAUX OBTENUS LORS DU FONCTIONNEMENT.

4 μs au lieu des 4,7 μs habituels, mais cette différence ne perturbe pas le fonctionnement des bases de temps des téléviseurs. La bascule D est remise à zéro en même temps que le compteur de IC₁. Lors d'une période du compteur, la bascule est déclenchée par le premier front montant de la sortie Q₅, soit 4 μs après la remise à zéro du compteur. A cet instant, l'état des sorties Q et /Q de IC_{2A} s'inverse et le restera jusqu'à la fin de la période du compteur, c'est-à-dire à la fin d'une ligne.

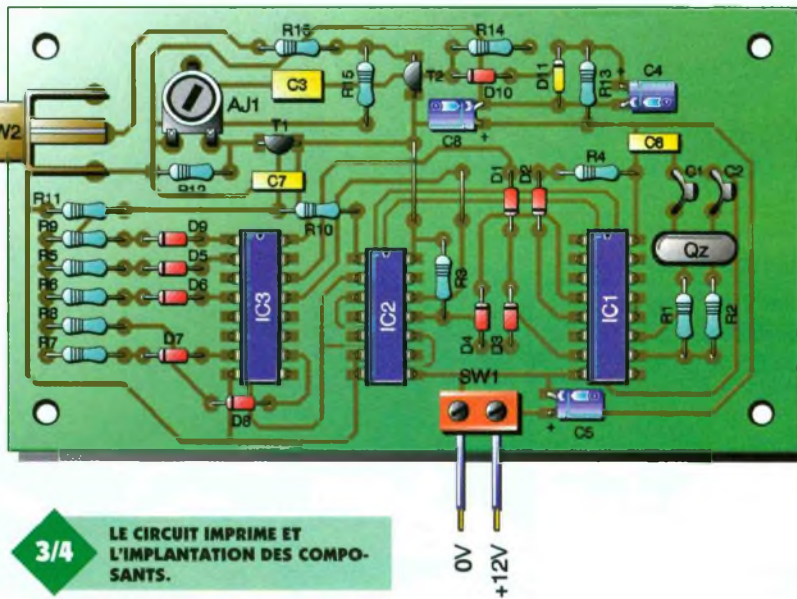
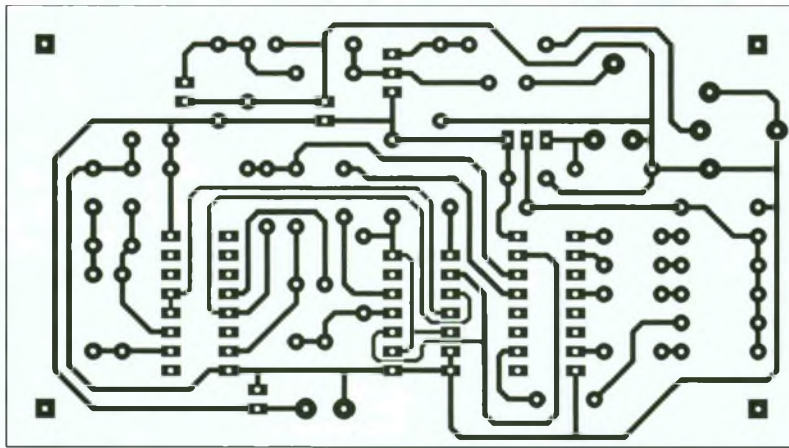
La seconde bascule de IC₂ détermine la durée du signal de luminance et crée ainsi le palier de blanking, durée de retour du faisceau de la fin d'une ligne au début de la suivante. Cette bascule D est déclenchée par le premier front montant issu du réseau logique ET réalisé avec les

tie entre deux impulsions d'horloge et se propage ensuite vers la sortie suivante.

Le signal d'horloge provient d'un autre réseau logique ET réalisé avec les diodes D₁, D₂ et la résistance R₄, dont les entrées sont attaquées par Q₄ et Q₅. L'état bas de Q₅ bloque un front sur deux de Q₄, de sorte que six impulsions parviennent à IC₃ pendant la durée du signal de luminance.

A chacun de ces fronts, le signal de synchronisation en sortie Q de IC_{2A} est additionné à l'information signal de luminance fournie par l'une des sorties de IC₃. Chacune de ces sorties met en œuvre successivement un réseau de résistances différent, pour assurer cette sommation avec une pondération successive différente. Seule la valeur de la résistance de la source de luminance change et établit la pondération.

Au premier front d'horloge de IC₃, un palier de 12 V apparaît en Q₁, il est



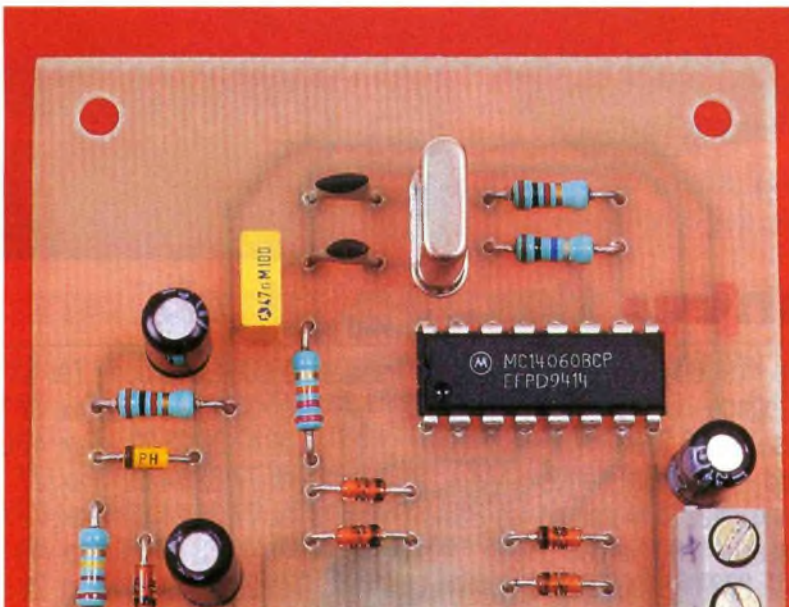
SORTIE
VIDEO
75 Ohms

3/4

LE CIRCUIT IMPRIME ET
L'IMPLANTATION DES COM-
POSANTS.

précise. Il conviendra alors de modi-
fier C_1 , voire C_2 pour certains types
de quartz. Une sonde de fréquence-
mètre pourra, à cet effet, être placée
sur la broche 13 de IC_2 , afin de rele-
ver une fréquence de 15 625 Hz.
L'alimentation a été choisie de 12V

pour une large amplitude du signal de
sortie mais rien ne vous interdit de
l'alimenter en 9V ou 5V, les cir-
cuits intégrés étant des CMOS.
Néanmoins, sachez que la tension
d'alimentation influe la précision de
la fréquence des oscillations.



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

- R_1 : 10 M Ω (marron, noir, bleu)
- R_2, R_3, R_{13}, R_{15} : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
- R_3, R_4 : 22 k Ω (rouge, rouge, orange)
- R_6 : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
- R_7 : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)
- R_8, R_{11} : 12 k Ω (marron, rouge, orange)
- R_9 : 27 k Ω (rouge, violet, orange)
- R_{10} : 15 k Ω (marron, vert, orange)
- R_{12} : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
- R_{14} : 220 k Ω (rouge, rouge, jaune)
- R_{16} : 75 Ω (vert, violet, noir)
- A_{j1} : 2,2 k Ω

Condensateurs

- C_1 : 27 pF
- C_2 : 82 pF
- C_3 : 470 nF
- C_4 : 4,7 μ F/10 V
- C_5, C_8 : 22 μ F/16 V
- C_6, C_7 : 47 nF

Semiconducteurs

- D_1 à D_{10} : 1N4148
- D_{11} : diode Zener 3,6 V/500 mW
- T_1, T_2 : BC548, BC547
- IC_1 : CD 4060
- IC_2 : CD 4013
- IC_3 : CD 4017

Divers

- Q_z : quartz 4 MHz
- SW_1 : bornier 2 plots à souder
- SW_2 : embase RCA

ETSF

recherche auteurs
dans l'électronique de loisirs
Ecrire ou téléphoner à :
B. FIGHIERA
2 à 12, rue de Bellevue
Paris 19^e
Tél. : (1) 44 84 84 84

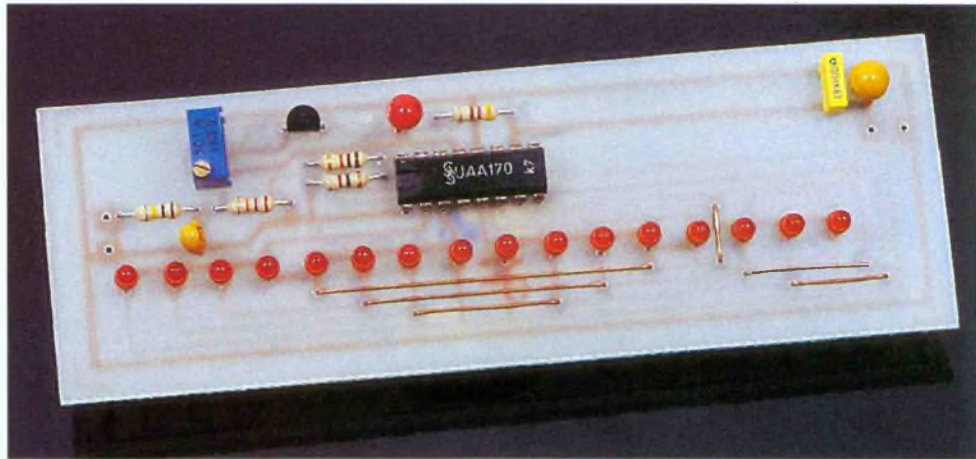
LA BASE DE TEMPS.

SONDE VOLTMETRIQUE

En plus du multimètre digital, il peut être pratique de disposer d'un indicateur de tension présenté sous la forme d'une petite sonde, afin de s'assurer, lors du contrôle d'un circuit, que la bonne tension est présente aux points testés, sans que l'on ait besoin de connaître, au 1/10^e près, la valeur de cette tension. Le multimètre peut alors être utilisé à une autre tâche.

Il est facile de réaliser un voltmètre à DEL en utilisant une série d'amplificateurs opérationnels configurés en comparateurs de tension et alimentant des diodes DEL.

Il suffit pour cela de connecter les



AOP en série en reliant ensemble leurs entrées non-inverseuses sur lesquelles sera appliquée la tension à mesurer. Par ailleurs, leurs entrées inverseuses reçoivent une tension de référence stable issue d'un réseau résistif diviseur qui diminue, à chaque comparateur, la tension qui leur est appliquée. Ainsi, la diode DEL connectée en sortie de chacun des amplis s'illuminera pour un niveau d'entrée fixé par la tension de référence qui lui est appliquée.

Plutôt que d'utiliser toute une série d'amplificateurs opérationnels, il est plus pratique de se servir d'un circuit intégré dédié à cette application.

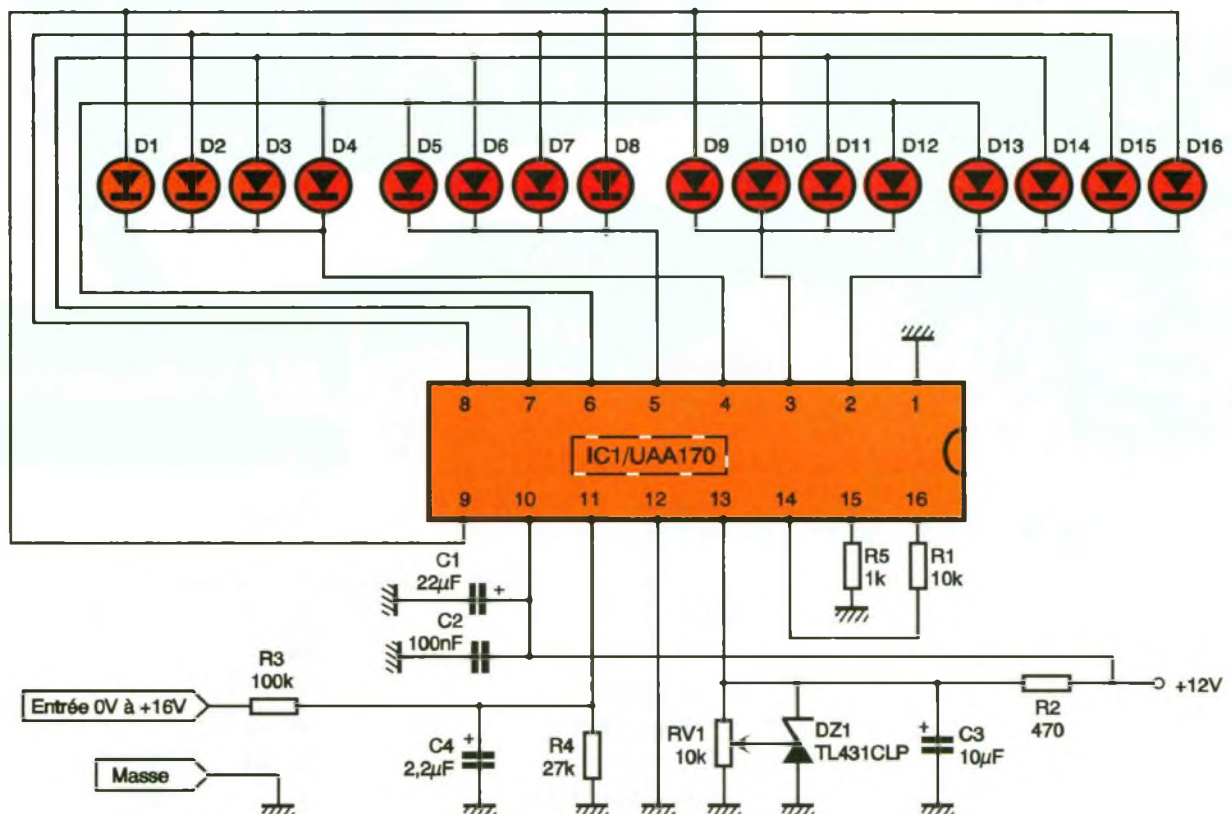
Le schéma de principe

Le schéma de principe de notre montage est donné en **figure 1**. Nous avons utilisé l'ancien UAA170 permettant la commande de 16 diodes DEL.

Ce circuit intégré possède deux broches permettant la connexion de deux tensions de référence : l'une, en broche 12, permet de déterminer

1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.



à partir de quelle tension la première DEL s'illuminera ; l'autre, en broche 13, fixera la tension maximale mesurée. Il sera ainsi possible de choisir une plage de mesure ne débutant pas obligatoirement à 0V. La tension de référence haute ne doit en aucun cas excéder la valeur maximale de +6V sous peine de destruction du circuit UAA170.

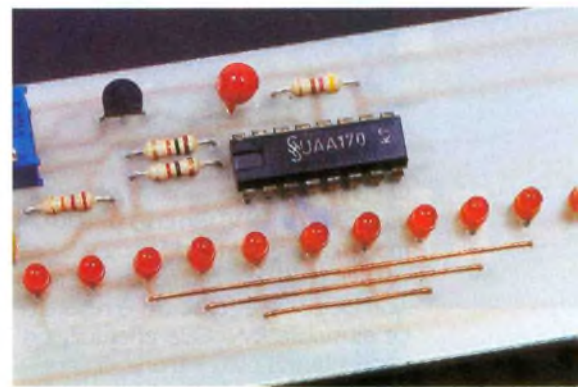
Puisque nous voulions obtenir une plage de mesure de 0 à + 16V, la broche 12 (Vref min) a été connectée à la masse. Sur la broche 13 (Vref max), une tension de référence de + 4V est appliquée. Cette tension de référence ultra-stable est générée par un composant spécial, une diode Zener de référence, la TL431CLP.

C'est en fait plus qu'une diode Zener, puisque ce composant comporte en interne un générateur de tension stable, un amplificateur opérationnel, un transistor de sortie et une diode connectée entre collecteur et émetteur de ce dernier. L'ano-

te : 50 ppm/°C (partie par million). La tension de sortie de la TL431CLP peut être ajustée entre 2,49V et 37V, ce qui permet de l'utiliser presque dans tous les cas de figure.

La tension de sortie de DZ₁ sera donc fixée, à l'aide de la résistance ajustable RV₁, à exactement + 4V. Si une tension de cette valeur est appliquée à l'entrée de l'UAA 170, nous obtenons alors l'allumage de la diode 16. Comme nous souhaitons pouvoir mesurer une tension de + 16V, il suffit de disposer dans l'entrée un diviseur de tension par 4. C'est ce que nous avons réalisé à l'aide des résistances R₃ et R₄ : $16V \times (25k\Omega / 100k\Omega) = 4V$. La valeur de la résistance R₄ a été indiquée, sur le schéma, d'une valeur de 27kΩ. Les puristes pourront utiliser des résistances de 100kΩ et 25kΩ à 1% de tolérance.

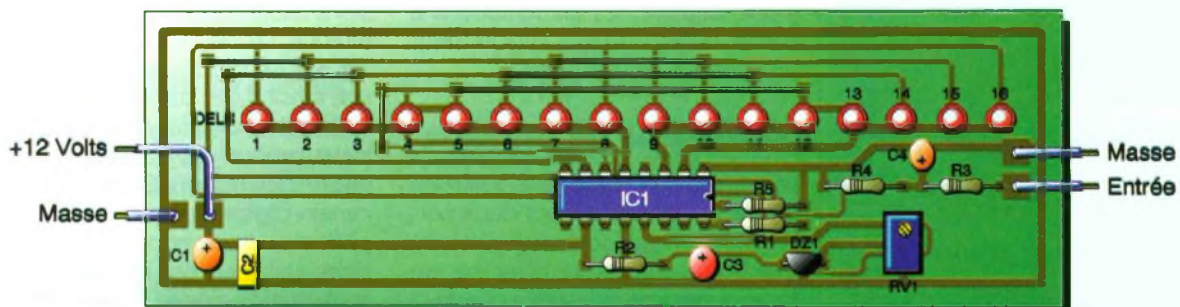
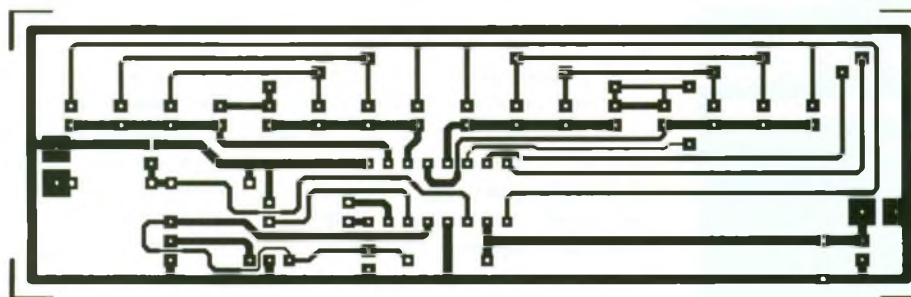
La masse est connectée en broche 1 et l'alimentation positive de 12V est reliée à la broche 10. Deux condensateurs de valeur 22μF et 100nF fil-



L'AFFICHAGE SE FAIT PAR UNE RANGÉE DE DEL.

certaines pistes étant relativement fines.

On soudera les straps en premier lieu, puis les diodes DEL, qui pourront être de couleur mélangée : par exemple, 4 diodes rouges, puis 4 diodes jaunes, puis 4 diodes vertes et enfin, à nouveau, 4 diodes rouges. Ainsi, on repérera d'un coup



2/3

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

de est la connexion de masse de la tension de référence interne, la cathode correspond au collecteur du transistor et la broche d'ajustage de la tension de sortie correspond à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel. Il suffit donc d'appliquer une tension variable sur cette entrée afin d'obtenir en sortie une tension dont la dérive en fonction de la température est insignifian-

trent cette tension. En utilisation normale, cette tension pourra être prélevée sur le montage en test, le voltmètre ne consommant que peu de courant.

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en figure 2. On utilisera le schéma d'implantation donné en figure 3 afin de câbler la platine.

Lors de la reproduction du circuit imprimé, on prendra garde à ne pas trop insoler l'époxy présensibilisé,

d'œil à quelle hauteur se situe la diode allumée, même si l'on se trouve à une certaine distance du voltmètre. On pourra placer l'UAA170 sur un support. La résistance ajustable RV₁ sera de préférence un modèle multi-tours qui permettra un réglage fin de la tension de référence.

Lors de l'implantation des diodes DEL, on prendra garde à leur orientation.

Le câblage achevé, on limera les pointes des composants du côté soudures et l'on débarrassera ces dernières de l'excédent de résine.



Puis on passera à l'opération de contrôle.

Les essais et les réglages

On alimentera le montage sous une tension de + 12V. On connectera un multimètre en sortie de la diode Zener TL431CLP et l'on ajustera sa tension de sortie à l'aide de la résistance ajustable R_{V1} . Cela effectué, on connectera la platine à une alimentation variable et l'on vérifiera que, pour chaque volt d'augmentation de la tension, on obtient l'allumage d'une DEL. Signalons que l'UAA170 ne permet l'illumination que d'une seule diode à la fois, contrairement à l'UAA180 qui permet l'obtention d'un ruban lumineux, mais qui ne comporte que douze sorties vers les DEL.

Vous êtes maintenant en possession d'un petit appareil qui, bien de conception très simple, vous permettra d'effectuer des contrôles sans mobiliser le multimètre, qui pourra être employé à un autre usage.

Patrice OGUIC

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés
IC₁ : UAA170

Semi-conducteurs
DZ₁ : TL431CLP
D₁ à D₁₆ : diodes électroluminescentes

Résistances
R₁ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
R₂ : 470 Ω (jaune, violet, marron)
R₃ : 100 k Ω 5 % ou 1 % (marron, noir, jaune)
R₄ : 27 k Ω 5 % (rouge, violet, orange) ou 25 k Ω 1 %
R₅ : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
RV₁ : résistance ajustable multitours 10 k Ω

Condensateurs
C₁ : 22 μ F/16 V tantale goutte
C₂ : 100 nF
C₃ : 10 μ F/16 V tantale goutte
C₄ : 2,2 μ F/16 V tantale goutte

Divers
1 support pour circuit intégré 16 broches

SOURCES DE TENSION DE REFERENCE

Le montage que nous vous proposons de réaliser permettra de disposer de deux tensions symétriques d'une grande précision et d'une extrême stabilité, résultat de l'utilisation de composants spécialement prévus pour cet usage.



Lorsque l'on s'intéresse à l'électronique analogique, on s'aperçoit rapidement de la nécessité de disposer d'outils précis : que ce soit le multimètre, le fréquencemètre ou l'alimentation, pour ne citer que ces trois appareils. C'est dans cette optique que nous avons réalisé ce petit montage qui trouvera son utilité dans plusieurs applications, comme par exemple la conversion analogique-digitale, les alimentations à sorties fixes ou plus simplement l'étalonnage de voltmètres.

Le schéma de principe

Le schéma de principe est donné en **figure 1**. On voit que les deux parties du montage sont pratiquement identiques et que le principe de fonctionnement en est très simple. Il a été fait appel à des amplificateurs opérationnels configurés en amplificateur non-inverseur de gain 2. Ce gain est fixé par les résistances R₃, R₄ et R₅, d'une part, et R₆, R₇, R₈, d'autre part.

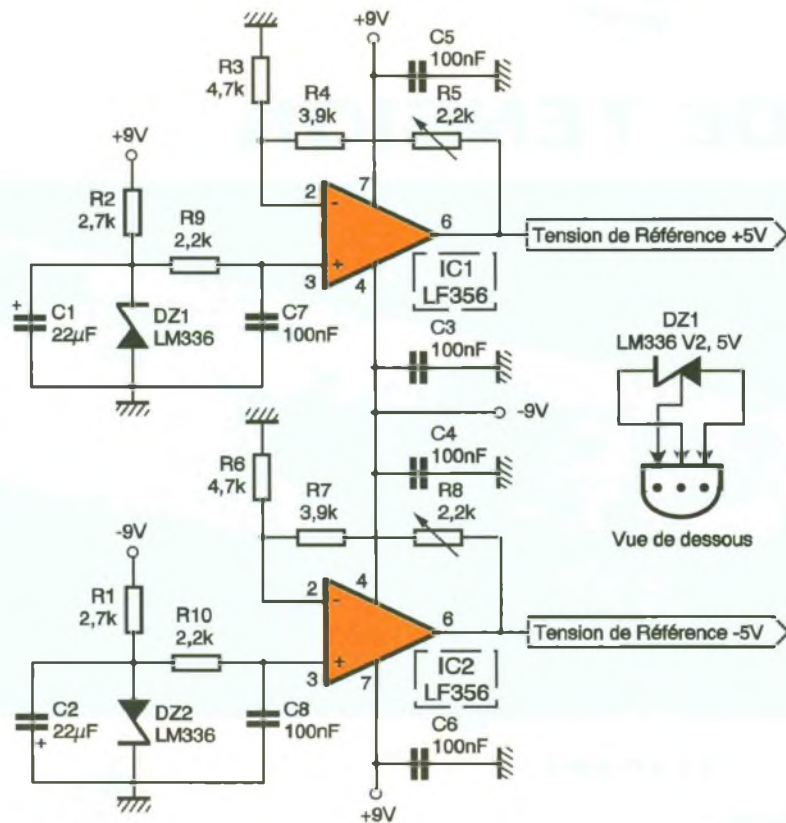
Comment fonctionne l'amplificateur non-inverseur utilisé ici ? Chacun sait qu'un amplificateur opérationnel s'efforce toujours d'annuler la différence de tension existant entre ses entrées non-inverseuse et inverseuse. A la mise sous tension du montage, la tension de sortie augmente très rapidement et l'on retrouve, au point milieu du pont diviseur constitué par la résistance de contre-réaction et la

résistance qui lui est associée, la moitié de la tension de sortie (dans le cas qui nous intéresse). Dès que cette tension aura atteint la valeur de la tension appliquée sur l'entrée non-inverseuse, la tension de sortie se stabilisera. Cette stabilisation aura lieu à une tension de 5 V, puisque la tension de référence est de 2,5 V.

Le circuit IC₁ est chargé de fournir la tension positive et IC₂, la tension négative. Pour cela, sur leurs entrées sont appliquées deux tensions : l'une positive et l'autre négative, tensions issues de diodes Zener de référence, DZ₁ et DZ₂, de type LM336 V2, 5V. Ce modèle de diode fournit une tension très stable et ne présente une dérive en fonction de la température que de quelques p.p.m. (partie par million). On est de ce fait certain d'obtenir, en sortie des amplificateurs opérationnels, des tensions stables dont les fluctuations sont pratiquement inexistantes. La diode DZ₁ est alimentée par la tension positive, alors que la diode DZ₂ l'est par la tension négative. Les capacités C₁ et C₂ de 22 μ F filtrent et apportent une stabilisation supplémentaire à ces tensions.

Les résistances ajustables R₅ et R₈ placées dans le réseau de contre-réaction permettent l'ajustage précis des tensions de sortie des deux amplificateurs opérationnels.

A ce propos, il est possible d'obtenir des tensions supérieures à celles évoquées plus haut. Il suffit pour cela de modifier la valeur des résistances R₄, R₅, R₇ et R₈. Par exemple, si l'on désire des tensions de sorties



1

LE SCHEMA DE PRINCIPE.

de +10V et -10V, les valeurs de ces résistances devront être portées à 12 kΩ pour R₄ et R₇ et 4,7 kΩ pour R₅ et R₈. Il est bien évident que, dans ce cas, les tensions d'alimentation devront être augmentées à +12V et -12V.

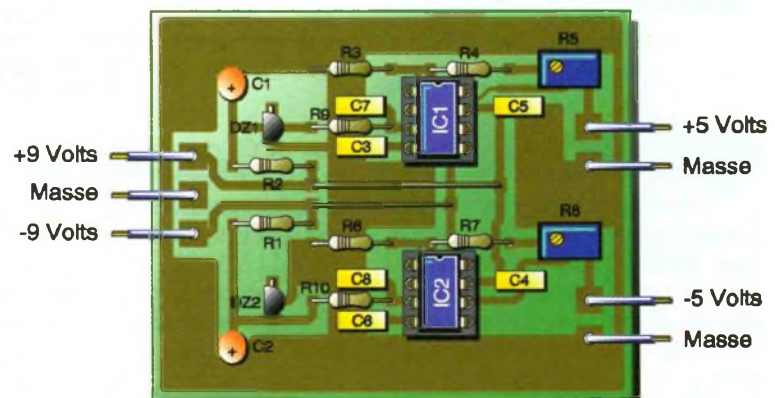
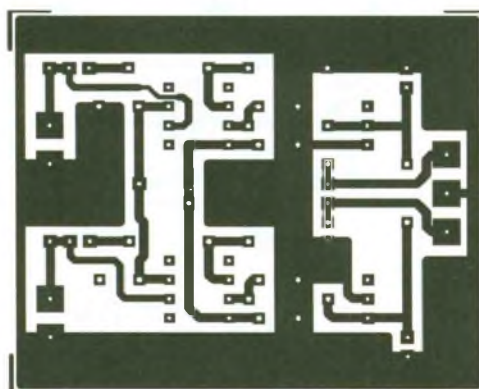
Les deux amplificateurs opérationnels ont leurs lignes d'alimentation découplées par des condensateurs d'une valeur de 100 nF.

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé de cette réalisation est donné en **figure 2**. Le schéma d'implantation est, quant à lui, représenté en **figure 3**.

2/3

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



LES DEUX SORTIES NEGATIVES ET POSITIVES.

sure en sortie de l'un des circuits et l'on ajustera la résistance correspondante afin d'obtenir une tension de 5V (+ ou - selon le circuit). On procédera de la même manière pour la seconde source de tension.

Le câblage n'appelle pratiquement pas de commentaires étant donné le peu de composants et la simplicité de réalisation. On veillera à la bonne orientation des diodes Zener en boîtier TO 92 et des condensateurs tantale.

Les circuits intégrés pourront être placés sur des supports, ce qui facilitera leur échange en cas de panne. Les résistances ajustables RV₁ et RV₂ seront obligatoirement des modèles multitours afin de pouvoir finement régler les tensions de sortie.

Les réglages et les essais

Ils se résument à très peu de manipulations. Après avoir vérifié le montage, on procédera à son alimentation.

A l'aide d'un multimètre, on vérifiera que les tensions fournies par les diodes Zener sont de +2,5V et -2,5V. On connectera l'appareil de me-

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés
IC₁, IC₂ : LF356, TL081, LF351

Semi-conducteurs
DZ₁, DZ₂ : diodes Zener LM336 V2, 5V

Résistances
R₁, R₂ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)

R₃, R₄ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R₄, R₇ : 3,9 kΩ (orange, blanc, rouge)

R₉, R₁₀ : 2,2 kΩ (rouge, rouge, rouge)

R₅, R₈ : résistances ajustables multitours 2,2 kΩ

Condensateurs
C₁, C₂ : 22 µF 16V tantale goutte

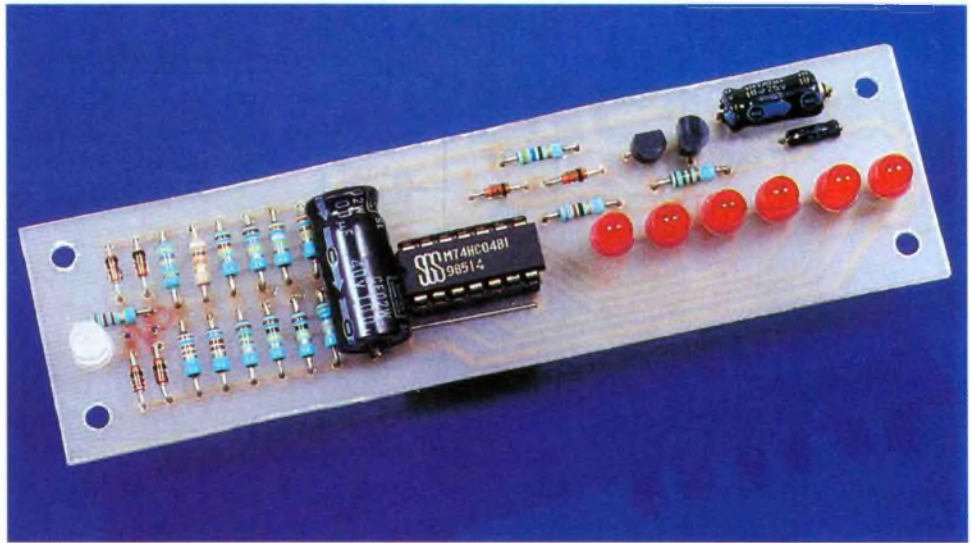
C₃ à C₉ : 100 nF

Divers
2 supports pour circuits intégré 8 broches



TESTEUR DE TENSION

A l'instar d'une sonde de logique alimentée par le circuit sous test, le testeur de tension que nous vous proposons est autoalimenté par ses pointes de test. Le niveau de tension mesuré est indiqué par une seule diode électroluminescente éclairée.



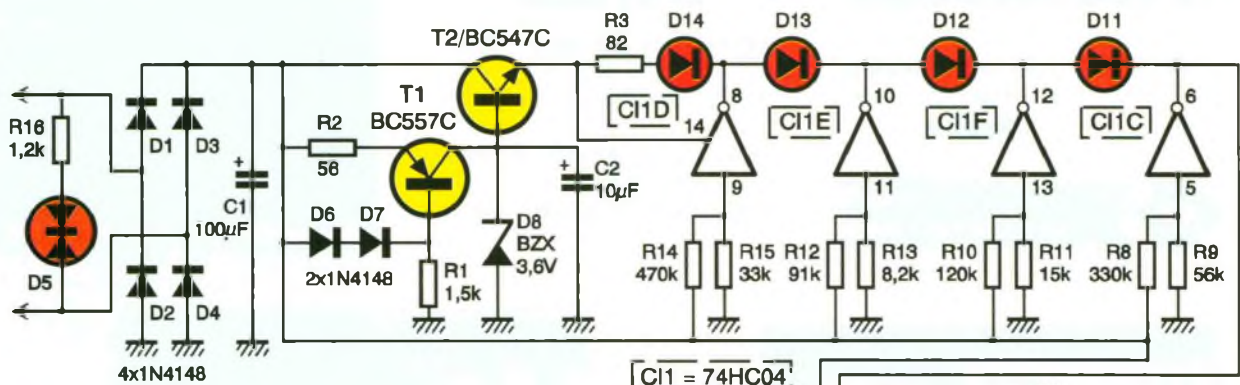
Introduction

Lorsqu'il s'agit de petits dépannages pour rendre service à un ami à l'occasion d'une visite, ou par exemple lors d'une installation électrique sur la voiture, ou encore tout simplement pour de petits bricolages sur des lieux de vacances, il est intéressant de disposer d'un petit testeur économique et peu encombrant. Ce dernier permettra d'affiner les recherches et le diagnostic éventuel d'un dysfonctionnement. Le testeur proposé indique le niveau de la tension entre les deux pointes de touche par un affichage par point (une seule diode électroluminescente allumée). Un pont de diodes évite de se sou-

Le schéma

La figure 1 donne le schéma structurel du testeur. Sa simplicité relative a été rendue possible grâce à l'une des dernières familles logiques apparues sur le marché : la HCMOS. En effet, les six inverseurs de technologie MOS d'un 74HC04 sont utilisés en guise de comparateur. La commutation d'état d'un tel circuit logique est égale à 50 % de sa tension d'alimentation et le comportement de ses sorties en générateur de courant permet la connexion directe d'une diode électroluminescente, sans résistance de limitation de courant. Afin de figer le seuil de commutation des inverseurs, la tension d'alimenta-

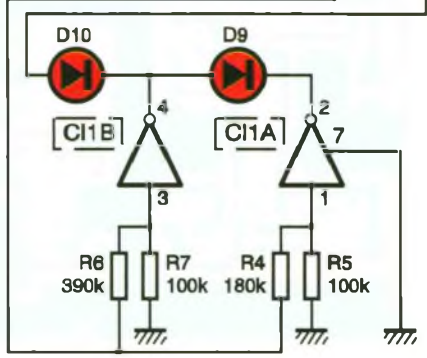
Une polarisation simple de la diode Zener à l'aide d'une simple résistance aurait entraîné une variation de la tension à ses bornes en fonction de la tension mesurée. Cette variation de quelques dixièmes de volt s'explique par une évolution du courant de polarisation de la diode Zener en fonction de l'amplitude de la tension mesurée. Par conséquent, le transistor T₁ est utilisé en générateur de courant constant afin de stabiliser la tension Zener. La régulation du courant de collecteur de T₁ est obtenue grâce aux diodes D₆ et D₇. Ces diodes, avec la résistance R₁, polarisent le transistor T₁ de sorte que la tension aux bornes de la résistance R₂ est constante. En effet, d'une part, la

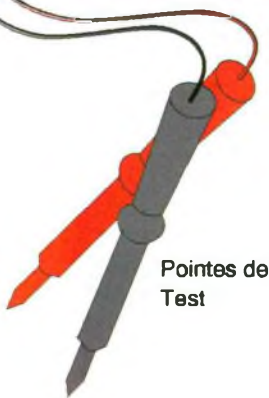
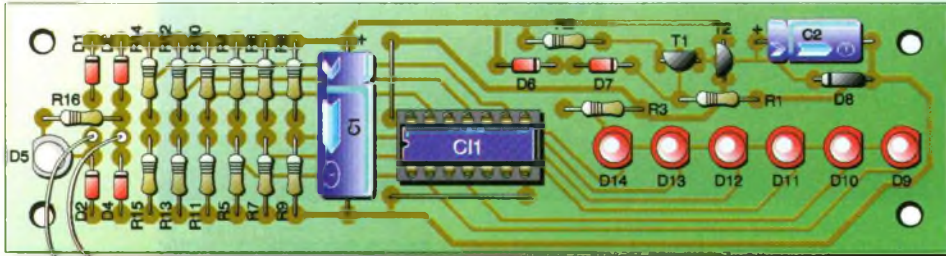
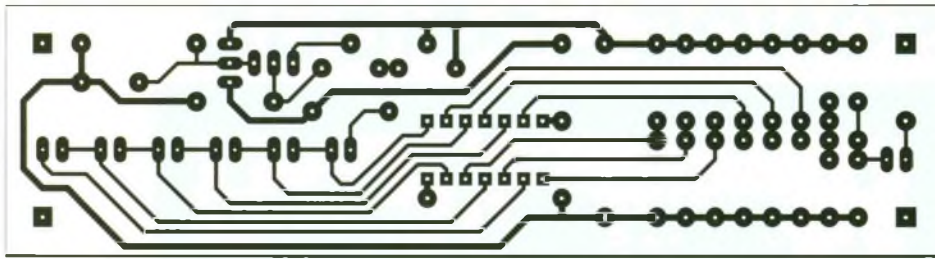


1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

cier de la polarité de la tension mesurée. D'ailleurs, une diode électroluminescente bicolore signale la polarité de la tension mesurée. Dans un sens, la DEL bicolore apparaîtra de couleur rouge et de couleur verte dans l'autre sens.

tion de CI₁ doit être constante, quel que soit le niveau de la tension d'entrée. Pour cela, les transistors T₁ et T₂ régulent la tension d'alimentation du 74HC04 à 3V. Le transistor T₂ est un suiveur de tension classique. La tension sur son émetteur est égale à la tension Zener de la diode D₈, moins la chute de tension V_{BE}, d'environ 0,6 V.





Pointes de Test

diode D_7 compense la chute de tension V_{ES} du transistor T_1 , et, d'autre part, il en découle que la tension aux bornes de la résistance R_2 correspond à la chute de tension de la diode D_6 . Or, puisque la tension directe d'une diode est relativement constante, le courant d'émetteur et, par voie de conséquence, le courant de collecteur de T_1 sont constants. Le condensateur C_2 tient le rôle d'un réservoir de filtrage.

Par l'intermédiaire d'un pont de résistances, l'entrée de chaque commutateur reçoit une tension proportionnelle à la tension mesurée entre les pointes de touche. Le rapport du diviseur de tension détermine le niveau de tension entraînant le changement d'état d'un inverseur du 74HC04.

Le diviseur de tension est en parallèle sur le pont de diodes, aiguillant la tension mesurée. La tension effective aux bornes du pont de résistances est donc la tension mesurée moins la chute de tension directe de deux diodes, soit environ 1,4V.

Prenons, l'exemple du calibre 15V. L'atténuateur est réalisé avec les résistances R_{12} et R_{13} , leurs valeurs étant données par la relation :

$$R_{12}/R_{13} = [(V_e - 1,4)/1,5] - 1$$

Avec $V_e = 15V$, le rapport des résistances vaut 8. Les résistances seront

2/3 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

choisies dans ce rapport et de valeur élevée pour garantir une protection suffisante des entrées du 74HC04. Les différents diviseurs de tension étant identiques, le calcul des résistances est analogue pour chaque calibre. Les valeurs retenues correspondent aux seuils suivants : 6V, 9V, 12V, 20V et 25V. Ce qui sous-entend que pour une tension sur les pointes de touche d'au moins 6V, la DEL D_8 est allumée. Elle le restera tant que la plage suivante ne sera pas atteinte. Arrivée à 9V, la diode D_{10} s'éclaire et la diode D_8 s'éteint, et ainsi de suite. A chaque fois qu'un niveau est franchi, la sortie d'un inverseur passe à l'état bas, bloquant une DEL et alimentant une autre en courant direct.

Grâce au condensateur C_1 qui filtre la tension redressée par le pont de diodes, un test de tensions alternatives est envisageable. Le test est approximatif en raison de la présence d'une composante d'ondulation. Cette dernière est néanmoins suffisamment filtrée par le condensateur C_1 pour estimer, par exemple, la tension présente au secondaire d'un transformateur d'alimentation. En alternatif, les DEL signalent les niveaux suivants : 4,5V, 6V, 9V, 12V, 15V et 18V.

La réalisation

La figure 2 donne le tracé des pistes du circuit imprimé dont la reproduction ne présente aucune difficulté. Une fois gravé dans un bain de perchlorure de fer et soigneusement nettoyé à eau abondante puis avec de l'acétone, la plaque sera percée pour recevoir les composants dont

l'implantation est donnée par la figure 3. Les résistances de 91 k Ω n'étant pas d'usage courant, leur stockage peut vous faire défaut. Dans ce cas, elles pourront être remplacées par deux résistances de 180 k Ω en parallèle. Dans un premier temps, une résistance est soudée au circuit imprimé de manière ordinaire. Et, dans un second temps, la seconde résistance est soudée sur la première en plaquant les corps l'un au-dessus de l'autre. Aucun réglage n'est nécessaire et, dès la dernière soudure accomplie, vous pourrez procéder aux essais. La durée d'un test de tension dépassant 20V ne doit pas se prolonger sous peine d'un échauffement excessif des éléments de régulation.

Hervé CADINOT

LISTE DES COMPOSANTS

Résistances

R_1 : 1,5 k Ω - 1/2 W (marron, vert, rouge)

R_2 : 56 Ω (vert, bleu, noir)

R_3 : 82 Ω (gris, rouge, noir)

R_4 : 180 k Ω (marron, gris, jaune)

R_5, R_7 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)

R_6 : 390 k Ω (orange, blanc, jaune)

R_8 : 330 k Ω (orange, orange, jaune)

R_9 : 56 k Ω (vert, bleu, orange)

R_{10} : 120 k Ω (marron, rouge, jaune)

R_{11} : 15 k Ω (marron, vert, orange)

R_{12} : 91 k Ω (blanc, marron, orange)

R_{13} : 8,2 k Ω (gris, rouge, rouge)

R_{14} : 470 k Ω (jaune, violet, jaune)

R_{15} : 33 k Ω (orange, orange, orange)

R_{16} : 1,2 k Ω (marron, rouge, rouge)

Condensateurs

C_1 : 100 μ F/40V

C_2 : 10 μ F/ 10V axial

Semi-conducteurs

D_1, D_2, D_3, D_4 : 1N4148

D_5 : DEL bicolor (2 pattes)

D_6, D_7 : 1N4148

D_8 : Zener 3,6V (BZX55)

D_9 à D_{14} : DEL rouges

T_1 : BC557C

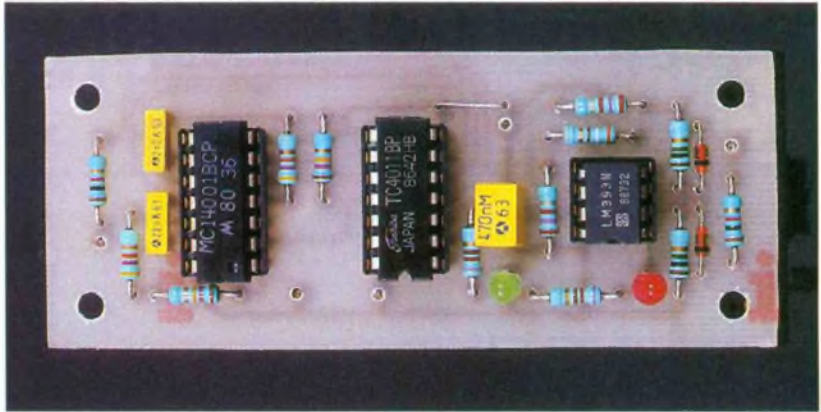
T_2 : BC547C

CI_1 : 74HC04



SONDE LOGIQUE

L'électronique numérique s'est considérablement développée et ces dernières années ont été marquées par l'essor des circuits logiques MOS. La célèbre famille CMOS de la série 4000 est maintenant très complète et optimisée. La technologie MOS a par ailleurs donné naissance à deux nouvelles familles, la 74HCMOS et la 74HCTMOS, qui reprennent certaines caractéristiques des séries 4000 et 74LS. Afin de faciliter la mise au point et la recherche d'anomalies de montages à circuits intégrés logiques MOS, nous vous proposons une sonde originale et très utile.



lyse d'un état logique haut ou bas statique, il est possible de mettre en évidence la présence de signaux dynamiques (train d'impulsions, signaux d'horloge...). L'indication sonore varie de fréquence selon l'état détecté. Un état haut se traduit par un effet sonore de fréquence haute, tandis qu'un état bas produit un signal audible de fréquence basse. Par ailleurs, dans la plupart des cas de détection de signaux périodiques, la fréquence du signal sonore varie en fonction de la fréquence du signal détecté. Plus besoin de porter systématiquement les yeux à la fois sur l'indicateur d'état lumineux et sur la pointe de touche en contact avec le point testé, ce qui peut éviter parfois de malencontreux courts-circuits involontaires. Toutefois, un signal d'entrée périodique est signalé par les deux diodes électroluminescentes allumées. De plus, l'indication des DEL reste plus précise lorsque l'on

atteint certaines fréquences. Notre sonde permet d'ailleurs des contrôles à des fréquences élevées pouvant dépasser 2MHz. L'alimentation de la sonde sera prise sur le circuit testé. Un câble bifilaire d'alimentation sera équipé de deux pinces crocodiles rouge et noire afin de faciliter le raccordement de la sonde au circuit à sonder. Quant à la pointe de test, elle pourra être réalisée à partir d'un brin de fil électrique rigide que vous prendrez soin d'étaimer, avant de le souder sur le circuit imprimé de la sonde. La sonde logique est réalisée à partir d'un double comparateur intégré : le LM 393 de National Semi-conductor dont les sorties sont à collecteur ouvert. Cet avantage réduit l'encombrement de la sonde sans altérer un coût de revient très faible puisque notre sonde revient à une vingtaine de francs !

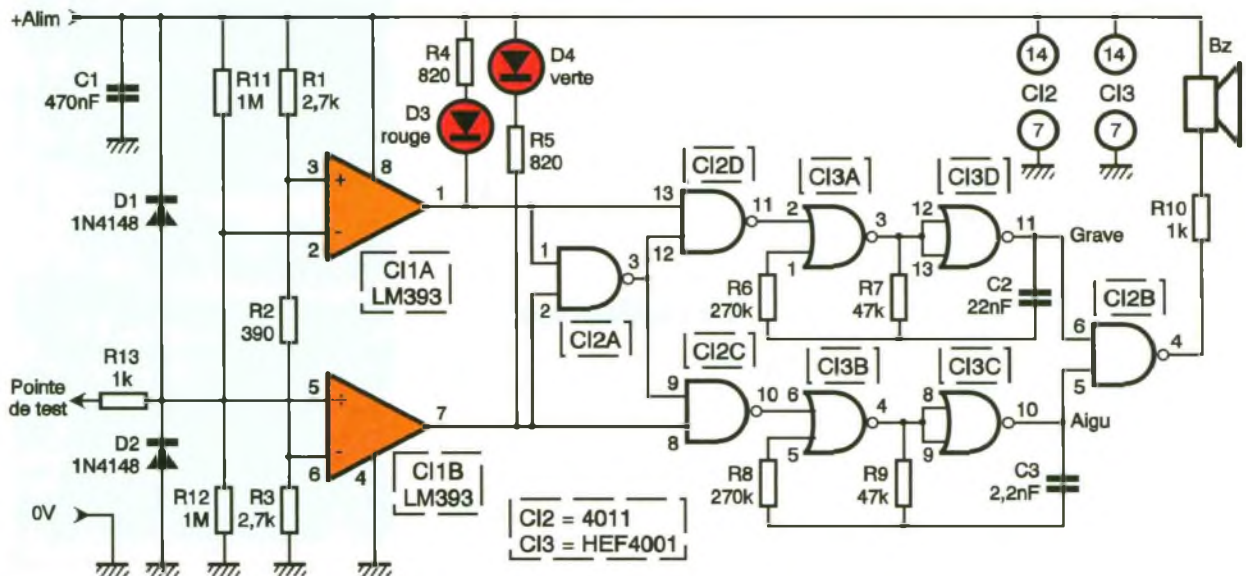
Introduction

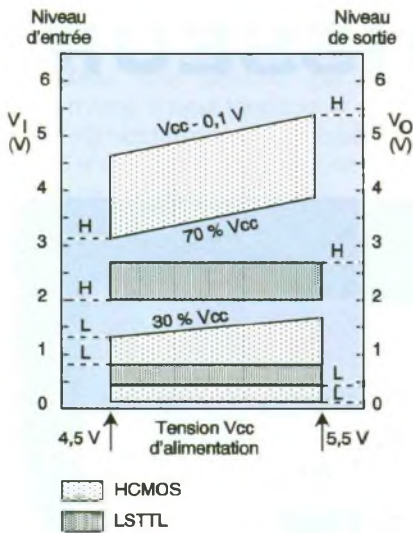
La sonde logique qui vous est proposée est d'autant plus attrayante que l'indication d'un état haut ou bas est donné par une indication lumineuse et sonore. De plus, outre l'ana-

Le schéma

Comme le montre le schéma structurel de la **figure 1**, un comparateur à fenêtre est utilisé pour la détection

1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.





	Sorties	
	Cl _{1A}	Cl _{1B}
Etat haut	0	1
Indéterminé	1	1
Etat bas	1	0

2 COMPORTEMENT DU COMPAREUR.

des niveaux logiques. La fenêtre, établie par les deux comparateurs d'un LM 393, enferme la zone de niveau indéterminée et sépare ainsi l'état haut de l'état bas logique. Le tableau de la **figure 2** résume le fonctionnement du comparateur à fenêtre.

Le pont diviseur de tension R_1 , R_2 et R_3 fixe les limites des trois niveaux : haut, indéterminé et bas. Le nœud R_1 et R_2 est à 70 % de V_{cc} et détermine ainsi la transition 1 logique/indéterminé. Le nœud R_2 et R_3 est à 30 % de V_{cc} , seuil de la transition 0 logique/indéterminé. Les seuils 30 % et 70 % de V_{cc} ont été retenus, car ils caractérisent le comportement des familles MOS, comme le rappelle la **figure 3**.

Le niveau présent sur la pointe de test est comparé au seuil du niveau haut par Cl_{1A} et au seuil du niveau bas par Cl_{1B} . Soit V_e la tension présente sur la pointe de touche :

- Si $V_e > 70\%$ de V_{cc} , un état haut est détecté, la sortie de Cl_{1A} est alors saturée et la diode électroluminescente D_3 de couleur rouge est éclairée. En revanche, la sortie du comparateur Cl_{1B} est bloquée et la diode électroluminescente D_4 de couleur verte est éteinte.

L'une des sorties des comparateurs étant à l'état bas, la porte Cl_{2A} autorise le fonctionnement des astables en portant à 1 l'une des entrées des portes Cl_{2C} et Cl_{2D} . Comme une seule sortie peut être à l'état bas, un seul

astable est libéré. Dans le cas présent, il s'agit de l'astable de fréquence haute réalisé avec les portes Cl_{3B} et Cl_{3C} , car Cl_{2D} inhibe l'astable conçu avec Cl_{3A} et Cl_{3D} .

La résistance R_9 et le condensateur C_3 fixent sa fréquence d'oscillation dont une approximation est donnée par la relation $F_H = 2,2 \cdot R_9 \cdot C_3$, soit environ 4 400 Hz.

- Si $V_e < 30\%$ de V_{cc} , un état bas est détecté.

Le comparateur Cl_{1A} est bloqué, tandis que le comparateur Cl_{1B} est saturé. Seule la DEL verte est alors allumée. Un son grave est alors audible car la porte Cl_{2C} inhibe l'astable de fréquence aigu. Les composants R_7 et C_2 fixent la fréquence grave, donnée approximativement par $F_B = 2,2 \cdot R_7 \cdot C_2$, soit environ 440 Hz.

La porte Cl_{2B} est un tampon, utile pour maintenir en forme les oscillations produites par les astables et appliquées à un résonateur piézo-électrique. La résistance R_{10} se contente de limiter le niveau sonore. En l'absence de tension d'entrée (piste coupée ou pointe de test « en l'air »), l'entrée du comparateur à fenêtre est polarisée par le pont diviseur de tension R_{11}/R_{12} . Ces deux résistances étant égales, la division est de moitié. L'entrée est alors à $V_{cc}/2$, tension comprise dans la fenêtre du comparateur. De même, si la tension

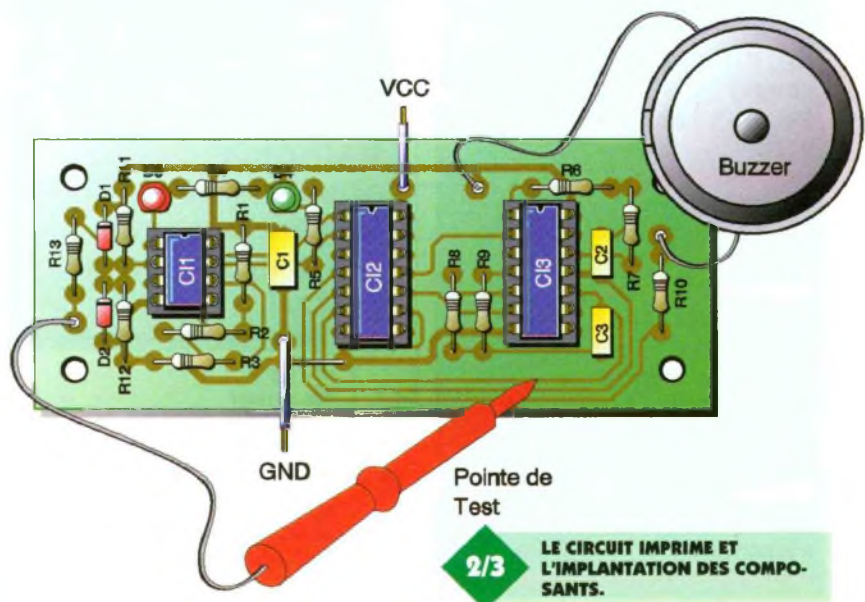
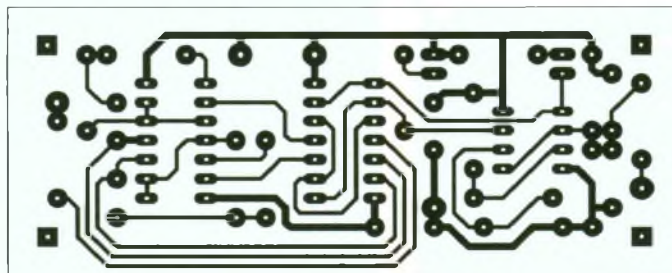
du point testé est comprise entre 30 % et 70 % de V_{cc} , un niveau indéterminé est détecté.

La sortie de chaque comparateur est alors bloquée, les diodes électroluminescentes sont éteintes et les oscillateurs sont bloqués. Le résonateur piézo est alors muet. Cette particularité de fonctionnement permet, entre autres, de détecter les pistes coupées ou les entrées dont le potentiel n'a pas été fixé. Rappelons qu'une entrée MOS doit être portée à un niveau défini, afin d'éviter tout fonctionnement erroné de l'ensemble du circuit logique.

Mais les possibilités de cette sonde logique ne s'arrêtent pas là. En effet, si un signal périodique est appliqué sur la pointe de test, alors les deux DEL sont éclairées et le son audible suit les variations de la fréquence du signal. Et cela jusqu'à des fréquences qui dépassent les 2 MHz. Côté protection de la sonde, un réseau d'entrée, constitué des diodes D_1 , D_2 et de la résistance R_1 , écrête les tensions excessives appliquées à la sonde, aussi bien positives que négatives.

La réalisation

Le circuit imprimé présenté en **figure 4** sera reproduit par la méthode de votre choix. Une fois le tracé réa-



2/3 LE CIRCUIT IMPRIMÉ ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.



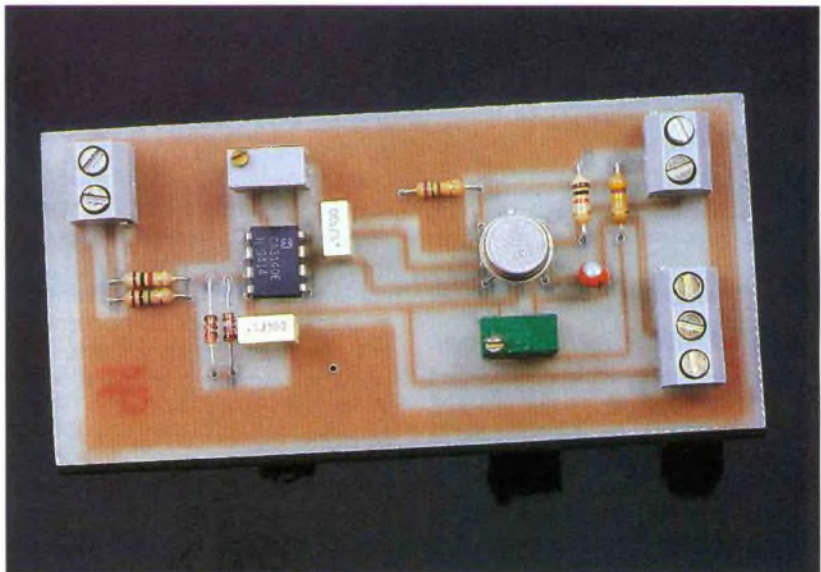
CONVERTISSEUR RMS-CC

lisé, la plaque sera gravée dans un bain de perchlorure de fer. Les différentes pastilles seront ensuite percées à un diamètre de 0,9 à 1,1 mm. Puis les composants seront implantés et soudés par ordre d'épaisseur, conformément à la **figure 5**.

Mise en service et test

Cette étape finale nécessite une petite alimentation continue comprise entre 5V et 15V. Une simple pile 9V peut convenir. Connectez l'alimentation de la sonde sur la source de tension continue (pile ou alimentation stabilisée) en veillant à respecter les polarités + et -. Les deux DEL doivent alors être éteintes. Avec la pointe de test, touchez le + de l'alimentation : la DEL rouge doit s'allumer et un son aigu est audible. Procédez de même avec le - de l'alimentation, la DEL verte doit s'allumer et un son grave est émis.

Afin de vous familiariser avec le test de signaux périodiques, le comportement de la sonde face à de tels signaux est vérifié à l'aide d'un générateur de fonction. Pour cela, l'amplitude crête à crête du signal est réglé au double de la tension d'alimentation de la sonde. Les tests s'effectueront en variant la fréquence du signal, sa forme et finalement son amplitude.



Certains appareils de mesure possèdent une fonction de lecture des tensions en valeur efficace. Tous n'en sont malheureusement pas dotés, et c'est dans le but de pallier ce manque que nous vous proposons de réaliser ce convertisseur dont la sortie pourra être connectée à votre multimètre. Il permettra de connaître la valeur RMS de tout signal sinusoïdal de fréquence pouvant atteindre plusieurs centaines de kilohertz.

Résistances

R₁, R₃ : 2,7 kΩ (rouge, violet, rouge)

R₂ : 390 Ω (orange, blanc, marron)

R₄, R₅ : 820 Ω (gris, rouge, marron)

R₆, R₈ : 270 kΩ (rouge, violet, jaune)

R₇, R₉ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

R₁₀, R₁₃ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₁₁, R₁₂ : 1 MΩ (marron, noir, vert)

Condensateurs

C₁ : 470 nF

C₂ : 22 nF

C₃ : 2,2 nF

Semi-conducteurs

D₁, D₂ : 1N4148

D₃ : DEL φ 3 rouge

D₄ : DEL φ 3 verte

CI₁ : LM393

CI₂ : HEF4011

CI₃ : HEF4001

Divers

Bz : résonateur piézo-électrique

tance un courant en phase avec cette tension. La résistance dissipe une certaine chaleur qui est constante comme si une tension continue lui était appliquée. On peut donc dire que la tension sinusoïdale efficace est égale à la tension continue qui produit la même puissance dissipée dans la résistance.

Pour les trois formes d'onde les plus fréquemment rencontrées, la valeur efficace est égale à :

1° Onde sinusoïdale :

$$V_{rms} = V_p \times 0,707.$$

2° Onde carrée :

$$V_{rms} = V_p.$$

3° Signal rectangulaire :

- rapport cyclique de 1, $V_{rms} = V_p$

- rapport cyclique de 0,25, $V_{rms} = 0,5 V_p$

- rapport cyclique de 0,0625, $V_{rms} = 0,25 V_p$

- rapport cyclique de 0,0156, $V_{rms} = 0,125 V_p$

- rapport cyclique de 0,01, $V_{rms} = 0,1 V_p$.

4° Onde triangulaire :

$V_{rms} = V_p/1,732$, où V_p est la valeur de crête du signal.

Le convertisseur RMS-CC

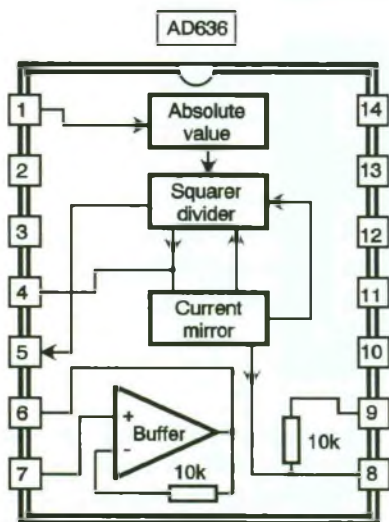
Afin d'obtenir une excellente précision dans les résultats de mesures, nous avons utilisé un composant spécifique intégrant la circuiterie nécessaire à cette conversion : c'est le AD636 fabriqué par Analog Devices. C'est un composant ne consommant qu'un très faible courant (600 μA) et

Avant de passer à la description de notre montage, nous pensons qu'il ne sera pas inutile de revoir certains points.

Lorsque, aux deux pôles d'une résistance, est appliquée une tension sinusoïdale, il circule dans cette résis-

prévu pour fonctionner avec des signaux d'entrée de faible amplitude et dans une gamme de 0 à 200 mVrms. Il peut fonctionner avec une alimentation symétrique de $\pm 2,5\text{V}$ et $\pm 16,5\text{V}$ ou sous une tension unique de $+5\text{V}$ à $+24\text{V}$.

L'entrée et la sortie sont entièrement protégées : le signal d'entrée peut ainsi excéder la tension d'alimenta-



1

LE BROCHAGE DE L'AD636.

tion sans dommage pour le composant, y compris l'application d'une tension d'entrée sans alimenter le circuit. Le buffer de sortie est protégé contre les courts-circuits.

L'AD636 possède une sortie auxiliaire qui indique les décibels : le signal provient d'un circuit interne fournissant le logarithme de la sortie rms. Lorsque cette sortie est utilisée, le niveau de référence 0 dB est déterminé par un courant externe et peut être choisi par l'utilisateur afin de correspondre à un niveau d'entrée compris entre 0 dB (774,6 mV) et -20 dB (77,46 mV).

Le buffer interne peut être utilisé de deux façons : soit en entrée, afin de procurer une impédance élevée, soit en sortie, pour disposer d'un courant pouvant atteindre 5 mA.

La bande passante de l'AD636 atteint 1MHz à -3 dB pour des signaux d'entrée d'amplitude supérieure à 100 mV.

Pour conclure cette brève description, signalons que l'AD636, est disponible en deux types de boîtier et deux versions : l'AD636J, avec une erreur de lecture de $\pm 0,5\text{ mV}$ ($\pm 0,06\%$), et l'AD636K, dont la tolérance est plus serrée : $\pm 0,2\text{ mV}$, ce qui correspond à un pourcentage de $\pm 0,02\%$. Il est disponible en boîtier DIL14

et TO100 (rond métallique). La **figure 1** donne le brochage du boîtier DIL14 ainsi que la constitution interne du circuit.

Le schéma de principe

Le schéma de principe de notre montage est donné en **figure 2**. On remarque immédiatement sa grande simplicité. Le signal à mesurer est dirigé vers l'entrée d'un amplificateur opérationnel, IC₁, configuré en buffer suiveur. Cette disposition permet l'obtention d'une haute impédance d'entrée fixée ici à 1 M Ω par la résistance R₅; cette haute impédance est en effet nécessaire si l'on désire obtenir des résultats de mesures non entachés d'erreur. Cet amplificateur opérationnel est obligatoire car la résistance d'entrée de l'AD636 est relativement faible, puisqu'elle dépasse à peine 6 k Ω . La résistance R₃ et les diodes D₁ et D₂ constituent le dispositif de protection du circuit d'entrée et limitent l'amplitude des signaux à $\pm 0,6\text{V}$.

Signalons la possibilité de disposer en entrée du buffer un diviseur de tension qui permettra la mesure de signaux d'amplitude beaucoup plus

élevée. On pourra ainsi réaliser un atténuateur par 1, par 10 et par 100, ce qui donnera trois gammes de mesures : 0-100 mV, 0-2 V et 0-20 V. Dans ce cas, la résistance R₁ de 1 M Ω ne sera pas implantée sur la platine. A la sortie de l'amplificateur opérationnel IC₁ est connectée une résistance ajustable RV₂ d'une valeur de 200 Ω . Cette résistance sera utilisée lors des réglages afin d'ajuster très précisément le niveau de sortie du convertisseur.

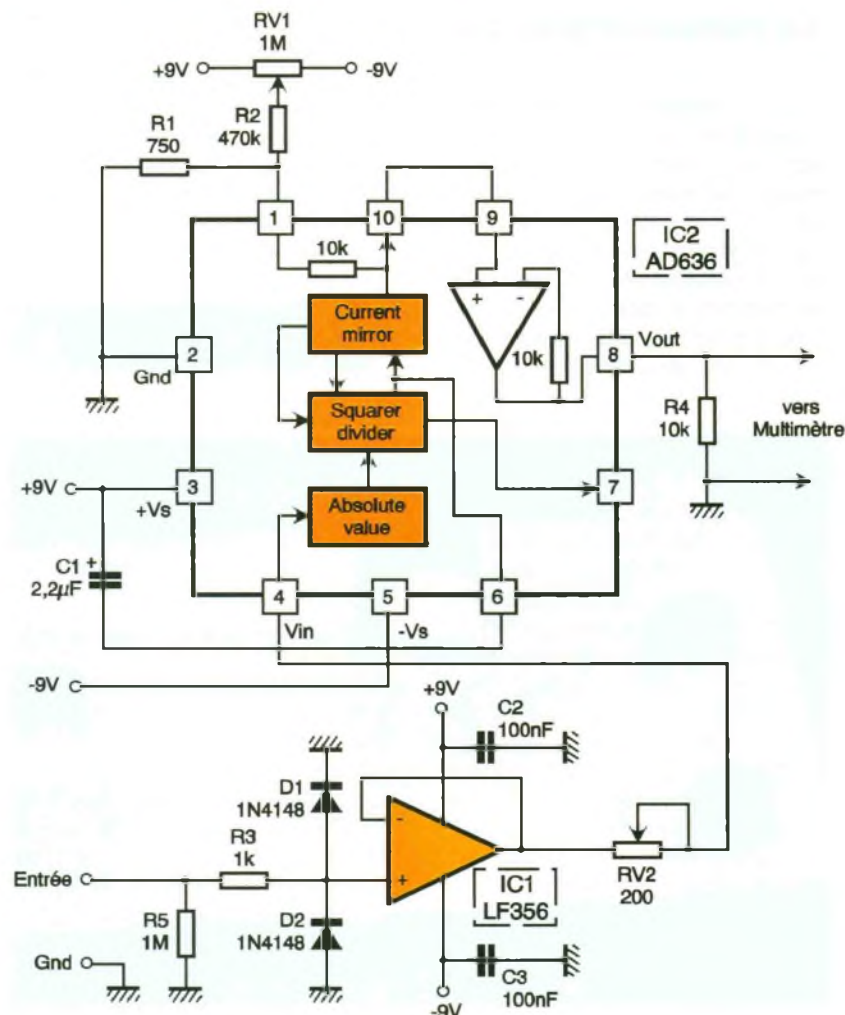
L'ajustable RV₁, d'une valeur de 500 k Ω , connecté entre l'alimentation positive et l'alimentation négative, permettra quant à lui le réglage du zéro en l'absence de signal d'entrée.

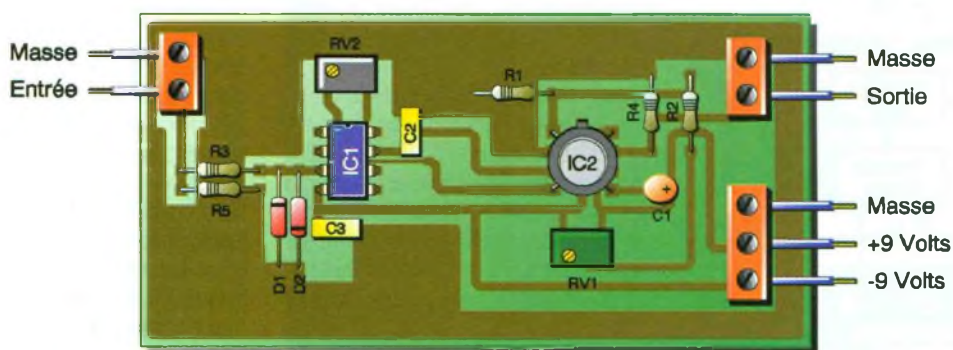
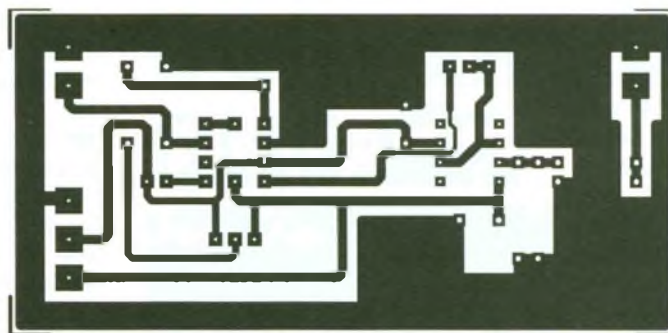
La tension continue de sortie de l'AD636 est disponible en broche 8. C'est à cette borne que l'on connectera le multimètre. On pourra également utiliser un voltmètre à cristaux liquides que l'on aura fabriqué soi-même, ce qui permettra de disposer d'un appareil autonome.

La consommation du montage étant

2

LE SCHEMA DE PRINCIPE.





23 LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

insignifiante, on pourra utiliser deux piles miniatures de 9 V pour l'alimentation symétrique.

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 3**. La **figure 4** représente le schéma d'implantation des composants. Cette réalisation étant d'une grande simplicité, il n'y a pas de recommandations spéciales à formuler, si ce n'est que les résistances ajustables RV₁ et RV₂ seront de préférence des modèles multitours permettant des réglages précis. Les deux circuits intégrés seront

directement soudés sur la platine en respectant les précautions d'usage. Le condensateur C₁ sera un modèle au tantale goutte.

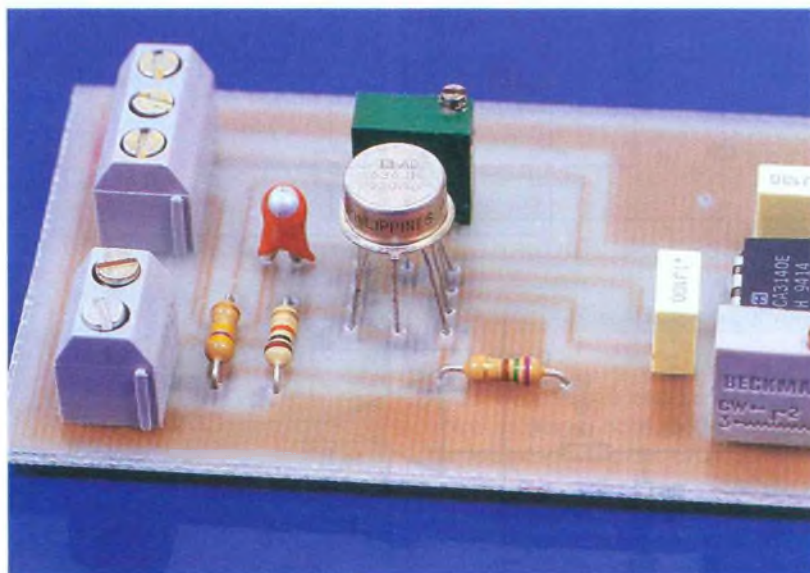
Les essais et les réglages

Après avoir vérifié le câblage, on mettra le montage sous tension. On passera ensuite à la procédure de réglage :

- après avoir court-circuité l'entrée à la masse, on ajustera RV₁ de manière à obtenir exactement 0V en sortie ;
- injecter une tension continue de

150 mV dans l'entrée et ajuster RV₂ pour obtenir 150 mV en sortie ;
 - injecter un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'une amplitude de 400 mV crête à crête : on devra alors obtenir une tension continue de 141,4 mV sur le cadran du multimètre (200 mV x 0,707).
 On retouchera au besoin le réglage de la résistance ajustable RV₂.

LE CIRCUIT INTEGRE EN BOITIER ROND REGROUPE LES FONCTIONS PRINCIPALES.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés
 IC₁ : LF356, CA3140
 IC₂ : AD636 (boîtier TO100)

Semi-conducteurs
 D₁, D₂ : 1N4148

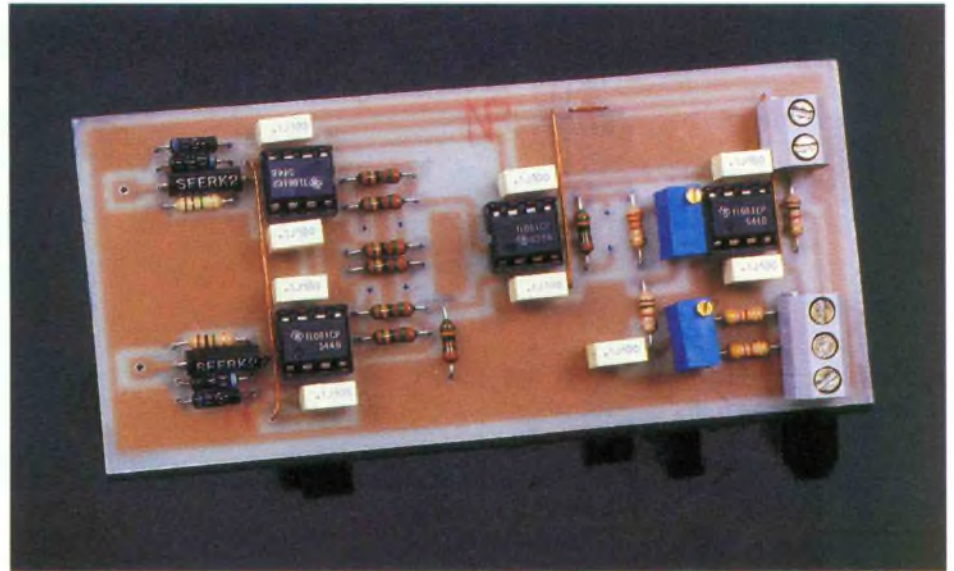
Résistances
 R₁ : 750 Ω (violet, vert, marron)
 R₂ : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)
 R₃ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)
 R₄ : 10 kΩ (marron, noir, orange)
 R₅ : 1 MΩ (marron, noir, vert)
 RV₁ : résistance ajustable multitours 1 MΩ
 RV₂ : résistance ajustable multitours 200 Ω

Condensateurs
 C₁ : 1 μF/16 V tantale goutte
 C₂, C₃ : 100 nF



AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL DE MESURE

Dans bon nombre d'applications ayant rapport avec les mesures, comme l'utilisation de jauges de contraintes ou les capteurs de pression, l'utilisation d'un amplificateur différentiel possédant une haute impédance d'entrée et une sortie simple est pratiquement obligatoire. Bien que de nombreux fabricants proposent de tels amplificateurs sous la forme d'un boîtier DIL à 8 broches, ces derniers sont d'un approvisionnement difficile. Alors autant le fabriquer nous-même...



L'amplificateur différentiel le plus simple que l'on puisse trouver est proposé en **figure 2**. Il ne fait appel qu'à l'utilisation d'un seul amplificateur opérationnel et présente de ce fait plusieurs lacunes dont les plus évidentes sont :

- la résistance d'entrée de l'entrée est relativement basse et est égale à R_1 ;
- de ce fait, il existe une grande différence entre les impédances des deux entrées.

La première chose qui vient à l'esprit est alors d'utiliser des résistances d'entrée R_1 et R_2 de grosse valeur afin d'augmenter l'impédance des entrées, ce qui est vrai en théorie. Mais en pratique on se heurte à différents problèmes : certains amplificateurs opérationnels (les plus anciens) présentent, lorsque des résistances de

contre-réaction de forte valeur sont utilisées, une tension de décalage et une dérive très élevées. Par ailleurs, en admettant que l'on choisisse pour R_1 et R_2 des résistances de $1\text{ M}\Omega$ et que l'on souhaite obtenir un gain de 100, il faudra alors que R_3 et R_4 aient une valeur de $100\text{ M}\Omega$. Les résistances utilisées dans un amplificateur différentiel devant être de tolérance serrée (1 % ou moins) afin de ne pas dégrader le TRMC (Taux de Réjection en Mode Commun), ces résistances de $100\text{ M}\Omega$ sont introuvables et nous voici au point de départ. C'est pourquoi il est préférable d'utiliser un autre type d'amplificateur différentiel notablement plus compliqué puisque employant plusieurs amplificateurs opérationnels, mais ne présentant pas ces différents inconvénients.

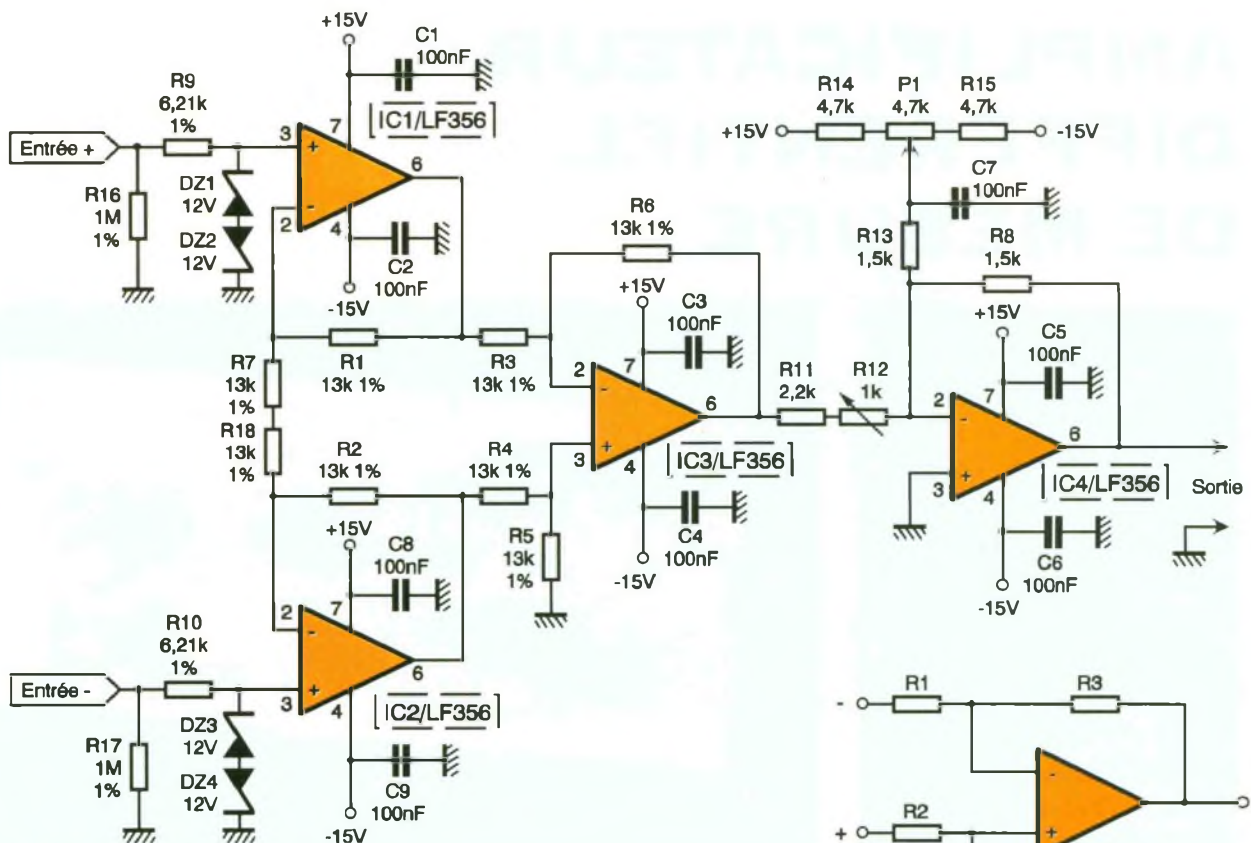
Le schéma de principe

Le schéma de principe est donné en **figure 1**. Chaque entrée (+ et -) possède son amplificateur opérationnel, IC_1 et IC_2 . Ces derniers sont configurés en amplificateurs non-inverseurs et possèdent un gain de 2 déterminé par le rapport des résistances R_1 , R_2 et R_7 - R_8 . De par leur configuration non-inverseuse, les amplificateurs présentent des résistances d'entrée très élevées et l'on élimine ainsi l'inconvénient majeur

de l'ampli différentiel de la **figure 2**. L'impédance d'entrée est fixée par les résistances R_{16} et R_{17} à $1\text{ M}\Omega$. Signalons pour information que l'on peut également monter les circuits d'entrée en buffers suiveurs. On garde ainsi la très haute impédance d'entrée mais le gain ne peut être qu'unitaire. Les résistances R_9 , R_{10} et les diodes Zener DZ_1 , DZ_2 , DZ_3 et DZ_4 constituent les dispositifs de protection des entrées contre l'application d'une tension d'amplitude trop grande. Cette tension sera limitée ici à un peu plus de 12V.

Les sorties des AOP IC_1 et IC_2 attaquent ensuite les entrées de l'amplificateur différentiel proprement dit, IC_3 . Les résistances R_3 , R_4 , R_5 et R_6 présentant la même valeur, le gain de cet étage est égal à l'unité et le signal en ressort tel qu'il est entré, mais inversé par rapport aux entrées. En effet, certains lecteurs auront peut-être remarqué que les entrées + et - sont respectivement dirigées vers les entrées - et + de l'amplificateur différentiel IC_3 qui introduit alors un déphasage de 180° . L'amplificateur opérationnel IC_4 est configuré en amplificateur sommateur inverseur et possède trois rôles bien définis :

- il déphase les signaux de 180° , ce qui rend le déphasage total nul, et donc les signaux de sortie identiques aux signaux d'entrée ;
- il divise par deux l'amplitude du si-



1 LE SCHEMA DE PRINCIPE.

gnal qui est appliqué sur son entrée et donne ainsi à l'ensemble du montage un gain unitaire (signalons que nous avons fixé ce gain d'une façon tout à fait arbitraire, et que ce dernier peut être augmenté et porté par exemple à 100); c'est par la manœuvre de la résistance R_{12} que l'on obtiendra le gain de 1, la valeur de la résistance $R_{11} + R_{12}$ étant alors la double de celle de R_8 ;

– il permet de régler à 0V la tension de sortie lorsque aucun signal n'est appliqué sur les entrées. Il peut ainsi annuler les tensions d'offset (ou de décalage) des précédents amplificateurs opérationnels. On utilise pour cela le réseau de résistances R_{14} , R_{15} et P_1 connecté entre les tensions d'alimentation positive et négative, et qui permet la superposition au signal d'entrée d'une tension continue.

Les tensions d'alimentation ont une valeur de + 15V et - 15V, ce qui permettra, le gain de l'amplificateur différentiel étant réglé à 10 (par exemple), la mesure de signaux d'une amplitude maximale de + 1,4V et - 1,4V. Dans le cas d'une utilisation en gain unitaire, la limitation à + 12V et - 12V en entrée est engendrée par la limitation apportée par les diodes Zener. Ces tensions d'alimentation pourront être fournies

par des régulateurs de type 7815 et 7915 qu'il sera inutile de monter sur dissipateurs, les courants d'alimentation n'étant pas élevés.

Chaque amplificateur opérationnel voit ses deux broches d'alimentation découplées par un condensateur de 100 nF.

Lors de la conception du circuit imprimé, nous avons prévu la possibilité d'implanter, en parallèle sur les résistances R_1 , R_2 et R_6 , des petites capacités de quelques picofarads. Celles-ci ne sont pas obligatoires, mais apporteront le cas échéant une compensation en fréquence (signaux carrés). Elles permettront également de stopper une mise en oscillations du montage si cela venait à se produire. Leur valeur sera déterminée par essais et devrait être de l'ordre de 15 pF à 33 pF.

La réalisation pratique

Le dessin du circuit imprimé est donné en **figure 3** et l'on utilisera le schéma d'implantation donné en **figure 4** afin de câbler la platine. On utilisera le dessin du circuit imprimé sans le modifier afin d'obtenir un fonctionnement sans problèmes. Les câbles d'entrées et de sorties ainsi que ceux des alimentations seront connectés au montage à l'aide de borniers à vis.

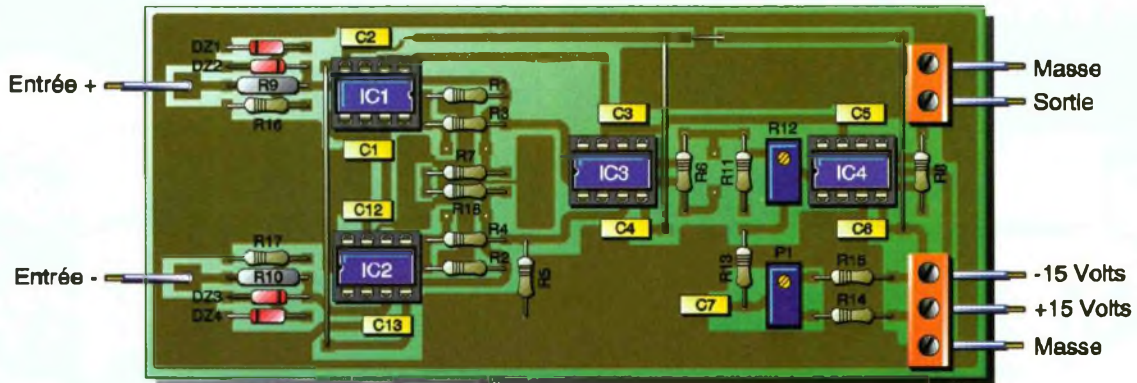
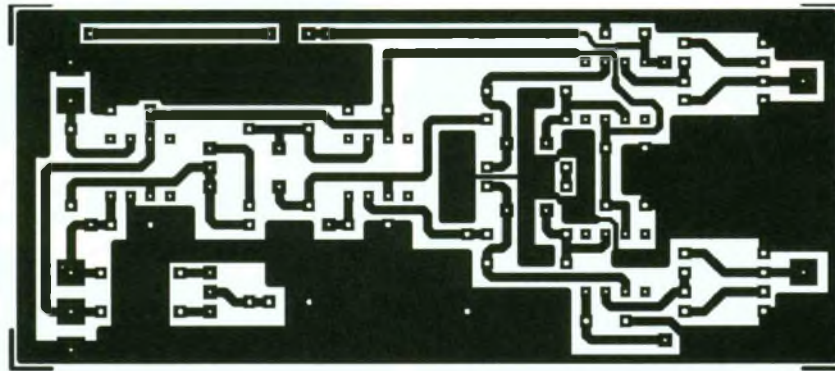
On câblera ensuite les straps puis les composants passifs. Il est à remarquer que les résistances seront à to-

2 L'AMPLI DIFFERENTIEL.

lérance de 1 % ou, mieux, comme indiqué sur le schéma de principe. Les condensateurs de découplage seront de type MKT ou LCC (jaune). Les résistances ajustables P_1 et R_{12} seront obligatoirement des modèles multitours afin d'obtenir un réglage facile et une tenue dans le temps de ce dernier. Les diodes Zener seront des modèles de puissance 0,4 W. Le câblage terminé, on vérifiera soigneusement les soudures et l'absence de microcoupures des pistes du circuit imprimé. On pourra éventuellement enlever l'excédent de résine à l'aide d'un chiffon propre imbibé largement d'acétone.

Les essais et les réglages

Ils sont très simples. Après avoir court-circuité les entrées, on réglera la résistance ajustable P_1 de manière à obtenir 0V en sortie. On injectera ensuite dans les entrées une tension continue de 5 V et l'on ajustera alors la résistance R_{12} de manière à obtenir la même valeur en sortie, cela, bien entendu, si l'amplificateur différentiel a été choisi avec un gain unitaire. Si l'on souhaitait régler le montage à



3/4

LE CIRCUIT IMPRIME ET L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

un gain plus élevé, il suffirait de changer la valeur de certaines résistances. Par exemple, pour un gain de 20 :

- porter la valeur de R_5 et R_6 à $20\text{ k}\Omega$ (1%);
- remplacer R_3 et R_4 par des résistances de $5\text{ k}\Omega$ (1%);
- remplacer la résistance R_{11} par un strap;
- augmenter la valeur de R_8 et R_{13} à $2,7\text{ k}\Omega$.

Comme on peut le constater, il

convient de répartir l'augmentation du gain sur les différents étages du montage, cela afin de ne pas limiter excessivement la bande passante de l'amplificateur différentiel.

Signalons pour conclure que différents types d'amplificateurs opérationnels peuvent être utilisés. Ce choix sera effectué en fonction de l'utilisation du montage. Si des signaux de fréquence assez élevée devaient être mesurés, on choisirait alors des AOP rapides, tels les AD818, AD829 ou AD849. Pour une utilisation normale, des LF356 ou TL081 peuvent convenir.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Circuits intégrés
IC₁ à IC₄ : LF356, TL081

Semi-conducteurs
DZ₁ à DZ₄ : Zener 12 V

Résistances

R₁ à R₇, R₁₈ : 13 k Ω 1 % (marron, orange, noir, rouge)

R₈, R₁₃ : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)

R₉, R₁₀ : 6,21 k Ω 1 % (bleu, rouge, marron, rouge)

R₁₁ : 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)

R₁₂ : résistance ajustable multitours 1 k Ω

R₁₄, R₁₅ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)

R₁₆, R₁₇ : 1 M Ω 1 % (marron, noir, vert, rouge)

P₁ : résistance ajustable multitours 4,7 k Ω

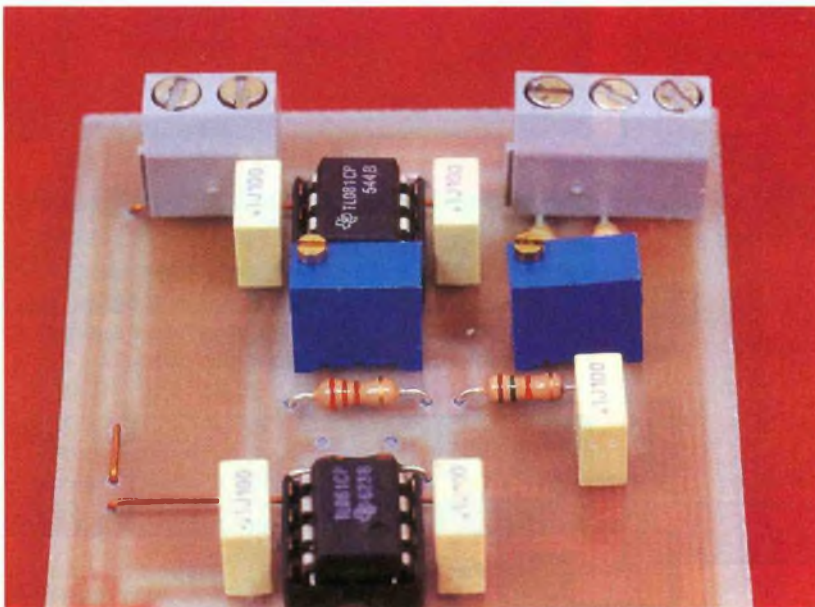
Condensateurs

C₁ à C₉ : 100 nF

Divers

1 bornier à vis à 2 points

1 bornier à vis à 3 points

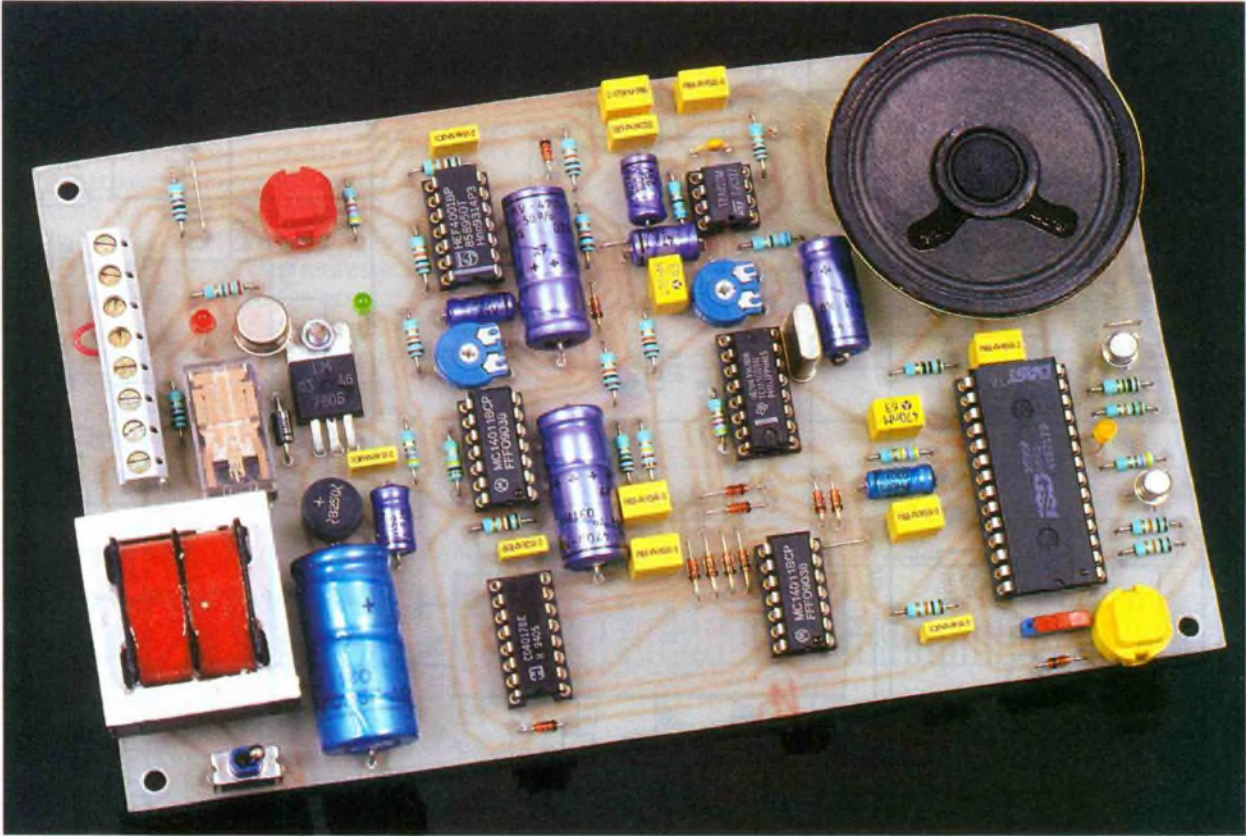


LES DEUX REGLAGES P1 ET R12.



DOMOTIQUE

ENREGISTREMENT DE L'HEURE D'UNE ALARME

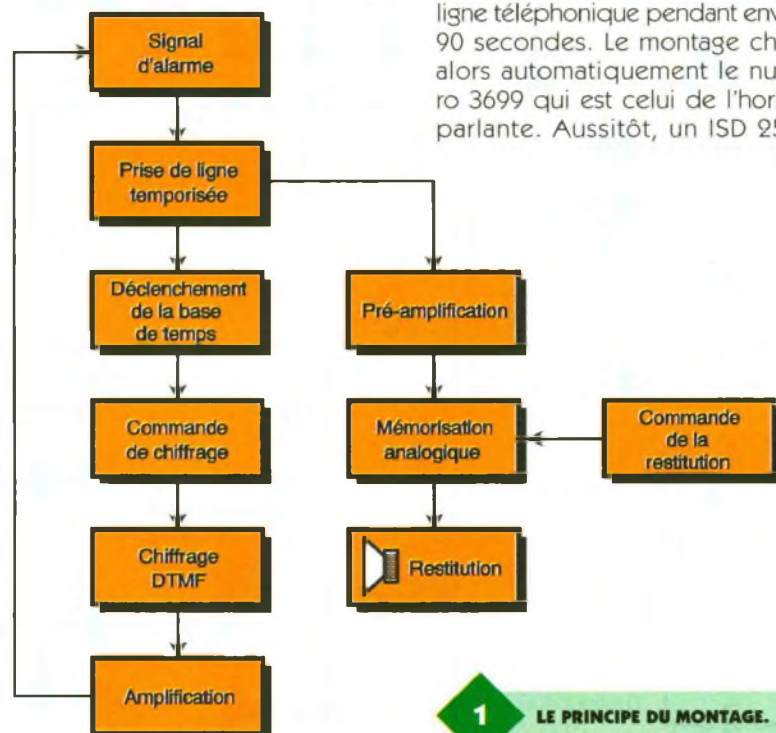


Ce montage original pourrait être le complément utile de tout système d'alarme. En effet, suite à une sollicitation de ce dernier, il suffira de l'interroger. Il déclenche alors à haute et intelligible voix la date et l'heure précise de l'effraction. L'utilisation d'un tel dispositif peut d'ailleurs être étendue à toutes les applications pour lesquelles le datage d'un événement peut présenter de l'intérêt.

La précision est exceptionnelle étant donné qu'elle a tout simplement été confiée à... l'horloge parlante.

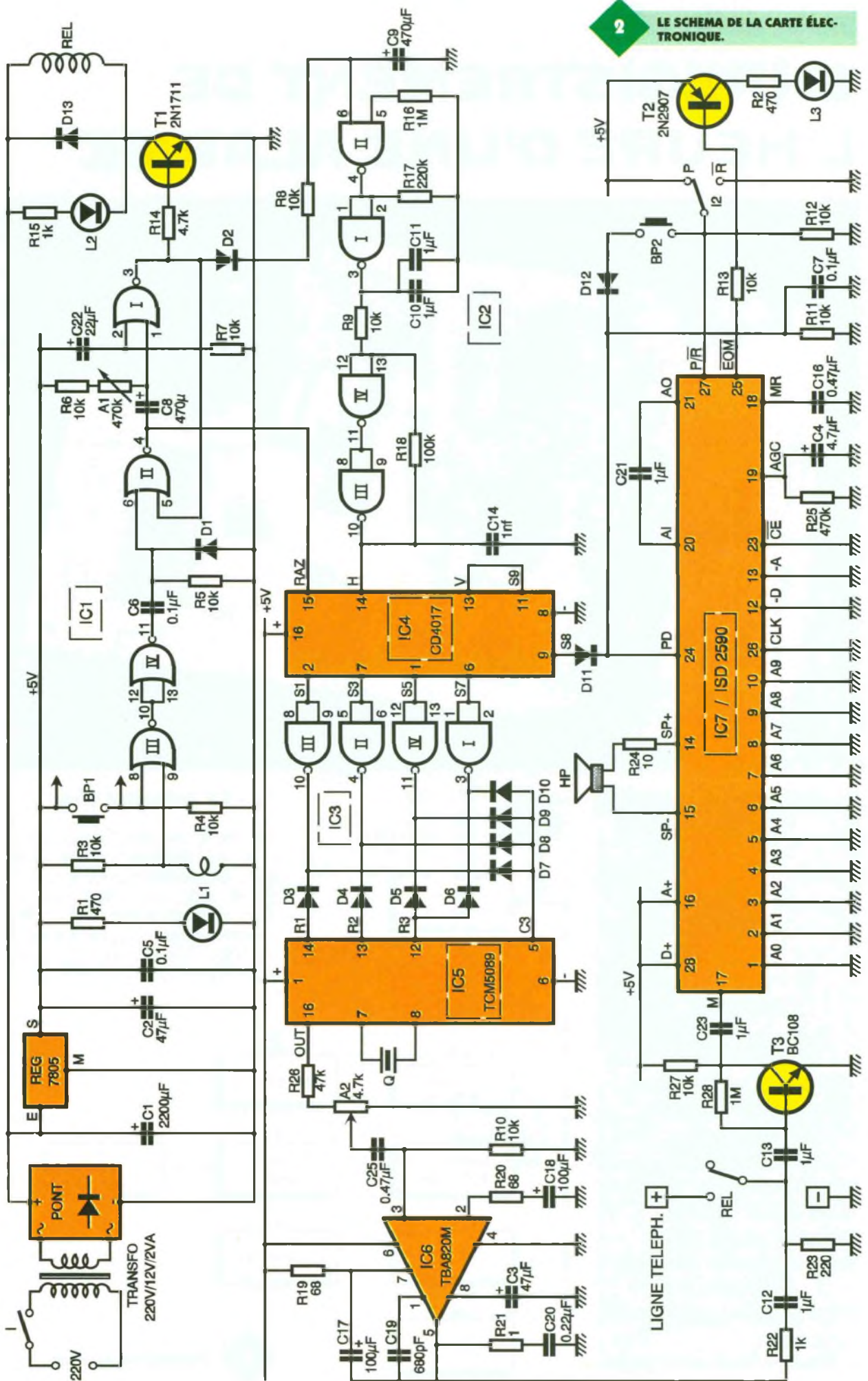
I - Le principe (fig. 1)

Dès que le système est sollicité, il se produit la prise temporisée de la ligne téléphonique pendant environ 90 secondes. Le montage chiffre alors automatiquement le numéro 3699 qui est celui de l'horloge parlante. Aussitôt, un ISD 2590,



1

LE PRINCIPE DU MONTAGE.



d'une capacité d'enregistrement et de mémorisation analogique de 90 secondes, prend son départ. Il suffira par la suite d'écouter cet enregistrement pour connaître l'heure précise du déclenchement avec la date en prime puisque cette dernière est rappelée toutes les minutes.

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

a) Alimentation

L'énergie est prélevée du secteur par l'intermédiaire d'un transformateur délivrant sur son enroulement secondaire un potentiel alternatif de 12 V. Un pont de diodes redresse les deux alternances, tandis que la capacité C_1 effectue un premier filtrage. Sur la sortie du régulateur 7805, on relève un potentiel continu stabilisé à une valeur de 5 V. La capacité C_2 apporte un complément de filtrage alors que C_5 découple l'alimentation du restant du montage. La DEL verte L_1 signale la mise sous tension du dispositif.

b) Prise de ligne temporisée

La porte NOR III de IC_1 peut avoir l'une ou l'autre de ses entrées soumise à un état haut selon :

- que la liaison $R_3 \rightarrow$ moins de l'alimentation se trouve rompue ;
- que BP_1 (ou tout autre contact extérieur) ne relie l'entrée 8 au plus de l'alimentation.

Dans les deux cas, la sortie de la porte NOR III passe à l'état bas. Il en résulte un front ascendant sur la sortie de la porte NOR IV. Ce dernier est pris en compte par le dispositif dérivateur formé par C_6 et R_5 . En particulier, la charge rapide de C_6 à travers R_5 a pour effet de faire apparaître une brève impulsion positive sur l'entrée de commande de la bascule monostable formée par les portes NOR I et II de IC_1 . Sur la sortie de celle-ci, on enregistre un état haut dont la durée est réglable, grâce au curseur de l'ajustable A_1 . Nous verrons que cette durée doit être de l'ordre de 90 secondes. Pendant ce temps, le transistor T_1 est saturé. Il comporte dans son circuit collecteur le bobinage d'un relais 1RT qui se ferme aussitôt. On notera que ce relais est directement alimenté par le potentiel de 12 V disponible sur l'armature positive de C_1 . La DEL rouge L_2 signale sa fermeture, tandis que la diode D_{13} protège T_1 des effets liés à la surtension de self qui se manifestent lors des coupures.

Les contacts fermés du relais relie le

« plus » de la ligne téléphonique au « moins » par le biais de R_{23} dont l'impédance est proche d'un poste téléphonique. C'est la prise de ligne.

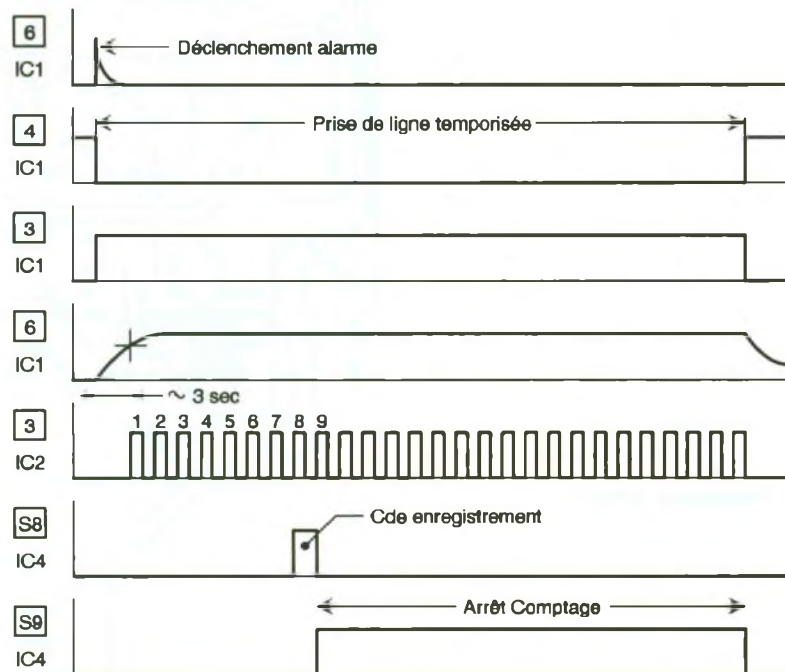
On remarquera que pendant cette durée, la sortie de la porte NOR II de la bascule est à l'état bas, ce qui libère le compteur IC_4 de son blocage sur la position S_0 . Nous en reparlerons.

La ligne est restituée au bout de la temporisation évoquée ci-dessus. Le relais s'ouvre suite à la mise au repos de la bascule monostable, et le

compteur IC_4 est de nouveau bloqué sur sa position S_0 .

c) Base de temps

Dès que la bascule monostable évoquée au paragraphe précédent présente un état haut sur sa sortie, la capacité C_9 se charge à travers R_8 . Au bout de 3 à 4 secondes de temporisation occasionnelle par cette charge, le multivibrateur formé par les portes NAND I et II de IC_2 entre en oscillation. Il génère sur sa sortie des créneaux de forme carrée à une pé-

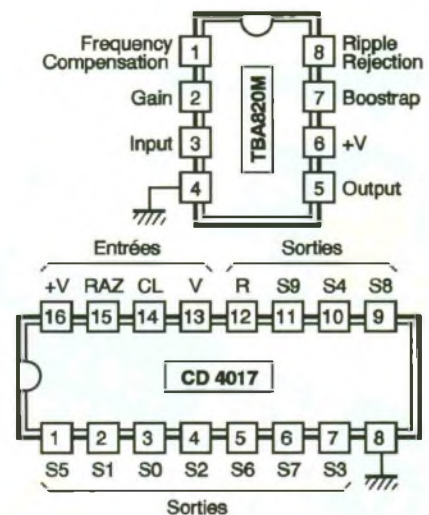
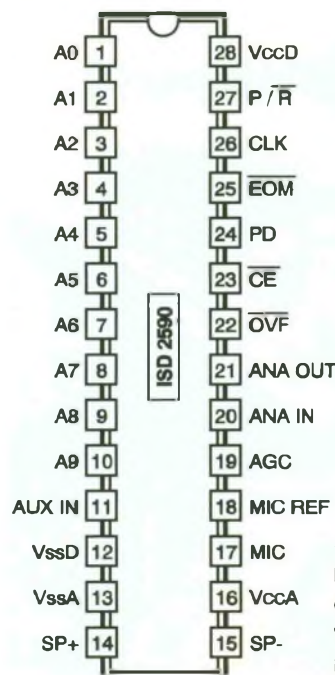


3

LES SIGNAUX RELEVÉS LORS DU FONCTIONNEMENT.

4

LE BROCHAGE DES CIRCUITS INTÉGRÉS.



+V: + Alimentation
RAZ: Remise à zéro (RESET)
CL: Horloge (CLOCK)
V: Validation (CLOCK INHIBIT)
R: Report (CARRY OUT)
S0 à S9: 10 sorties alimentation

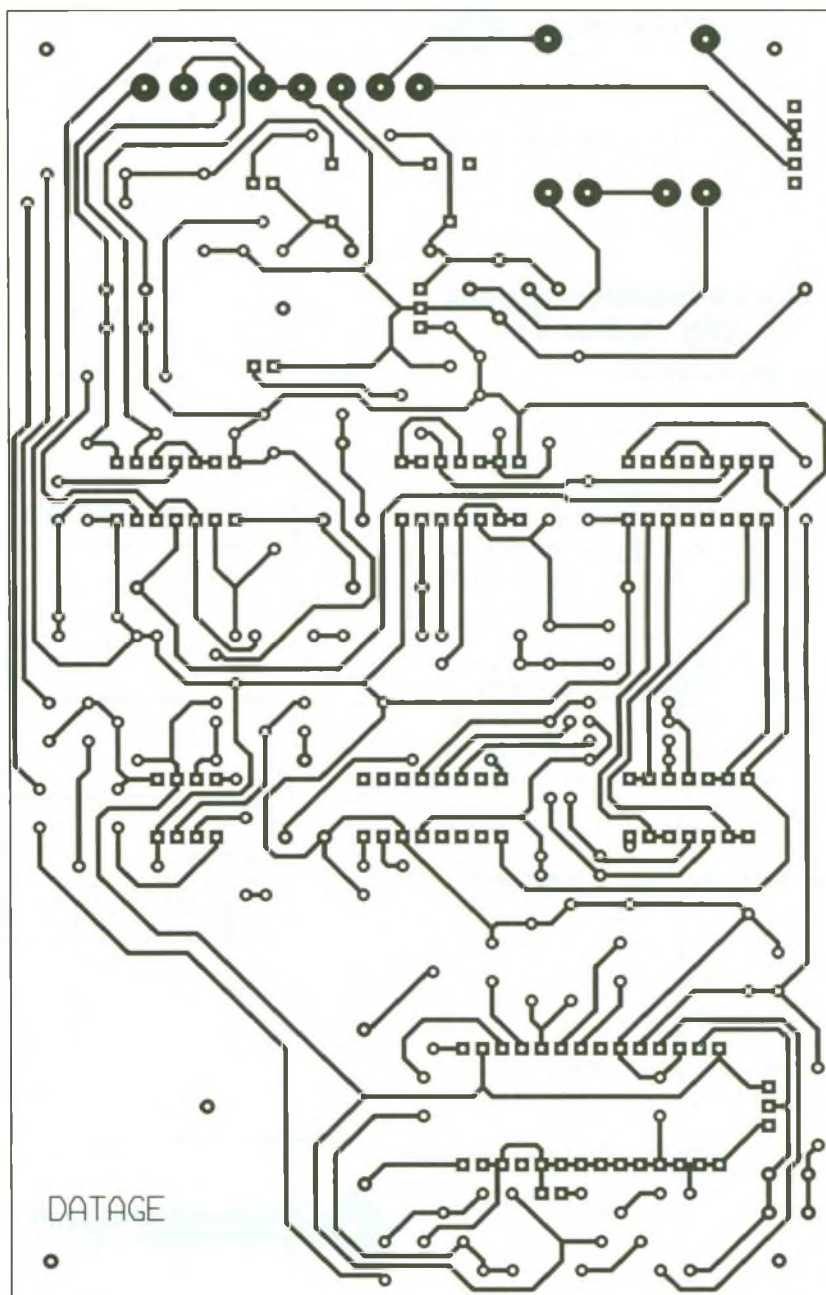
riode de l'ordre de la seconde. Les portes NAND III et IV du même boîtier, avec les résistances périphériques R_9 et R_{18} forment un trigger de Schmitt qui confère aux créneaux montants et descendants une configuration bien verticale.

d) Séquenceur de chiffage

Le circuit intégré référencé IC_4 est un compteur décodeur décimal bien connu puisqu'il s'agit du CD 4017. Il avance au rythme des fronts ascendants des créneaux présentés sur son entrée « Horloge », étant donné que son entrée « RAZ » est à l'état bas, comme nous avons déjà eu l'occasion de le voir au paragraphe b. Ce compteur avance donc progressivement par déplacement de l'état haut sur la sortie S_1 , S_2 , et ainsi de suite jusqu'au moment où l'état haut atteint la sortie S_9 reliée à l'entrée de validation (broche 13). Le compteur cesse alors de progresser et reste bloqué sur cette position pendant toute la durée de la prise de ligne. Lorsque cette dernière est restituée, le compteur est à nouveau bloqué sur sa position de repos S_0 , étant donné l'état haut disponible sur la sortie de la porte NOR II et IC_1 .

e) Chiffage DTMF

Au fur et à mesure que IC_4 avance, on note une succession d'états bas sur les sorties des portes NAND inverseuses de IC_3 , dans un ordre correspondant respectivement aux sorties S_1 , S_3 , S_5 et S_7 de IC_4 . A titre d'exemple, lorsque le compteur IC_4 est en position S_1 , les entrées R_1 et C_3 du circuit encodeur TCM 5089 (IC_5) sont simultanément soumises à un état bas, par l'intermédiaire de D_3 et de D_7 .



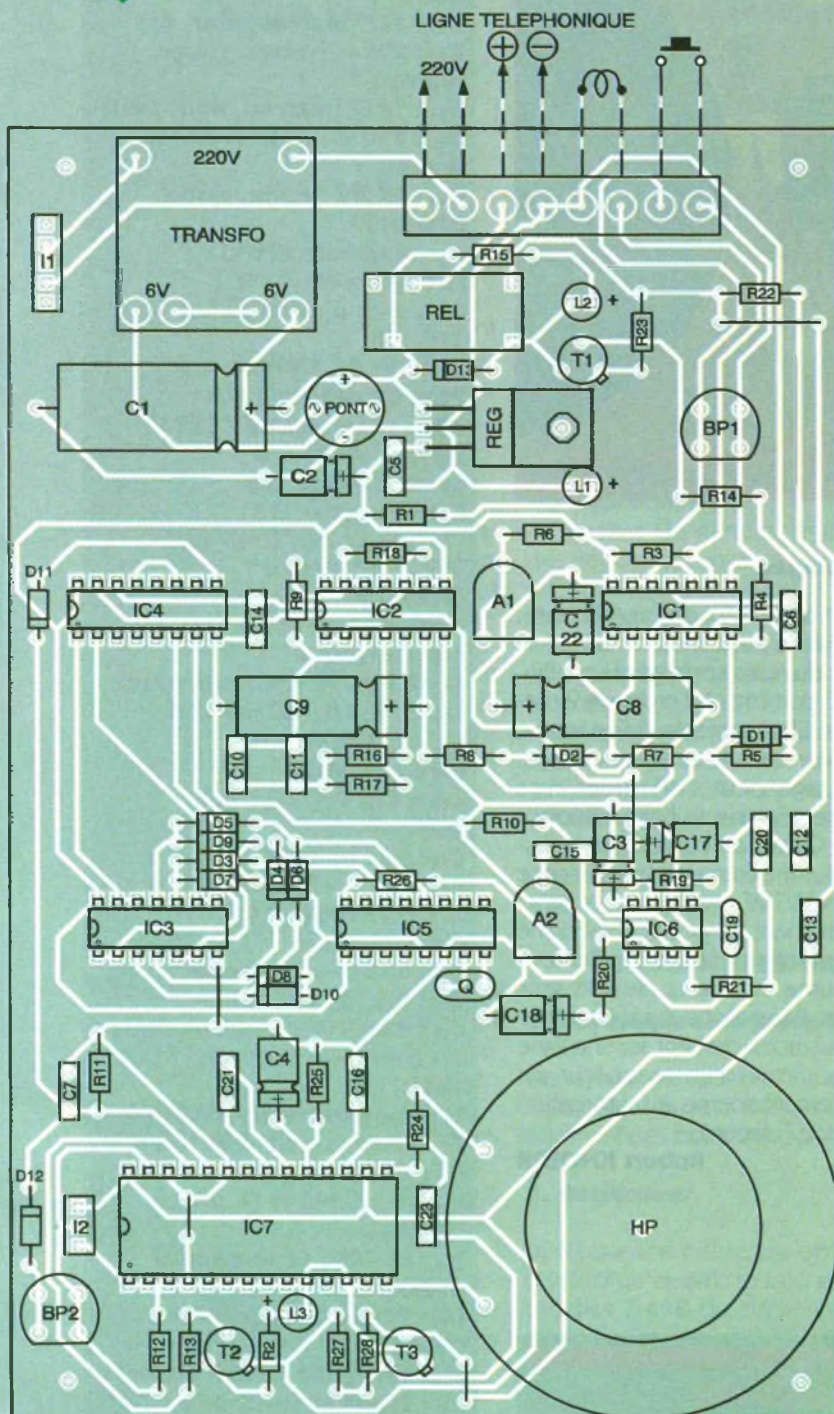
LE BASE DE TEMPS.



5

LE CIRCUIT IMPRIME.

En fin d'article, nous publions un descriptif relativement détaillé du codeur DTMF TCM 5089. En particulier, le lecteur verra que l'exemple évoqué ci-dessus correspond à la génération du signal musical DTMF caractérisant le chiffre 3. Lorsque le compteur occupera la position S_3 , ce sera la génération du chiffre 6, puis deux fois le chiffre 9 pour les positions S_5 et S_7 de IC_4 . En définitive, le circuit spécialisé IC_5 vient de chiffrer le numéro 3699 affecté à l'horloge parlante, et cela dans n'importe quel département français. Entre la formation de deux chiffres consécutifs, une pause a été aménagée intentionnellement ; c'est la raison pour laquelle les sorties S_2 , S_4 et S_6 de IC_4 n'ont pas été exploitées. Cette condition est indispensable pour une bonne prise en compte des signaux DTMF.



f) Amplification

Le circuit intégré référencé IC₆ est un TBA 820M. Il s'agit d'un amplificateur audio très courant de moyenne puissance. Les signaux DTMF issus de IC₅ sont disponibles sur le curseur de l'ajustable A₂ qui permet d'en prélever une fraction plus ou moins grande. Ils sont transmis sur l'entrée directe de IC₆ par l'intermédiaire de C₁₅. Après amplification, ils sont injectés dans la ligne téléphonique par l'intermédiaire de R₂₂ et de C₁₂.

g) Enregistrement de la date et de l'heure

Après le chiffage du 3699, le compteur IC₄ passe sur la position S₈ ce qui, par l'intermédiaire de D₁₁, assure le démarrage d'un cycle de IC₇ qui est un circuit intégré dont nous avons souvent eu l'occasion de parler : il s'agit en effet du mémorisateur analogique ISD. A la différence de ceux que nous avons déjà publiés (ISD 1012, 1016 et 1020), le circuit utilisé est un ISD 2590 capable d'enregistrer une séquence de 90 se-

condes. Il se caractérise par un brochage différent par rapport aux autres ISD citées plus haut. En fait, sur ces derniers, les broches 7, 8 et 22 ne sont pas connectées.

Dans le circuit 2590, elles correspondent respectivement aux adresses A₆, A₇ et « Overflow ». Pour les adresses, cette disposition repousse les adresses A₈ et A₉ aux broches 9 et 10. Quant à la broche 22, elle n'est pas exploitée dans le présent montage.

En définitive, étant donné que toutes les adresses sont à relier à l'état bas, lorsque l'on relie les broches 7 et 8 à l'état bas, le support de 28 broches peut accepter indifféremment un ISD 1012, 1016, 1020, ainsi que le 2590 de la présente application. Lorsque l'entrée P/R (broche 27) est soumise à un état bas, grâce à la position correspondante de l'inverseur I₂, le circuit IC₇ réalise une séquence d'enregistrement. Les signaux disponibles dans la ligne téléphonique sont d'abord pré-amplifiés par T₃, puis introduits dans le circuit IC₇ (broche 17) par l'intermédiaire de C₂₃.

Lorsque le cycle de 90 secondes est achevé, la sortie EOM (broche 25) présente un état bas et la DEL jaune L₃ s'allume pour signaler cette position de repos du circuit ISD.

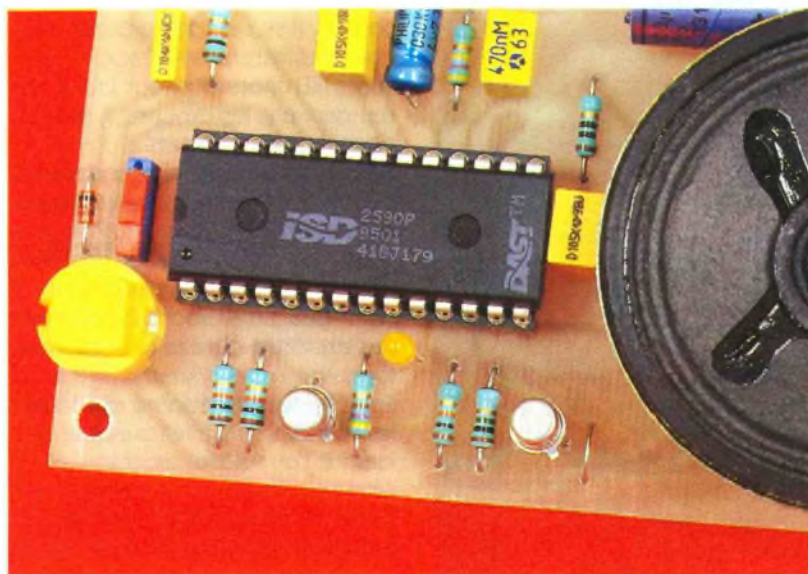
A noter qu'il serait également possible de recourir à un ISD 1020 (capacité 20 secondes) mais, dans ce cas, l'enregistrement de la date de l'événement resterait aléatoire étant donné que cette dernière est uniquement annoncée une fois toutes les minutes. En revanche, l'enregistrement de l'heure se réaliserait dans des conditions acceptables.

h) Ecoute du message

Il suffit de placer l'inverseur I₂ en position « Play », ce qui a pour effet de soumettre l'entrée P/R de IC₇ à un état haut.

En appuyant ensuite sur le bouton-poussoir BP₂, le circuit ISD démarre son cycle de restitution, ce qui permet l'audition de l'enregistrement sur le haut-parleur relié aux broches 14 et 15 par l'intermédiaire de R₂₄.

On remarquera que si l'inverseur I₂ est en position « Record » (enregistrement), l'appui sur BP₂ n'est suivi d'aucun effet. Cette disposition est intentionnelle et constitue une sécurité de fonctionnement. En effet, si le démarrage de l'ISD pouvait se réaliser manuellement en phase d'enregistrement, il se pourrait qu'un opérateur distrait oublie de positionner auparavant I₂ sur « Play » et, après



LE CIRCUIT SPECIALISE DE LA SERIE ISD.

avoir sollicité BP₂, efface le message enregistré, qui serait, dans ce cas, irrémédiablement perdu.

III – La réalisation

a) Circuit imprimé (fig. 5)

Le circuit imprimé pourra se réaliser avec les moyens habituels : application directe d'éléments de transfert, méthode photographique, confection d'un typon. Après gravure dans un bain de perchlorure de fer, le module est à rincer abondamment à l'eau tiède.

Par la suite, toutes les pastilles seront percées à l'aide d'un foret de 0,8 mm de diamètre. Certains trous seront à agrandir à 1 mm, voire à 1,3, suivant les diamètres des connexions auxquelles ils sont destinés.

b) Implantation des composants

Après la mise en place des straps de liaison, on implantera les diodes, les résistances et les supports des circuits intégrés. Par la suite, on soudera les autres composants : capacités, transistors, ajustables, relais et transformateur. Attention à l'orientation correcte des composants polarisés. Le haut-parleur peut directement être collé sur le module. Les curseurs des ajustables seront placés en position médiane. A ne pas oublier, surtout, la liaison de continuité au niveau du bornier : R₃ → « moins » de l'alimentation. Sans cette précaution, le montage ne saurait fonctionner.

c) Réglages

A l'aide du curseur de l'ajustable A₁, on réglera la temporisation de la fermeture du relais après appui sur BP₁. Celle-ci doit être de l'ordre de 90 secondes. Elle augmente si l'on tourne le curseur dans le sens anti-horaire. Ce réglage peut s'effectuer sans branchement sur la ligne téléphonique. Quant au curseur de l'ajustable A₂, il détermine la puissance du signal DTMF injecté dans la ligne. Généralement, la position médiane convient. La puissance augmente si l'on tourne le curseur dans le sens horaire. Rappelons pour terminer que tout raccordement sur une ligne téléphonique d'un récepteur est normalement soumis à l'autorisation de France Telecom.

Robert KNOERR

NOMENCLATURE

5 straps (1 horizontal, 4 verticaux)

R₁, R₂ : 470 Ω (jaune, violet, marron)

R₃ à R₁₃, R₂₇ : 10 kΩ (marron, noir, orange)

R₁₄ : 4,7 kΩ (jaune, violet, rouge)

R₁₅, R₂₂ : 1 kΩ (marron, noir, rouge)

R₁₆, R₂₈ : 1 MΩ (marron, noir, vert)

R₁₇ : 220 kΩ (rouge, rouge, jaune)

R₁₈ : 100 kΩ (marron, noir, jaune)

R₁₉, R₂₀ : 68 Ω (bleu, gris, noir)

R₂₁ : 1 Ω (marron, noir, or)

R₂₃ : 220 Ω (rouge, rouge, marron)

R₂₄ : 10 Ω (marron, noir, noir)

R₂₅ : 470 kΩ (jaune, violet, jaune)

R₂₆ : 47 kΩ (jaune, violet, orange)

A₁ : ajustable 470 kΩ

A₂ : ajustable 4,7 kΩ

D₁ à D₁₂ : diodes-signal 1N4148

D₁₃ : diode 1N4004

Pont de diodes 1,5 A

REG : régulateur 5 V (7805)

L₁ : DEL verte Ø 3

L₂ : DEL rouge Ø 3

L₃ : DEL jaune Ø 3

Q : quartz 3,579545 MHz

C₁ : 2 200 µF/25 V

électrolytique

C₂, C₃ : 47 µF/10 V

électrolytique

C₄ : 4,7 µF/10 V électrolytique

C₅, C₆, C₇ : 0,1 µF milfeuill

C₈, C₉ : 470 µF/10 V

électrolytique

C₁₀ à C₁₃, C₂₁, C₂₃ : 1 µF

milfeuill

C₁₄ : 1 nF milfeuill

C₁₅, C₁₆ : 0,47 µF milfeuill

C₁₇, C₁₈ : 100 µF/10 V

électrolytique

C₁₉ : 680 pF céramique

C₂₀ : 0,22 µF milfeuill

C₂₂ : 22 µF/10 V électrolytique

T₁ : transistor NPN 2N1711, 1613

T₂ : transistor PNP 2N2907

T₃ : transistor NPN BC108 B

IC₁ : CD4001 (4 portes NOR)

IC₂, IC₃ : CD4011 (4 portes NAND)

IC₄ : CD4017 (compteur-décodeur décimal)

IC₅ : TCM5089 (générateur DTMF)

IC₆ : TBA820M (ampli audio)

IC₇ : ISD2590 (mémoire analogique 90 secondes)

1 support 8 broches

3 supports 14 broches

2 supports 16 broches

1 support 28 broches

I₁ : inverseur pour circuit imprimé

I₂ : microswitch 3 broches (1 inverseur bidirectionnel)

Transformateur 220 V/

2 x 6 V/2 VA

Bornier soudable 8 plots

Relais 12 V/1RT National

2 boutons-poussoirs pour circuit imprimé

HP : haut-parleur 4-8 Ω Ø 50

ENCART TECHNIQUE : LE TCM 5089

Le TCM 5089 est un encodeur extrêmement utilisé en téléphonie. Ce circuit est en effet capable de générer les fréquences musicales nécessaires à la composition des numéros téléphoniques par fréquence vocale, c'est-à-dire suivant la technique de la DTMF (*Dual Tone Multi Frequency*). Il s'agit d'un circuit intégré relativement élaboré et nécessitant très peu de composants périphériques : un clavier et un quartz.

1. Le chiffage par fréquence vocale

La DTMF est une technique de composition de numéros téléphoniques consistant à superposer, pour un chiffre donné, deux fréquences musicales parfaitement calibrées en valeur. Cette disposition introduit une plus grande fiabilité au niveau du décodage. Par rapport au chiffage traditionnel qui consistait à générer des coupures, donc des variations binaires importantes du potentiel de ligne (état bas : 10 V, état haut : 50 V), ce système de fréquence vocale présente une plus grande souplesse d'utilisation accompagnée de certains avantages :

- on peut composer un numéro alors que deux combinés montés en parallèle sur la même ligne sont décrochés (opération impossible en numérotation classique) ;
- quand deux ou plusieurs postes sont branchés en parallèle, le chiffage ne produit plus de tintements désagréables sur les autres postes au repos ;
- le temps de réponse est extrêmement rapide : pratiquement à la même vitesse que la succession des sollicitations des touches sur le clavier, surtout si le standard de raccordement est du type informatisé ;
- possibilité de se servir du clavier

pour générer, après décrochement du poste abonné, des ordres divers, se prêtant particulièrement à la télécommande à code secret.

La DTMF est donc une technique élaborée de chiffage téléphonique. A terme, l'ensemble du réseau français fonctionnera suivant ce principe.

2. Caractéristiques générales du TCM 5089

- Consommation extrêmement faible à l'état de veille (environ 0,1 mA).
- Seul composant périphérique nécessaire : un quartz de valeur très courante et utilisé en télévision couleur : 3,579 545 MHz.
- Capable de générer également des fréquences uniques.
- Contrôle de sollicitation d'une touche du clavier de commande.
- Détection automatique de sollicitation simultanée de plus d'une touche.
- Génération de huit fréquences sinusoïdales de base.
- Alimentation : 3 à 10 V maxi.
- Puissance maximale de dissipation : 1,15 W à 25 °C.
- Température de fonctionnement : - 30 °C à + 70 °C.

Fonctionnement

1. Les fréquences générées

Les signaux générés ont une allure sinusoïdale. Les deux fréquences sont additionnées point par point.

2. Oscillateur

La fréquence pilote est obtenue à partir d'un quartz monté entre les broches 7 et 8 du circuit intégré. Il s'agit d'un quartz de 3,579 545 MHz, qui est une valeur très courante, utilisée notamment en télévision couleur. Bien entendu, il est également possible de piloter le circuit intégré

à partir d'une base de temps extérieure. Dans ce cas, le signal devra être introduit par l'intermédiaire de la broche 7, la broche 8 restant inutilisée.

3. Le clavier

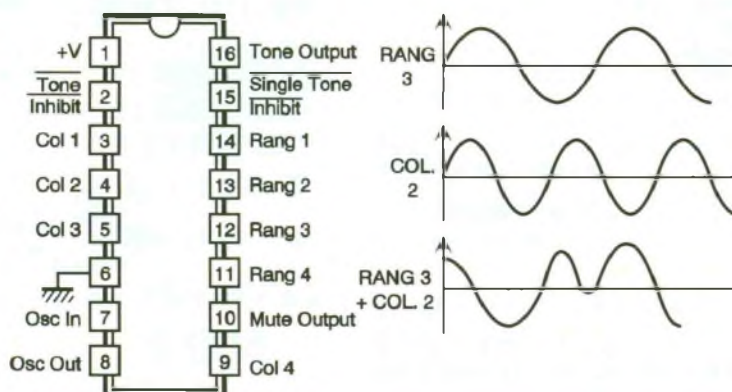
Le TCM 5089 peut être commandé par un clavier téléphonique comportant quatre rangées de trois colonnes, à savoir les chiffres de 0 à 9, l'astérisque (*) et la dièse (#), soit douze touches. Une touche donnée de rang « i » et de colonne « j » doit réaliser, si on la sollicite, un double contact, reliant simultanément le rang « j » et la colonne « j » à un commun, lui-même relié au « moins ». La résistance de contact peut aller jusqu'à 1 k Ω . Naturellement, il est possible de substituer au clavier une commande électronique différente pour relier simultanément le rang « i » et la colonne « j » au « moins » et constituer ainsi un chiffage automatisé par exemple. Enfin, le circuit intégré comporte un dispositif interne qui neutralise la sortie si l'on appuie simultanément sur plus d'une touche.

4. « Single Tone Inhibit » (broche 15)

En règle générale, cette broche est laissée « en l'air » : elle est en effet maintenue à un état bas grâce à une résistance interne. Dans ce cas, si l'on relie seulement soit une rangée, soit une colonne à un état bas, aucun signal n'est disponible sur la sortie. Il est cependant possible de pouvoir disposer d'une fréquence de base unique. Ainsi, si l'on veut obtenir un signal correspondant à une colonne « j », il convient de soumettre la colonne en question à un état bas et l'entrée « Single Tone Inhibit » à un état haut. Aucun son n'est obtenu, en revanche, si l'on soumet plus d'une colonne à l'état bas. Dans le même ordre d'idées, si l'on désire obtenir une fréquence de base correspondant à une rangée « i », il convient de maintenir l'entrée « Single Tone Inhibit » à l'état haut, la rangée « i » choisie à l'état bas, en même temps que deux quelconques colonnes « j ».

5. « Tone Inhibit » (broche 2)

Cette entrée est généralement laissée « en l'air ». Elle est en effet soumise, par une liaison interne, à un état haut. Si l'on relie cette broche à un état bas, il se produit la neutralisation de



CHIFFRE	FREQUENCE BASSE	FREQUENCE HAUTE	RANGEE	COLONNE
0	941	1 336	4	2
1	697	1 209	1	1
2	697	1 336	1	2
3	697	1 477	1	3
4	770	1 209	2	1
5	770	1 336	2	2
6	770	1 477	2	3
7	852	1 209	3	1
8	852	1 336	3	2
9	852	1 477	3	3
.	941	1 209	4	1
#	941	1 477	4	3

l'amplificateur-mélangeur interne : aucun signal n'est disponible en sortie dans ce cas, quels que soient les niveaux logiques auxquels sont soumises les autres entrées.

6. « Mute Out » (broche 10)

Il s'agit d'une sortie qui permet de contrôler la sollicitation d'une touche (ou de plusieurs) du clavier.

S'agissant d'un transistor monté en collecteur ouvert (voir **fig. 2**), il est nécessaire, pour son utilisation, de relier cette sortie au « plus » alimentation par l'intermédiaire d'une résistance de 5 à 100 kΩ. Dans ce cas, on relève sur l'entrée 10 :

- un état haut si aucune touche du clavier n'est sollicitée ;
- un état bas si une ou plusieurs touches sont sollicitées.

7. « Tone Output » (broche 16)

C'est sur cette broche que l'on recueille le signal de sortie. Ce dernier présente seulement une allure conforme si l'on relie la sortie au « moins » par l'intermédiaire d'une résistance de 30 à 100 kΩ, de manière à obtenir un certain débit. A noter que, en règle générale, le signal délivré n'a pas la puissance nécessaire pour être injecté dans une ligne téléphonique et encore moins d'actionner la membrane d'un haut-parleur. Une amplification s'impose donc. On pourra utiliser un circuit amplificateur de faible puissance, comme le TBA 820, par exemple, qui fera parfaitement l'affaire. Il y a cependant lieu de prévoir un réglage du gain afin de pouvoir doser la puissance délivrée pour la maintenir dans les limites fixées par les spécifications évoquées en début de paragraphe. Il suffira de procéder à des essais. Le couplage avec le réseau pourra être capacitif par la mise en œuvre d'un condensateur de 1 μF non polarisé et présentant une tension d'isolement supérieure à 100 V. ■

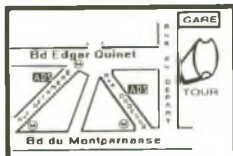
NOUVEAU !!! MINITEL A ACCES GRATUIT POUR CONSULTER NOTRE STOCK OU PASSER UNE COMMANDE.



MONTPARNASSE
16, rue d'Odessa 75014 PARIS
Tél : 43 21 56 94
Fax : 43 21 97 75

MINITEL AU 43 20 20 20

MONTPARNASSE



Métra Montparnasse
Edgar Quinet ou Vavin

Ouvert du mardi au samedi de 10 h à 13 h et de 14 h à 19 h

Service expédition rapide **COLISSIMO** Règlement à la commande : forfait de port 35 F. Contre-remboursement **COLISSIMO** : Forfait 80 F

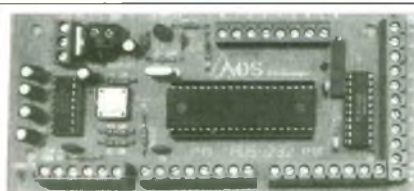
Prix et caractéristiques donnés à titre indicatif pouvant être modifiés sans préavis. Les produits actifs ne sont ni repris ni échangés. Administrations et sociétés acceptées. Veuillez vous renseigner pour les modalités.

LOGIQUE TTL CIRCUITS LINEAIRES CMOS SERIE 4000 MICRO ET PERIPHERIQUES

TRANSISTORS Thyristors Triacs Diodes COMPOSANTS MINIATURE DE SURFACE OPTO ET RELAIS

LES KITS ET MODULES KEMO - Kits DIAMANT - OK Kits : Kitplus - Kitchoc - Pratikit

Kits Velleman - Kits Sales - Modules Cebek



EXCEPTIONNEL CARTE ADS 232 EN KIT

Cette carte branchée sur une liaison série et avec n'importe quel logiciel de communication série permet à votre ordinateur de communiquer avec l'extérieur et cela sans savoir programmer.

Avec cette carte vous pouvez transformer votre ordinateur en appareil de mesure et de commande universel, multimètre, ohmètre, fréquencemètre, système d'alarme, thermomètre, capacimètre ou commander une machine outil, l'utiliser en domotique, etc.

Livré avec schéma, disquette de démonstration et logiciel de communication sous DOS

EXCLUSIF 1390 F
REVENDEURS NOUS CONSULTER

- 10 entrées analogiques
- 3 ports 8 bits entrée/sortie
- 3 commandes de moteurs pas à pas
- 4 circuits pour mesure relative R/C
- 1 commande PWM pour moteur continu
- 2 interruptions IRQH et IRQL
- directement connectable à un circuit MODEM type EF 7910 pour le commander par téléphone

PROMOTION

LECTEUR DE DISQUETTE 3.5 POUCES SIMPLE FACE

L'UNITE 60 F
LES 10 PIECES 500 F

DISPONIBLE KIT CH 102 LECTEUR/COPIEUR DE 68705 P3 AUTONOME



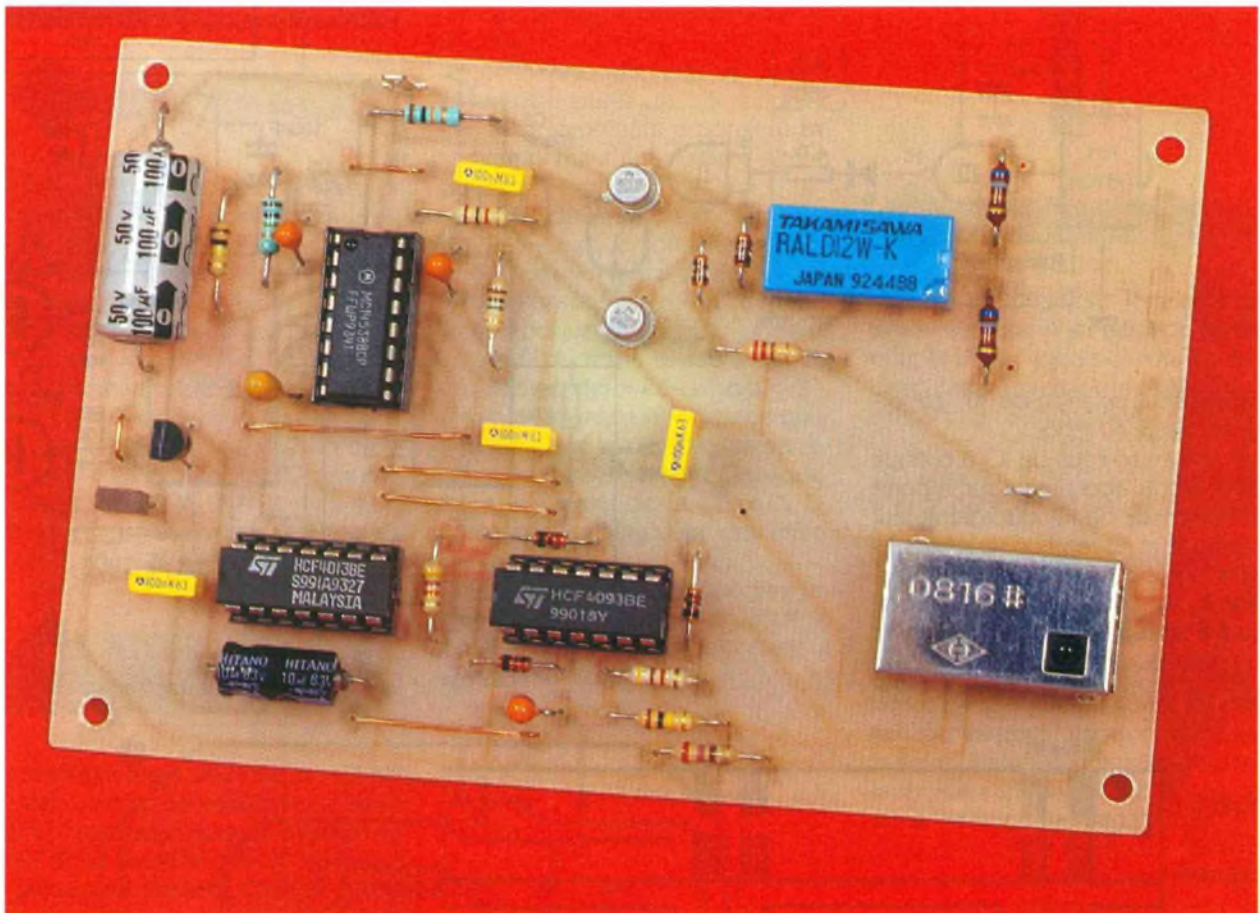
permet de RELIRE le programme d'un 68705 P3 et de programmer un 68705 P3 vierge. La sauvegarde du programme est possible grâce à sa liaison RS 232. PRESSEZ-VOUS. livré avec disquette **490 F**

NOUVEAU !!! MINITEL A ACCES GRATUIT AU 43 20 20 20 A LA TARIFICATION TELEPHONIQUE NORMALE



AUDIO

UNE TOUCHE – 20 dB TELECOMMANDEE POUR VOTRE RECEPTEUR



Un peu abusivement emprunté à la terminologie du commerce, le titre recouvre en fait la possibilité ajoutée à un récepteur radio (ou ampli) d'en réduire (puis relever) le son au moyen de la télécommande TV.

Que ce soit pour « shunter » une séquence de pub, pour modérer le tintamarre d'une illustration prétendument musicale ou pour répondre à ce satané téléphone, il nous est pénible, à nous, hommes modernes,

de nous propulser jusqu'au poste de radio et d'y retourner quelques minutes plus tard pour baisser puis remonter le niveau sonore. D'autant que, comme nous l'allons voir, il nous est possible d'opérer dans le confort et à vil prix.

Principe

L'appareil proposé, dont le synoptique figure ci-dessous (fig. 1), ne permet pas de graduer la commande mais, fonctionnant de façon binaire, d'obtenir une audition normale d'une part, et atténuée d'autre part.

Le composant de base du montage est un récepteur infrarouge qui cap-

te et restitue les codes de la télécommande TV. Comme le contenu du message ne nous importe pas dans l'application visée, le signal, quel qu'il soit, sera transformé en créneau, à son tour pris en compte par la logique située en aval. Enfin, un relais bistable commute ou isole une résistance en parallèle sur le potentiomètre de l'appareil à commander. L'alimentation nécessaire est prise sur ce dernier.

Tous les composants existent chez des annonceurs de la revue.

1

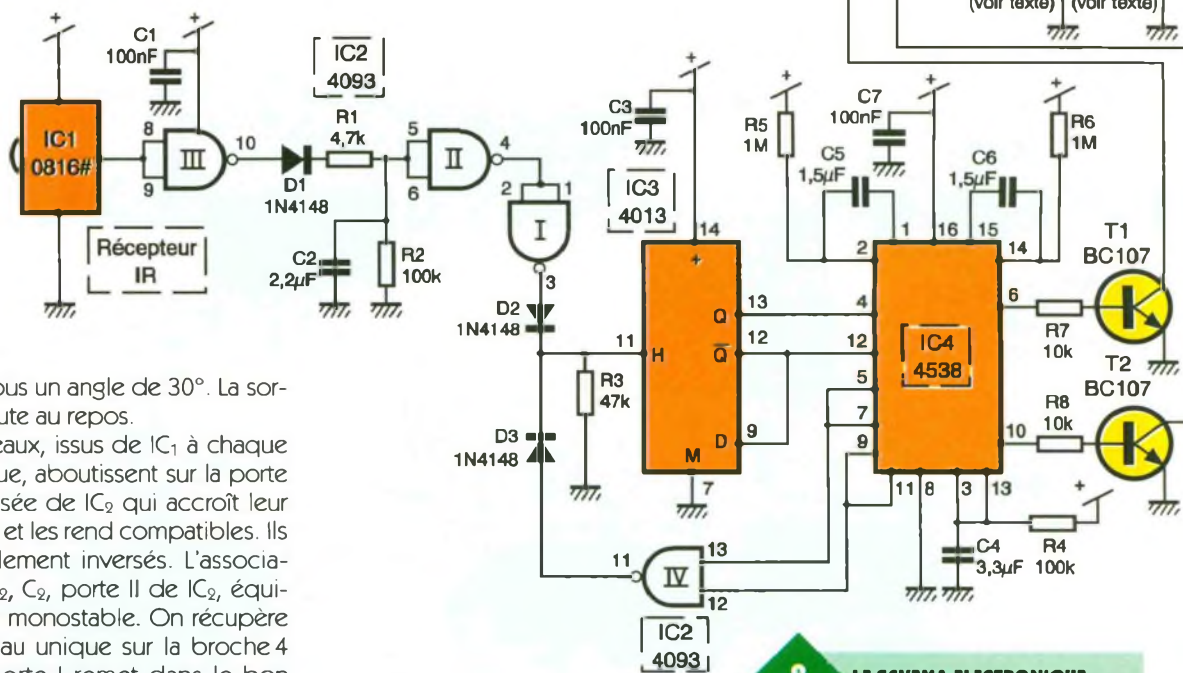
LE PRINCIPE DU MONTAGE.



Fonctionnement électronique

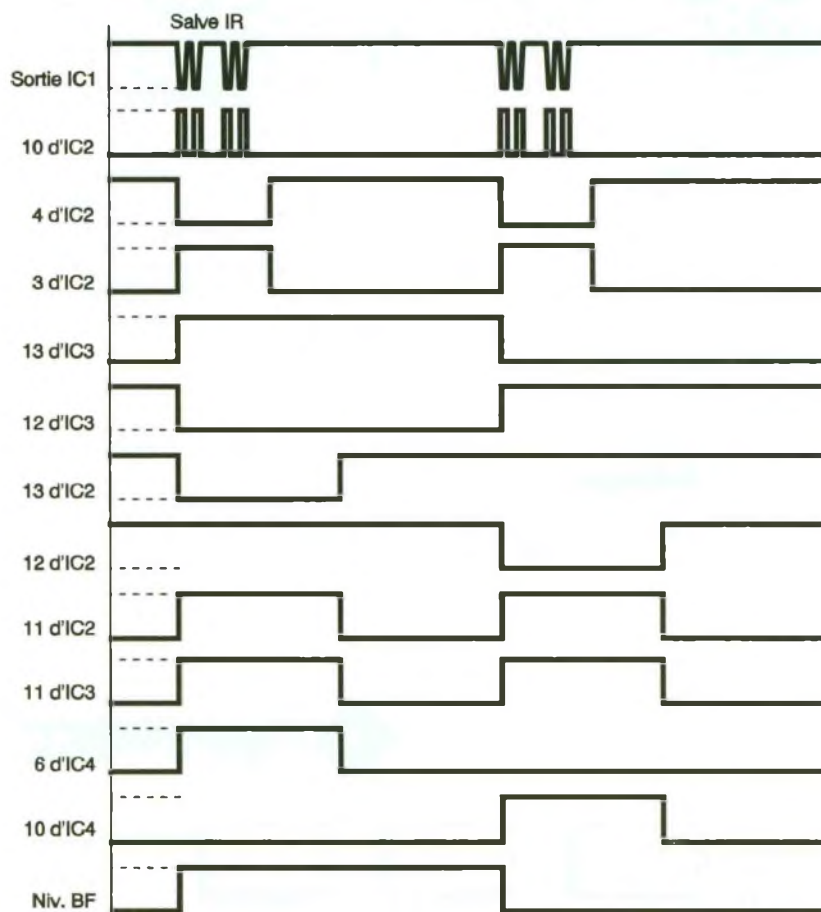
Le schéma général est visible en **figure 2**. Il y a peu de choses à ajouter sur le récepteur IR, appelé IC₁. Il se présente sous la forme d'un bloc à enveloppe métallique de 25 x 15 x 13 avec trois broches : +, masse, sortie. Il s'alimente en 5V et sa photodiode IR détecte un rayon à dix

sens. Sur le chronogramme de la **figure 3**, on peut voir le détail des transformations. La diode D₁ empêche le retour inopportun de niveaux hauts vers la sortie de la porte III (broche 10). D₂, D₃ et R₃ forment une porte OU dont nous verrons ultérieurement l'utilité. Pour l'instant, le créneau ci-dessus évoqué active l'entrée horloge (broche 11) de la deuxième bascule



mètres sous un angle de 30°. La sortie est haute au repos.

Les créneaux, issus de IC₁ à chaque salve reçue, aboutissent sur la porte III triggerisée de IC₂ qui accroît leur rectitude et les rend compatibles. Ils sont également inversés. L'association R₁, R₂, C₂, porte II de IC₂, équivaut à un monostable. On récupère un créneau unique sur la broche 4 que la porte I remet dans le bon



2 LE SCHEMA ELECTRONIQUE.

de IC₃ (la première reste inutilisée). Celle-ci est câblée de façon à changer d'état à chaque impulsion, car D (broche 9) est reliée à Q (b12) (b13). Q et Q alternent en opposition.

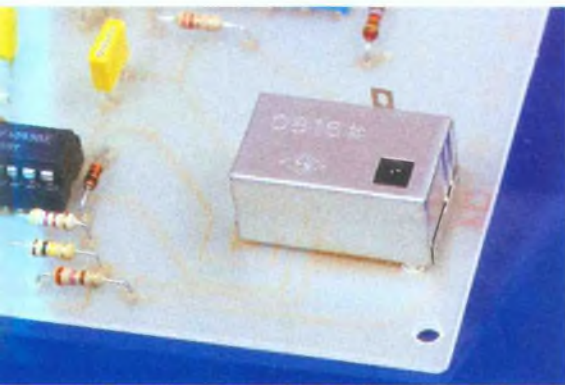
L'un et l'autre aboutissent, respectivement, sur deux entrées d'un double monostable (IC₄), prépositionné, lui. Voyons son fonctionnement de façon détaillée.

Au départ, dès la mise sous tension, l'ensemble passe à zéro par R₄/C₄ (broches 6 et 10). Comme chaque bascule doit réagir sur front montant, ce sont les broches 4 et 12 qui sont sollicitées en entrée. Dans le cas contraire, il aurait fallu agir sur les broches 5 et 11. Pour la même raison, H- est reliée à Q.

Les sorties Q restant à zéro, le relais bistable conserve sa position antérieure.

Lorsqu'une impulsion arrive sur l'une des entrées, la sortie correspondante passe au niveau haut pendant un certain temps. La durée de cet état

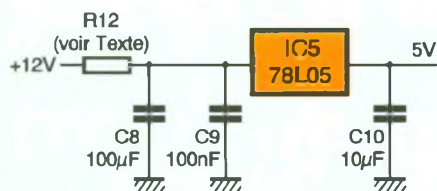
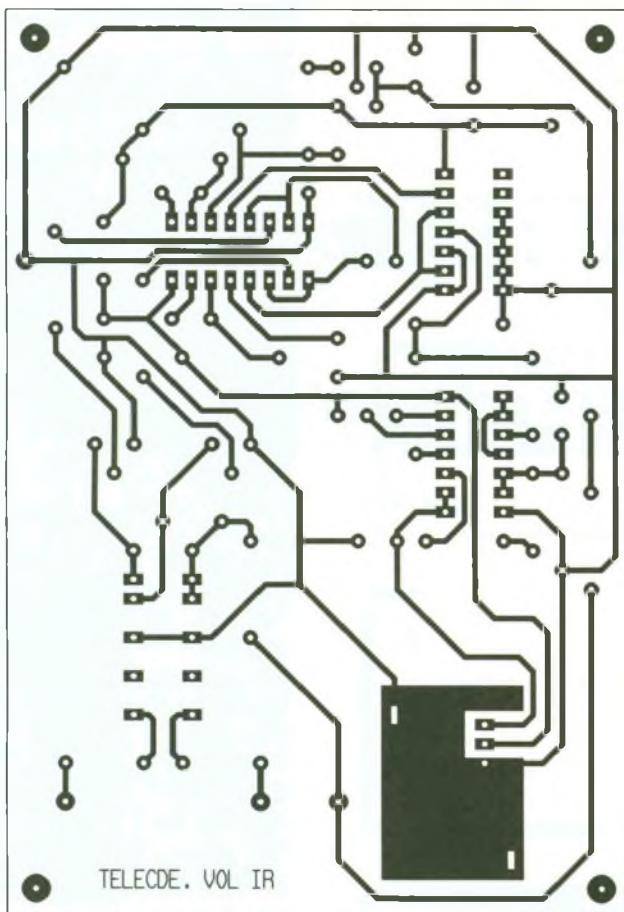
3 QUELQUES SIGNAUX RELEVES LORS D'UNE SALVE IR.



LE RECEPTEUR IR.

est fonction des résistances et condensateurs connectés aux broches C et R, ici, 1,5 seconde. Nous allons revenir à notre promesse d'expliquer l'utilité de la porte OU. Il convient de ne pas faire se télescoper les signaux, le système fonctionnant alors de façon erratique. Pour cela, nous devons faire en sorte que tant qu'une sortie est active l'entrée du système soit neutralisée. En prélevant les niveaux Q (broches 7 et 9) et en les combinant sur la por-

6 LE CIRCUIT IMPRIME.



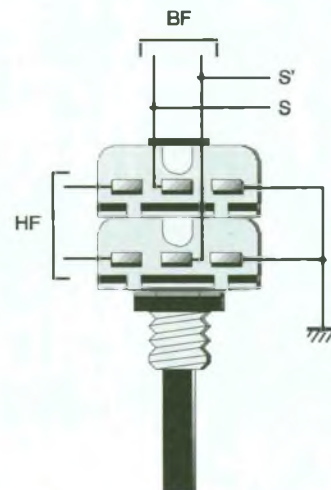
4 L'ALIMENTATION.

te IV de IC₂, on maintient à 1 l'entrée horloge de IC₃, ce qui était le but recherché.

La combinaison de cette sécurité et la temporisation de 1,5 seconde évoquée plus haut autorisent un fonctionnement absolument sûr du système.

Le reste du mode est des plus simples. Chaque sortie du monostable, via une résistance (R₇, R₈), active un transistor (T₁, T₂) dans le collecteur duquel est insérée l'une des bobines du relais bistable qui en comporte deux (des bobines). Eventuellement, une résistance chutrice R₉ ajuste le potentiel alimentation aux besoins du relais. Classiquement, les diodes de roue libre D₄, D₅ protègent les transistors des effets selfiques.

Les contacts du relais connectent les résistances (R₁₀, R₁₁) qui shuntent le pied du potentiomètre comme il apparaît sur le schéma.



5 LE CABLAGE DU POTENTIOMETRE.

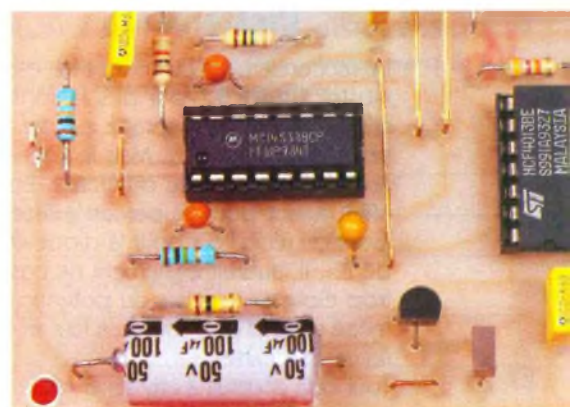
Un mot, peut-être, sur le relais bistable : il conserve sa position après coupure de l'impulsion qui l'a fait basculer. L'inversion s'obtient en agissant sur l'autre bobine. Le modèle utilisé sur la maquette est un 12V/2 RT qui réagit en fait à moins de 8 V, ce qui autorise une alimentation à 9 V.

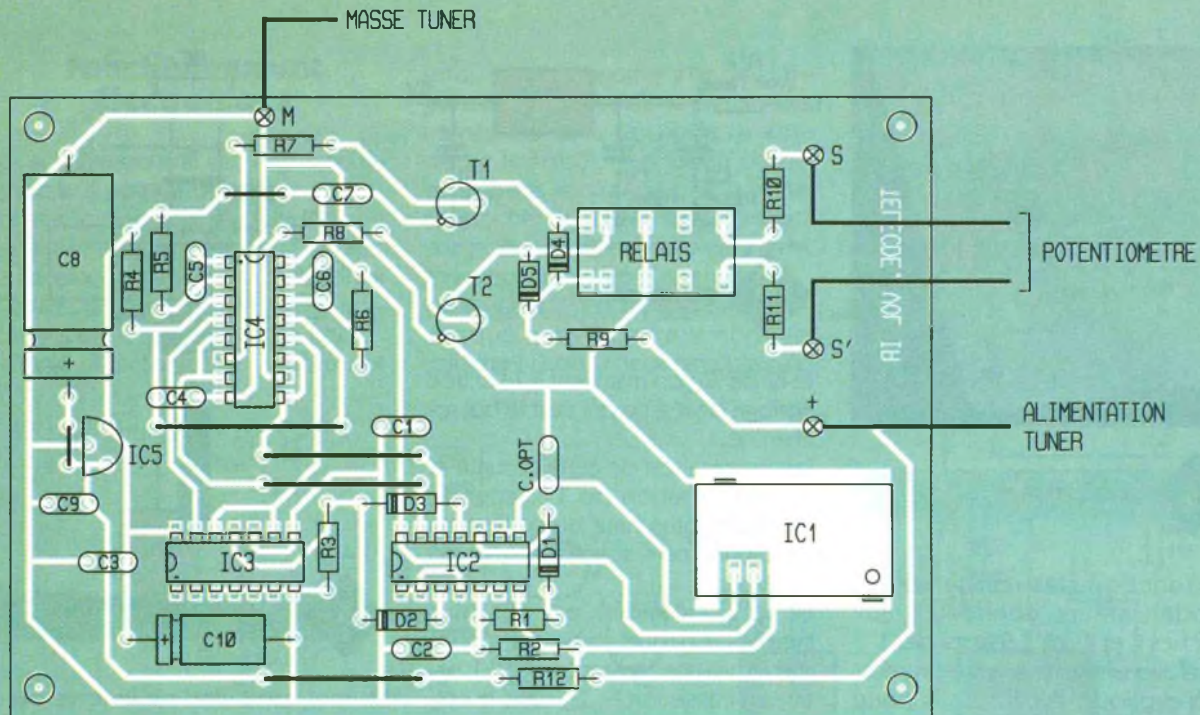
Voyons l'alimentation justement.

Alimentation (fig. 4)

Nous avons pu constater par expérience personnelle qu'il ne fallait pas négliger ce pont lorsqu'on opère en logique. Bien que l'énergie soit prélevée sur l'appareil hôte, il nous a donc semblé prudent de doter généreusement le module : filtrage (C₈/C₉), régulation (IC₅), refiltrage (C₁₀) et découplages (C₁, C₃, C₇). La consommation du relais, quoique minime (10 mA), double celle du montage lors des commutations. Nous avons vu que 9 V suffisent comme source. Dans ce cas, R₉ et R₁₂ sont à remplacer par des straps. Pour

QUELQUES STRAPS SERONT NECESSAIRE AU CABLAGE DU MODULE.





7

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

12V, elles valent respectivement $220\ \Omega$ et $270\ \Omega$ s'agissant du matériel utilisé sur la maquette.

Sinon et au-dessus, chacun d'entre vous fera l'approximation pour, d'une part, ne pas griller le relais, d'autre part, ne pas surcharger le régulateur, encore que 20 mA... c'est un perfectionnisme.

La construction

L'implantation est en **figure 7**, le circuit imprimé en **figure 6**. Ne pas oublier les six straps. Bien orienter les composants polarisés.

Sinon, rien de particulier.

A défaut d'oscilloscope, le test de fonctionnement peut se faire au multimètre. Branché en sortie de IC₁, celui-ci doit indiquer environ 2,5 V lorsque la télécommande TV est actionnée. A partir de là, l'enchaînement doit être conforme au chronogramme de la **figure 3**.

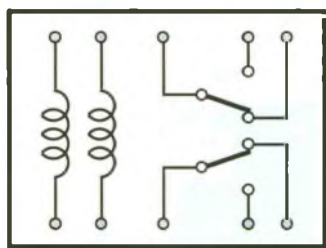
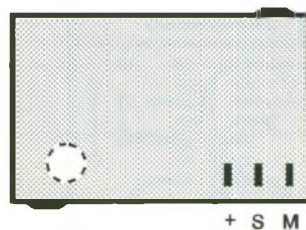
L'installation

Le raccordement au récepteur est illustré **figure 5**. Pour des raisons d'exhaustivité, le montage est présenté en un seul bloc. Mais la réalité risque d'être un peu différente. En effet, il faut pouvoir percer la face avant du récepteur pour la diode IR de IC₁. Il faudrait également ne pas trop éloigner le relais du potentiomètre originel qu'il shunte. Il faut enfin caser la carte.

Tout cela conduit à envisager le départ de IC₁ et du relais, ce dernier,

par exemple, étant câblé directement sur le potentiomètre de volume. Le circuit imprimé serait alors à modifier et, pour en simplifier l'exécution, les deux composants en cause ont été déportés vers le bord de la carte. Enfin, il nous semble que toutes les solutions sont accessibles, y compris celle de laisser l'ensemble à l'extérieur de l'ampli-tuner. Dans ce cas, blinder les liaisons relais/potentiomètre. A noter à ce sujet l'importance de la mise à la masse de la carcasse de IC₁; c'est primordial. Quelle valeur donner à R₁₀/R₁₁? Cela dépend de la sensibilité des oreilles de chacun ainsi que de l'appareil à modérer. Procéder par tâtonnements en commençant, par exemple, à 1 k Ω . Sur la maquette, il y a 680 Ω , mais c'est très subjectif, répétons-le.

Quelle valeur donner à R₁₀/R₁₁? Cela dépend de la sensibilité des oreilles de chacun ainsi que de l'appareil à modérer. Procéder par tâtonnements en commençant, par exemple, à 1 k Ω . Sur la maquette, il y a 680 Ω , mais c'est très subjectif, répétons-le.



8

LES BROCHAGES DU RELAIS ET DU CAPTEUR IR.

Conclusion

Ce montage devrait permettre aux débutants de se faire la main en logique. Pour tous, il présentera l'avantage de pouvoir jouir d'une touche de confort supplémentaire.

L. SENTENAC

LISTE DES COMPOSANTS

- R₁ : 4,7 k Ω (jaune, violet, rouge)
- R₂, R₄ : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
- R₃ : 47 k Ω (jaune, violet, orange)
- R₅, R₆ : 1 M Ω (marron, noir, vert)
- R₇, R₈ : 10 k Ω (marron, noir, orange)
- R₉, R₁₀, R₁₁, R₁₂ : voir texte
- C₁, C₃, C₇, C₉ : 100 μ F
- C₂ : 2,2 μ F
- C₄ : 3,3 μ F
- C₅, C₆ : 1,5 μ F
- C₈ : 100 μ F/40V
- C₁₀ : 10 μ F
- D₁ à D₅ : 1N4148
- TR₁, TR₂ : BC107, BC108, BC109
- IC₁ : récepteur IR, par exemple 0816 #
- IC₂ : 4093
- IC₃ : 4013
- IC₄ : 4538
- IC₅ : 78L05
- RL : relais 12V bistable, 2 circuits



MESURES

ANALYSEUR DE SPECTRE

Après le commutateur électronique 8 voies et le wobulateur, c'est au tour de l'analyseur de spectre de faire son entrée dans votre laboratoire. Comme ces deux prédécesseurs, ce montage est destiné à fonctionner en association avec un oscilloscope. Sa fonction essentielle consiste à analyser la forme des signaux qui lui sont appliqués afin d'en déterminer l'amplitude.

La connaissance de celle-ci permet de prévoir les caractéristiques des éléments (amplificateurs, filtres...) au travers desquels les signaux transiteront pour que ceux-ci en ressortent avec le moins de déformation possible.

I – Notion de spectre

On démontre en mathématique que tout signal périodique $v(t)$ de fréquence F (pulsation $\omega = 2\pi F$) peut être décomposé en une somme de fonctions sinusoïdales de fréquences multiples de F , ce qui se traduit par la formule : $v(t) = a_0 + a_1 \sin(\omega t + \Phi_1) + a_2 \sin(2\omega t + \Phi_2) + \dots + a_n \sin(n\omega t + \Phi_n)$. Le terme a_0 n'est autre que la valeur moyenne du signal $v(t)$, quant à $a_1 \sin(\omega t + \Phi_1)$, on l'appelle fondamental, alors que les autres termes constituent la suite des harmoniques du signal $v(t)$.

On obtient le spectre d'amplitude du signal $v(t)$ en portant pour chaque fréquence « nF » l'amplitude a_n correspondante. Pour un signal sinusoïdal pur, le spectre obtenu se résume à une seule composante alors que pour des signaux carrés et triangulaires comme ceux de la **figure 1a**, ceux-ci sont constitués d'une infinité de termes d'am-

plitudes décroissantes. La représentation proposée correspond à une amplitude de valeur arbitraire égale à 100V et une fréquence fondamentale identique notée « F ». Les différentes fréquences présentes dans le spectre d'un signal sont souvent appelées « raies », par analogie avec les spectres de raies que l'on rencontre en optique.

Comme on peut le constater avec l'exemple de la **figure 1**, et en dehors du fait que seuls sont présents ici les harmoniques impairs, pour un même rang, l'amplitude des harmoniques du carré est plus importante que celle du triangle. On démontre mathématiquement que les amplitudes des harmoniques de rang « n » du carré varient en $1/n$ et celles du triangle en $1/n^2$ ce qui explique la décroissance très rapide des harmoniques pour ce type de signal.

Pour comprendre l'intérêt de la prise en compte des harmoniques d'un signal, la **figure 1b** montre la forme des signaux de sortie d'un amplificateur de bande passante limitée à $B = 3F$ pour les signaux carrés et triangulaires précédents. On constate que le signal récupéré est d'autant plus déformé que l'amplitude des harmoniques supprimés est plus importante. Le carré est méconnaissable alors que le triangle n'est que légèrement affecté par le passage dans l'amplificateur.

Ces quelques remarques doivent amener le concepteur d'un amplificateur ou de tout système électronique à prévoir pour celui-ci une bande passante correspondant au spectre le plus « large », ce terme en-

globant la notion d'amplitude relative à une fréquence donnée. Connaissant l'importance que revêt la notion de spectre d'un signal, voyons comment relever celui-ci.

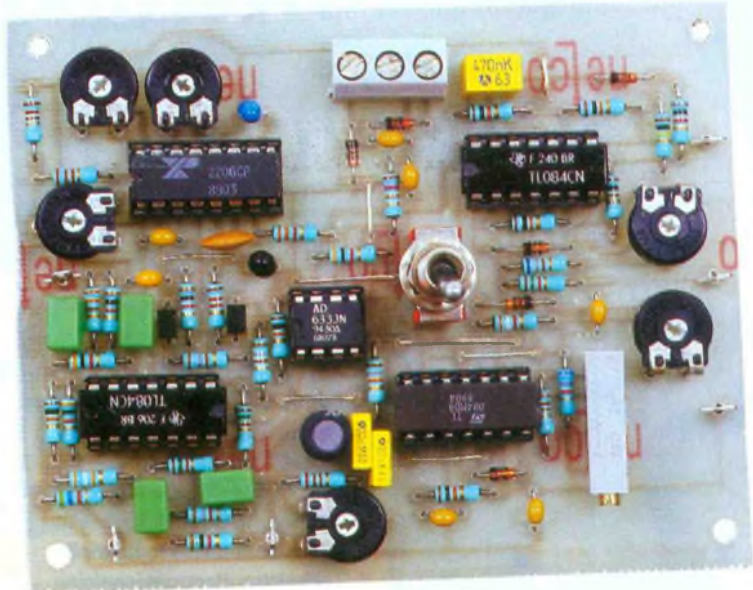
II – Principe de l'analyseur de spectre

a) L'analyse spectrale

Pour réaliser un analyseur de spectre, plusieurs idées peuvent venir à l'esprit. La plus simple (**fig.2**) consiste à utiliser un filtre passe-bande suffisamment sélectif pour bien séparer les différentes raies dont on ferait varier la fréquence F_s pour l'amener en coïncidence avec les fréquences contenues dans le spectre du signal étudié. La réalisation d'un tel filtre posant de nombreux problèmes technologiques, ce principe est généralement délaissé au profit de celui qui consiste à déplacer progressivement le spectre du signal étudié en maintenant la fréquence du filtre sélectif F_s à une valeur fixe (**fig. 3**).

C'est cette seconde solution, beaucoup plus réaliste, que nous adopterons dans notre montage. Cette opération est en tout point identique à celle qui est effectuée dans les postes récepteurs à changement de fréquence.

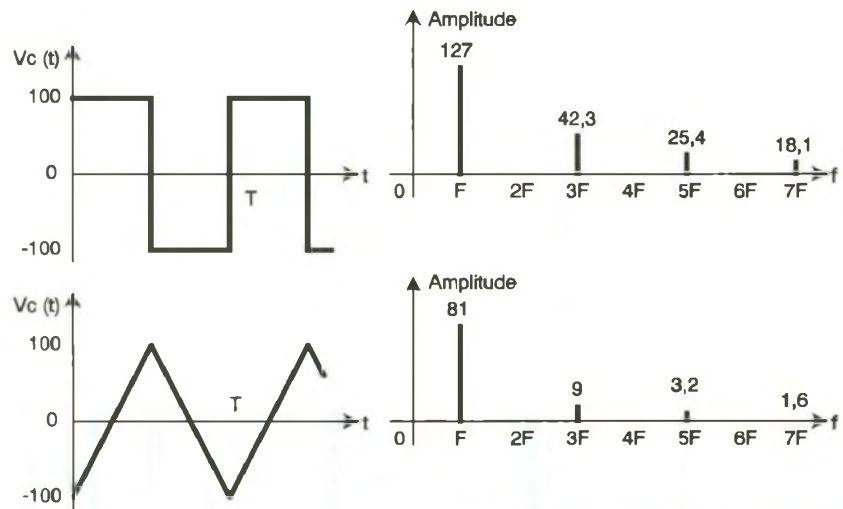
Pour analyser le fonctionnement de ce montage, on retiendra que le mélangeur dont le comportement se rapproche de celui d'un multiplieur (quand ce n'en est pas un directement) délivre sur sa sortie deux signaux, dont l'un a pour fréquence la somme des fréquences des signaux



présents sur ses entrées et le second leur différence.

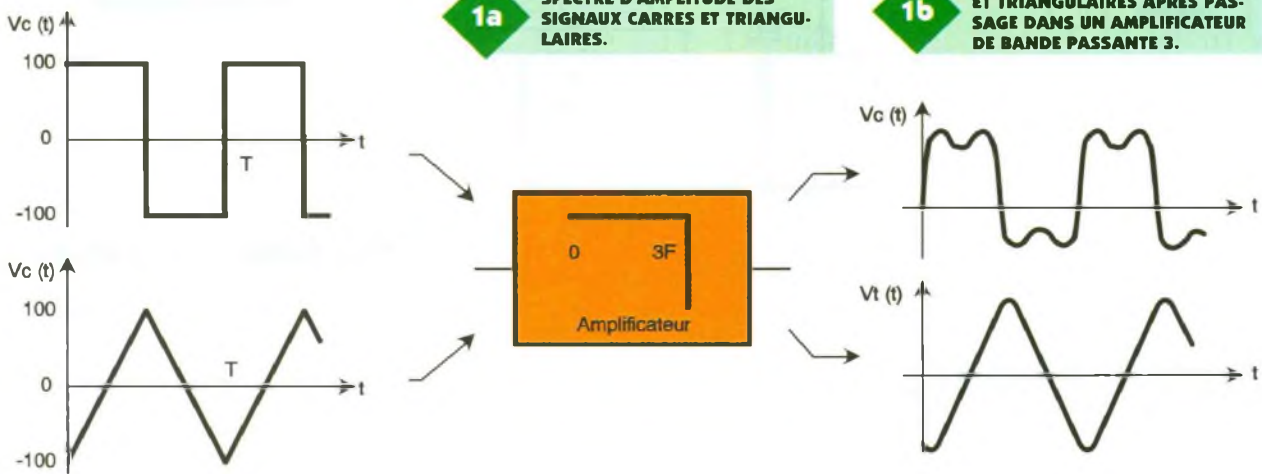
Pour fixer les esprits, nous supposons que le filtre sélectif du montage de la **figure 3** possède une amplification unitaire pour sa fréquence d'accord $F_s = 50$ kHz, alors que la fréquence de l'oscillateur local F_o évolue de 50 à 150 kHz, avec une amplitude elle aussi unitaire. Le signal analysé contient, par hypothèse, les raies de fréquence, $F_e = 10$ kHz, $2F_e$, $3F_e$, d'amplitudes respectives $2A_1$, $2A_2$, $2A_3$.

Lors de l'évolution de F_o , les différentes fréquences qui apparaissent à la sortie du mélangeur et du filtre sélectif sont données par le **tableau 1**.



1a SPECTRE D'AMPLITUDE DES SIGNAUX CARRÉS ET TRIANGULAIRES.

1b FORME DES SIGNAUX CARRÉS ET TRIANGULAIRES APRES PASSAGE DANS UN AMPLIFICATEUR DE BANDE PASSANTE 3.



On constate à sa lecture qu'aucune des fréquences somme ($nF_e + F_o$) n'est égale à F_s . En revanche, lorsque F_o est égale à $(F_s + nF_e)$, le signal différence ($F_o - nF_e$) valant F_s , celui-ci traverse le filtre sélectif, ce qui permet d'en mesurer l'amplitude et donc, au bout du compte, de

connaître la totalité du spectre une fois le balayage terminé. L'amplitude des raies sortant du filtre sélectif est égale à la moitié de celle du signal initial, car seules les composantes différence ($F_o - nF_e$) traversent le filtre sélectif avec le procédé envisagé.

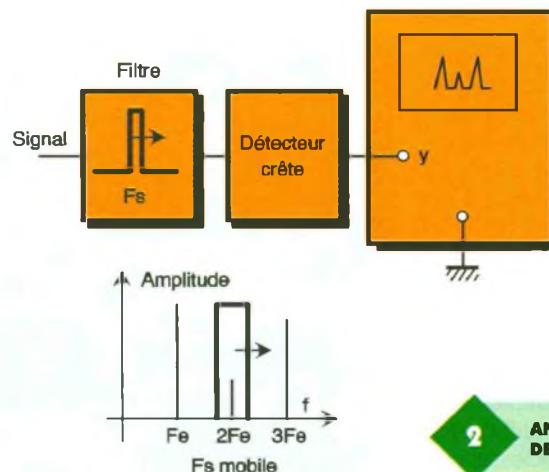
Cela marche à merveille tant que la plus grande des fréquences du spectre du signal analysé est inférieure à $2F_s$. Imaginons en effet qu'en plus des trois raies du spectre analysé il y en ait une quatrième de fréquence $F'_e = 11F_e = 110$ kHz.

Lorsque l'oscillateur local sera calé sur $F_o = 60$ kHz, on verra apparaître à la sortie du mélangeur un signal composite issu des raies de fréquence F_e et F'_e puisque les différences $F'_e - F_o$ et $F_o - F_e$ valent toutes les deux $F_s = 50$ kHz. Dans cette situation, on récupère à la sortie du filtre sélectif une amplitude égale à la somme des amplitudes des raies de fréquence F_e et $11F_e$ qui ne permet pas la distinction des deux raies entre elles.

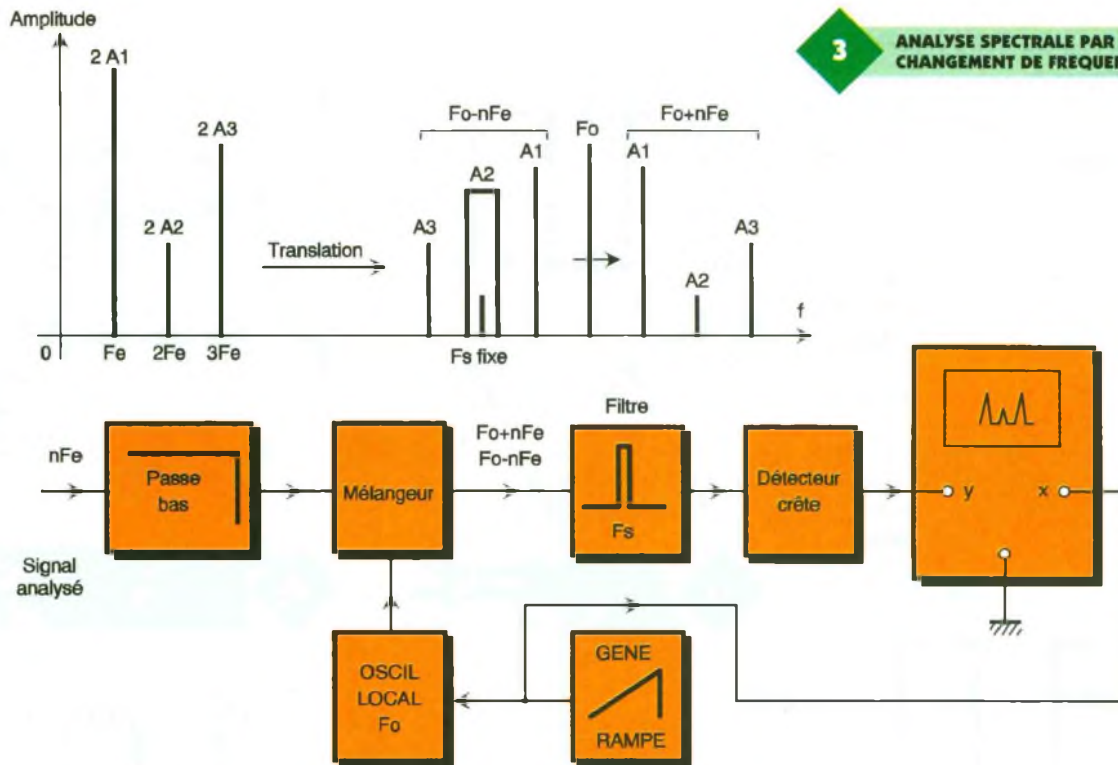
Dans la pratique, on évite cette situation inacceptable en disposant un

TABLEAU 1.

F_e (KHz)	F_o (KHz)	$F_o + F_e$ (KHz)	$ F_o - F_e $ (KHz)	Amplitude sortie du filtre
10	50	60	40	-
20	50	70	30	-
30	50	80	20	-
10	60	70	50	→ A1
20	60	80	40	-
30	60	90	30	-
10	70	80	60	-
20	70	90	50	→ A2
30	70	100	40	-
10	80	90	70	-
20	80	100	60	-
30	80	110	50	→ A3
10	60	70	50	→ A1+A11
110	60	170	50	



2 ANALYSE SPECTRALE PAR DEPLACEMENT DE F_s .



filtre passe-bas sur le trajet des signaux analysés. Ce filtre limite la largeur du spectre analysé à la valeur $2F_s$.

Bien que cette solution semble aller à l'encontre du but initialement fixé, vous pouvez constater sur la **figure 1** que lorsque la fréquence augmente, l'amplitude des harmoniques diminue. En conséquence, si la bande analysée ($2F_s$) est suffisamment large, les amplitudes des harmoniques supprimées (au-delà de $2F_s$) sont si faibles que leur suppression passe inaperçue. Le remède à cet inconvénient est bien entendu l'augmentation de la valeur F_s et donc de la bande fréquence analysée ($2F_s$), mais comme d'autres problèmes d'ordre technologique se poseront pour la réalisation des différents sous-ensembles, il faut limiter la bande analysée à une valeur raisonnable.

b) Solution adoptée et caractéristiques de l'analyseur

La bande spectrale analysée par notre module va du continu à 100 kHz. En tenant compte du raisonnement précédent, le filtre sélectif est accordé sur $F_s = 50$ kHz et l'oscillateur local travaille entre 50 et 150 kHz.

Les performances de ce montage ont été volontairement limitées afin que le plus grand nombre de lecteurs puisse le réaliser sans rencontrer de problèmes d'approvisionnement en composants difficilement approvisionnables ou de difficultés de mise au point. La modeste de

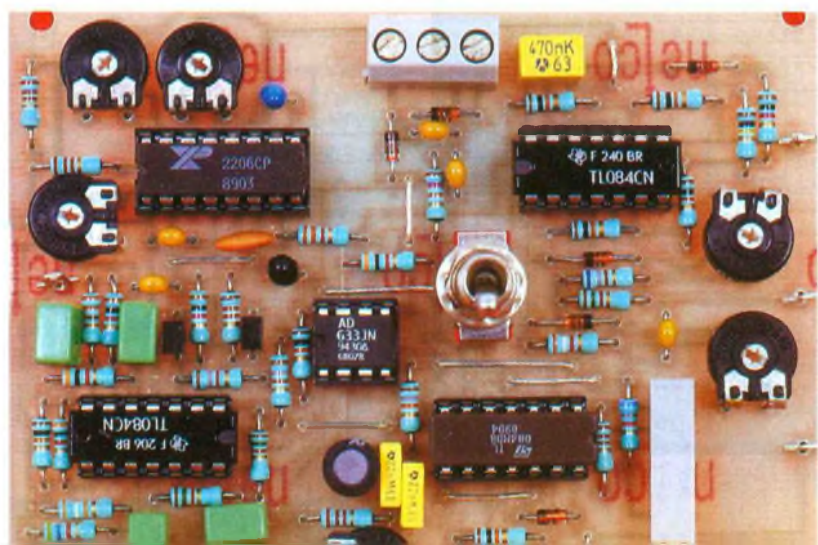
ces performances permet néanmoins de couvrir honnêtement la gamme des basses fréquences et d'observer des phénomènes rarement exploités expérimentalement. Le synoptique de la **figure 3** indique que le balayage de la plage [50-150 kHz] par l'oscillateur local est rendu automatique grâce à la présence d'un générateur de dents de scie. Comme pour le wobulateur, la sortie de ce générateur est appliquée à la voie de déviation horizontale du scope transformant l'échelle horizontale en une échelle de fréquences. L'amplitude des signaux présents à la sortie du filtre sélectif, c'est-à-dire celle des raies du spectre, est transformée en une tension continue par le détecteur de crête et appliquée à la voie de déviation verticale du scope. Cette configuration assure une visualisation directe du spectre sur l'écran du scope.

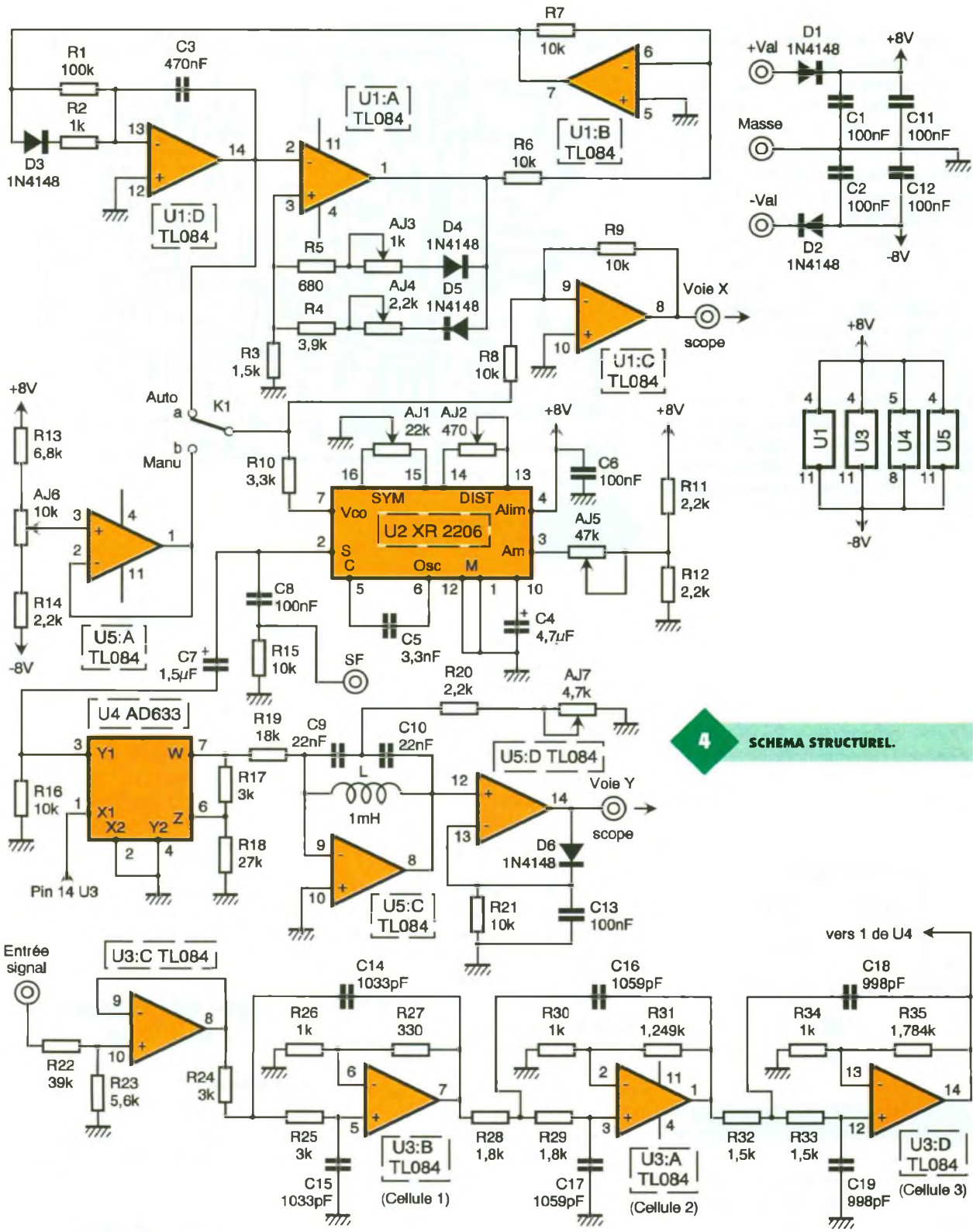
III - Schéma structurel

Celui-ci est proposé à la **figure 4**. On y reconnaît, à une variante près concernant le réglage des seuils par les ajustables AJ_3 et AJ_4 , le générateur de dents de scie, déjà utilisé pour le wobulateur que nous vous avons proposé dans le numéro 195. Le lecteur pourra se référer à cet article pour l'analyse détaillée de son fonctionnement.

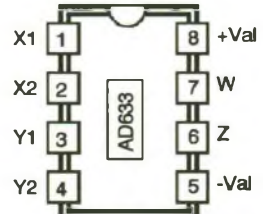
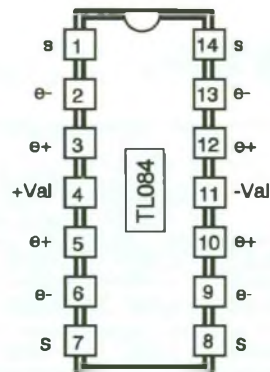
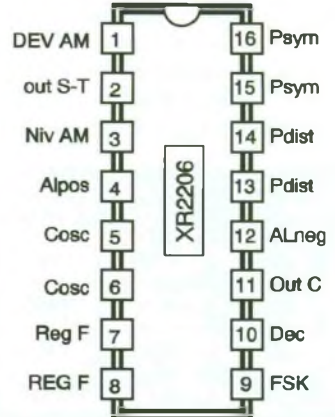
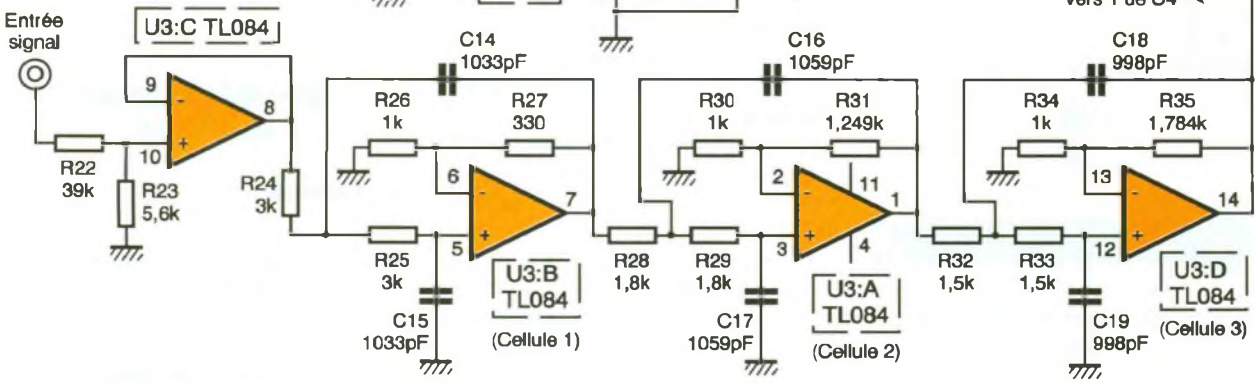
La fonction oscillateur local est assurée par un XR2206 (référence U_2 sur le schéma). L'amplitude des sinusoïdes délivrées dépend du réglage de l'ajustable AJ_5 et la fréquence du condensateur C_5 , de la résistance R_{10} ainsi que de la tension qui alimente cette résistance. Suivant la position de l'inverseur K_1 , cette tension pro-

VUE GENERALE DU CIRCUIT.

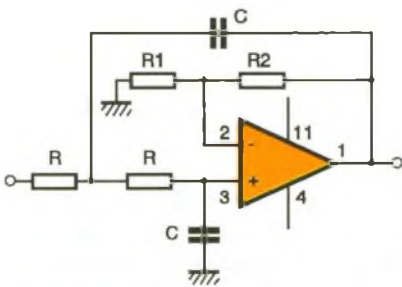




4 SCHEMA STRUCTUREL.

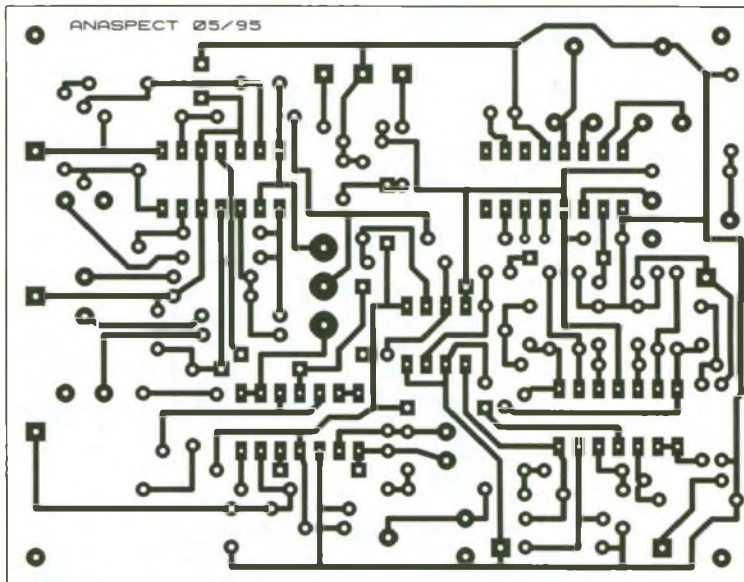


viendra soit du générateur de dents de scie (mode automatique), soit de la sortie de U_{5a} (mode manuel). Dans ce cas, l'action sur AJ_6 permet de balayer le spectre et de s'arrêter sur l'une des raies qu'il contient afin de faire toutes les mesures que l'on juge utiles. Rappelons simplement que le fonctionnement du générateur sinusoïdal impose que la tension de commande de R_{10} soit comprise entre environ $-6V$ et $+2,8V$, d'où la dissymétrie des résistances R_{13} , R_{14} et la présence des ajustables AJ_3 , AJ_4 . La fonction mélangeur est assurée par un AD633 (U_4) qui est un multiplieur analogique 4 quadrants. Compte tenu de la présence des résistances R_{17} et R_{18} , ce circuit donne sur sa sortie W une tension égale au produit des signaux appliqués sur les entrées X_1 (signal délivré par le XR2206 expurgé de sa composante continue par C_7) et Y_1 (sortie du filtre anti-repliement). Sans les résistances R_{17} , R_{18} , la tension W a pour expression générale : $W = 0,1 (X_1 - X_2) (Y_1 - Y_2) + Z$. La configuration adoptée, X_2 et Y_2 à la masse, associée à la présence des éléments R_{17} et R_{18} , transforme la précédente relation en $W = X_1 \cdot Y_1$ lorsque $(R_{17} = R_{18})/R_{17} = 10$. Le respect de cette condition impose l'utilisation d'éléments de précision pour les deux composants en question.



5 CELLULES D'ORDRE 2 DU FILTRE PASSE-BAS.

Le filtre sélectif est réalisé autour de U_{5c} . Sa bande passante dépend du réglage de AJ_7 alors que sa fréquence F_s dépend des éléments L , C_9 , C_{10} . Pour réduire la bande passante, on doit diminuer AJ_7 . Il faut cependant veiller à ne pas trop réduire AJ_7 afin que le filtre reste stable, d'où la présence de la résistance talon R_{20} . Le détecteur de crête utilise le redresseur sans seuil constitué de U_{5d} , D_6 et R_{21} associé à C_{13} . L'emploi d'un détecteur sans seuil se justifie par le fait que l'amplitude de certaines raies pouvant être très faible, l'emploi d'un détecteur classique à diode (même de type germanium) ne peut donner satisfaction.



6 TYPON VUE COTE PISTES À L'ÉCHELLE 1.

La structure du filtre passe-bas d'entrée est assez particulière car celui-ci doit laisser passer les signaux de fréquence inférieure à $2F_s$, mais si possible supprimer totalement ceux de fréquence supérieure à $2F_s$. Pour approcher un tel comportement, on utilise une structure de Tchébychev présentant une ondulation de 0,1 dB dans la bande passante et une atténuation franche lorsqu'on atteint sa fréquence de coupure, fixée ici à 100 kHz. Celle-ci est obtenue en associant en cascade trois cellules d'ordre 2 analogues à celle de la **figure 5**. Les composants utilisés au niveau de ce filtre devront respecter les relations données dans le **tableau 2**. Les valeurs indiquées sur le schéma pourront être remplacées par d'autres à condition que le produit RC et la constante b conservent la valeur indiquée dans le tableau. Par exemple, on pourra choisir $R_{24} = R_{25} = 1\,500\ \Omega$ et $C_{14} = C_{15} = 2\,066\ \text{pF}$ au lieu des valeurs indiquées. Il n'est pas question ici de prendre des valeurs approchées car cela nuirait au comportement de ce filtre. Un tri à

TABLEAU 2.

	b = R2/R1	Produit RC kOhm. nF	Valeurs conseillées			
			R1 kOhm	R2 kOhm	R kOhm	C nF
Cellule 1	0,3319	3,101	1	0,332	3	1,033
Cellule 2	1,249	1,907	1	1,249	1,8	1,059
Cellule 3	1,784	1,498	1	1,784	1,5	0,998

l'ohmmètre et au capacimètre devra être envisagé. Pour tenir compte de l'amplification apportée par chaque cellule, le filtre proprement dit est précédé de l'atténuateur constitué par R_{22} et R_{23} , et tamponné par U_{3c} monté en suiveur. Côté alimentation, on retrouve la configuration déjà adoptée pour le commutateur 8 voies et le wobulateur, ce qui explique la présence des diodes D_1 et D_2 en série dans les lignes d'alimentation et dont le seul but consiste à protéger le module contre les inversions de polarité. Les condensateurs C_1 , C_2 , C_{11} , C_{12} assurent le découplage des lignes d'alimentation. Nous rappelons que l'alimentation $\pm 8V$ destinée à ces trois réalisations a été publiée en même temps que le commutateur 8 voies.

IV – Réalisation pratique

a) Câblage

Le typon et l'implantation des composants sont proposés **figures 6** et **7**. Pour gagner du temps lors du câblage proprement dit, on commencera par se procurer et/ou trier les composants dont la valeur est critique, c'est-à-dire ceux utilisés pour le filtre, ainsi que R_{17} et R_{18} . En ce qui concerne les condensateurs, la précision se payant assez cher, il est préférable de se munir d'un lot de

condensateurs de 1 et 1,2 nF que l'on triera plutôt que d'essayer de se procurer un condensateur « marqué » 1,0xy nF. En dernier ressort, on pourra toujours associer en parallèle deux condensateurs, quitte à ce que le second soit situé côté cuivre si nécessaire.

Les réglages nécessitant l'absence de certains circuits intégrés, nous **conseillons l'emploi systématique de supports pour tous les circuits intégrés.**

b) Réglages

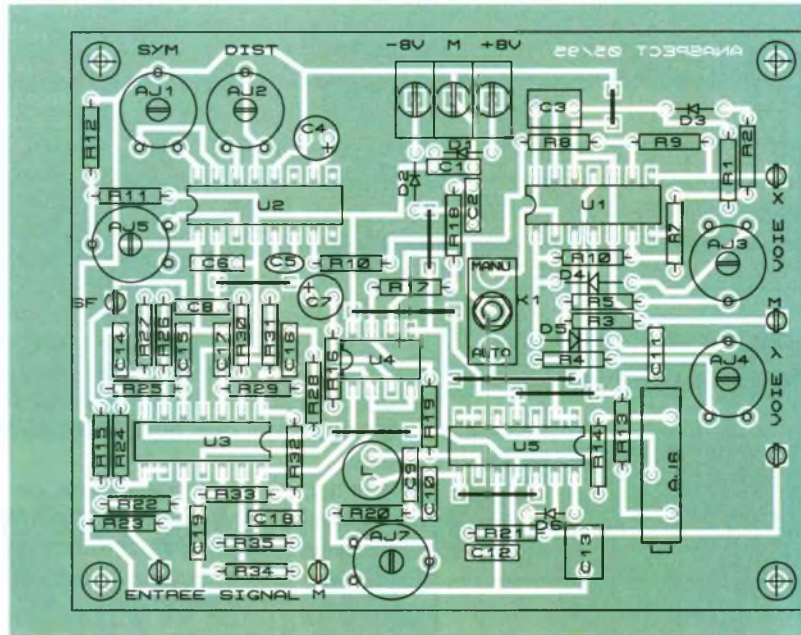
Une fois le câblage terminé, on insérera tous les circuits intégrés à l'exception de U₄, on basculera K₁ en mode manuel et on positionnera tous les ajustables en position médiane. On pourra ensuite relier l'alimentation symétrique ± 8V au module.

1) Réglage du générateur sinusoïdal

La voie Y de l'oscilloscope étant reliée à la sortie SF (Sortie Fréquence), on réglera AJ₁ et AJ₂ pour que la forme des signaux observés se rapproche le plus possible de celle d'une sinusoïde parfaite. Dans le même temps, on agira sur AJ₅ pour que leur amplitude atteigne environ 1,2 à 1,5V. On vérifiera que la forme des signaux reste satisfaisante pour toutes les fréquences en parcourant toute la gamme par AJ₆. Lorsque la fréquence augmente, on peut tolérer de légères déformations des sinusoïdes car celles-ci n'entraînent aucune conséquence notable sur le fonctionnement de l'analyseur.

2) Réglage du filtre sélectif

En prenant une queue de composant, on confectionnera un strap avec lequel on reliera les pattes 3 et 7 du support destiné à IC₄ et on reliera la voie verticale du scope à la



7

IMPLANTATION DES COMPOSANTS.

patte 8 de U₅ (sortie du filtre sélectif). Par action sur AJ₆, on cherchera la fréquence d'accord du filtre sélectif (F_s) pour laquelle l'amplitude du signal de sortie de U_{5c} (visualisée par le scope) est maximale. Cette fréquence sera mesurée par un fréquencemètre disposé sur la sortie SF. Tout écart supérieur à 2 kHz par rapport aux 50 kHz initialement prévus doit entraîner le remplacement soit de l'élément inductif L, soit des deux condensateurs C₉, C₁₀. Lorsque la valeur trouvée pour F_s est satisfaisante (comprise dans la fourchette [48-51 kHz]), on cherche à augmenter l'amplitude du signal observé en ajustant AJ₇. Au cours de ce réglage, qui correspond à la recherche d'une sélectivité maximale, si le signal observé devient brouillé, c'est que le filtre sélectif (devenu instable) s'est transformé en oscillateur. Il convient, dans ce cas, de revenir en arrière sur le réglage de AJ₇. Il faut, si possible, trouver la position optimale. Si le montage est instable même pour AJ₇ en position maximale, il convient d'augmenter R₂₀. En revanche, si pour AJ₇ minimale l'amplitude observée est stable, vous pouvez essayer de réduire R₂₀ en prenant par exemple 1 kΩ.

3) Réglage des seuils extrêmes des dents de scie

Le fréquencemètre étant toujours relié à la sortie FS, disposer un voltmètre continu ou, à défaut, le scope entre la masse et la sortie de U_{5a}, et relever les tensions correspondant aux réglages de AJ₆, qui donnent respectivement des fréquences de valeur (F_s - Δ = 48 kHz) et (F_s + 100

= 150 kHz) (valeurs correspondant à F_s = 50 kHz). Pour indication, les seuils relevés sur notre maquette ont pour valeur 1,4 V pour 48 kHz et - 2,6 V pour 150 kHz.

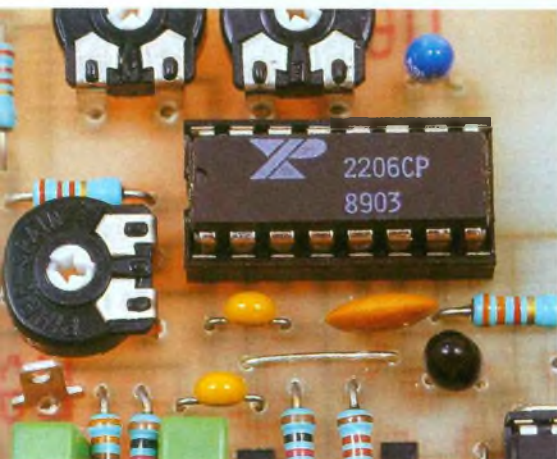
Connecter la voie verticale de l'oscilloscope sur la sortie de U_{1d} (patte 14) ou, à défaut, sur la borne appelée « Sortie voie X ». Agir sur les deux ajustables AJ₃ et AJ₄ pour obtenir les seuils précédemment relevés. Cette opération a pour but de faire fonctionner le générateur de dents de scie de telle façon que les fréquences extrêmes générées par l'oscillateur local (U₂) en mode automatique soient bien celles qui permettent de balayer la plage [0-100 kHz].

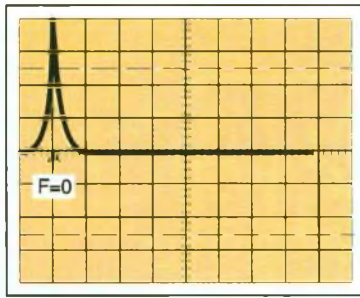
4) Etalonnage

On relie maintenant les sorties X et Y du module aux entrées de même nom du scope (fonctionnant en mode XY pour la circonférence). Un calibre commun de 0,5 V/div pour les deux voies convient très bien pour cet essai.

Pour étalonner l'axe des fréquences, on commence par repérer la fréquence « 0 », en imposant à l'entrée du module une tension continue de 2V qui se manifeste par l'apparition d'une raie unique située à gauche de l'écran. En décalant horizontalement la trace, on pourra faire coïncider cette raie avec une ligne verticale du quadrillage. Pour repérer d'autres fréquences, on remplace la tension continue de 2V par une sinusoïde de même amplitude et de fréquence connue, en notant pour chacune d'elles la position de la raie sur l'échelle horizontale. La variation de fréquence correspondant au passage d'une division à la suivante est une information simple à relever qui

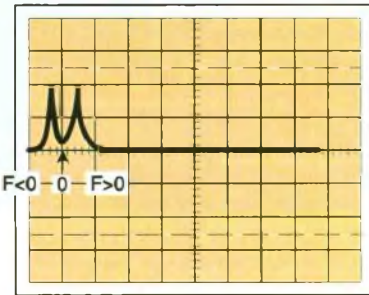
LE VCO CONSTRUIT AUTOUR DU XR 2206





8a

SPECTRE OBTENU POUR UN SIGNAL CONTENU D'AMPLITUDE 2 V VOIR γ : 0,5V/DIV.



8b

POUR $F_0 = 49$ kHz ET $F_e = 1$ kHz, UNE RAIE DE FREQUENCE « NEGATIVE » APPARAÎT.

a donné dans notre cas 15kHz/div. Si vous êtes observateur, vous remarquerez au cours de ces essais que lorsqu'on applique une tension continue de 2V, on obtient une raie d'amplitude de l'ordre de 4 divisions, soit 2V pour le calibre conseillé (0,5V/div), mais que pour les tensions sinusoïdales de même amplitude, la raie ne fait que 2 divisions de hauteur. Cet écart est dû à la conception même de l'analyseur de spectre proposé qui supprime la moitié des signaux présents à la sortie du mélangeur (rappelons-nous que les signaux de fréquence somme [$nF_e + F_0$] ne traversent jamais le filtre sélectif, sauf pour $F_e = 0$, donc pour le continu).

Si la raie observée pour le signal continu n'a pas tout à fait la hauteur prévue de 4 divisions, on peut remédier à ce problème en agissant sur l'amplitude des sinusoïdes que délivre U_2 (réglage assuré par AJ_5). On vérifiera que la forme de ces sinusoïdes n'a pas été affecté par le réglage en visualisant à nouveau le signal délivré par U_2 (scope en mode normal).

5) Remarque

Nous avons préconisé de régler le générateur de dents de scie de telle façon que la fréquence « Fomin » délivrée par l'oscillateur local soit inférieure de 2kHz à la fréquence F_s .

Dans ce cas, la raie correspondant au continu ne se trouve pas complètement sur la gauche de l'écran mais à

quelques millimètres (fig. 8a). Si tel est votre cas, vous constaterez que pour des signaux de fréquence basse (1 kHz par exemple), deux raies symétriques par rapport à la fréquence « 0 » apparaissent. Tout semble se passer comme s'il y avait des fréquences négatives (fig. 8b). Ce phénomène est dû au fait que pour $F_0 < F_s$ ($49 < 50$), le filtre sélectionne la composante ($F_0 + F_e = 49 + 1$), et pour $F_0 > F_s$ ($51 > 50$) (domaine normal de fonctionnement), il sélectionne ($F_0 - F_e = 51 - 1$). Ces deux raies ont bien la même amplitude.

Pour supprimer ce phénomène, on impose un signal continu à l'entrée de l'analyseur et on agit sur AJ_4 pour faire disparaître tout (ou presque) l'espace correspondant aux fréquences « négatives ».

V – Utilisation

La dernière étape des réglages doit, théoriquement, déjà vous familiari-

ser avec ce module. Vous aurez constaté que ce que l'on appelle une raie se traduit en fait par la présence d'un pic de largeur d'autant plus fine que le filtre sélectif possède de une bande passante plus étroite. Malgré ce petit inconvénient que les appareils les plus sophistiqués ne peuvent éliminer totalement, pour les signaux de fréquence dépassant quelques kilohertz, l'observation des spectres est très intéressante et démystifie quelque peu cette notion abstraite.

Sur le plan qualitatif, nous vous conseillons pour commencer d'observer les spectres de signaux carrés puis triangulaires (fréquence de l'ordre de 5 à 10 kHz) possédant ou non une composante continue que vous pourrez ensuite appliquer à un filtre passe-bas, dont vous pourrez voir les effets sur les harmoniques et comprendre ainsi l'origine des déformations constatées à la sortie du filtre.

J. Jongbloët

NOMENCLATURE

Résistances 1/4 W 5 % sauf mention particulière

R_1 : 100 k Ω (marron, noir, jaune)
 R_2 : 1 k Ω (marron, noir, rouge)
 R_3 : 1,5 k Ω (marron, vert, rouge)
 R_4 : 3,9 k Ω (orange, blanc, rouge)
 R_{10} : 3,3 k Ω (orange, orange, rouge)
 R_5 : 680 Ω (bleu, gris, marron)
 $R_6, R_7, R_8, R_9, R_{15}, R_{16}, R_{21}$: 10 k Ω (marron, noir, orange)
 $R_{11}, R_{12}, R_{14}, R_{20}$: 2,2 k Ω (rouge, rouge, rouge)
 R_{13} : 6,8 k Ω (bleu, gris, rouge)
 R_{17}, R_{24}, R_{25} : 3 k Ω (orange, noir, rouge) à trier
 R_{18} : 27 k Ω (rouge, violet, orange), à trier
 R_{19} : 18 k Ω (marron, gris, rouge)
 R_{22} : 39 k Ω (orange, blanc, rouge)
 R_{23} : 5,6 k Ω (vert, bleu, rouge)
 R_{26} à R_{35} : résistances de précision triées (voir tableau 2)

Ajustables horizontaux pas 5,08 PHIER

AJ_1 : 22 k Ω
 AJ_2 : 470 Ω
 AJ_3 : 1 k Ω
 AJ_4 : 2,2 k Ω
 AJ_5 : 45 k Ω
 AJ_6 : 10 k Ω 10 tours horizontal
 AJ_7 : 4,7 k Ω

Condensateurs

$C_1, C_2, C_6, C_8, C_{11}, C_{19}, C_{13}$: 100 nF/50 V céramique multicouches
 C_3 : 470 nF/63 V milfeuillet
 C_4 : 4,7 μ F/16 V tantale goutte
 C_5 : 3,3 nF céramique disque
 C_7 : 1,5 μ F/16 V tantale goutte
 C_9, C_{10} : 22 nF/63 V milfeuillet
 C_{14} à C_{19} : valeurs triées parmi des 1 nF et 1,2 nF (voir tableau 2)

Semi-conducteurs

D_1 à D_6 : 1N4148
 U_1, U_3, U_5 : TL084
 U_2 : XR2206
 U_4 : AD633JN

Divers

L : inductance radiale Toko 1 mH ($r = 9 \Omega$)
 K_1 : inverseur 1 circuit 2 positions (Daxe = 6,53 mm)
3 supports CI 14 pins
1 support CI 16 pins
1 support 8 pins
1 bornier à souder 3 plots
6 cosses-poignard



L'ALIMENTATION ELC AL 942

Tout électronicien se doit de posséder une alimentation stabilisée ajustable en tension pour mener à bien ses diverses expériences et manipulations. Pour ceux qui n'en posséderait pas, le nouveau modèle ELC leur apportera bien plus encore avec son chargeur d'accu et son régulateur à courant constant.

Principales caractéristiques de l'AL 942

Tension constante :

Tension de sortie :

- Mode variable de 1 à 30V.

- Mode fixe 28V ajustée entre 27,6V et 28,2V.

- Mode fixe 14V ajustée entre 13,8V et 14,1V.

Ondulation résiduelle : inférieure à 3 mV c/c ou 1 mV efficace.

Régulation de tension :

- Inférieure à 10 mV pour une variation de la charge de 0 à 100 %.

- Inférieure à 5 mV pour une variation secteur de -6 à +7 %.

Résistance interne : inférieure à 5 m Ω .

Affichage : voltmètre numérique 3 digits de 14 mm de haut.

Résolution de l'affichage : 100 mV.

Courant constant :

Intensité de sortie :

2 A en permanence.

Ondulation résiduelle : inférieure à 1 mA efficace.

Régulation :

- Inférieure à 2 mA pour une variation de la charge de 0 à 100 %.

- Inférieure à 1 mA pour une variation secteur de -6 à 7 %.

Affichage : ampèremètre numérique 3 digits de 14 mm de haut.

Résolution de l'affichage : 10 mA.

Protections diverses :

L'alimentation AL 942 est protégée contre les échauffements excessifs par deux dispositifs distincts : un relais commutant les secondaires du transformateur et une régulation du courant.

L'AL 942 dispose également d'une protection contre les surintensités au transformateur assurée par un fusible.

La fonction chargeur de l'AL 942 est protégée contre les inversions de polarité par un fusible accessible de l'extérieur et un buzzer signale le défaut.

Autres caractéristiques :

- Tension secteur : 230 V, -6 à +7 %, 50 ou 60 Hz.

- Puissance maxi : 130 VA.

- Sortie : douilles de sécurité de 4 mm de diamètre.

- Rigidité diélectrique : 2 300 VA entre l'entrée et la sortie, 1 350 VA entre l'entrée et le châssis.

- Résistance d'isolement : supérieure à 100 M Ω sous 1 000 V_{DC} entre la sortie et le châssis.

- Dimensions : 82 (H) x 177 (L) x 172 mm (P).

- Masse : 2,5 kg.

- Conditions d'utilisation : de + 5 à + 40 °C.
- Conditions de stockage : de - 10 à + 50 °C.

Fonctionnement

Généralités

L'AL 942 est une alimentation stabilisée ayant trois possibilités de sélection de tension :

- Variable (commutateur à glissière en position haute), vous disposez d'une alimentation réglable par le bouton « Tension » de moins de 1 à 30V.
- Fixe 28V (commutateur à glissière en position centrale), vous disposez d'un chargeur de batteries 24V au plomb ou d'une alimentation fixe pouvant se substituer à une batterie 24V.
- Fixe 14V (commutateur à glissière en position basse), vous disposez d'un chargeur de batteries 12V au plomb ou d'une alimentation fixe pouvant se substituer à une batterie 12V.

Quelle que soit la sélection de tension, le courant est réglable par le bouton « Courant » de 0 à 2A.

Utilisation à tension constante

L'utilisation à tension constante ne

peut se faire que si la charge consomme un courant inférieur à celui désiré et au maximum 2A.

Régler le courant à la valeur souhaitée (voir utilisation à courant constant ci-après) ou au maximum (bouton « Courant » à fond à droite).

Régler la tension à la valeur souhaitée : soit en sélection « Variable » par le bouton « Tension », soit en sélection « Fixe 28V », soit en sélection « Fixe 14V ».

Connecter la charge sur les douilles en respectant la polarité de raccordement.

Utilisation à courant constant

L'utilisation à courant constant ne peut se faire que si la charge consomme un courant supérieur à celui que vous avez réglé.

Régler la tension au maximum (bouton « Tension » à fond à droite).

Court-circuiter les sorties + et - sur les douilles rouge et noire.

Régler le courant à la valeur souhaitée (bouton « Courant »).

Enlever le court-circuit.

Connecter la charge sur les douilles en respectant la polarité de raccordement.

L'utilisation à courant constant la plus commune est la charge d'accumulateur cadmium-nickel. Pour les char-

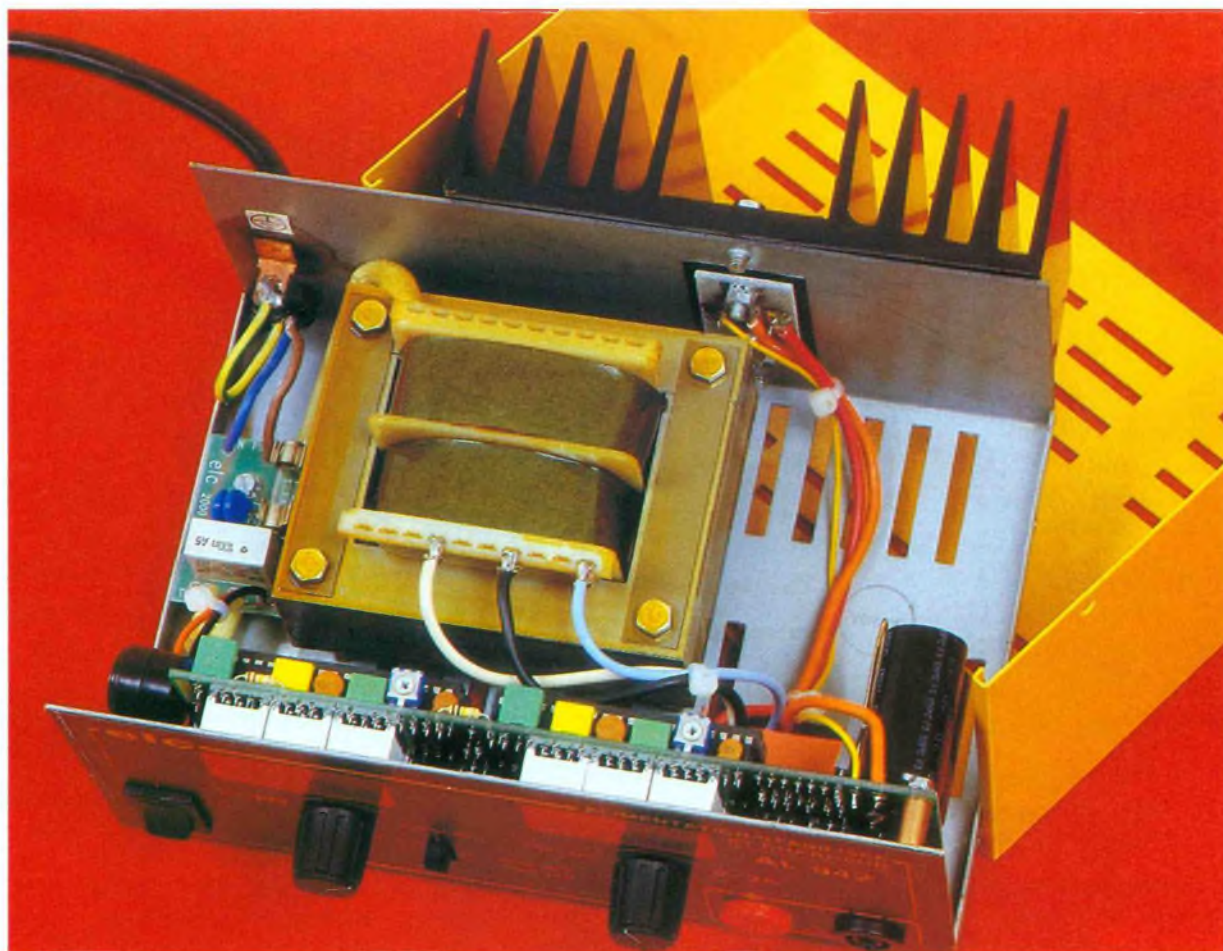
ger, plusieurs précautions sont à respecter : la tension de l'alimentation doit être supérieure d'au moins 3V à celle de l'accumulateur ; le courant et le temps de charge doivent correspondre aux spécifications du fabricant de l'accumulateur.

Utilisation en chargeur de batteries au plomb

Mise en charge de batteries au plomb à électrolyte libre

- Déconnecter la batterie de votre véhicule ou de votre appareil.
- Sélectionner la tension « Fixe 28V » pour batterie 24V ou « Fixe 14V » pour batterie 12V.
- Régler le courant au maxi (bouton « Courant » à fond à droite).
- Connecter le jeu de cordons silicone de sécurité CSS100 (en option) avec le jeu de pinces crocodiles isolées JPCI (en option) entre l'alimentation et la batterie comme suit : cordon rouge entre la sortie + (douille rouge) et le + de la batterie ; cordon noir entre la sortie - (douille noire) et le - de la batterie.
- Contrôler le courant et la tension

VUE SUR L'ELECTRONIQUE DE L'AL 942.





sur les afficheurs. En début de charge, le courant est maximal (2 A) et la tension correspond approximativement à celle de la batterie.

En fin de charge, le courant devient minimal (quelques dizaines de milliampères) et la tension atteint son maximum suivant la sélection.

– Déconnecter le jeu de cordons.

Mise en charge de batteries au plomb scellées

– Déconnecter la batterie de votre appareil.

– Sélectionner la tension « Fixe 28 V » pour batterie 24 V ou « Fixe 14 V » pour batterie 12 V.

– Contrôler la capacité (en Ah) de la batterie ; pour la charge, le courant (en A) est en général 1/3 de cette capacité (se reporter à la notice du constructeur de la batterie).

– Court-circuiter les sorties + et – sur les douilles rouge et noire.

– Régler le courant à la valeur souhaitée (bouton « Courant »).

– Enlever le court-circuit.

– Connecter le jeu de cordons silicone de sécurité CSS100 (en option) avec le jeu de pinces crocodiles isolées JPCI (en option) entre l'alimentation et la batterie comme suit : cordon rouge entre la sortie + (douille rouge) et le + de la batterie ; cordon noir entre la sortie – (douille noire) et le – de la batterie.

– Contrôler le courant et la tension sur les afficheurs. En début de charge, le courant est maximal (celui réglé) et la tension correspond approximativement à celle de la batterie.

En fin de charge, le courant devient minimal (quelques dizaines de milliampères) et la tension atteint son maximum suivant la sélection.

– Déconnecter le jeu de cordons.

UN GROS DISSIPATEUR EST INDISPENSABLE POUR L'UTILISATION À FORTÉ PUISSANCE.

Conclusion

Cette alimentation à affichage numérique stabilisée en tension comme en courant apparaît vraiment sur le marché comme une nouveauté. Ses multiples possibilités, ses performances et sa facilité d'emploi en font un véritable appareil de laboratoire à l'usage des amateurs et des enseignants. La possibilité de charger des accumulateurs au plomb en fait un modèle universel.

Conforme aux normes de sécurité et de CEM, elle bénéficie du marquage CE. Prix public TTC : 905 F.

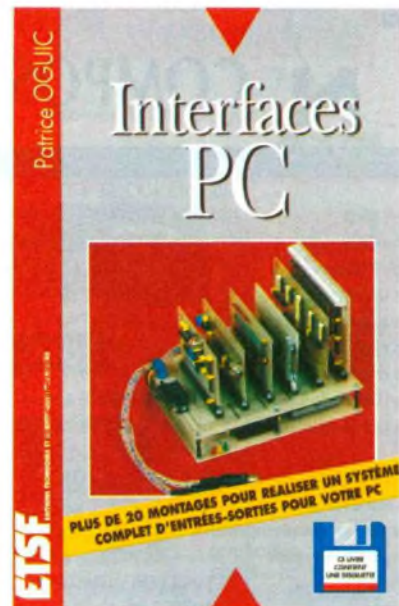
Un modèle 15V 3A avec chargeur 6 12V existe également sous la référence AL 941.

Les autres produits de la gamme Centrad ELC

La gamme Centrad ELC s'étend également avec des appareils de mesures tels que : mesureurs de champ VHF/UHF, générateurs de fonctions, alimentations fixes de fortes puissances, sondes oscilloscopiques, afficheurs numériques et analogiques.

Le catalogue Centrad ELC est disponible contre cinq timbres à 2,80 F en écrivant à :

ELC Service 102
59, avenue des Romains
74000 Annecy
Tél. : (16) 50.57.30.46
Fax : (16) 50.57.45.19.



NOUVELLE ÉDITION, REVUE ET CORRIGÉE

INTERFACES PC D'ENTRÉES-SORTIES P. OGUIC

Ce livre a été écrit pour ceux que l'électronique et l'informatique passionnent, aussi bien les électroniciens amateurs, débutants ou chevronnés, que les informaticiens voulant approfondir leurs connaissances sur le fonctionnement de leur machine et désirant réaliser un système d'échange de données avec l'extérieur.

Ce système d'entrées-sorties a été conçu sous forme de cartes enfichables sur un support, dans le but d'en simplifier la réalisation, mais aussi pour réduire le nombre de manipulations à l'intérieur de l'ordinateur. Chaque montage est décrit en détail et comporte son circuit imprimé.

Vous pourrez réaliser des cartes simples : commandes de relais ou de lampes, tests de contacts ou capteurs, commandes de moteur à courant continu et moteurs pas à pas, mais aussi des cartes plus complexes : convertisseurs analogiques-numériques et numériques-analogiques, télécommande infrarouge par port imprimante.

Vous pourrez également, à l'aide de la disquette jointe au présent ouvrage, tester immédiatement vos réalisations.

Distribution Bordas, tél. : 46.56.52.66.



Pour étayer notre propos de ce jour, nous nous appuyerons sur quelques montages très simples que nous ferons évoluer petit à petit pour découvrir différentes techniques de mesure. Ce travail concernera aussi bien les notions liées à l'amplitude des signaux qu'à la durée de certaines phases caractéristiques.



OSCILLOSCOPIE

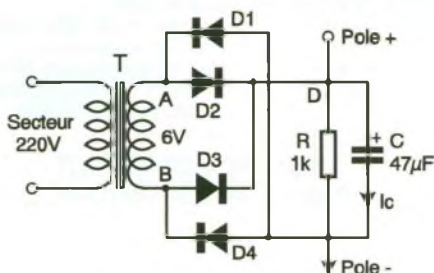
(3E PARTIE)

I – Les mesures relatives à l'amplitude

Qu'il s'agisse de tensions ou de courants, le principe de la mesure restera le même. La seule différence se situera au niveau de l'introduction d'une résistance additionnelle en série avec le composant étudié pour la mesure des courants (voir l'article précédent).

A) Le support d'expérience

Le schéma du montage sur lequel nous nous appuyerons est représenté à la **figure 1**. Il s'agit d'une alimentation continue tirant son énergie du secteur EDF. Celle-ci



1

LE REDRESSEUR DOUBLE ALTERNANCE.

comporte un transformateur d'isolement qui abaisse la tension de 220 V à 6 V. Cette tension secondaire de 6 V n'est absolument pas critique, mais si vous prenez une autre valeur, vous devrez adapter les calibres de l'oscilloscope en conséquence. Pour la puissance, tout modèle à partir de 1 VA fera très bien l'affaire, car nous ne lui ferons débiter qu'un courant très faible, juste suffisant pour effectuer les mesures. Le pont de diodes pourra être un modèle prêt à l'emploi ou tout simplement être réalisé à partir de quatre diodes (des 1N4001, 2, 3 ou – pourquoi pas ? – des 1N4148). On aura tout intérêt à réaliser le montage sur plaque de connexions si l'on veut passer d'un montage à l'autre très rapidement. La résistance R simule la charge de cette alimentation.

B) Mesure de valeur crête

Pour cette première mesure, seul le transformateur et le pont de diodes sont associés (le reste du montage n'est pas câblé ou déconnecté). Avant de relier le scope aux bornes du secondaire du transformateur, nous vous suggérons de procéder aux réglages suivants : Base de temps 2ms/div et synchro

en mode AUTO (réglages valables pour toute la première partie).

Etage entrée : voie A seule, calibre 2V/div.

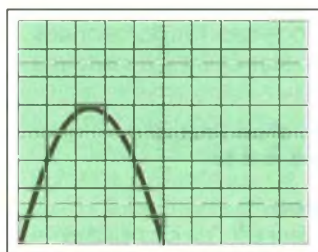
L'inverseur de couplage étant sur GND, avec le potentiomètre Ypos, fixer la référence 0 V en bas de l'écran sur la première ligne puis en mode DC.

Connecter le scope directement aux bornes du secondaire du transformateur, voie A reliée au point A et masse au point B.

Après avoir mis le montage sous tension, vous devez obtenir sur l'écran l'oscillogramme de la **figure 2a**. La valeur crête à crête se déduit de la hauteur du segment AB qui vaut environ 5 divisions (4,9 pour être exact), soit une valeur de 9,8V. Cette valeur est supérieure à ce que l'on attendait car une valeur efficace de 6 V correspond à une valeur crête de 8,4V. Cet écart est dû au fait que le transformateur est à vide et que, pour compenser ses pertes internes en charge, le fabricant a majoré la tension à vide.

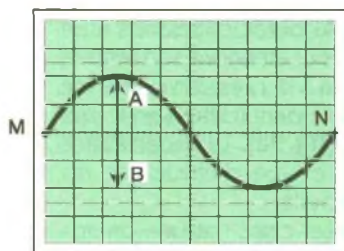
C) Mesure de valeur crête à crête

Sans modifier les connexions du scope, on fixe la référence 0 V au centre de l'écran (couplage GND et réglage par Ypos) puis on passe en mode DC, en prenant cette fois un calibre de 5V/div. L'oscillogramme relevé est proposé à la **figure 2b**. Si l'on tente de passer sur le calibre



BT 2ms/div Ya 2V/div

2a MESURE DE LA VALEUR CRÊTE.



BT 2ms/div Ya 5V/div

2b MESURE DE LA VALEUR CRÊTE À CRÊTE.

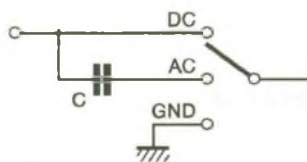
2 V/div, l'oscillogramme dépasse le cadre de l'écran, ce qui ne permet pas d'effectuer les mesures correctement. La valeur crête à crête correspond à la hauteur du segment AB, soit, ici, 20V. Avec un calibre plus élevé, la mesure est moins précise, c'est pour cela qu'on ne retrouve pas les 19,6V attendus correspondant à deux fois la valeur crête précédente.

Cette remarque devra donc nous inciter à opter pour la mesure conduisant à la meilleure précision même si la totalité du signal n'est pas apparente, comme ce fut le cas pour la mesure de la valeur crête.

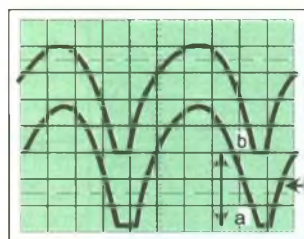
Vous aurez remarqué que bien que le signal étudié soit alternatif, pour chaque mesure, nous vous avons indiqué d'utiliser un couplage continu (DC). Sauf exception que nous soulignerons, il est en effet préférable d'utiliser un couplage continu plutôt qu'alternatif, et ce pour différentes raisons. Cela permet en particulier de noter la présence d'une composante continue dans le signal étudié mais cela évite aussi de voir les signaux carrés se transformer en trapèzes, en raison de la charge du condensateur que l'on introduit dans le couplage alternatif.

D) Mesure de valeur moyenne

Le principe de cette mesure s'appuie sur le fait que lorsqu'on passe du mode de couplage AC au mode DC, la composante continue du signal



3a DETAIL DU COUPLEUR AC-DC.



$V_{moy} = ab \times 2 = 5V$ Ya 2V/div

3b MESURE DE LA VALEUR MOYENNE D'UNE TENSION.

gnal (supprimée par le condensateur C associé au mode AC) est rétablie par la liaison directe du mode DC (fig. 3a).

La démarche à mettre en œuvre est la suivante :

1° On applique le signal étudié (ici, ce sera la tension présente à la sortie du pont de diodes chargé par la résistance R mais sans le condensateur C, pôle + sur Ya, pôle - à la masse du scope) en choisissant le couplage AC. On repère sur l'écran la position verticale (a) d'un point particulier du signal, généralement un maximum ou un minimum.

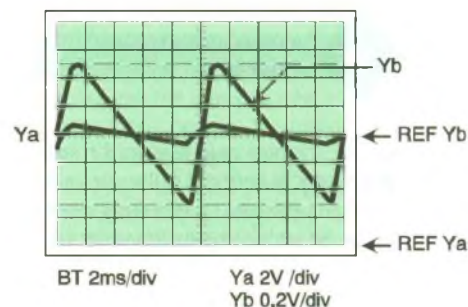
2° On passe en mode DC en conservant le même réglage pour l'atténuateur vertical. Il suffit alors de mesurer l'amplitude (ab) du déplacement vertical du pont repéré, le sens du déplacement donnant le signe de la valeur moyenne.

Dans l'exemple de la figure 3b, la référence 0V étant située une division sous l'axe médian, avec un calibre de 2V/div, on constate un déplacement vertical vers le haut de 2,5 divisions du pied des alternances, soit une valeur moyenne positive de 5V. Cette valeur est assez différente de ce que donne le calcul $V_{moy} = 2V_{max}/\pi = 6,3V$ mais s'explique par le fait que les diodes du pont créent une chute de tension de l'ordre de 1,4V qui se soustrait à la tension moyenne théorique, d'où l'écart observé. La forme aplatie du pied des demi-sinusoides montre par ailleurs que les diodes n'entrent en conduction que pour une tension dépassant leur seuil de conduction. Si on intervertit les bornes du scope par rapport à celle de sortie du pont,

on constate que le déplacement a lieu cette fois vers le bas de l'écran. Dans ce cas, il est préférable de prendre le haut des alternances du signal redressé comme repère et à placer la référence 0V un peu plus haut.

E) Mesure de l'ondulation résiduelle

Le pont redresseur est maintenant chargé par le circuit parallèle $R = 1\text{ k}\Omega$, $C = 47\text{ }\mu\text{F}$. Les voies Ya et Yb du scope sont toutes deux connectées aux bornes de R avec des réglages différents. Pour la voie Ya, on impose un couplage DC, un calibre de 2V/div et la référence 0V en bas de l'écran, alors que pour Yb, la référence est fixée au milieu de l'écran, le couplage est alternatif et le calibre est de 0,2V/div. Le résultat est présenté à la figure 4.

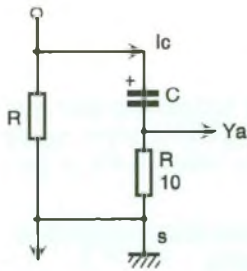


4 MESURE DE L'ONDULATION RÉSIDUELLE.

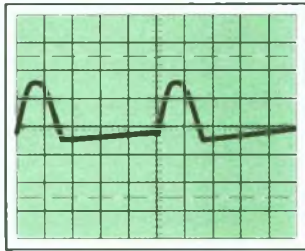
Ce mode de connexion permet en fait de faire un zoom sur l'ondulation de la tension aux bornes de la charge dont on peut mesurer plus facilement la valeur crête à crête, qui atteint ici près de 1V. On peut ne visualiser qu'un seul des deux signaux si on veut analyser un autre phénomène mais il faut avouer que cette méthode est quand même bien agréable pour analyser en détail un signal de faible amplitude en ayant toujours en vue sa situation relativement aux autres grandeurs.

F) Mesure du courant traversant le condensateur de filtrage

Pour cela, on introduit, en série avec le condensateur, une résistance r de $10\text{ }\Omega$ aux bornes de laquelle on prélève le courant (fig. 5a). Pour que l'observation soit satisfaisante (fig. 5b), on doit placer la référence 0V au centre de l'écran (calibre 0,2V/div.). Compte tenu de la valeur de r, chaque division correspond à un courant de 20mA (200mV:10). Le basculement du commutateur



5a MESURE DE I_c .



BT 2ms/div Ya 0,1V/div

5b MESURE DU COURANT I_c A L'AIDE DE R.

AC-DC montre que la valeur moyenne de ce courant est nulle, ce qui est tout à fait normal puisqu'un condensateur ne se laisse pas traverser par le continu.

Si vous le souhaitez, profitez de ce montage pour mettre en pratique les techniques développées en visualisant le courant dans les diodes ou la tension à leurs bornes.

En dehors des techniques elles-mêmes, il faut retenir de ces quelques exemples qu'il ne faut surtout pas faire de mesures à l'oscilloscope en laissant systématiquement la référence 0V au centre de l'écran, mais qu'au contraire il faut toujours rechercher l'efficacité en terme de précision de mesure. Cela conduit très souvent à changer de calibre, de mode de couplage et de référence de tension, quitte à ne pas voir la totalité d'un signal quand sa forme n'est pas le critère principal de la mesure.

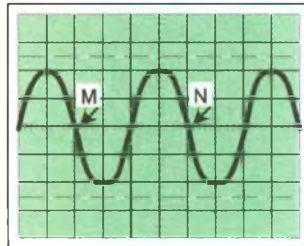
II – Mesure de temps et de fréquences

Avec cet ensemble de mesures, c'est la base de temps du scope que nous allons mettre à contribution plutôt que les étages d'entrée. Nous parlerons de calibre horizontal pour définir les réglages correspondants du commutateur de balayage.

A) Mesure d'une période et d'une fréquence

Pour cela nous connecterons le sco-

pe aux bornes du secondaire du transformateur comme cela a été fait à la **figure 2a** mais en imposant un calibre de 5 ms/div. Avec les réglages préconisés, on aboutit à l'oscillogramme de la **figure 6**. La période du signal correspond à l'intervalle de temps situé entre deux points de même amplitude pour lesquels le



BT 5ms/div Ya 5V/div
 MN = 4 div. $T = 5\text{ms} \times 4 = 20\text{ms}$
 $F = \frac{1}{T} = 50\text{Hz}$

6 MESURE DE LA PERIODE D'UN SIGNAL.

sens de variation est aussi le même. C'est le cas des points M et N par exemple. Ces points étant séparés de quatre divisions, cela fait une valeur $T = 4 \times 5 = 20\text{ms}$. Pour affiner la mesure, on peut alors choisir un calibre de 2ms/div (**fig. 2b**) qui donne une meilleure précision. Nous vous recommandons de toujours procéder de cette façon afin de ne pas faire d'erreur dans la définition de la période des signaux, surtout si ceux-ci sont complexes.

Si l'oscilloscope que vous utilisez pour faire ces mesures ne vous donne pas ce résultat, il faut commencer par vérifier si le vernier de la base de temps est bien calibré avant de mettre en cause les réglages internes du scope.

Pour connaître la fréquence du signal, on applique la formule $F = 1/T$, soit, ici, $F = 50\text{Hz}$. On s'y attendait puisque la fréquence aux bornes du secondaire du transformateur est identique à celle du primaire qui n'est autre que celle du secteur.

La fréquence du réseau EDF est suffisamment stable pour que l'on puisse considérer celle-ci comme un étalon. Vous pouvez donc vous en servir pour vérifier l'étalonnage de votre scope ou de générateurs BF, comme nous aurons l'occasion de vous l'expliquer dans un autre exposé.

Toutes les mesures de temps (durée, période, etc.) reposent sur l'utilisation de la base de temps qui doit donc être parfaitement étalonnée. Les exemples que nous aborderons maintenant permettront de rappeler

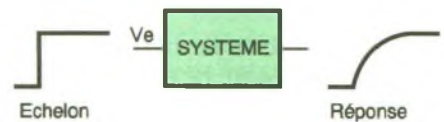
quelques notions fondamentales concernant les régimes transitoires des circuits.

B) Mesure d'un temps de réponse à 5 %

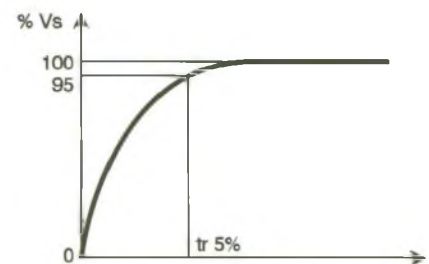
1° Définition

Cette grandeur est l'un des éléments que l'on peut prendre en considération pour comparer les performances de deux systèmes, qu'ils soient ou non électroniques. En électronique, on l'utilise aussi bien pour les amplificateurs que pour les asservissements. Cette notion correspond à la durée nécessaire à un dispositif pour atteindre son régime permanent à 5 % près, lorsqu'il a été soumis à une perturbation en forme d'échelon (**fig. 7a**). Les spécialistes appellent ce type d'étude une réponse indicielle.

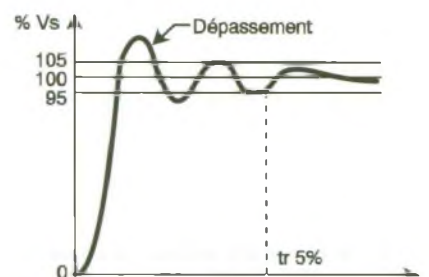
Pour effectuer cette mesure, on applique le signal « échelon » (qui ressemble à une marche d'escalier unique) à l'entrée du montage et on mesure combien de temps met le si-



7a ETUDE DE LA REponse INDICIELLE D'UN SYSTEME.



7b FORME DE REponse INDICIELLE.



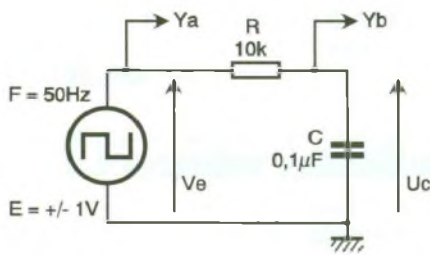
7c FORME DE REponse INDICIELLE AVEC DEPASSEMENT.

gnal de sortie pour entrer dans la fourchette des 5 % autour de sa valeur en régime établi sans en ressortir. Ces précisions sont importantes car, suivant la nature des montages, la forme des signaux de sortie peut être notablement différente (**fig. 7b** et **7c**).

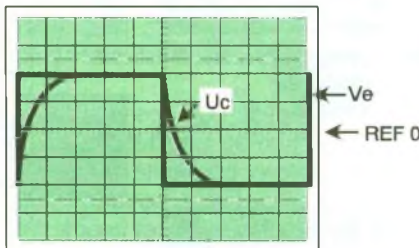
La connaissance de ce paramètre ainsi que la forme de la réponse du circuit renseignent l'utilisateur sur ses performances dont, en particulier, la rapidité et la stabilité.

2° Mesure

Notre support expérimental sera cette fois un circuit série $R = 10\text{ k}\Omega$ et $C = 100\text{ nF}$ attaqué par un générateur de signaux carrés symétriques, de fréquence 50 Hz, et d'amplitude comprise entre -1 et $+1\text{ V}$ (**fig. 8a**).

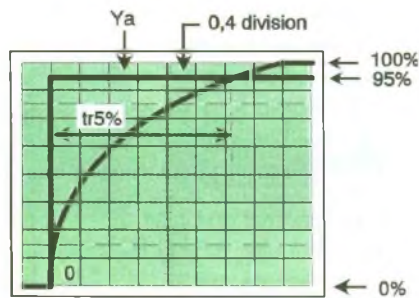


8a MESURE DU TEMPS DE REPONSE.



BT 2ms/div Mode Déclenchement AUTO
Ya, Yb 0,5V/div mode CHOP
couplage DC

8b VISUALISATION CORRESPONDANT A LA FIGURE 8a.



BT 0,5ms/div Ya 0,5V/div décalibrée
calibrée Yb 0,2V/div décalibrée

8c MESURE DE Tr DE 5 %.

Cette forme particulière de signal est en fait une succession d'échelons ayant tous la même amplitude de 2 V. La fréquence de 50 Hz a été choisie de façon telle que la durée des paliers soit suffisamment grande pour que le régime permanent du circuit à l'étude soit atteint.

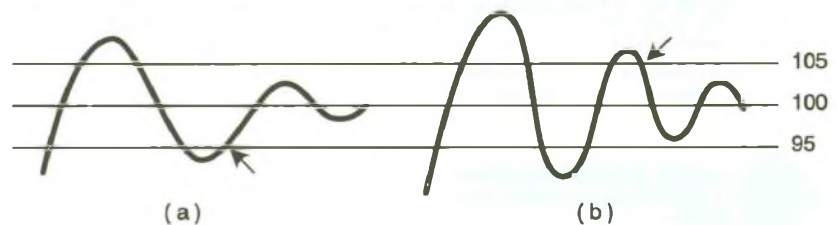
On travaille en mode découpé (CHOP) pour éviter le clignotement des signaux inévitables à 50 Hz en mode alterné. La sortie du GBF est appliquée à la voie A et la tension U_c aux bornes du condensateur, à la voie B. C'est sur le signal U_c que porte la mesure du temps de réponse à 5 % puisque c'est lui qui est le signal de sortie du montage étudié. Un calibre identique de 0,5 V/div et un couplage DC donnent une vision honnête des phénomènes. Dans un premier temps, on choisira une vitesse de balayage de 2 ms/div pour observer une période complète du signal. Enfin, on synchronisera la base de temps sur la voie A (l'entrée) avec déclenchement par des fronts positifs. Le seuil de déclenchement sera ajusté (par Pseuil) pour que l'on voit exactement le début du front montant du signal U_c .

Le signal observé est proposé à la **figure 8b**. Avec ces réglages, la mesure serait trop imprécise. Il faut donc les modifier. Pour cela :

a) On décalibre la voie verticale Yb avec son vernier de façon que le signal occupe exactement les 8 divisions verticales. Le début du signal démarre sur la ligne du bas de l'écran et le régime permanent se termine sur la ligne du haut.

Remarquons que le signal complet occupant verticalement 8 divisions, 5 % représentent 0,4 division, soit 2 sous-divisions. Le temps recherché correspond à l'instant où le signal coupe la ligne horizontale située à 0,4 division en dessous du haut de l'écran. Pour faciliter cette recherche, on peut aussi décalibrer la voie Ya afin d'amener sa trace à ce niveau particulier (il faut savoir profiter de tous les avantages offerts, surtout ceux qui facilitent les mesures).

9 DERNIERE ENTREE DANS LA FOURCHETTE DES 5 %.



b) On augmente la vitesse de balayage de façon telle que la ligne horizontale (imaginaire) située à 0,4 division en dessous du haut de l'écran soit coupée par le signal lui-même (dans la partie visible de l'écran) (**fig. 8c**).

Nous trouvons une valeur de 3 ms. Ce résultat est en accord avec la formule qui donne pour ce type de circuit un temps de réponse à 5 % $tr_5 = 3RC = (3t)$, puisqu'il s'agit d'un circuit du premier ordre (voir nos articles sur les filtres).

REMARQUES

Le fait de décalibrer l'atténuateur vertical n'affecte en rien la précision de la mesure car ce décalibrage agit de façon proportionnelle sur toutes les valeurs d'amplitude. C'est une des rares mesures où le décalibrage vertical est sans conséquence sur la précision.

Pour des circuits d'ordre supérieur à 1, il n'est pas rare que l'on ait de nombreuses oscillations avant que le signal ne rentre dans la fourchette des 5 %. Dans ce cas, le signal peut rentrer dans cette fourchette (sans en ressortir) soit du côté 95 % (**fig. 9a**), soit du côté 105 % (**fig. 9b**). Si l'on prend nos mesures systématiquement pour 95 %, on risque donc de faire une légère erreur sur la valeur mesurée. Néanmoins, on constate que cette erreur est minime et on peut, le plus souvent, faire la mesure en ne se préoccupant que du point d'intersection avec l'horizontale située à 95 %.

Si la précision est capitale, la mesure rigoureuse peut se faire de la façon suivante : après le réglage du point « a » ci-dessus, on descend la trace correspondant au signal de sortie exactement d'une division à l'aide de YposB (pour cela, on repère un point particulier du signal). On cherche ensuite la dernière entrée du signal entre les deux lignes situées à 6,6 et 7,4 divisions du bas de l'écran. C'est bien entendu un petit peu plus long mais aussi plus précis.

C) Mesure de temps de montée de 10 à 90 %

1° Définition

C'est aussi un temps caractérisant les

performances de tout système et en particulier des asservissements. Sa mesure s'effectue pour le même type de sollicitation, à savoir la réponse à un échelon.

Par définition, c'est la durée que met le signal de sortie d'un système pour passer, pour la première fois, de 10% à 90% de sa valeur en régime permanent (oscillogramme de la **figure 10**). Contrairement au temps de réponse à 5% pour lequel le signal ne devait plus sortir de la fourchette des 5%, ici, le signal peut très bien repasser plusieurs fois en dessous de 90%, c'est l'instant du premier passage qui compte, soit la durée comprise entre les points A et B.

2° Complément relatif à l'écran

Pour faciliter cette mesure, les oscilloscopes actuels possèdent sur leur écran deux lignes pointillées horizontales (**fig. 11**) dont nous n'avons pas parlé jusqu'à maintenant pour ne pas alourdir inutilement notre propos.

Le plus souvent, ces deux lignes sont disposées symétriquement par rapport à l'axe horizontal médian dont elles sont distantes de 2,5 divisions, soit un écart global de 5 divisions. Si l'on s'arrange pour que le signal dont on veut mesurer le temps de montée

soit exactement compris entre ces deux lignes, les valeurs 10% et 90% correspondent aux deux lignes pleines situées respectivement au-dessus de la plus basse et au-dessous de la plus haute de ces lignes pointillées.

3° Technique de mesure

On pourra faire cette mesure sur la tension U_c du montage de la **figure 8a**. En partant des réglages correspondant à l'oscillogramme de la **figure 8b**, on procède de la façon suivante :

a) Par le vernier de la voie B, on agit sur l'amplitude du signal Y_b afin que celui-ci soit entièrement compris entre les deux lignes pointillées.

b) On modifie la vitesse de balayage pour que les points d'intersection entre le signal visualisé et les lignes 10% et 90% soient sur l'écran tout en occupant le maximum de place (**fig. 11**). Attention, comme pour le temps de réponse, il ne faut pas toucher au vernier de la base de temps qui doit rester calibrée. La valeur recherchée est comprise entre les points A et B, soit, ici, 2 ms puisque $AB = 4$ divisions pour un calibre de 0,5 ms/div. Le calcul rigoureux donne $2,2RC$, soit $2,2$ ms. On vérifie une fois de plus, à la précision des mesures et des composants près, le résultat connu pour un circuit du premier ordre qui donne $t_m = 2,2\tau$.

4° Remarques

En appliquant les mêmes méthodes, on pourra mesurer les temps de descente de 10% à 90%. Il faudra, dans ce cas, choisir un déclenchement sur fronts négatifs.

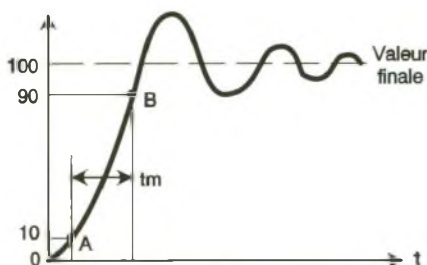
Avant de procéder à ces mesures, on aura tout intérêt à bien observer le quadrillage de l'écran et en particulier la position exacte des lignes pointillées. Sur certains modèles, celles-ci sont disposées non pas à 2,5 divisions du milieu de l'écran, mais à 2,4. Bien que minime, cet écart se traduit par les différences suivantes. Les lignes 0% et 100% sont maintenant les deux lignes pleines distantes de 3 divisions du milieu de l'écran, et ce sont les lignes pointillées qui correspondent aux niveaux 10% et 90%. La différence est assez subtile mais il faut la connaître pour ne pas faire d'erreur.

Pour mesurer des temps de réponse ou de montée très courts, de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes, on fera appel à l'option « X-MAGN » qui agit sur la vitesse de balayage en la multipliant par un coefficient qui peut être 5 ou 10 suivant les modèles. Cette option est le plus souvent associée à un potentiomètre de réglage comme celui qui

agit sur la position horizontale du spot. Pour y accéder, il faut généralement tirer sur l'axe du potentiomètre. Dans ce cas, pour une vitesse de balayage affichée de $0,5 \mu\text{s}/\text{div}$, chaque division correspond en fait à 100 nanosecondes, d'où une précision accrue.

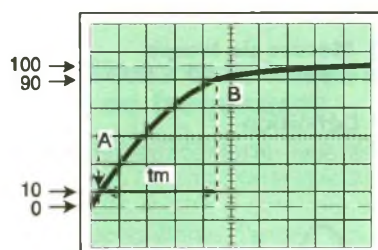
Cette amélioration n'est pas sans inconvénients car, lorsque les vitesses de balayage sont élevées, la luminosité des traces diminue fortement. Dans ce cas, il ne faut pas hésiter à agir sur le réglage de luminosité. C'est lors de ces mesures que l'on peut apprécier les bons appareils et les moins bons. Les premiers possèdent une tension d'accélération (THT) élevée (plusieurs kilovolts) qui rend le spot encore bien visible pour des vitesses de balayage de 500 voire $100 \text{ ns}/\text{div}$? alors que la trace des autres n'est plus visible (ou à peine) depuis $1 \mu\text{s}/\text{div}$.

F. JONGBLOËT



10

DEFINITION DU TEMPS DE MONTEE.



BT 0,5ms/div
calibrée

Ya 0,2V/div
décalibrée

11

MESURE DU TEMPS DE MONTEE.
+ VALEURS BT ET CALIBRE VERTICAL.

DATA-NET VERSION 2.0

Data-Net est un programme qui permet la recherche de composants discrets et d'équivalences de circuits intégrés. Il contient une base de données de plus de 60 000 composants discrets (transistors, diodes, thyristors, Mosfet) et de plus de 283 000 équivalences de circuits intégrés et mémoires.

Les principales caractéristiques de Data-Net sont :

- recherche de composants par nom, fonction ou caractéristiques électriques (avec possibilité de paramétrer les critères de recherche);
- recherche d'équivalences pour les transistors, diodes, thyristors et Mosfet (avec possibilité de recherche de complémentaires et d'équivalents broche à broche);
- fiches techniques imprimables;
- affichage et impression des boîtiers;
- équivalence de circuits intégrés avec possibilité d'équivalence broche à broche.

Les fiches techniques des composants discrets regroupent les informations suivantes : fonction, caractéristiques électriques, type de boîtier et brochage du composant. Les équivalences circuits intégrés donnent le nom du fabricant du circuit.

Le prix de cette version PC est de 595 F TTC.

Pour tout renseignement, contacter Technical Data Systems France, 862, av. du Maréchal-Juin, BP 32, 83180 Six-Fours Cedex. Tél. : 94.34.45.31. Fax: 94.34.29.78.



LE TDA 1524A PHILIPS: CONTROLEUR DE VOLUME ET DE TONALITE

Le TDA1524A est un circuit intégré conçu pour un contrôle stéréophonique du volume et de la tonalité des autoradios, mais également des téléviseurs ou tout autre appareil nécessitant un réglage audio. La tonalité est contrôlée par un réglage indépendant pour les graves et les aigus. Parmi ses autres avantages, on note un *pseudo-loudness* et un réglage de balance.

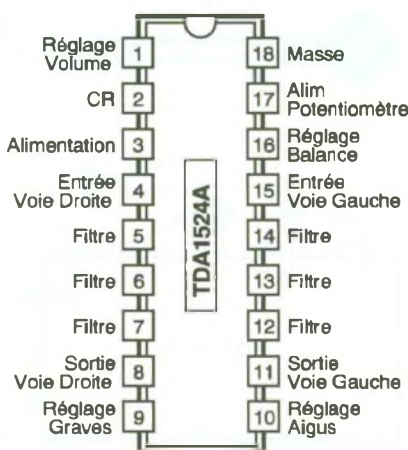
Description

Le TDA1524A se présente dans un boîtier DIL 18 broches dont la **figure 1** donne le brochage. La **figure 2** montre la structure interne de ce circuit sous la forme d'un synoptique.

Ce circuit intégré regroupe les fonctions de réglage des graves et des aigus, mais également du volume avec la possibilité d'augmenter le niveau des graves (*loudness*). Comme il est stéréophonique, un réglage de la balance est également prévu.

Le grand intérêt de ce circuit est la facilité de sa mise en œuvre. Il nécessite peu de composants périphériques (seuls deux condensateurs déterminent le diagramme du contrôle de la tonalité). Mais surtout, la nature du contrôle des différents réglages est particulièrement intéressante. En effet, les réglages sont déterminés par des tensions continues, fournies par un circuit annexe ou de simples potentiomètres linéaires. Le contrôle des commandes par une tension continue est très avantageux et évite, entre autres, l'utilisation de câbles blindés lorsque les potentiomètres sont déportés sur une façade.

Une source de tension est disponible sur la broche 17 du TDA1524A pour alimenter les potentiomètres. Grâce à cette sortie, il est possible d'augmenter le niveau des graves lorsque le volume est faible. Cette

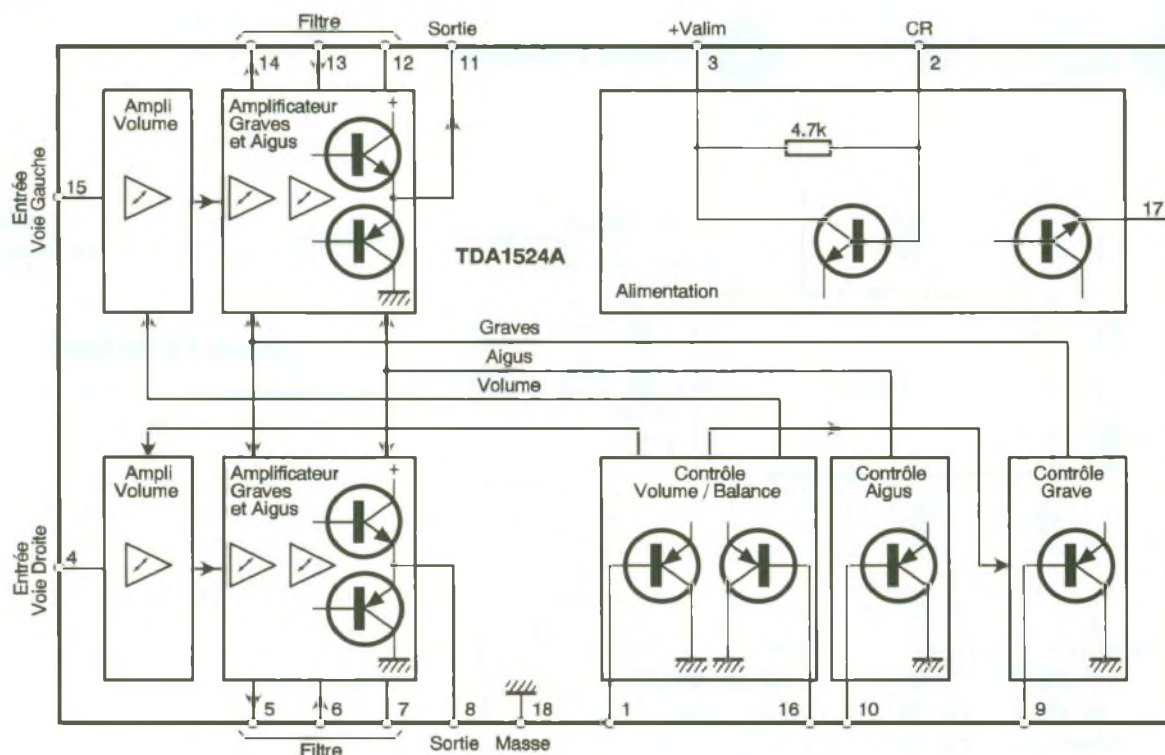


2

LA STRUCTURE INTERNE DU TDA 1524.

1

LE BROCHAGE DU TDA 1524.



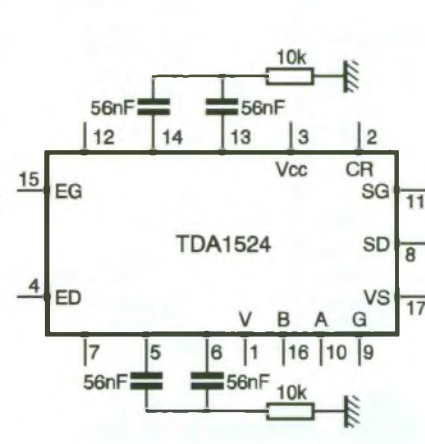
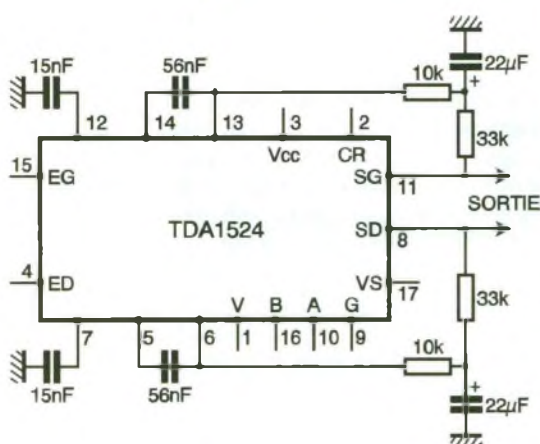
CARACTERISTIQUES	VALEURS TYPIQUES
Courant d'alimentation	35 mA
Tension d'entrée maximale (1)	2,5 V
Tension de sortie maximale (1)	3 V
Plage de réglage du volume	- 80 à + 21,5 dB
Plage de correction des graves à 40 Hz	- 19 dB à + 17 dB
Plage de correction des aigus à 16 kHz	± 15 dB
Distorsion harmonique totale	0,3 %
Tension de bruit en sortie $G_v = + 21,5$ dB	0,31 mV
Tension de bruit en sortie $G_v = - 40$ dB	0,1 mV
Séparation des voies gauche et droite (2)	60 dB
Linéarité entre les voies	2,5 dB max.
Réjection d'alimentation à 100 Hz	50 dB

(1) L'amplitude est donnée avec une boucle de contre-réaction continue, conformément aux indications de la figure 4.

(2) Pour G_v compris entre + et - 20 dB.

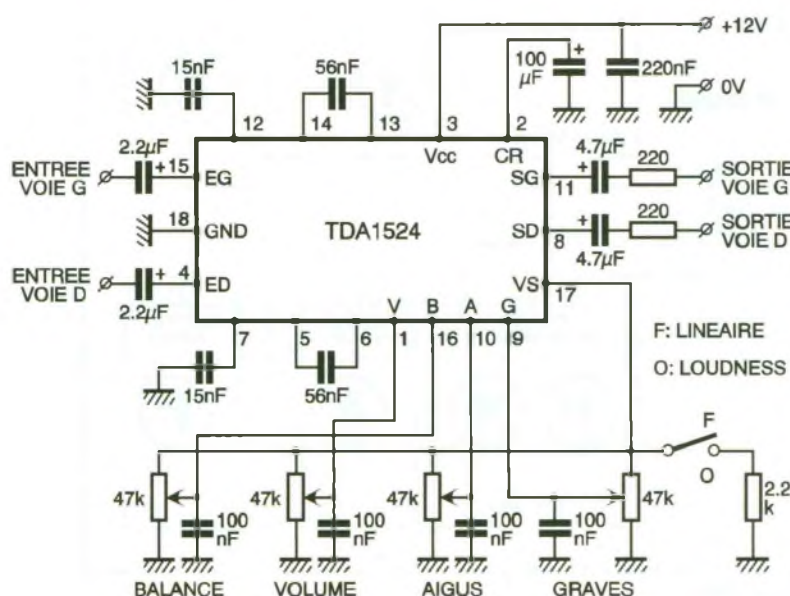
3 TABLEAU DES CARACTERISTIQUES.

5 CORRECTION DES GRAVES AVEC UN FILTRE PASSE BAS.



4 UTILISATION D'UN T PONTE EN SORTIE.

6 LE SCHEMA D'APPLICATION.



option s'apparente à la fonction *loudness* de certains équipements audio.

Les tensions de réglage des différentes fonctions (volume, balance...) sont comprises entre 0,25 V et 3,8 V, lorsque l'alimentation interne broche 17 du TDA1524A est utilisée.

Lorsque les potentiomètres sont alimentés par une tension externe, la tension d'alimentation Valim du TDA1524A doit être au moins de 10,8 V. Dans ce cas, la fonction *loudness* n'est pas utilisable et la tension d'alimentation des potentiomètres forcera la broche 17 du TDA1524A à un potentiel devant être compris dans la plage : 4,5 V à Valim/2 moins 0,7 V (chute de tension d'une jonction base-émetteur). Dans le cadre de cette application particulière, la plage des tensions de réglage est de 1 V à 4,25 V si la tension sur la broche 17 est de 5 V. Le courant de polarisation des différentes entrées de contrôle est au maximum de 5 µA, ce qui permet l'utilisation de potentiomètres de 47 kΩ.

La plage des tensions d'alimentation du TDA1524A est assez importante : 7,5 V à 16,5 V. La consommation de ce circuit intégré varie en fonction de sa tension d'alimentation. Elle peut atteindre 56 mA, lorsqu'il est alimenté sous 15 V et elle peut descendre à 19 mA sous 8,5 V.

Le tableau de la figure 3 regroupe les principales caractéristiques d'un TDA1524A, alimenté sous 12 V.

Caractéristiques maximales

La tension d'alimentation maximale supportable par le TDA1524A s'élève à 20 V.

Le boîtier plastique DIL 18 de ce circuit permet une dissipation de puissance maximale de 1,2 W.

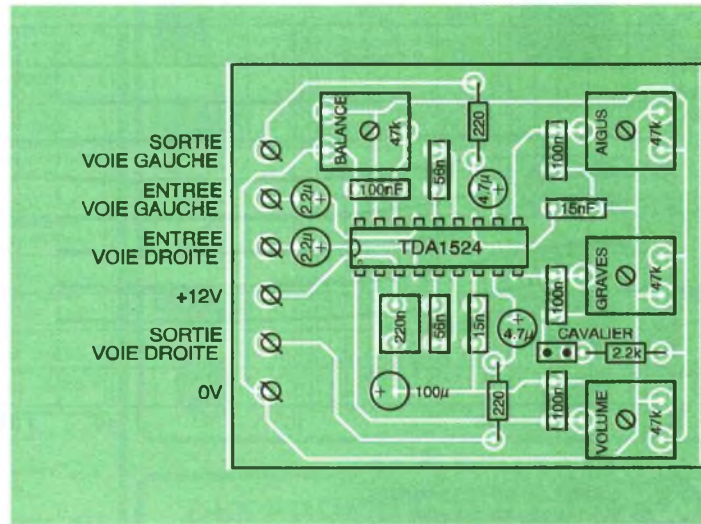
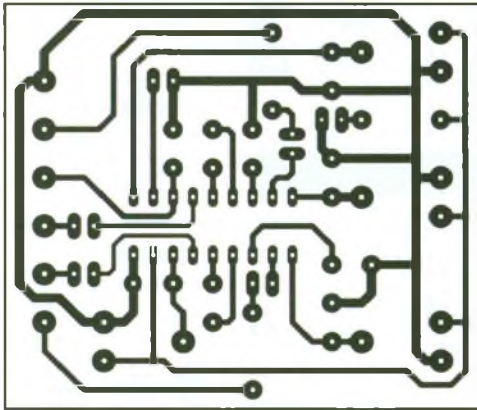
Ce circuit est utilisable dans une plage de température allant de -30 °C à + 80 °C, la plage de température de stockage étant de -55 °C à + 150 °C.

Mise en œuvre

Les entrées

L'impédance des entrées, voie gauche et voie droite, broches 15 et 4, varie en fonction du niveau du volume. Pour un gain de + 20 dB, l'impédance d'entrée peut descendre à 10 kΩ, alors qu'elle s'élève à 160 kΩ pour un gain de - 40 dB.

Cette impédance d'entrée peut être calculée à partir de la relation suivante : $R_e (k\Omega) = 160 / (1 + G_v)$, où G_v est le gain de l'amplification, sa valeur maximale étant de 12.



7

LE TRACE DES PISTES.

Compte tenu d'une impédance d'entrée minimale de $10\text{ k}\Omega$, un condensateur de liaison de $2,2\text{ }\mu\text{F}$ assurera un couplage dynamique correct du signal avec une entrée.

Les sorties

L'impédance de sortie est au plus de

$300\text{ }\Omega$. Elle sera complétée par une résistance de $220\text{ }\Omega$ en série avec un condensateur de liaison de $4,7\text{ }\mu\text{F}$, si la capacité présentée par la charge excède 200 pF . La charge d'une sortie doit être au moins de $4,7\text{ k}\Omega$. La composante continue du signal de sortie est proche de la moitié de la tension d'alimentation du circuit intégré, tout comme la polarisation des entrées broches 4 et 15.

8

L'IMPLANTATION DES COMPOSANTS DE LA FIGURE 6.

Si les signaux traités ont une amplitude importante (de l'ordre de $2,5\text{ Veff}$), une boucle de contre-réaction avec un filtre en T, comme le montre la **figure 4**, est recommandée.

Le filtre passe-bas

La **figure 5** présente un filtre passe-bas du second ordre augmentant la correction des graves. Par rapport au filtre du premier ordre obtenu avec un simple condensateur de 56 nF entre les broches 5 et 6, la plage de correction passe d'environ $\pm 17\text{ dB}$ à $-40\text{ dB}/+22\text{ dB}$.

Le pseudo-loudness

Cette fonction est commandée selon la valeur du courant de sortie de la broche 17. Elle est inactive pour un courant inférieur à $0,5\text{ mA}$ et devient active pour un courant compris entre $1,5\text{ mA}$ et 10 mA . Une résistance de charge placée sur la broche 17 du TDA1524A placera le circuit en mode *loudness*. Pour un volume faible, gain inférieur à 0 dB , les graves seront ainsi rehaussés.

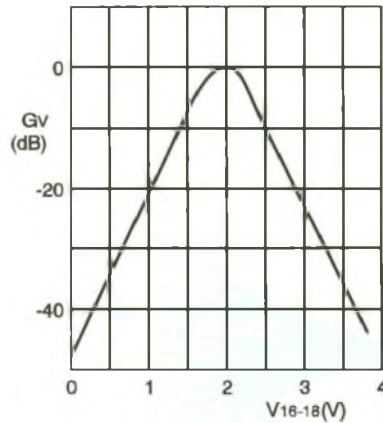
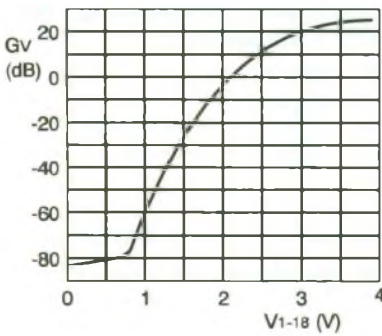
En revanche, sans cette résistance, le mode de fonctionnement est linéaire et le gain est constant dans la bande passante, quel que soit le niveau du volume.

Un interrupteur pourra alterner ces deux modes de fonctionnement.

Application type

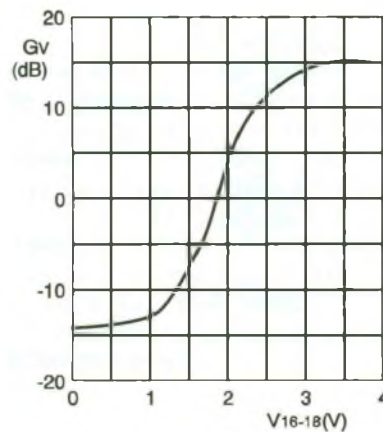
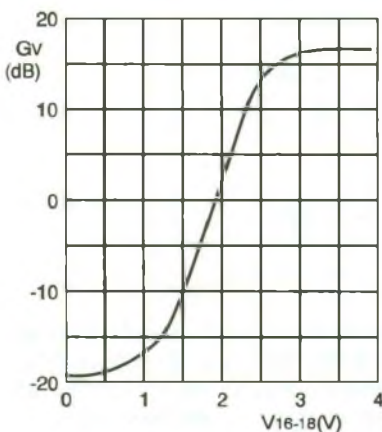
Son schéma est donné par la **figure 6**, et la **figure 7** en reproduit le tracé des pistes.

Sur l'implantation de la **figure 8**, vous retrouverez l'ensemble des composants nécessaires à l'application de base. Les potentiomètres



9a/d

COURBES TENSIONS-AMPLITUDE DES BROCHES DE CONTRÔLE.



NOUVELLES DATES POUR EDUCATEC 95

La treizième édition d'Educathec, Salon des Equipements, Systèmes et Services pour l'Education et la Formation, se tiendra, du 5 au 8 décembre 1995, au CNIT à Paris.

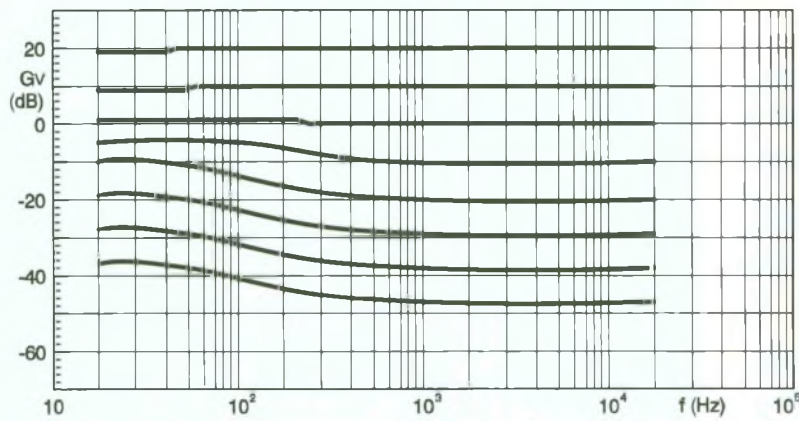
Parallèlement se déroulera le BIME 95, Salon des Equipements et Technique pour Bibliothèques et Médiathèques, organisé conjointement à Educathec. Chacune des quatre journées du BIME sera consacrée à un thème précis répondant aux pôles d'intérêts des publics concernés : une journée des CDI, une journée des bibliothèques publiques, une journée des bibliothèques universitaires et une journée des centres de documentation spécialisés.

De l'avis d'experts, ce grand rendez-vous est en passe de devenir la vitrine du didactique la plus innovante au monde, tant au niveau de l'exposition que de la qualité des événements proposés. L'enjeu est de taille : l'Etat et les collectivités et les entreprises consacrent de l'ordre de 400 milliards de francs par an à l'éducation et la formation. Pour 1995, 56 millions de francs sont réservés à l'achat de logiciels d'aide à la programmation et d'équipements audiovisuels.

Acquérir les nouveaux outils pédagogiques, découvrir les nouvelles tendances : environ 300 exposants représentant plus de 500 entreprises et organismes, français et étrangers, présenteront une offre complète de matériels et systèmes didactiques, supports pédagogiques, équipements et moyens de gestion regroupés en cinq grandes familles : les nouvelles technologies, l'enseignement scientifique, l'enseignement technique, les langues et l'édition et les équipements mobiliers.

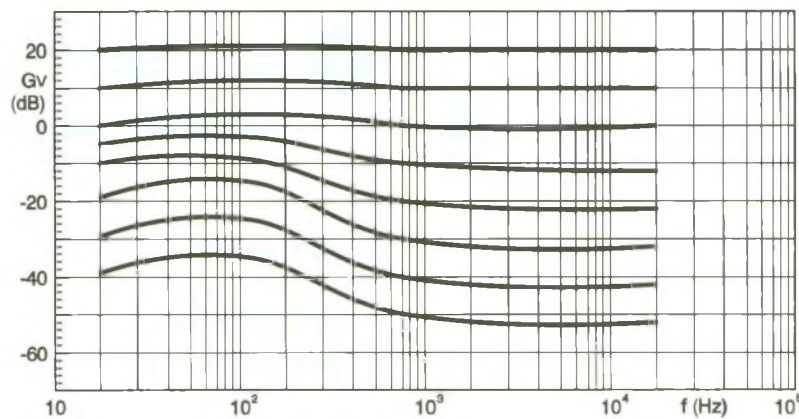
Actualiser ses connaissances, trouver des solutions aux problèmes d'actualité de l'éducation et de la formation : Educathec dépasse largement le cadre d'un salon classique. Au-delà de l'exposition, cette treizième édition jouera pleinement son rôle de carrefour de la profession et de plate-forme de concertation : événements, conférences et tables rondes animés par des spécialistes du didactique traiteront des grands thèmes qui marquent l'actualité de l'enseignement.

Contact Presse : Sylvie Petelot, AB3C, 30, rue de Chazelles, 75017 Paris. Tél. : (1) 44.29.22.40. Fax : (1) 44.29.22.49.



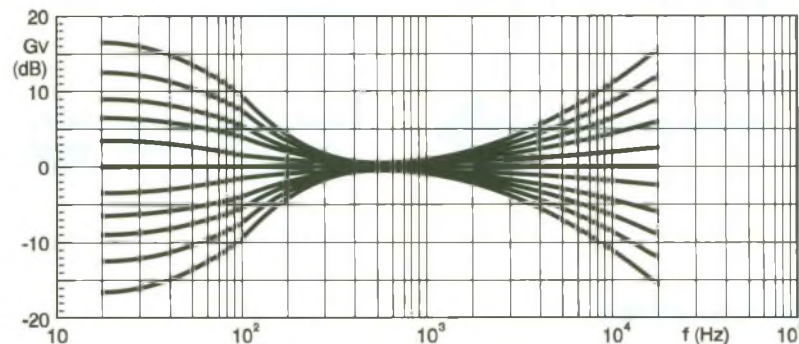
10a

**COURBE EN MODE LOUDNESS
AVEC FILTRE DU PREMIER
ORDRE.**



10b

**COURBE EN MODE LOUDNESS
AVEC FILTRE DU SECOND
ORDRE.**



10c

COURBE EN MODE LINEAIRE.

sont remplacés par des résistances ajustables et un petit cavalier (usuellement utilisé pour les paramètres des cartes informatiques) est utilisé pour la sélection du mode de fonctionnement (linéaire ou *loudness*). Cette platine vous permettra de tester ce circuit très intéressant et pourra vous servir de base pour un développement personnel. Vous pourrez

comparer vos essais et vos relevés aux courbes indicatives fournies par le constructeur. Les figures 9 et 10 présentent les courbes de réglages, de volume (9-a), de balance (9-b), et la réponse en fréquence, en mode *loudness*, avec filtre du 1^{er} ordre (10-a), avec filtre du 2^e ordre (10-b), ainsi que la réponse en fréquence en mode linéaire (10-c), pour différents réglages de corrections (tonalité).

Hervé CADINOT



COURRIER

LE COURRIER DES LECTEURS

Le service du Courrier des lecteurs d'Electronique Pratique est ouvert à tous et est entièrement gratuit. Les questions d'« intérêt commun » feront l'objet d'une réponse par l'intermédiaire de la revue. Il sera répondu aux autres questions par des réponses directes et personnelles dans les limites du temps qui nous est imparti.

1 M. NEBILA BAKO (AUTRICHE)

Depuis longtemps je cherche à en savoir beaucoup plus sur la transmission de données du clavier d'un PC vers l'unité centrale. Comme informations, je sais seulement que la liaison entre le clavier et l'unité centrale se compose de cinq fils.

La communication bidirectionnelle des données entre l'unité centrale (PC) et le clavier s'effectue de la manière suivante, et selon un protocole bien défini, ce protocole étant série-synchrones :

- 1° Envoi d'un bit de stop.
 - 2° Envoi des 8 bits de données, du bit de moindre poids au bit de poids le plus fort.
 - 3° Envoi d'un bit de parité (parité impaire).
 - 4° Envoi d'un bit de stop.
- Ces bits envoyés en série sont ensuite convertis soit par le clavier (microprocesseur interne), soit par l'unité centrale en un octet, selon que l'expéditeur soit le clavier ou l'unité centrale.
- Le fil de synchronisation (Clock) est utilisé pour synchroniser le départ de chaque bit.

2 M. JOSEPH BINHAS (CANADA)

Faisant référence à la fiche technique sur les optotriacs Motorola série MOC30XX (n° 192, mai 1995), il semble qu'une erreur se soit glis-

sée au niveau du tracé du circuit au niveau de l'implantation de la résistance Rd qui est connectée à la broche 2 du composant en lieu et place de la broche 1 comme le mentionne le schéma.

La résistance Rd a effectivement été placée dans la broche 2 composant MOC30XX, et non dans la broche 1. Cela ne nuit en rien au fonctionnement du montage, puisque dans ce cas la résistance a été placée dans la ligne d'alimentation de la masse et non dans la ligne d'alimentation positive. Le courant traversant la diode électroluminescente sera de toute façon limité.

Le relais utilisé dans le montage « Remise sous tension différée », qui est paru dans le n° 184 de notre revue, peut être remplacé par un optotriac. Pour cela, il suffira de connecter, en respectant les polarités de la diode interne au MOC30XX, et à travers une résistance de limitation de 1 k Ω , les deux fils d'arrivée du relais aux broches 1 et 2 de l'optotriac. Pour l'utilisation des sorties de ce dernier, il suffira de se baser sur l'article traitant de ce composant.

3 M. PIERRE VIGIER

«Automatisme d'enregistrement téléphonique», n° 186 de novembre 1994

Vous ne précisez pas la tension de fonctionnement du relais : est-ce un 6 V ou un 12 V ?

Les cordons REM magnéto et audio magnéto doivent-ils être blindés ?

La tension de fonctionnement du relais utilisé dans le montage « Automatisme d'enregistrement téléphonique » sera obligatoirement de 12 V. C'est en effet la tension qui sera appliquée à ses bornes puisque le montage sera alimenté sous cette tension.

Le cordon assurant la liaison entre le montage et le connecteur REM du magnétophone pourra être constitué de fil ordinaire. En revanche, le câble assurant la liaison audio sera de préférence de type blindé, ce qui évitera la récupération par ce dernier des parasites de toutes sortes.

4 M. BEN AMMAR MED ALI (TUNISIE)

Au cours de mes réalisations, j'ai

besoin parfois de quelques renseignements techniques ; à cet effet, je vous prie de bien vouloir me renseigner et de m'orienter davantage sur les points suivants.

1° Le circuit intégré TLC555 peut, dans certains cas, être remplacé par son homologue NE555, à condition que l'alimentation le permette. En effet, le TLC555 est la version LIN CMOS du NE555 et ne consomme qu'une puissance de 1 mW sous + 5 V.

2° Il existe des différences entre les transformateurs à tôles et les transformateurs toriques. Le transformateur torique, de par sa conception, n'émet pas de champ magnétique et ne rayonne pas le 50 Hz du secteur, ce qui est fortement apprécié par les concepteurs de matériel audio. Par ailleurs, à poids et volume égaux, le transformateur torique sera en mesure de fournir une puissance beaucoup plus importante que le transformateur classique.

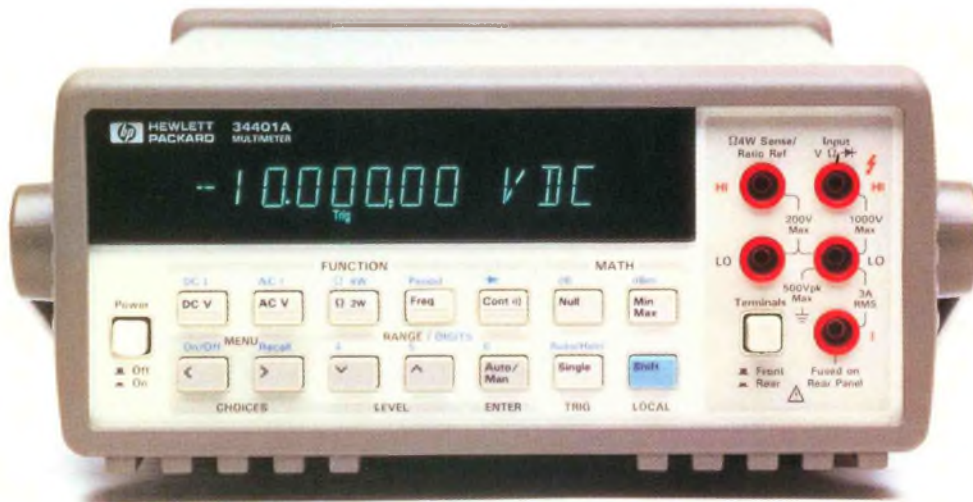
3° Les condensateurs chimiques et tantale permettent d'obtenir des valeurs capacitives beaucoup plus élevées que les condensateurs non polarisés. Les différentes sortes de condensateurs ont chacun leur domaine d'application : les céramiques se rencontreront plus fréquemment dans les montages haute fréquence, les LCC jaunes et MKT se retrouveront, entre autres, dans le découplage des lignes d'alimentation, alors que les gros condensateurs chimiques serviront au filtrage de la tension continue dans les alimentations. Les condensateurs au tantale, qui sont de loin les plus onéreux, seront utilisés à cause de leur faible courant de fuite et de leur bonne tenue dans le temps.

4° Il convient de choisir la tension de service des condensateurs chimiques en fonction des tensions maximales qu'ils devront éventuellement supporter. On prendra de préférence une marge de sécurité suffisante pour le choix de leur tension : par exemple, si une tension de + 40 V doit leur être appliquée, on choisira une tension de service de 63 V et non de 50 V.

5° On peut effectivement prolonger la durée d'enregistrement à l'aide de deux circuits intégrés de type ISD1016. Cela nécessite une circuiterie externe.

6° Nous ne possédons pas la note technique concernant l'afficheur à cristaux liquides LTD221R-12 QJ250.

On pourrait vous dire que ce multimètre numérique HP est supérieur à la concurrence.



On préfère laisser parler les chiffres.



1. Vous disposez de la précision d'affichage numérique 6½ digits pour le prix de 5½ digits.



2. Toutes les mesures que vous souhaitez, ainsi que de nombreuses fonctions qui facilitent l'interprétation des résultats.



3. Les deux interfaces HP-IB et RS-232 sont standard.

©1985 Hewlett-Packard Co. TMPM0422/INTL

Avec le DMM HP 34401A, les chiffres parlent d'eux-mêmes.

Désormais, votre budget ne vous forcera plus à faire de compromis sur les performances. En effet, avec le DMM HP 34401A, vous pouvez bénéficier de l'affichage numérique de 6½ digits tout en payant moins que pour un classique DMM "5½ digits." Vous serez à même d'observer des détails qui échappent à d'autres multimètres et avec une douzaine de différentes fonctions de mesures, vous aurez plus d'atouts en main pour faire face aux défis que vous lancent les tests.

La vitesse, ça vous intéresse? De par leur avance technologique, nos DMM délivrent jusqu'à 1000 relevés par seconde. Ce qui est 10 fois plus rapide que les autres DMM de la même catégorie!

Accroître votre productivité, c'est maintenant à votre portée.

En combinant un ensemble de fonctions qui font gagner du temps avec une interface d'utilisation aisée, le HP 34401A fait réellement décoller votre productivité. Simplement en pressant un ou deux boutons, vous affichez volts DC, courants DC, volts "efficace vrai," courants "efficace vrai," ohms 2 ou 4 fils, fréquence, période, continuité, tests de diodes, et même dB et dBm. Les tests avancés comprennent les vérifications de limite (passe: oui/non avec signal de sortie TTC), affichage min/norm/max, et ratios de voltage DC. Prix plus bas, meilleures performances, garantie de trois ans... Pour comprendre la supériorité du HP 34401A, il suffit de savoir compter!

Pour un DMM moins cher et plus performant, appelez HP DIRECT au (1) 69 82 62 20.

Vous pourrez discuter de vos besoins avec un ingénieur-expert qui comprend les mesures que vous avez à faire. Il vous parlera également du logiciel HP 34812A BenchLink/Meter, qui rend aisé le transfert de données de votre HP 34401A vers un PC. Alors parce que les chiffres comptent, composez le bon numéro: appelez HP DIRECT.

Il est temps de passer à Hewlett-Packard.

