

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°74

Lead

ISSN 0753-7409

**COURS N°14 : CONNAISSANCE DE
L'ELECTRONIQUE : LE TRANSISTOR**
AMPLI DE SONORISATION 40 Weff
BADGE LUMINEUX
GRADATEUR DE LUMIERE 12 V
GENERATEUR DE FONCTIONS RR2M

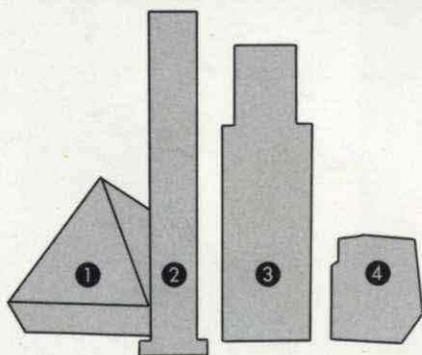


M 1226 - 74 - 20,00 F



3791226020008 00740

UNE AUTRE DIMENSION DU KIT



❶ **BACCARA SYSTEME TRIPHONIQUE.** Caisson de graves à charge symétrique, fonctionne en doublet acoustique. Bande passante 38 à 180 Hz à - 3 dB. Puissance programme admissible 100 W. Rendement 90 dB 1 W 1 m. Forme pyramidale. Dim. : base 496 x hauteur 520 mm.

❷ **BACCARA SYSTEME TRIPHONIQUE.** Caisson médium aigu, formaté spacialement. Bande passante 180 à 21.000 Hz. Puissance programme admissible 100 W. Rendement 90 dB 1 W 1 m. Dim. : H 1100 mm L 220 mm.

❸ **ANDROÏDE VERSION IV.** Enceinte COLONNE système bass reflex. Technologie KEVLAR. 3 voies. Bande passante 35 à 21.000 Hz - 3 dB. Puissance programme admissible 250 W. Rendement 91 dB 1 W 1 m. Dim. : H 950 L 300 P 280 mm.

❹ **ASTEROÏDE VERSION IV.** Enceinte "COMPACT" système bass-reflex. Technologie KEVLAR. 2 voies. Bande passante 55 à 20.000 Hz - 3 dB. Rendement 89 dB 1 W 1 m. Puissance programme admissible 50 W. Dim. : H 300 x L 250 P 280 mm.

TOUS NOS MODELES SONT DISPONIBLES A VOTRE CHOIX AVEC LEUR KIT D'EBENISTERIE.



**CREATIONS
ACOUSTIQUES
DE
FRANCE**

C.A.F B.P 595 - 75028 PARIS CEDEX 01 Tél. : (16-1) 34.24.08.80

Led

Société éditrice :
Editions Périodes
 Siège social :
 1, bd Ney, 75018 Paris
 Tél. : (1) 42.38.80.88
 SARL au capital de 51 000 F
 Directeur de la publication :
 Bernard Duval

LED
 Mensuel : 20 F
 Commission paritaire : 64949
 Locataire-gérant :
 Editions Fréquences
 Tous droits de reproduction réservés
 textes et photos pour tous pays
 LED est une marque déposée
 ISSN 0753-7409

**Services Rédaction-
 Abonnements :**
 (1) 42.38.80.88 poste 7315
 1 bd Ney, 75018 Paris

Rédaction
 Ont collaboré à ce numéro :
 Georges Matoré, René Rateau,
 Bernard Dalstein.

Publicité
 (1) 42.38.80.88 poste 7314

Abonnements
 10 numéros par an
 France : 180 F
 Etranger : 260 F

Petites annonces gratuites
 Les petites annonces sont
 publiées sous la responsabilité de
 l'annonceur et ne peuvent se
 référer qu'aux cas suivants :
 - offres et demandes d'emplois
 - offres, demandes et échanges
 de matériels uniquement
 d'occasion
 - offres de service

Réalisation
Dessins et montage
 M. Thierry Pasquier
Composition
 Edi'Systèmes - Paris
Photogravure
 Sociétés PRS/PSC - Paris
Impression
 Berger-Levrault - Nancy

4

LED VOUS INFORME

L'actualité du monde de l'électronique, les produits nouveaux.

6

LA CONNAISSANCE DE L'ELECTRONIQUE (COURS N° 14 : LE TRANSISTOR)

Après avoir fait le point sur les alimentations stabilisées, nous abordons avec ce numéro l'étude des transistors. Le transistor a fait son apparition en 1947 dans les laboratoires de la Bell Company et a très rapidement détrôné le tube électronique.

12

BADGE LUMINEUX

Cette réalisation à la portée de tous agrémentera vos soirées. "Réagissant" au niveau sonore ambiant, une rangée de diodes LED s'illumine suivant deux modes : déplacement d'un point lumineux ou déroulement d'un ruban lumineux.

14

AMPLIFICATEUR POLYVALENT DE 40 Weff POUR INSTRUMENTS ET SONORISATION

Destiné aussi bien au home-

studio qu'à la sonorisation amateur, cet amplificateur Combo associe efficacité, compacité et polyvalence sans excès de complexité. Sa "modeste" puissance de 40 Weff est largement compensée par l'exceptionnel rendement des haut-parleurs proposés (100 dB environ). Bien plus qu'un amplificateur pour instrument, il offre, sous un volume compact de 80 litres, une grande fonctionnalité, en raison notamment de la présence d'un pupitre de mixage à trois entrées.

28

GRADATEUR DE LUMIERE

Ce gradateur pour courant continu, destiné aux ampoules à incandescence, apporte le confort de réglage des gradateurs 220 V des appartements. Nous avons prévu de ne commander que des ampoules d'une puissance maximale de 21 W, normalisées en matériel automobile et couramment employées dans les caravanes.

32

INDICATEUR LUMINEUX DE TENSION DE BATTERIE

Le montage proposé s'inscrit dans la série des appareils destinés à l'équipement des caravanes, camping-cars et bateaux. On pourra naturellement l'exploiter à d'autres fins, chaque fois

que s'impose le contrôle d'une tension continue de valeur nominale 12 volts, susceptible de varier de 10,5 à 14 volts.

38

GENERATEUR DE FONCTIONS RR2M 0,02 Hz A 2 MHz (1^{re} PARTIE)

L'appareil que nous proposons à nos lecteurs de construire couvre, en six gammes, de 0,02 Hz à 2 MHz. Les réglages de symétrie et d'offset donnent accès à de multiples variantes des trois formes d'ondes fondamentales. Une entrée VCO, autorisant la vobulation jusqu'au rapport 1000 en fréquence, satisfera ceux qu'intéresse le relevé automatique des courbes de réponse.

L'étude théorique et pratique du générateur sera prolongée par quelques compléments sur ses utilisations les plus originales, les applications classiques étant supposées bien connues de nos lecteurs.

49

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Ce service permet aux lecteurs de Led d'obtenir les circuits imprimés gravés, percés ou non, en en faisant la demande auprès de la Rédaction.

Tous les circuits imprimés proposés dans nos précédents numéros sont toujours disponibles.

CDA PRESENTE LE CDA 9208

Il est performant, robuste et fiable, d'une facilité d'emploi exceptionnelle et d'un prix extrêmement compétitif.

Les diverses formes de signaux rencontrés en électronique nécessitent l'emploi d'un oscilloscope.

La visualisation d'une grandeur ou d'un signal en fonction du temps apporte des informations qui facilitent grandement leur interprétation et leur compréhension. Toutes les mesures traditionnelles peuvent être analysées avec un oscilloscope, cependant beaucoup hésitent encore à s'équiper d'un tel appareil devant son apparente complexité et son prix souvent dissuasif.

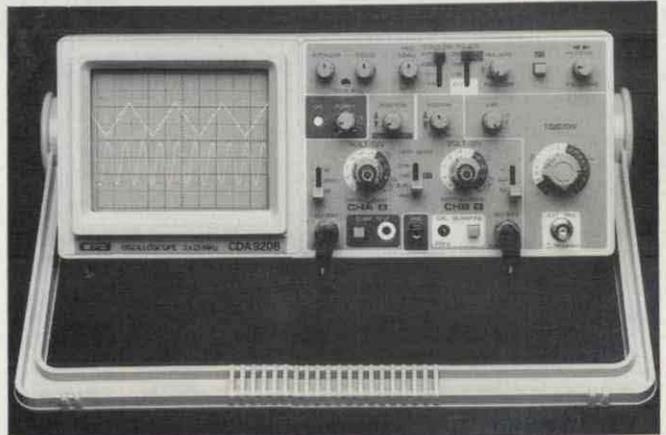
CDA réfute ces arguments :

- Le CDA 9208 est proposé à 3 090 F HT.

- Son ergonomie a été particulièrement étudiée et la disposition parfaitement rationnelle des différentes commandes lui confère une grande simplicité d'emploi.

Ses performances et caractéristiques essentielles

- Fonction recherche de trace
- Test des composants passifs et actifs
- Ecran de 8 x 10 cm avec éclairage du réticule interne
- Haute sensibilité : de 1 mV/div. à 15 V/div. en direct
- Balayage maxi : 10 ns/div.
- Excellente visualisation de 2 signaux de fréquences différentes, jusqu'à 25 MHz
- Grand choix de modes de déclenchements et fonction inhibition (Hold Off) pour les signaux complexes
- Synchronisation pour déclen-



chement TV ligne et trame. Sa poignée ergonomique, réglable, offre le meilleur confort pour le transport et le positionnement de l'appareil. Avec le CDA 9208, l'enseigne-

ment, la maintenance et l'industrie disposent d'un des meilleurs appareils du marché dans la catégorie 2 x 25 MHz. CDA 5, rue du square Carpeaux 75018 Paris. Tél. (1) 46.27.52.50.

THERMOSONDE POUR COMPOSANTS ELECTRONIQUES

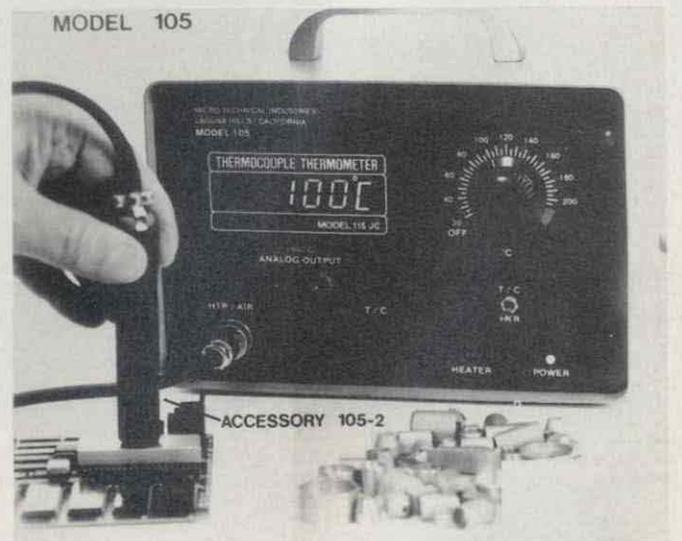
La société Micro Technical Industries, représentée exclusivement en France par E.T.A.T. Euro-Trans-Atlantique-Techniques 80, rue André Karmann 93532 Aubervilliers Cedex. Tél. (1) 48.39.08.08. Télécopie (1) 48.39.10.30. Telex 231869, présente une nouvelle thermosonde à affichage digital modèle 105. Comme les autres appareils de la gamme, il permet de tester individuellement en température tous les types de composants électroniques et ce, aussi bien en statique qu'en dynamique.

La température est appliquée sur le composant au moyen d'une sonde chauffante munie d'un embout adapté au composant choisi (plus de 150 embouts sont disponibles).

Il est donc possible de résoudre les problèmes de dérive (due à la chaleur ou au circuit électrique propre) sans endommager des composants coûteux et sans avoir recours à une chambre de température.

Une seconde sonde (thermocouple) permet de lire directement la température au niveau du composant ou du circuit électrique environnant.

Puissance de chauffage : 35 W.
Gamme de température : 20° C à 200° C.
Précision de l'affichage digital : ± 1° c.

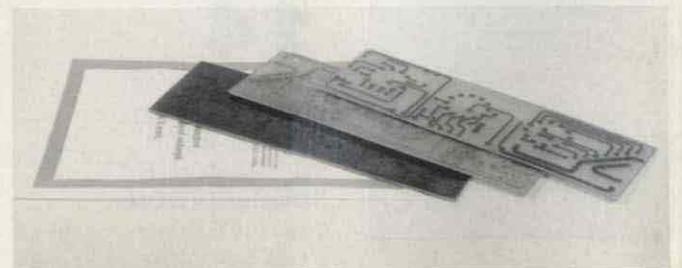


STEP CIRCUITS SC

Cette société, créée il y a trois ans, a pour but de mettre au service de l'amateur du circuit imprimé de qualité professionnelle.

- Particularités des plaques en général :
 - absence de micro-coupsures,
 - qualité suivie,

- matière régulière,
 - révélation bien noire,
 - toutes les plaques sont signées et garanties par Step Circuits.
- La nouveauté.** Possibilité, avec présensibilisation des deux côtés du C.I., de réaliser une sérigraphie au choix en négatif ou en positif.
- Step Circuits 36-38, avenue de Fontainebleau 94270 Le Kremlin-Bicêtre. Tél. 46.72.81.18.



CHELLES ELECTRONIQUES 77

16, av. du Maréchal Foch 77500 Chelles

Tél. 64.26.38.07
Télécopieur 60.08.00.33

Ouvert du mardi au samedi
de 9 h 30 à 12 h 15 et de 14 h 30 à 19 h

Nous acceptons les bons de l'Administration, conditions spéciales aux écoles,
centres de formation, clubs d'électronique, etc. **Pas de catalogue**



Distributeur des haut-parleurs AUDAX
(Toute la gamme Hi-Fi disponible)

VISATON

quelques références :

Boomers :

W 250
W S21 F
W 20 F
W 170

Tweeters :

DTW 86
DT 70 NG
DTS 10 AW

Médiums :

MR 130
DSM 15 AW

MONACOR

Boomers :

SP 250
SP 150
SP 90

MOTOROLA

Tweeters piézo :

KSN 1005
KSN 1016
KSN 1025
KSN 1078
KSN 1039

Filtres passifs **MONACOR** 2 et 3 voies 12 dB/octave :
30 W, 100 W, 200 W.

Beckman Industrial™

Oscilloscopes

9020 : 2 x 20 MHz

- Double trace
- Ligne à retard

Prix TTC : 3 850 F



Générateurs de fonctions FG2

- Signaux sinus, carrés, triangle, pulses
- de 0,2 Hz à 2 MHz en 7 gammes
- 0,5 % de précision
- Entrée UCF

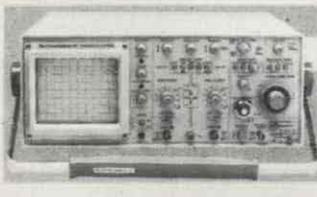
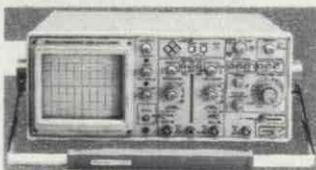
Prix TTC : 1 978 F

Beckman



9102 (2x20 MHz) 5190 F
9104 (2x40 MHz) 6740 F
- sensibilité maximum : 1 mV (x5)
- double base de temps avec balayage retardé ajustable continûment.
- déclenchement AC, AC-LF, TV, DC.

9202 (2x20 MHz) 6190 F
9204 (2x40 MHz) 7740 F
mêmes caractéristiques générales que le 9102, doté en plus de l'affichage numérique des paramètres du signal à l'écran avec sélection par curseurs. Grandeurs affichées : tension, temps, fréquence, rapport cyclique, phase.



9106 (3x60 MHz) 9180 F
- sensibilité maximum : 1 mV (x5)
- double base de temps (50 ms à 0,5 s/div en base de temps A) avec balayage retardé continûment ajustable.
- Commande de séparation des voies X qui autorise l'affichage de huit traces à l'écran, l'entrée externe considérée comme canal d'entrée.

3 Multimètres à Fonctions Multiples



NOUVEAU

DM93
Toutes fonctions standard de base
Prix TTC : 879 F



DM95
+ Fonction mémoire
+ Capacimètre
8 gammes
Prix TTC : 1095 F



DM97
+ Fonction mémoire
+ Mini/Maxi/Peak
+ Capacimètre
8 gammes
+ Fréquencecètre
4 gammes
Prix TTC : 1505 F

Caractéristiques communes

- 4000 Points de Mesure
- Bargraph Rapide
- Sélection Auto/Manuelle
- Testeur de Transistors
- Extinction Automatique

CONDITIONS DE VENTE : MINIMUM D'ENVOI 100 F.
PAR CORRESPONDANCE : RÉGLEMENT A LA COMMANDE PAR CHÈQUE OU MANDAT-LETTRE, AJOUTER LE FORFAIT DE PORT ET D'EMBALLAGE : 40 F.
CONTRE-REMBOURSEMENT : 55 F. AU DESSUS DE 3 KG (OSCILLOSCOPE, ALIMENTATION) EXPÉDITION PAR LA SERNAM. PORT : 100 F.

PAS DE CATALOGUE

NOM _____
ADRESSE _____
CODE _____ VILLE _____

FAISONS LE POINT

Nous savons maintenant réaliser les alimentations qui répondent à nos besoins courants. Elles sont capables d'assurer l'intensité suffisante pour nos expérimentations et petits montages.

Mais si nous avons besoin de courants de plus d'un ampère, il nous faut disposer d'alimentations plus performantes, plus généreuses.

Tout régulateur, quel qu'il soit, doit dissiper – en pure perte – la puissance qu'il faut obligatoirement consommer (et payer !) pour réguler...

La tension d'entrée d'un régulateur est celle que lui présente la cellule de redressement-filtrage. Sa tension de sortie est celle qu'il lui est demandé de délivrer, tout en garantissant l'intensité du courant destiné au montage alimenté.

La loi de Joule s'applique, implacablement. La valeur de la puissance dissipée au niveau du régulateur est donnée par le produit : chute de tension dans le régulateur par intensité du courant débité. Plus l'écart sera grand entre la tension d'entrée et la tension de sortie et plus le courant fourni sera important, plus la puissance dissipée sera élevée. Telle est la rançon de ce principe-phénomène incontournable...

Il n'est pas surprenant de constater que les promesses annoncées dans la notice d'accompagnement d'une alimentation de laboratoire ne sont que très rarement tenues. L'intensité promise du courant délivré n'est réellement dispensée que lorsque la tension de sortie est réglée sur sa valeur maximale. Cette intensité s'effondre à la moindre surcharge ou si la tension de sortie se rapproche de sa valeur minimale.

Il nous faudra mettre en œuvre des montages plus élaborés que ceux que nous avons étudiés, mais fort simples, au demeurant, si nous désirons franchir le seuil de 1 ampère, surtout si nous exigeons que l'alimentation

"tienne" l'intensité et la tension, du bas jusqu'en haut de l'échelle tension de sortie. Nous apprécierons la propriété de pouvoir "descendre" à zéro volt en sortie...

Les solutions les plus élégantes et les plus sûres consistent à utiliser des transistors "ballast", des amplificateurs opérationnels et des diodes Zener connues pour leur stabilité. Nous verrons tout cela, ayez la patience de parcourir le chemin qui nous y mène !

Mentionnons au passage un montage assez original, fort justement appelé **alimentation à étages**, dont nous reproduisons le schéma de principe à la figure 1.

Il s'agit bien évidemment d'une alimentation stabilisée à tension variable selon deux plages, deux étages de tension. Elle est construite autour du désormais connu 317, c'est un exemple.

Par commutation (inverseur), la cellule de redressement-filtrage est connectée aux bornes d'un des deux enroulements du secondaire du transformateur, ou aux bornes de ses deux enroulements disposés en série. Ainsi nous pouvons appliquer une tension alternative (efficace) de 9 ou 18 volts à la cellule redresseuse, c'est un exemple. Nous pourrions adopter la formule 10-20 volts, 12-24 volts, 15-30 volts, etc.

PREMIER ETAGE

Par commutation, le pont redresseur est branché aux bornes d'un enroulement (9 volts). Simultanément, en basculant l'inverseur (il est double), nous court-circuitons la résistance talon R_t , du pont diviseur de tension destiné à l'ajustement de la tension de sortie (broche 1 du 317).

Le pont diviseur servant au réglage de la tension du premier étage est, par conséquent, constitué de la résistance R_1 de 180 ohms et du potentiomètre R_2 de 1 000 ohms.

La tension de sortie, en premier étage, pourra être ajustée, à volonté, entre sa

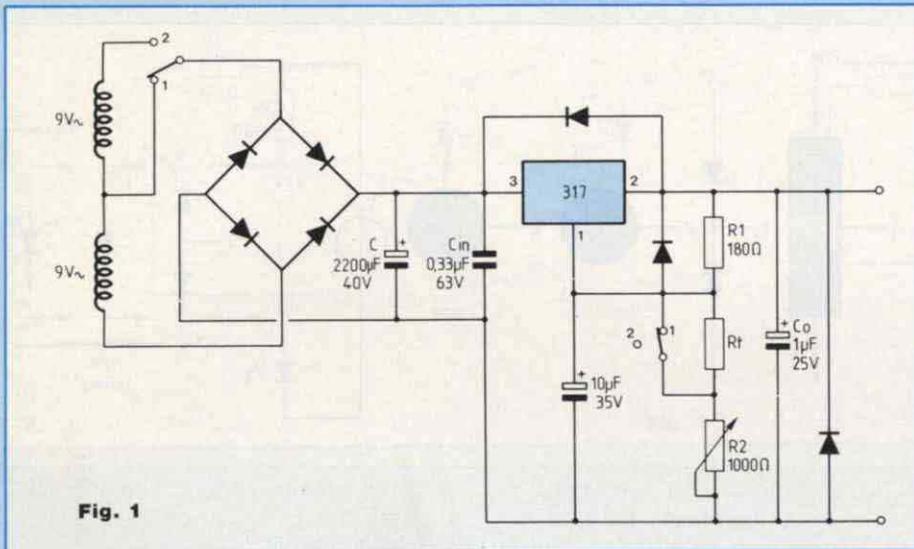


Fig. 1

valeur minimale de 1,25 volt (spécifique du 317) et

$$1,25(1 + \frac{R_2}{R_1}) = 1,25(1 + \frac{1.000}{180}) = 8 \text{ volts}$$

SECOND ETAGE

Par commutation, le pont redresseur reçoit la pleine tension du secondaire ($2 \times 9 \text{ V}$) et la résistance talon R_t est libérée. Cette résistance devient opérante, conduisant au système ($R_t + R_2$) dont la valeur résistive est variable de 1 000 ohms à 2 000 ohms, selon que la résistance "fabriquée" avec R_2 varie de zéro à 1 000 ohms.

La tension u_{sortie} varie maintenant de 8 volts (valeur maximale du premier étage) à :

$$1,25(1 + \frac{2.000}{180}) = 15 \text{ volts}$$

AVANTAGES

En utilisant un dissipateur de résistance thermique 1° C/W pour refroidir le régulateur et un transformateur de puissance 46 ou 50 VA (selon catalogue) nous pourrons, tout au long du premier étage, de 1,25 à 8 volts de tension de sortie, disposer d'un courant de 1,5 ampère, c'est confortable !

Par contre, le second étage, 8 à 15 volts, ne nous accordera que

0,9 ampère sous 8 volts, mais 1,5 ampère sous 15 volts, c'est proprement acceptable !

INCONVENIENTS

Les deux étages (1,25 – 8 volts) et (8 – 15 volts) ne se recouvrent pas et nous pouvons craindre le "trou". Vous pensez bien que le hasard est vicieux et qu'il ne ratera pas l'occasion de se manifester. Au cours de la première manipulation effectuée avec le concours de cette alimentation toute neuve, nous vous garantissons que c'est la tension de 8 volts qui sera la plus intéressante... Nul doute que le phénomène observé aura besoin d'une variation continue de tension de... 7 à 9 volts !

Il est possible de remédier au défaut en donnant à R_t une valeur résistive inférieure à celle du potentiomètre R_2 , par exemple 970 ohms (820 et 150 ohms en série).

Ainsi nous pouvons combler le trou des 8 volts mais le bénéfice n'est pas significatif devant la commodité de la variation continue d'une tension de sortie.

De deux choses l'une : ou bien la tension de sortie est fixe ou bien elle est variable, sans trou...

Nous disposons d'une alimentation de

ce type, construite autour d'un 317, que nous venons tout juste d'étudier et construire. Elle va nous servir à présent dans l'étude du transistor...

LE TRANSISTOR

En 1947, dans les laboratoires de la Bell Company, est né le TRANSISTOR. Très rapidement, il a détrôné son prédécesseur, le tube électronique, la "lampe" d'autrefois, en s'imposant partout, dans tous les domaines. Nous allons l'étudier.

STRUCTURE

Par diffusion, enrichissons en impuretés une lame d'un matériau semi-conducteur (Led n° 63). Par ce procédé de dopage, créons une zone centrale, mince, de type P, en sandwich entre deux zones extrêmes de type N, l'une des deux étant plus fortement enrichie que la seconde.

Cette opération nous conduit à l'obtention d'un **transistor NPN**.

La zone centrale, de type P, d'une remarquable minceur, est la **base**.

La zone extrême la plus fortement dopée, de type N, est l'**émetteur**.

La zone extrême la moins dopée, de type N, est le **collecteur**.

Chez le **transistor PNP** la base est du type N. Elle est disposée entre l'émetteur, du type P, nettement plus dopé que le collecteur, également du type P.

La figure 1 montre à la fois la structure et les symboles conventionnels de représentation des deux types de transistors.

IDENTIFICATION

Sur le boîtier étanche du transistor, le fabricant indique le code d'identification, par exemple 2N 1711, 2N 2905, 2N 3055, ou BC 308, BC 347, etc. Les répertoires précisent bon nombre de caractéristiques des transistors repris dans la classification.

Les électrodes d'accès aux zones

La connaissance de l'électronique

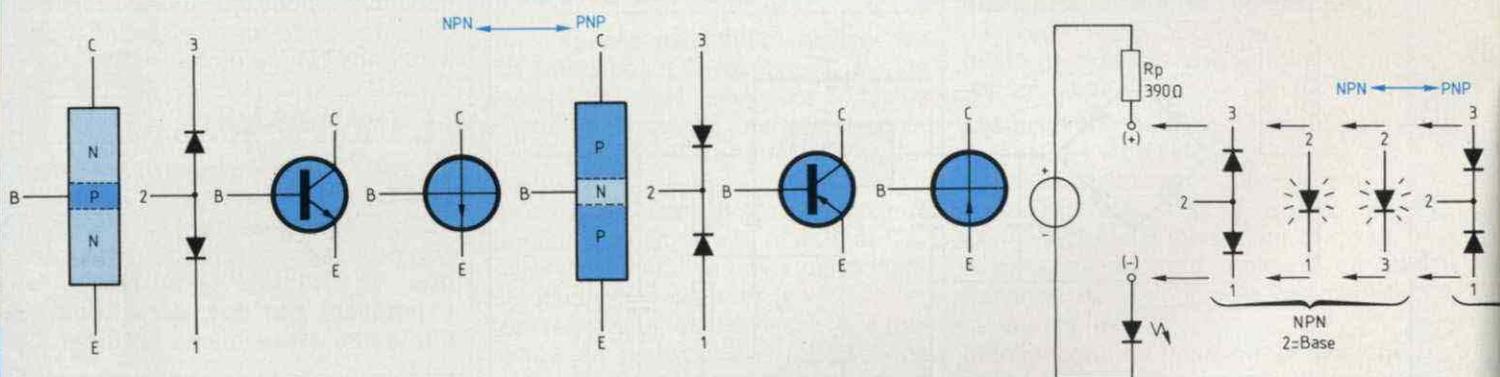


Fig. 1

émetteur, base et collecteur ne sont que très rarement repérées, par les lettres E, B et C.

Très fréquemment l'électronicien se trouve en présence d'un transistor qui a perdu tout signe apparent d'identification. Qu'à cela ne tienne, il est bien facile de déterminer la famille d'appartenance, le type d'un transistor, PNP ou NPN et la correspondance de ses électrodes.

Nous allons vous exposer notre méthode d'investigation, laquelle est absolument sûre et simple. Ultérieurement nous vous présenterons un appareil testeur de semiconducteurs, aux fonctions très étendues, qui permet d'identifier un transistor et d'obtenir des quantités de renseignements utiles sur lui, en quelques secondes. Tout un chacun pourra construire cet appareil, un peu d'attention et de soin suffiront...

FAMILLE

Un simple examen du schéma structurel du transistor, reproduit à la figure 1, nous dit qu'un transistor NPN est constitué de deux jonctions p-n disposées en série, mais se tournant le dos. Elles sont conductrices, passantes, de la base vers l'extérieur du transistor, en traversant l'émetteur et (ou) le collecteur.

Logiquement le courant ne peut pas-

ser du collecteur vers l'émetteur, ni dans l'autre sens. Mais il peut passer dans le sens base-émetteur et dans le sens base-collecteur, chez le transistor NPN, répétons-le.

Il suffit de disposer d'une source de tension continue, une banale pile de 4,5 volts ou une alimentation stabilisée de tension fixe, 5 volts (avec 7805) ou, encore mieux (!) une alimentation variable dont la tension est réglée sur 5 volts... Une résistance de protection R_p de 390 ohms (orangé, blanc, marron, auriez-vous oublié ?) assurera la limitation du courant passant dans la jonction B-E ou dans la jonction B-C, puis dans la diode électroluminescente en série dans le circuit (figure 2).

NPN

- La diode électroluminescente demeure éteinte lorsque l'émetteur E et le collecteur C sont connectés aux bornes du circuit.

- La diode électroluminescente s'allume lorsque la base B est branchée côté (+) et que E ou C est branché côté (-).

Nous sommes alors en présence d'un transistor NPN dont la base nous est connue (en 2). Subsiste l'inconnue E et C.

PNP

- La diode électroluminescente

demeure éteinte lorsque l'émetteur E et le collecteur C sont connectés aux bornes du circuit.

- La diode électroluminescente s'allume lorsque la base B est branchée côté (-) et que E ou C est branché côté (+).

Nous sommes alors en présence d'un transistor PNP dont la base nous est connue (en 2). Subsiste l'inconnue E et C.

REMARQUE

Il se rencontre parfois des transistors sous boîtier métallique qui possèdent 4 électrodes. L'une d'elles est soudée au boîtier, lequel est un blindage à relier à la masse (ou à la terre) par l'intermédiaire de l'électrode de connexion. La diode électroluminescente nous renseigne sur la continuité électrique électrode-blindage.

IDENTIFICATION

DE L'EMETTEUR

ET DU COLLECTEUR

Voici une des méthodes que nous appliquons pour identifier l'émetteur et le collecteur d'un transistor dont nous avons déterminé l'appartenance, par le test précédent, lequel nous a fait connaître l'électrode d'accès de la base. Cette méthode est instructive. Nous avons dit que la zone extrême E (émetteur) est plus fortement dopée

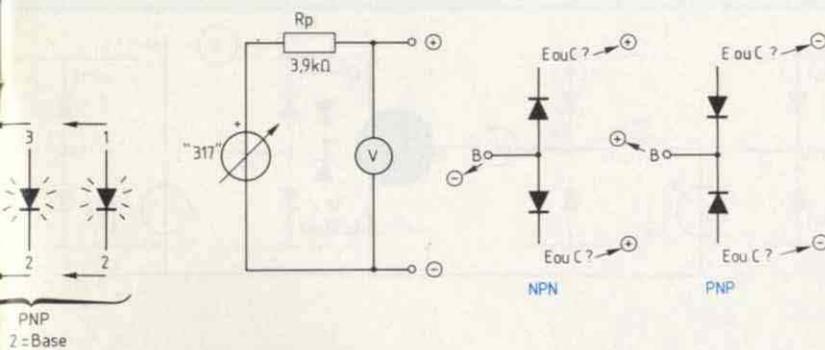


Fig. 2

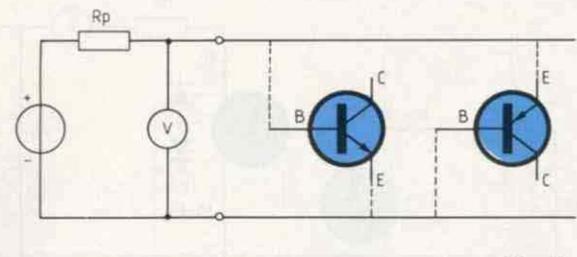


Fig. 4

Fig. 3

que son homologue C (collecteur). Conséquence de cette particularité : la **tension de claquage** (Led n° 70) de la jonction base-émetteur B-E est inférieure à celle de la jonction base-collecteur B-C. Nous allons identifier ces deux jonctions et nous connaîtrons la correspondance des deux électrodes inconnues.

Pour ce faire, il nous faut disposer d'une alimentation stabilisée à tension variable et d'un voltmètre. Nous allons soumettre les jonctions, à tour de rôle, à une tension inverse que nous ferons croître progressivement jusqu'au moment où la tension (inverse) aux bornes des jonctions cesse d'augmenter même si nous continuons à pousser la tension de sortie de l'alimentation.

Le montage schématisé à la figure 3 est celui de la manipulation. La boîte à connexions, la "planche à trous" confirme sa réputation de commodité !

La résistance de protection R_p de 3,9 kilohms (orangé, blanc rouge) limite l'intensité du courant inverse passant dans les jonctions à une valeur non dangereuse, pas de destruction à craindre !

Comme il s'agit d'un transistor NPN, c'est l'exemple choisi, la conduction dans les jonctions passantes a lieu de la base vers l'extérieur. Nous allons donc connecter la base, nous la connaissons par le test précédent, du

côté (-) de l'alimentation, l'électrode d'une des deux jonctions inconnues étant branchée côté (+). Nous allons maintenant faire monter progressivement la tension de sortie de l'alimentation, depuis son minimum, tout en surveillant le cadran du voltmètre.

Lorsque la tension (inverse) aux bornes de la jonction inconnue n'augmente plus, même si nous poussons la tension d'alimentation, nous n'avons qu'à lire la tension de claquage de la jonction soumise au test.

Soumettons tour à tour les deux jonctions inconnues. Celle dont la tension de claquage est la plus faible est la jonction B-E. Du coup, nous connaissons la correspondance des trois électrodes de notre transistor NPN.

L'écart entre les tensions de claquage est variable selon les transistors, il peut atteindre une quinzaine de volts. Le doute n'est pas permis.

Dans le cas du transistor PNP, du fait de l'inversion des polarités, par rapport à celles dans le NPN, la base, identifiée par le premier test, sera connectée du côté du (+) de l'alimentation et l'électrode de la jonction inconnue du côté du (-), c'est tout.

Nous vous suggérons de vous adonner à la manipulation effectuée avec un transistor 2N 1711, un transistor 2N 2905, un BC 307, un BC 317...

Au fait, comprenez-vous pourquoi nous avons étudié et construit des ali-

mentations stabilisées avant d'aborder l'étude du transistor ?

Nous vous remercions de nous avoir fait confiance...

SEUIL DE CONDUCTION

Nous savons qu'une jonction, en alimentation directe, ne devient passante que si elle est soumise à une tension directe supérieure à son seuil de conduction (barrière de potentiel).

Avec le montage utilisé pour mesurer la tension de claquage nous pouvons (figure 4) mesurer le seuil de conduction d'une jonction B-E alimentée directement. Nous relèverons une tension de l'ordre de 0,7 volt chez un transistor au silicium du genre 2N 1711. Par contre, chez un transistor au germanium (si nous trouvons par exemple un AF 115) nous ne trouverons que 0,3 volt environ.

Cette caractéristique est connue pour sa stabilité, elle varie très peu avec la température (2,3 millivolts par degré C pour le silicium) et se montre indifférente à l'intensité du courant (modéré) qui la traverse.

Le seuil de conduction, tension base-émetteur, est désigné par U_{BE} .

EFFET TRANSISTOR

À la figure 5, nous avons reproduit le montage qui met en évidence l'effet

La connaissance de l'électronique

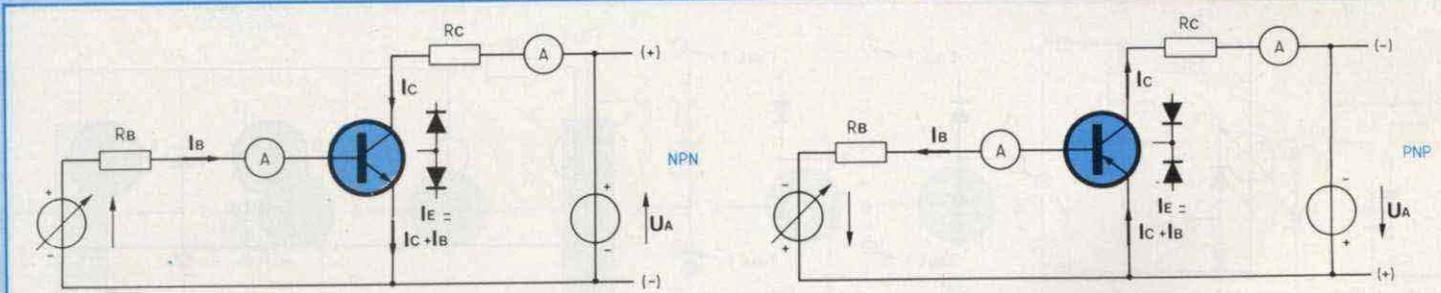


Fig. 5

transistor, le plus important de tous. Lorsque la jonction B-E (ou E-B) d'un transistor est convenablement polarisée et rendue conductrice par une tension directe supérieure à son seuil de conduction, elle est parcourue par le **courant de base** I_B . Si nous appliquons entre l'émetteur et le collecteur une tension opposée au sens de conduction de la jonction B-C, **un courant de collecteur traverse la jonction collecteur-base dans le sens inverse et la jonction émetteur-base dans le sens direct. Le courant I_C traversant le collecteur est beaucoup plus important que le courant de base I_B et lui est proportionnel dans le rapport β (béta) appelé gain en courant.**

$$I_C \approx \beta I_B$$

Le gain en courant des transistors va de 20 à 1 000.

Lorsque la base n'est pas connectée, lorsqu'elle est "en l'air" mais que le collecteur C et l'émetteur E le sont, il passe dans le transistor le **courant de fuite** I_{CEO} (figure 6).

Ce courant de fuite est si faible que nous le négligerons, dans la pratique, le plus souvent. Le code CEO signifie que le collecteur C et l'émetteur E sont connectés mais que le circuit de la base est Ouvert.

Nous pouvons écrire les équations fondamentales de l'effet transistor :

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}$$

I_C : courant de collecteur

β : gain en courant

I_B : courant de base

I_{CEO} : courant de fuite, négligeable.

Comme l'émetteur est traversé par la réunion du courant de base, du courant de collecteur et du courant de fuite, le courant d'émetteur est de :

$$I_E = I_B + I_C + I_{CEO}$$

Comme I_{CEO} est négligeable et $I_C = \beta I_B$:

$$I_E = I_B + \beta I_B = (\beta + 1) I_B$$

Comme β est grand, devant 1 :

$$I_E \approx \beta I_B \approx I_C$$

en approximation utile.

Le simple examen des schémas de la figure 6 nous dit que ces équations sont identiquement valables pour les transistors NPN et PNP.

Les schémas comportant des transistors NPN sont facilement convertibles en version PNP, seule diffère la polarisation de la (ou des) source alimentant les montages et des éléments polarisés.

Les transistors NPN au silicium sont les plus répandus, beaucoup plus que les PNP au silicium.

L'histoire a commencé avec les PNP au germanium...

MANIPULATION

Nous vous invitons à faire la manipulation que voici, laquelle met en évidence la variation du courant de collecteur, ou de l'émetteur, très sensi-

biement équivalent au premier, en fonction de la variation du courant de base.

Le montage est schématisé à la figure 7. Nous y voyons un transistor NPN 2N 1711, dont le collecteur est chargé par une diode électroluminescente standard rouge \varnothing 5 mm disposée en série, avec une résistance de 100 ohms. L'émetteur du transistor est connecté au (-) d'une source d'alimentation de 4 à 6 volts (pile 4,5 V ou alimentation avec 7805). Le collecteur recevra son courant du (+) de cette alimentation, par la charge que nous venons d'indiquer.

Le (-) de l'alimentation est directement relié au (-) d'une alimentation variable (317) dont le (+) va fournir le courant de base au transistor, par une résistance de 2,2 mégohms.

Remarquons que les polarités des jonctions du transistor sont correctement respectées, devant les (+) et (-) des alimentations.

La tension U_{BE} du transistor est très sensiblement constante, de l'ordre de 0,7 volt. Le courant de base entrant par la base pour atteindre l'émetteur (normal pour le NPN) a son intensité définie par la résistance de base R_B de 2,2 mégohms, siège de la chute de tension entre le (+) de l'alimentation variable et la base.

$$I_B = \frac{U_{\text{sortie variable}} - 0,7 \text{ V}}{2,2 \text{ M}\Omega}$$

Le courant est bien faible, du fait de la résistance très grande R_B .

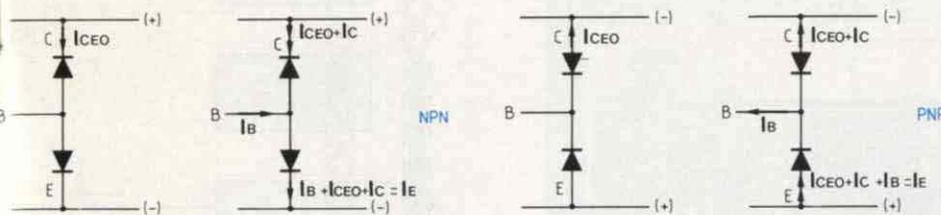


Fig. 6

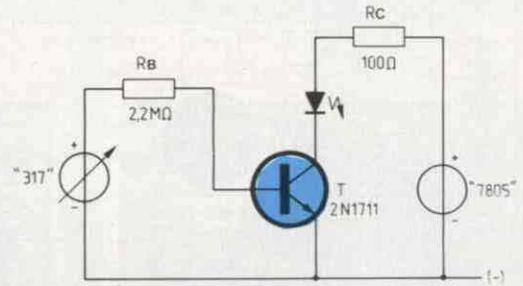


Fig. 7

Faisons varier la tension de sortie de l'alimentation entre ses valeurs extrêmes, nous constatons la large variation conjointe de la luminosité de la diode. L'accroissement du courant de base I_B engendre un très important accroissement du courant de collecteur I_C . Par la mesure, nous pourrions déterminer la valeur du gain en courant β en rapportant les variations des intensités en jeu (figure 5) :

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

FABRICATION DES TRANSISTORS

Dans un four chauffé à une température proche de celle de fusion du silicium, une lame de ce matériau, le **substrat**, subit l'action de l'atmosphère de l'enceinte, chargée en vapeur du produit dopant. Le substrat est destiné à devenir le **collecteur**. Un premier dopage crée la **base**. Un second dopage, effectué sur la base par produit de type opposé, crée la jonction émetteur-base, selon la technique dite de **base diffusée**. Ce procédé, désormais très au point, est remarquable par la maîtrise des opérations successives conduisant à l'obtention de produits finis de qualité haute et constante. C'est le même procédé par diffusion qui préside à la fabrication des circuits intégrés (les régulateurs de tension sont du nombre) dans lesquels sont réalisés des

nombres fantastiques de transistors, sans compter les diodes, résistances et autres partenaires... de quelques-uns, moins de 10, jusqu'à 50 000 et davantage...

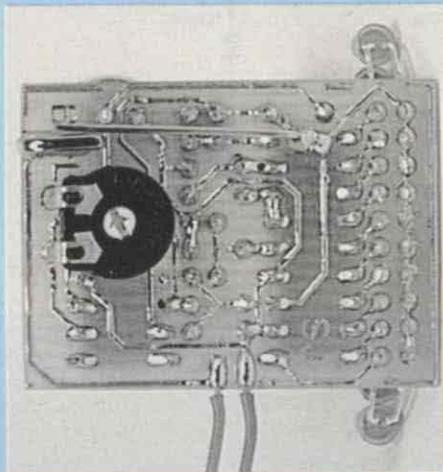
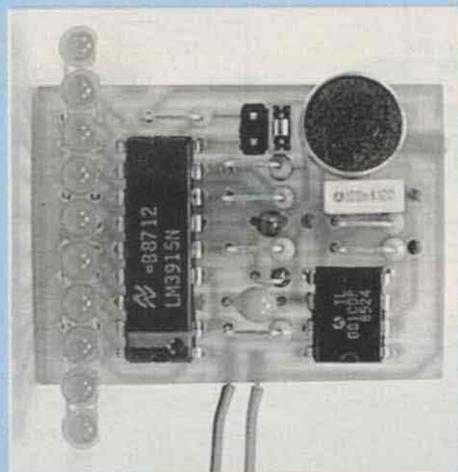
CLASSIFICATION

Il est rationnel de classer les transistors en fonction de leur puissance, plus précisément de la puissance qu'ils sont capables de dissiper. Nous venons de nous livrer précédemment à l'étude des régulateurs de tension intégrés et à leur mise en œuvre dans la réalisation d'alimentations stabilisées. Disons en passant que cette étude nous a fait connaître les boîtiers les plus couramment rencontrés dans la pratique, boîtiers qui sont communs aux régulateurs de tension et aux transistors, à ne pas confondre. Les tests d'identification des familles NPN et PNP ièveraient rapidement le moindre doute éventuel... Mais nous avons appris l'importance de la puissance dissipée au niveau des régulateurs de tension, la nécessité du refroidissement. Nous savons calculer la résistance thermique de l'indispensable radiateur, le dissipateur. Il est bien évident que les transistors n'échappent pas aux mêmes lois physiques, nous pouvons les classer selon leur puissance. - Transistors pour petits signaux, genre BC 107...

Boîtiers en plastique ou métalliques : TO 72, X 55, etc. Leur résistance thermique boîtier-ambiance atteint plusieurs centaines de degrés C par watt. - Transistors de moyenne puissance, genre 2N 1711... Boîtiers métalliques : TO 39, etc. Leur résistance thermique boîtier-ambiance monte à quelques dizaines de degrés C par watt. - Transistors de forte puissance, genre 2N 3055... Boîtiers métalliques : TO 3, TO 220, etc. Leur résistance thermique boîtier-ambiance n'atteint pas les 10° C par watt. Quant à la fiabilité et la dispersion des caractéristiques, indices associés de qualité et de prix (!), le haut niveau est occupé par les **séries militaires MIL** (comme tous les autres composants). Ensuite viendront les **séries professionnelles** suivies par les **séries grand public**, le tout-venant avec lequel il faut composer. Les manipulations et montages que nous présentons ont été soigneusement élaborés pour que les composants "grand public" ne soient pas responsables de déboires débilissants... Ainsi nous venons d'entrer dans le domaine du transistor. Nous vous proposons de nous retrouver pour étudier les caractéristiques des transistors, à bientôt !

Georges Matoré

BADGE LUMINEUX



Cette réalisation à la portée de tous agrémentera vos soirées. "Réagissant" au niveau sonore ambiant, une rangée de diodes LED s'illumine.

Le badge est constitué d'un circuit imprimé de dimensions $27,94 \times 38,1$ mm (soit 11×15 pas de 2,54 mm). Sur celui-ci se trouve dix diodes électroluminescentes de 3 mm de diamètre qui scintillent suivant le niveau sonore ambiant. Deux modes de scintillement sont proposés, représentés à la figure 1 : le mode "barre" commandant l'allumage des diodes électroluminescentes correspondant au niveau inférieur et égal du son ambiant et le mode "point" commandant l'allumage de la diode électroluminescente correspondant au niveau du son ambiant.

Le badge lumineux est muni également d'une épingle de nourrice (servant d'interrupteur général) permettant son accrochage sur n'importe quel vêtement. Le B.L. nécessite une alimentation continue assurée par une pile 9 V.

SCHEMA FONCTIONNEL

Sur le schéma fonctionnel, donné à la figure 2, se trouvent les différentes parties du B.L.

Un micro convertit le bruit capté en un signal sinusoïdal modulé en amplitude. Ce signal est transmis à un amplificateur à gain réglable, permettant de régler la sensibilité du montage. Le signal amplifié est ensuite démodulé (ne gardant que l'enveloppe) et est relié à une commande qui, selon son niveau, autorise le scintillement des diodes électroluminescentes constituant l'afficheur. C'est sur cette commande qu'est appliqué le mode, "barre" ou "point", choisi par l'utilisateur.

SCHEMA STRUCTUREL

Sur le schéma structurel, donné à la figure 3, se trouvent tous les composants utilisés par le B.L. Le bruit ambiant est capté puis converti en un signal sinusoïdal modulé en amplitude par l'ensemble R1, C1 et ME1. Celui-ci est ensuite amplifié par l'ensemble R2, R3, RV1 et IC1. La résistance variable RV1 permet de régler la sensibilité du montage. Le condensateur C2 et la résistance R4 retirent du signal issu du circuit intégré IC1 la composante con-

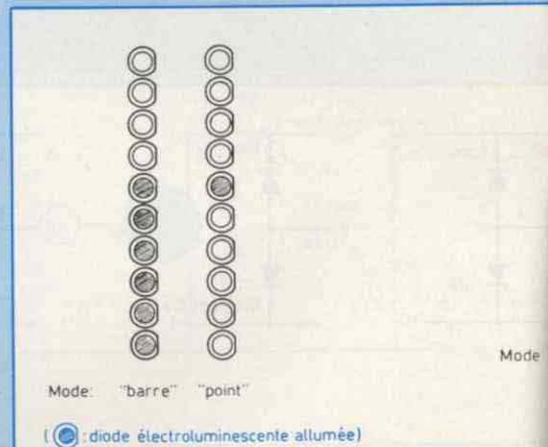


Fig. 1

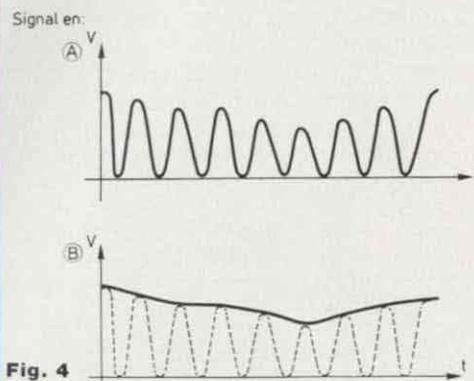


Fig. 4

tinue ainsi que la faible variation d'amplitude. La diode D1, le condensateur C3 et la résistance R5 forment un démodulateur d'enveloppe, ne gardant que l'enveloppe du signal sinusoïdal, représentée à la figure 4.

Le signal démodulé est connecté au circuit intégré IC2 commandant l'allumage des 10 diodes électroluminescentes D2 à D11 (LED). La luminosité des LED est assurée par la résistance R6 tandis que la résistance R7 règle le seuil de déclenchement du circuit intégré IC2.

REALISATION

Le typon du circuit imprimé simple face est donné à la figure 5. Le circuit a été

AGREMENTEZ VOS SOIREEES

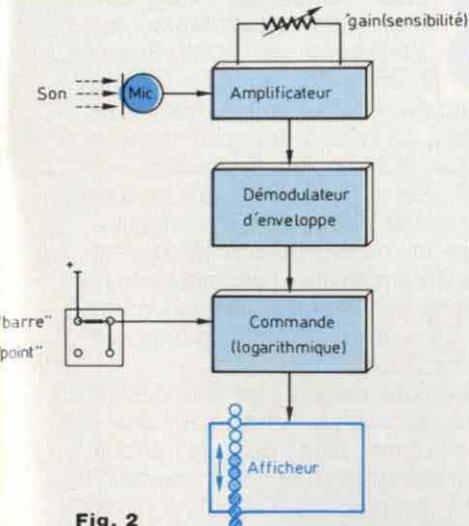


Fig. 2

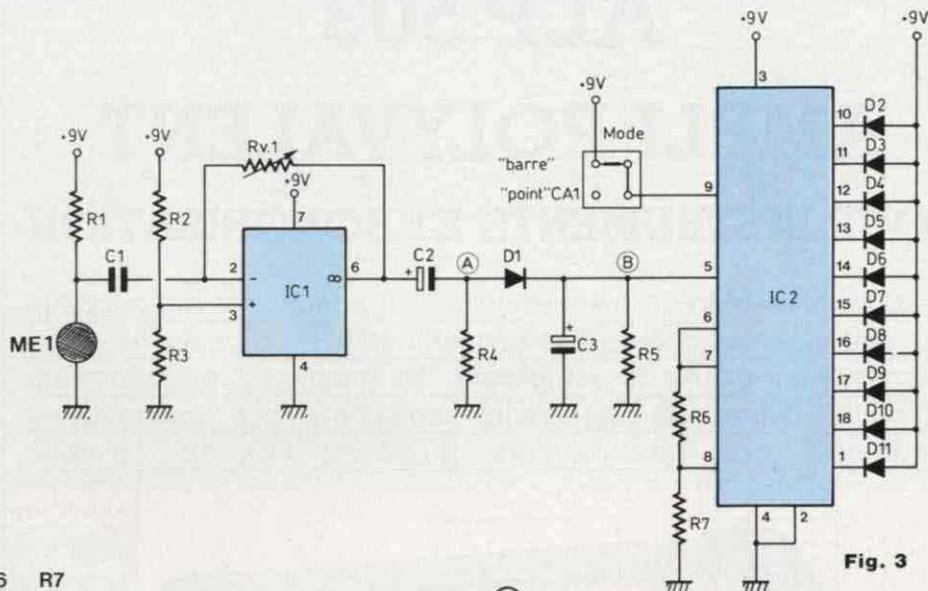


Fig. 3

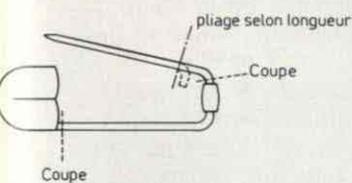


Fig. 7

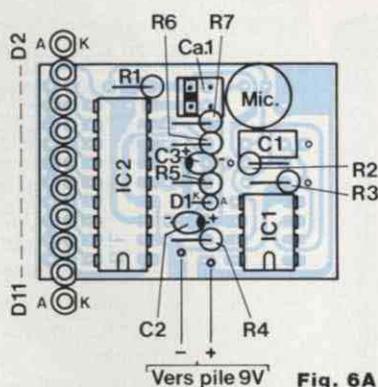


Fig. 6A

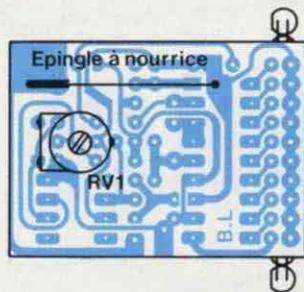


Fig. 6B

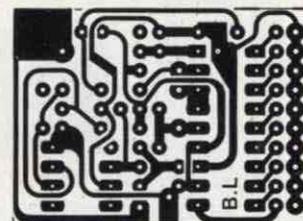


Fig. 5

réalisé par le procédé photographique. Le perçage des trous s'effectue, pour les circuits intégrés au \varnothing 0,8 mm ; pour les résistances, condensateurs, diodes, LED, micro-électret, cavaliers, épingle de nourrice, au \varnothing 1 mm et pour la résistance variable au \varnothing 1,5 mm. Le schéma d'implantation des composants sur le circuit imprimé du badge est donné à la figure 6. On commence par souder le cavalier puis les résistances, diodes et condensateurs. On soude ensuite les LED qui seront préalablement pliées. On soude enfin la résistance variable RV1 côté cuivre, l'épingle de nourrice que l'on aura auparavant travaillée suivant la figure 7 et les deux fils effectuant la liaison B.L.-pile 9 V.

Avant l'essai, on vérifie une dernière fois l'implantation des composants. A la mise sous tension et à la fermeture de l'épingle de nourrice (interrupteur général), les LED du badge lumineux doivent s'allumer à la moindre source de bruit. Pour régler la sensibilité, tourner la résistance variable RV1 à l'aide d'un tournevis.

Nota : Les LED sont commandées de façon logarithmique ; si l'on veut une commande linéaire, remplacer le circuit intégré IC2 par le circuit intégré de référence LM 3916 N. La consommation en mode "barre" est de 0,09 A ; en mode "point" de 0,02 A. (Pour diminuer la consommation, augmenter la valeur de la résistance R6.)

Stéphane Jouin

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● Résistances 1/4 W 5 %

- R1, R2, R3, R4 - 10 k Ω
- R5 - 100 k Ω
- R6 - 2,2 k Ω
- R7 - 680 Ω
- RV1 - résistance variable horizontale 500 k Ω

● Condensateurs

- C1 - 100 nF/100 V plastique
- C2 - 10 μ F/16 V tantale goutte
- C3 - 2,2 μ F/16 V tantale goutte

● Semiconducteurs

- D1 - 1N 4148
- D2 à D11 - LED rouges \varnothing 3 mm
- IC1 - TL 081
- IC2 - LM 3915 (logarithmique)

● Divers

- ME1 - micro-électret
- CA1 - cavalier
- Coupleur pile 9 V

ALP 503

AMPLI POLYVALENT

POUR INSTRUMENTS ET SONORISATION

Destiné aussi bien au home-studio qu'à la sonorisation amateur, cet amplificateur combo associe efficacité, compacité et polyvalence sans excès de complexité. Sa "modeste" puissance de 40 watts efficaces est largement compensée par l'exceptionnel rendement des haut-parleurs proposés (100 dB environ).



Bien plus qu'un amplificateur pour instrument, l'ALP 503 (Amplificateur Linéaire de Puissance de 40 W/3 entrées) offre, sous un volume compact de 80 litres, une grande fonctionnalité, en raison notamment de la présence d'un pupitre de mixage à 3 entrées. Sa conception a été guidée par un souci permanent d'accessibilité, tant au niveau du prix de revient que de la complexité : l'ensemble de la réalisation est intégrée sur une carte simple face unique dont la surface est inférieure à 1 dm² !

L'électronique réussit à se faire oublier vis-à-vis du câblage et de l'ébénisterie... d'autant plus que le circuit imprimé est disponible "prêt à câbler" pour les allergiques au perchlorure de fer.

PRESENTATION

FONCTIONNELLE

DE L'ALP 503

Le schéma fonctionnel de la figure 1 présente l'organisation interne de cette réalisation :

- un préamplificateur à transistors équipe indépendamment chaque entrée microphone, afin d'assurer au signal une immunité aux bruits optimale (ronflements en particulier) ;
- un étage mélangeur permet le mixage des trois sources, dont le niveau est réglable séparément ;
- enfin, un correcteur Baxandall simple, très efficace et dont le principe est universellement connu, précède l'amplificateur de puissance.

Notons la présence indispensable d'un réglage de volume général, qui autorise un réglage commode de la pression acoustique, sans dégrader l'équilibre des sources mixées.

LE PREAMPLIFICATEUR

D'ENTREE A TRANSISTOR

Il est réalisé autour d'un BC550C (tableau 1), dont le facteur de bruit est excellent ($3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, difficile de trouver mieux !). Le schéma structurel d'un étage est indiqué en figure 2a. La

AMPLIFICATEUR COMBO DE 40 W eff

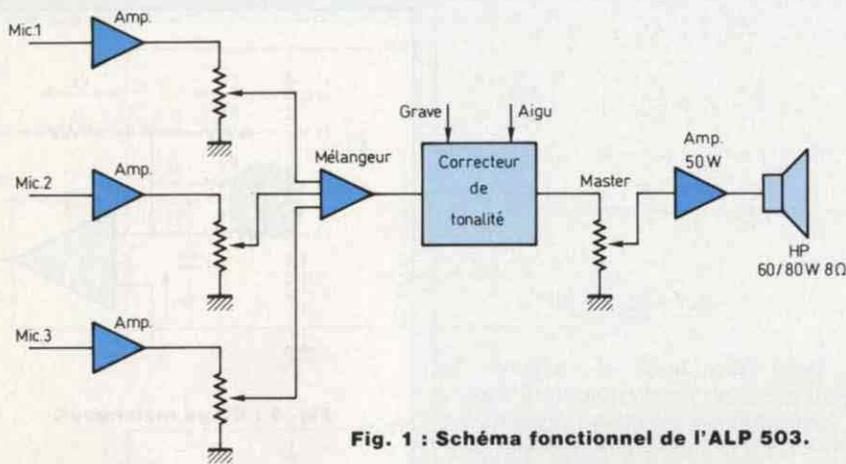


Fig. 1 : Schéma fonctionnel de l'ALP 503.

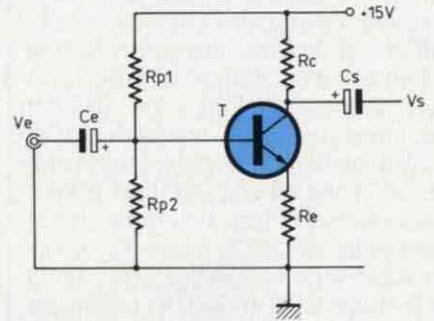


Fig. 2a : Schéma structurel d'un étage du préamplificateur d'entrée.

Réf NPN	Gain	Fmax	VCEm	Pmax
BC550C	450 ... 900	300	45	500
BC549C	450 ... 900	250	30	500
BC109C	450 ... 900	150	20	300

Signification du suffixe :

- A : gain 125 ... 900
- B : gain 240 ... 500
- C : gain 450 ... 900

Tableau 1

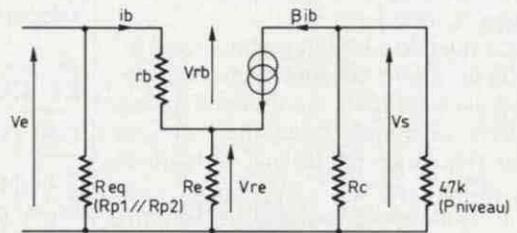


Fig. 2b : Schéma équivalent en alternatif.

structure a été simplifiée au maximum, de façon à limiter les détériorations du rapport signal/bruit et de l'attaque. La fréquence de transition du BC550 est de 300 MHz, ce qui garantit un temps de montée très faible.

Le schéma équivalent en alternatif du montage (proposé en figure 2b) permet de justifier pleinement la structure choisie : l'impédance d'entrée du montage est déterminée par Rp1, Rp2 et Re en parallèle. (Re constitue l'impédance équivalente entre la base du transistor et la masse.) En effet, l'alimentation est toujours considérée comme un court-circuit pour l'alternatif, en raison de la présence de condensateurs de découplage de forte valeur. Re est définie comme suit :

$$R_e = \frac{V_e}{i_b}$$

avec :

$$V_e = V_{rb} + V_{re} = r_b \cdot i_b + R_e \cdot (\beta + 1) i_b$$

$$V_e = [r_b + R_e \cdot (\beta + 1)] \cdot i_b$$

d'où :

$$R_e = r_b + R_e(\beta + 1)$$

L'impédance d'entrée sera proportionnelle au gain du transistor, qui est supérieur à 500 pour un BC550C. Avec les références proposées dans le tableau 1, l'impédance d'entrée du préamplificateur (Rp1 et Rp2 comprises) est de l'ordre de 40 kΩ, rb étant comprise entre 1 et 3 kΩ approximativement (donc négligeable). Le premier rôle de Re est donc de relever sensiblement l'impédance d'entrée du montage. Re intervient également dans l'amplification en tension, qui est déterminée ainsi :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e}$$

avec :

$$V_s = -R_c \cdot \beta i_b$$

$$V_e = r_b \cdot i_b + (\beta + 1) R_e \cdot i_b = [r_b + (\beta + 1) R_e] \cdot i_b$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-\beta \cdot R_c}{r_b + (\beta + 1) R_e} = \frac{500 \times 10}{3 + 501 \times 0,33} = -\frac{5000}{168} = -30$$

Av = -30 : l'amplificateur déphase donc de 180°. Le gain obtenu n'est valable que lorsque l'impédance d'entrée de l'étage suivant est infinie. L'impédance de sortie est de l'ordre de Rc, soit 10 kΩ. Le mélangeur possède une impédance d'entrée de 40 kΩ environ, qui vient en parallèle sur Rc. La valeur réelle de la résistance de charge du préamplificateur est donc la suivante :

$$R_c \text{ équ.} = R_c // 40 \text{ k}\Omega = 8 \text{ k}\Omega$$

On en déduit le gain réel Av :

$$A_v = -\frac{8 \times 500}{168} = -\frac{4000}{168} = -24$$

Av accuse une baisse sensible due à l'association des deux étages. La simplicité de la structure employée apporte cependant un désagrément

ALP 503 POUR INSTRUMENTS ET SONORISATION

que nous ne pouvons pas passer sous silence : la caractéristique d'un transistor étant loin d'être linéaire, son utilisation en boucle ouverte entraîne l'apparition d'un défaut de linéarité à haut niveau d'entrée : en limitant l'excursion de sortie à moins de 2 V et en alimentant le transistor sous une tension assez élevée (18 V), le défaut reste imperceptible à l'oreille. Nous avons testé cet étage avec des sources aussi variées que possible : de la B.A.R. Korg DDD-5 au DX11 Yamaha en passant par l'expandeur Roland MT32. En fait, il suffit de placer les sources MIDI à 50 % de leur niveau maximal de sortie pour obtenir pleinement satisfaction, avec encore une marge de réserve.

En ce qui concerne la guitare, la saturation peut être obtenue assez rapidement avec certains modèles de microphones à double bobinage, ce qui n'est pas pour déplaire à la majorité des utilisateurs.

Enfin, notre préamplificateur accepte très bien tout microphone dynamique à basse impédance, le niveau de sortie de ces sources restant très bas. Leur faible impédance (couramment 600 Ω) apporte une diminution sensible du bruit de fond à l'entrée.

LE MELANGEUR INTEGRE

C'est une structure classique, comme l'indique le schéma de la figure 3. V_s est déterminé simplement comme suit :

$$V_s = - \left[\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_2}{R_2} + \frac{E_3}{R_3} \right] \cdot R'$$

En effet, le principe de base de l'AOP consiste à considérer que les potentiels des entrées inverseuses et non-inverseuses sont identiques, soit : $V_e^+ = V_e^-$ (fictivement). Ceci entraîne que V_e^- se retrouve au potentiel de la masse, avec les conséquences suivantes : E1 se retrouve aux bornes de R1, E2 aux bornes de R2, E3 aux bornes de R3 et V_s aux bornes de R'. Or le courant I dans R' correspond à la somme des courants d'entrée :

$$I = I_1 + I_2 + I_3$$

avec $I = -\frac{V_s}{R'}$, soit $V_s = -(R' \cdot I)$.

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1}, I_2 = \frac{E_2}{R_2} \text{ et } I_3 = \frac{E_3}{R_3}$$

si : $R_1 = R_2 = R_3 = R$: $-V_s =$

$$\frac{E_1}{R} + \frac{E_2}{R} + \frac{E_3}{R} = \frac{E_1 + E_2 + E_3}{R}$$

d'où :

$$V_s = - \frac{(E_1 + E_2 + E_3)R'}{R}$$

On peut envisager d'équilibrer le niveau de sources d'origines différentes, en jouant sur les valeurs des résistances R1 à R3, l'amplification de chaque source "n" étant définie par le rapport $\frac{R'}{R_n}$.

LE CORRECTEUR DE TONALITE

Il comporte 4 fréquences charnières : elles délimitent la plage de spectre pour laquelle chacun des deux réglages (grave et aigu) est actif (figure 4). FL, qui représente la fréquence pour laquelle l'efficacité dans le grave est maximum, est défini comme suit :

$$FL = \frac{1}{2\pi P4.C9} = \frac{1}{6,28 \times 100 \cdot 10^3 \times 47 \times 10^{-7}} \# 33 \text{ Hz}$$

La limite d'influence du correcteur de grave est déterminée par FLH.

$$FLH = \frac{1}{2\pi R17.C9} = \frac{1}{6,28 \times 10^4 \times 47 \times 10^{-7}} \# 340 \text{ Hz}$$

De la même façon, la correction des aigus est située entre la limite basse FHB et FH qui représente la fréquence pour laquelle l'efficacité est maximale :

$$FHB = \frac{1}{2\pi(R17 + R18 + 2 \cdot R21)C10} = \frac{1}{6,28 \times 37,9 \times 10^3 \times 4,7 \times 10^{-7}} \# 900 \text{ Hz}$$

$$FH = \frac{1}{2\pi R18.C10} =$$

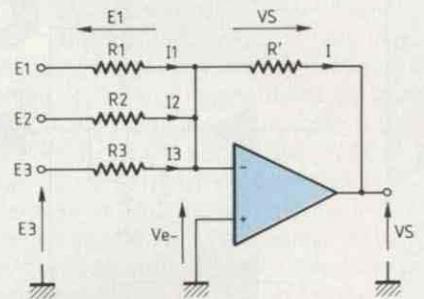


Fig. 3 : Etage mélangeur.

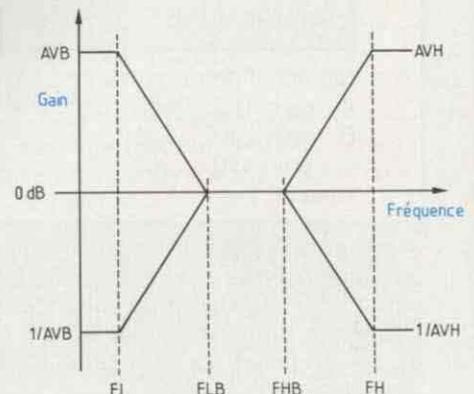


Fig. 4 : Efficacité du correcteur.

$$\frac{1}{6,28 \times 3,9 \times 10^3 \times 4,7 \times 10^{-7}} \# 9 \text{ kHz}$$

L'efficacité maximale obtenue aux extrémités du spectre est de ± 20 dB dans les basses et ± 12 dB dans les aigus, le gain de l'étage étant unitaire entre 340 et 900 Hz. Notons que pour garantir ces spécifications, P5 doit être choisi très supérieur aux valeurs de résistances du correcteur : un potentiomètre de 470 kΩ fera parfaitement l'affaire. Le schéma structurel complet du préamplificateur est indiqué en figure 5 : les composants actifs

AMPLIFICATEUR COMBO DE 40 W eff

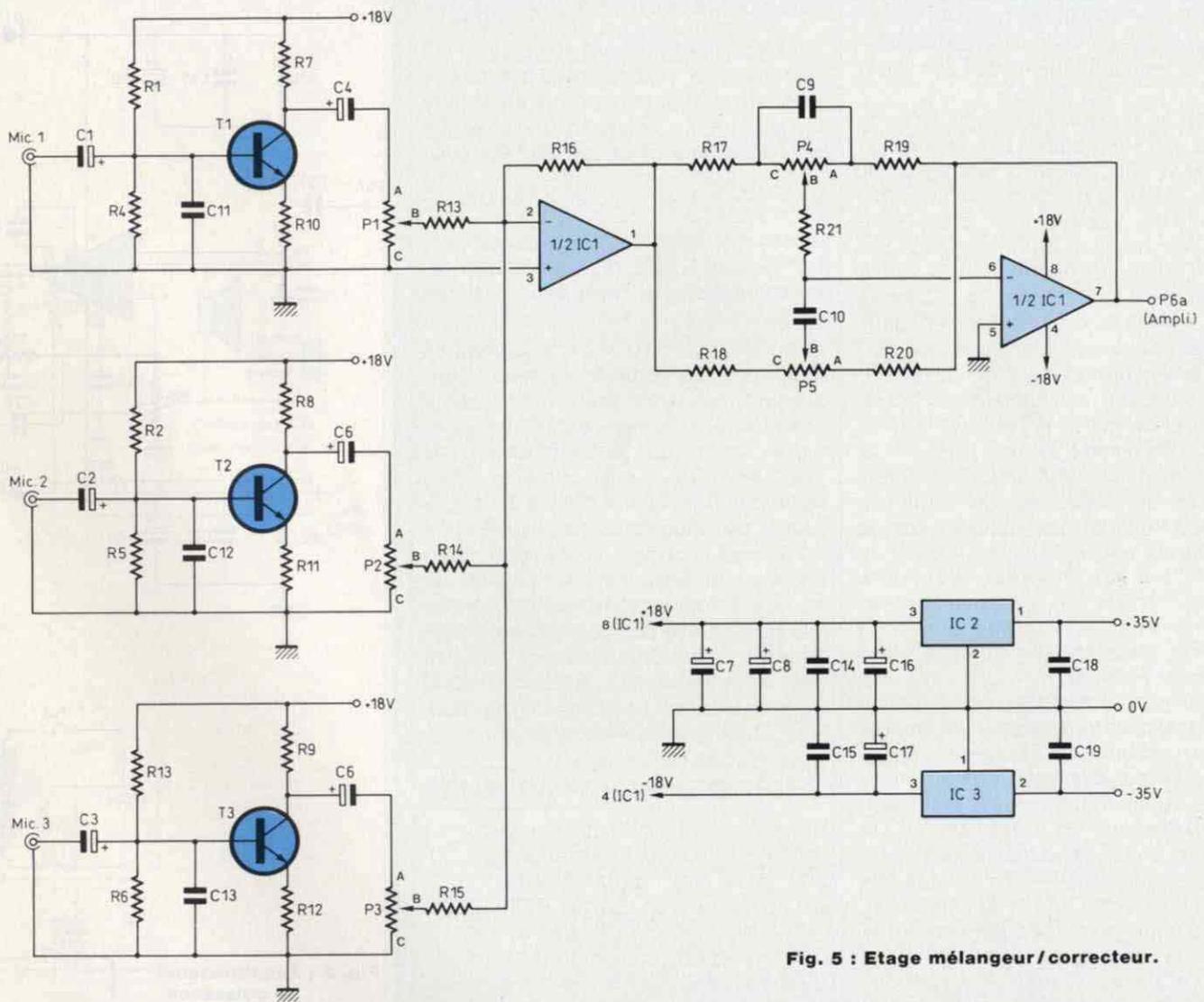


Fig. 5 : Etage mélangeur/correcteur.

sont alimentés sous une tension régulée de ± 18 V, chaque étage étant parfaitement découplé par un condensateur.

L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Le schéma structurel de la figure 6 diffère sensiblement de tout ce qui est courant de rencontrer dans ce domaine : un amplificateur opérationnel unique est chargé de commander l'étage push-pull de puissance, cons-

titué par deux darlington complémentaires. L'environnement extérieur n'est là que pour "affiner" les caractéristiques déjà honorables de cet amplificateur dépouillé. En fait, c'est une structure classique dans le domaine des faibles puissances (amplificateur de lignes, sorties casques, adaptation d'impédance...) mais difficilement accessible aux puissances élevées en raison des limitations technologiques des amplificateurs opérationnels courants. Les composants adaptés sont rares, coûteux et, bien souvent, réservés

à l'usage des professionnels (lois du marché obligent !).

Nous en avons toutefois déniché un qui a déjà été mis à l'épreuve dans notre amplificateur 2×35 W en classe A (onéreux certes, mais ô combien prestigieux !) : le LM344 supporte une alimentation symétrique de ± 34 V et possède un slew-rate de $30 \text{ V}/\mu\text{s}$!! Nous l'avons cependant rabaisé de façon à garantir à l'amplificateur un maximum de stabilité, avec le condensateur de compensation externe C21. Le cliché n° 1 illustre ce qui risque

ALP 503 POUR INSTRUMENTS ET SONORISATION

d'arriver si la valeur de C21 est trop basse : une oscillation parasite apparaît au voisinage de la puissance nominale de fonctionnement de l'amplificateur.

Le gain en tension de l'étage de puissance est déterminé par le rapport R25/R24. On notera la présence du réseau [Rx-Cx] dans la contre-réaction de l'amplificateur : c'est un filtre d'accentuation du haut du spectre (dont l'efficacité dépend de la valeur de Cx), qui n'est à câbler que dans le cas d'utilisation d'un boomer seul. Ainsi, on peut économiser le prix d'un tweeter en prolongeant sensiblement la réponse du haut-parleur de grave. En outre, on évite les risques de destruction du tweeter qui est l'élément le plus fragile de la structure. La fréquence de transition du filtre de préaccentuation est donnée par la relation suivante :

$$F_T = \frac{1}{2\pi R_x C_x}$$

avec $R_x = 12 \text{ k}\Omega$ et C_x compris entre 470 pF et 1,8 nF.

Les éléments R_x et C_x seront définis expérimentalement selon votre appréciation personnelle. Toutefois, signalons que ce dispositif entraîne une légère augmentation de la distorsion de croisement. En effet, D3 et D4 n'assurent que la compensation partielle des VBE de T4 et T5, le LM344H étant chargé de corriger la différence. La présence de C_x , en accentuant le temps de réaction du circuit, limite sa capacité à corriger les seuils des darlington. Le cliché n° 2 présente la distorsion de croisement dans le pire des

cas, pour $C_x = 2,2 \text{ nF}$ et $V_s = \frac{2V_{CC}}{10 \text{ kHz}}$.

A 1 kHz, les effets néfastes de C_x sont encore bien visibles à faible niveau (cliché n° 3), c'est pourquoi on limitera C_x à 1,8 nF au maximum. En l'absence de ce condensateur (cliché n° 4 :

$V_s = \frac{2V_{CC}}{1 \text{ kHz}}$), la distorsion de croisement

reste imperceptible à l'oreille. Le réseau R22-C22, très classique, évite tout risque d'oscillation HF en sortie.

L'alimentation $\pm 35 \text{ V}$ est simplifiée au maximum, les régulateurs haute tension de puissance étant assez chers et injustifiés pour la puissance relativement basse qui est demandée ici ($< 50 \text{ W}$). On s'est contenté d'un redresseur associé à deux condensateurs de stockage de $10\,000 \mu\text{F}/40 \text{ V}$. Par contre, il est préférable d'isoler l'alimentation du LM344 de façon à atténuer sensiblement l'ondulation résiduelle des condensateurs de filtrage. Cette condition est assurée par les réseaux [D1, R28, C23, C25] pour la source positive et [D2, R23, C24, C26] pour la source négative.

CHOIX DES HAUT-PARLEURS

Nous avons axé la réalisation sur un kit de chez Bluesound référencé Pro-12/202, d'un bon rapport qualité/prix. Il est composé d'un boomer BST/100 W ($\approx 100 \text{ dB}/1 \text{ W}/1 \text{ m!}$) de 31 cm et d'un tweeter piezoélectrique Motorola, qui sera câblé directement en parallèle sur le boomer. Cp n'est donc pas indispensable puisque l'impédance

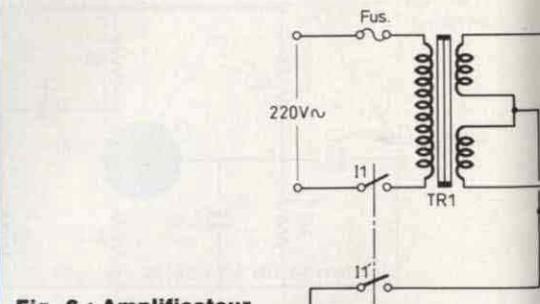
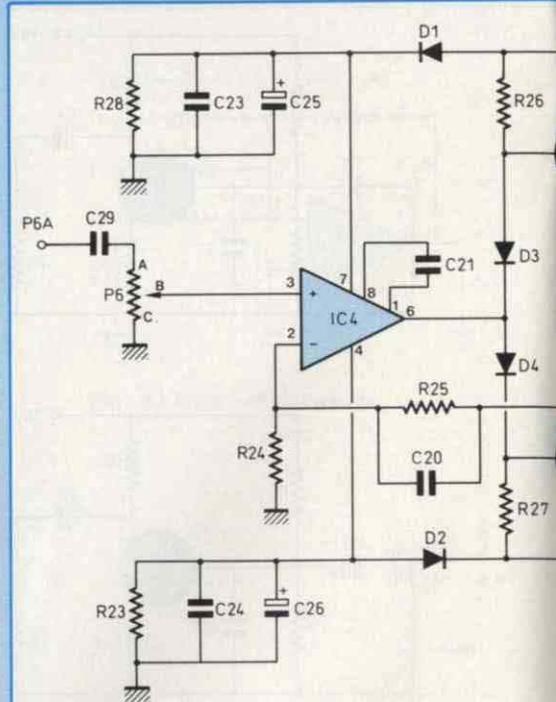
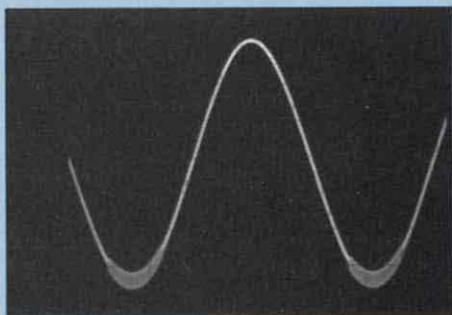
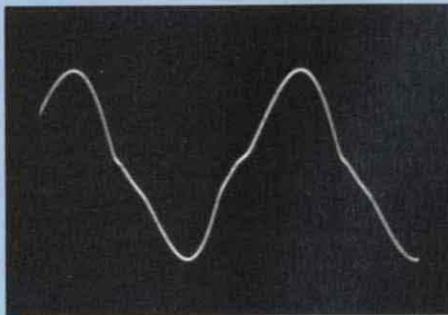


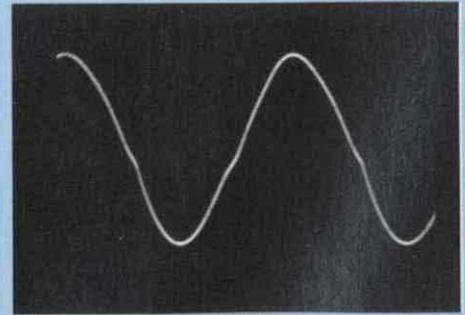
Fig. 6 : Amplificateur de puissance 40 watts.



1. Une valeur, trop basse de la compensation entraîne l'apparition d'une oscillation parasite à niveau élevé.

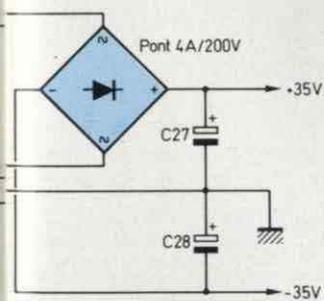
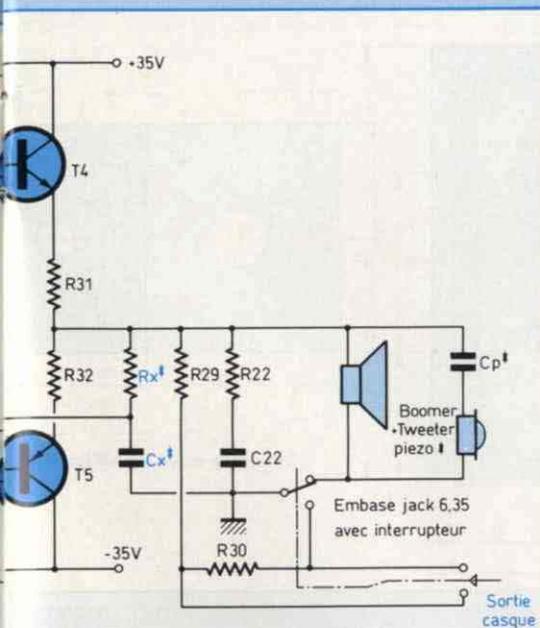


2. Distorsion de croisement en cas limite : $V_s = 2V_{CC}$; $F = 10 \text{ kHz}$; $C_x = 2,2 \text{ nF}$.



3. Même signal que le cliché 2. Pour $F = 1 \text{ kHz}$ l'effet de C_x est moins sensible, mais encore non négligeable.

AMPLIFICATEUR COMBO DE 40 W eff



d'un transducteur piezo augmente dans les basses fréquences.

Ce choix n'interdit pas d'envisager l'excellent couple G12-60 et HF50 de chez Celestion, qui occasionne cependant une dépense supplémentaire non négligeable. Notons que le HF50 doit être câblé avec Cp, à moins d'utiliser le modèle HFX50 déjà filtré.

La présence d'une sortie casque, non indispensable, apportera un confort appréciable en appartement. Il faudra cependant se procurer une embase jack 6,35 mm dotée d'un contact à interrupteur permettant de couper les haut-parleurs lors de l'introduction de la fiche du casque.

REALISATION DE LA PARTIE ELECTRONIQUE

Pour simplifier la fabrication au maximum, nous avons regroupé l'électronique sur une carte unique de dimension raisonnable (surface inférieure à 1 dm²). En sont exclus le transformateur, les transistors de puissance montés sur radiateur, le pont redresseur et les condensateurs de filtrage. Ces éléments seront fixés directement au fond du boîtier par tout moyen à votre convenance (vis, collier, collage à chaud...).

L'implantation et le tracé des pistes sont indiqués en figures 7a et 7b. Au moins pour les essais, on équipera le LM344 (IC4) d'un support 8 broches. C'est la raison pour laquelle nous avons prévu une implantation comportant deux rangées de 4 broches alors que le LM344 est livré en boîtier cylin-

drique avec une répartition circulaire des broches.

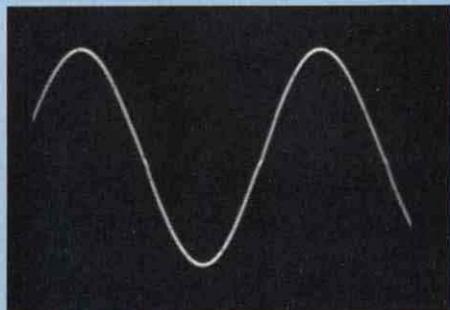
Les régulateurs IC2 et IC3 ne seront pas à équiper d'un radiateur, étant donné la faible consommation du préamplificateur. Notons que la tension de service de 18 V des régulateurs n'a pas été choisie au hasard : en effet, IC1 ne supporterait pas une différence de potentiel supérieure (surtout si vous vous contentez d'un TL081), alors que des régulateurs de valeur plus faible ne résisteraient pas aux ± 35 V auxquels ils seraient soumis.

Avant de câbler les éléments extérieurs au circuit, il est préférable de réaliser au moins la partie frontale de l'ébénisterie sur laquelle viennent se fixer les haut-parleurs et la face avant qui comporte jacks et potentiomètres.

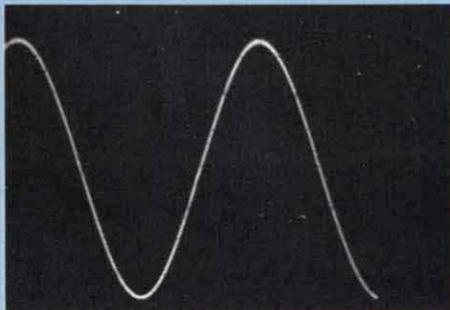
Le plan de perçage de la face avant est indiqué en figure 8a, la sérigraphie en figure 8b ; elle sera réalisée de préférence en matériau synthétique (plexiglass, époxy...) de façon à éviter les boucles de masse. En figure 8c, vous trouverez le plan de perçage de la face arrière supportant l'interrupteur M/A, le porte-fusible et le passe-fil du câble secteur.

REALISATION DE L'EBENISTERIE

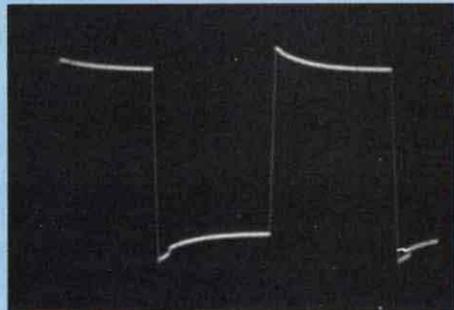
Les différents éléments de l'enceinte sont à réaliser en novopan à très forte densité de 19 mm d'épaisseur. Le tableau 2 résume tous les éléments du coffret, référencés chacun par un numéro. De nombreux revendeurs de



4. Fonctionnement de l'amplificateur en linéaire (sans Cx), la distorsion de croisement résiduelle reste apparente à très bas niveau (Vs = 2VCC, 1 kHz).



5. Sinus 1 kHz-50 VCC à pleine puissance. On remarque l'apparition de la H.F. sur l'alternance négative.



6. Signal rectangulaire 1 kHz-50 VCC à pleine puissance : la puissance efficace délivrée par l'amplificateur est de l'ordre de 80 W !

ALP 503 POUR INSTRUMENTS ET SONORISATION

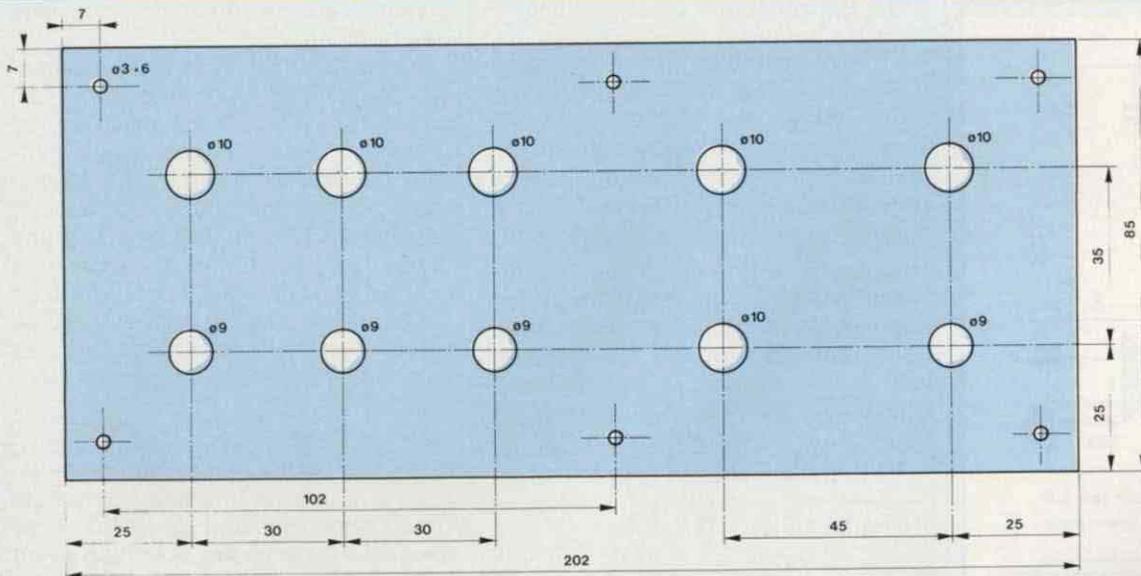


Fig. 8A : Plan de perçage de la face avant.

Fig. 8C :

NOMENCLATURE

• Composants actifs

IC1 - NE5532 (TL082)
 IC2 - LM7818
 IC3 - LM7918
 IC4 - LM344H
 2 supports 8 broches
 D1 à D4 - 1N4007
 T1 à T3 - BC550C/BC549C
 T4 - BDX67C
 T5 - BDX66C
 Pd - pont 4 A/200 V

• Condensateurs

C1 à C6 - 2,2 μ F/radial/63 V
 C7, C8 - 10 μ F/radial/63 V
 C9 - 47 nF/plastique
 C10 - 4,7 nF/plastique
 C11 à C13 - 100 pF/céramique
 C14, C15 - 100 nF/plastique
 C16, C17 - 10 μ F/radial/63 V
 C18, C19 - 100 nF/plastique
 C20 - 100 pF/céramique
 C21 - 47 pF à 56 pF/céramique*
 C22 à C24 - 100 nF/plastique
 C25, C26 - 100 μ F/40 V/radial
 C27, C28 - 10 000 μ F/40 V (à cosses)
 Cx - 470 pF à 1,8 nF*
 Cp - 2,2 μ F à 4,7 μ F/non polarisé/100 V
 C29 - 1 μ F/non polarisé/100 V

• Résistances

R1 à R3 - 820 k Ω
 R4 à R6 - 51 k Ω
 R7 à R9 - 10 k Ω

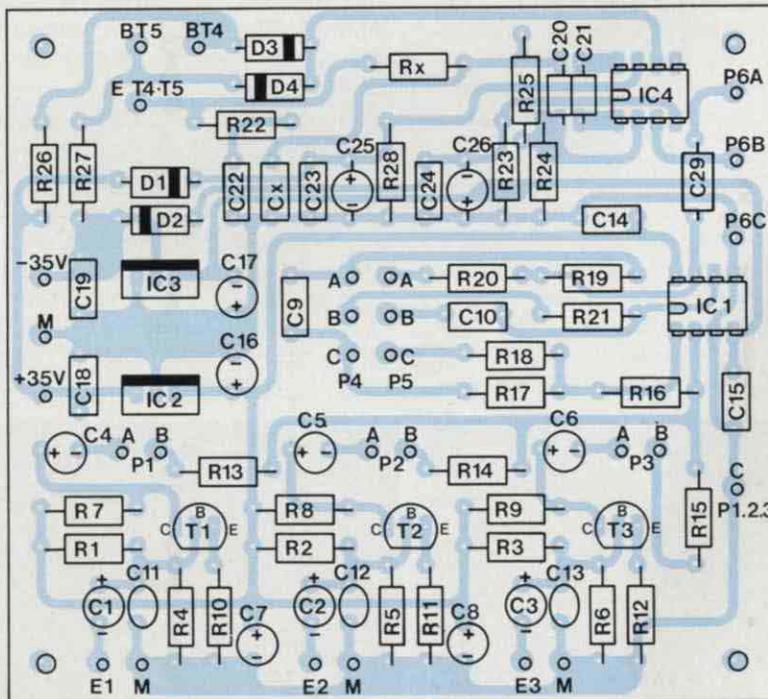
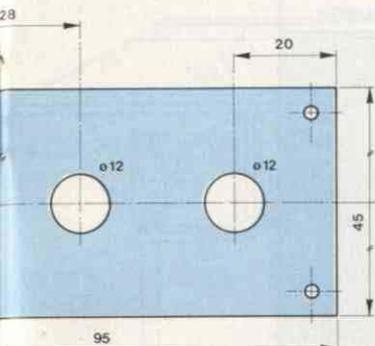


Fig. 7A : Implantation de l'ALP 503.

AMPLIFICATEUR COMBO DE 40 W eff



Perçage de la face arrière.

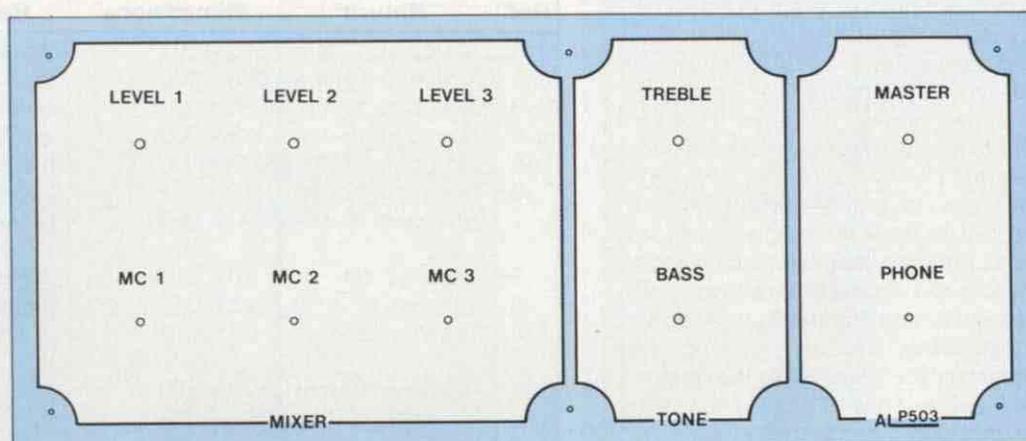


Fig. 8B : Sérigraphie de la face avant.

DES COMPOSANTS

- R10 à R12 - 330 Ω
- R13 à R15 - 100 k Ω
- R16 - 470 k Ω
- R17 - 10 k Ω
- R18, R19 - 10 k Ω
- R20 - 10 k Ω
- R21 - 12 k Ω
- Rx - 12 k Ω
- R22 - 10 Ω / 1 W
- R23, R24 - 10 k Ω
- R25 - 68 k Ω
- R26 à R28 - 10 k Ω
- R29 - 1 k Ω
- R30 - 100 Ω
- R31, R32 - 0,47 Ω / 5 W

● Potentiomètres

- P1 à P3 - 47 k Ω / B
- P6 - 10 k Ω / B
- P4 - 100 k Ω / A
- P5 - 470 k Ω / A

● Divers

- Radiateur TO3 x 2 grand modèle (<2° C/W)
- 4 plaquettes mica isolantes pour TO3 + canons isolants
- Fusible 1 A rapide
- Porte-fusible pour châssis
- Interrupteur 1 A / 250 V / 2 circuits-2 positions (robuste)
- TR1 - transformateur 220 V / 2 x 24 V - 3 A (150 VA)
- H.P. (boomer, tweeter) - voir texte
- 6 boutons pour potentiomètres
- 3 embases jacks 6,35 mm mono
- 1 embase jack 6,35 mm stéréo avec commutation interne

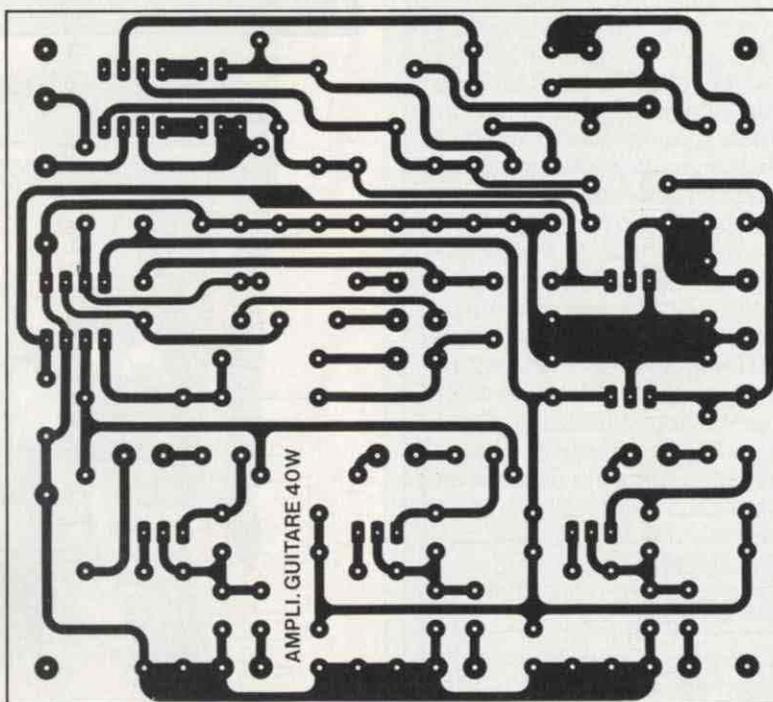


Fig. 7B : Tracé des pistes de l'ALP 503.

ALP 503 POUR INSTRUMENTS ET SONORISATION

matériaux effectuent la découpe des panneaux sur place, ce qui leur assure une parfaite régularité des bords. Le plan d'assemblage de la figure 9 devrait vous permettre de mener à bien cette partie délicate. L'ordre d'assemblage à respecter est indiqué ci-dessous :

1. Découper la partie frontale 7, les côtés 2 et 5 (pour les poignées) et le panneau arrière 1 selon les indications fournies sur la figure 9. Les cotes de perçage des haut-parleurs correspondent au kit Pro-12/202.

2. Assembler par vis et colle les quatre côtés 2 à 5.

3. Assembler le fond arrière 1 et le panneau d'évent 6 de la même façon.

4. Ajuster ensemble par vis (sans collage) les trois panneaux constituant le couloir d'aération du radiateur (11-12-13). Monter le radiateur doté des deux darlington, isolés galvaniquement par des plaquettes de mica. La liaison thermique sera assurée par l'application de graisse silicone entre la semelle des darlington, la plaquette de mica et le radiateur de résistance thermique inférieure ou égale à 2°C/W (figure 13).

5. Préparer et assembler définitivement les tasseaux de fixation de la partie frontale (qui ne sera maintenue que par vis, sans collage, afin de permettre d'éventuelles interventions de maintenance).

5. On peut alors effectuer l'habillage de l'ébénisterie qui est laissé à votre appréciation : peinture vinylique noire mate, revêtement skaï ou plaquage bois. On dotera, dans tous les cas, le coffret de coins plastiques ou métalliques de protection. Veillez à placer une grille $\varnothing 30 \text{ cm}$ devant le haut-parleur, qui est l'élément le plus vulnérable aux chocs.

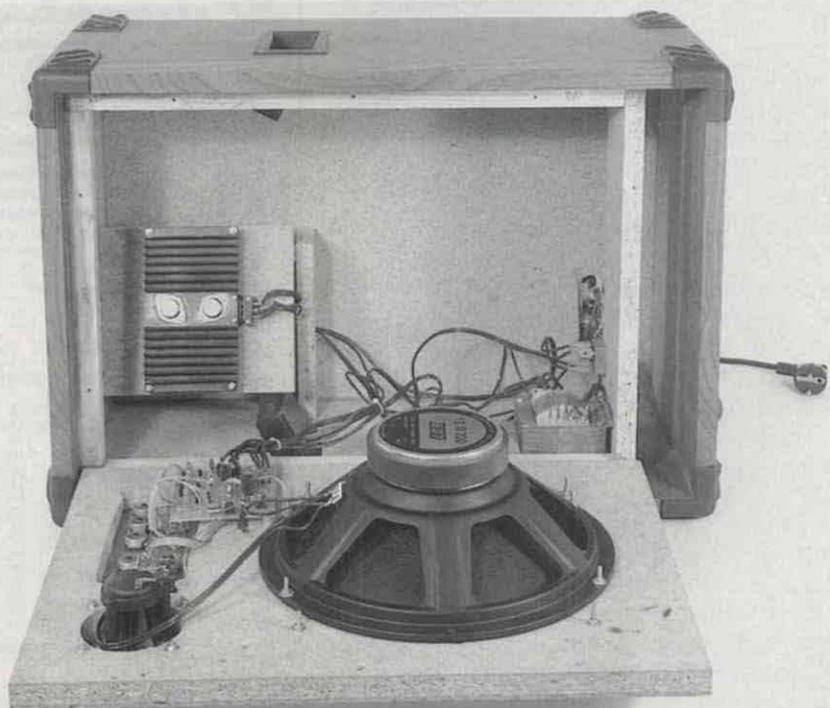
CABLAGE GENERAL DE L'AMPLIFICATEUR

Le plan de câblage de la face avant est indiqué en figure 10.

Si la face avant est réalisée en matériau conducteur (aluminium, tôle...), il est préférable d'utiliser des embases

Réf.	Nature	Dimensions	Remarques
1	Novopan 19 mm	580 x 391	fond arrière
2	Novopan 19 mm	580 x 300	côté gauche
3	Novopan 19 mm	580 x 300	côté droit
4	Novopan 19 mm	429 x 300	dessus
5	Novopan 19 mm	429 x 300	dessous
6	Novopan 19 mm	110 x 391	panneau d'évent
7	Novopan 19 mm	530 x 390	panneau avant
8	Tasseau pin	25 x 510	fixation
9	Tasseau pin	25 x 342	panneau
10	Tasseau pin	25 x 510	avant
11	Novopan 19 mm	170 x 200	caisson
12	Novopan 19 mm	200 x 65	de
13	Novopan 19 mm	189 x 65	ventilation
14	Kit Pro-12/202	$\varnothing 30 \text{ cm}$ -100 W (2 voies)	distribué par Blue-Sound. Tél. 16-1/45.88.08.08
15	Grille protection	$\varnothing 31 \text{ cm}$	pour le boomer
16	Pattes fixation	40 x 20 (x 4)	fixation grille
17	Coins de protec.	80 x 50 (x 8)	plastiques
18	Poignées	135 x 70 (x 2)	plastiques
19	Vis à bois	35 x 4 (x 50)	tête fraisée
20	Colle à bois	500 g environ	prise normale

Tableau 2



AMPLIFICATEUR COMBO DE 40 W_{eff}

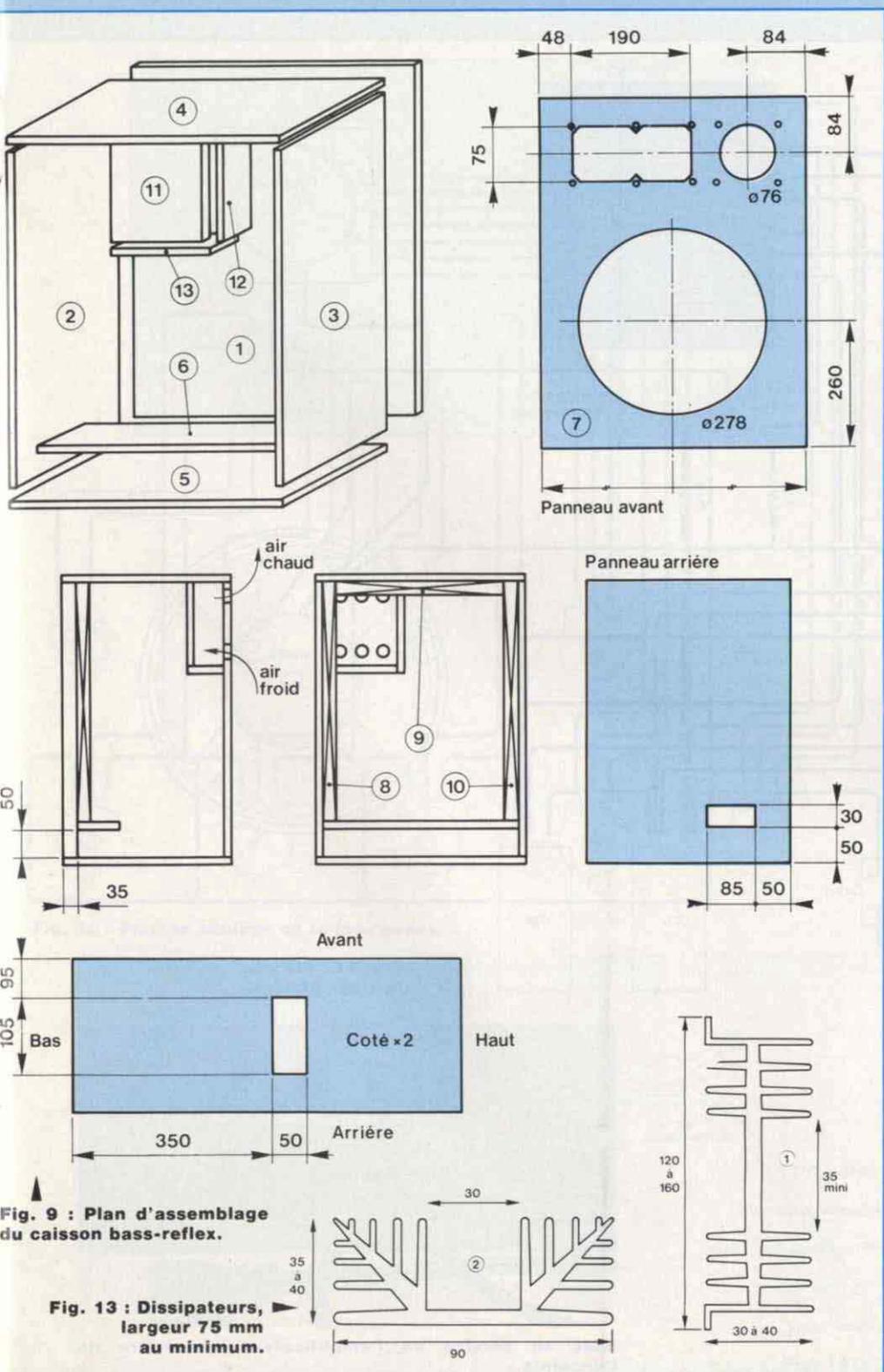


Fig. 9 : Plan d'assemblage du caisson bass-reflex.

Fig. 13 : Dissipateurs, largeur 75 mm au minimum.

jacks isolées pour les entrées micro et la sortie casque.

Le châssis des potentiomètres sera relié à la masse générale de l'alimentation, en soudant directement un fil souple sur chacun d'eux.

Le plan de câblage général, indiqué en figure 11, nécessite quelques commentaires particuliers :

- au niveau du câblage de la prise casque, l'embase jack doit être stéréo afin de s'adapter à tous les types de casques. L'amplificateur étant monophonique, on reliera ensemble les deux voies gauches et droites par un strap. L'insertion de la fiche du casque doit couper le haut-parleur interne. Il faut donc que l'embase soit munie d'un interrupteur à contact fermé au repos.

Si l'interrupteur de l'embase est indépendant du circuit de sortie, on câblera la prise casque comme indiqué sur le schéma structurel de la figure 6. Si, au contraire, il est inséré dans l'une des sorties actives de l'embase, on suivra les indications du plan de câblage de la figure 12.

- Ne pas oublier d'insérer les résistances R31 et R32 sur les émetteurs de T4 et T5, au niveau du radiateur.

- L'interrupteur marche/arrêt est un modèle à double circuit indépendant : le premier coupe la tension secteur, tandis que le second isole instantanément les haut-parleurs à la mise hors tension, avant que les condensateurs de l'alimentation n'aient eu le temps de se décharger dans ceux-ci. C'est le moyen le plus simple et efficace pour supprimer tout désagréable "cloc" à la mise hors tension. Notons que notre amplificateur, de par sa conception, ne fait aucun bruit à la mise sous tension. Cependant, il est important d'isoler chacune des broches de l'interrupteur avec une gaine thermo-rétractable. Il est même souhaitable de stabiliser l'ensemble des connexions avec une résine quelconque (joint silicone, pistolet à colle...). En effet, toute liaison accidentelle entre le réseau secteur et la masse du montage serait destructive pour le matériel et périlleux pour les utilisateurs.

ALP 503 POUR INSTRUMENTS ET SONORISATION

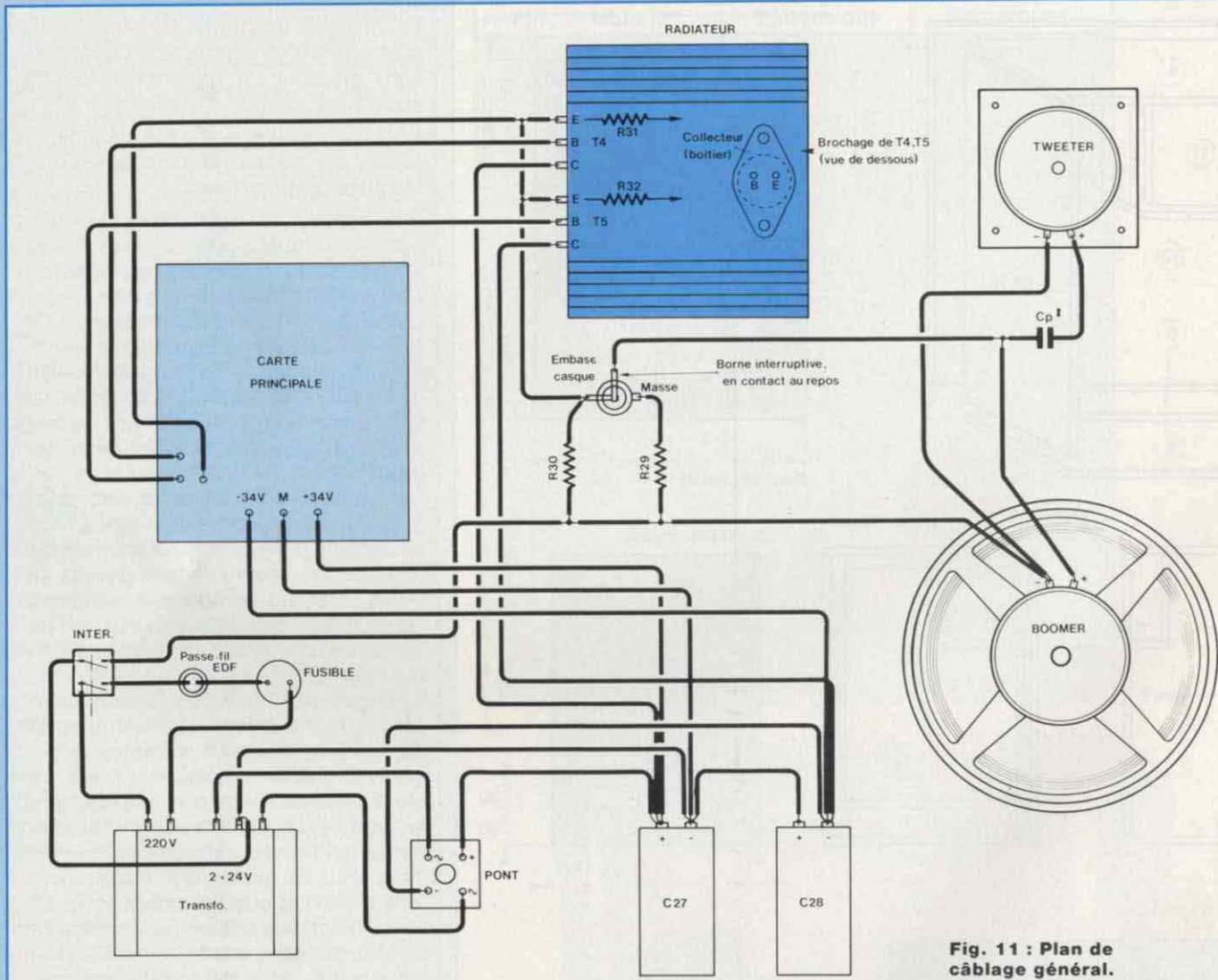


Fig. 11 : Plan de câblage général.

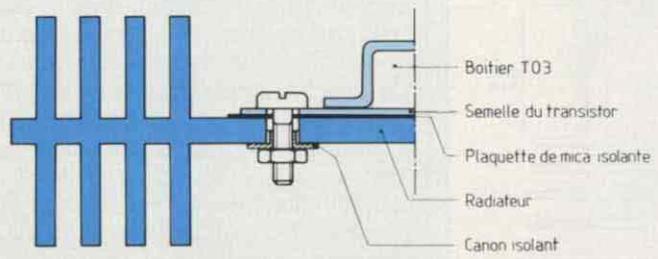
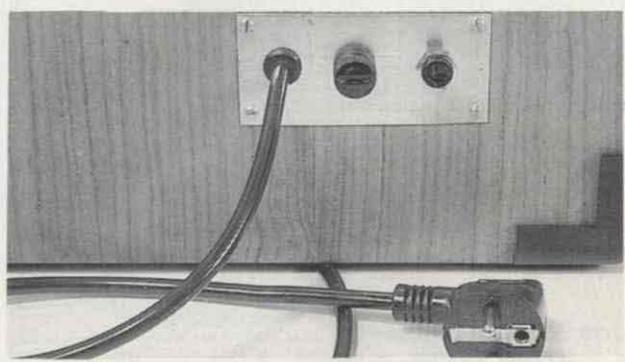


Fig. 12 : Fixation des transistors.



Mise en service de l'amplificateur à l'arrière de l'enceinte.

AMPLIFICATEUR COMBO DE 40 W eff

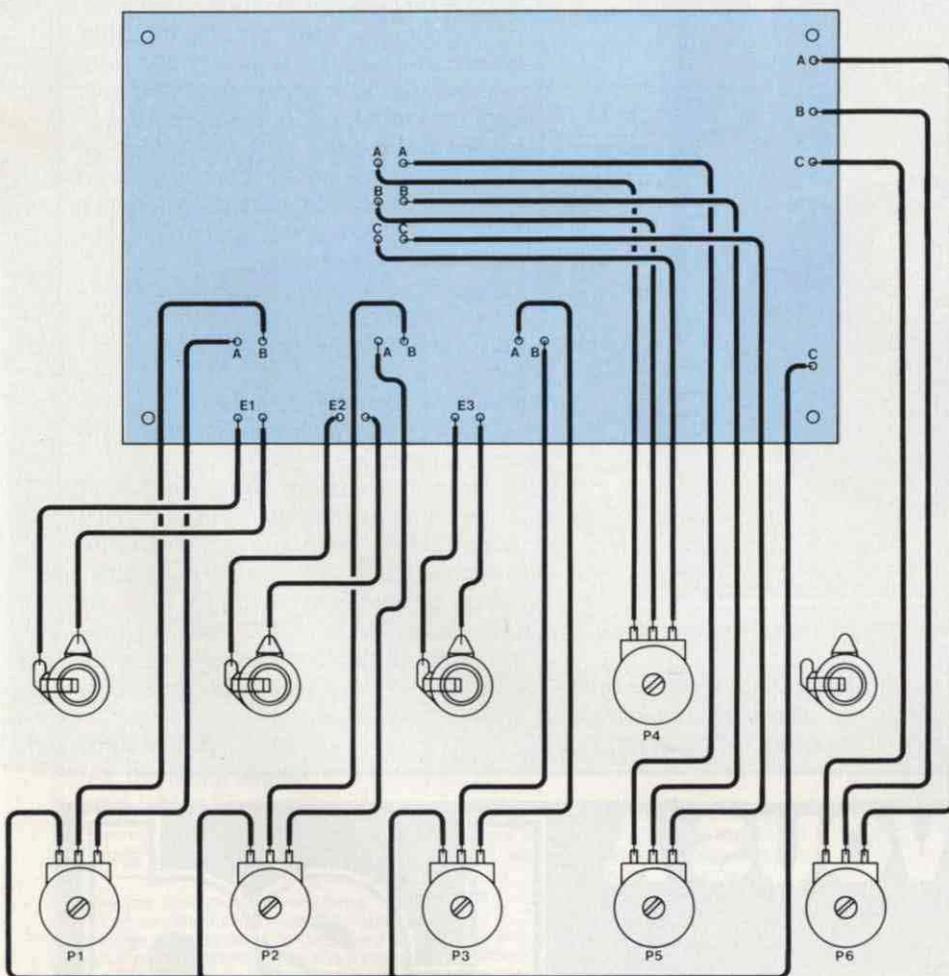


Fig. 10 : Plan de câblage de la face avant.

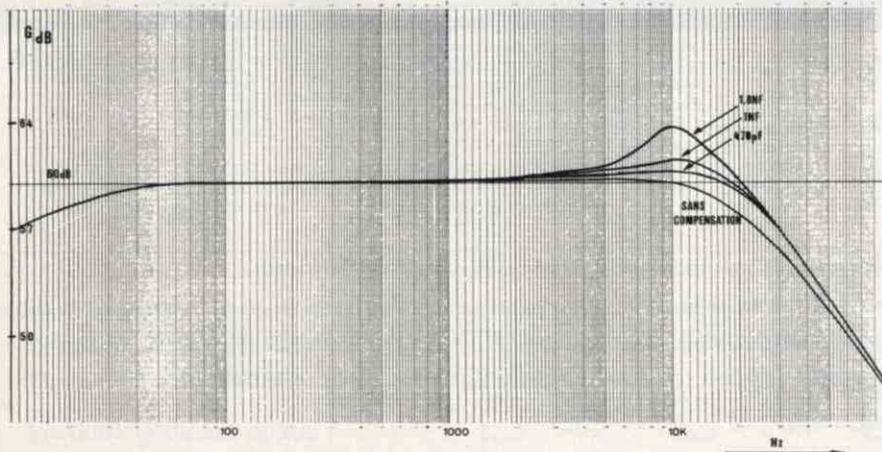


Fig. 14

MISE EN ROUTE ET ESSAIS

Après avoir câblé l'alimentation, vérifier la présence des tensions continues de ± 35 V environ. Le circuit imprimé câblé également, on vérifiera la présence des tensions ± 34 V et ± 18 V sur les broches correspondantes des circuits intégrés, qui ne seront implantés qu'après coup.

Placer les potentiomètres de niveau au minimum, les réglages de tonalité en position intermédiaire (c'est dans cette position que la réponse en fréquence est linéaire et que les corrections sont sans effet) : on ne doit entendre qu'un (très) léger souffle sur les haut-parleurs.

Augmenter progressivement le niveau général, puis les niveaux d'entrée : le souffle doit augmenter sensiblement et un léger ronflement peut se faire entendre si les jacks sont déconnectés ou les connexions trop longues. On peut alors tester l'ampli et vérifier l'efficacité du correcteur en connectant une source sur chacune des entrées E1 à E3, alternativement.

Si tout se passe bien, il ne vous reste plus qu'à profiter de votre nouvel équipement !

Dans le cas contraire, vérifier les alimentations, le câblage, les soudures et le tracé des pistes (coupures ou court-circuits). Il ne faut surtout pas oublier de relier les deux émetteurs E1 et E2 de T4 et T5 ensemble et d'isoler les transistors l'un par rapport à l'autre sur le radiateur à l'aide de canons isolants et d'une feuille de mica (figure 12).

BILAN

D'EXPERIMENTATION

On a mesuré une puissance minimale de 40 W à 1 kHz avant écrêtage. La réponse en fréquence de l'amplificateur est indiquée en figure 14, pour différentes valeurs de C_x et à 50 % de la puissance nominale. Les relevés ont été effectués avec les potentiomètres de correction en position médiane.

La bande passante de la partie élec-

ALP 503 POUR INSTRUMENTS ET SONORISATION



tronique à -3 dB est meilleure que 20 Hz-20 kHz sans compensation. Les fluctuations observées entre 50 Hz et 5 kHz sont inférieures à $-0/+0,2$ dB, probablement grâce à

la sobriété de l'électronique mise en œuvre.

Quant aux performances de l'acoustique qui lui est associée, nous avons apprécié l'excellent rendement de

l'enceinte dans les basses.

Encore un détail : nous avons vanté les performances du préamplificateur quant au rapport signal/bruit, alors que le bruit de fond ne semble pas si négligeable lorsque tous les potentiomètres de niveau sont au maximum ! Il faut toutefois signaler que le gain en tension de l'amplificateur est supérieur à 60 dB, ce qui représente une amplification de 1 000 !

Cette valeur a été choisie volontairement pour conserver à l'amplificateur son caractère polyvalent. Il est ainsi adapté à des sources aussi basses qu'un microphone dynamique, tout en évitant l'emploi d'un transformateur de ligne à l'entrée.

Si vous n'envisagez que l'utilisation d'une guitare ou de sources MIDI (nous faisons allusion aux instruments purement électroniques), il est possible de diminuer R16 à 100 k Ω : le gain sera alors limité à 200, soit un peu moins de 48 dB. Vous obtiendrez alors enfin le silence, ultime prélude à la création artistique...

B. Dalstein

ABONNEZ-VOUS A

LED

Je désire m'abonner à **LED** (10 n^{os} par an).

France : 180 F - Etranger* : 260 F.

NOM

PRENOM

N°..... RUE.....

CODE POSTAL..... VILLE.....

* Pour les expéditions « par avion » à l'étranger, ajoutez 80 F au montant de votre abonnement.

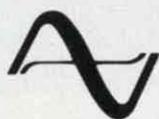
Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire C.C.P. mandat

Le premier numéro que je désire recevoir est : N°.....



EDITIONS PERIODES 1, boulevard Ney 75018 PARIS - Tél. : 42.38.80.88 poste 7315

LA BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE DES EDITIONS FREQUENCES



vous propose d'en savoir beaucoup plus sur :

— L'ELECTRONIQUE —

LES BASES DE L'ELECTRONIQUE



Par **Raymond Breton.**
1988 - 84 p.

P32 147 F TTC port compris

Ouvrage d'initiation par excellence, «Les bases de l'électronique» abordent, dans un langage compréhensible par tous, sans formulations mathématiques, les divers aspects de l'électronique. De la résistance à l'amplificateur opérationnel en passant par les divers composants actifs, tous les éléments clés de l'électronique sont étudiés ainsi que leur mise en application. L'auteur, outre ses compétences en électronique, s'est occupé de formation dans l'industrie. Son sens de la communication, basé sur un langage pédagogique et compréhensible de tous donne à ce livre un attrait tout particulier, le «sens physique» des phénomènes abordés est évident. Le but que s'était fixé l'auteur : pouvoir mettre en œuvre l'électronique en comprenant ce que l'on fait et sans outils mathématiques a donc parfaitement été atteint.

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL



Par **Pierre Mayé.**
1988, 88 p.

P41 157 F TTC port compris

Composant-clé de l'électronique d'aujourd'hui, l'amplificateur opérationnel est à la base d'une multitude d'applications tant en linéaire qu'en commutation. L'auteur, agrégé de physique et professeur en BTS, a réalisé cet ouvrage tout simplement parce qu'il n'existait pas pour les besoins de son enseignement. Les principales applications de l'amplificateur opérationnel y sont décrites et classées par catégories. Pour chaque montage, le fonctionnement est analysé, les formules permettant le calcul des composants établies et les performances obtenues commentées. Des exemples de réalisation comportant toutes les données nécessaires sont fournis pour les principales fonctions. Ce livre à la fois précis et concis est très complet, il s'adresse aux enseignants certes mais également aux utilisateurs de l'électronique. C'est aussi un outil de travail pour professionnels et amateurs.

INITIATION A LA MESURE ELECTRONIQUE

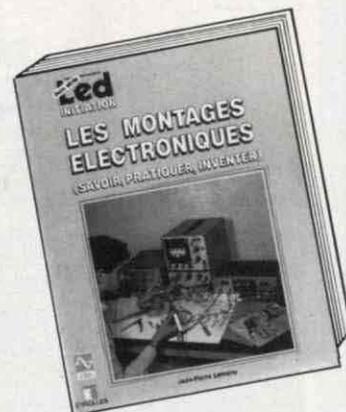


Par **Michel Casabo.**
1986 - 120 p.

P23 152 F TTC port compris

Il n'existait pas, jusqu'à présent, un ouvrage couvrant de manière générale mais précise, l'ensemble des problèmes relatifs à l'instrumentation et à la méthodologie du laboratoire électronique. C'est chose faite aujourd'hui avec ce volume récemment paru.

LES MONTAGES ELECTRONIQUES



Par **Jean-Pierre Lemoine.**
1986 - 276 p.

P30 287 F TTC port compris.

Domaine en perpétuelle évolution, l'électronique ne cesse d'apporter des solutions nouvelles à de multiples secteurs. Il importe, pour tout passionné d'électronique, à quelque niveau que ce soit, de l'amateur au professionnel, d'acquérir un savoir découlant de la mémorisation et aussi de la pratique du plus grand nombre de circuits de base. C'est ce que permet réellement ce livre. Organisé en trois grandes rubriques : Connaître, Pratiquer et Inventer, cet ouvrage guide le lecteur sur près de 300 pages avec près de 1 000 dessins et représentations, pour l'amener à ce qu'il soit à même de concevoir ses montages par lui-même. C'est aussi un outil de travail aidant à la sélection d'un composant, permettant de trouver un montage réalisant une fonction donnée... et bien d'autres détails d'ordre pratique.

La liste complète de nos ouvrages peut vous être expédiée gratuitement sur simple demande.

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

Bon de commande à retourner aux Editions Fréquences 1, boulevard Ney 75018 Paris.

Indiquez le ou les codes :

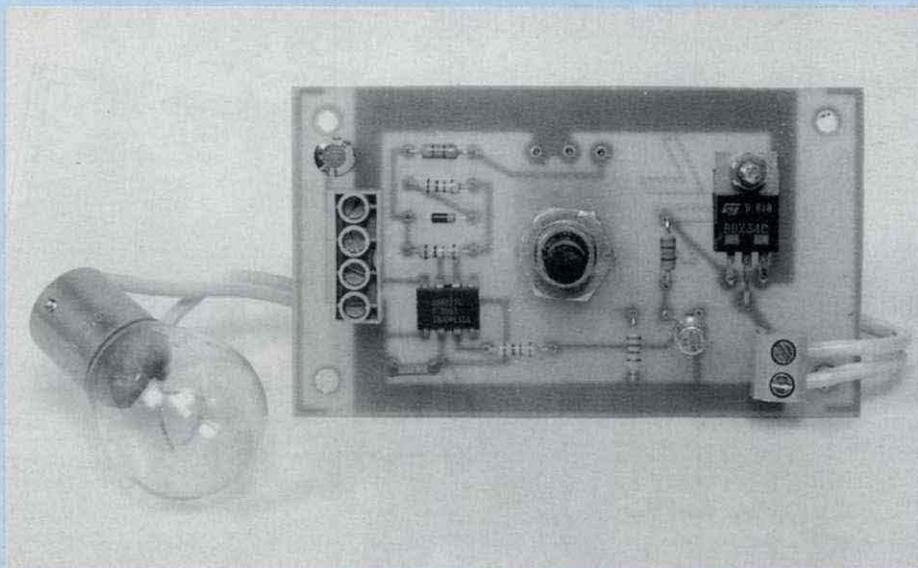
NOM PRENOM

ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

Ci-joint mon règlement par : C.C.P. Chèque bancaire Mandat

GRADATEUR DE LUMIERE POUR 12 V CONTINUS



L allongement des jours annonce le retour des vacances auxquelles certains, déjà, rêvent sans doute. Avec une série de réalisations, nous leur proposons de faire mieux encore et de les préparer.

Les appareils décrits, alimentés sous 12 V, équiperont caravanes, camping-cars et bateaux. Nous commençons par le plus simple, un gradateur pour courant continu. Destiné aux ampoules à incandescence, il leur apporte le confort de réglage des gradateurs 220 V des appartements.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

On connaît la définition mathématique de la valeur efficace d'une tension $v(t)$ variable périodiquement avec la période T :

$$V_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$$

Cette définition correspond à une réalité physique : V_{eff} est la tension continue qui dissiperait par effet Joule, dans une résistance, la même quantité de chaleur que $v(t)$, donc qui offrirait la même "efficacité".

Appliquons ces notions aux signaux rectangulaires, en lancée positive (paliers 0 et + E), de la figure 1. Le calcul conduit au résultat :

$$V_{\text{eff}} = E \sqrt{\frac{T_1}{T}}$$

où $\frac{T_1}{T}$ n'est autre que le rapport cyclique. Ainsi, à la figure 1a, le rapport cyclique vaut $\frac{5}{6}$ et la valeur efficace devient :

$$V_{\text{eff}} = 0,91 E$$

A la figure 1b, avec un rapport cyclique

réduit à $\frac{1}{3}$, la tension efficace tombe à :

$$V_{\text{eff}} = 0,58 E$$

Evidemment, faire varier la tension efficace aux bornes d'une lampe à incandescence, donc d'une résistance, revient à modifier la température du filament et l'intensité lumineuse émise par notre gradateur. Il découpe la tension continue E délivrée par la batterie (figure 2) avant de l'appliquer à la source d'éclairage. Il suffit de modifier le rapport cyclique de ce découpage pour commander la luminosité. Evidemment, commande et interrupteur s'organisent autour de dispositifs à semiconducteurs.

SCHEMA THEORIQUE DU GRADATEUR

Donné en figure 3, il se caractérise par une extrême simplicité, qui n'ôte rien à son efficacité.

L'élaboration des créneaux et le réglage de leur rapport cyclique, s'organise autour du circuit intégré 555 CI1 monté en oscillateur astable. Les composants D et R3 qui complètent le schéma traditionnel publié dans les notes d'application, élargissent la plage de réglage.

En l'absence de D et R3, la charge du condensateur de temporisation C2 s'effectue à travers P, R1 et R2, lorsque la borne 7 (collecteur du transistor interne au 555) est bloquée. Lorsque le transistor conduit, la décharge s'effectue à travers R2 seule, donc plus rapidement. C'est ce qu'illustrent les diagrammes de la figure 4 où apparaissent, en haut les exponentielles de charges et de décharges de C2 et, en bas les créneaux correspondants sur la sortie 3.

En présence de D et R3, la résistance R3 vient se mettre en parallèle sur R2, pour les charges, car C conduit. Par contre, les décharges ne s'effectuent toujours qu'à travers R2, puisque D s'oppose alors au passage du courant.

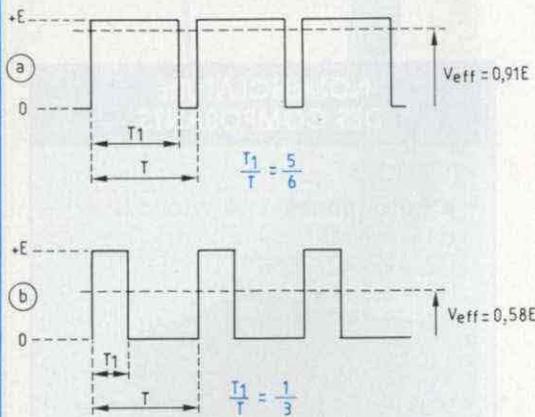


Fig. 1 : Valeur efficace d'un signal en créneaux.

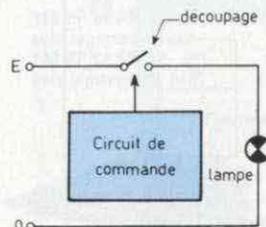


Fig. 2 : Principe de fonctionnement du gradateur.

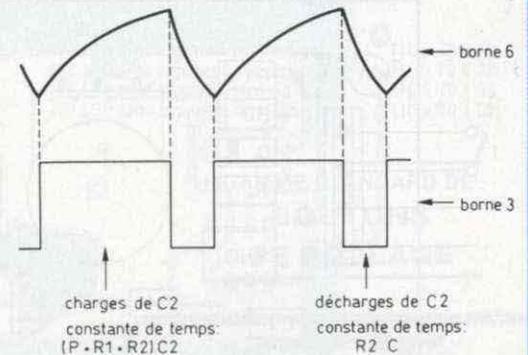


Fig. 4 : Fonctionnement du 555 en oscillateur.

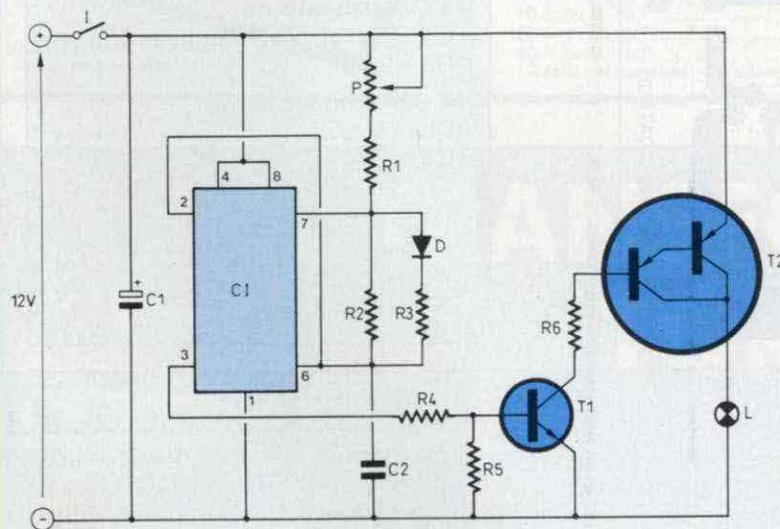
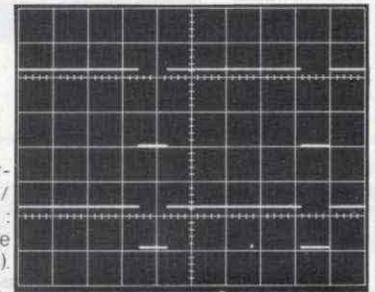


Fig. 3 : Schéma théorique.

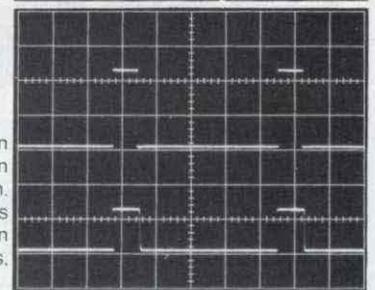
Oscillogramme A

Trace supérieure : sortie de l'oscillateur (5 V/cm). Trace inférieure : tension aux bornes de la lampe (10 V/cm). Balayage : 0,5 ms/cm.



Oscillogramme B

Mêmes données qu'en A, mais avec un balayage à 100 µs/cm. On remarquera que les durées d'extinction demeurent constantes, et voisines de 400 µs.



En choisissant R_2 supérieure à la somme $P + R_1 + R_3$, on peut rendre les décharges, donc les paliers inférieurs des créneaux, plus courts que les charges et les paliers supérieurs : tous les rapports cycliques deviennent accessibles.

Revenons alors au schéma de la figure 3. Par un choix convenable de P , R_1 , R_2 et R_3 , on s'arrange pour que le rapport cyclique varie sensiblement de 1 (longs paliers au niveau $+E$ séparés par des impulsions relativement courtes au niveau 0) à 0,25 environ.

Cette dernière valeur correspond déjà à un très faible éclairage de la lampe

et il est sans intérêt de descendre au-dessous.

Divisés par R_4 et R_5 avant leur application sur la base de T_1 , les créneaux sont inversés au collecteur de ce transistor. Le courant du collecteur commande la base du PNP de sortie, qui est en fait un darlington intégré à gain en courant voisin de 1 000. Présenté en boîtier plastique TO220, ce composant supporte 10 A de courant de collecteur, peut dissiper jusqu'à 70 W et... ne coûte que le prix de deux cafés. L'appareil est complété par un interrupteur général et par le condensateur de découplage C_1 , indispensable pour

juguler les oscillations en HF du 555.

NOTES SUR LE CHOIX DE T_2

Nous avons prévu de ne commander que des ampoules d'une puissance maximale de 21 W, normalisées en matériel automobile, et couramment employées dans les caravanes. Dans ces conditions, l'intensité est limitée à :

$$I_{\max} = \frac{P}{E} = \frac{21}{12} = 1,75 \text{ A}$$

très inférieure aux 10 A que supporte T_2 . Ceux-ci sont, pourtant, indispen-

GRADATEUR DE LUMIERE

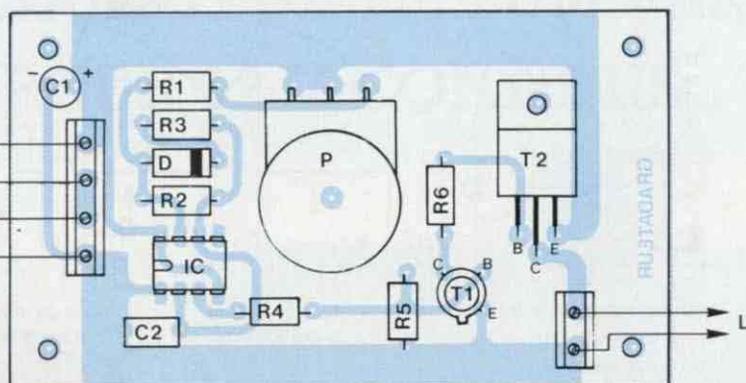


Fig. 6

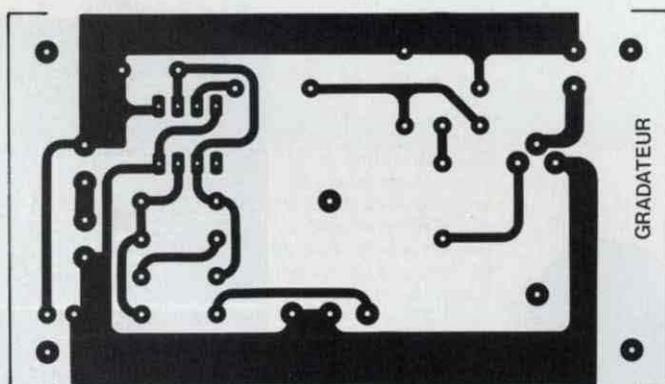


Fig. 5

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

● Résistances 1/4 W à ± 5 %

R1 - 2,7 kΩ
R2 - 27 kΩ
R3 - 1,5 kΩ
R4 - 8,2 kΩ
R5 - 1,2 kΩ
R6 - 2,7 kΩ

● Potentiomètre

P - 100 kΩ (loi A)

● Condensateurs

C1 - 100 μF/25 V (sorties radiales)
C2 - 22 nF

● Semiconducteurs

CI - LM 555
D - 1N 4148
T1 - 2N 2222
T2 - BDX 34C

● Divers

1 bornier 4 sorties
1 bornier 2 sorties

sables. En effet, à l'allumage, le filament de la lampe, froid, peut n'offrir qu'une résistance 4 à 5 fois plus faible que sa valeur à chaud. Durant quelques dizaines de millisecondes l'intensité de crête atteint 7 à 8 A.

En revanche, puisqu'on travaille en commutation (tension de saturation inférieure à 0,5 V), la puissance dissipée dans T2 reste nulle au blocage et ne dépasse pas 1 W à la conduction. Un refroidisseur est donc inutile.

LE CIRCUIT IMPRIME ET SON CABLAGE

La figure 5 donne le dessin du circuit imprimé et la figure 6, complétée par la photographie du montage, précise l'implantation des composants. Le potentiomètre prend place directement sur le circuit, que son canon tra-

verse par un trou de 10 mm de diamètre. Ses pattes sont alors soudées directement sur la face cuivrée. Pour faciliter les raccordements, les entrées (masse, + 12 V, interrupteur) et les sorties (fils de la lampe) s'effectuent par l'intermédiaire de borniers à vis. On remarquera que l'une des bornes de l'ampoule se trouve reliée à la masse (T2 est un PNP), ce qui est indispensable en cas de retour par le châssis du véhicule.

Le gradateur pourra prendre place dans l'un des multiples petits coffrets de plastique que proposent les constructeurs, ou s'insérer dans un ensemble plus vaste, avec les autres montages que nous proposons : indicateur de tension de batterie, indicateur de niveau d'eau des réservoirs, alimentation 220 V/12 V à commutation automatique. Nous laissons à chacun toute liberté dans ce domaine.

LES RESULTATS

Sauf erreur de câblage ou composant défectueux, le gradateur doit fonctionner sitôt la dernière soudure finie. Les deux oscillogrammes que nous proposons illustrent cependant son fonctionnement. A chaque fois, la trace supérieure est prélevée sur la sortie 3 du 555 et la trace inférieure aux bornes de l'ampoule (21 W).

L'oscillogramme A correspond à la luminosité maximale, pratiquement égale à celle d'une alimentation directe sous 12 V. L'oscillogramme B est celui de l'éclairage minimal. On constate que les paliers inférieurs conservent toujours la même durée, donc que la fréquence change : elle reste toujours supérieure à 400 Hz ce qui, avec l'inertie du filament, élimine tout risque de clignotement.

René Rateau



SERIE «PP MM»

110 PP ou PM	115 x 70 x 64
114	106 x 116 x 44
115	115 x 140 x 64
116	115 x 140 x 84
117	115 x 140 x 110
210	220 x 140 x 44
220	220 x 140 x 64
221	220 x 140 x 84
222	220 x 140 x 114
235 NOUVEAU	230 x 175 x 48

PP (plastiques) PM (métallisés)



220 PP ou MP ou PM/G
avec poignée

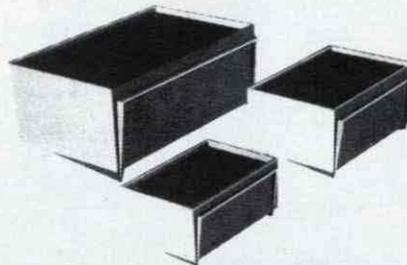


110 PP ou PM Lo
avec logement de pile
115 PP ou PM Lo
avec logement de piles



SERIE «L»

173 LPA avec logement pile face alu	110 x 70 x 32
173 LPP avec logement pile face plas.	110 x 70 x 32
173 LSA sans logement face alu	110 x 70 x 32
173 LSP sans logement face plast.	110 x 70 x 32



SERIE «PUPICOFFRE»

10 A, ou M, ou P	85 x 60 x 40
20 A, ou M, ou P	110 x 75 x 55
30 A, ou M, ou P	160 x 100 x 68

* A (alu) - M (métallisé) - P (plastique).

**GAMME STANDARD DE
BOUTONS
DE REGLAGE**

mmp

Tél. : 47.06.95.70

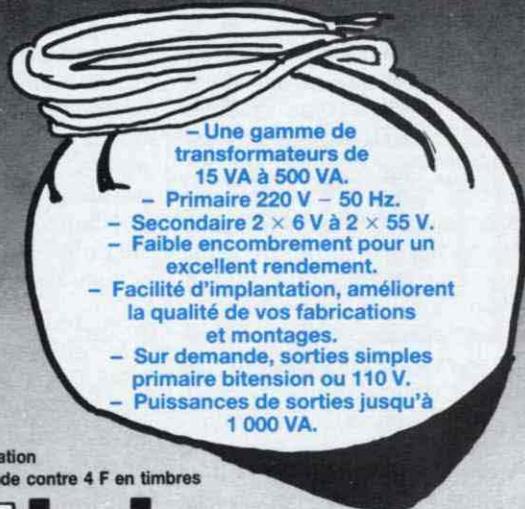
COFFRETS PLASTIQUES

Z.A. des Grands Godets

799, rue Marcel Paul

94500 Champigny-s/ Marne

TRANSFORMATEURS TORIQUES (type HTA)



- Une gamme de transformateurs de 15 VA à 500 VA.
- Primaire 220 V - 50 Hz.
- Secondaire 2 x 6 V à 2 x 55 V.
- Faible encombrement pour un excellent rendement.
- Facilité d'implantation, améliorent la qualité de vos fabrications et montages.
- Sur demande, sorties simples primaire bitension ou 110 V.
- Puissances de sorties jusqu'à 1 000 VA.

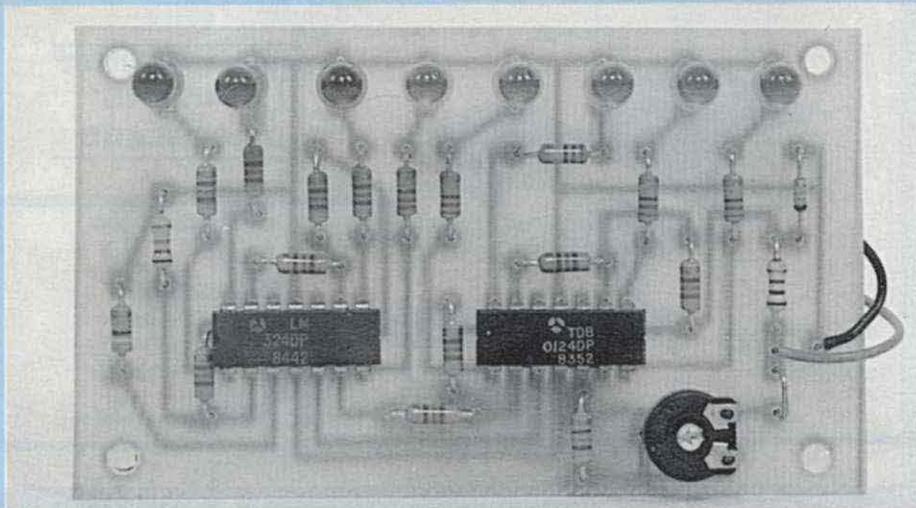
Documentation sur demande contre 4 F en timbres



Iskra FRANCE

ZAC des Peupliers - 27 rue des Peupliers - BAT A
92000 NANTERRE

INDICATEUR LUMINEUX DE TENSION DE BATTERIE



Le montage proposé s'inscrit dans la série des appareils destinés à l'équipement des caravanes, camping-cars et bateaux, pour lesquels nous avons déjà décrit un gradateur de lumière basse tension. On pourra naturellement l'exploiter à d'autres fins, chaque fois que s'impose le contrôle d'une tension continue de valeur nominale 12 volts, susceptible de varier de 10,5 à 14 volts.

Une batterie d'accumulateurs regroupant, en série, six éléments au plomb, offre une force électromotrice nominale de 12 V. En fait, cette f.e.m. varie, en fonction de l'état de charge, dans d'assez importantes proportions. Pendant une courte durée succédant à une charge "à bloc", elle monte aux environs de 14 V. Le début de la décharge entraîne une chute vers 12,5 V, suivie d'un palier à pente douce, entre 12,5 et 12 V. Enfin, si on continue à consommer du courant (ou même par simple auto-décharge), la baisse de tension s'accélère. Il est impératif d'arrêter la décharge à 11 ou 10,5 V : au-dessous, il y a risque d'endommagement irréversible ou, au moins, réduction de la durée de vie.

Le contrôle fréquent de la tension disponible, qui renseigne sur l'état de la batterie, s'impose dans une caravane ou un camping-car ; en effet, les intensités cumulées (éclairage, réfrigération, pompe à eau, etc.) atteignent plusieurs ampères et ne laissent qu'une autonomie réduite avant qu'une recharge intervienne.

L'ampleur des fluctuations et leur rapidité rendent illusoire une mesure précise. Dans la pratique, une résolution de 1/2 V suffit : elle correspond à 8 points de mesure, dans la fourchette de 10,5 à 14 V.

On évitera, aussi, toute consommation permanente inutile. L'appareil n'est donc mis sous tension que pendant la brève durée de chaque test, à l'aide d'un bouton-poussoir.

PRINCIPE DE LA MESURE

Dans la figure 1, A désigne un amplificateur opérationnel, utilisé ici en comparateur. Alimenté par la tension V_{BAT} de la batterie elle-même, il reçoit :

- sur son entrée inverseuse, un potentiel de référence V_{ref} , inférieur à V_{BAT} ;
- sur son entrée non inverseuse, une fraction $k.V_{BAT}$ ($k < 1$) de la tension de la batterie.

Si $k.V_{BAT}$ dépasse V_{ref} , la sortie du comparateur bascule à l'état haut et la diode DEL s'allume. Si, au contraire, $k.V_{BAT}$ descend sous V_{ref} , la sortie bascule à la masse et la diode électroluminescente s'éteint.

En organisant une échelle de 8 comparateurs identiques, recevant tous la même tension (variable avec l'état de la batterie) $k.V_{BAT}$ mais des potentiels de référence V_{ref} régulièrement échelonnés, on dispose d'une échelle lumineuse mesurant la tension de la batterie.

LE SCHEMA THEORIQUE

Il découle directement du principe exposé ci-dessus (figure 2) et met en œuvre 2 circuits LM 324, dont chacun renferme 4 amplificateurs opérationnels : on dispose ainsi de 8 sorties donc des 8 points d'affichage désirés. La zéner DZ, alimentée à travers R1, délivre une référence de 6,8 V, directement appliquée sur l'entrée inverseuse de A8. Un réseau diviseur, incorporant les résistances R2 à R9 incluses fournit la progression des tensions V_{ref} de la figure 1 pour chacun des autres comparateurs. Il est facile de calculer chacune d'entre elles. Ainsi, à titre d'exemple, A4 reçoit :

$$V_{ref} = \frac{R6 + R7 + R8 + R9}{R2 + R3 + \dots + R8 + R9} V_z$$

soit :

$$V_{ref} = 5,84 \text{ V.}$$

D'un comparateur au suivant, V_{ref} croît de 0,24 V.

Un autre diviseur, constitué de la résistance ajustable AJ, associée à R10 et R11, fournit la tension $k.V_{BAT}$

UN CONTROLE PERMANENT

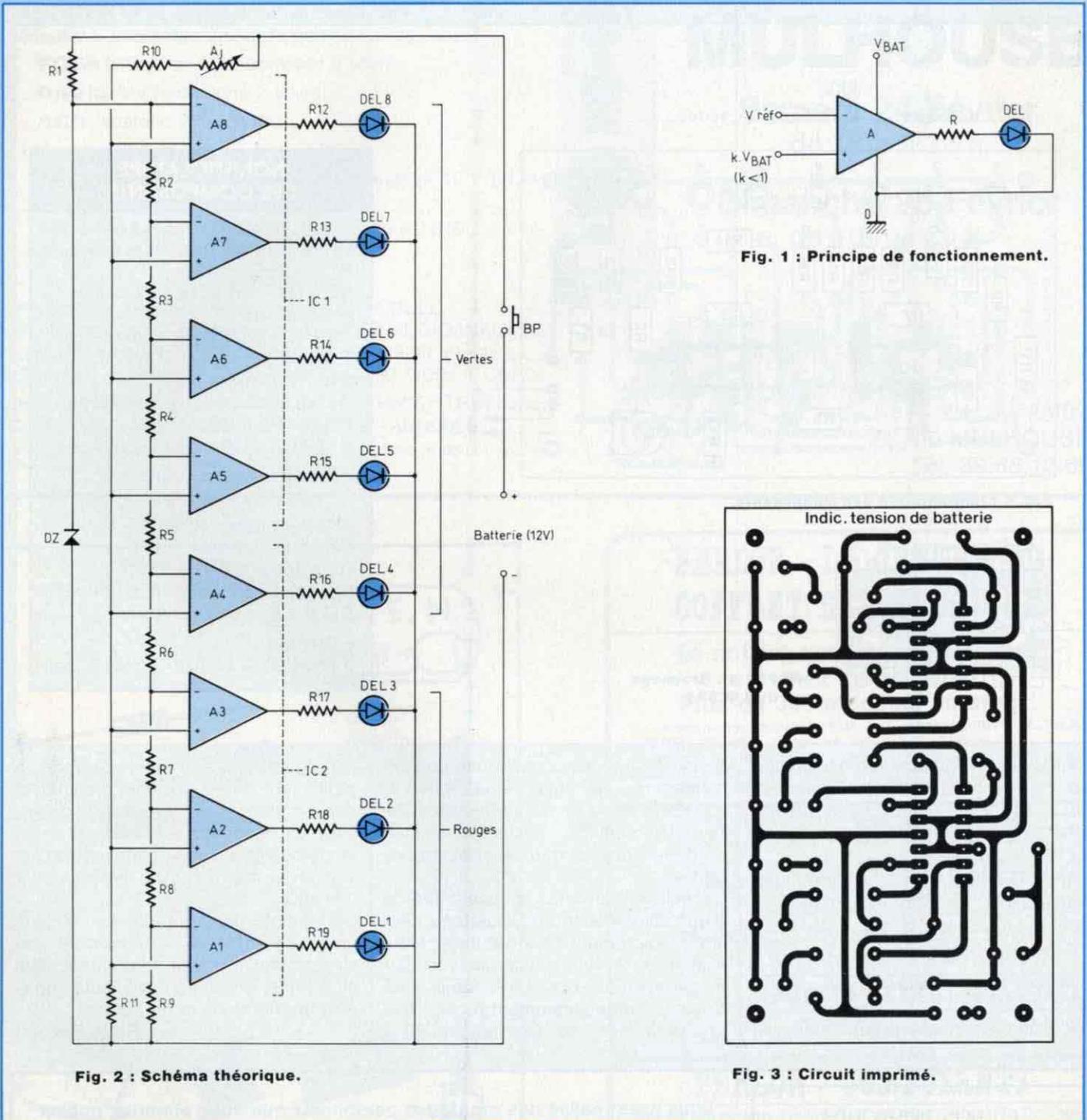


Fig. 2 : Schéma théorique.

Fig. 1 : Principe de fonctionnement.

Fig. 3 : Circuit imprimé.

commune à toutes les entrées non inverseuses et proportionnelle à V_{BAT} . A l'aide de l'ajustable AJ, on règle cette tension pour qu'elle atteigne

précisément 6.8 V lorsque la batterie délivre 14 V. Avec le choix de R2 à R9, DEL8 s'éteint au passage par 14 V, DEL7 pour 13,5 V et ainsi de suite

jusqu'à DEL1 qui s'éteint au-dessous de 10,5 V. Nous avons choisi des diodes vertes pour DEL4 (12 V) à DEL8 (14 V) : cette

INDICATEUR LUMINEUX

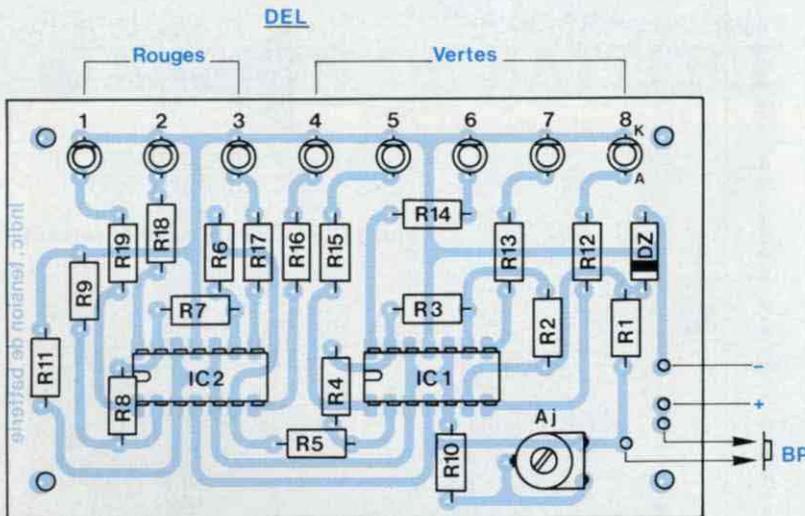


Fig. 4 : Implantation des composants.

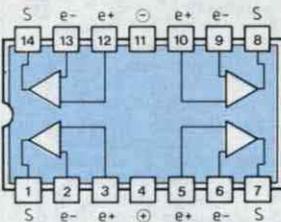


Fig. 5 : Brochage du LM 324.

couleur euphorique caractérise un état satisfaisant de la batterie. A l'inverse, DEL3, DEL2 et DEL1, rouges, attirent l'attention sur la nécessité d'une recharge prochaine.

Tout le montage, à l'état de repos, se trouve isolé de son alimentation. Il n'entre en service que si l'utilisateur presse le poussoir BP.

LA REALISATION PRATIQUE

Sur le circuit imprimé dessiné en figure

3, on implante les composants conformément au schéma de la figure 4, complété par la photographie du montage. Un méplat du boîtier identifie les cathodes des diodes électroluminescentes.

Le réglage s'effectue aisément à l'aide d'une alimentation de laboratoire délivrant exactement 14 V. On place alors l'ajustable AJ juste à la limite d'allumage de DEL8. Les autres seuils s'en trouvent automatiquement réglés, à la précision près des résistances R2 à

R9 du diviseur. Si on recherche la petite bête, il est possible d'employer des résistances à 1 % (voir la nomenclature). Notons, cependant, que les modèles dits à 5 % s'inscrivent le plus souvent à ± 2 % autour de leur valeur nominale.

L'ensemble peut prendre place dans un petit coffret indépendant ou s'incorporer au sein d'un ensemble plus vaste, regroupant plusieurs appareils décrits dans cette série.

René Rateau

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Résistances 1/4 W à ± 5 %
 - R1 - 1,5 k Ω
 - R2 à R8 - 560 Ω (à 1 % si jugé nécessaire)
 - R9 - 12 k Ω (12,7 k Ω si modèle à 1 %)
 - R10 - 2,7 k Ω
 - R11 - 3,9 k Ω
 - R12 à R16 - 680 Ω
 - R17, R18, R19 - 560 Ω
- Résistance ajustable
 - AJ - 2,2 k Ω /horizontale
- Semiconducteurs
 - IC1, IC2 - LM 324
 - DZ - zéner 6,8 V/0,5 W
 - DEL1, DEL2, DEL3 - LED rouges
 - DEL4 à DEL8 - LED vertes
- Divers
 - 1 poussoir à contact travail

EDITIONS PERIODES
1, boulevard Ney 75018 Paris
Tél. (16-1) 42.38.80.88 poste 7315

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue, n'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier, afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

SALON du KIT AUDIO

AUDIOTOP, spécialiste de l'enceinte en kit, vous invite à écouter 5 enceintes en kit de qualité :

FOCAL Crystal 7, kit compact 2 voies

DAVIS MV 5, colonne 2 voies

ACR Isostatic 250 (photo)

2 kits originaux :

TRIANGLE/FOCAL (T17FXG + Audiom 12 V en bi-amplification passive)

TRIANGLE/CABASSE (T17FL IIV + 21NDC en bi-amplification active)

Electroniques :

Préampli et blocs monos à tubes KEBSCHULL

Intégrés et blocs de puissance classe A AUDIOANALYSE

Blocs monos CABASSE à compensateur actif intégré

Sources : Lecteurs laser MARANTZ CD80, CD94 II, CDA94

En écoute permanente : FOCAL, DAVIS, TRIANGLE, CABASSE, AUDAX, SEAS, DYNAUDIO, TANNOY, etc...

Systèmes multi-amplifiés, caissons de graves, intégration dans l'habitat, enceintes sur mesure, kits sono, kits voiture.



Chez :



14, av. Joffre
68100 MULHOUSE
Tél. 89.66.12.69

à MULHOUSE

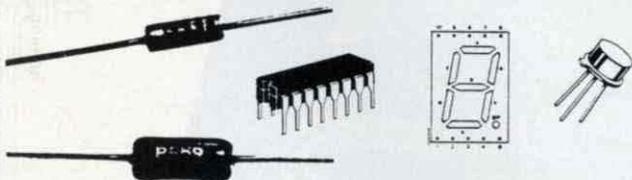
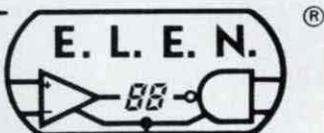
Samedi 24 Février
de 18 h à 22 h

Dimanche 25 Février
de 10 h à 20 h

Ets E.L.E.N.

94, avenue de Fétilly
17000 LA ROCHELLE

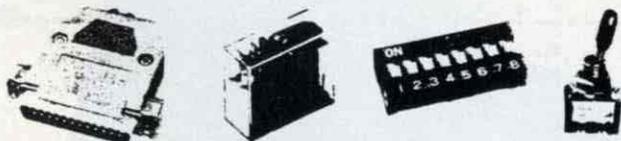
Phone : 46 34 53 80
Fax : 46 34 16 22



EXTRAIT DE NOTRE CATALOGUE

LM 344 H	: 158,00	68705 P3	: 120,00
LM 317 HVK	: 165,00	UGS 3020 T	: 32,00
LM 395 T	: 49,50	MPX 200 A	: 178,00
MJ 15002	: 36,00	LM 35 CZ	: 88,00

Un choix de plus de 3000 références.....



VENTE au COMPTOIR et par
CORRESPONDANCE (SERVICE RAPIDE)

FORFAIT port/emballage : 25,00 F

PERLOR - LE CENTRE DU COFFRET ELECTRONIQUE

Le coffret que vous recherchez
est chez Perlor-Radio.
Plus de 350 modèles en stock.

Toutes les grandes marques : BIM - EEE - ESM - HOBBY BOX - ISKRA
- RETEX - STRAPU - TEKO - LA TOLERIE PLASTIQUE.
Catalogue «centre du coffret» : descriptif par type, listes de sélection
rapide par critères de dimensions et de matériaux, tarif.
Un document unique : envoi contre 8 F en timbres.

PERLOR - LE CENTRE DU CIRCUIT IMPRIME

Agent CIF - Toutes les machines - Tous les produits.

**Nouveau : Perlor fabrique votre
circuit imprimé, dans son atelier**

Simple face 52 F le dm². Double face 90 F le dm² plus éventuellement
frais de film. Délai 48 heures. Conditions et tarif détaillé sur simple
demande.
Catalogue «centre du circuit imprimé». Plus de 700 produits avec tarif.
Envoi contre 7,50 F en timbres.

PERLOR - COMPOSANTS

Tous les composants électroniques pour vos réalisations. Catalogue
«Pièces détachées» contre 10 F en timbres.

Les trois catalogues 15 F.

PERLOR-RADIO

25, rue Hérold, 75001 PARIS - Tél. : 42.36.65.50
Ouvert tous les jours sauf le dimanche (sans interruption) de 9 h à 18 h 30 -
Métro : Etienne-Marcel - Sentier - RER Châtelet les Halles (sortie rue Rambuteau)

POUR LES PASSIONNÉS DE RÉALISATIONS ÉLECTRONIQUES, UNE SÉLECTION DE 17 MONTAGES SIMPLES ET ORIGINAUX

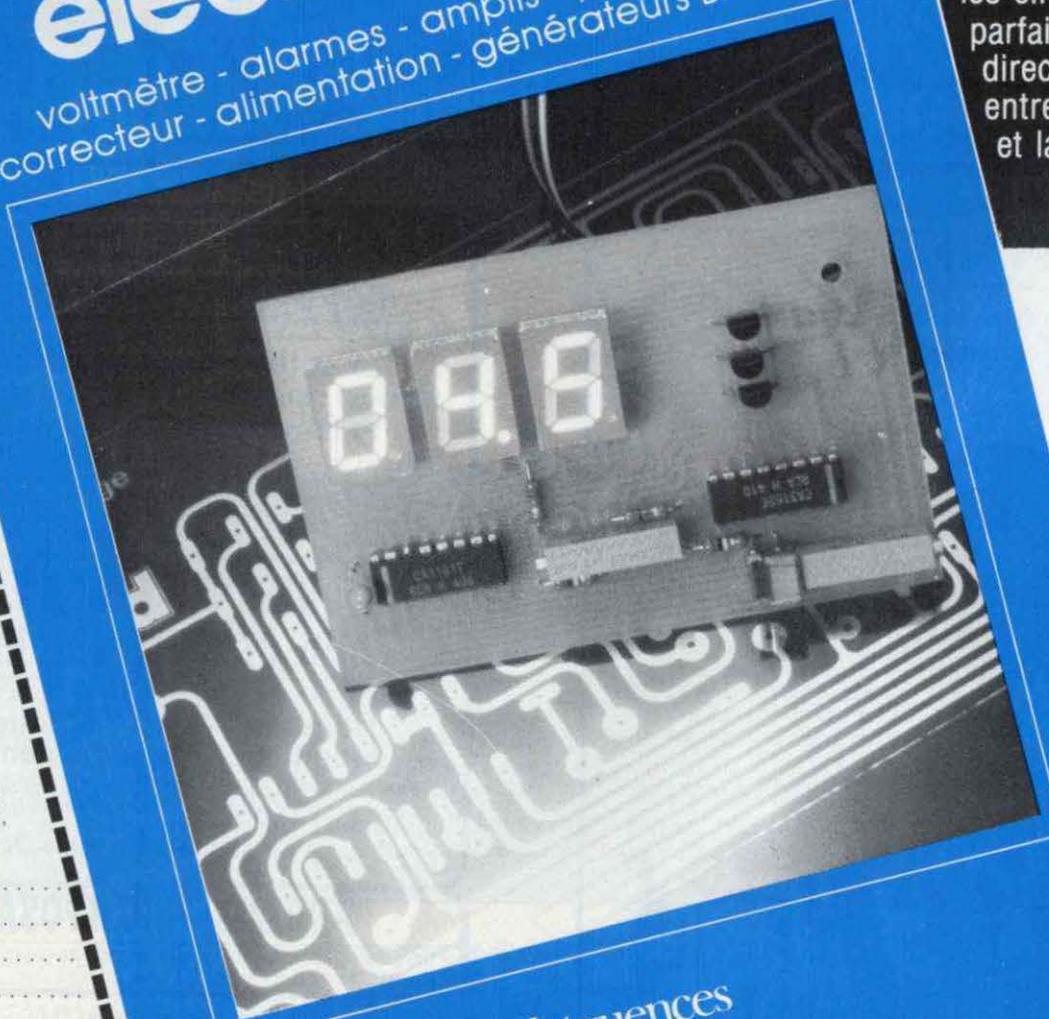
Tous mis au point et testés afin de vous garantir un parfait fonctionnement des modules à la première mise sous tension, que vous soyez électronicien chevronné ou débutant.

17 études comprenant pour chacune d'elles le schéma de principe, le circuit imprimé à l'échelle 1 et son plan de câblage clair et précis.

BERNARD DUVAL

17 montages électroniques

voltmètre - alarmes - amplis - préamplis -
correcteur - alimentation - générateurs BF - etc.



17 implantations imprimées à l'envers et regroupées aux dernières pages de ce livre vous permettent de graver les circuits avec une parfaite définition (contact direct lors de l'insolation entre le circuit imprimé et la photocopie).

128 pages
PRIX : 95 F

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

BON DE COMMANDE

Je désire recevoir le livre «17 montages électroniques simples» au prix de 107 F (95 F + 12 F de port). Adresser ce bon aux EDITIONS FREQUENCES 1, bd Ney, 75018 Paris.

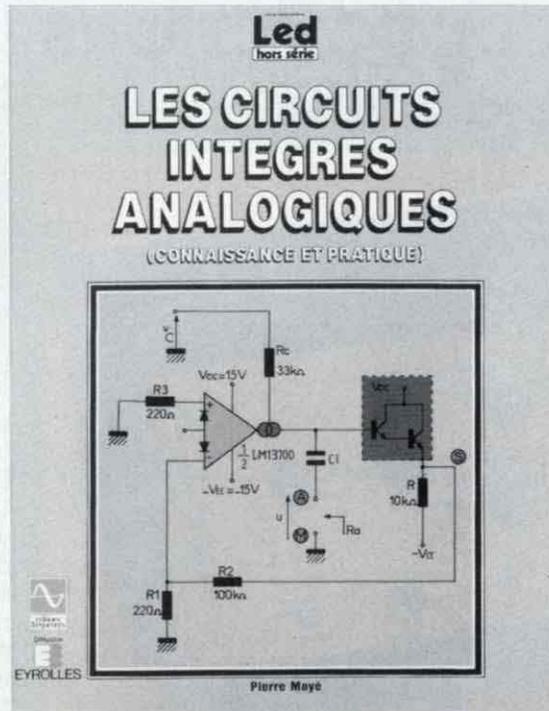
Nom
Prénom
Adresse
Code postal

Règlement effectué
 par CCP Par chèque bancaire
 par mandat

 éditions fréquences
COLLECTION Led LOISIRS

VIENT DE PARAITRE

**LA BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE
DES EDITIONS FREQUENCES**



LES CIRCUITS INTEGRES ANALOGIQUES

Par **Pierre Mayé - P 49 -**

Cet ouvrage vient répondre à l'attente de nombreux lecteurs désireux d'appréhender avec rigueur l'électronique.

Baucoup de circuits intégrés analogiques sont disponibles sur le marché. Outre l'amplificateur opérationnel qui a fait l'objet d'une étude approfondie dans un livre de la même collection, il existe bien d'autres circuits. Le propos de cet ouvrage est de décrire les plus intéressants. Les circuits présentés sont l'amplificateur de Norton, l'amplificateur de transconductance, le comparateur, le temporisateur, le filtre universel, le multiplicateur et le générateur de fonctions. Chacun d'eux fait l'objet d'un chapitre spécifique structuré comme suit : après une présentation rapide de la fonction réalisée et la description d'un exemple de circuit intégré, l'auteur procède à l'étude des applications caractéristiques du composant.

Des exemples numériques sont donnés et les formules nécessaires à la conception du montage sont établies. Il est ainsi possible de réaliser sans difficulté les diverses fonctions décrites. Le lecteur trouvera en fin d'ouvrage le lexique anglais-français qui lui facilitera la lecture des notices des constructeurs, ainsi qu'une bibliographie et un index.

BON DE COMMANDE

A retourner aux Editions Fréquences - 1, boulevard Ney - 75018 Paris

Je désire recevoir "Les Circuits Intégrés Analogiques". Je joins à ma commande le règlement, soit **130 F + 12 F** frais d'envoi

CCP

chèque bancaire

mandat-lettre

NOM

ADRESSE

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

GENERATEUR DE FONCTIONS

0,02 Hz à 2 MHz



Le vénérable oscillateur basse fréquence à pont de Wien, s'il conserve sa supériorité pour quelques applications particulières (production de sinusoïdes à distorsion très réduite), cède le plus souvent la place aux générateurs de fonctions. Ceux-ci, contrairement au premier qui engendre idéalement des sinusoïdes, élaborent simultanément rampes et créneaux au sein d'un oscillateur de relaxation. Leur souplesse découle de la diversité des formes d'ondes qu'on peut en dériver et de l'éventail des fréquences accessibles : de quelques millièmes de hertz à plusieurs mégahertz. La facilité d'une modulation en fréquence, ou vobulation, élargit encore le champ des applications.

L'appareil que nous proposons à nos lecteurs de construire couvre, en six gammes, de 0,02 Hz à 2 MHz. Les réglages de symétrie et d'offset donnent accès à de multiples variantes des trois formes d'ondes fondamentales. Une entrée VCO, autorisant la vobulation jusqu'au rapport 1 000 en fréquence, satisfiera ceux qu'intéresse le relevé automatique des courbes de réponse.

Construire un appareil de mesure de

qualité, travail certes passionnant, ne constitue pas une fin en soi. Aussi bien prolongerons-nous l'étude théorique et pratique du générateur RR2M par quelques compléments sur ses utilisations les plus originales, les applications classiques étant supposées bien connues de nos lecteurs.

L'INDISPENSABLE CAHIER DES CHARGES

D'emblée, décidons d'écarter les sem-

piternels circuits monolithiques de la catégorie Intersil 8038 ou Exar 2206. Ces vétérans, s'ils ont connu leur heure de gloire, pleinement justifiée d'ailleurs par l'état des techniques et une grande facilité de mise en œuvre, souffrent cruellement de leurs limitations en fréquence autant qu'en vitesse de balayage (slew-rate). Franchi le cap des 200 kHz, le délabrement des signaux confine à l'intolérable. Conformément aux tendances actuelles, nous associerons composants discrets, circuits intégrés logiques et circuits analogiques pour une optimisation des performances et des coûts.

LA PLAGE DES FREQUENCES

La notion de basse fréquence, primitivement cernée par les frontières du domaine audible, s'élargit considérablement. Vers le haut, nombre d'investigations imposent d'atteindre le mégahertz. A l'autre extrémité, les mesures sur les servo-mécanismes font appel aux fréquences très basses : quelques centièmes, voire quelques millièmes d'hertz.

Il ne faut pas, pour autant, perdre de vue l'importance des circuits de sonorisation, qui travaillent entre 20 Hz et 20 kHz. Ces fréquences déterminent logiquement des limites de gammes, dont les autres deviennent alors des multiples. Ainsi, la borne supérieure 1 MHz grimpe-t-elle à 2 MHz non par caprice mais par commodité.

LES FORMES D'ONDES

Comme la suite le précisera bientôt, rampes et créneaux naissent indissociablement liés au sein de l'oscillateur. Ils constituent d'ailleurs, et nous y insisterons dans le volet final de cet article, les plus riches outils d'investigation. Une mise en forme des triangles conduit, assez facilement sinon parfaitement (taux de distorsion de l'ordre de 0,5 à 1 %) aux sinusoïdes.

Le principe de construction des rampes et des créneaux, fondé sur les charges et les décharges alternées de condensateurs, à intensités constantes, confère la plus grande liberté aux modifications de rapport cyclique. Un réglage dit "de symétrie" donne alors les rampes à croissance lente et

SINUS - CARRE - TRIANGLE

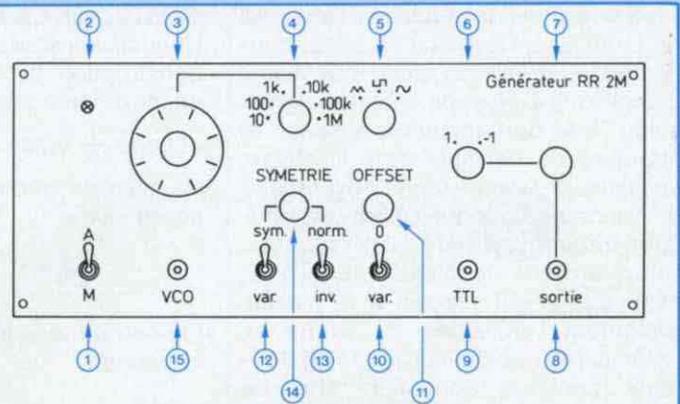
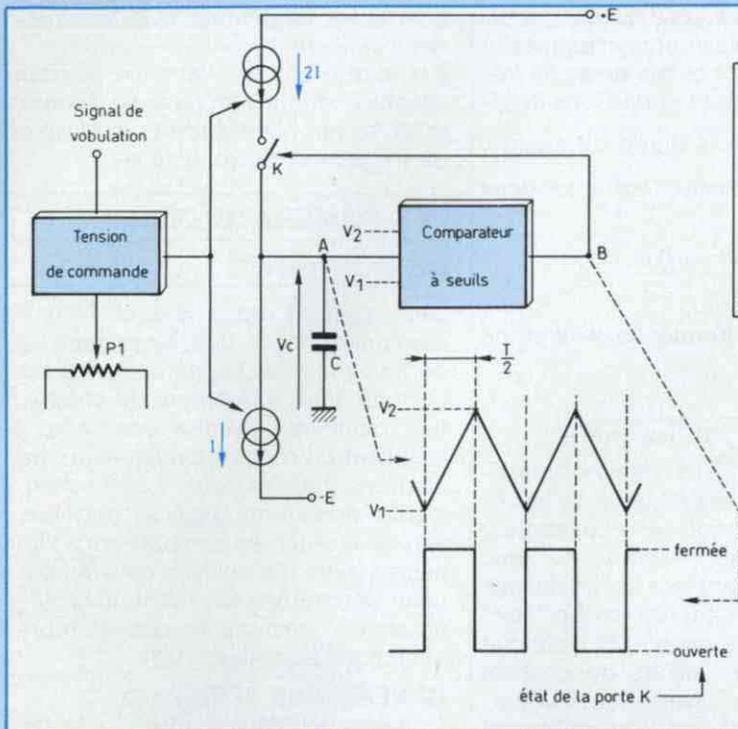


Fig. 1 : Identification des commandes entrées et sorties, sur la façade.

Fig. 2 : Principe de l'élaboration simultanée des créneaux et des rampes.

retour rapide (dents de scie) et les impulsions brèves, séparées par des périodes d'itération relativement grandes. Par une commande d'inversion des polarités, on passera aux rampes décroissantes et aux impulsions négatives.

TENSIONS ET IMPEDANCES

Sortir sur une impédance de 600 Ω perd sa justification sitôt qu'on s'écarte du domaine "audio" et de la mesure normalisée des puissances en dBm (référence 0 dBm à 1 mW et lecture sur un multimètre). Une impédance de 50 Ω , par contre, favorise la montée en fréquence, la transmission fidèle d'échelons rapides et l'adaptation à des câbles coaxiaux.

Conformément à l'usage, nous adopterons aussi une amplitude maximale de 20 volts crête-à-crête, à vide, donc de 10 volts crête-à-crête sur charge adaptée. Une commande d'offset, c'est-à-dire un réglage de tension continue moyenne superposée à la composante alternative du signal, autorise des variations dans les mêmes limites : ± 10 volts à vide (sortie ouverte) et ± 5 volts sur 50 ohms ;

elle est neutralisable, pour un centrage automatique autour de la masse.

CARACTERISTIQUES ET PRESENTATION DU RR2M

Regroupant les caractéristiques essentielles du générateur, le tableau I se dispense pratiquement de commentaires. On notera simplement que les taux de distorsion annoncés en régime sinusoïdal, ne peuvent être atteints avec certitude que si les ajustages du conformateur sont effectués avec l'assistance d'un distorsiomètre. Les références de la figure 1, qui correspondent à la nomenclature ci-dessous, identifient les diverses commandes, entrées et sorties, de la façade.

1. Interrupteur général de mise sous tension.
2. Voyant de mise sous tension.
3. Vernier de réglage de la fréquence.
4. Commutateur de sélection des gammes.

5. Sélection des formes d'ondes principales.
6. Atténuation par décades de l'amplitude de sortie (1/1 ou 1/10).
7. Atténuation fine de l'amplitude de sortie.
8. Sortie principale (impédance : 50 Ω).
9. Sortie TTL.
10. Inverseur d'offset nul ou variable.
11. Commande de la tension d'offset, active en position "variable" de 10.
12. Sélection de signaux de sortie symétriques ou à rapport cyclique variable.
13. Inversion du rapport cyclique.
14. Réglage du rapport cyclique, de 1/1 à 20/1 environ.
15. Entrée de la tension de vobulation.

PRINCIPE

DE FONCTIONNEMENT

DE L'OSCILLATEUR

TRIANGLES/RECTANGLES

Au cœur de tout générateur de fonctions bat l'oscillateur qui élabore, indissociablement dépendants l'un de

GENERATEUR DE FONCTIONS

l'autre, le signal triangulaire et le signal rectangulaire. Quelle qu'en soit la configuration détaillée, plus ou moins complexe et plus ou moins soignée selon les performances visées, la structure de principe reste la même. La figure 2 l'illustre dans l'hypothèse de signaux temporellement symétriques (rapport cyclique 1/1).

Deux tensions continues +E et -E, symétriques par rapport à la masse, alimentent l'ensemble du circuit et, notamment, deux générateurs de courants continus dont l'un **absorbe** l'intensité I, tandis que l'autre **délivre** l'intensité double 2I. Deux situations se succèdent en alternance :

- Dans la première, l'interrupteur K est fermé. La conservation de courant au nœud A (loi de Kirchoff) implique qu'une intensité I charge le condensateur C, les entrées des étages suivants offrant une impédance supposée infinie. La tension v_c croît alors linéairement en fonction du temps t :

$$v_c = \frac{1}{C} t$$

- Au cours du deuxième état, la porte K s'ouvre. Seul subsiste, au nœud A, le courant absorbé I qui décharge linéairement le condensateur avec, en valeur absolue, la même pente que précédemment.

Aux bornes de C, on dispose ainsi d'une succession de rampes linéaires alternativement croissantes et décroissantes, donc d'un signal triangulaire, symétrique. Appliquée à un comparateur à seuils inférieur v_1 et supérieur v_2 , la tension v_c en commande les basculements. La sortie du comparateur (point B) transite de son état haut vers son état bas lorsque v_c , en augmentant, atteint la valeur v_2 ; elle retourne à l'état haut lorsque v_c , en diminuant, atteint le seuil inférieur v_1 .

A la sortie du comparateur, on recueille ainsi des créneaux synchrones des triangles (diagrammes de la figure 2). Ces créneaux commandent les ouvertures (état bas) et les fermetures (état haut) de la porte électronique K. Ainsi bouclé, le système oscille.

CALCUL DE LA FREQUENCE

Une fois les seuils v_1 et v_2 imposés par construction du comparateur, la fréquence dépend de I et de C. La demi-période $\frac{T}{2}$ égale la durée de charge, ou celle de décharge, entre les deux seuils, soit :

$$\frac{T}{2} = \frac{(v_2 - v_1) C}{I}$$

On en déduit la fréquence, inverse de la période :

$$F = \frac{1}{T} = \frac{1}{2C (v_2 - v_1)}$$

Dès maintenant, des valeurs numériques éclaireront le problème. La structure adoptée pour le comparateur impose, d'entrée, l'écart $v_2 - v_1$ des seuils, typiquement très voisin du volt. La relation précédente laisse alors théoriquement le choix, pour chaque fréquence, d'une infinité de couples I, C. En pratique, diverses considérations limitent les valeurs réellement possibles. Ainsi, en raison de leurs courants de fuite, les condensateurs électrolytiques doivent être écartés au profit de modèles à diélectrique plastique, ce qui rend difficile de dépasser $1 \mu F$, même pour la gamme la plus lente : pour des raisons d'encombrement, on s'en tiendra même à 470 nF. $AF = 0,02$ Hz, fréquence la plus basse, on trouve alors :

$$I = 2FC (v_2 - v_1)$$

$$I = 0,04 \times 470 \cdot 10^{-9} \times 1 \# 20 \cdot 10^{-9} A$$

soit environ 20 nA ! On devine que l'obtention d'une intensité aussi faible, jointe à la nécessité de maintenir un rapport 2 entre les courants de charge et de décharge, n'ira pas sans problèmes. Mais qu'on se rassure : ils sont solubles, et résolus...

COMMANDE DE LA FREQUENCE PAR UNE TENSION

Le synoptique partiel de la figure 2 montre que les générateurs de courants I et 2I sont asservis à une source de tension, elle-même réglable par deux moyens :

- à partir d'un potentiomètre P1 : c'est le vernier manuel, muni d'un cadran

gradué en fréquence, et référencé 3 dans la figure 1 ;

- à partir d'une éventuelle tension variable externe, introduite sur l'entrée, VCO, et qui commande la modulation de fréquence, ou modulation.

LES GENERATEURS DE COURANTS

Des sources de courants I et 2I dépendent, pour une large part, les performances de l'appareil : excursion en fréquence à l'intérieur de chacune des gammes, linéarité des rampes, maintien du rapport cyclique aux fréquences basses, etc. Leur schéma mérite donc une analyse attentive ; afin de faciliter les comparaisons ultérieures avec les dessins de synthèse, nous adopterons les références définitives de composants, dès les représentations partielles.

GENERATEUR 2I (figure 3)

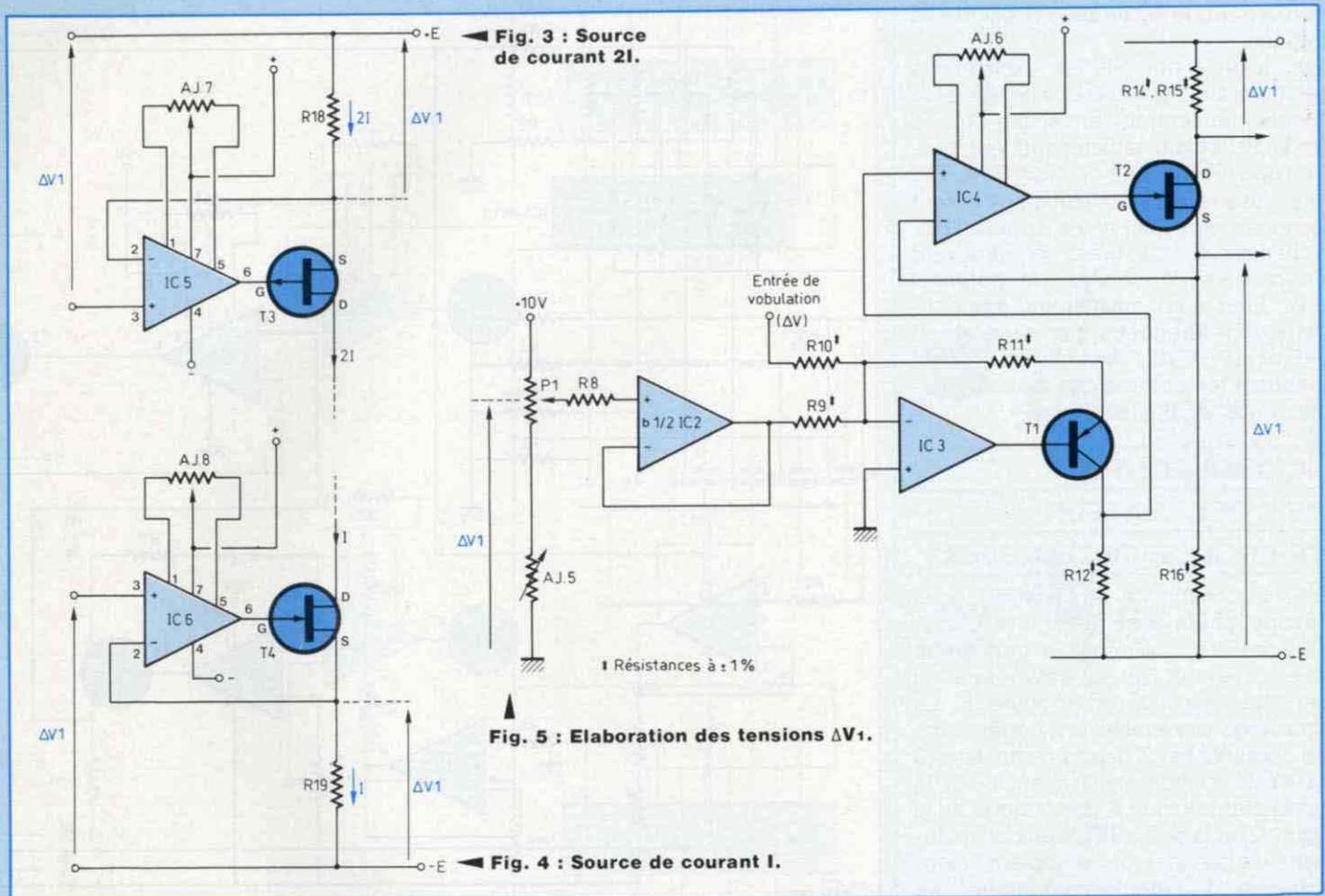
Convenablement alimenté sur ses broches 7 et 4 (nous y reviendrons), l'amplificateur opérationnel CI5 reçoit, **entre son entrée non inverseuse et le pôle +E de l'alimentation**, une différence de potentiel continue ΔV_1 . Avec un amplificateur parfait (gain statique infini en boucle ouverte, pas d'offset), l'entrée inverseuse et, par suite, la source du FET T3 qui lui est reliée, se retrouvent exactement au potentiel de l'entrée "+". La résistance R18 voit ainsi la différence de potentiel ΔV_1 qui y fait circuler le courant :

$$2I = \frac{\Delta V_1}{R18}$$

Le FET T3, à canal P, ne consomme aucun courant par sa grille G (au maximum, quelques dizaines de pA) : l'intensité 2I qui y entre par sa source S, en ressort donc intégralement par le drain D. T3 constitue la source de courant 2I de la figure 2.

L'exigence de gain infini peut être jugée suffisamment approchée pour l'amplificateur opérationnel LF 355 choisi ($A \geq 50\ 000$) ; il n'en va pas de même pour la tension d'offset, qui peut

SINUS - CARRE - TRIANGLE



atteindre 2 mV en entrée. En effet, nous verrons qu'aux fréquences les plus basses, ΔV_1 descend à 10 mV, vis-à-vis desquels les 2 mV introduisent une erreur possible de 20 %, inacceptable. On la compense sur les broches "balance" 1 et 5 de l'amplificateur opérationnel, à l'aide de l'ajustable AJ7.

DU GENERATEUR 2I AU GENERATEUR I

La configuration de la "source" (en fait, elle absorbe) de courant I (figure 4), ressemble à la précédente. La même différence de potentiel ΔV_1 s'applique, cette fois, entre l'entrée non inverseuse de IC6 et le pôle -E de l'alimentation. On la retrouve aux bornes de R19 où circule, ainsi que dans la source et dans le drain du FET T4 à canal N, l'intensité :

$$I = \frac{\Delta V_1}{R_{19}}$$

sous réserve, naturellement, que $R_{19} = 2R_{18}$: nous utiliserons des résistances à 1 % pour garantir ce rapport avec une précision suffisante. Là encore, une compensation d'offset s'impose : c'est le rôle de la résistance ajustable AJ8.

ELABORATION DES TENSIONS ΔV_1
Egales, les différences de potentiel ΔV_1 des figures 3 et 4 ne sont pas référencées par rapport au même niveau. Elles doivent cependant provenir du même potentiomètre P1, organe de réglage manuel de la fréquence. Le montage de la figure 5 résout la difficulté.

Au curseur de P1 apparaît une tension réglable de +10 mV (résistance talon

AJ5) à +10 V, que le suiveur IC2 reproduit sur sa sortie, à faible impédance. Dans un premier temps, examinons le fonctionnement de l'étage IC3, T1, en l'absence de tension externe sur l'entrée de vobulation : R10, alors, n'intervient pas. L'entrée inverseuse de IC3 constitue une masse virtuelle et les mêmes intensités traversent R9, R11 et R12, toutes connues à 1 % près. Aux bornes de R12 on retrouve ΔV_1 , puisque $R_9 = R_{12}$. En présence d'une tension de vobulation variable ΔV , positive et partant de zéro, IC3 et les résistances qui l'entourent se comportent comme un sommateur à gain unitaire. Aux bornes de R12, on dispose maintenant de la différence de potentiel $\Delta V_1 + \Delta V$, dont le premier terme détermine la fréquence basse de départ de la vobula-

GENERATEUR DE FONCTIONS

tion alors que le deuxième en fixe la largeur.

Lorsqu'on a compris les explications relatives aux figures 3 et 4, le rôle et le fonctionnement de l'ensemble CI4, T2 apparaissent immédiatement. Aux bornes des résistances de drain R14, R15 (les raisons du dédoublement seront données plus loin) et de source R16, appariées à 1 % près, se retrouvent encore les différences de potentiel ΔV_1 . Elles sont, maintenant, respectivement référencées par rapport au +E et au -E de l'alimentation et commandent les entrées des circuits illustrés dans les figures 3 et 4.

SCHEMA COMPLET DE L'OSCILLATEUR TRIANGLES/RECTANGLES

Pour la commodité de l'analyse, nous l'avons réparti entre les figures 6 et 7. La première, qui décrit le générateur des tensions ΔV_1 , développe le schéma simplifié de la figure 5. La deuxième rassemble les générateurs de courants I et 2I (figures simplifiées 3 et 4), le comparateur à seuils et la porte électronique K (synoptique de la figure 2) et la sortie TTL. Les commutations de gammes qui associent l'électronique à l'électromécanique, se répartissent entre les deux figures.

Si, théoriquement, une unique tension de 10 V suffit à alimenter le vernier de fréquence P1, comme indiqué sur la figure 5, la pratique se montre plus exigeante. En effet, à chaque gamme de fréquences correspond une capacité différente du condensateur de temporisation C de la figure 2. Sauf à choisir ces condensateurs au sein d'une production définie à 1 %, difficile à trouver et nécessairement coûteuse, et à la condition supplémentaire de compenser les capacités parasites sur la gamme supérieure, on rencontrera des écarts de $\pm 10\%$ (série MKT ou MKH).

On ne peut alors, pour l'ensemble des gammes, rétablir la coïncidence des échelles sur le cadran du vernier qu'en jouant sur la tension de référence

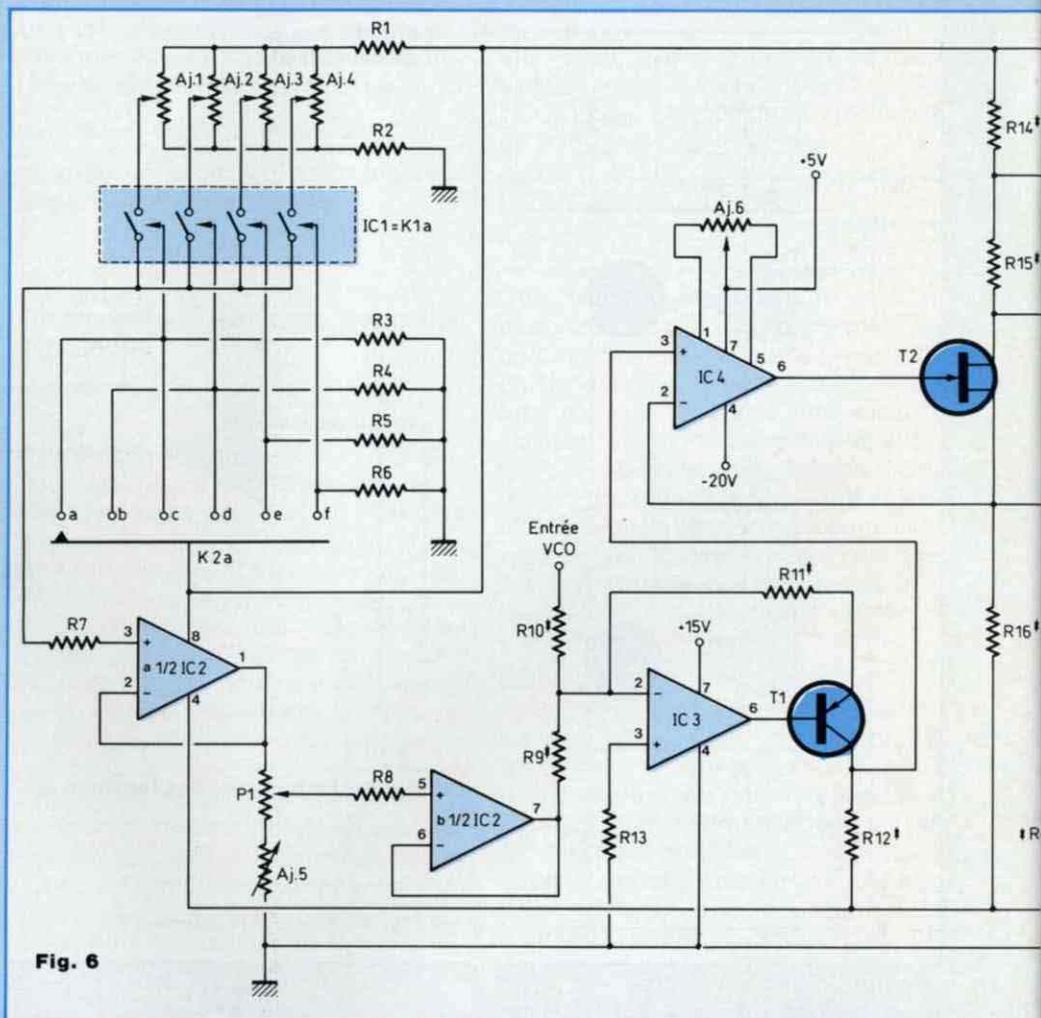


Fig. 6

appliquée à P1 : il faut une valeur, ajustable, pour chaque gamme. En fait d'ailleurs, 4 valeurs suffisent, qui correspondent aux 4 condensateurs commutés sur les 6 gammes, grâce à une intervention au niveau des générateurs de courants. On évite ainsi les condensateurs de trop faible ou de trop forte capacité, les valeurs extrêmes se limitant à 470 nF et 470 pF (rapport 1 000 au lieu de 100 000). Le commutateur K1a, électronique puisqu'il s'agit de portes analogiques CMOS, reçoit sur les diverses entrées de commande, soit un potentiel nul (R3, R4, R5 ou R6 ramenées à la masse), soit une tension continue de +15 V, aiguillée par la section K2a du commutateur électromécanique K2 à 6

positions. Il sélectionne alors :

- dans les positions a et c de K2a, l'ajustable AJ1 ;
- dans les positions b et d, l'ajustable AJ2 ;
- dans les positions e et f, les ajustables AJ3 et AJ4, respectivement.

Les tensions aux curseurs de ces différentes résistances, séparément réglables pour compenser les écarts de capacités des condensateurs C1 à C4 (figure 7), mais néanmoins toutes voisines de +10 V, sont recopiées à basse impédance sur la sortie de l'amplificateur opérationnel CI2a et appliquées au vernier de fréquence P1. L'ajustable AJ5, connecté en talon vers la masse, détermine la valeur minimale du potentiel au curseur

SINUS - CARRE - TRIANGLE

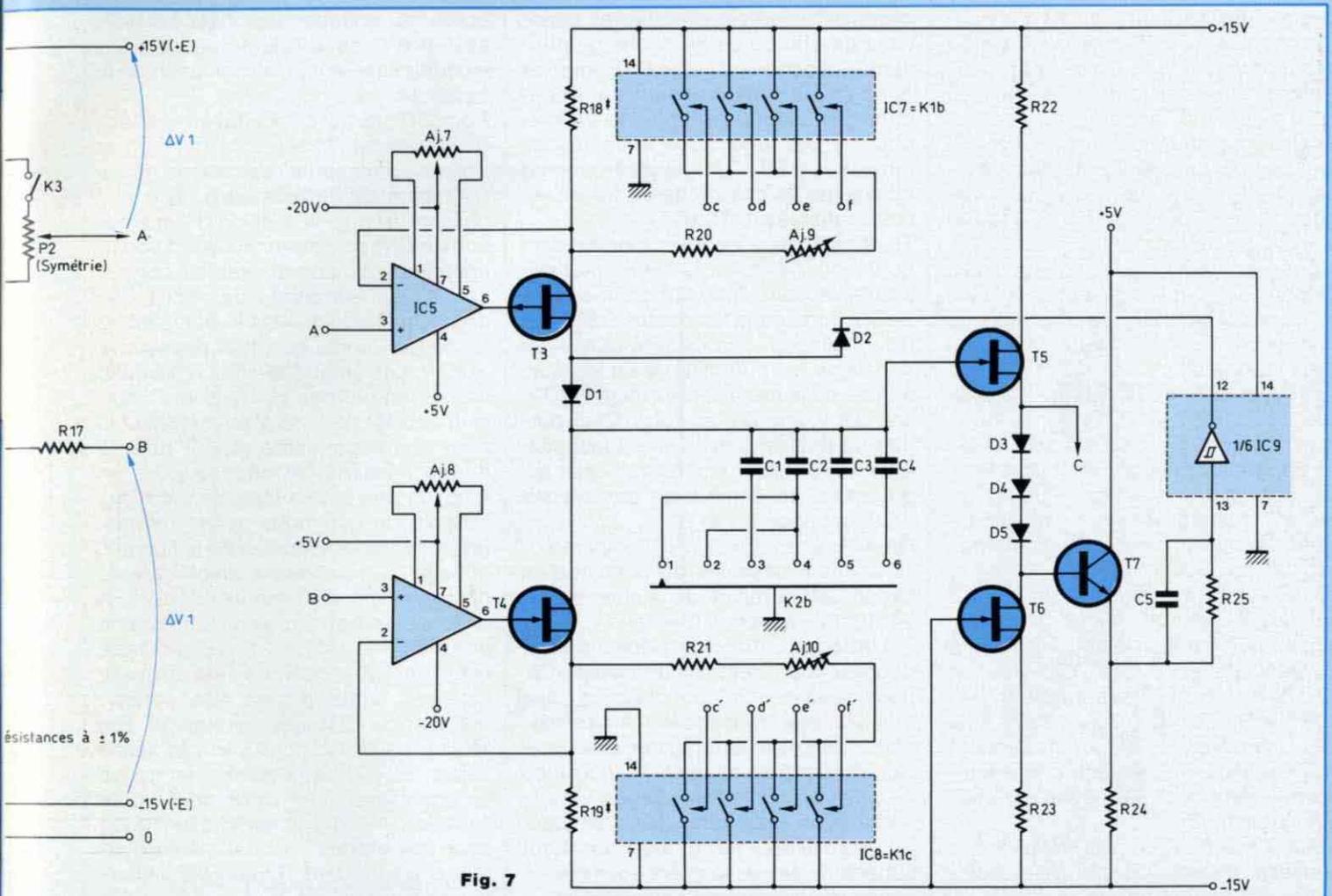


Fig. 7

de P1, donc l'excursion en fréquence sur chaque gamme : elle doit atteindre un rapport 1 000.

On connaît le reste (se reporter à l'analyse de la figure 5) sauf pour ce qui concerne l'ensemble des composants R14, R15, P2 et K3. Supposons, d'abord, K3 ouvert. Avec une précision de 1 %, le montage respecte la condition :

$$R14 + R15 = R16$$

et fonctionne dans les conditions illustrées à la figure 5, avec les mêmes tensions de commande ΔV_1 . Charges et décharges du condensateur de temporisation durent le même temps et l'oscillateur élabore des triangles et des créneaux temporellement symétriques. C'est la position "SYM" de

l'inverseur référencé 12 en figure 1. Fermons maintenant K3 : P2 prélève, à partir du drain de T2, une fraction de ΔV_1 , pour commander la source de courant supérieure de la figure 2. Les charges du condensateur de temporisation C en service s'en trouvent plus ou moins ralenties et les montées des rampes durent plus longtemps que leurs descentes. Le potentiomètre P2 ajuste donc la symétrie des signaux, dans ce mode de fonctionnement. On retrouve évidemment ce réglage sur les créneaux et sur les "sinusoïdes"... qui n'en sont plus !

Passons à la figure 7 maintenant. Avec elle, apparaissent essentiellement les deux générateurs pour les courants I et 2I, le comparateur à seuils et le dis-

positif de commutation alternée des charges et décharges du condensateur C de la figure 2.

L'ensemble CI5, T3 constitue la source de courant 2I déjà vue lors de l'analyse de la figure 3, tandis que le couple CI6, T4, étudié en figure 4, délivre l'intensité I. Pour que chaque sortie, c'est-à-dire les sources des transistors à effet de champ T3 et T4, recopie parfaitement le potentiel de l'entrée non inverseuse correspondante (points A et B de la figure 7), il importe de compenser l'offset en tension des amplificateurs opérationnels ; c'est le rôle attribué aux résistances ajustables AJ7 et AJ8, connectées sur les bornes de compensation 1 et 5 des LF 355.

GENERATEUR DE FONCTIONS

Le potentiel de source de T3 doit pouvoir monter à +15 V et celui de T4 descendre à -15 V. On ne peut y parvenir qu'en alimentant C15 à partir du +20 V et C16 à partir du -20 V. Comme ces amplificateurs ne supportent pas plus de 36 V entre leurs bornes 4 et 7, ceci explique que C15 retourne à -5 V par sa borne 4 et C16 à +5 V par sa borne 7.

4 condensateurs seulement, C1 à C4, déterminent, par leur sélection à l'aide du commutateur K2b, les 6 gammes de fréquence du générateur ainsi que nous l'avons dit plus haut. On s'en tire en jouant sur les plages de réglage des intensités I et 2I. Dans les positions 1 et 2 de K2b, seules sont mises en service les résistances R18 et R19, de très fortes valeurs : 250 k Ω et 500 k Ω respectivement. On charge alors C1, ou C2, par des courants très faibles, puisque I varie de 20 nA à 20 μ A. Par contre, dans les positions 3 à 6 incluses de K2b, les portes analogiques C17 (section électronique K1b du commutateur K1) et C18 (section K1c de K1) mettent en parallèle R20 et AJ9 sur R18 et R21 et AJ10 sur R19. Les intensités I et 2I deviennent 100 fois plus élevées que précédemment, variant de 2 μ A à 2 mA sur chaque gamme.

Naturellement, il devient alors indispensable de tenir compte de la résistance de chaque porte analogique ; pour divers échantillons de circuits CD 4066, cette résistance peut varier de 80 à 280 Ω et cette dispersion est compensée par AJ9 pour C17 et AJ10 pour C18. On remarquera, par contre, que cette compensation reste la même sur toutes les portes d'un même circuit intégré. En effet, la dispersion reste alors de l'ordre de 10 Ω au maximum, donc négligeable vis-à-vis des résistances connectées en série. Nous reviendrons, plus loin, sur les problèmes que posent la commande des portes K1b et K1c.

PRELEVEMENT DES TRIANGLES ET COMPAREUR

Aux bornes des condensateurs C1 à C4, on dispose des triangles sous une

impédance élevée, puisque les intensités de charge ou de décharge peuvent descendre à 20 nA. Il importe donc de les récupérer sous une impédance beaucoup plus grande encore, pour ne pas affecter la linéarité des rampes. Le FET T5, utilisé en source commune, se charge de ce travail, en association avec T6 et T7.

T6, fonctionnant en source de courant constant, fait circuler une intensité invariable dans l'espace drain-source de T5, donc dans les diodes D3, D4 et D5. Celles-ci introduisent alors un décalage de potentiel voisin de 2 V, auquel s'ajoute la tension V_{BE} de T7, soit 2,6 V environ, au total. Ceci permet de réaliser une bonne adaptation entre les seuils du comparateur et les potentiels de commande des diodes de découpage D1 et D2.

On utilise en guise de comparateur l'une des 6 bascules de Schmitt d'un circuit CMOS rapide de la série HC, le 74 HC 14, référencé IC9 dans la figure 7. L'attaque s'effectue à travers R26, doublée d'un petit condensateur C5, pour favoriser la transmission des triangles aux fréquences les plus élevées. Une telle précaution évite que l'amplitude des signaux triangulaires au point C, finalement dirigés vers la sortie, mais aussi vers le conformateur de sinusoïdes, ne croisse en bout supérieur de la dernière gamme, à cause des retards de commutation.

Alimenté, entre la masse et le +5 V, C19 délivre des crêteaux qui évoluent dans cette même fourchette, sur la borne 12. Leurs paliers hauts bloquent D2 et laissent D1 conduire : ils correspondent aux charges des condensateurs de temporisation. Pendant les paliers bas au contraire, D2 conduit et amène le potentiel d'anode de D1 au-dessous de son potentiel de cathode, bloquant ainsi cette diode : seul subsiste, alors, l'intensité de décharge absorbée par T4.

COMMANDE DES PORTES C17 ET C18

Chaque porte d'un circuit CD 4066, ouverte (entrée isolée de la sortie) lorsque l'électrode de commande est

portée au potentiel V_{SS} de la borne 7, se ferme lorsque l'électrode de commande passe à V_{DD} , alimentation de la borne 14.

Pour C17, cette commutation s'effectue aisément. Mises à la masse par l'intermédiaire des résistances R3 à R6 (figure 6), les bornes c, d, e et f passent à +15 V, tension d'alimentation de C17, par l'intermédiaire du commutateur K2a. Les choses se compliquent pour les portes du circuit C18, pour lequel V_{DD} devient le potentiel de la masse, tandis que V_{SS} descend à -15 V. Les électrodes de commande, maintenant notées c', d', e' et f', doivent évoluer de -15 V pour bloquer la porte correspondante, à 0 V pour la rendre passante et ceci toujours en fonction des ordres injectés par K2a.

La solution que nous avons retenue fait appel au transposeur de la figure 8, construit autour des 4 amplificateurs opérationnels d'un circuit LM 324. A chaque entrée c, d, e, f, correspond une sortie c', d', e', f'. Le montage répétant 4 sections identiques, l'analyse d'une d'entre elle suffira : optons pour C10a, en remarquant que toutes les résistances y ont la même valeur (33 k Ω). Si le point c se trouve au potentiel 0, il en va de même pour l'entrée "+" de l'amplificateur, donc pour son entrée "-". Le même courant circulant dans R28 et R29, la sortie c' passe à -15 V.

Maintenant, portons c à +15 V. L'entrée "+" de l'amplificateur et son entrée "-" par voie de conséquence, montent à +7,5 V. Comme précédemment, la même intensité, traversant R28 et R29, y développe la même chute de tension et la sortie c' transite à 0 V.

En résumé, par le montage de la figure 8, on transpose de -15 V les tensions de commande de C17, ce qui les rend aptes à actionner les portes de C18.

SORTIE TTL ET SORTIE "RECTANGLES"

Alimentés sous 5 V, les triggers de C19 délivrent des crêteaux inscrits entre 0 et 5 V, donc directement satisfaisants pour une sortie dite TTL. On évite tou-

SINUS - CARRE - TRIANGLE

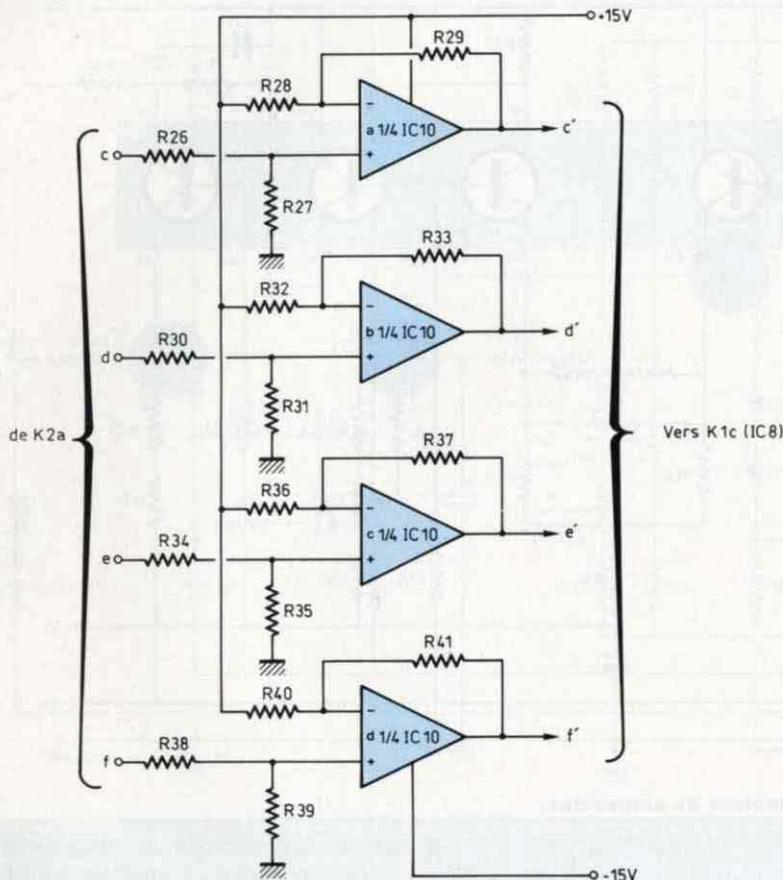


Fig. 8 : Commande des portes K1c.

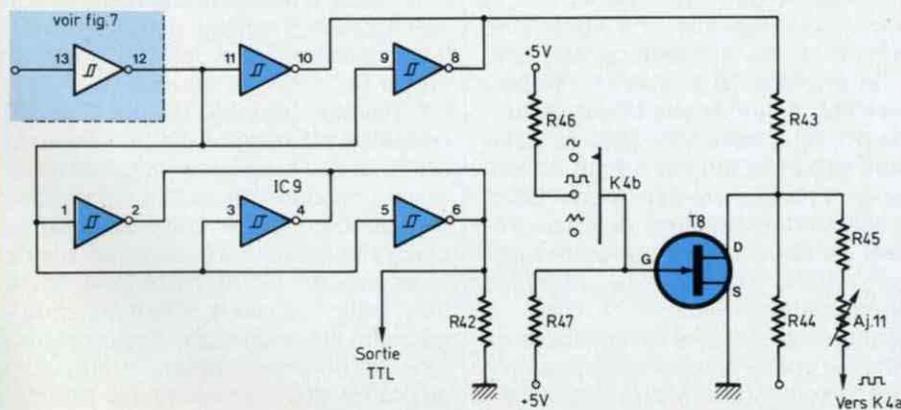


Fig. 9 : Sortie TTL et prélèvement des rectangles.

tefois d'exploiter la sortie 12 de la figure 7, ce qui pourrait perturber les commutations de D1 et D2. Les signaux sont donc repris à travers 3 autres triggers (entrées 1, 3, 5 et sorties 2, 4, 6), montés en parallèle pour accroître la sortance, comme le montre la figure 9. La résistance de sortie R42, théoriquement inutile (voire même nuisible puisqu'elle consomme un peu de courant), réduit les dépassements sur les transitoires, dans le cas de charges d'impédance plus ou moins complexe.

Sinusoïdes, triangles ou rectangles de la sortie principale doivent en permanence coexister avec les créneaux TTL puisque, sur la façade, on en dispose à travers 2 bornes distinctes (8 et 9 de la figure 1). Il faut alors craindre des couplages capacitifs qui, injectant une fraction de transitoires dans les sinusoïdes et dans les triangles, affectent la pureté de leurs sommets. Une implantation bien choisie des composants sur le circuit et l'emploi d'un câble coaxial pour relier CI9 à la BNC de sortie TTL, réduisent ces défauts au-dessous du seuil perceptible.

Le cas des créneaux de la sortie principale exige plus d'attention, pour plusieurs raisons. La figure 9 montre qu'on les prélève sur les broches 8 et 10 de CI9, ce qui oblige, dans un premier temps, à les recentrer autour du potentiel de la masse. C'est le rôle de l'ensemble R43 R44, dont le pied rejoint le -15 V. Il faut, ensuite, réduire leur amplitude à la valeur de celle des sinusoïdes et des triangles, avant traitement par l'amplificateur final : R45 et AJ11 s'en chargent, car ils constituent un diviseur, ajustable, avec le potentiomètre P (qu'on retrouvera en figure 9).

Il reste à résoudre le problème le plus délicat, celui du couplage entre les créneaux et les autres signaux ; il se manifeste de façon d'autant plus critique que tous empruntent des trajets nécessairement voisins et qui convergent sur le commutateur Ka de sélection des formes d'ondes. Or, ces signaux ne sont jamais exploités simul-

GENERATEUR DE FONCTIONS

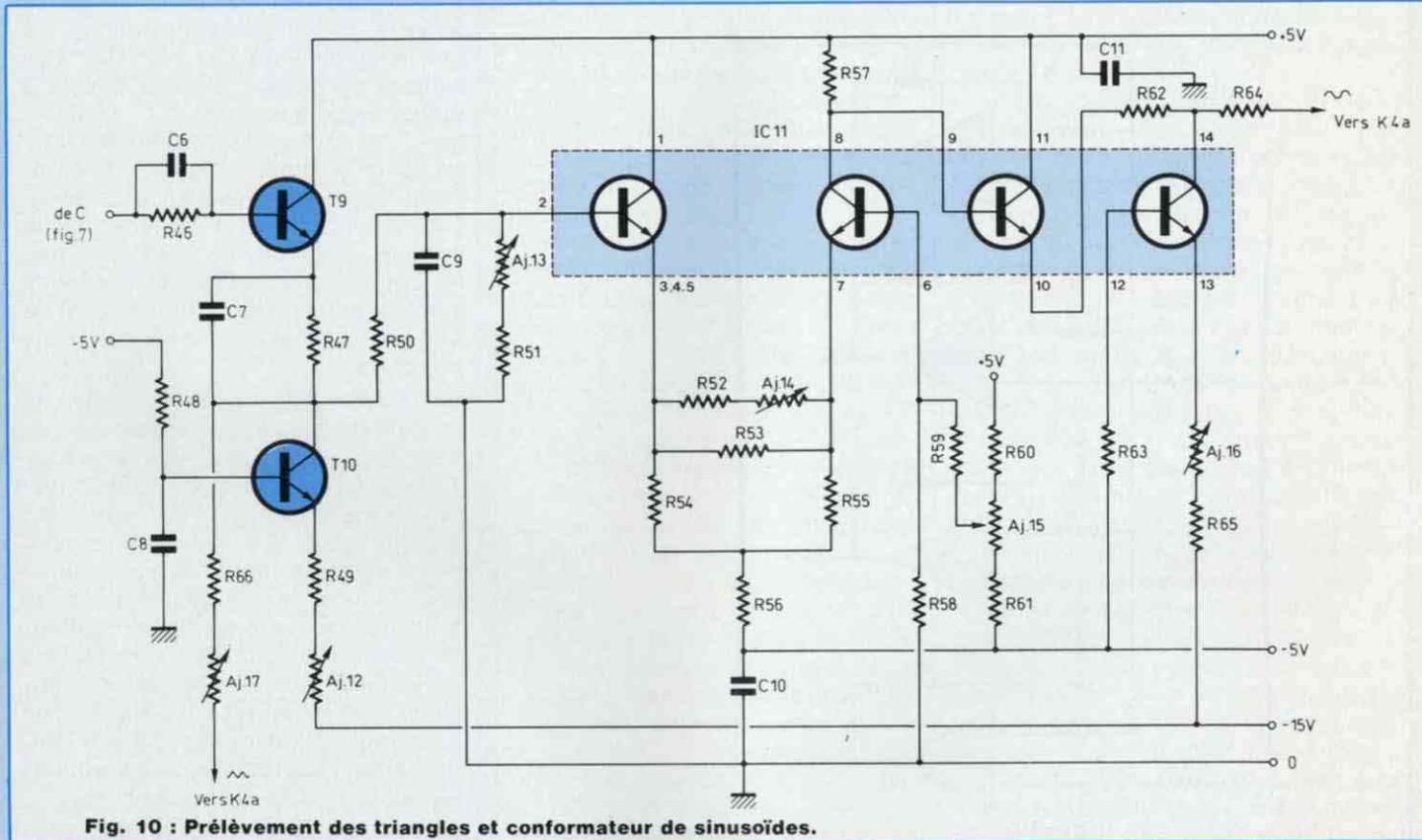


Fig. 10 : Prélèvement des triangles et conformateur de sinusoides.

tanément. Pourquoi, alors, ne pas supprimer les crêteaux dès la source, dans les positions "sinusoides" et "triangles"? Nous avons mis cette idée en pratique à l'aide du FET T8, utilisé en interrupteur. Lorsque Kb est fermé, le diviseur R46 R47 porte la grille de T8 au potentiel de sa source, c'est-à-dire au zéro. Le transistor se comporte comme une faible résistance et court-circuite presque totalement les crêteaux. Au contraire, lorsque Kb s'ouvre, T8, dont la grille descend à -5 V, se bloque et les crêteaux transitent vers les étages suivants par R45 et AJ11.

PRELEVEMENT DES TRIANGLES CONFORMATEUR DE SINUSOIDES

A la source du FET T5, point noté C sur

la figure 7, les triangles sortent sous impédance relativement basse, mais avec une composante continue positive. L'étage T9 T10, s'il abaisse encore l'impédance, a principalement pour but de recentrer le signal autour de la masse (figure 10). A cet effet, T10 se comporte comme une source de courant constant, ajustable par AJ12 et qui traverse T9 et R47. En réglant l'intensité, on modifie la chute de tension continue dans R47, jusqu'à obtenir un potentiel moyen nul au collecteur de T10. Les condensateurs C6 et C7 assurent la compensation aux fréquences élevées et garantissent une égale transmission des triangles jusqu'à 2 MHz.

Avant de les appliquer au sélecteur de formes d'ondes K4a, on règle l'amplitude des triangles par la résistance ajustable AJ17.

Le reste des éléments de la figure 10 constitue le conformateur de sinu-

soïde, qui exploite la caractéristique exponentielle d'un amplificateur différentiel à transistors bipolaires. Ce sont ici deux transistors du réseau C11 (circuit CA 3086) qui jouent ce rôle, avec l'avantage d'un bon appariement et, surtout, d'une bonne compensation des dérives thermiques puisque tous les transistors sont implantés sur la même puce.

Le réseau R50, AJ13, R51 ajuste l'amplitude d'entrée à 300 mV crête-à-crête, avec une légère intégration par le petit condensateur C9. La présence de ce composant peut surprendre puisqu'il semble réduire la bande passante. En fait, compte tenu de sa très faible capacité, C9 n'agit pratiquement que sur les pointes des triangles et contribue ainsi à parfaire la régularité des sommets des sinusoides.

AJ14 en ajustant le gain différentiel de l'étage et AJ15 en réglant finement la

SINUS - CARRE - TRIANGLE

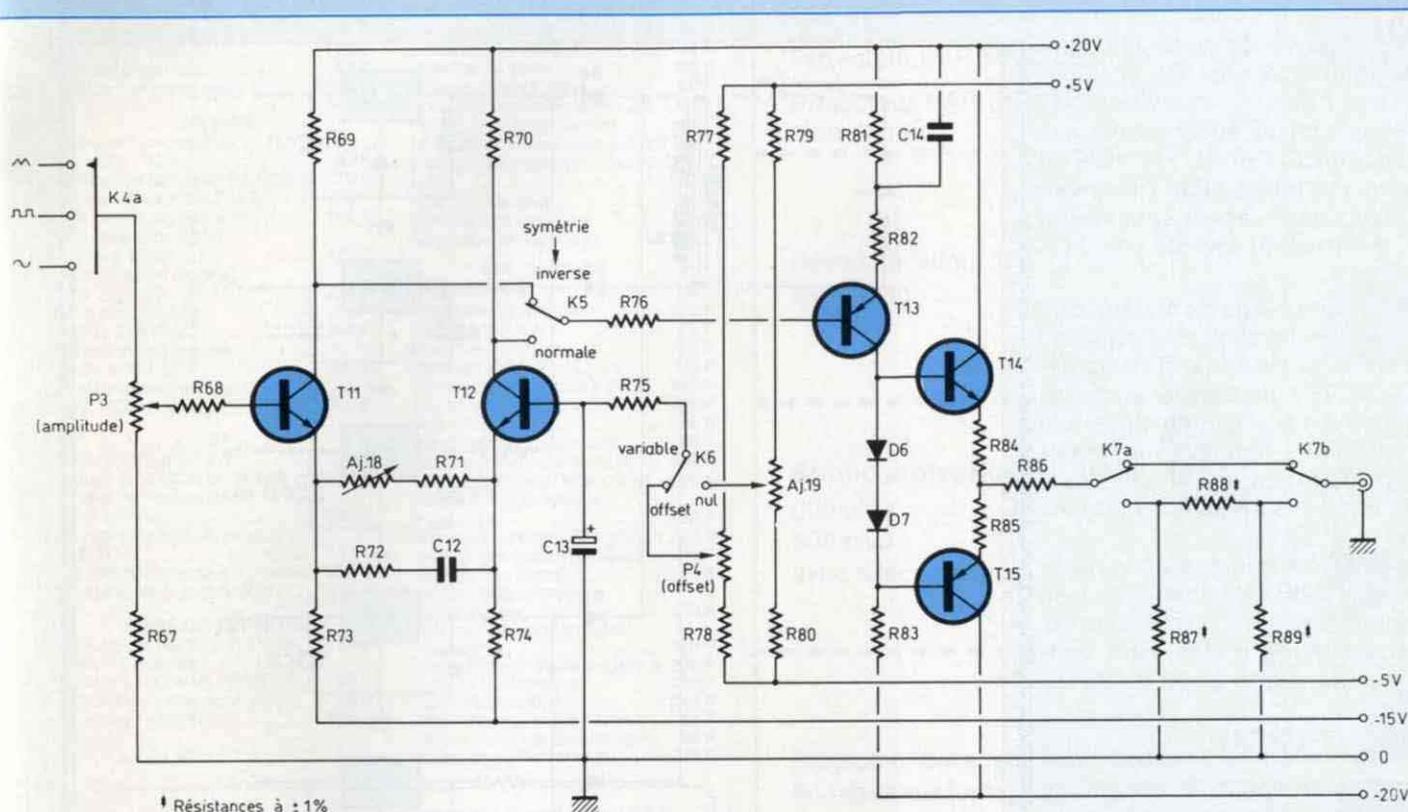


Fig. 11 : Etage de sortie.

polarisation de base du deuxième transistor, permettent de réduire au minimum le taux de distorsion qui ne dépasse pas 0,5 % à 1 000 Hz avec un réglage soigné.

Repris sur la résistance de collecteur R57, les signaux sinusoïdaux sont, à leur tour, affectés d'une composante continue positive. Le même mécanisme que pour les triangles - 2 transistors dont l'un joue le rôle d'une source de courant constant réglable par AJ16 - introduit une chute de tension aux bornes de R62.

Sur R64, on peut ramener le potentiel moyen à celui de la masse avant d'appliquer les signaux sur le sélecteur K4a.

Les sinusoïdes présentant l'amplitude la plus réduite, sur laquelle doivent s'aligner, à l'entrée de l'amplificateur final, les triangles et les rectangles, sont évidemment transmises sans réglage d'atténuation.

L'AMPLIFICATEUR DE SORTIE

S'il doit élever l'amplitude maximale des divers signaux à la valeur assignée par le cahier des charges, soit 20 V crête-à-crête en sortie ouverte, l'amplificateur final se voit aussi confier plusieurs autres tâches :

- il incorpore les deux réglages combinés de l'amplitude, continu par potentiomètre et en deux gammes séparées de 20 dB (rapport 1 ou 0,1) ;
- il fixe à 50 Ω l'impédance de sortie et ce, quelle que soit l'atténuation choisie ;
- il permet la transmission directe des signaux (déphasage nul) ou leur inversion (déphasage de 180°), ce qui correspond à l'inversion du rapport cyclique ;
- il autorise le fonctionnement à offset nul (signaux centrés sur le potentiel de

la masse) ou variable et commande le décalage de tension dans ce dernier cas.

La figure 11 détaille les moyens mis en œuvre pour l'accomplissement de ces missions. Après K4a, où les trois formes d'ondes parviennent avec la même amplitude, P3, talonné par R67, règle finement cette dernière dans un rapport légèrement supérieur à 10. Une première amplification est alors confiée à l'amplificateur différentiel T12, T11, dont AJ18, en jouant sur le couplage entre les émetteurs, ajuste le gain. Une correction pour les fréquences élevées intervient par R72 et C12.

Le potentiel continu sur la base de T12 fixe la polarisation de l'étage en agissant en sens inverse sur les points de repos de T11 et de T12. Il s'agit donc du réglage d'offset, fixe ou variable selon la position de l'inverseur K6. Dans le premier cas, AJ19 positionne

GENERATEUR DE FONCTIONS

le potentiel moyen de sortie sur zéro. Dans le deuxième cas, P4 en commande l'excursion.

Les mêmes signaux apparaissent aux collecteurs de T11 et de T12 mais en opposition de phase. Par l'inverseur K5, on sélectionne ainsi la symétrie (en fait, la dissymétrie) inverse, ou normale.

Le PNP T13 se charge de la deuxième et dernière amplification et attaque les transistors de sortie T14 et T15, en utilisant D6 et D7 pour annuler la distorsion de croisement. On remarquera la cellule de contre-réaction sur l'émetteur de T13 : grâce à C14, elle favorise, elle aussi, les fréquences les plus élevées.

Cet étage se termine enfin par l'atténuateur de 20 dB construit autour de K7 et dont la structure, jointe au choix des résistances R87, R88, R89, conserve l'impédance de sortie de 50 Ω.

L'ALIMENTATION

Représentée en figure 12, elle délivre les 6 tensions régulées, nécessaires au fonctionnement du générateur. Son organisation plus que classique, qui fait appel à des régulateurs "3 pattes", n'appelle pas de commentaires. On se reportera, le cas échéant, aux derniers articles d'initiation de M. Matoré.

Nous n'attirons l'attention que sur un point : les régulateurs CI12 et CI17 devraient être des modèles +20 V et -20 V, mais nous avons remarqué que ces valeurs étaient mal distribuées chez les détaillants. Aussi bien augmentons-nous la tension de sortie de régulateurs +18 V et -18 V en interposant les zéners DZ1 et DZ2 dans les connexions de masse. On les remplacera par des straps, si on peut trouver des régulateurs + ou -20 V.

A suivre...

René Rateau

La deuxième partie de cet article sera consacrée à la réalisation de ce générateur de fonctions.

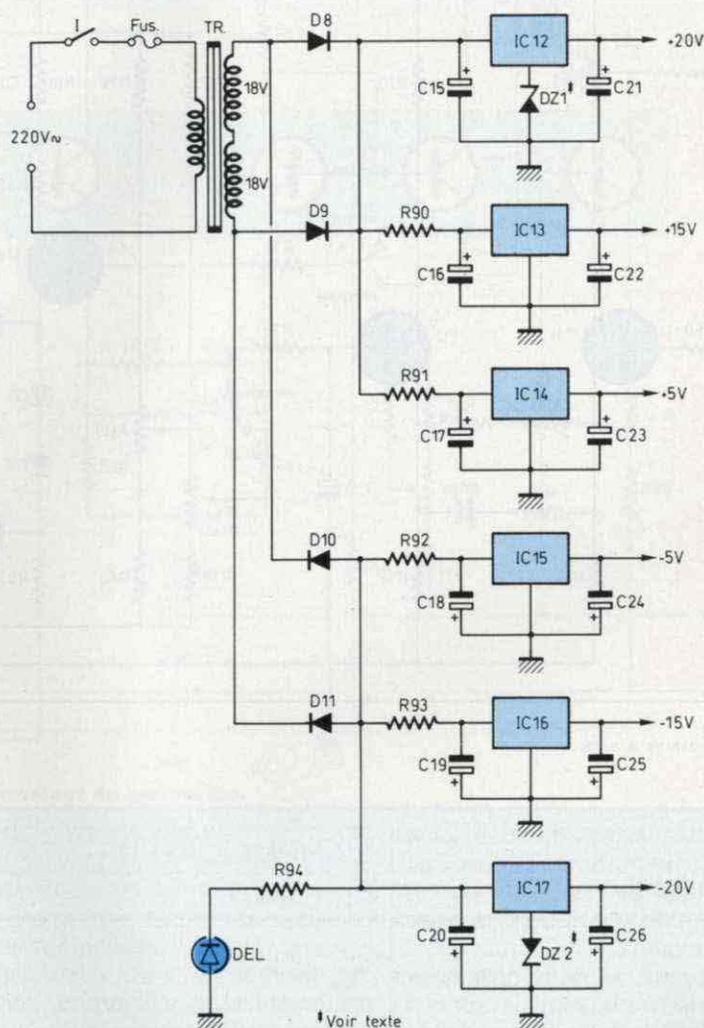
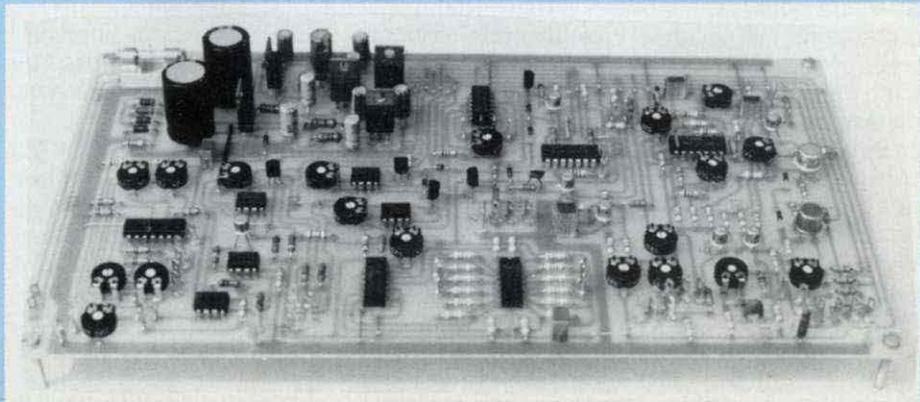


Fig. 12 : Les alimentations.



INDEX DES ANNONCEURS

BON DE COMMANDE

Pour compléter votre collection de LED
à adresser aux EDITIONS PERIODES
service abonnements

1, boulevard Ney 75018 PARIS

Je désire : n° 12 n° 15 n° 16
 n° 17 n° 18 n° 27 n° 29
 n° 30 n° 31 n° 33 n° 36
 n° 43 n° 44 n° 45 n° 46
 n° 47 n° 48 n° 49 n° 50
 n° 51 n° 58 n° 59 n° 61
 n° 62 n° 63 n° 65 n° 66
 n° 67 n° 68 n° 69 n° 70
 n° 71 n° 72 N° 73

Les numéros non mentionnés sont épuisés.

(Indiquer la quantité et cocher les cases correspondantes au numéros
désirés).

Je vous fais parvenir ci-joint le montant
de F par CCP par chèque bancaire
par mandat

22 F le numéro (frais de port compris)
32 F pour le numéro spécial n° 70

Mon nom :

Mon adresse :

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µ

Prix	Qte	Circuits non percés	Circuits percés	Total
● Badge lumineux.....		10,00 F	20,00 F	
● Ampli de sonorisation..		48,00 F	67,00 F	
● Gradateur de lumière...		22,00 F	27,00 F	
● Indicateur de tension de batterie.....		26,00 F	35,00 F	
TOTAL TTC.....				F

Frais de port et emballage..... 10 F

TOTAL A PAYER..... F

Paiement par CCP , par chèque bancaire
ou par mandat à adresser aux Editions Périodes
1, boulevard Ney 75018 Paris

NOM

PRENOM

ADRESSE

ADS, p. 52. AUDIO TOP, p. 35. ADG 2P, p. 51.
CAF, p. 2. CHELLES, p. 5. COM ELECTRONIQUE,
p. 51. DAVIS, p. 51. ELEN, p. 35. EDITIONS FRE-
QUENCES, p. 27-36-37. ELECTRON SHOP, p. 50.
ISKRA, p. 31. IMPRELEC, p. 51. K. INGENIERIE, p.
51. LRC, p. 50. MABEL, p. 49. MMP, p. 31. NICE
HIFI DIFFUSION, p. 50. PERLOR, p. 35. SVE,
p. 51.

57

INNOVE Electronique

Tous les semiconducteurs nécessaires à la réalisation
de la chambre d'écho digitale du Led n° 72,
notamment les TMS 2147 H
(RAM 4 k x 1)

INNOVE Electronique 20 AVENUE DE NANCY
57070 METZ - TEL. : 87.66.44.96

LRC 69

TOUS LES COMPOSANTS
CHOIX - QUALITE - PRIX

LYON RADIO COMPOSANTS

46, Quai Pierre Scize
69009 LYON - Tél. 78.39.69.69

63

Electron-Shop

COMPOSANTS KITS EMETTEURS - RECEPTEURS
DETECTEURS DE METAUX ANTENNES ET ACCESSOIRES
SONORISATION HP

20, 23, avenue de la République

63100 CLERMONT-FERRAND
Tél. : 73.92.73.11 / 73.90.99.93

Nice HIFI DIFFUSION

COMPOSANTS ELECTRONIQUES - CONNECTIQUE INFORMATIQUE
KITS - SONO - MESURE - OUTILLAGE - MAINTENANCE

19, rue Tonduti de l'Escarène 06000 NICE
Tél. : 93.80.50.50

06

LES BONNES ADRESSES DE LED

REALISATION DE CIRCUITS IMPRIMES



K. INGENIERIE réalise vos C.I. (étamés, percés).
30 F/dm² en simple face, 40 F/dm² en double face
Délais rapides, qualité professionnelle

Chèque à la commande - Port 15 F

KIALI INGENIERIE 3, rue de l'Abbé Carton 75014 Paris
Tél. : 45.40.78.25 +

75

COM Electronique

Fabrication de circuits imprimés.

COMPOSANTS ACTIFS ET PASSIFS
TOUS COFFRETS - KITS - OUTILLAGE - ALARMES

85, rue Liandier
13008 Marseille
Tél. 91 78 34 94

13

A.D.G.2.P. ELECTRONIQUE

Vente de composants électroniques
et micro-informatiques

327, av. de Verdun (Centre Commercial Saphir)
33700 MERIGNAC

TEL. : 56.97.95.91

Telex : 541755 ATTN ADG2P
Télécopie : 56.97.53.36

*Samedi de 9 h à 12 h et Lundi de 14 h à 19 h
Ouvert du Mardi au Vendredi de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h*

33

LYON **SVE** GRENOBLE ELECTRONIC

Le Service N°1 à Lyon
60, cours de la Liberté 20, rue Condorcet
78 71 75 66 76 47 76 41

69

*Composants actifs, passifs
Mesures, librairie, coffrets, etc.*

38

*Tirage de circuits imprimés gratuit aux étudiants sous 24 h
TARIFS SPECIAUX AUX ECOLES ET ENTREPRISES*

IMPRELEC

B.P. n° 5
74550 PERRIGNIER
Tél. : 50.72.46.26

74

*Fabrication de circuits imprimés simple et double face,
à l'unité ou en série. Métallisation par œillets.
Qualité professionnelle.*

DAVIS

ACOUSTICS

FABRICANT FRANÇAIS

UNE TECHNOLOGIE DE POINTE
AU SERVICE DE LA MUSIQUE



Haut-parleurs haute technologie -
Membranes en matériau composite -
Fibres de Carbone, Kevlar, Aramide Verre,
Cellulose Graphite -Circuit magnétique
surpuissant - Absence de coloration, faible
distorsion, très grande capacité
dynamique, haute tenue en puissance

DAVIS

ACOUSTICS

14, RUE BERANGER 94100 SAINT-MAUR-DES-FOSSES
TEL. : 48.83.07.72

