

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N°98

Lead

ISSN 0753-7409

PROJET N° 5 : AMPLIFICATEUR 10W

TELECOMMANDE I.R. 12 VOIES

SOURCE COMMENTE/CODE ROMABLE

AMPLI AUTORADIO 2 x 40 W_{eff}/8Ω

AVEC CONVERTISSEUR 12V/48V

LIAISON HI-FI STEREO PAR I.R.

LA HI-FI DANS VOTRE AUTO AVEC 80 W_{eff}/8Ω



M 1226 - 98 - 28,00 F



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 : 28 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 7314
1 bd Ney, 75018 Paris

Réalisation/Fabrication
Responsable technique
Thierry Pasquier

Rédaction
Ont collaboré à ce numéro :
Georges Matoré,
Pierre-Emmanuel Calmel,
René Rateau
Sylvain Duval

Abonnements
10 numéros par an
France : 210 F
Etranger : 290 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

Composition
Bernadette Duval
Photogravure
Sociétés PRS/PSC - Paris
Impression
Berger-Levrault - Toul

4

L'EXPLOITATION DE LA CONNAISSANCE (PROJET N° 5 : AMPLIFICATION COMPLEMENTAIRE DISSYMETRIQUE

Nous vous invitons à conduire ensemble le projet d'amplificateur d'audiofréquence d'une puissance nominale de 10 W. Il s'agit d'un montage de conception simple, résultante directe de l'application des principes essentiels que nous avons analysés. d'un très intéressant rapport qualité-prix.

15

TELECOMMANDE INFRA-ROUGE 12 CANAUX A MICROPROCESSEUR 68705P3 (2^e PARTIE)

Cette deuxième partie est consacrée aux passionnés d'informatique puisqu'ils trouveront dans ce numéro de juin le source commenté du programme "récepteur" ainsi que le code romable dans le cas d'un récepteur sorties actives à

l'état haut avec le clavier ordonné comme expliqué au paragraphe "réalisation pratique".

20

LIAISON HI-FI STEREO PAR INFRAROUGES (2^e PARTIE)

Nous avons, dans notre précédent numéro, décrit théoriquement l'émetteur d'une liaison stéréophonique par infrarouges. Voici maintenant l'étude des circuits de réception avec démodulation par boucles à verrouillage de phase. L'article s'achève, naturellement, sur la réalisation pratique.

26

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

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

27

SERVICE FILMS POSITIFS

Pour vous aider dans la gravure

de vos circuits imprimés, les Editions Périodes vous proposent le film positif des implantations publiées dans ce n° 98 de Led.

34

AMPLIFICATEUR POUR AUTORADIO 2 x 40 Weff/8Ω

Nous avons développé un amplificateur automobile de forte puissance offrant d'excellentes qualités musicales ainsi qu'un encombrement le plus réduit possible. Le bloc de puissance capable de fournir jusqu'à $2 \times 55 \text{ Weff}/8 \Omega$ à la limite de l'écrêtage est alimenté à partir d'un convertisseur continu/continu 12 V/48 V. Celui-ci, performant avec son courant de repos négligeable (50 mA), est capable dans un encombrement on ne peut plus restreint de débiter plusieurs ampères en sortie.

Ce bloc de puissance autonome, puisque alimenté à partir d'une batterie de 12 volts, peut également servir comme amplificateur portatif de sonorisation de plein air ou partout là où le 220 V n'est pas disponible (couloirs du métro pour les guitaristes par exemple).

DROITS D'AUTEUR

Les circuits, dessins, procédés et techniques publiés par les auteurs dans Led sont et restent leur propriété. L'exploitation commerciale ou industrielle de tout ou partie de ceux-ci, la reproduction des circuits ou la formation de kits partiels ou complets, voire de produits montés, nécessitent leur accord écrit et sont soumis aux droits d'auteur. Les contrevenants s'exposent à des poursuites judiciaires avec dommages-intérêts.

L'exploitation de la connaissance

Nous vous invitons à conduire ensemble le projet d'AMPLIFICATEUR d'AUDIOFREQUENCE que voici. Il s'agit d'un montage de conception simple, résultante directe de l'application des principes essentiels que nous avons analysés, d'un très intéressant rapport qualité-prix.

Nous devons réaliser un amplificateur d'Audiofréquence d'une puissance nominale de 10 W, dont la sortie s'effectue sur haut-parleur d'impédance 8 Ω. Concrétisons les connaissances que nous avons acquises, exploitons les principes directeurs de l'amplification de puissance, ceux de la rétroaction et aussi (ce n'est pas le moindre !) les toujours étonnantes possibilités de l'amplificateur opérationnel ...

SCHEMA FONCTIONNEL

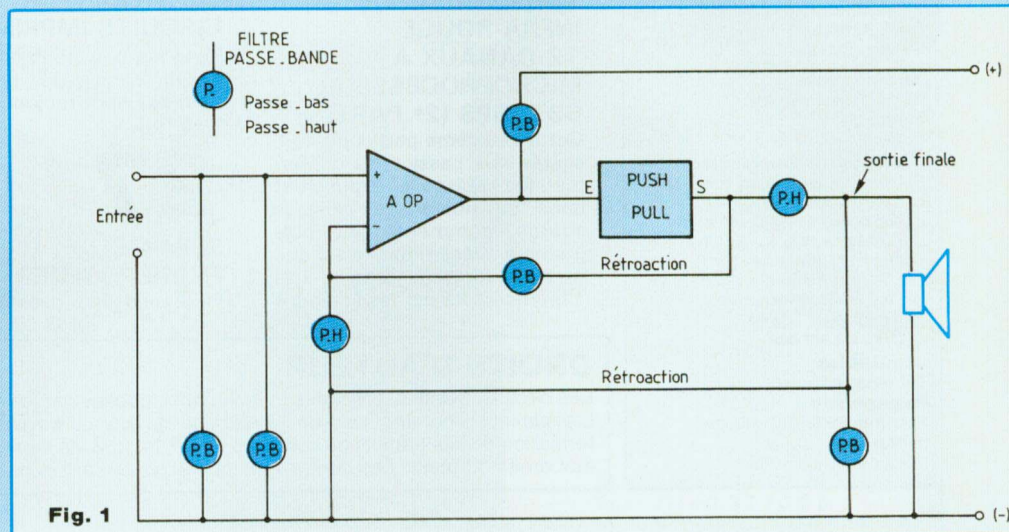
Le schéma synoptique que nous adoptons pour cette réalisation nous est présenté par la figure 1. D'emblée, vous notez que dans ce montage il est fait grande consommation de circuits sélectifs ! C'est au cours de nos entretiens des N° 82 et 83 de Led que nous avons consacré notre attention à ces circuits

spéciaux, dipôles et quadripôles sélectifs, filtres de bande, etc ...

Immédiatement à l'entrée de l'amplificateur, nous disposons un filtre passe-bas, lequel favorise l'écoulement vers la masse de tous les signaux de fréquence très basse, inférieure à un seuil usuellement fixé à ... 0,1 Hz.

Cette bonne pratique protège contre les "clocks", vigoureuses et fort désagréables impulsions sonores dispensées par le haut-parleur, lors de l'introduction d'une fiche dans une prise (entrée) d'un amplificateur, ce n'est qu'un exemple ...

Un deuxième circuit sélectif, également filtre passe-bas, est disposé en aval du premier. Il favorise le transfert des signaux de fréquence inférieure à sa fréquence de coupure, en direction de l'amplificateur proprement dit, organe actif du montage. La fréquence de coupure du deuxième filtre sera fixée à ... 300 kHz, une bonne valeur, qui rejette très loin l'atténuation des



signaux des fréquences supérieures du spectre acoustique.

Après avoir subi ce "toiletage", comme disent les praticiens, dans leur parler imagé, les signaux entrée sont traités par un amplificateur opérationnel, lequel va activer l'étage final, de puissance, alimentant le haut-parleur.

Un circuit de rétroaction énergétique apporte son efficace contribution à l'obtention d'une courbe de réponse de très bonne qualité chez ce montage. L'étage sortie et la boucle de rétroaction sont pourvus de filtres sélectifs, autant de bons atouts dans notre jeu. Voilà comment est constitué cet amplificateur ...

ETAGES SORTIE SYMETRIQUE ET DISSYMETRIQUE

Commençons par jeter un coup d'oeil sur le schéma reproduit à la figure 2. Nous y retrouvons la structure du bien connu montage "push-pull", équipé de deux assemblages Darlington complémentaires lui conférant son évidente symétrie.

Les alternances positives du signal à

amplifier sont traitées par l'association (T1/T3), Darlington NPN, dans l'indifférence du Darlington PNP (T2/T4), lequel n'est concerné que par les alternances négatives du signal ...

Durant les alternances positives du signal, l'ensemble (T1/T3), lequel fonctionne en montage collecteur commun, pousse (push), fournit un important courant sortie, variable, destiné à la bobine mobile du haut-parleur et chargeant au passage le condensateur de liaison C (figure 2).

Durant les alternances négatives du signal à amplifier, l'assemblage (T1/T3) se tient au repos, alors que l'association (T2/T4) est active, elle tire (pull) le courant de sortie variable, qu'elle puise dans la réserve, la charge emmagasinée précédemment par le condensateur de liaison C. L'ensemble (T2/T4) fonctionne également en montage collecteur commun, producteur de courant sortie important ...

Nous connaissons bien le rôle des diodes D1 à D4, lesquelles visent à compenser le retard de recouvrement, la distance tension séparant les bases de T1 et T2, lors du franchissement

par le signal à amplifier de la ligne neutre délimitant ses alternances positives de ses alternances négatives.

Nous avons déjà analysé ces phénomènes, c'était lors de nos entretiens consacrés à l'amplification de puissance (N° 81 de Led) et à l'amplificateur opérationnel (N° 88 et 89 de Led). Si vous le voulez bien, passons maintenant au montage à amplification complémentaire dissymétrique, dont le schéma nous est présenté par la figure 3.

L'analogie avec le précédent montage, symétrique pur, est évidente.

L'association NPN-PNP (T1/T3) fournit identiquement le courant sortie variable, durant les alternances positives du signal traité.

En ce qui le concerne, l'assemblage PNP-NPN (T2/T4), "faux Darlington", encore appelé Darlington compound, puise identiquement le courant sortie variable dans la réserve, la charge qu'avait emmagasinée le condensateur de liaison C durant les alternances positives.

La complémentarité est incontestablement réelle, cependant qu'une dissymétrie certaine vient différencier le nouveau montage du précédent, voyons comment !

Le transistor PNP/T2 pilote le transistor T4, en l'un et l'autre des deux cas de figure, d'amplification symétrique et dissymétrique. Il reçoit son courant d'émetteur (comme T4) depuis le condensateur de liaison, dans l'amplification symétrique, alors qu'il le reçoit du (+) de la source d'alimentation, dans l'amplification dissymétrique ...

L'intensité du courant d'émetteur de T2, qui est également courant de base de T4, sera conditionnée par la valeur résistive donnée à la résistance d'émetteur de T2. L'entrée en conduction du

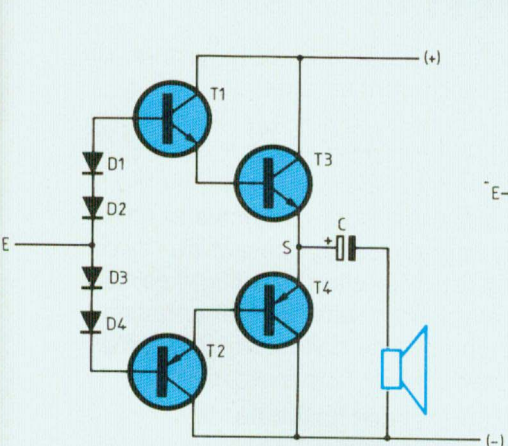


Fig. 2

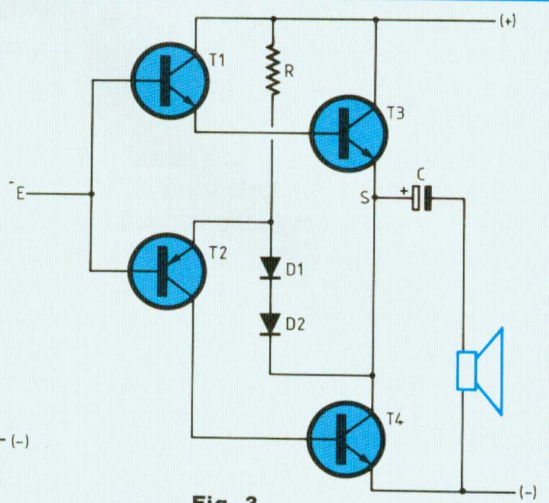


Fig. 3

L'exploitation de la connaissance

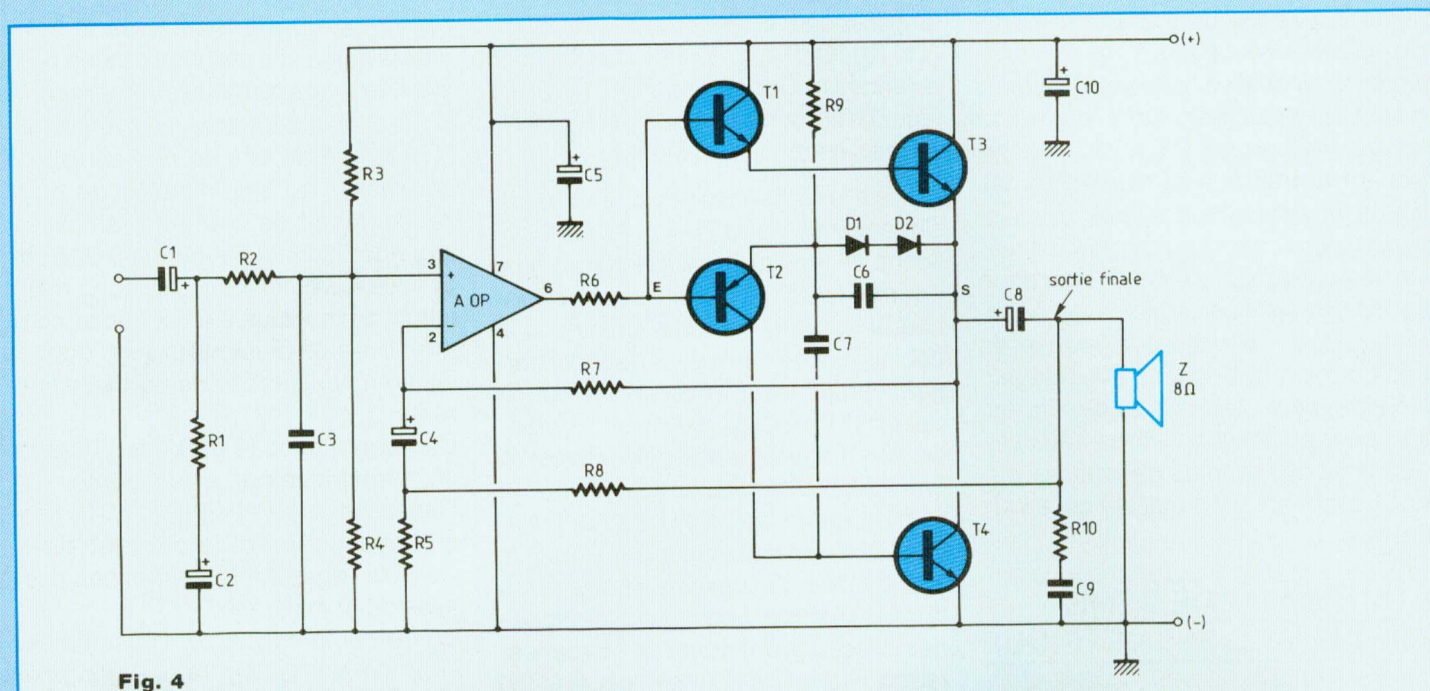


Fig. 4

même T2 sera contrôlée par le jeu des deux diodes, D1 et D2, lesquelles seront conductrices, grâce à la résistance d'émetteur de T2, dès l'instant où le potentiel présent en sortie S de l'étage final, en diminuant, atteindra la valeur suffisante de libération du blocage de l'ensemble (T2/T4), à l'entrée du signal traité dans ses alternances négatives ...

Ces principes étant énoncés, passons au schéma général de l'amplificateur, que nous avons dessiné à la figure 4.

ETAGE DE PUISSANCE

L'excursion totale, crête à crête, du signal sortie, sera limitée à 1 V environ en deçà des (+) et (-) de la source d'alimentation.

Il nous faut en effet subir une "perte" de l'ordre de 1 V, dans la combinaison série de la tension collecteur-émetteur de T1 (de 0,3 V) et la tension émetteur-base de T3 (de 0,7 V).

La tension d'alimentation devra par conséquent "couvrir" de 2 V la tension crête à crête du signal sortie, c'est $(2 \times U_{max})$, avec $U_{max} = U \cdot \sqrt{2}$, U étant la tension efficace, utile, active, du signal sortie (c'est U eff.).

Déjà, nous avons considéré ces phénomènes et ces grandeurs associées, lors de notre étude du petit amplificateur de BF, de contrôle, de puissance 750 mW et sortie sur haut-parleur d'impédance 8 Ω.

Aux termes du présent projet, nous devons pouvoir développer une puissance P de 10 W, selon une impédance de charge Z de 8 Ω.

$$P = \frac{U^2}{Z} = 10 = \frac{U^2}{8}$$

$$U^2 = 80 \quad U = \sqrt{80} = \dots \text{ V} \quad (1)$$

$$U_{max} = U \sqrt{2} = (1) \times \sqrt{2} = \dots \text{ V} \quad (2)$$

$$U_{\text{alimentation}} = (2 \times U_{max}) + 2 \text{ V} = 2 \times (2) + 2 \text{ V} = \dots \text{ V}$$

Nous optons pour la tension d'alimentation de valeur immédiatement supérieure, soit V. (3)

L'intensité maximale du courant (variable) passant dans la bobine mobile du haut-parleur sera de :

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{Z} = \frac{(2)}{8} = \dots \text{ A} \quad (4)$$

L'intensité efficace, utile, active, du même courant sera de

$$I_{\text{eff ou I}} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{(4)}{\sqrt{2}} = \dots \text{ A} \quad (5)$$

Ces deux valeurs, maximale et efficace, sont celles du courant de collecteur (et d'émetteur) de T3, elles sont également, tout naturellement, celles du courant de collecteur (et d'émetteur) de T4 !

La puissance maximale développée chez T3, identique à celle développée chez T4, complémentaire dissymétrique de T3, ne représente que la moi-

tié de la puissance globale intégralement développée chez l'étage de sortie. En effet, T3 et T4 ne conduisent que la moitié du temps, chacun à son tour, traitant les alternances du signal qui le concernent, dont il est chargé. Lorsque T3 conduit, T4 se repose, c'est le principe même de la complémentarité, dans la répartition équitable des tâches à accomplir, au sein de l'équipe !

Dans le tableau des caractéristiques des transistors de puissance, spécialement établi à votre intention, vous n'aurez aucune peine à choisir le type de BD ... à mettre en oeuvre, pour tenir les rôles de T3 et de T4.

Ce BD ... se présentera en boîtier TO 220, il devra offrir une Uceo de 45 V, pour "couvrir" les 28 V de la tension d'alimentation.

Un modèle très courant, partout disponible, est connu pour son intensité de courant maximal de collecteur Ic de 3 A et sa puissance maximale admissible de 40 W.

Son gain en courant est garanti égal ou supérieur à 25, selon un courant de collecteur d'intensité 1 A ...

L'intensité du courant maximal de base de T3 et T4 aura pour valeur

$$I_B(3-4) = \frac{I_C(3-4)_{\max}}{\beta} = \frac{(4)}{\beta} = \frac{(4)}{25} = \dots \text{ mA} \quad (6)$$

β est le gain en courant du transistor T3, le même que celui du transistor T4. Notons au passage que cette grandeur (6) est également celle du courant de collecteur (et d'émetteur) du transistor NPN/T1 et du transistor PNP/T2, les préamplificateurs pilotes de T3 et T4 ! Calculons la puissance développée chez les transistors T3 et T4 !

Ces transistors sont soumis à une tension moyenne u, de valeur

$$u = \frac{2}{\pi} \cdot U_{\max} = \frac{2}{\pi} \cdot (2) = \dots \text{ V} \quad (7)$$

Ils transitent un courant d'intensité I efficace ... (5).

La puissance totale développée chez T3 et T4 est de :

$$(7) \times (5) = \dots \text{ W} \quad (8)$$

Mais T3 et T4 ne fonctionnant que la moitié du temps, l'un étant conducteur, alors que l'autre est bloqué, il résulte que T3 et T4 sont le siège d'une puissance développée de valeur moitié de celle de la puissance totale développée dans l'étage.

$$P_{\text{dév}}(T3-4) = \frac{1}{2} \cdot (8) = \dots \text{ W} \quad (9)$$

Lors de notre étude de l'amplificateur de BF, de contrôle, de puissance 750 mW et sortie sur haut-parleur d'impédance 8 Ω , nous avons établi ces relations entre grandeurs ...

Déterminons la valeur de la résistance thermique Rth des dissipateurs dont nous devons pourvoir les transistors T3 et T4.

$$\begin{aligned} R_{th \text{ dis}}(T3-4) &= \frac{T_j - T_a}{P_{\text{dév}}(T3-4)} \\ &= R_{th}(j-b) - R_{th}(b-d) \\ &= \frac{150 - 30}{(9)} - 2 - 0,5 \\ &= \dots \text{ }^\circ\text{C} / \text{W} \quad (10) \end{aligned}$$

Le modèle de dissipateur ML 26, avec sa Rth de 15 $^\circ\text{C}/\text{W}$, leur conviendrait. Mais accordons-nous un instant de réflexion !

La température du milieu ambiant peut parfois s'élever à une valeur imprévue, anormalement élevée ...

La ventilation naturelle du coffret au sein duquel est placé l'amplificateur (en fonctionnement !) peut être gênée ...

La température ambiante, à proximité

immédiate des transistors de puissance, peut atteindre ... 60 $^\circ\text{C}$, parfois même davantage, le fait a été souvent constaté, subi et relaté !

Alors, reprenons le calcul de la valeur de la résistance thermique des dissipateurs, en donnant au paramètre Ta (dans l'expression de Rth du dissipateur) la valeur de 60 $^\circ\text{C}$...

Écoutons la voix de la logique, notre bonne conseillère !

Nous pourrions nos transistors de l'étage final de dissipateurs du type ML 22, de Rth 5 $^\circ\text{C}/\text{W}$...

Lorsque le signal entrée en E occupera la crête de ses alternances négatives, T2 sera conducteur au maximum et son courant d'émetteur connaîtra alors son intensité maximale, de valeur ... (6).

Calculons la valeur résistive de la résistance R9, laquelle transite le courant d'émetteur de T2 et celui de polarisation des diodes D1 et D2.

Les diodes D1 et D2, que nous prendrons du type bien connu 1N 4148, ne sont pratiquement conductrices que le temps du passage de l'association (T2/T4) de l'état bloqué à l'état conducteur, lorsque le signal traité quitte une de ses alternances positives pour entrer dans la suivante, négative.

La chute de tension dans les diodes D1 et D2 en série, conductrices, est de 1,4 V (c'est 2 fois la valeur de leur seuil de conduction de 0,7 V, toujours lui !). Les transistors T2 et T4, conducteurs, dans leur association, présentent une tension à leurs bornes moins élevée que celle offerte parallèlement par les diodes D1 et D2, conductrices, en série. Le courant transitant par la résistance R9 traverse donc intégralement l'espace émetteur-collecteur de T2, puis la jonction émetteur-base de T4.

L'exploitation de la connaissance

Dans le calcul de la valeur résistive à donner à la résistance R9, nous ignorons le courant passant dans les diodes D1 et D2 ...

R9 devra donc transiter le courant d'intensité (6), selon une chute de tension de valeur :

$$U \text{ alimentation} - (U_{ce} \text{ de T2} + U_{be} \text{ de T4}) = (3) - (0,3 + 0,7) \text{ V} = \dots \text{ V}$$

$$R9 = \frac{(3) - 1 \text{ V}}{(6)} = \dots \Omega \quad (11)$$

Prenons une marge de sécurité de ... 20 %.

$$R9 = (11) \times 0,8 = \dots \Omega \quad (12)$$

Assurons-nous de la puissance développée chez R9, en tenant compte du fait que cette résistance R9 ne fonctionne pratiquement que pendant la moitié du temps, lorsqu'elle fournit à T2, alors actif, son indispensable courant d'émetteur, qui devient courant de base de T4 !

$$P = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2}{R} = \frac{1}{2} \cdot \frac{[(3) - 1 \text{ V}]^2}{(12)} = \text{W}$$

Prenons donc une résistance R9 de puissance 2 W !

La résistance R9 et le condensateur C6 constituent un filtre passe-bas, favorisant le traitement des signaux de fréquence inférieure à sa fréquence de coupure.

Pour la satisfaction d'une oreille échantillon moyen (le propos n'est absolument pas péjoratif !), nous donnerons au condensateur C6 la capacité conférant à l'association (R9/C6) une fréquence de coupure située vers 7 ... 7 500 Hz, renforçant ainsi préférentiellement le traitement des signaux de fréquence inférieure, ce qui convient le mieux à l'oreille moyenne ...

$$C6 = \frac{1}{2 \pi \cdot (12) \cdot 7\,500 \text{ Hz}} = \dots \mu\text{F} \quad (13)$$

Remarque :

Le condensateur C6 doit être du type électrochimique, sa capacité est importante. Il se charge à la tension maximale du signal sortie, c'est la grandeur (2). Nous optons pour le modèle dont la tension service, valeur normalisée, est supérieure à la grandeur (2), avec une marge de sécurité que nous prenons de ... 20 %.

Nous choisissons C6 de tension service 25 V.

Tous les condensateurs du montage, à propos de leur tension service, peuvent faire l'objet du même raisonnement, au coup par coup.

Mais notre tendance est de prendre tous les condensateurs, entrant dans la construction d'un montage, de même tension service normalisée, celle de la plus haute valeur nécessaire, qui couvre la tension d'alimentation ...

Cette simplification certaine n'entraîne pas de surcoût notable, ni d'augmentation sensible du volume des montages câblés, nous l'adoptons dans nos réalisations.

Seule la fabrication d'une importante série justifie l'étude du meilleur prix de revient et il convient alors d'opérer par le détail de la maquette, comme de bien entendu ...

Revenons à nos moutons !

Les préamplificateurs T1, NPN et T2, PNP, complémentaires, sont des transistors de faible puissance, pour petits signaux.

Pour T1 et T2, le choix se portera sur deux transistors appariés, en boîtier TO 92, à prendre dans le tableau dressé à votre intention, conseillés pour la fonction (b), de pilotage et sortie.

Ils devront offrir une U_{ceo} de ... 45 V, comme T3 et T4, accepter un courant de collecteur d'intensité maximale I_c

de ... 500 mA, pour une puissance admissible de ... 800 mW.

Leur gain en courant sera au moins égal à 100, selon un courant de collecteur d'intensité 100 mA.

Assurons-nous de la puissance développée chez T1 et T2 !

La tension moyenne u , à laquelle ils sont soumis, est de même grandeur que celle subie par T3 et T4, que nous avons évaluée précédemment, de valeur ... (7).

L'intensité efficace de leur courant de collecteur (et d'émetteur) a pour valeur

$$\frac{I_c \text{ max}}{\sqrt{2}} = \frac{(6)}{\sqrt{2}} = \dots \text{ mA} \quad (14)$$

La puissance développée chez T1 et T2 est de

$$\frac{1}{2} u \cdot I_{\text{eff}} = \frac{1}{2} \cdot (7) \cdot (14) = \dots \text{ mW} \quad (15)$$

Sans dissipateur thermique, tout transistor en boîtier TO 92, comme le sont T1 et T2, admet une puissance développée de

$$P \text{ dév (T1, T2)} = \frac{T_j - T_a}{R_{th(j-b)} + R_{th(b-a)}} = \frac{150 - 30}{150 + 250} = \dots \text{ mW} \quad (16)$$

Au risque de vous lasser, nous rappellerons que les expressions associant ces grandeurs ont été définies lors de notre étude du petit amplificateur AF, de 750 mW, sortie sur haut-parleur de 8 Ω !

Dans le cas présent, T1 et T2 n'exigent pas de dissipateur thermique ...

Le condensateur C7 est destiné à bloquer l'entrée spontanée en oscillation de l'amplificateur, un dispositif dont nous avons déjà fait la connaissance. Attribuer à C7 une valeur capacitive de 220 pF est raisonnable, l'expérience

le confirme. C7 sera du type céramique ...

Donnons au condensateur C8, de liaison avec le haut-parleur d'impédance Z de 8 Ω, une capacité telle que l'association (C8-Z), filtre passe-haut, présente une fréquence de coupure de valeur usuelle classique 20 Hz, prise comme seuil inférieur de la bande passante, dans la restitution sonore, c'est une bonne pratique ...

$$C8 = \frac{1}{2 \pi \cdot 8 \Omega \cdot 20 \text{ Hz}} = \dots \mu\text{F} \quad (17)$$

Très souvent, un circuit (R-C) série est disposé en parallèle à la bobine mobile du haut-parleur. Il constitue un filtre passe-bas destiné à écouler directement vers la masse les signaux de fréquence élevée, supérieure à 150 kHz. De nombreux praticiens préfèrent soustraire ces signaux à la traversée de la bobine mobile du haut-parleur, puisque l'oreille est insensible aux vibrations aériennes, aux sons contenus dans cet espace acoustique supérieur ...

Une résistance R10 (schéma de la figure 4) de valeur 10 Ω et un condensateur C9 de 0,1 μF, associés en série, constituent un filtre passe-bas de fréquence de coupure

$$f_c = \frac{1}{2 \pi \cdot 10 \Omega \cdot 10^{-7} \mu\text{F}} = \dots \text{ Hz} \quad (18)$$

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Nous allons lui faire tenir un rôle très important, multiple ...

Polarisons son entrée non-inverseuse, E +, en fixant son potentiel de repos à mi-distance entre (+) et (-) de la source d'alimentation.

Pour ce faire, nous la connectons directement au point milieu d'un pont divi-

seur constitué des deux résistances, R3 et R4, d'égale valeur 330 kΩ, branché entre (+) et (-) de la source d'alimentation.

$$\text{Tension sur (E +)} = \frac{1}{2} U \text{ alimentation}$$

Ce procédé s'utilise couramment, pour alimenter un amplificateur opérationnel à partir d'une source unique d'alimentation, lorsqu'une alimentation double, symétrique, n'est pas disponible. Le bon fonctionnement de l'ampli op n'est absolument pas compromis, à la condition que l'intensité des courants développés au sein du montage reste modérée, c'est ici le cas ...

Relions l'entrée inverseuse de notre ampli op, E -, à la sortie S de l'étage final, par l'intermédiaire d'une résistance R7 (dont nous déterminerons tout à l'heure la valeur résistive).

Avec l'entêtement qui le caractérise, l'amplificateur opérationnel s'arrange pour ramener, toujours, ses deux entrées au même potentiel, lequel sera, dans le cas présent, celui volontairement imposé à son entrée E +, de valeur moitié de celle de la tension d'alimentation.

En de telles conditions, nous faisons jouer à l'ampli op la fonction d'amplificateur de tension non-inverseur, de gain unitaire, suiveur de tension, qui maintient au point S, en sortie de l'étage de puissance, la tension présente en son entrée E -, la même qu'en son entrée E +, équidistante des (+) et (-) de la source d'alimentation.

Voilà bien un excellent facteur de symétrisation des alternances du signal sortie de l'amplificateur, plaçant au repos la sortie S de l'étage de puissance à mi-chemin entre les (+) et (-) de la source d'alimentation.

C'est au cours de nos entretiens des

N° 88 et 89 de Led que nous avons analysé ces phénomènes ...

L'ampli op offrant une résistance d'entrée de valeur démesurément grande, infinie, il ne consomme pas de courant en ses entrées et la chute de tension dans la résistance R7, parcourue par un courant d'intensité nulle, est par conséquent nulle ...

Réfléchissons !

A l'état de repos, lorsqu'un signal entrée ne vient pas modifier la tension de polarisation de l'entrée E + de l'ampli op, ses entrées E + et E - sont maintenues (par lui-même) à la tension

$$\frac{1}{2} \cdot U \text{ alimentation,}$$

tout comme la sortie S de l'étage final de puissance.

En l'absence de signal entrée est donc installé l'équilibre :

Tension en S = Tension en (E -)
= Tension en (E +)

$$= \frac{1}{2} \cdot U \text{ alim}$$

Mais si nous injectons un signal dans l'entrée E +, imposant sa loi de variation au potentiel (de repos) de l'entrée E +, il apparaît, en sortie S, le signal sortie correspondant, que nous retrouvons aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur, transmis par le condensateur de liaison C8 ...

Prélevons une fraction de ce signal présent en sortie finale de l'amplification, à l'aide du pont diviseur (résistif) constitué des résistances R8 et R5.

Cette fraction du signal de la sortie finale est un signal de rétroaction, que nous ramenons dans l'entrée inverseuse E - de l'amplificateur opérationnel, comme nous le pratiquons chez le montage amplificateur de tension,

L'exploitation de la connaissance

non-inverseur, construit autour d'un ampli op (nos entretiens des N° 88 et 89 de Led).

Le condensateur C4 bloque toute composante continue, véhiculée par le signal de rétroaction, en direction de l'entrée E - de l'ampli op.

La fonction suiveur de tension assumée par l'ampli op n'est donc absolument pas altérée, vous êtes bien d'accord sur ce point !

Mais une amplification de tension "variable" est obtenue, puisque l'entrée E - reçoit une fraction du signal sortie (variable), conditionnée par le pont diviseur résistif (R8/R5) et acheminée vers elle par le condensateur C4 !

Intéressant, non ?

Le coefficient d'amplification de tension A_o recueilli est défini par le rapport :

$$A_o = \frac{R_8 + R_5}{R_5} = \left(1 + \frac{R_8}{R_5}\right)$$

La tension efficace maximale admissible du signal sortie, en S, étant de ... (2), si nous voulons obtenir cette grandeur en injectant en entrée de l'amplificateur un signal de quelques ... 200 mV, nous devons conditionner les résistances R8 et R5 pour obtenir un coefficient d'amplification de tension A_o de

$$\frac{(2)}{0,2 \text{ V}} = \dots\dots\dots 45$$

Nous donnerons à R8 et R5 les valeurs résistives telles que

$$R_8 = (A_o - 1) R_5$$

Prenons $R_5 = 150 \Omega$ et nous obtenons $R_8 = 44 \times 150 = \dots \Omega$ (19)

La résistance R8 amène au point com-

mun du condensateur C4 et de la résistance R5, les signaux prélevés en sortie finale de l'amplificateur et ces signaux sont acheminés vers l'entrée E - de l'ampli op, par les bons soins du condensateur C4, dans la plus pure tradition de la rétroaction !

Le condensateur C4 et la résistance R5, associés en série, constituent un filtre passe-haut, lequel favorise le transfert, à destination de l'entrée E - de l'ampli op, des signaux de fréquence supérieure à sa fréquence de coupure.

Donnons au condensateur C4 la capacité qui confère à ce filtre la fréquence de coupure d'une vingtaine de hertz, seuil inférieur de la bande passante des signaux reproduits par le haut-parleur !

$$C_4 = \frac{1}{2 \pi \cdot 150 \Omega \cdot 20 \text{ Hz}} = \dots \mu\text{F} \quad (20)$$

L'assemblage (R7/C4) constitue un filtre passe-bas, auquel nous donnerons la fréquence de coupure de 0,2 Hz.

Cette fréquence de coupure est volontairement fixée à une valeur un peu supérieure à celle du premier filtre passe-bas en entrée de l'amplificateur, pour ne pas rendre inutile son action. Nous pouvons maintenant calculer la valeur à donner à la résistance R7, qu'en dites-vous ?

$$R_7 = \frac{1}{2 \pi \cdot (20) \cdot 0,2 \text{ Hz}} = \dots \Omega \quad (21)$$

L'action conjuguée des deux filtres, passe-bas (R7/C4) et passe-haut (C4/R5), va contribuer activement à l'obtention d'une très intéressante courbe de réponse chez l'étage amplificateur construit autour de l'ampli op. Notez que ces circuits sélectifs font

partie intégrante de boucles de rétroaction ...

Le transistor T1 traite les alternances positives du signal à amplifier, le transistor T2 en traite les alternances négatives.

T1 et T2 ne sont actifs que la moitié du temps, chacun à son tour et la résistance R6 n'est parcourue que par un seul courant de base, amené depuis la sortie de l'ampli op vers la base de T1, ou extrait de la base de T2, par la sortie de l'ampli op ...

Accordons-nous, dans la résistance R6, une chute de tension de faible valeur, disons de 0,1 V, lorsqu'elle transite le courant de base d'intensité maximale de T1, ou celui de T2 ...

Le gain en courant de T1 et de T2 étant égal ou supérieur à 100, à un courant de leur collecteur d'intensité maximale (6) correspond un courant de base d'intensité maximale

$$\frac{(6)}{100} = \dots \text{ mA} \quad (22)$$

$$R_6 = \frac{0,1 \text{ V}}{(22)} = \dots \Omega \quad (23)$$

QUELQUES PRECISIONS

A propos de l'amplificateur opérationnel (sous forme de circuit intégré) à retenir pour la confection de cet amplificateur de BF, notre préférence se tourne tout naturellement vers un type d'ampli op possédant une caractéristique de transfert, une vitesse de balayage, de commutation, élevée (slew rate, en langue anglaise).

Un ampli op doté d'un temps de montée de l'ordre de 13 V par microseconde, "consomme" pratiquement une microseconde pour faire "monter" ou faire "descendre" sa sortie de 13 V.

Pour accomplir une période complète, c'est-à-dire deux alternances successives d'amplitude 13 V, un tel ampli op a besoin de 4 µs, durée de sa "période de commutation" ...

Si nous considérons, ce qui est très raisonnable, la fréquence de 20 kHz comme étant la limite supérieure du spectre de la sensibilité de l'oreille "musicienne", avertie et très exigeante, comparons la période T du signal traité de fréquence 20 kHz à la période Tc de commutation.

$$T \text{ de fréq. } 20 \text{ kHz} = \frac{1}{20000} = 50 \text{ } \mu\text{s}$$

Tc de commutation = 4 µs.

La commutation introduit une amputation de

$$\frac{4}{50}, \text{ soit } 8 \% \text{ de la période du signal}$$

supérieur audible, de fréquence 20 kHz.

Il s'agit bien d'une altération, une distorsion du signal traité par l'amplificateur opérationnel.

Deux notes de musique successives sont distantes de l'intervalle $12\sqrt{2}$, c'est-à-dire que la fréquence de la note supérieure a pour valeur celle de la précédente, majorée du coefficient multiplicateur de valeur (2 exposant un douzième), très proche de 1,06, que nous traduirons par ... 6 %, pour situer sa grandeur, en un langage simple.

L'altération imputable à la caractéristique de transfert, à la vitesse de commutation, est au demeurant moins dégradante, dans sa réalité, que celle résultant du recouvrement, du "trou" accusé lors du passage du signal traité d'une alternance dans l'autre, lors du franchissement de la ligne neutre les délimitant.

Précisons, ce n'est pas un procès d'intention, que nous voulons faire, que les amplificateurs opérationnels des premières générations ne doivent pas être utilisés pour assumer une telle fonction. Il faut absolument rejeter l'emploi du 741, la gloire de son temps, qui ne pourrait nous offrir que sa modeste vitesse de balayage de 0,5 V par microseconde ...

Le TL 081, avec sa vitesse de commutation de l'ordre de 13 V par microseconde, est un exemple d'amplificateur opérationnel des dernières générations, pouvant être mis en oeuvre dans la confection du présent montage, sans la moindre hésitation ...

Comme il se doit, nous installerons un condensateur électrochimique de découplage, C10, entre (+) et (-) de la source d'alimentation, d'une capacité de 470, ou même 1 000 µF. Nous connaissons bien le rôle de ce condensateur, assurant le bouclage des signaux variables par l'extérieur de la source d'alimentation, un indispensable dispositif !

Pour les mêmes et excellentes raisons, nous estimons rationnel de disposer également un condensateur de découplage au plus près des bornes 4 et 7 de l'amplificateur opérationnel, par lesquelles s'effectue son raccordement aux lignes du (+) et du (-) de l'alimentation.

La capacité de ce condensateur électrochimique C5 sera avantageusement de 47, voire 100 µF.

ETAGES D'ENTREE

Le premier filtre, de type passe-bas, R-C série, disposé sur le trajet du signal, immédiatement à l'entrée de notre amplificateur, doit présenter une

fréquence de coupure fc extrêmement basse, nous avons dit inférieure à ... 0,1 Hz.

Pour une fc de 0,08 Hz, si nous attribuons à R1 la valeur résistive de 47 kΩ, nous prendrons

$$C2 = \frac{1}{2 \pi \cdot 47\,000 \cdot 0,08} = \dots \mu\text{F} \quad (24)$$

Le filtre suivant, en aval, également de type passe-bas, (R2/C3), doit présenter une fréquence de coupure se promenant dans les environs des 300 kHz, comme nous l'avons dit au début.

Donnons à R2 une faible valeur résistive, par exemple de 2,2 kΩ.

$$C3 = \frac{1}{2 \pi \cdot 2\,200 \cdot 300\,000} = \dots \text{ pF} \quad (25)$$

C3 sera du type céramique, vu sa faible capacité !

Remarquons que la résistance d'entrée de notre amplificateur aura tout simplement la valeur de R1, une grandeur bien loin d'être négligeable, qu'en dites-vous ?

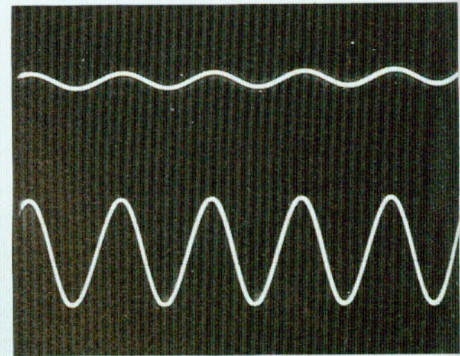
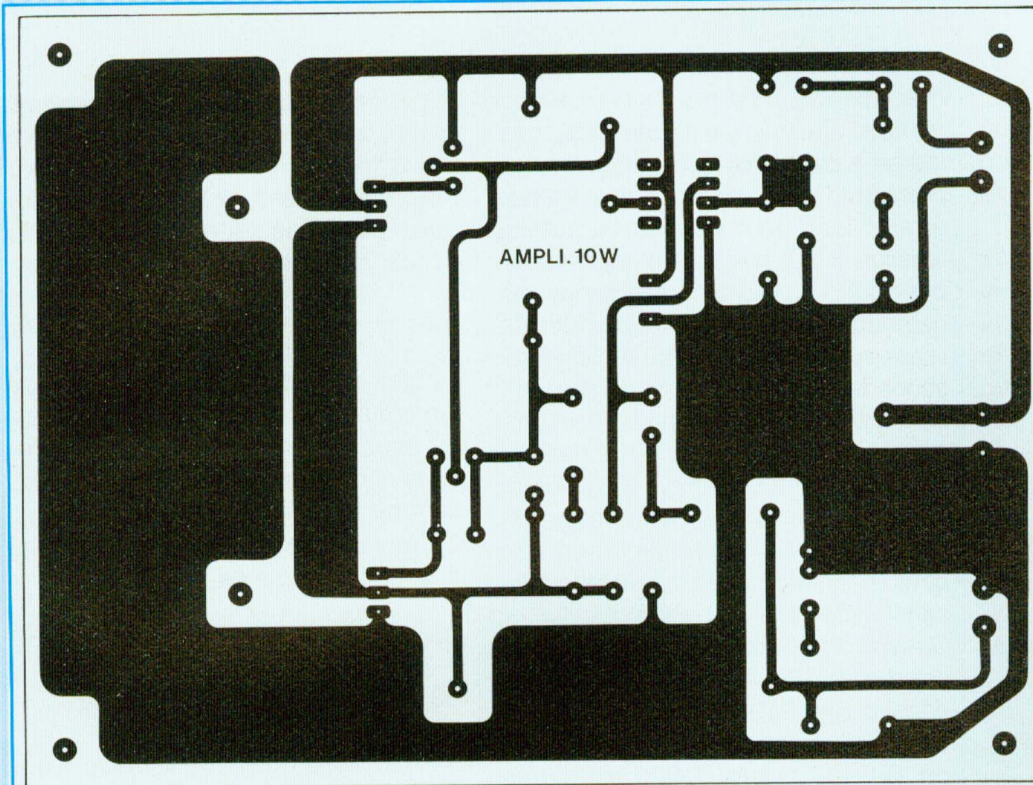
La capacité à attribuer au condensateur d'entrée C1 devrait être déterminée compte tenu de la valeur de la résistance sortie du générateur présentant le signal (entrée) à amplifier. Ignorant cette valeur, nous avons pensé donner à C1 la capacité qui, conjuguée avec la valeur de R1, donnerait au filtre passe-haut (C1/R1) une fréquence de coupure de valeur (pourquoi pas ?) double de celle de l'association (R1/C2), donc de (2 x 0,08), soit 0,16 Hz.

$$C1 = \frac{1}{2 \pi \cdot 47\,000 \cdot 0,16} = \dots \mu\text{F} \quad (26)$$

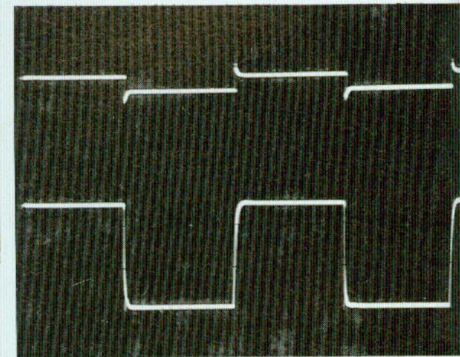
CIRCUIT IMPRIME

Un circuit imprimé vous est proposé,

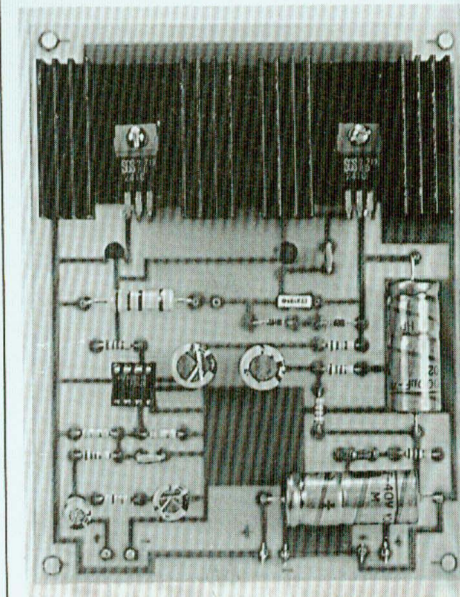
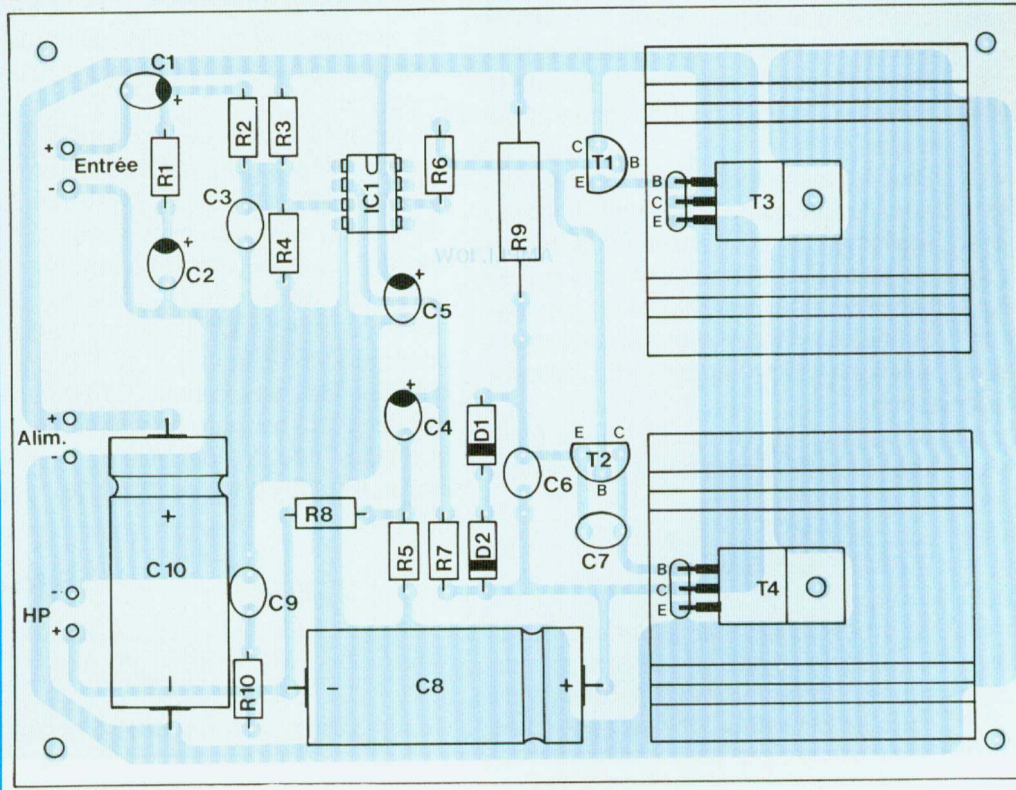
L'exploitation de la connaissance



Osc. A : Signal sinusoïdal à 1 kHz ; en haut : signal d'entrée, en bas : signal de sortie aux bornes d'une charge de 8 Ω.



Osc. B : Idem avec un signal carré à une fréquence de 10 kHz.



NOMENCLATURE
DES COMPOSANTS

• Résistances de précision

5 % – 0,5 W

R1 – 47 k Ω R2 – 2,2 k Ω R3 – R4 – 330 k Ω R5 – R6 – 150 Ω R7 – 18 k Ω R8 – 6,8 k Ω R10 – 10 Ω

• Résistance de précision 5 % – 2 W

R9 – 330 Ω

• Condensateurs céramique

C3 – C7 – 220 pF

• Condensateurs film plastique

C6 – 68 nF

C9 – 0,1 μ F• Condensateurs électrochimiques
tension service 40 V

A sortie radiale des électrodes

C1 – 22 μ FC2 – C4 – 47 μ FC5 – 100 μ F

A sortie axiale

C8 – C10 – 1 000 μ F

• Semiconducteurs

2 diodes 1N 4148

T1 – BC 337

T2 – BC 327

T3 – T4 – BD 241, avec dissipateur
thermique ML 32TL 081 ou équivalent, avec son sup-
port pour circuit imprimé

• Divers

Haut-parleur 8 Ω – 10 ... 15 WCircuit imprimé, picots à souder,
cosses, etc ...

qui a été dessiné pour accueillir les composants de cet amplificateur, dont vous aurez déterminé vous-mêmes les grandeurs, par le calcul simple auquel nous nous livrons tous, lors de la conduite d'un projet ...

Question de dimensions, d'encombrement, les condensateurs C8 et C10 seront des électrochimiques à sortie axiale de leurs électrodes de connexion, posés horizontalement sur la platine. Les autres électrochimiques, C1, C2, C4 et C5 seront du type à sortie radiale, qui seront installés verticalement sur le circuit imprimé.

ALIMENTATION SECTEUR

Il faudra fournir à notre amplificateur l'énergie électrique nécessaire à son fonctionnement !

A la construction de l'alimentation secteur qui lui est destinée, nous ne devons pas prendre un transformateur surdimensionné, surpuissant, face aux besoins réels du montage. Mais nous ne devons pas tomber dans l'excès inverse de l'insuffisance, laquelle conduit à l'effondrement de la tension d'alimentation, dans les appels de fortes intensités transitoires, accompagné de l'échauffement du transformateur, des phénomènes connus par leurs désagréables effets !

Il est bien évident que l'énergie développée chez l'étage final de puissance représente la presque totalité de l'énergie consommée par le montage, puisque l'intensité des courants dans les étages d'entrée est dérisoirement faible, devant celle de collecteur de T3 et de T4 !

L'intensité du courant sortie maximal est ... (4).

En conséquence, pour l'alimentation destinée à notre amplificateur de 10 W – 8 Ω , nous choisissons un transformateur de puissance nominale

$U_{\text{alim}} \times (4) = \dots 46 \text{ VA}$, valeur normalisée

Telle est la méthode de détermination du type de transformateur que nous pratiquerons dans tous les cas de montages chez lesquels sont subies d'importantes variations d'intensité du courant consommé ...

Pour la confection de l'alimentation de notre présent amplificateur, nous pouvons fort bien utiliser le circuit imprimé du montage d'alimentation de 5 – 30 VA (notre précédent entretien). Les diodes 1N 4007 admettent un courant d'intensité maximale 1 A et elles n'ont à transiter que la moitié de l'intensité totale du courant livré ...

Nous aurons l'occasion d'appliquer notre méthode de relèvement de la tension sortie d'un régulateur intégré de tension fixe, disposant une diode Zener, de tension nominale 3,9 V, dans le circuit de dépense d'un régulateur intégré de tension fixe 7824, pour obtenir notre tension d'alimentation nécessaire de 28 V ...

Ce montage surprendra, qui se fera remarquer et apprécier, pour sa qualité de reproduction sonore.

Il retiendra l'attention par l'originalité et la simplicité de sa conception, une application directe des principes essentiels ...

Il devrait aussi nous permettre d'évaluer ce chemin que nous avons parcouru ensemble, à la recherche de l'Electronique, la somme des connaissances acquises ...

Georges Matoré

L'exploitation de la connaissance

TRANSISTORS BIPOLAIRES USUELS DE PUISSANCE

TRANSISTORS BIPOLAIRES USUELS "SIGNAUX FAIBLES"

TRANSISTORS BIPOLAIRES USUELS DE PUISSANCE										TRANSISTORS BIPOLAIRES USUELS "SIGNAUX FAIBLES"													
TYPE	U _{ceo}	I _c max	P max	Gain	pour	I _c	Bo.	R	C	Complém.	TYPE	U _{ceo}	I _c max	P max	Gain	pour	I _c	Bo.	R	C	Complém.		
N(PN)	P(NP)	A	W	hfe	A	A					N(PN)	P(NP)	mA	mW	hfe	mA							
BD 131	N	45	3	15	>	40	0,5	E	c		BD 132	BC 107	N	45	100	300	>	110	2	A	a	BC 177	
BD 132	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 131	BC 108	-	20	-	-	>	-	-	-	-	BC 178	
BD 135	N	-	1	8	>	-	0,15	-	-		BD 136	BC 109	-	20	-	-	>	-	-	-	-	BC 179	
BD 136	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 135	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-	
BD 137	N	60	-	-	>	-	-	-	-		BD 138	BC 140	N	40	1 000	3 700	>	40	100	B		BC 160	
BD 138	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 137	BC 141	-	60	-	-	>	-	-	-	-	BC 161	
BD 139	N	80	-	-	>	-	-	-	-		BD 140	BC 160	P	40	-	-	>	-	-	-	-	BC 140	
BD 140	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 139	BC 161	-	60	-	-	>	-	-	-	-	BC 141	
BD 169	N	-	1,5	20	>	-	-	-	-		BD 170	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-	
BD 170	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 169	BC 177	P	45	100	300	>	70	2	A	a	BC 107	
BD 183	N	80	15	117	>	20	3	F	c		BD 178	BC 178	-	25	-	-	>	-	-	-	-	BC 108	
BD 233	N	45	2	25	>	40	0,15	E	c		BD 179	BC 179	-	20	-	-	>	110	-	-	-	BC 109	
BD 234	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 182	BC 182	N	50	200	-	>	100	-	C		BC 212	
BD 235	N	60	-	-	>	-	-	-	-		BD 183	BC 183	-	30	-	-	>	-	-	-	-	BC 213	
BD 236	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 184	BC 184	-	-	-	-	>	-	-	-	-	BC 214	
BD 237	N	80	2	25	>	40	0,15	E	c		BD 238	BC 212	P	50	-	-	>	60	-	-	-	BC 182	
BD 238	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 237	BC 213	-	30	-	-	>	80	-	-	-	BC 183	
BD 239	N	45	2	30	>	40	0,2	G	c	2	BD 240	BC 214	-	-	-	-	>	140	-	-	-	BC 184	
BD 240	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 239	BC 237	P	45	500	800	>	100	100	C	b	BC 307	
BD 241	N	-	3	40	>	25	1	-	-		BD 242	BC 327	-	25	-	-	>	-	-	-	-	BC 308	
BD 242	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 241	BC 328	-	25	-	-	>	-	-	-	-	BC 338	
BD 243	N	-	6	65	>	30	0,3	-	-		BD 244	BC 337	N	45	-	-	>	-	-	-	-	BC 327	
BD 244	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 243	BC 338	-	25	-	-	>	-	-	-	-	BC 328	
BD 245	N	-	10	80	>	40	1	H	-		BD 246	BC 414	N	50	100	300	>	100	2	C		-	
BD 246	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 245	BC 416	P	-	-	-	>	120	-	-	-	-	
BD 249	N	-	25	125	>	25	1,5	-	-		BD 250	BC 516	P	30	400	625	>	30 000	20	C		1	BC 517
BD 250	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 249	BC 517	N	-	-	-	>	-	-	-	-	-	BC 516
BD 435	N	32	4	36	>	85	0,5	E	c		BD 436	BC 546	N	65	100	500	>	110	2	C	c	BC 556	
BD 436	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 435	BC 547	-	45	-	-	>	-	-	-	-	BC 557	
BD 437	N	45	-	-	>	-	-	-	-		BD 438	BC 548	-	30	-	-	>	-	-	-	-	BC 558	
BD 438	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 437	BC 549	-	30	-	-	>	200	-	a		-	
BD 439	N	60	-	-	>	40	-	-	-		BD 440	BC 550	-	45	-	-	>	-	-	-	-	-	
BD 440	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 439	BC 556	P	65	-	-	>	75	-	c		BC 546	
BD 441	N	80	-	-	>	-	-	-	-		BD 442	BC 557	-	45	-	-	>	-	-	-	-	BC 547	
BD 442	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 441	BC 558	-	30	-	-	>	-	-	-	-	BC 548	
BD 643	N	45	8	62,5	>	750	3	H	-	1-2	BD 644	BC 559	-	-	-	-	>	125	-	a		-	
BD 644	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 643	BC 560	-	45	-	-	>	-	-	-	-	-	
BD 645	N	60	-	-	>	-	-	-	-		BD 646	BC 639	N	80	1 000	1 000	>	40	150	D		BC 640	
BD 646	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 645	BC 640	P	-	-	-	>	-	-	-	-	BC 639	
BD 675	P	45	4	40	>	750	1,5	E	c	1	BD 676	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-	
BD 676	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 675	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
BD 677	N	60	4	40	>	750	1,5	E	-	-	BD 678	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-	
BD 678	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 677	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
BD 679	N	80	-	-	>	-	-	-	-		BD 680	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
BD 680	P	-	-	-	>	-	-	-	-		BD 679	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 29	N	40	1	30	>	30	0,2	E	c	2	TIP 30	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 30	P	-	-	-	>	-	-	-	-		TIP 29	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 31	N	40	3	40	>	20	0,5	G	c	2	TIP 32	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 32	P	-	-	-	>	-	-	-	-		TIP 31	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 33	N	-	10	80	>	-	-	H	-	-	TIP 34	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 34	P	-	-	-	>	-	-	-	-		TIP 33	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 35	N	-	25	125	>	25	1	-	-		TIP 36	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 36	P	-	-	-	>	-	-	-	-		TIP 35	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 41	N	-	6	65	>	20	0,5	G	-	-	TIP 42	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 42	P	-	-	-	>	-	-	-	-		TIP 41	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 122	N	100	-	-	>	1 000	-	-	-	1	TIP 127	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 127	F	-	-	-	>	-	-	-	-		TIP 122	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 142	N	-	15	125	>	-	5	H	-	-	TIP 147	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 147	P	-	-	-	>	-	-	-	-		TIP 142	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 2955	P	70	15	100	>	20	4	H	c	-	TIP 3055	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
TIP 3055	N	-	-	-	>	-	-	-	-		TIP 2955	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
2N 3055	-	-	-	115	>	-	-	F	-	-	MJ 2955	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-
MJ 2955	P	-	-	-	>	-	-	-	-		2N 3055	-	-	-	-	-	-	>	-	-	-	-	-

Bo. = boîtier : A, B, C etc.

R = recommandations :
c : amplificateur d'audiofréquence

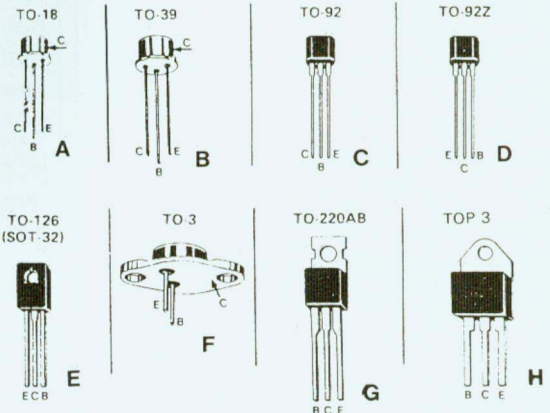
C = caractéristiques particulières :

1 : Darlington
2 : type XXX indice A : U_{ceo} = 60 volts, indice B : U_{ceo} = 80 volts, indice C : U_{ceo} = 100 volts ...

Bo. = boîtier : A, B, C etc.

R = recommandations :
a : faible bruit, b : pilote (driver) et sortie, c : amplificateur d'audiofréquence

C = caractéristiques particulières :
1 : Darlington



TELECOMMANDE INFRA-ROUGE 12 VOIES

2^e partie

Dans notre précédent numéro, nous vous avons permis de réaliser une télécommande infra-rouge 12 voies à micro-contrôleur 68705P3. Bien qu'ayant la possibilité de vous procurer auprès de la Rédaction (service Circuits imprimés) le micro programmé prêt à l'emploi, certains d'entre vous, passionnés d'informatique préférez programmer votre EPROM 2716 et transférer ensuite son contenu dans un 68705P3. A ceux-là cette deuxième partie est réservée car ils trouveront tous les renseignements nécessaires à cette opération avec la source commentée du programme "récepteur" pour le μ contrôleur 68705P3.

CODE ROMABLE DANS LE CAS D'UN RECEPTEUR SORTIES ACTIVES A L'ETAT HAUT, AVEC LE CLAVIER ORDONNE COMME EXPLI- QUE AU PARAGRAPHE "REALISATION PRATIQUE"

Le code ci-contre est celui d'un récepteur doté de sorties toutes actives à l'état haut, avec un clavier ordonné de gauche à droite et de haut en bas, ainsi que le montre la figure.

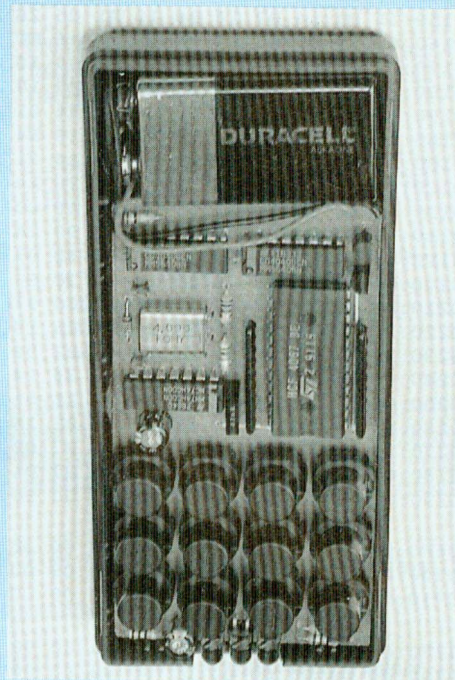
Seuls les codes imprimés en gras sont effectivement utilisés par le μ Contrôleur, les autres adresses pouvant prendre n'importe quelle valeur. Notons cependant que, contrairement à une EPROM classique, le μ Contrôleur met tous les bits de son EPROM à 0 lorsqu'il est effacé et donc, il programme effectivement les 1 (50 ms par bit à 1), alors qu'il se contente de passer les 0 (quelques μ S). Ainsi, remplir les adresses inutilisées par des 0 accélè-

ra dans des proportions non négligeables la vitesse de programmation du μ Contrôleur. On passe d'une minute et demie à une quinzaine de secondes environ.

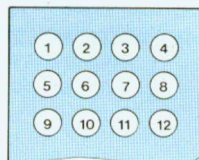
Une fois le code chargé dans une EPROM de type 2716 (ou 2732, mais alors il faut changer le code à partir de l'adresse 0800, car le programmeur utilisant une 2716 par défaut, la patte Vpp de la 2716 est portée au +5 V (indispensable en lecture) et c'est justement la patte du bit d'adresse supplémentaire de la 2732), il faut trans-

férer le programme dans le μ Contrôleur à l'aide du montage proposé dans le Led n°97. Si la programmation est correcte, la diode "programmé" s'illumine au bout d'un certain temps (2 s à 1 mn 40 selon le nombre de bits à 1) suivie 2 secondes plus tard par la diode "vérifié". Le μ Contrôleur n'a plus qu'à être installé sur le récepteur.

Pierre-Emmanuel Calmel
(Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications)



ANNEXE A



Composants R-C de la carte "récepteur" à sélectionner en fonction de la valeur du quartz.

TABLE DES VALEURS DE RC

Fréq. Quartz	R	C	1/Fq=T(μ s)
1,000 MHz	47 k Ω	47 nF	2048
1,8432 MHz	27 k Ω	47 nF	1111
2,4576 MHz	18 k Ω	47 nF	833
3,2768 MHz	22 k Ω	33 nF	625
3,5795 MHz	18 k Ω	33 nF	572
4,000 MHz	18 k Ω /12 k Ω	33 nF/47 nF	512
4,096 MHz	15 kΩ à 18 kΩ	33 nF	500
4,194304 MHz	15 k Ω	33 nF	488
4,433619 MHz	10 k Ω	47 nF	462
4,9152 MHz	27 k Ω	15 nF	417
5,0688 MHz	27 k Ω	15 nF	404

Code 68705P3 ROMABLE du récepteur IR.

Seuls les octets en gras sont utiles

```
0000:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
00F0:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0100:CD 01 65 CD 01 86 CD 02 54 25 2E B6 19 26 04 A6
0110:00 B7 18 CD 02 10 B6 13 B1 15 26 2F B6 14 B1 16
0120:26 29 A6 00 B7 19 B6 13 B7 00 B7 15 B6 14 B7 01
0130:B7 16 A6 02 B7 02 CC 01 03 3C 18 B6 18 A1 0A 26
0140:C2 CD 02 76 A6 00 B7 18 CC 01 03 3C 19 B6 13 B7
0150:15 B6 14 B7 16 B6 19 A1 05 26 A8 CD 02 76 A6 01
0160:B7 19 CC 01 03 CD 02 76 A6 FF B7 04 B7 05 A6 02
0170:B7 06 CD 02 76 A6 42 B7 09 A6 00 B7 17 B7 18 B7
0180:19 B7 15 B7 16 81 A6 00 B7 17 A6 0A B7 12 A6 42
0190:B7 09 A6 FF B7 08 B6 02 A4 01 A1 01 27 32 B6 09
01A0:2A F4 3A 12 B6 12 A1 00 26 E4 A6 30 B7 12 A6 42
01B0:B7 09 A6 FF B7 08 B6 02 A4 01 A1 01 27 21 B6 09
01C0:2A F4 3A 12 B6 12 A1 00 26 E4 CD 02 76 CC 01 8A
01D0:3C 17 B6 17 A1 80 26 B2 A6 00 B7 17 CC 01 CA A6
01E0:42 B7 09 A6 7F B7 08 B6 09 2A FC B6 02 A4 01 A1
01F0:01 26 DD A6 00 B7 10 A6 42 B7 09 B6 09 2A FC B6
0200:02 A4 01 BE 10 E7 20 3C 10 B6 10 A1 10 26 E8 81
0210:A6 00 B7 12 BE 12 D6 07 00 97 E6 20 A1 01 36 13
0220:3C 12 B6 12 A1 08 26 EC B6 13 C8 07 0C B7 13 BE
0230:12 D6 07 00 97 E6 20 A1 01 36 14 3C 12 B6 12 A1
0240:0C 26 EC 99 36 14 36 14 36 14 36 14 B6 14 C8 07
0250:0D B7 14 81 AE 06 E6 20 A1 01 26 18 AE 0D E6 20
0260:A1 00 26 10 5C E6 20 A1 01 26 09 5C E6 20 A1 00
0270:26 02 98 81 99 81 A6 00 B7 02 A6 FF C8 07 08 B7
0280:00 B7 15 A6 FF C8 07 0D B7 01 B7 16 81 00 00 00
0290:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
```

```
06F0:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0700:05 02 0C 09 04 01 0B 08 03 00 0A 07 FF FF 00 00
0710:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
```

```
0770:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0780:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
0790:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07A0:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07B0:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07C0:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07D0:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07E0:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
07F0:00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 01 00
```

SOURCE COMMENTE DU PROGRAMME "RECEPTEUR" POUR LE µCONTROLEUR

RECEPTEUR INFRA ROUGE 12 VOIES
L'INFORMATION INFRA-ROUGE ENTRE SUR LE BIT 0 DU PORT C

LE BIT 1 DU PORT C VALIDE LES DONNEES PRESENTES
LES SORTIES SONT PA0..PA7 ET PB0..PB3, (SORTIES 1 A 12)

(c) Pierre-Emmanuel CALMEL,
Février 1992

—— entrées-sorties du 68705P3 ——

PORTA - \$0
PORTB - \$1 : port le plus puissant
PORTC - \$2

DDRA - \$4 : Bit à 1 -> sortie, bit à 0 -> entrée
DDRB - \$5
DDRC - \$6 : Bits 0 à 3 seulement

TDR - \$8 : Registre du timer. En lecture, indique où l'on
en est

TCR - \$9 : Bits 0 à 2 -> rapport de pré-division
: 000 -> 1
: 001 -> 2
: 010 -> 4

: 011 -> 8
: 100 -> 16
: 101 -> 32
: 110 -> 64
: 111 -> 128
: Bit 3 : 1 envoie une impulsion de raz du pré diviseur
: Bit 4 : 0 -> décompte en permanence si horloge int.
: : 1 -> décompte tant que TIMER est au +5 V
: Bit 5 : 0 -> horloge interne (fréquence quartz/4)
: : 1 -> horloge externe appliquée sur TIMER
: Bit 6 : 0 -> l'interruption du timer est transmise
: : 1 -> masque l'interruption du timer
: Bit 7 : passe à 1 lorsque le décompteur atteint 0 n'est
remis à 0 que par écriture du bit

- 3 octets particuliers à définir en plus dans l'EPROM : -

*- mettre #\$0 dans le MOR (en #\$784) pour utiliser un quartz ce qui est
notre cas -

*- en #\$7FE : adresse haute du début du programme (\$#1 ici)

*- en #\$7FF : adresse basse du début du programme (\$#0 ici)

—— fin de définition des entrées-sorties ——

—— DEBUT DE DEFINITION DES VARIABLES ——

INDEXE - \$10 : Indexe les bits lus
COMPTEUR - \$12
MOT1 - \$13 : Stocke temporairement la donnée à mettre
en port A
MOT2 - \$14 : Stocke temporairement la donnée à mettre
en port B
ANCIEN_MOT1 - \$15 : Stocke le mot1 reçu à la transmission
précédente
ANCIEN_MOT2 - \$16 : Idem pour le mot 2
COMPTEUR_F_SYNC - \$17 : Compteur des fausses synchro
COMPTEUR_F_RECEP - \$18 : Compteur des réceptions invalides
COMPTEUR_M_DIFF - \$19 : Compteur du nombre de fois où 2
mots consécutifs sont différents
TABLE - \$20 : Adresse de la table des bits lus

—— FIN DE DEFINITION DES VARIABLES ——

—— PERSONNALISATION DU RECEPTEUR ——

*—— CES DONNEES SONT A DEFINIR EN FONCTION DE CHAQUE
CAS PARTICULIER ——*

ORDRE - \$700 : Table contenant le rang de réception de chaque
bit de la sortie. Cela permet de faire un câblage
définitif entre le récepteur et l'appareil à
commander, mais autorise ensuite la redéfinition
de la fonction de chaque touche de la télé-
commande.

pour ordonner le clavier de gauche à droite et de haut en bas, c'est-à-
dire, bouton en haut à gauche = 1 et en bas à droite = 12.
ORDRE est la séquence : 5 2 C 9 4 1 B 8 3 0 A 7

POLARITE_MOT1 - \$70C : Chaque bit de ce mot correspond à une
des 8 premières sorties
Un bit à 1 -> sortie active état haut.
Un bit à 0 -> sortie active état bas.
POLARITE_MOT2 - \$70D : Idem, mais pour les quatre dernières
sorties
Seuls les quatre bits de poids faible son
pris en compte.

—— FIN DE DEFINITION DES PARAMETRES ——

ORG : \$100 : Programme placé en \$100

PROGRAMME PRINCIPAL

JSR INIT : Initialise le système

—— BOUCLE PRINCIPALE DE LECTURE ——

DEBUT JSR LECTURE : Synchro et lecture d'un mot
JSR VALID : Vérifie la validité de la transmission
BCS RECEP_NON_VALIDE : Si non valide branche.

La donnée est valide ici au sens "respecte les marqueurs".

LDA COMPTEUR_M_DIFF : Si le compteur de
BNE SUITE : mots différents est
LDA #\$0 : nul alors on a eu deux
STA COMPTEUR_F_RECEP : transmissions successives
identiques on peut remettre le
compteur de fausses
réceptions à zéro.

SUITE JSR FORMAT : Place les données dans mot1 et mot2

Comparaison avec la dernière réception valide

LDA MOT1 : Charge le mot1
CMP ANCIEN_MOT1 : Compare avec la réception valide
précédente.
BNE MOTS_DIFFERENTS : Si non égal, branche sur mots différents
LDA MOT2 : Charge le mot2
CMP ANCIEN_MOT2 : Compare avec la réception valide
précédente
BNE MOTS_DIFFERENTS : Si non égal, branche

ici, deux réceptions valides consécutives sont égales

LDA #\$0
STA COMPTEUR_M_DIFF : Raz du compteur de mots consécutifs
différents

LDA MOT1
STA PORTA : Place les 8 premiers bits sur le port A
STA ANCIEN_MOT1 : Et l'octet sera l'ancienne réception au
prochain coup.

LDA MOT2
STA PORTB : Place les 4 autres sur le port B
STA ANCIEN_MOT2

LDA #\$2 : Bit 1 à 1
STA PORTC : Met le signal data-valid à 1 (PC1)
JMP DEBUT : Reboucle pour une nouvelle lecture.
RECEP_NON_VALIDE INC COMPTEUR_F_RECEP :
Incrémente le compteur de fausses réceptions.

LDA COMPTEUR_F_RECEP
CMP #\$A : 10 fausses réceptions consécutives max
BNE DEBUT : Reboucle
JSR ZERO_OUT : Met les sorties à zéro, car on a eu 11
transmissions non valides.

LDA #\$0
STA COMPTEUR_F_RECEP : Raz du compteur de fausse réception.
JMP DEBUT : Reboucle.

MOTS DIFFERENTS INC COMPTEUR_M_DIFF :
Incrémente le compteur de mots consécutifs différents.

LDA MOT1
STA ANCIEN_MOT1 : Mise à jour du tampon réception précédente.
LDA MOT2
STA ANCIEN_MOT2 : Idem, mais pour le mot 2.
LDA COMPTEUR_M_DIFF
CMP #\$5 : 5 mots consécutifs différents maximum. Cela
signifie que l'on peut perdre la transmission
pendant 4 mots de suite, sans que la sortie
décroche.
BNE DEBUT : Si inférieur, reboucle.

on a eu 5 mots consécutifs valides au niveau des marqueurs, mais repré-
sentant 5 combinaisons de sorties différentes, ce qui est caractéristique
d'un environnement très bruité (forte lumière ambiante par exemple). On
remet alors les sorties à zéro, car dans de telles conditions, la transmis-
sion ne saurait être fiable.

JSR ZERO_OUT : Met les sorties à zéro et infirme data-
valid.

LDA #\$1
STA COMPTEUR_M_DIFF : Met à 1 le compteur de mots différents.
JMP DEBUT : Reboucle

ROUTINE D'INITIALISATION DU SYSTEME

INIT JSR ZERO_OUT : Prépositionne les sorties à leur état de repos
LDA #\$FF
STA DDRA : Port A en sortie
STA DDRB : Port B en sortie.
LDA #\$2
STA DDRC : Port C en entrée sur bits 0,2 et 3 en sortie
sur bit 1.

JSR ZERO_OUT : Toutes les sorties à leur état logique
"infirmé".

LDA #\$42
STA TCR : Pré-division par 4 de la fréquence phi, soit
fréquence du quartz/16. Masque les IT du
TIMER.

LDA #\$0
STA COMPTEUR_F_SYNC : Raz compteur fausse synchro
STA COMPTEUR_F_RECEP : Raz compteur de fausse
réception.
STA COMPTEUR_M_DIFF : Raz compteur du nombre de
mots consécutifs différents.
STA ANCIEN_MOT1 : Initialise ancien_mot1.
STA ANCIEN_MOT2 : Idem pour ancien_mot2.
RTS : Rend la main.

ROUTINE DE LECTURE DES DONNEES INFRA-ROUGE CETTE ROUTINE SE SYNCHRONISE SUR 10 BITS CONSECUTIFS A ZERO ENSUITE, TESTE LA PRESENCE D'UN VRAI BIT DE START PUIS LIT EN SEQUENCE LES 16 BITS DU MESSAGE, ET LES MET DANS TABLE

LECTURE LDA #\$0
STA COMPTEUR_F_SYNC : Raz du compteur de faus-
ses synchro
—— SYNCHRONISATION DU RECEPTEUR ——
SYNCHRO LDA #\$A : On veut 10 bits de synchro
STA COMPTEUR : Charge le compteur à cette valeur.
SYNC_LOOP1 LDA #\$42
STA TCR : Met le bit 7 du timer à 0 et masque les IT
LDA #\$FF
STA TDR : Initialise le timer à #\$FF avec une pré-divi-
sion par 16, plus une division par 256, on
arrive à la durée d'un bit de l'émetteur
(Q = 4,096 MHz, la période est 1 ms)
SYNC_LOOP2 LDA PORTC : Lit la donnée infra-rouge
AND #\$1 : Masque les bits non significatifs.

CMP #\$1
BEQ FAUSSE_SYNCHRO ; C'était une fausse synchro
LDA TCR
BPL SYNC_LOOP2 ; Est-ce que le timer est à 0 ? si non, boucle
DEC COMPTEUR ; Si oui, décrémente le compteur
LDA COMPTEUR
CMP #\$0
BNE SYNC_LOOP1 ; Est-ce la fin ? si non, boucle

—— ON A EU 10 BITS DE SYNCHRO ——

LDA #\$30 ; On va boucler sur 48 bits max
STA COMPTEUR ; Initialise le compteur à cette valeur
SYNC_LOOP3 LDA #\$42
STA TCR ; Réinitialise le timer et masque les IT
LDA #\$FF
STA TDR ; Charge le timer à la longueur d'un bit

SYNC_LOOP4 LDA PORTC ; Lit la donnée IR
AND #\$1 ; Masque les bits inutiles
CMP #\$1 ; Est-ce un 1 ?
BEQ BIT_DE_START ; Alors c'est un bit de start
LDA TCR
BPL SYNC_LOOP4 ; Boucle tant que le temps n'est
pas écoulé

DEC COMPTEUR ; Décrémente le compteur
LDA COMPTEUR
CMP #\$0

BNE SYNC_LOOP3 ; On boucle tant que ce n'est pas fini

— ICI, ON A EU 58 BITS A 0 -> IL N'Y A PLUS D'EMISSION —
* ON MET LES SORTIES A 0 ET ON REBOUCLE SUR LA SYNCRO*

RESET_SORTIES JSR ZERO_OUT ; Raz des sorties et du signal data-valid

JMP SYNCHRO ; Et reboucle en attendant une synchro

— TRAITEMENT DES FAUSSES SYNCHRO —

— LA PRESENCE DE FAUSSES SYNCHRO INDIQUE UNE TRANSMISSION BRUITEE —

— 128 FAUSSES SYNCHRO CONDUISENT AU RESET DES SORTIES —

FAUSSE_SYNCHRO INC COMPTEUR_F_SYNC ; Incrémente le compteur de fausses synchro

LDA COMPTEUR_F_SYNC

CMP #\$80

BNE SYNCHRO ; Si on a eu moins de 128 fausses synchro, on reboucle

LDA #\$0

STA COMPTEUR_F_SYNC ; Réinitialise le compteur de fausses synchro

JMP RESET_SORTIES ; Fait un raz sur les sorties

BIT_DE_START LDA #\$42

STA TCR ; Initialise le timer, masque les IT, pré-division 4

LDA #\$7F ; 1/2 Bit d'attente

STA TDR

LEC_LOOP1 LDA TCR

BPL LEC_LOOP1 ; Boucle tant que le temps n'est pas écoulé

LDA PORTC ; Lit la donnée IR

AND #\$1 ; Masque les bits inutiles

CMP #\$1

BNE FAUSSE_SYNCHRO ; Au bout de 1/2 bit, si on n'a plus 1, alors c'était un parasite, branche sur fausse synchro

— Il ne reste plus qu'à lire les 16 bits constituant le message —

LDA #\$0

STA INDEXE ; Met à zéro l'indexe des bits lus

LEC_LOOP2 LDA #\$42 ; Raz du passage du timer à zéro, mais on ne réinitialise plus le timer, puisqu'après son passage à zéro, il repasse à #\$FF. Ainsi, le décalage max entre deux échantillonnages est réduit au minimum

STA TCR

LEC_LOOP3 LDA TCR

BPL LEC_LOOP3 ; On attend la durée d'un bit

LDA PORTC ; Lit la donnée IR

AND #\$1 ; Masque les bits inutiles

LDX INDEXE ; Charge l'indexe des bits

STA TABLE,X ; Sauve le bit lu dans la table

INC INDEXE ; Incrémente l'indexe

LDA INDEXE

CMP #\$10 ; On lit 16 bits

BNE LEC_LOOP2

— On a lu les 16 bits du message IR, et ils sont dans TABLE —

RTS ; On rend la main

MET LES DONNEES DE TABLE DANS DEUX OCTETS, MOT1 ET MOT2 EN TENANT COMPTE DE LEUR NIVEAU D'ACTIVITE HAUT OU BAS ET EN LES ORDONNANT SUIVANT ORDRE, CE QUI PERMET DE REDEFINIR LA FONCTION DE CHAQUE TOUCHE DE LA TELECOMMANDE

FORMAT LDA #\$0

STA COMPTEUR ; Compte le nombre de bits traités

FORMAT_LOOP1 LDX COMPTEUR ; Charge le compteur de bits
LDA ORDRE,X ; Charge le rang du bit à lire dans la table des bits reçus

TAX ; Transfert A dans X. X indexe maintenant TABLE

LDA TABLE,X ; Charge effectivement le bit à traiter

CMP #\$1 ; Met la retenue à 1 si A = 0, à 0 sinon

ROR MOT1 ; Fait entrer la retenue à gauche et décale d'un cran

INC COMPTEUR ; Incrémente le compteur de bits

LDA COMPTEUR ; Charge la valeur du compteur

CMP #\$8 ; A-t-on traité les 8 premiers bits ?

BNE FORMAT_LOOP1 ; Si non, boucle

— ajuste la polarité des 8 premières sorties, PA0..PA7 —

LDA MOT1

EOR POLARITE_MOT1 ; Met chaque bit à la bonne valeur en tenant compte :

- de son état "affirmé" ou "infirmé"

- de sa logique "positive" ou "négative"

Ainsi, si polarité-Mot1 = #\$FF, les sorties sont actives à l'état haut

Si polarité-Mot1 = #\$00, les sorties sont actives à l'état bas

Si polarité-Mot1 = #\$FE, les sorties 2 à 8 sont actives à l'état haut, la sortie 1, à l'état bas.

STA MOT1

— MOT1 est créé maintenant —

FORMAT_LOOP2 LDX COMPTEUR

LDA ORDRE,X ; Charge le rang du bit à traiter maintenant

TAX ; Transfert A dans X. X indexe maintenant la position du bit à charger dans TABLE

LDA TABLE,X ; Charge effectivement le bit

CMP #\$1 ; Même cuisine que pour les 8 premiers bits

ROR MOT2

INC COMPTEUR ; Incrémente le compteur de bits

LDA COMPTEUR

CMP #\$C ; A-t-on traité du bit 8 au bit 12 (de données) ?

BNE FORMAT_LOOP2

SEC ; Met la retenue

ROR MOT2 ; Décale les 4 bits vers les poids faibles

ROR MOT2

ROR MOT2 ; On le fait 4 fois. Les 4 bits sont les poids les plus faibles de MOT2

— ajuste la polarité des 4 dernières sorties PB0..PB3 —

LDA MOT2

EOR POLARITE_MOT2 ; Met les 4 bits de poids faibles du MOT2 à l'état qui leur incombe

STA MOT2

——MOT2 est créé maintenant ——

Il faut bien noter ici que ORDRE est la table des rangs des bits à transférer dans MOT1 et MOT2. Ainsi, le bit 6 (7ème bit de la transmission) ne devrait pas figurer dans ORDRE en principe, car il n'est porteur d'aucune information pertinente. Les bits correspondant aux touches de l'émetteur sont bits 0..5 et 7..12. Les bits 6, 13, 14, 15 sont des bits de vérification qui prennent respectivement comme valeur 1, 0, 1, 0. Ils servent à valider la transmission.

RTS ; Rend la main

**ROUTINE DE VERIFICATION DE VALIDITE DES DONNEES
ELLE TESTE LA PRESENCE DES BITS 6 (7ème BIT), 13, 14, 15
RESPECTIVEMENT A 1, 0, 1, 0
S'ILS SONT TOUS A LEUR BONNE VALEUR, ON EFFACE LA
RETENUE, SINON, ON POSITIONNE LA RETENUE A 1, POUR
INDIQUER UNE ERREUR**

VALID	LDX	#\$6	; Indexe le 7ème bit lu, qui doit être à 1
	LDA	TABLE,X	; Charge ce bit
	CMP	#\$1	; Il doit être à 1
	BNE	INVALIDE	; Si non, transmission non valide
	LDX	#\$D	; Indexe le 14ème bit, qui est le 1er bit de stop
	LDA	TABLE,X	; On charge sa valeur
	CMP	#\$0	; Il doit être à 0
	BNE	INVALIDE	; Si non, erreur
	INCX		; Bit suivant
	LDA	TABLE,X	; On charge le deuxième bit de stop
	CMP	#\$1	; Il doit être à 1
	BNE	INVALIDE	; Si non, erreur
	INCX		; Bit suivant
	LDA	TABLE,X	; On charge le dernier bit de stop
	CMP	#\$0	; Il doit être à 0
	BNE	INVALIDE	; Si non, erreur

Ici, la transmission est valide, car on a vérifié :
- la présence du premier bit de validation, après 6 bits de données
- la présence des trois bits de stop (0 1 0) respectivement
on valide le résultat en effaçant la retenue

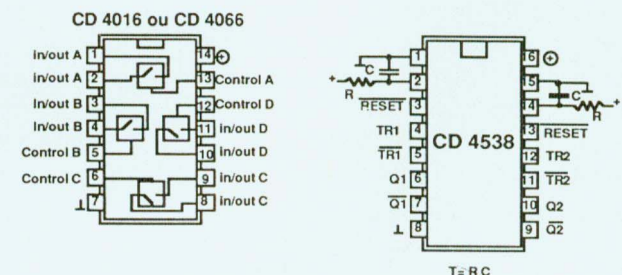
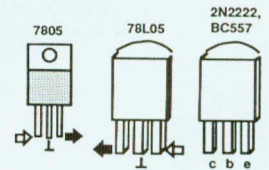
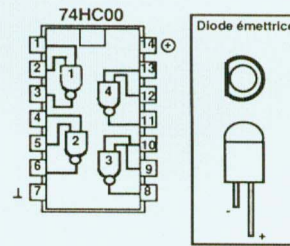
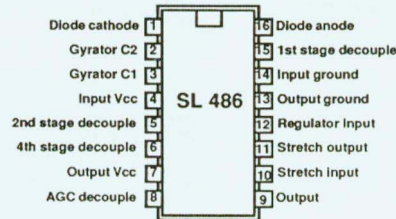
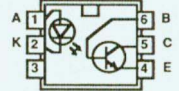
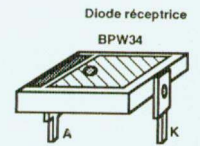
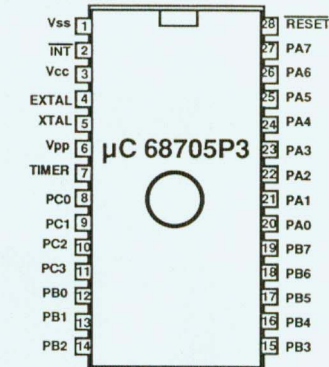
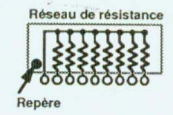
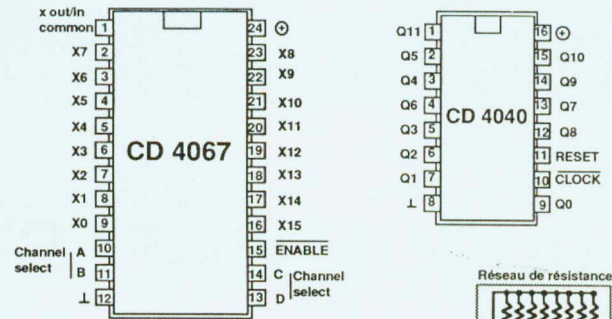
CLC ; Données valides
RTS ; Redonne la main

INVALIDE SEC ; Données non valides
RTS ; Rend la main

**ROUTINE DE MISE A ZERO DES SORTIES
MET CHAQUE SORTIE A SON ETAT LOGIQUE DE REPOS
ET INVALIDE LE SIGNAL DATA_VALID**

LDA	#\$0	
STA	PORTC	; Port C à 0. Indique qu'il n'y a plus de donnée valide
ZERO_OUT	LDA	#\$FF
	EOR	POLARITE_MOT1 ; Met chaque bit à son niveau de repos
	STA	PORTA ; Port A à 0
	STA	ANCIEN_MOT1 ; Et met à jour la mémoire "mot précédent"
	LDA	#\$FF
	EOR	POLARITE_MOT2 ; Met les 4 premiers bits à leur polarité de repos
	STA	PORTB ; Port B à 0
	STA	ANCIEN_MOT2 ; Met à jour la mémoire "mot précédent"
	RTS	; Rend la main

—— FIN DU PROGRAMME ——



Semiconducteurs utilisés

LIAISON HI-FI STEREO PAR INFRAROUGES



2e Partie

Nous avons, dans notre précédent numéro, décrit théoriquement l'émetteur d'une liaison stéréophonique pour infrarouges. Voici maintenant l'étude des circuits de réception, avec démodulation par boucles à verrouillage de phase. L'article s'achève, naturellement, sur la réalisation pratique. Précisons que la mise au point nécessite l'emploi d'un oscilloscope et une certaine expérience des montages compacts.

UNE CHARGE ACTIVE POUR LA PHOTODIODE

Abordons, avec cette première étape très importante, l'étude du récepteur. Outre les rayonnements infrarouges utiles, la photodiode capte, sans discernement, tous ceux qu'émettent accessoirement les diverses sources de lumière : lampes à incandescence, lumière du jour, écran du téléviseur. La méthode habituelle de branchement de la photodiode, illustrée en figure 9, apparaît alors déplorable. En effet, tous ces infrarouges parasites induisent,

dans Ph.D, des courants inverses I_p qui s'ajoutent au courant utile I_u et traversent eux aussi la résistance de charge R. Pour de forts éclaircissements, on risque même de saturer l'entrée ; de toute façon, la photodiode travaille, dans ces conditions, avec une tension inverse réduite, ce qui augmente sa capacité parasite et altère la réponse aux fréquences élevées. La charge active de la figure 10, élimine radicalement ces inconvénients. Expliquons son fonctionnement. En continu (lumière du jour par exemple) et pour les fréquences basses (100 Hz des lampes à incandescence), le

Fig. 9 : Branchement déplorable d'une photodiode.

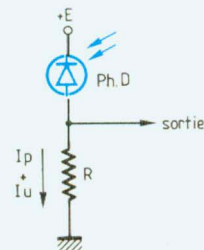
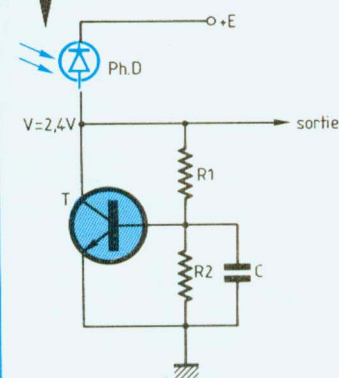


Fig. 10 : Charge active de la photodiode.



condensateur C offre une impédance, soit infinie, soit extrêmement grande et on peut l'ignorer. Le courant de la photodiode qui passe dans R1 traverse aussi R2 et les différences de potentiel qu'il développe aux bornes de cette résistance, se trouvent appliquées à la jonction base-émetteur du transistor. Amplifiées avec inversion de phase (montage en émetteur commun), elles se retrouvent au collecteur de T et se retranchent du signal créé par la diode dans l'ensemble R1/R2. On ne les retrouve donc pas, ou du moins très fortement atténuées, sur la sortie. Notons aussi que, la jonction émetteur-base imposant une tension de 0,6 V aux bornes de R2, la tension du collecteur de T se trouve automatiquement stabilisée à la valeur :

$$V_c = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \times 0,6$$

Dans notre montage (voir le schéma et la nomenclature des composants), V_c vaut 2,4 V environ. Il reste près de

UNE ECOUTE DISCRETE

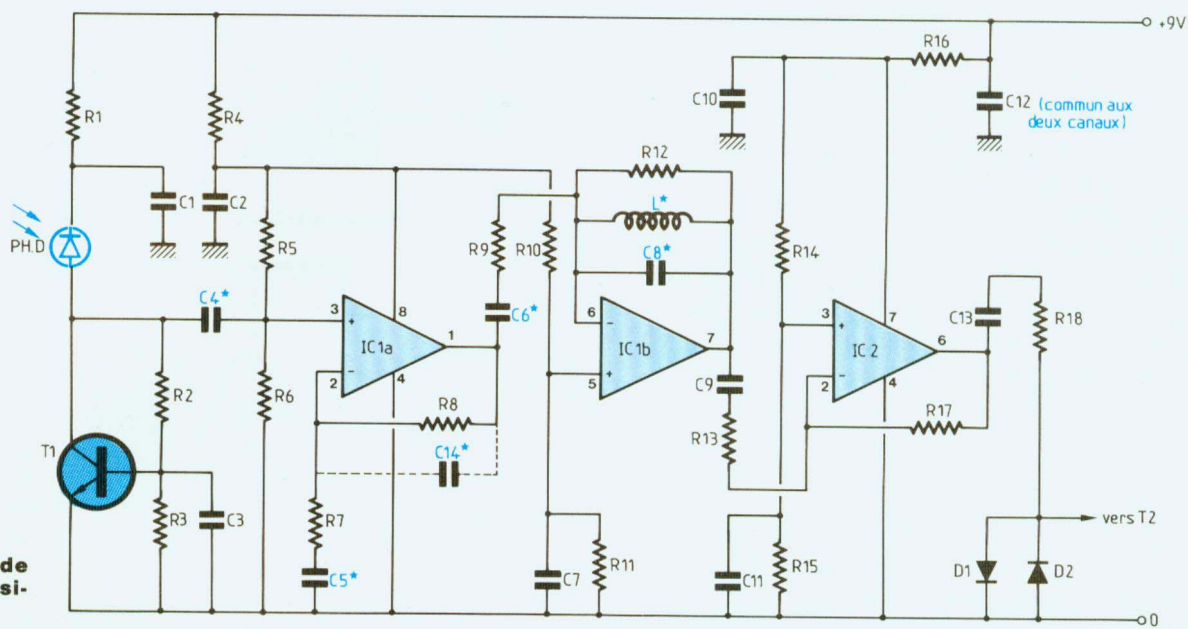


Fig. 11 : Circuits de préamplification dessinés pour une voie.

8 V aux bornes de la diode, ce qui limite sa capacité parasite à une valeur acceptable.

Aux fréquences des porteuses, soit 75 kHz et 150 kHz, le condensateur C se comporte comme un court-circuit presque parfait et la base de T ne reçoit pas ces signaux. La charge de la photodiode est alors constituée par R1, dont la valeur élevée permet de recueillir un signal utile pas trop chétif.

PREAMPLIFICATION ET TRI DES FREQUENCES

En dépit des précautions précédentes, ce sont des tensions de l'ordre du millivolt qu'il convient de traiter, en n'aidant, sur le démodulateur de chaque canal, que la bande de fréquences qui le concerne. Les circuits de préamplification de la figure 11, dessinés pour une seule voie, se chargent de ce travail. La structure reste identique pour les deux canaux mais, là encore, cer-

taines valeurs numériques diffèrent : on consultera très attentivement la nomenclature.

Le premier étage d'amplification s'articule autour de IC1a, utilisé en configuration non inverseuse, afin de disposer d'une très grande impédance d'entrée et de ne charger que modérément la sortie de la photodiode. En pratique, avec un amplificateur opérationnel BIFET, l'impédance est celle du pont de polarisation R5/R6, soit 235 kΩ (mise en parallèle des deux résistances vis-à-vis de l'alternatif).

IC1a travaille, en première approximation (nous verrons plus loin que ce n'est pas tout à fait exact), en amplificateur aperiodique et le LF 353 utilisé offre, pour les petits signaux, un produit gain x bande de 4 MHz.

Les fréquences les plus élevées à traiter approchant 200 kHz, le gain ne peut donc dépasser 20. Pour conserver une marge de sécurité et tenir compte de la forme non sinusoïdale des signaux, nous l'avons limité à :

$$G = \frac{R7 + R8}{R7} = 15$$

A l'entrée, l'ensemble C4/R5/R6 forme un filtre passe-haut. Nous choisirons C4 pour placer la fréquence charnière vers 50 kHz pour le canal gauche et 100 kHz pour le canal droit, ce qui atténue l'envoi de la porteuse à 75 kHz dans la voie traitant le 150 kHz. C5 joue le même rôle avec R7 et sa valeur a été sélectionnée selon les mêmes critères. A l'inverse, l'adjonction de C14, dans le canal gauche seulement, y atténue le 150 kHz, en restant sans effet sur la porteuse à 75 kHz.

L'étage suivant, qui exploite le deuxième amplificateur IC1b du circuit LF 353, parachève le tri de façon encore plus radicale, puisqu'il est accordé sur la fréquence centrale de chaque canal par le circuit oscillant parallèle LC8 inséré dans le réseau de contre-réaction. La résistance R12, qui complète ce réseau, amortit légèrement le circuit oscillant et permet d'élargir suf-

LIAISON PAR INFRAROUGES

fisamment sa bande passante pour amplifier convenablement les fréquences à ± 20 kHz autour de F_0 . En sortie de C11b, sur la broche 7, l'oscilloscope montre des sinusoïdes quasi-parfaites, mais dont l'amplitude n'excède guère 100 à 200 mV dans des conditions normales de réception et peut parfois descendre sensiblement en-dessous. Le troisième étage C12, grâce au LF 357 dont le produit gain x bande atteint 20 MHz en petits signaux et qui offre un slew-rate de 50 V/ μ s, travaille ici avec un gain :

$$G = \frac{R17}{R13} = 37$$

Le plus souvent, sur sa sortie, on approche l'écrêtage. Pour la suite des opérations, à laquelle nous arrivons maintenant, il est souhaitable de disposer d'une amplitude variant peu avec les conditions de travail. L'écrêtage à $\pm 0,6$ V par les diodes D1 et D2, alimentées à travers C13 et R18, permet d'y parvenir efficacement.

Avec un gain global qui peut dépasser 3000, les circuits de la figure 11, on s'en doute, craignent toutes les causes d'accrochage et notamment, par l'intermédiaire de l'alimentation. Aussi, les découplages sont-ils multiples : R1/C1, R4/C2, R16/C10 et enfin C12.

LA DEMODULATION PAR PLL

Le sigle PLL, contraction de l'anglais Phase Locked Loop, se traduit en français par "boucle à verrouillage de phase". Il s'agit d'un des montages les plus astucieux et les plus fertiles jamais inventés par des électroniciens. Son étude mathématique rigoureuse et complète se révèle malheureusement ardue et longue : un numéro complet de Led n'y suffirait pas. Souhaitant, comme à notre habitude, ne pas inciter le lecteur à souder sans comprendre, nous tenterons tout de même une

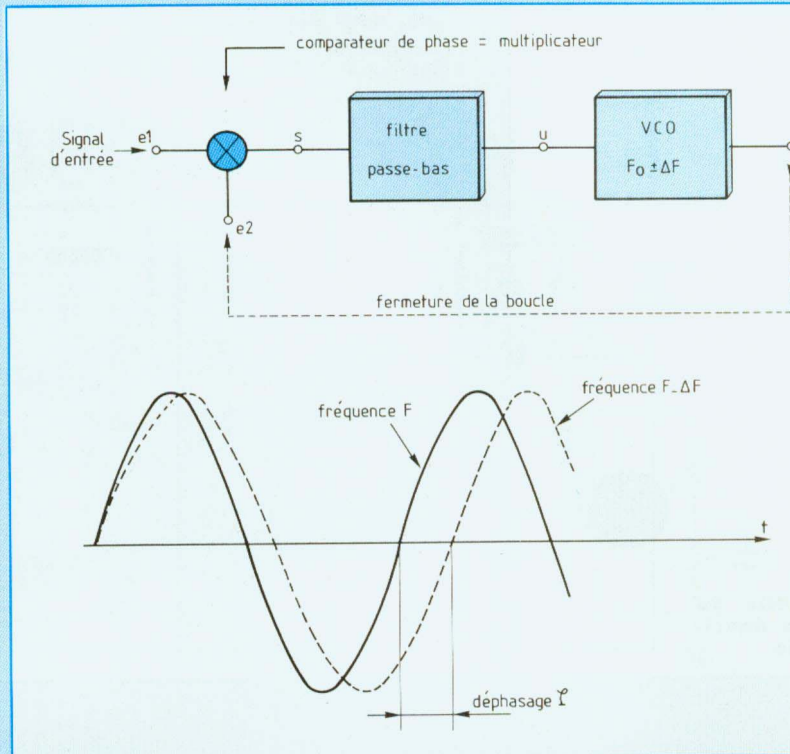


Fig. 12 : Toute PLL rassemble les trois éléments de cette figure. On ramène la sortie du VCO sur l'entrée e_2 du comparateur, pour fermer la boucle.

Fig. 13 : Des sinusoïdes de fréquences voisines F et $F - \Delta F$ sont assimilables, à l'issue d'une période, à des sinusoïdes de même fréquence, séparées par un déphasage φ .

approche simplifiée. Il y suffira d'une relation trigonométrique, du programme des classes du lycée.

La figure 12 montre la structure, réduite à l'essentiel, de toute boucle à verrouillage de phase. On y rencontre trois constituants : un comparateur de phase à deux entrées e_1 et e_2 , un filtre passe-bas et un oscillateur commandé en tension, ou VCO (Voltage Controlled Oscillator, voir en début d'article).

Bien que cette approximation ne soit pas toujours rigoureusement satisfaisante (PLL numériques), on peut assimiler le comparateur de phase à un circuit multiplicateur, qui délivre sur sa sortie s le signal produit des signaux d'entrées e_1 et e_2 :

$$s = e_1 \times e_2$$

Supposons alors que le VCO oscille sur sa fréquence propre F_0 , donc à la pulsation $\omega_0 = 2\pi F_0$ et délivre des sinusoïdes fonction du temps t :

$$y = \sin \omega_0 t$$

qu'on applique à l'entrée e_2 en refermant la boucle. Sur l'entrée e_1 du comparateur, introduisons le même signal y . A la sortie s , on trouve :

$$s = y \cdot y = \sin^2 \omega_0 t$$

ce que les formules de trigonométrie nous permettent d'écrire :

$$s = \frac{1}{2} - \frac{\cos 2\omega_0 t}{2}$$

le signal s se compose donc :

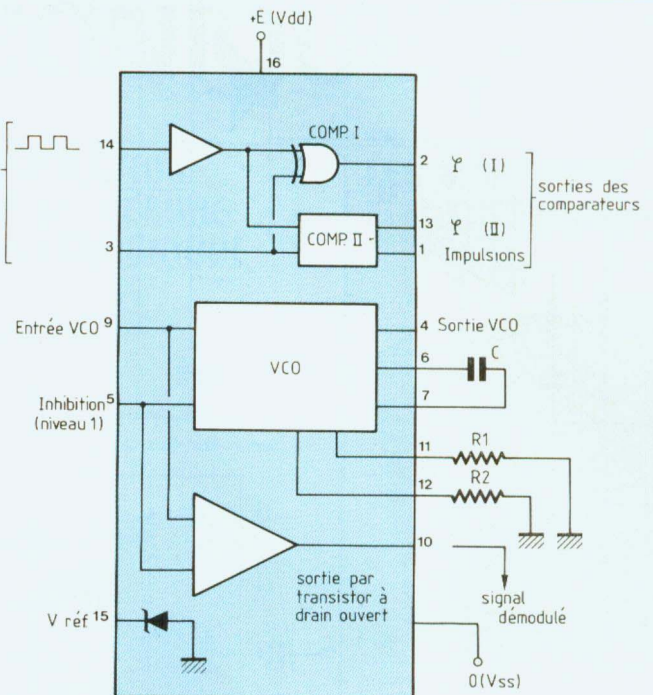
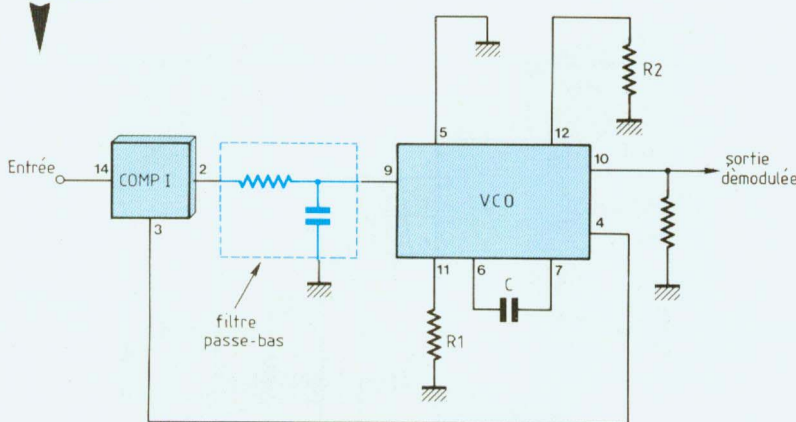
- d'un terme constant,
- d'un terme sinusoïdal de fréquence $2F_0$.

Si le filtre passe-bas offre une fréquence de coupure sensiblement inférieure à $2F_0$, il élimine ce deuxième terme.

Maintenant, appliquons à l'entrée e_1 une sinusoïde de fréquence légèrement différente. La figure 13 montre qu'à l'issue d'un délai assez court – une période en l'occurrence – les deux sinu-

Fig. 14 : Architecture interne de la boucle à verrouillage de phase CD 4046.

Fig. 15 : Utilisation du CD 4046 pour la démodulation de fréquence.



soïdes apparaissent comme ayant la même fréquence F , mais séparées par un déphasage φ . On peut donc écrire :

$$e_1 = \sin \omega t$$

$$e_2 = (\sin \omega t - \varphi)$$

ce qui donne :

$$s = e_1 \cdot e_2$$

$$s = \frac{1}{2} [\cos \varphi - \cos (2\omega t + \varphi)]$$

Le filtre passe-bas supprime le terme de pulsation rapide 2ω (fréquence $2F$) et on ne retrouve, à l'entrée du VCO, que la composante :

$$u = \frac{\cos \varphi}{2}$$

celle-ci commande l'oscillateur et un équilibre s'établit rapidement, qui tend à réduire ΔF .

Modulons, maintenant, en fréquence, le signal de l'entrée e_1 . La phase φ , donc le signal u , reproduisent cette modu-

lation, en la débarrassant de la porteuse HF.

Concluons :

La PLL, en sortie de son filtre passe-bas, restitue les tensions de modulation de la porteuse appliquée à l'entrée e_1 . **Elle se comporte en démodulateur de fréquence.**

ARCHITECTURE ET UTILISATION DE LA CD 4046

Le circuit intégré CD 4046 est une boucle à verrouillage de phase numérique, en technologie CMOS, dont la figure 14 montre, synoptiquement, l'architecture interne. On y notera la présence de deux comparateurs de phase, référencés COMP I et COMP II respectivement. Seule la sortie du premier (broche 2) nous servira ici ; celles du deuxième (broches 1 et 13) délivrent des impulsions fortement asymétriques, impropres à la démodulation.

A son entrée normale (broche 9), le VCO ajoute une entrée d'inhibition (broche 5) qui interrompt le fonctionnement de l'oscillateur dès qu'on la porte au niveau logique "1", donc au +E de l'alimentation. Nous la maintiendrons, bien sûr, au niveau "0", donc au potentiel de la masse. Les composants C, R1 et R2 déterminent non seulement la fréquence propre F_0 , mais aussi la plage de capture, c'est-à-dire, en pratique, les écarts ΔF autour de F_0 pour lesquels la PLL est capable de suivre la modulation. On choisit C, R1 et R2 à l'aide d'abaques fournis par le constructeur et dont la reproduction ne présente guère d'intérêt.

Un étage suiveur, à sortie par transistor MOS à drain ouvert, permet de disposer du signal démodulé sous impédance réduite, en broche 10.

Toutes ces considérations nous mènent finalement au circuit d'utilisation de la figure 15, dans lequel le rectangle en pointillés encadre le filtre passe-

LIAISON PAR INFRAROUGES

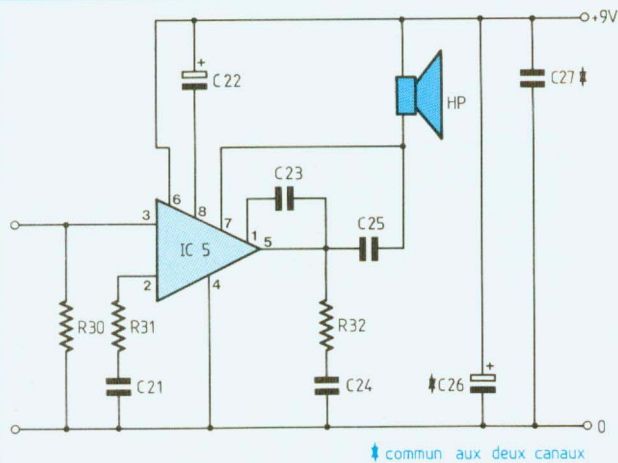
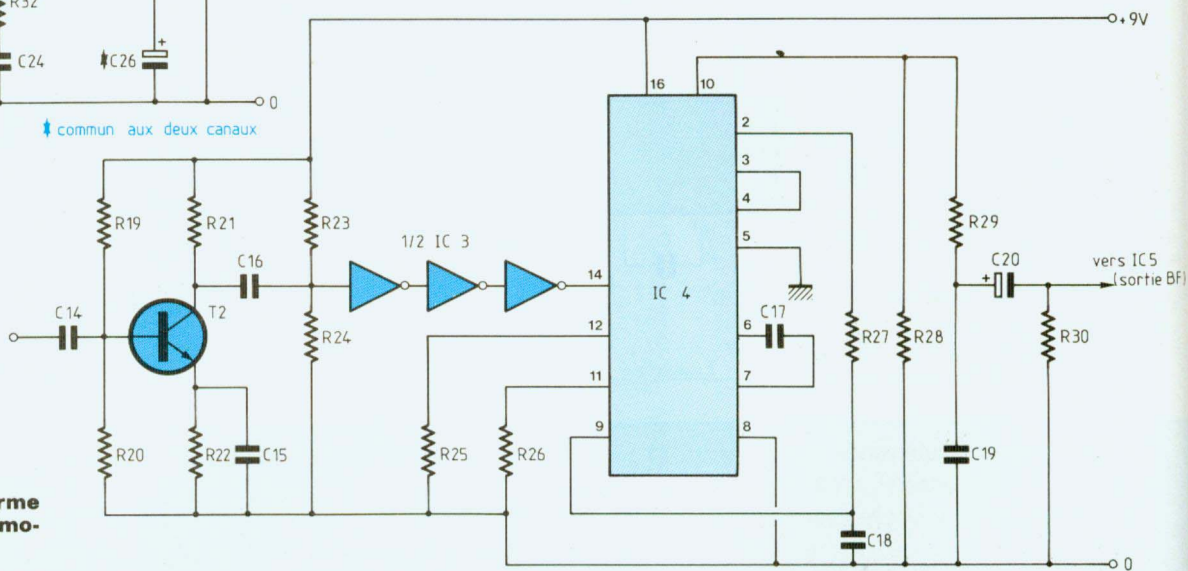


Fig. 17 : Schéma d'un amplificateur de sortie.

Fig. 16 : Mise en forme des signaux HF et démodulation.



bas, constitué d'un réseau RC en composants discrets, externe au circuit intégré.

Terminons en précisant que l'entrée e_1 (ici, la broche 14) doit recevoir des créneaux. Ceci impose, comme nous allons le voir, une mise en forme soignée du signal HF.

SCHEMA DES CIRCUITS DEMODULATEURS

Rappelons-nous que les étages pré-amplificateurs délivrent, dans les conditions normales de portée, des tensions écrêtées à 1,2 V, grâce à l'emploi de diodes montées tête-bêche (revoir la figure 11). Comme on le constate en figure 16, le transistor T2, qui fonc-

tionne en émetteur commun grâce au découplage par C15, en élève l'amplitude jusqu'au voisinage de sa saturation. Toutefois, l'écrêtage préalable élimine tout risque de sursaturation, donc d'inversion de phase sur les sommets, qui conduirait à une multiplication de fréquence.

Le pont R23/R24 polarise à mi-tension d'alimentation, donc à 4,5 V environ, l'entrée de trois portes inverseuses constituant la moitié d'un circuit 4069 et connectées en cascade (1/2 de IC3). Ainsi, l'entrée de la PLL C14 reçoit-elle des créneaux parfaits, à temps de montée et de descente extrêmement brefs et qui évoluent entre 0 et +9 V. Les seuils de basculement du comparateur sont largement encadrés et le fonctionnement très sûr.

Le rôle des éléments qui entourent C14 a été expliqué précédemment. Outre le filtre passe-bas R27/C18 inséré dans la boucle, on a prévu, sur la sortie démodulée, une autre cellule (R29/C19), qui élimine les derniers résidus de HF. La sortie vers l'amplificateur BF de puissance s'effectue à travers C20.

Les valeurs de certains composants différents, naturellement, d'un canal à l'autre, en raison des différences de fréquences porteuses.

AMPLIFICATEURS DE SORTIE

Ils adoptent, on s'en doute, des configurations rigoureusement identiques

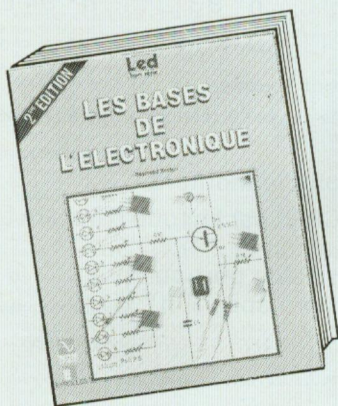
LA BIBLIOTHEQUE TECHNIQUE DES EDITIONS FREQUENCES



vous propose d'en savoir beaucoup plus sur :

— L'ELECTRONIQUE —

LES BASES DE L'ELECTRONIQUE

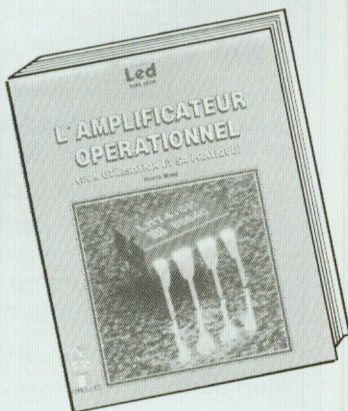


Par **Raymond Breton.**
1988 - 84 p.

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

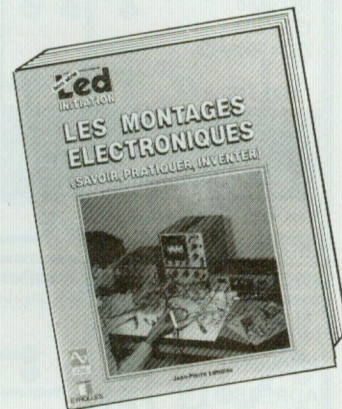


Par **Michel Casabo.**
1986 - 120 p.

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 quel que 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

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

Prix	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Circuits séri-graphiés	Total
• Ampli 10 W		52,00 F	60,00 F	80,00 F	
• Ampli Hi-Fi Autoradio					
- C.I. convertisseur		77,00 F	90,00 F	130,00 F	
- C.I. temporisation		15,00 F	22,00 F	27,00 F	
- C.I. amplificateur (1 voie)		18,00 F	25,00 F	33,00 F	
• Emetteur I.R. stéréo					
- C.I. émetteur		91,00 F	121,00 F	160,00 F	
- C.I. récepteur (2 C.I.)		62,00 F	98,00 F	115,00 F	
Plaque présensibilisée positive STEP Circuits époxy FR4 16/10 cuivre 35 microns				1 face cuivrée + 1 face séri-graphiée	
80×100		10,00 F	12,00 F		
100×160		21,00 F	24,00 F		
150×200		40,00 F	47,00 F		
200×300		80,00 F	94,00 F		
TOTAL TTC					_____ F
NUMERO D'ABONNE :					
Remise consentie 25 % : $\frac{\text{Total TTC} \times 3}{4}$ _____ F					
Frais de port et emballage 10 F					
TOTAL A PAYER _____ F					
Païement par CCP <input type="checkbox"/> , par chèque bancaire <input type="checkbox"/> ou par mandat <input type="checkbox"/> à adresser aux Editions Périodes 1, boulevard Ney 75018 Paris					
NOM					
PRENOM					
ADRESSE					

BON DE COMMANDE

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

1, boulevard Ney 75018 PARIS

Je désire :n° 15 n° 18 n° 29
 n° 30 n° 31 n° 33 n° 43
 n° 44 n° 45 n° 46 n° 47
 n° 48 n° 49 n° 50 n° 51
 n° 58 n° 62 n° 63 n° 65
 n° 66 n° 67 n° 68 n° 69
 n° 71 n° 72 n° 73 n° 74
 n° 75 n° 76 n° 77 n° 78
 n° 79 n° 80 n° 81 n° 82
 n° 83 n° 84 n° 85 n° 86
 n° 87 n° 88 n° 89 n° 90
 n° 91 n° 92 n° 93 n° 94
 n° 95 n° 96 n° 97

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

25 F le numéro (frais de port compris)
42 F pour le numéro spécial n° 81

Mon nom :

Mon adresse :

Economisez F : 70,00 par an en vous abonnant ! et bénéficiez ainsi d'une remise constante de 25% sur les prix de nos circuits imprimés.

ABONNEZ-VOUS A

LED

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

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 210 F
AUTRES* : 290 F

NOM

PRENOM

N° RUE

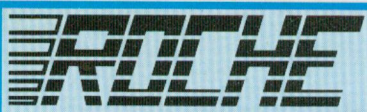
CODE POSTAL VILLE

* 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

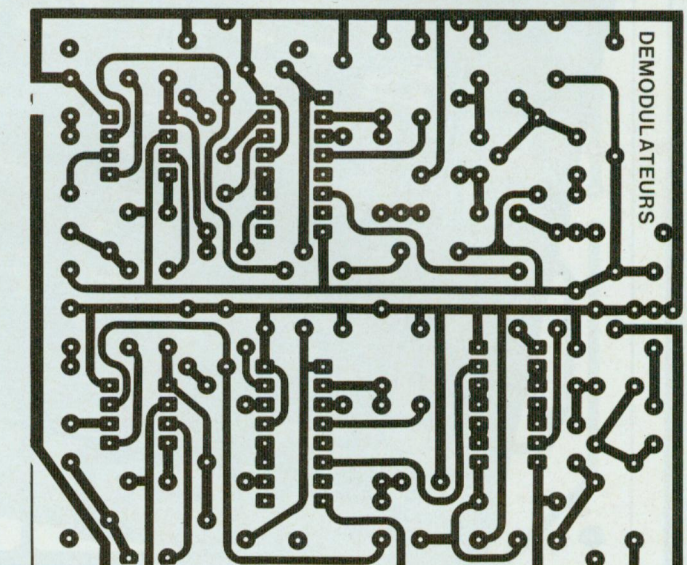
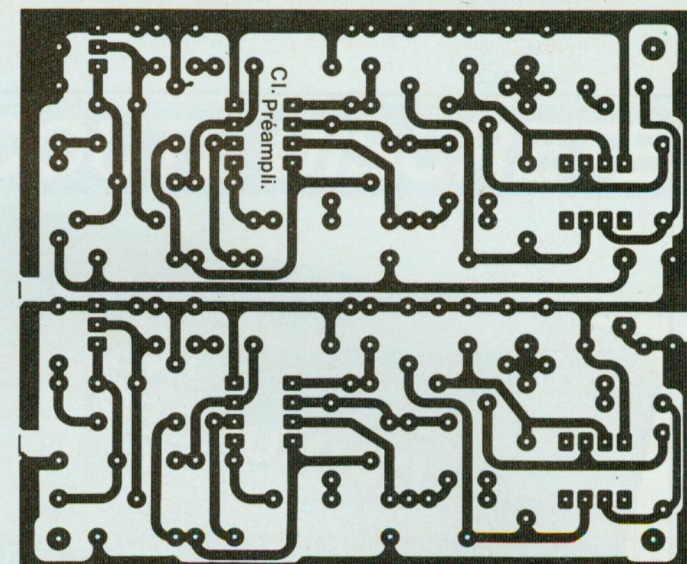


**200, av. d'Argenteuil
92600 ASNIERES
47.99.35.25 et 47.98.94.13**

MAGASIN OUVERT DU MARDI AU SAMEDI
de 9 h 30 à 12 h 30 et 14 h à 19 h. **LE LUNDI** : de 14 h à 19 h
(Fermé le lundi pendant les vacances scolaires)

+ de 220 KITS EXPOSES et GARANTIS 1 AN
notre sélection des plus vendus

KITS JEUX DE LUMIERE		KITS MUSIQUE ET TRUCAGES	
PL 11	Gradateur de lumière 1200 watts	PL 100	Batterie électronique 17 rythmes
OK 09	Modulateur 3 voies + micro 3 x 1200 watts	CH 7	Synthétiseur de sons, console bruitage
PL 13	Chenillard 4 voies à vitesse réglable, 4 x 1200 watts	RT 2	Chambre d'écho digitale 256 K, avec son coffret
PL 71	Chenillard multi-programmes, 8 voies de 1200 watts	PL 59	Truqueur de voix réglable (voix et timbre)
PL 37	Modulateur 4 voies + chenillard 4 voies 4 x 1200 W	PL 66	Table de massage stéréo à 3 entrées
PL 15	Stroboscope 40 jolies avec son tube Vitesse réglable	OK 119	Décibelmètre électronique à 12 leds
OK 157	Stroboscope 300 jolies avec son tube. Vitesse réglable	OK 199	Sonomètre électronique. Alimentation 12 V
KITS MESURE DE LA TEMPERATURE		KITS D'ALARME ET ANTIVOL	
PL 43	Thermomètre digital de 0 à 99°, lecture sur 2 afficheurs	PL 10	Antivol de maison. Entrée/sortie temporisées
OK 64	Thermomètre digital de 0 à 99,9°, lecture sur 3 afficheurs	CH 8	Radar-alarme hyperfréquences. Réglable jusqu'à 10 m
PL 29	Thermomètre réglable de 0 à 99° sortie/relais 500 W	PL 20	Serrure codée à 4 chiffres. Sort./relais. PC 3A/250 V
PL 45	Thermomètre Digital réglable 0 à 99°, sortie/relais 750 W	PL 54	Tempomètre d'alarme 10 s à 3 mn. Sort. sur relais
CH 5	Thermomètre Digital 0 à 99,9°, 4 minutes/2 circuits	OK 140	Certificat d'alarme. 6 entrées + tempo + tests
KITS EMISSION ET RECEPTION		KITS UTILITAIRES ET CONFORT	
OK 61	Mini-émission FM 0,2 W Réglable 88-108 MHz. Alm. 9 V.	OK 23	Anti-moustiques électronique. Portée : 8 m
PL 35	Emetteur FM 3 W. Réglable de 88 à 108 MHz. Alm. 9/13 V	OK 84	Interphone 2 postes à fil avec HP
CH 4	Emetteur FM 5 W. Réglable de 90 à 104 MHz. Alm. 12 V.	OK 115	Amplificateur téléphonique avec HP
OK 105	Mini récepteur FM. De 88 à 108 MHz avec écouteur	PL 90	Minuterie d'éclairage. 30 s à 30 mn. Pou. de coup. : 1000 W
PL 50	Récepteur FM de 88 à 108 MHz avec ampli et haut-parleur	PL 40	Convertisseur 12/24V, 40 watts
PL 79	Tuner FM stéréo. De 88 à 108 MHz. Sensibilité : 2 µV	PL 75	Variateur de vitesse pour perceuse. Puis. max. : 1000 W.
OK 159	Récepteur bande MARINE. De 135 à 170 MHz. Avec coffret	LES NOUVEAUTES	
OK 153	Récepteur AM AVIATION. De 110 à 130 MHz. Avec coffret	CH 11	Chenillard à leds 8 voies. Vit. rég. AL 12 V. C. 50 mA
OK 165	Récepteur AM CHALLUTER. De 118 à 2,8 MHz. Avec coffret	CH 12	Ionisateur électronique. Eff. pour 30 m³ AL 220 V. C. 6 W
OK 177	Récepteur FM POLICE. De 66 à 88 MHz. Avec coffret	CH 13	Stroboscope 150 jolies. Vit. Régl. (5 à 200 aci./min)
OK 179	Récepteur ONDES COURTES. De 1 à 20 MHz. Avec coffret	CH 14	Détecteur électronique. Mesur. direct. du calcare
PL 63	Ampli d'antenne TV. De 1 à 1000 MHz. Gain : 20 dB	CH 15	Emetteur téléphonique. Câblé entre 88 et 108 MHz
KITS MESURE ET ATELIER		CH 16	Télécomm. infrarouges codée 1 canal 4094 combi/ P. C3A
PL 08	Alimentation réglable de 3 à 12 V. 0,3 A. avec transto.	PL 17	Ampli correcteur vidéo. Améliore copie ou enreg. vidéo
OK 149	Alim. rég. de 3 à 24 V. 2 Amp. Avec coffret et volt/mètre	CH 18	Commande d'enregistrement téléphonique. Alm. du Tél.
OK 147	Alim. rég. de 3 à 24 V. 3 Amp. Avec coffret et VU-mètres	CH 19	Simulateur de pannes pour auto. Simule 9 pannes. AL 12 V
PL 06	Alim. digitale 3V à 12V	CH 20	Magnétophone numérique (synthèse vocale). Alm. 5/12 V
OK 123	Générateur BF. De 1 Hz à 400 kHz. 3 sorties	CH 21	Automate programmable. 4 ent. et 4 sort./relais. Alm. 12 V
OK 86	Fréquencemètre digital de 20 Hz à 1 MHz. 3 afficheurs	CH 22	Transm. son à infrarouges. Alm. émett. 9 V. Recept. 12 V
OK 82	Fréquencemètre digital de 30 Hz à 50 MHz. 6 afficheurs	CH 23	Compteur-décompteur-temporisateur digital. Alm. 12 V
RT 1	Fréquencemètre digital de 30 Hz à 3 MHz. 8 aff. + coffret	OK 24	Chien de garde électronique (synthèse vocale). AL 12 V
OK 61	Capacitémètre digital de 10 pF à 99999 µF en 8 gammes	CH 25	Sérénité parlante. Reproduit la voix humaine. Alm. 12 V
PL 56	Voltmètre digital de 1 à 999 V en 4 gammes. 3 afficheurs	CH 26	Télécom. infrarouges 4 canaux. Portée à 10 m. AL 12 V
KITS TELECOMMANDE		CH 27	Alarme à infrarouges. Volumétrique. 3 temporisations
PL 22	Télécommande secteur (émett. + récept.). Sortie/rel. PC 3 A	CH 28	Jackpot électronique 3 afficheurs. AL 9 V. C. 400 mA
PL 25	Télécom. lumineuse (émett. + récept.). Sortie/rel. PC 3 A	OK 29	Alarme à infrasons. Volumétrique. 3 temp. rég. AL 12 V
PL 67	Télécom. 27 MHz codée, portée 100 m (émett. + récept.)	CH 30	Horloge digitale murale à leds. Chiff. 4,5 cm. Alm./220 V
PL 75	Télécommande ULTRASONS (émett. + récept.). Portée : 6 m	CH 31	Truqueur de voix. Effets sonores spectaculaires. AL 220 V
PL 82	Télécom. INFRAROUGES (émett. + récept.). Portée : 8 m	CH 32	Horloge analogue à leds. Alm. 12 ou 220 V
OK 43	Détecteur déclencheur photo-électronique. Sortie/rel. PC 3A	CH 33	Boîte programmée à 64 leds. 2048 séquences. AL 12/220 V
OK 30	Clap interrupteur avec micro. Sortie/rel. Alm. 12 V	CH 34	Anti-cats électronique. Pour 300 m². Alm. 6 V. C. 20 mA
OK 62	Vox-Contrô. Sortie sur relais. Alm. 12 V	CH 35	Chambre de réverbér. Nomb. eff. sonor. AL 9 V. C. 5 mA
CH 3	Clap télécommande avec micro. Sortie/relais. Alm. 220 V	CH 36	Anti-cats électron. 20 à 40 kHz. Pour 100 m². AL 220 V
PL 64	Programmeur 8 jours, 4 sorties sur relais. 750 W x 4	CH 37	Chenillard 16 voies. Vit. rég. puis. 1000 W/voies. AL 220 V
KITS AMPLI-PREAMPLI		CH 38	Sifflet de dressage pour chiens. Ultrasons. 9 V/250 mA
OK 121	Preampli micro dynamique 300 Ω à 1 kHz : 26 dB. AL 9/30 V	CH 39	Carte à 16 entrées pour micro. Alm. de 5 à 12 V. C. 10 mA
OK 119	Preampli micro dynamique 47 kΩ à 1 kHz : 20 dB. AL 9/30 V	CH 40	Délect. de passage à infrarouge. P.C. 3 A/250 V/12/220 V
PL 96	Ampli BF 2 W - réglag. ton/vol. 8 Ω. Alm. : 9/20 V. C. 100 Ma	RT 4	Programmeur-copieur pour 2712, 2764, 27128, 27256
OK 31	Ampli BF 10 W eff/mono. Ent. 4 kΩ. Sort. 4 Ω AL 50 V	RT 5	Programmeur de chenillard 10 voies. 1000 W/voies. 220 V
OK 150	Ampli BF 20 W eff/mono. Ent. 47 kΩ. Sort. 4 Ω AL 50 V	RT 6	Programmeur d'éprouv pour micro (2716/32/64/128/256)
PL 52	Ampli BF 30 W mono 2 x 15 W stéréo 8 Ω. 2 sorties	RT 7	Laser rouge vif puis. 3/5 mW/2 moteurs + coffret + alim.
PL 93	Ampli/preampli correcteur stéréo 2x45 W. AL 60 V C. 1. 5A	LES DERNIERES NOUVEAUTES	
OK 62	VU-mètre stéréo 2x6 leds. De 1 à 100 V. AL 12 V. C. 200 mA	CH 41	Carte d'acquisition pour micro-PC
OK 137	Preampli correcteur de tonalité stéréo. 4 ent. AL 15/30 V	CH 42	Thermomètre de salon 0 à 30/30 leds
OK 27	Connecteur de tonalité mono. AL 9 à 30 V. BP 20 Hz à 25 kHz	CH 43	Carte à 8 sorties sur relais pour PC
PL 99	Ampli GUITARE 80 W eff. 8 Ω. AL 2 x 40 V. C. 1,2 Amp.	CH 44	Thermomètre mural digital de 0 à 99°C
KITS JEUX ET TRAINS		CH 45	Booster 2 x 45 watts, s : 4/8 Ω - AL 12 V
OK 16	421 électronique à 3 afficheurs. Alm. 4,5 V	CH 46	Télécommande par téléphone 2 canaux
OK 52	Sifflet automatique pour train électrique. Alm. 9 à 16 V	CH 47	Simulateur de présence. 2 sorties/relais
OK 53	Sifflet à vapeur pour locomotive. Alm. 9 à 12 V	CH 48	Message parlant à synthèse vocale
OK 77	Bloc système électronique pour train. Alm. 12 V	CH 49	Modulateur 3 voies à micro en BT/12 V - 3 x 1 A
OK 155	Variateur de vitesse automatique et progressif. AL 12 V	CH 50	Girouette électronique, contrôle infrarouges
KITS AUTO ET MOTO		CH 51	Spot lumineux à 100 leds - AL 12 V
OK 46	Cadensaur réglable d'essui-glaces. Alm. 12 V	CH 52	Anémomètre digital avec ses coupelles
CH 83	Compte-tours digital auto-moto. Alm. 12 V	CH 54	Mire TV 625 lignes avec modulateur
PL 1	Alarme auto par détection de cons. de courant. AL 12 V	CH 55	Télécommande HF codée pour voiture. P : 20 m
OK 57	Antivol auto par Ultra-Sons. Ent./Sort. temporisées	CH 56	Analyseur de spectre sonore - 10 bandes
OK 154	Antivol moto par contact de choc. Sensib. réglable	CH 57	Ampli d'antenne 50 à 80 MHz. G : 22 dB
PL 32	Interphone pour moto ou auto. Communicat. sans commut.	CH 58	Laser de démonstration rouge 3 mW - AL 9/12 V
PL 92	Stroboscope de réglage auto-moto (avec tube). AL 12 V	CH 59	Compteur geiger - Muller avec son tube
		CH 60	Afficheur géant 18 cm / 206 leds



**UN SERVICE COMPLEMENTAIRE
AU SERVICE CIRCUITS IMPRIMES
POUR LA GRAVURE DE VOS C.I.**

**LE FILM POSITIF AGFA
DL510p format 21 x 29,7**
Regroupant tous les circuits imprimés à l'échelle 1 des études proposées dans le numéro de prix unitaire de 35,00 F (port compris)

Je désire recevoir le film positif du Led n° 98

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

NOM
PRENOM
ADRESSE

LIBRAIRIE + de 120 titres

LV 12	La radio et TV ? Mais c'est très simple. AISBERG	175,00	LV 431	100 pannes TV. Noir/blancs et couleurs. DURANTON	55,00
LV 24	Pratique de la construction électronique. BESSON	135,00	LV 462	Le dépannage des TV. Noir/blancs et couleurs. RAFFIN	195,00
LV 66	Comprendre l'électr. des semi-conducteurs en 15 leçons	99,00	LV 55	Equivalences des transistors (50 000). FELETOU	185,00
LV 86	Emploi rationnel des circuits intégrés. CECHEMICHEN	185,00	LV 77	Equivalences des circuits intégrés (45 000)	295,00
LV 97	L'électronique ? Rien de plus simple. CECHEMICHEN	95,00	LV 129	Les circuits TV et VIDEO. Tome 1. SCHREIBER	115,00
LV 92	Comprendre les microprocesseurs en 15 leçons	épuisé	LV 76	Les circuits TV et VIDEO. Tome 2. SCHREIBER	115,00
LV 98	Pratique des oscilloscopes. 350 oscillogrammes	195,00	LV 172	Les circuits TV et VIDEO. Tome 3. SCHREIBER	115,00
LV 147	Apprendre l'électr. aux enfants. Pour l'enseignement. FANTOU	épuisé	LV 115	Repertoire mondial des transistors (30 000). LILEN	225,00
LV 176	Pratique l'électronique en 15 leçons. SOROKINE	135,00	LV 136	Equivalences des diodes et zeners (45 000). FELETOU	175,00
LV 400	L'électronique à la portée de tous. ISABEL	145,00	LV 141	Equivalences thyristors, triacs, gats 28 000. FELETOU	175,00
LV 458	Initiation à l'électronique et à l'électronique. HURE	105,00	LV 105	200 montages électroniques simples. SOROKINE	160,00
LV 468	Les circuits imprimés. Conception et réalisation	140,00	LV 137	400 schémas audio, BF, Hi-Fi. Sono. SOROKINE	190,00
LV 474	Les oscilloscopes. Fonctionnement et utilisation	185,00	LV 145	350 schémas et circuits. HI-FI. SCHREIBER	190,00
LV 60	La pratique des antennes. GUILBERT	140,00	LV 169	1500 schémas et circuits. BOURGFRON	240,00
LV 439	Les antennes. Théorie et pratique. BRAULT	240,00	LV 408	Electronique, jeux et gadgets. FIGHERA	130,00
LV 461	L'émission et réception d'un téléviseur. RAFFIN	260,00	LV 409	Electronique, protection et alarmes	150,00
LV 29	Cours de télévision moderne. BESSON	235,00	LV 410	Electronique, laboratoire et mesures. FIGHERA	190,00
LV 34	Cours fondamental de TV. Emet./Récept. BESSON	245,00	LV 420	Espions électroniques micro-miniatures. WAHL	55,00
LV 43	Réglages/Dépannages des TV couleurs	140,00	LV 429	Mini-espions à réaliser soi-même. WAHL	55,00
LV 51	TV à transistors. Réglages et dépannages	95,00	LV 448	Les jeux de lumière - Effets sonores guttate	75,00
LV 100	Le dépannage TV ? Rien de plus simple	130,00	LV 455	Téléphones et montages périphériques. GUEULLE	140,00
LV 107	Les pannes TV, 405 cas et remèdes. SOROKINE	95,00	LV 456	Les télécommandes. Plus de 50 montages. GUEULLE	145,00
LV 173	Les magnétophones à cassettes. DARTVELLE	140,00	LV 473	75 montages à leds. SCHREIBER	160,00
LV 417	Recherche méthodique des pannes radios	55,00	LV 476	Les infrarouges. Expériences et 30 montages	160,00

LES NOUVEAUTES

LV 865	L'électronique à la portée de tous. ISABEL. 175 p.	145,00	LV 406	Electronique et Modélisme ferroviaire. TISSOT. 175 p.	135,00
LV 192	Mes premiers pas en électronique. RATEAU. 190 p.	135,00	LV 149	La télévision par Satellite. BESSON. 125 pages	115,00
LV 198	La télévision haute définition. BESSON. 160 p.	150,00	LES NOUVEAUX KITS		
LV 199	MIDI à votre portée. THOLOME. 190 p.	165,00	CH 53	Chenillard 8 voies. 64 programmes intégrés	450,00
			CH 61	Emetteur FM. 7 W/12 V. Régl. 88 à 108 MHz	350,00

Prix indicatifs TTC au 1/02/92.
Le catalogue n° 8 est épuisé.

ROCHE C'EST AUSSI :

Les composants + de 2 700 Réf.
La Connectique + de 450 Réf.
L'outillage, les fers, les circuits imprimés + de 500 Réf.

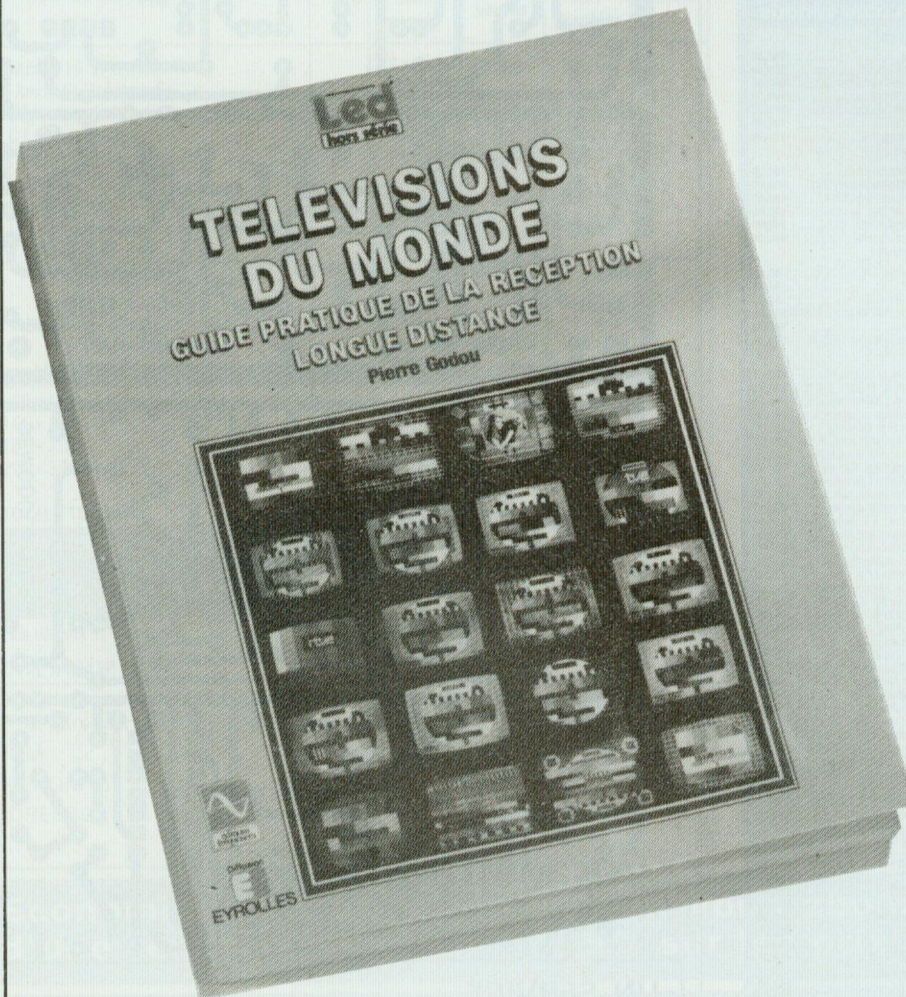
**VENTES AUX PARTICULIERS, COLLEGES,
ADMINISTRATIONS ET INDUSTRIES**

FRAIS de port
à ajouter à la commande
JUSQU'À 2 KG

PTT ORDINAIRE 27 F
PTT DELISSIMO 38 F
PTT RECOMMANDÉ 36 F
Contre remboursement 52 F
(uniquement en France)

vient de paraître

- 272 pages
- catalogue de mires de 77 pages



Véritable guide pratique de la réception télévision longue distance, cet ouvrage rédigé par un passionné de transmissions, Pierre Godou, vous révélera tous les moyens pour recevoir dans des conditions correctes les émetteurs TV lointains. Passionnant, facile à lire, ce livre aborde tous les sujets de la réception TV, au-delà des frontières du possible quotidien, ouvrant la voie vers une nouvelle forme de loisir. Tous les matériels sont passés en revue, de l'émetteur jusqu'aux téléviseurs multistandards en passant par les antennes spéciales et la réception par satellite. Les phénomènes de propagation des ondes sous toutes leurs formes selon les conditions météorologiques sont abordés. Un catalogue des mires TV du monde entier facilitera l'identification précise des émetteurs.

Agréable à lire et à assimiler cet ouvrage ouvre de nouveaux horizons sur la télévision longue distance ou DX-TV. "Télévisions du Monde", le dernier Led hors série, est édité par les Editions Fréquences et diffusé par Eyrolles 66, boulevard Saint-Germain, 75240 Paris Cedex 05.



BON DE COMMANDE

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

Je désire recevoir "Télévisions du Monde" au prix de 287 F port compris.

NOM PRENOM

ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

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

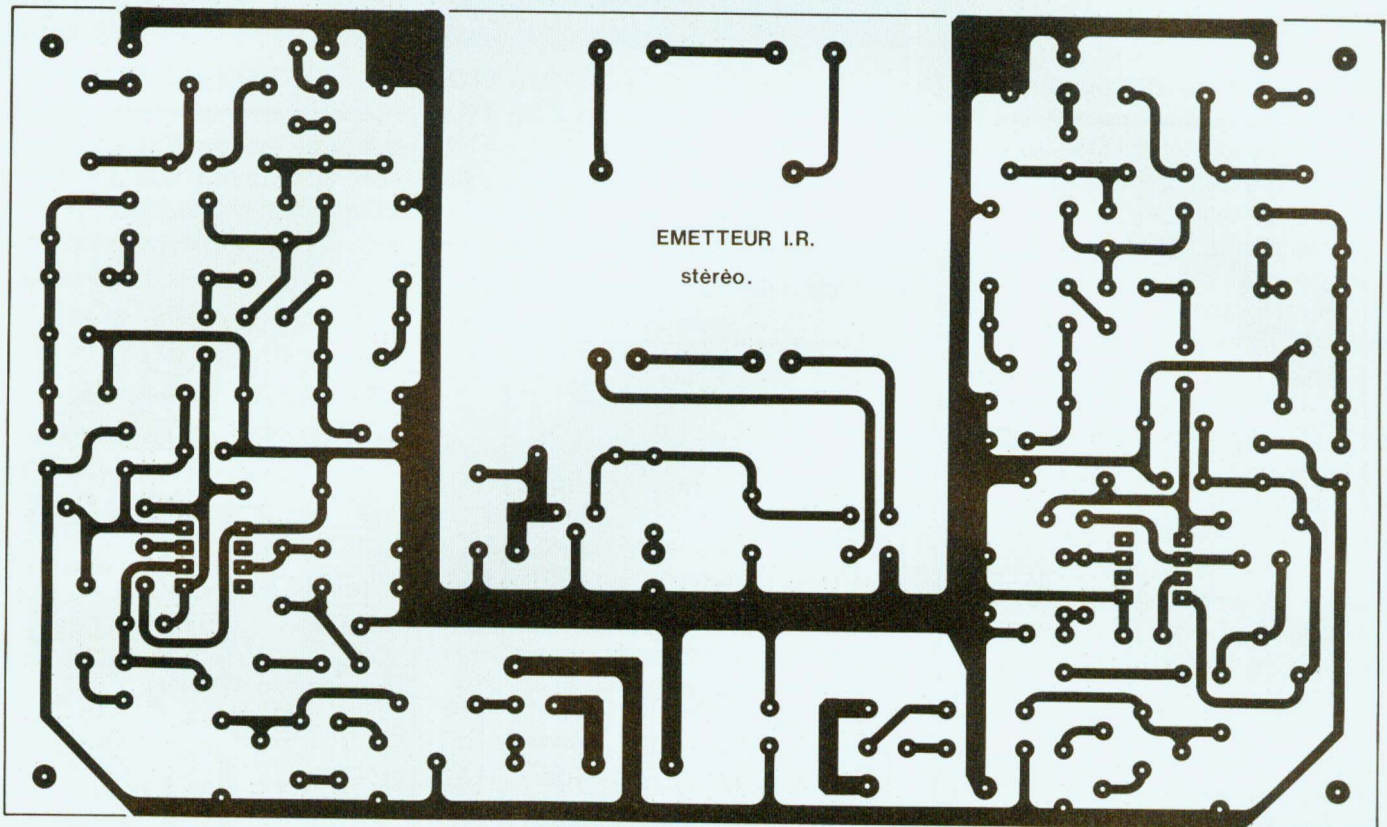


Fig. 18 : Circuit imprimé de l'émetteur.

sur les deux voies et la figure 17 donne le schéma de l'un d'eux. L'auteur, qui ne prétend pas faire preuve d'originalité à chaque page de la revue, a recopié servilement une note d'application du circuit TBA 820 M et s'en trouve bien aise. Les condensateurs de filtrage C26 et C27, communs aux deux canaux, réduisent le couplage entre voies par l'impédance de la pile.

CONSTRUCTION DE L'EMETTEUR

Tout arrive et nous irons vite désormais. Sur le circuit imprimé de la figure 18, on implantera les composants conformément au dessin de la figure 19.

Attention : les composants portent les mêmes références dans les canaux gauche et droit, mais leurs valeurs diffèrent parfois. On respectera très attentivement la nomenclature. Sur le canal droit, la résistance notée R0 ne doit pas être oubliée (l'auteur l'avait fait, ce qui justifie cet indice inhabituel).

Le prototype a trouvé place dans un coffret IDDM 55 205 qui allie esthétique, robustesse et facilité de perçage de l'aluminium. Voici les perçages à effectuer :

- au fond, quatre trous de $\varnothing = 3,2$ mm, pour la fixation du circuit imprimé. Ne pas oublier d'interposer des entretoises ou d'empiler quelques écrous, pour éviter tout risque de contact entre les soudures et le boîtier.
- sur la face arrière : un trou central

pour le passage du cordon secteur, quatre trous pour les prises des entrées E1 et E2. Des prises RCA femelles pour châssis nous paraissent un bon choix.

- sur la face avant : au centre, l'interrupteur, surmonté de la LED témoin visible (rouge ou verte) ; de part et d'autre, cinq trous de diamètre 5 mm pour les diodes émettrices infrarouges. Selon qu'on souhaitera privilégier la portée, ou au contraire, une très large couverture latérale, on fixera toutes les diodes infrarouges, perpendiculairement à la façade, ou en éventail divergent. Dans ce dernier cas, ovaliser les trous des diodes les plus externes de chaque série, pour obtenir une inclinaison de 30 à 40 degrés vers la gauche ou vers la droite.

LIAISON PAR INFRAROUGES

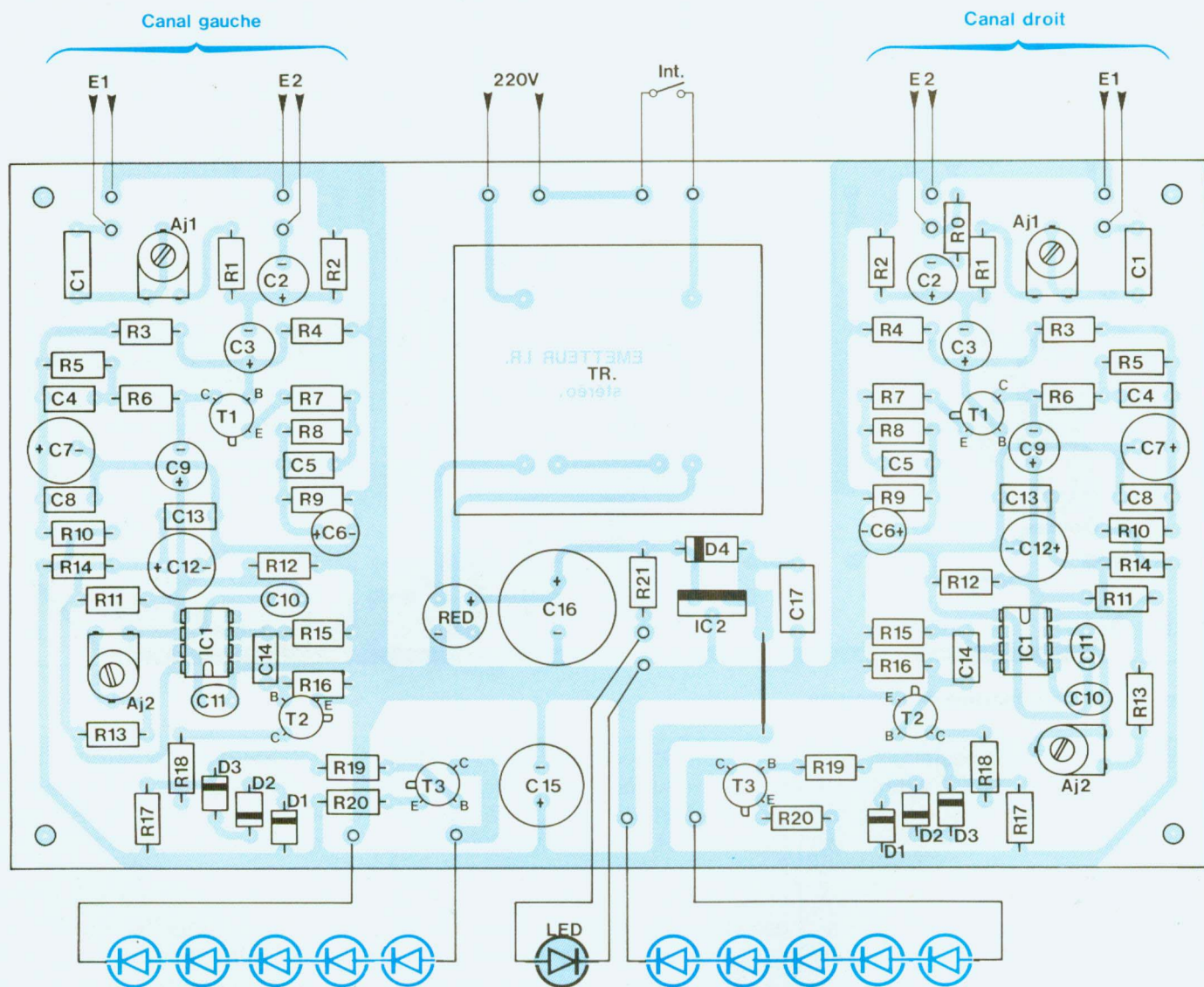


Fig. 19 : Implantation des composants. Ces derniers portent les mêmes références sur les deux canaux, mais certaines valeurs diffèrent : respecter soigneusement la nomenclature.

Avant de visser le circuit imprimé au fond du coffret, on y soudera les divers fils de liaison.

C'est-à-dire :

- un fil double, de l'arrière du transformateur vers l'interrupteur,
- le cordon secteur,

- deux fils vers la diode témoin,
 - les fils vers les diodes émettrices infrarouges,
 - quatre paires de fils pour les quatre entrées de l'arrière du coffret.
- Les diodes IR sont solidarisées avec la façade par quelques gouttes de colle

(Araldite, ou colle universelle à l'acétone). Il est commode d'utiliser directement les queues de ces diodes pour réaliser leur connexion en série. Pour cela, on alternera leurs orientations : cathode vers le bas, puis vers le haut, puis vers le bas ...

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

COMPOSANTS (EMETTEUR)

Sauf spécifications contraires, tous les composants sont à prendre en double, pour les canaux gauche et droit. Lorsque les valeurs diffèrent pour les deux canaux, nous précisons G ou D.

• Résistances 0,25 W à ± 5 %

R0 – 3,3 kΩ (D seulement)
R1 – 22 kΩ (G) et 47 kΩ (D)
R2 – 3,3 kΩ
R3 – 15 kΩ
R4 – 10 kΩ
R5 – 3,3 kΩ
R6 – 220 Ω
R7 – 150 Ω
R8 – 1,2 kΩ
R9 – 3,6 kΩ
R10 – 180 Ω
R11 – 4,7 kΩ
R12 – 33 kΩ
R13 – 1,8 kΩ
R14 – 100 Ω
R15 – 22 kΩ
R16 – 47 kΩ
R17 – 1,5 kΩ
R18 – 820 Ω
R19 – 15 Ω
R20 – 10 Ω

R21 – 1 kΩ (une seule)

• Résistances ajustables (Piher horizontales)

Aj1 – 22 kΩ (G) et 47 kΩ (D)
Aj2 – 4,7 kΩ

• Condensateurs MKH

C1 – 1 μF
C4 – 1 nF
C5 – 22 nF
C8 – 100 nF

C13 – 10 nF
C14 – 220 nF
C17 – 1 μF (un seul)

• Condensateurs plaquettes

C10 – 1 nF
C11 – 1,5 nF (G) et 680 pF (D)

• Condensateurs électrolytiques (25 V, sorties radiales)

C2 – 10 μF
C3 – 4,7 μF
C6 – 10 μF
C7 – 47 μF
C9 – 10 μF
C12 – 47 μF
C15 – 220 μF (un seul)
C16 – 1000 μF (un seul)

• Semiconducteurs

T1 – 2N 2222 (plastique)
T2 – 2N 2222 (TO-18)
T3 – 2N 2905
D1 – D2 – D3 – 1N 4148
D4 – D5 – D6 – D7 – D8 – LD 271
IC1 – NE 566
IC2 – Régulateur 7812 (un seul)
RED – Pont 500 mA (50 V) (un seul)
LED – Diode électroluminescente 5 mm (une seule)

• Transformateur

2 x 6 V – 5 VA, pour C.I. (vérifier l'implantation au moment de l'achat)

• Divers

I – Interrupteur 220 V
4 Prises RCA femelles pour châssis
Cordon et prise secteur
Visserie 3 mm et entretoises
Coffret TELET référence 55 205

l'amplitude approche 12 V crête à crête (oscillogramme A, trace supérieure).

3. Sur les collecteurs des transistors T3, les signaux deviennent ceux de la trace inférieure du même oscillogramme : ce sont les tensions aux bornes des diodes émettrices. Il est normal qu'elles ne redescendent qu'exponentiellement et assez lentement, donc incomplètement, vers zéro, en raison des fortes capacités parasites des jonctions. Malgré tout, l'émission cesse totalement, puisque T3 n'envoie plus de courant.

4. La manoeuvre des ajustables AJ2 permet de faire varier les périodes, donc les fréquences porteuses, dans un rapport 3,5 environ. Ces fréquences doivent se répartir autour de 75 kHz ($T = 13 \mu s$) pour le canal gauche et de 150 kHz ($T = 6,5 \mu s$) pour le canal droit. A l'aide d'un générateur BF (un modèle économique et compact a été décrit par l'auteur dans le numéro 96 de Led) appliquer un signal, triangulaire de préférence, sur les entrées E2, avec une amplitude de 300 mV crête à crête. Sur l'oscilloscope, on doit observer une modulation de ± 10 % environ de la fréquence, comme le montre l'oscillogramme B.

Le contrôle de l'émetteur s'arrête ici pour l'instant.

CONSTRUCTION DES PREAMPLIS DE RECEPTION

Les deux canaux sont réunis sur le circuit imprimé de la figure 20, conformément au schéma d'implantation de la figure 21. On suivra très attentivement la nomenclature pour ne pas intervertir les valeurs des voies gauche et droite, qui diffèrent pour plusieurs composants.

Les cathodes des photodiodes sont repérées par un minuscule point bleu, déposé sur la sortie correspondante : attention de ne pas les inverser ...

ESSAI DE L'EMETTEUR

Après une ultime vérification (attention aux petits brins de fils qui, n'ayant pas traversé leur trou, établissent des courts-circuits), placer toutes les résistances

ajustables à mi-course. On effectuera alors les contrôles suivants sans signal d'entrée, pour commencer :

1. L'alimentation délivre bien 12 V, à ± 5 % près.
2. Sur les collecteurs des transistors T2, on recueille des créneaux dont

LIAISON PAR INFRAROUGES

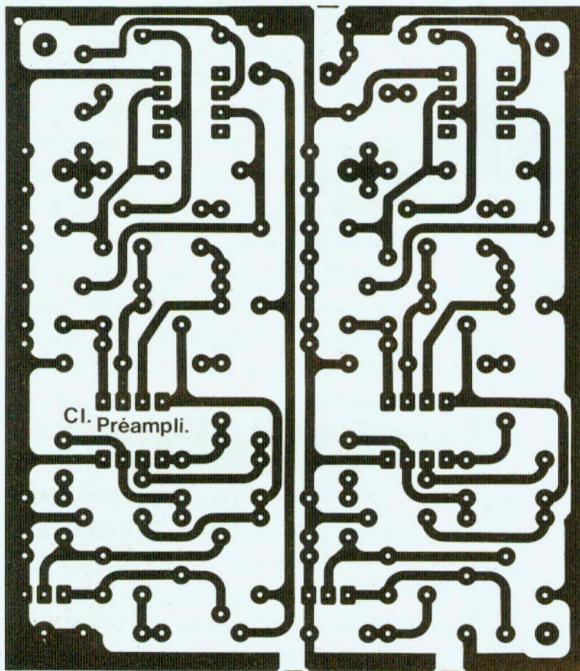


Fig. 20 : Circuit imprimé des préamplificateurs.

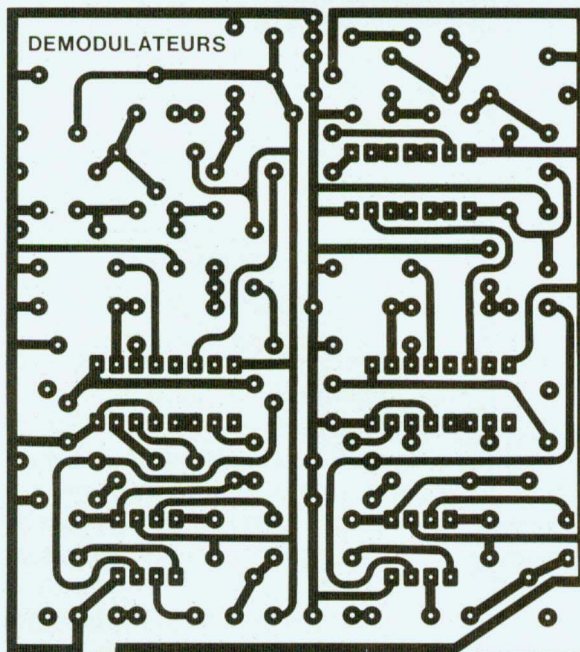


Fig. 22 : Circuit imprimé des démodulateurs et des amplificateurs BF.

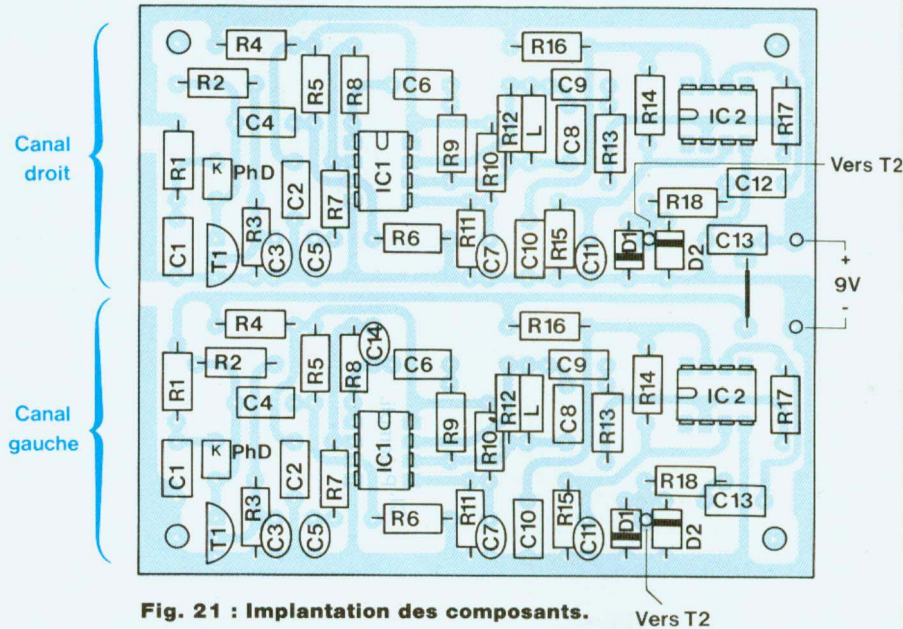


Fig. 21 : Implantation des composants.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

COMPOSANTS DU RECEPTEUR (PREAMPLIFICATEURS)

A prendre en double, comme pour l'émetteur et sauf spécifications contraires.

• Résistances 0,25 W à $\pm 5\%$

- R1 – 120 Ω .
- R2 – 150 k Ω
- R3 – 47 k Ω
- R4 – 100 Ω
- R5 – 470 k Ω
- R6 – 470 k Ω
- R7 – 2,7 k Ω
- R8 – 39 k Ω
- R9 – 390 Ω
- R10 – 150 k Ω
- R11 – 150 k Ω
- R12 – 47 k Ω
- R13 – 2,7 k Ω
- R14 – 150 k Ω
- R15 – 150 k Ω
- R16 – 47 Ω
- R17 – 100 k Ω
- R18 – 1,8 k Ω

• Condensateurs MKH

- C1 – 100 nF
- C2 – 100 nF
- C6 – 3,3 nF (G) et 1,5 nF (D)
- C8 – 22 nF (G) et 12 nF (D)
- C9 – 2,2 nF (G) et 1 nF (D)
- C10 – 100 nF
- C12 – 220 nF (un seul)
- C13 – 22 nF

• Condensateurs plaquettes

- C3 – 10 nF
- C4 – 470 pF (G) et 15 pF (D)
- C5 – 1,5 nF (G) et 470 pF (D)
- C7 – 1 nF
- C11 – 330 pF
- C14 – 100 pF (G)

• Selfs miniatures moulées

- L – 220 μ H (G) et 100 μ H (D)

• Semiconducteurs

- Ph.D – BP 104
- D1 – D2 – 1N 4148
- T1 – 2N 2222 (plastique)
- CI1 – LF 353
- CI2 – LF 357

UNE ECOUTE DISCRETE

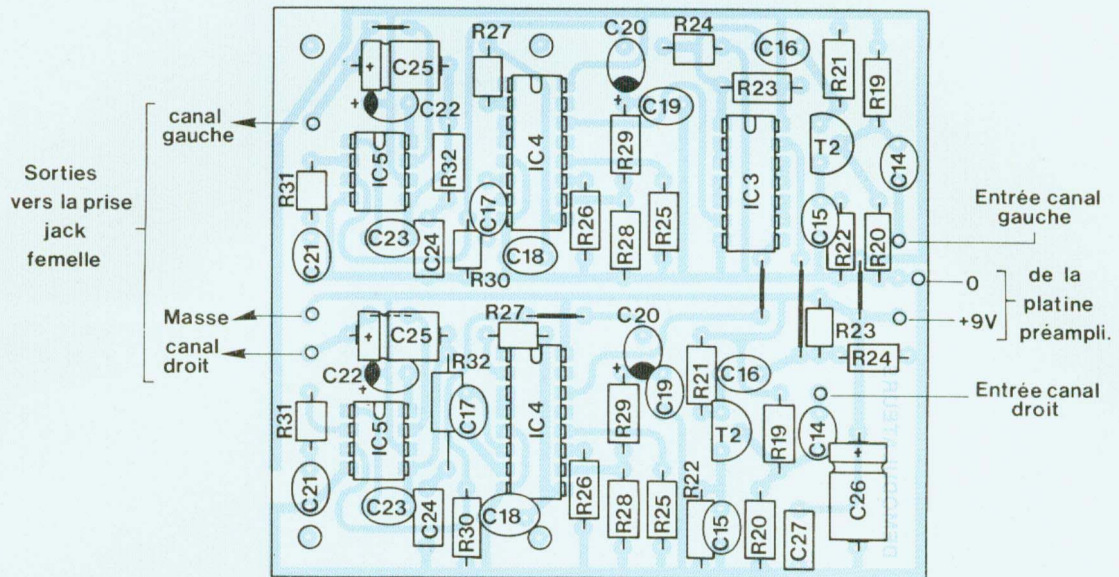


Fig. 23 : Implantation des composants.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

COMPOSANTS DU RECEPTEUR (DEMODULATION ET AMPLIS BF)

A prendre également en double, sauf spécifications contraires.

• Résistances 0,25 W à ± 5 %

R19 – 39 kΩ
 R20 – 12 kΩ
 R21 – 6,8 kΩ
 R22 – 1,5 kΩ
 R23 – 330 kΩ
 R24 – 330 kΩ
 R25 – 33 kΩ
 R26 – 22 kΩ
 R27 – 10 kΩ
 R28 – 22 kΩ
 R29 – 10 kΩ
 R30 – 2,7 kΩ
 R31 – 120 Ω
 R32 – 1 Ω

• Condensateurs MKH

C24 – 100 nF
 C27 – 100 nF (1 seul)

• Condensateurs plaquettes

C15 – 150 pF
 C16 – 22 nF
 C17 – 1 nF (G) et 470 pF (D)
 C18 – 2,2 nF
 C19 – 3,3 nF
 C23 – 220 pF

• Condensateurs électrolytiques, 10 V, sorties axiales

C25 – 100 μF
 C26 – 100 μF (un seul)

• Condensateurs tantale gouttes (10 V)

C14 – 10 μF

C20 – 22 μF
 C21 – 47 μF
 C22 – 47 μF

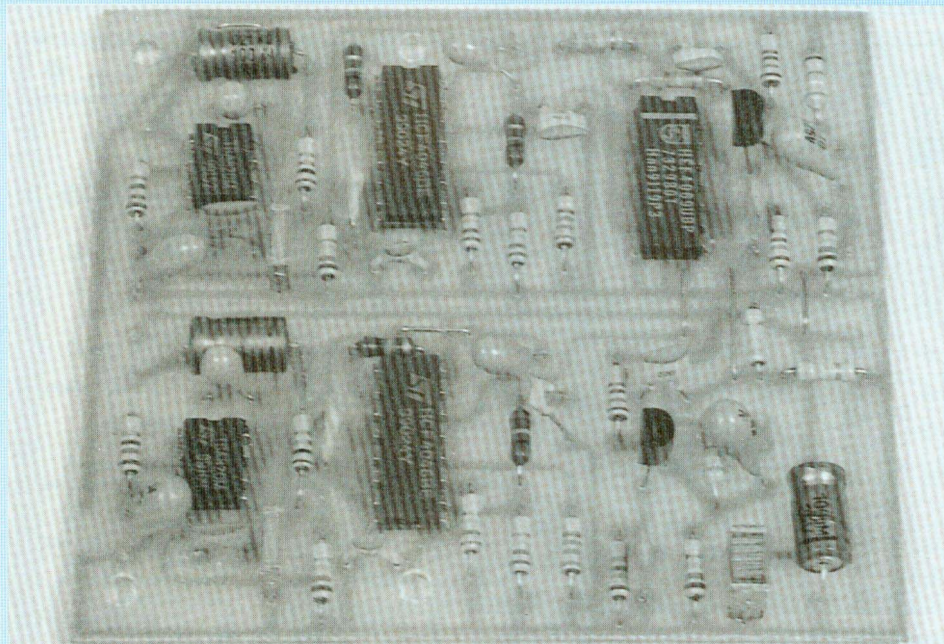
• Semiconducteurs

C13 – CD 4069 (un seul)
 C14 – CD 4046
 C15 – TBA 820 M
 T2 – 2N 2222 (plastique)

COMPOSANTS DIVERS POUR LE RECEPTEUR

1 Boîtier TEK0 série TENCLOS (référence 880)
 1 Contact à pression pour pile 9 V
 1 Interrupteur miniature
 1 Jack femelle stéréo $\varnothing = 3,5$ mm pour châssis
 1 Casque pour balladeur ($Z = 32 \Omega$)

LIAISON PAR INFRAROUGES



A. Au collecteur de T2, les créneaux atteignent l'amplitude de la tension d'alimentation (12 volts). Les signaux inférieurs sont prélevés aux bornes de l'ensemble de 5 diodes IR.

En raison de la compacité du récepteur, il importe que la hauteur totale du montage reste aussi réduite que possible. Pour cela, insérer les composants bien à fond, avant de les souder. Eventuellement, on pourra coucher légèrement certains condensateurs plaquettes et les selfs d'accord (voir photo).

ESSAI DES PREAMPLIS ET REGLAGE DE L'EMETTEUR

Alimenter provisoirement la platine pré-amplificatrice à l'aide d'une pile de 9 V. La placer face à l'émetteur (à 1 m environ) et mettre celui-ci sous tension, pour "éclairer" (en infrarouges) les photodiodes. Effectuer les contrôles suivants, pour chaque canal :

1. Observer les tensions de sortie de l'amplificateur C11a (broche 1). Elles prennent l'allure indiquée à la trace supérieure de l'oscillogramme C.
2. Observer la sortie de C11b. On y trouve des sinusoïdes, donc on cher-

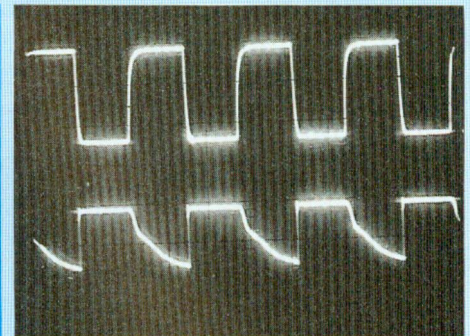
B. On voit clairement, sur une période de la sous-porteuse HF, le décalage introduit par la modulation de fréquence.

chera le maximum d'amplitude en réglant AJ2 à l'émetteur **sur le canal correspondant**. Il est commode, pour ce réglage, de masquer les diodes émettrices du canal non utilisé (morceau de carton, chiffon noir, etc...). Le réglage, assez pointu car nous avons prévu de larges plages de fréquences pour AJ2, doit être effectué très soigneusement. Plusieurs cas se présentent :

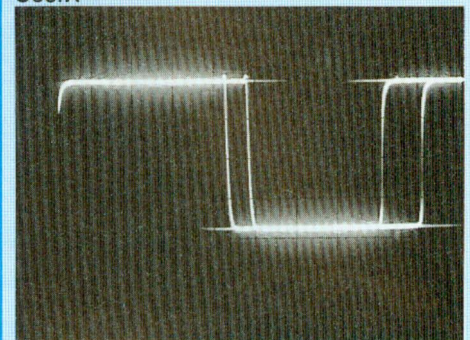
- Si la fréquence d'accord se situe entre 65 kHz et 85 kHz pour la voie gauche et entre 135 et 170 kHz pour la voie droite, tout va bien.
- Si en raison de l'imprécision des composants, l'accord sort de ces limites, il faut retoucher les condensateurs C8 des circuits résonnants. En application de la formule de Thomson :

$$F = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

Une augmentation de 20 % de la valeur de C entraîne approximativement une diminution de 10 % de la fréquence et inversement.



Osc. A



Osc. B

3. Observer les signaux en sortie de C12 et aux bornes de l'ensemble D1/D2. L'oscillogramme D montre les résultats normalement obtenus, dans les conditions de l'essai (récepteur face à l'émetteur, à une distance voisine de 1 mètre).

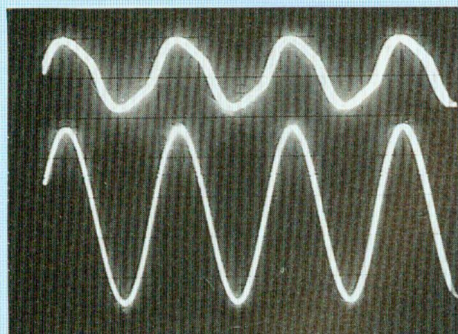
POUR REpondre D'AVANCE A QUELQUES QUESTIONS

Comme pour toute réalisation un peu complexe, réglages et mise au point peuvent engendrer quelques problèmes. Plutôt que d'y répondre au coup par coup à travers le courrier ou les appels téléphoniques, essayons de prendre les devants.

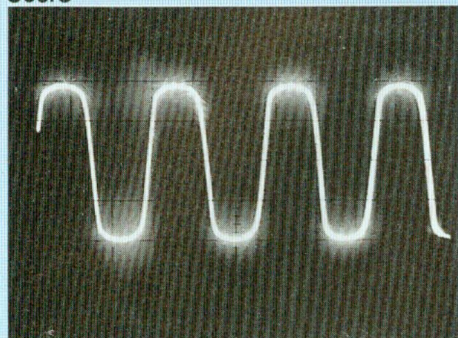
QUE FAIRE EN CAS DE SIFFLEMENTS ?

Si, par malchance (compte tenu des tolérances sur les composants), les fréquences des deux canaux se situent

UNE ECOUTE DISCRETE



Osc.C

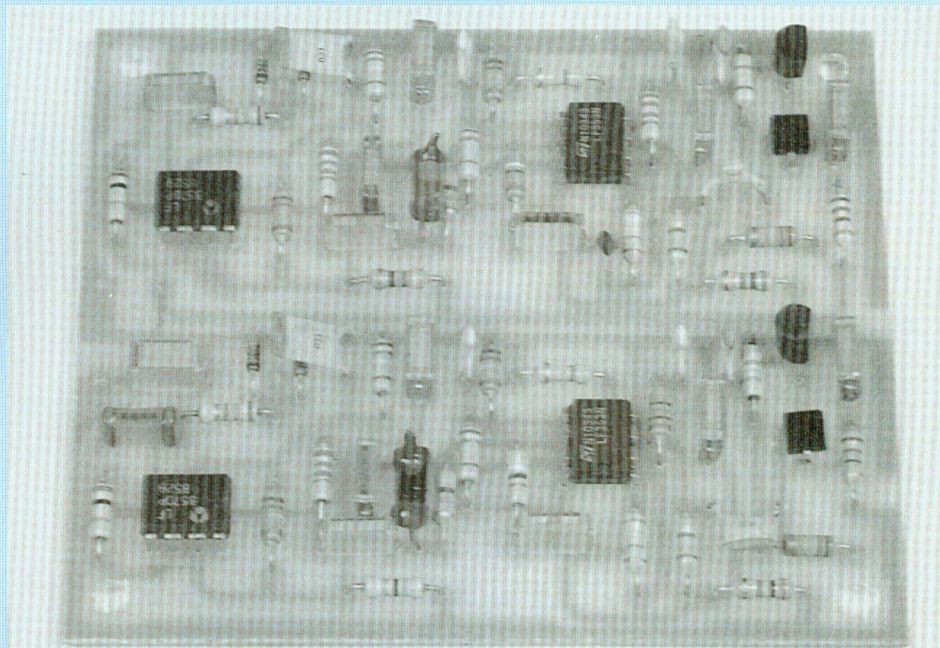


Osc.D

dans un rapport extrêmement proche de deux, des battements audibles peuvent prendre naissance par interférence entre les porteuses. Le remède consiste à décaler légèrement l'un des canaux. On agira sur le canal gauche ($F = 75 \text{ kHz}$), en **descendant** sa fréquence. Pour cela, il suffit de souder, en parallèle sur C8 (22 nF), un condensateur plaquette de faible capacité (1 à 4,7 nF), facile à implanter du côté cuivré du circuit. Ceci impose, naturellement, de reprendre les réglages sur le canal correspondant de l'émetteur (AJ2, figure 6).

COMMENT ACCROITRE LA PORTEE ?

Si on juge la portée insuffisante, il existe plusieurs moyens, qu'on peut employer simultanément, pour l'augmenter. A l'émetteur, on peut augmenter le nombre de diodes émettrices, jusqu'à sept par canal et y faire circuler des intensités plus élevées, jusqu'à 200 mA en crête. Pour cela, il



C. Signaux captés par la photodiode et préamplifiés (en haut). Après passage dans l'étage accordé, on retrouve une tension HF sinusoïdale (en bas).

faut réduire R20, sans descendre au-dessous de $6,8 \Omega$. Il devient alors **indispensable** de munir les transistors T2 de petits radiateurs enclipsables.

A la réception, on peut accroître légèrement le gain des étages préamplificateurs, en augmentant R8 (56 k Ω au maximum) et C6 (4,7 nF et 2,2 nF au maximum).

COMMENT MODIFIER LA BANDE PASSANTE ?

A la réception, la bande passante BF dépend essentiellement des condensateurs de filtrage C18 et C19. Avec les valeurs données en nomenclature, elle est limitée vers 16 kHz à -3 dB . On peut éventuellement la réduire, ce qui diminue le bruit de fond, en augmentant C18, jusqu'à 3,3 ou 4,7 nF.

COMMENT INSTALLER UNE COMMANDE DE VOLUME ?

On ne peut, avec le montage décrit,

D. Les diodes D1 et D2 limitent le signal à 1,2 volt crête à crête.

régler le volume sonore qu'en jouant sur la source qui module l'émetteur.

Nous voulions, en effet, un récepteur compact, ce qui interdisait d'y loger le potentiomètre double indispensable. Ceux qui accepteraient d'adopter un coffret plus volumineux, pourront ajouter ce dispositif. Pour cela, il faut remplacer R30 par le potentiomètre (2,2 ou 4,7 k Ω , logarithmique), dont on reliera le curseur à l'entrée de l'ampli BF.

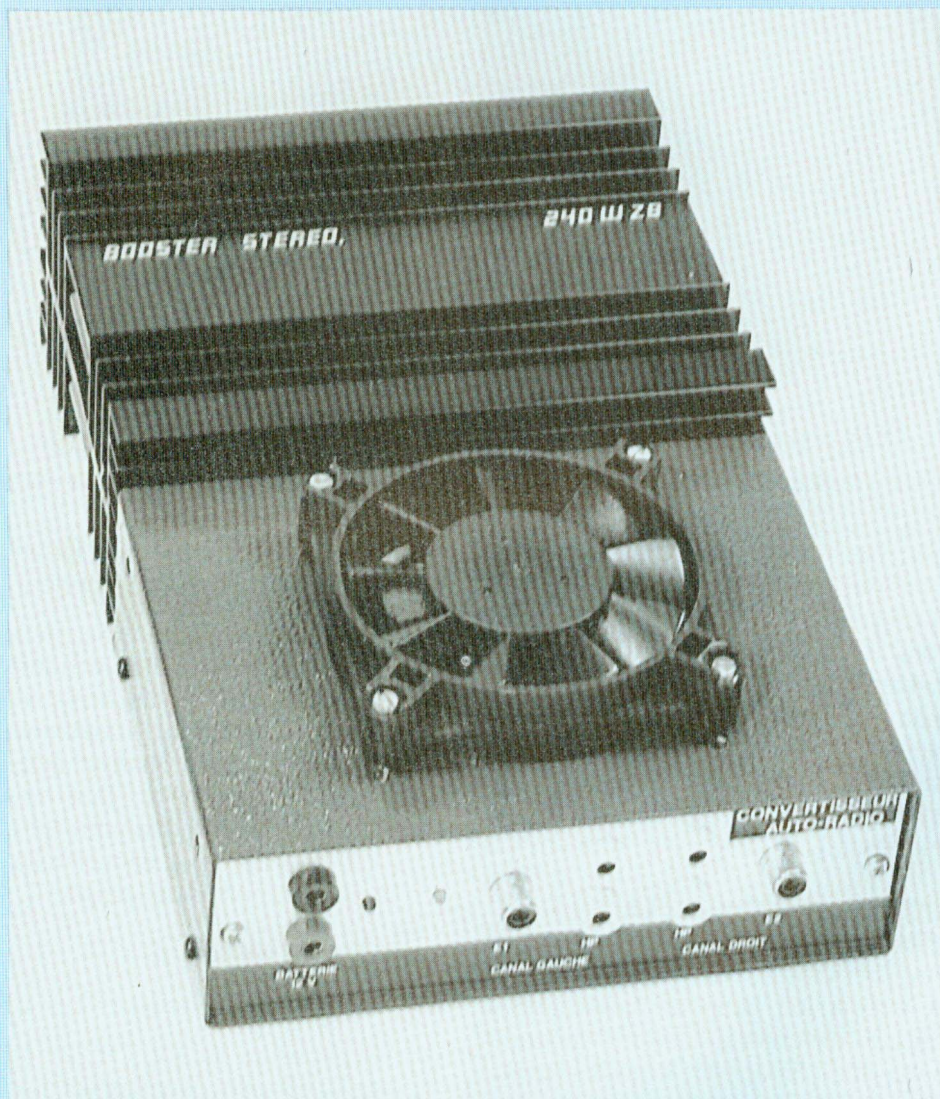
COMMENT ALIMENTER LE RECEPTEUR ?

Une pile miniature de 9 V (LR 22), de type alcalin, convient pour des écoutes occasionnelles. Compte tenu de la consommation, un usage intensif rendra des accumulateurs CdNi beaucoup moins coûteux. On choisira un modèle à 7 éléments (8,4 V) de préférence aux modèles à 6 éléments (7,2 V), qui limitent la puissance disponible en sortie.

René Rateau

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE POUR AUTORADIO

2 x 40W eff./ 8 Ω



C'est dans le numéro 78 de Led de juillet 1990, que nous vous avons proposé l'étude d'un Booster stéréo de moyenne puissance, puisque de 2 x 16 W eff./4 Ω. Vous avez été très nombreux à le réaliser et à en apprécier les qualités musicales. Soucieux des besoins et des exigences de nos lecteurs, nous avons développé un amplificateur automobile de forte puissance, offrant d'excellentes qualités musicales, ainsi qu'un encombrement le plus réduit possible.

Le schéma de la partie amplificatrice, certains d'entre-vous le connaissent déjà puisque c'est celui du Super Intégré, publié dans le N° 86 de Led. Il offre à la fois, puissance, petite taille et très bonnes qualités d'écoute. Certains lecteurs pourront même le confirmer pour être venus l'écouter lors du 5^{ème} Forum du Kit. Toutefois, pour ceux qui ne le connaîtraient pas encore, nous en donnons le schéma de principe figure 1A. Pour de plus amples informations, nous vous recommandons de vous reporter au N° 86 de Led.

L'ALIMENTATION

C'est là la grande nouveauté de cet article. Le Super Intégré peut fonctionner dans une échelle de tensions comprise entre +15 V et +50 V. Or, il est bien évident que notre amplificateur ne peut sortir sa puissance maximale avec seulement 15 V d'alimentation. Par curiosité, regardons quelle pourrait être la puissance maximale fournie par un amplificateur ponté dans lequel il n'y aurait aucune perte avec 15 V d'alimentation.

$$P_{\max} \left(\frac{30}{2\sqrt{2}} \right)^2 / 8$$

$$P_{\max} = 14 \text{ W}/8 \Omega$$

Bien sûr, aucun amplificateur, même avec le meilleur rendement du monde, ne pourra jamais développer cette puissance avec cette tension d'alimentation. Il n'y a donc pas de mystère, pour avoir de la puissance, il faut des volts. Une batterie automobile ne fournissant que 14,6 V chargée à bloc et moteur allumé, il faut donc un système éleveur de tension, rôle de notre alimentation, appelée plus exactement "convertisseur". Généralement, pour amplifier des tensions, on fait appel aux transformateurs. On applique une basse tension (alternative) au secon-

2 x 40 W eff./8 Ω AVEC 12 V !

Fig. 1A : Schéma théorique de la section amplificatrice. Elle utilise deux TDA 1520 montés en pont. La puissance peut alors atteindre 50 W_{eff}/8 Ω .

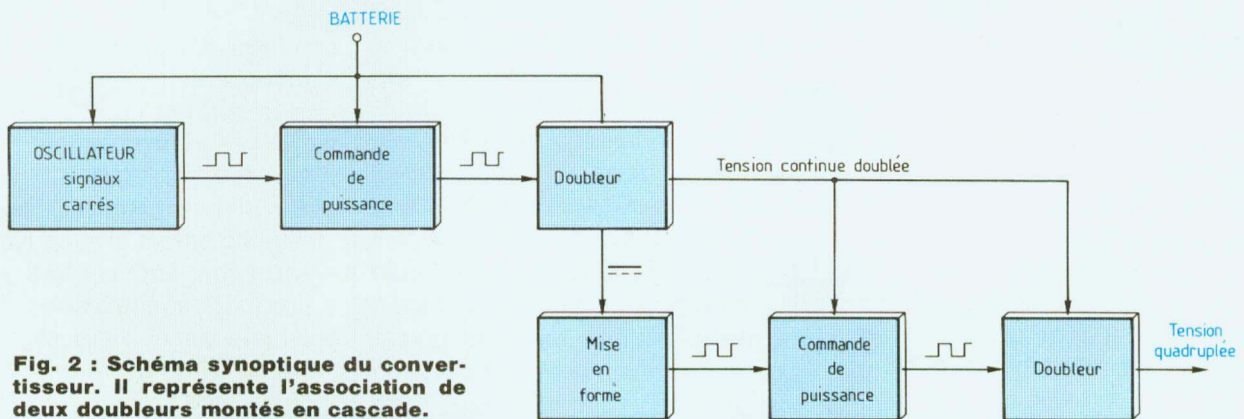
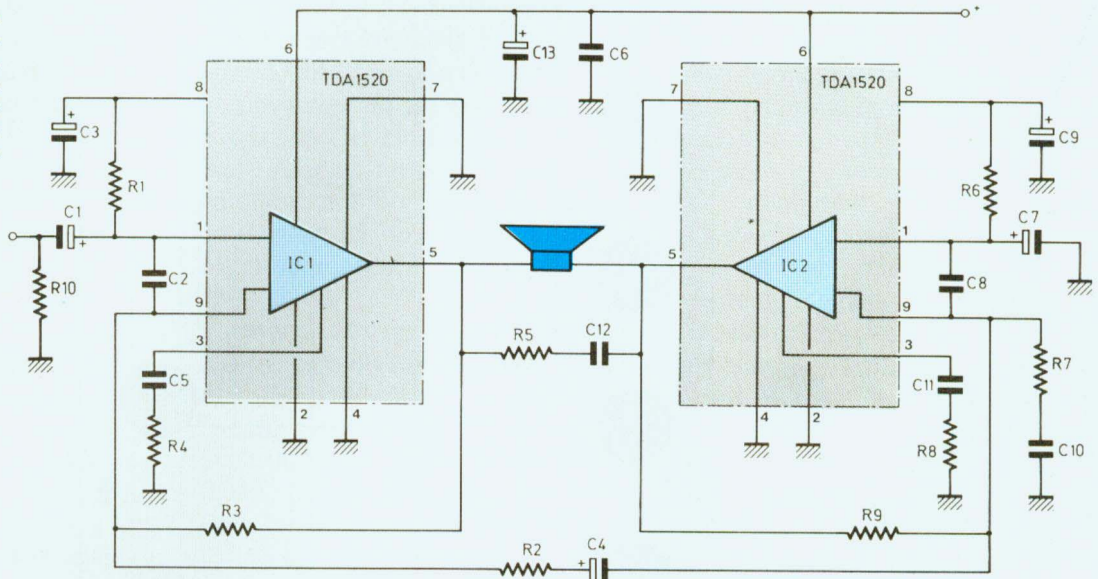


Fig. 2 : Schéma synoptique du convertisseur. Il représente l'association de deux doubleurs montés en cascade.

daire et on recueille au primaire, une tension de même nature, élevée n fois (un transformateur est réversible). C'est facile à réaliser, mais peu efficace. En effet, le primaire d'un transformateur ne peut fournir beaucoup de courant, alors que le courant absorbé par le secondaire est, quant à lui, fort élevé, ce qui engendre bien sûr un très mauvais rendement, ainsi qu'un encombrement des plus indiscret. Ce genre de convertisseur consomme plusieurs ampères, même à vide, ce qui est néfaste pour l'autonomie ! Notre

convertisseur, nous l'avons voulu performant et petit, conscients à la fois du peu de place disponible en automobile et des problèmes d'autonomie, au cas où l'utilisateur désirerait employer cet ampli pour une sonorisation extérieure, où là le temps est compté. De tout cela, il est ressorti de notre alimentation, un courant de repos négligeable (50 mA), plusieurs ampères disponibles en sortie et un encombrement on ne peut plus restreint. Mais regardons plutôt le schéma synoptique de ce convertisseur, figure 2. Il représen-

te en fait l'association de deux doubleurs branchés en cascade. Le principe de fonctionnement en est simple, puisqu'il se fait sur la charge de condensateurs, à partir d'un signal carré, généré par l'astable IC1. Le fonctionnement sera décrit en deux temps : (IC1 à l'état bas, puis à l'état haut) et sur le premier doubleur, le second étant identique. Pour commencer, voyons-le dans son ensemble, ainsi que les contraintes qu'il impose. Le signal de IC1 est injecté sur un inverseur C-MOS formé par les tran-

AMPLIFICATEUR POUR AUTORADIO

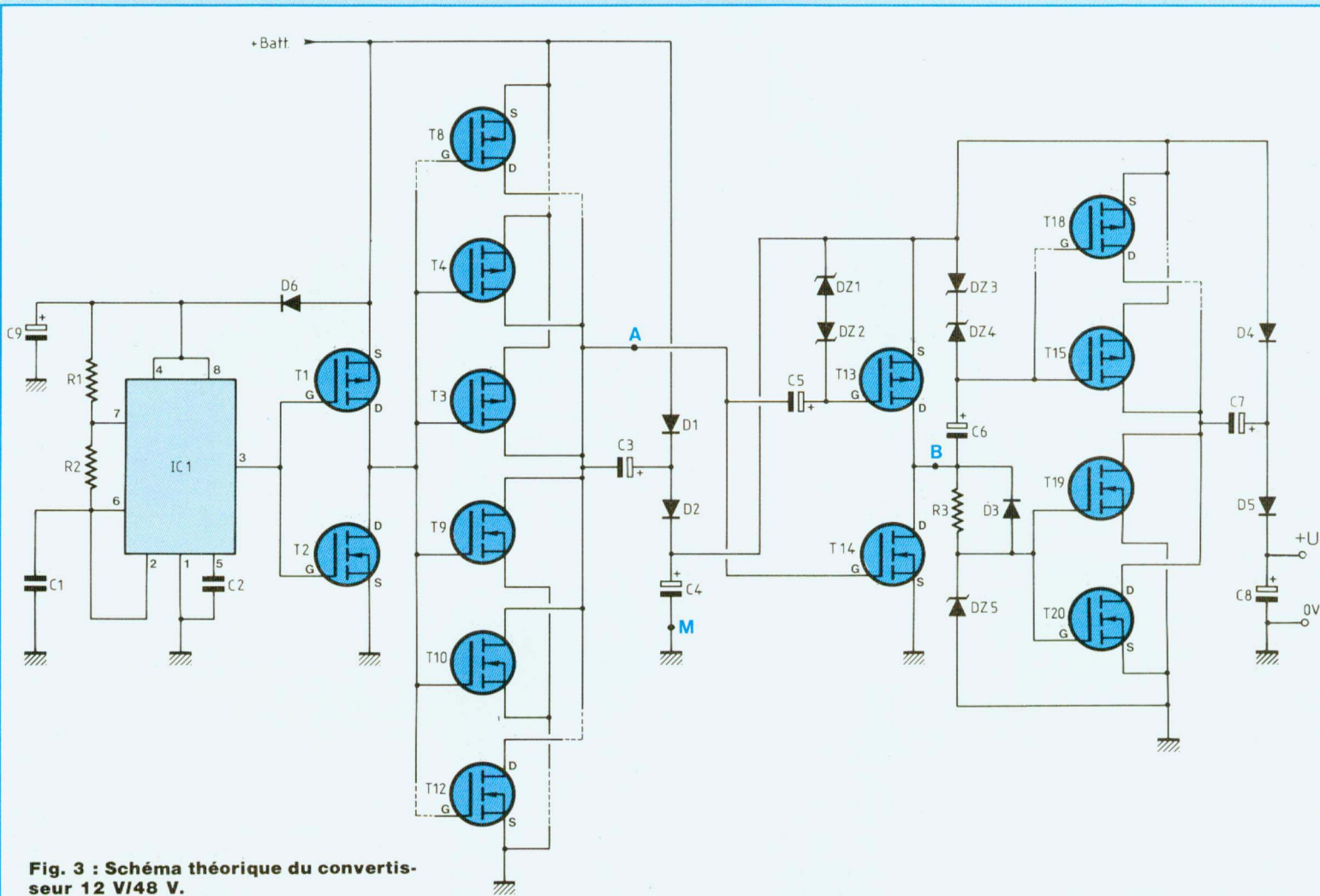


Fig. 3 : Schéma théorique du convertisseur 12 V/48 V.

sistors T1 et T2 (ce qu'indique la figure 3), puis la sortie de cet étage est envoyée sur un autre inverseur C-MOS de puissance 1, constitué des transistors T3 à T12.

Là, on peut se demander pourquoi la sortie du NE 555 n'est pas directement reliée sur l'inverseur 1 de puissance ? La réponse en est simple. Un transistor MOSFET a, malheureusement, une capacité d'entrée non négligeable (de l'ordre de 500 pF). Etant donné que dans notre cas, les 10 grilles des MOSFET sont reliées ensemble, la capacité totale devient trop élevée pour que IC1 puisse fournir les courants transi-

toires nécessaires aux changements d'état de ce dernier. En effet, lorsque l'on fait brutalement varier la ddp aux bornes d'un condensateur, celui-ci peut être assimilé à un court-circuit (pendant un temps très faible), ce qui a pour effet d'introduire des courants transitoires assez élevés, décroissant exponentiellement. Ceci a pour fâcheuse conséquence d'augmenter considérablement les temps de montée de la tension carrée appliqués sur les grilles des transistors, provoquant ainsi l'échauffement anormal de ceux-ci. Les MOSFET fonctionnant en commutation, ils conduisent alternativement. Les

transistors de canal N conduisent pour une tension $V_{GS} > 2 \text{ V}$, donc pour $V_{GM} > 2 \text{ V}$ et les transistors de canal P conduisent pour une tension $V_{GS} < -2 \text{ V}$, donc pour $V_{GM} < U_{BATT} + V_{GSmin}$, soit 10 V. Dans ce cas, il est donc nécessaire que le temps de montée de V_{GM} soit extrêmement rapide, car dans le cas contraire, si l'on suit sa progression, on se rend compte que les deux types de transistors conduisent simultanément, ce qui a pour conséquence de court-circuiter l'alimentation. Une batterie pouvant fournir de forts courants, les transistors s'échauffent énormément,

2 x 40 W eff./8 Ω AVEC 12 V !

jusqu'à leur destruction. Pour en revenir au fonctionnement de ce premier doubleur, nous voyons que pour un état bas (0 V) sur la sortie de IC1, on a également un niveau logique nul sur la sortie de l'inverseur de puissance (chaque inverseur inverse son signal d'entrée, comme son nom l'indique). Dans ce cas, C3 se charge à la tension de la batterie, moins la tension de seuil de D1.

Il en est de même pour C4, moins la tension de seuil des deux diodes D1 et D2. En négligeant la ddp aux bornes de D1 et D2, dans ce cas, on considérera donc C3 et C4 chargés à 12 V, qui est la tension de batterie. La sortie de IC1 passant maintenant à l'état haut, celle de l'inverseur de puissance en fait autant. A cet instant, il se trouve donc une ddp de 12 V sur la borne négative de C3, qui lui-même est chargé à 12 V. Par conséquent, il est bien évident que la tension présente sur l'armature positive de C3 (par rapport à la masse) est de : $12 + 12 = 24$ V, chargeant par la même occasion C4 sous le même potentiel. Et voilà, le tour est joué, nous avons doublé la tension d'entrée. Tout cela a l'air très simple, mais en fait, il faut que les condensateurs C3 et C4 puissent tenir la "charge" qui leur sera demandée. Pour cela, il ne faut pas non plus que les créneaux 0 V – 12 V de l'inverseur de puissance "s'écroulent", afin de charger le plus possible et surtout le plus rapidement possible, les condensateurs C3 et C4. Quant aux diodes D1 et D2, elles jouent également un grand rôle, car elles doivent assurer la recharge de nos "réservoirs d'énergie" sans faiblir. Pour cela, nous avons sélectionné des composants "surdimensionnés" (de par leurs performances). Les condensateurs sont des tailles basses à faible résistance série. La capacité peut surprendre au premier abord (4 700 µF seulement), mais

elle est largement suffisante, car la recharge de ces condensateurs est extrêmement fréquente. En effet, la fréquence de la tension carrée en sortie de l'inverseur de puissance, se situe à 4 kHz (rien à voir avec le 50 Hz secteur). A cette fréquence, les condensateurs n'ont même pas le temps de se décharger, nous permettant ainsi de minimiser leurs capacités, donc leurs tailles.

Les transistors de l'inverseur de puissance (comme tous les autres), sont des IRF 540 pour les canaux N, capables de tenir (normalement) 27 A, avec une résistance drain-source de 0,06 Ω (à l'état passant).

Pour les canaux P, on fait appel aux IRF 9530, qui offrent une tenue en courant de 12 A avec une résistance de 0,30 Ω à la fermeture. Ce transistor est le plus puissant actuellement disponible sur le marché, en boîtier TO 220. Vous comprenez l'importance de cette résistance à la fermeture, car c'est d'elle que dépend la rapidité de charge des condensateurs. Comme chacun le sait, $\tau = R.C$, donc plus R est petit et plus τ diminue. C'est pourquoi il a été nécessaire de relier plusieurs transistors en parallèle, non seulement pour ce problème de constante de charge, mais aussi pour des raisons de tenue en courant.

Pour l'anecdote, lors de nos premiers essais sur le convertisseur, les mises sous tension étaient plutôt bruyantes. Les condensateurs tirant trop de courant, les transistors entraient en éruption, laissant derrière eux des cratères dans leur boîtier plastique. Heureusement, lorsque l'un d'entre eux casse, il se met en court-circuit et protège les autres. Pour D1 et D2, nous avons aussi utilisé des composants solides, puisque nous avons eu recours à des diodes de puissance en boîtier D05, capables de tenir 40 A/600 V. Ne croyez surtout pas que ces compo-

sants soient inutilement surdimensionnés, car ils sont mis à rude épreuve. Par exemple, à pleine puissance, en régime musical, nous avons relevé des courants crête de plus de 22 A ! consommés sur la batterie. Tous les composants sont câblés sur un unique circuit imprimé, afin de minimiser les liaisons. Ce système est très bénéfique sur un plan énergétique, mais comporte néanmoins un inconvénient. Les diodes n'étant pas refroidies par un dissipateur, elles s'échauffent donc beaucoup à forte puissance. Il en est d'ailleurs de même pour tous les autres composants, c'est pourquoi il est nécessaire de créer un refroidisseur forcé, produit par un ventilateur. Ce dernier est utile, non seulement lorsqu'on demande de la puissance, mais aussi lors des chaleurs "torrides" de l'été. En effet, la température intérieure d'une voiture exposée en plein soleil, peut atteindre plus de 50° C !

Pour en terminer avec l'étude de cette alimentation, nous allons étudier l'étage de mise en forme N° 2. Le second doubleur étant alimenté par le premier, il est donc nécessaire que le signal carré à appliquer à l'entrée de l'inverseur de puissance 2, soit de même amplitude que sa propre tension d'alimentation, soit 24 V. Or, d'après le schéma de la figure 3, on constate que l'on ne dispose que d'un signal carré d'amplitude 12 V, prélevé par ailleurs sur la sortie de l'inverseur de puissance N° 1 que l'on notera V_{AM} . Le rôle de l'étage de mise en forme est donc de fournir un signal carré d'amplitude 24 V, à partir de celui de 12 V disponible. Les transistors MOSFET n'acceptant pas plus de 20 V entre la grille et la source, il faut donc adapter ceux-ci à l'alimentation 2 de 24 V fournie par le 1er doubleur. Pour T14, il n'y a pas de problème. Il est conducteur lorsque le potentiel V_{AM} vaut 12 V et bloqué quand il est nul. Pour T13, c'est déjà

AMPLIFICATEUR POUR AUTORADIO

plus délicat, car sa source étant reliée au +24 V, il serait constamment conducteur si on lui appliquait directement V_{AM} , car même à +12 V, V_{GS} vaudrait encore $12 - 24 = -12$ V. Pour pallier à ceci, nous avons eu recours à DZ1, DZ2 et C5. Lorsque V_{AM} est à 0 V, C5 se charge sous la tension d'alimentation 2 (24 V) moins la tension zener de DZ1. A ce propos, il est impératif de choisir $V_{Z1} < 12$ V, sinon, lors du passage à l'état haut (12 V) de V_{AM} , C5 ne serait pas assez chargé pour rebloquer T13. En effet, si $V_{C5} < 12$ V, alors V_{GM-T13} vaudra $V_{AM} + V_{C5} < 24$ V donc T13 toujours passant. La valeur de V_{Z1} étant fixée à 9 V, C5 se chargera à : $24 - 9,1 = 14,9$ V, lorsque V_{AM} sera à 0 V. A cet instant (t1) T13 ayant entre sa grille et sa source, la tension zener de DZ1, soit 9,1 V, il sera saturé, donc V_{BM} vaudra 24 V. Au moment t2, où V_{AM} passera à +12 V, T14 se saturera et T13 se bloquera. C'est là que DZ2 jouera son rôle. En effet, on pourrait la remplacer par une diode redresseuse normale, de manière à ce que la tension V_{GM-T13} dépasse largement les 24 V, pour être sûr et certain de bloquer T13 sans problème, mais seulement, lors de forts appels en courant de l'amplificateur, la tension d'alimentation 2 varie quelque peu. Ceci a pour inconvénient que, lorsque V_{AM} repasse à 0 V, C5 étant toujours chargé à sa valeur initiale, la tension V_{GS-T13} ne sera plus suffisante pour saturer T13.

C'est pourquoi on utilise DZ2 pour décharger C5 à une certaine valeur, de sorte que lorsque V_{AM} repasse à 0 V, V_{GS-T13} soit toujours constant. En résumé, nous obtenons donc bien aux bornes de V_{BM} , une tension carrée d'amplitude égale à la ddp de l'alimentation 2. L'analyse du fonctionnement de l'inverseur de puissance 2, associé aux éléments DZ3, DZ4, C6, R3, D3, DZ5 étant identique au fonc-

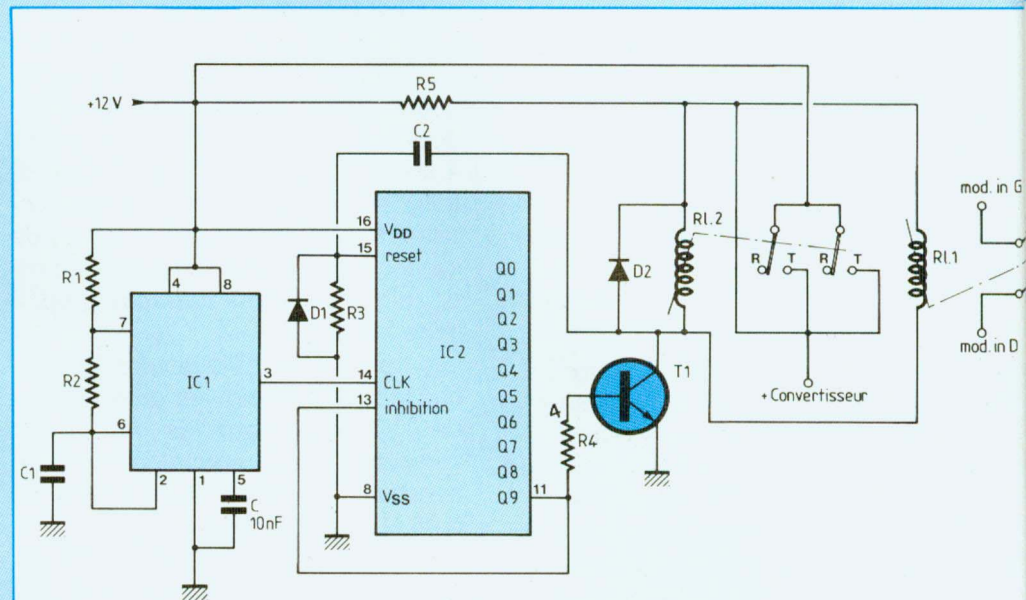


Fig. 4 : Temporisation de mise sous tension fixée à 5 secondes.

tionnement de T13 et T14 avec les éléments DZ1, DZ2 et C5, nous nous contenterons de dire que D3 sert à évacuer instantanément les charges positives accumulées sur les grilles de T19, T20, afin que ceux-ci passent de l'état saturé à l'état bloqué de manière ultra rapide. C6 quant à lui, sert également à bloquer les transistors T15 à T18, instantanément. Et voilà, vous savez tout sur le fonctionnement de ce convertisseur, quadrupleur de tension.

LA TEMPORISATION

Comme nous l'avons vu lors de l'étude du convertisseur, celui-ci ne peut être mis brutalement sous tension, sous peine de détruire les transistors de puissance. Le but de notre tempo est donc, non seulement de limiter le courant à la mise sous tension, mais aussi d'interdire le passage du signal d'entrée à l'amplificateur.

Le système que nous vous proposons est entièrement numérique. Le schéma synoptique est représenté en figu-

re 4. Le signal d'horloge de IC2 est généré par l'astable IC1, bâti autour d'un simple NE 555. La fréquence a été choisie à 2 Hz, ceci correspond à une période de :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{2} \text{ soit } 0,5 \text{ s}$$

IC2 étant un compteur/diviseur, la sortie Q0 passera à l'état haut pour la première impulsion d'horloge, Q1 pour la seconde, etc ... La sortie qui nous intéresse étant Q9, celle-ci passera à l'état haut pour la dixième impulsion d'horloge, ce qui porte le temps de cette temporisation à : $0,5 \times 10$, soit 5 secondes. Lorsque Q9 passe à l'état haut, elle bloque le compteur de manière à ce que le signal d'horloge ne soit plus pris en compte et sature le transistor T1, qui, de cette manière, alimente les relais RL1 et RL2. Cette temporisation ne se contente pas d'assurer une mise en service de l'ampli au bout de 5 secondes, mais elle ne se déclenchera pas si une anomalie se présente à la mise sous tension. En effet, les

2 x 40 W eff./8 Ω AVEC 12 V !

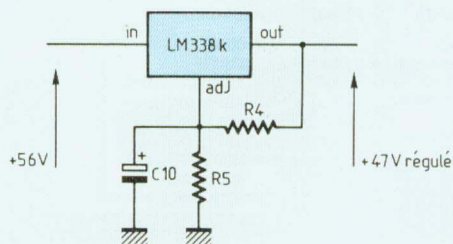


Fig. 5 : Une régulation à base de LM 338K.

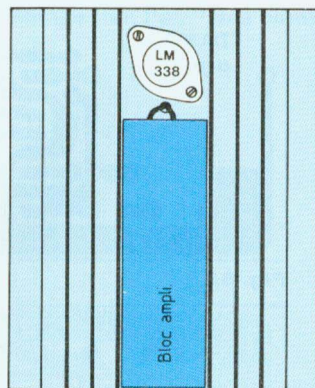


Fig. 6

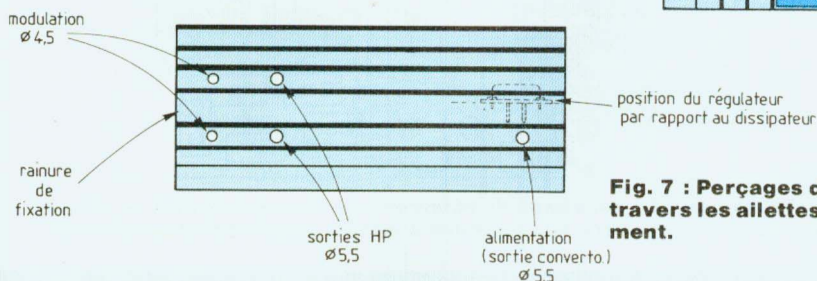


Fig. 7 : Perçages du dissipateur à travers les ailettes de refroidissement.

relais étant reliés à travers R5, si, pour une raison X, le convertisseur consommait trop de courant à la mise sous tension, il y aurait une chute de potentiel trop importante aux bornes de R5 pour que les relais puissent commuter. L'initialisation du compteur se fait grâce aux éléments C2 et R3 et la bobine des relais. En effet, à la "mise à feu" de la tempo, C2 étant initialement déchargé, il y aura un état haut sur reset, mettant à zéro toutes les sorties du compteur. C2 se chargeant à travers R3, le reset repasse à 0 et le comptage commence. Une fois le transistor T1 saturé, C2 se trouve déchargé instantanément à travers D1 et T1. Ce système est très intéressant, car il permet de protéger le convertisseur et l'ampli lors d'intempêtes mises et arrêts sous tension. Si l'alimentation est coupée, même pour quelques millisecondes, la temporisation sera initialisée et l'ampli ne sera mis en service qu'après 5 secondes. Ainsi donc, si vous arrêtez votre autoradio et le remettez en marche tout de suite

après, il n'y aura aucun risque de destruction de votre amplificateur. Quant à D2, c'est une diode de roue libre, destinée à court-circuiter la force contre électromotrice des bobines, susceptible d'endommager le transistor T1, lors de l'arrêt.

LA REGULATION

Certains lecteurs assidus le savent, la tension d'alimentation maximale du Super Intégré est de 50 V. Notre convertisseur pouvant fournir jusqu'à 56 V moteur allumé, il est donc nécessaire d'abaisser cette valeur par le biais d'un régulateur. Notre choix s'est porté sur le LM 338 K, capable de tenir 35 V IN/OUT et 5 A en continu. Son câblage se fait directement sur le dissipateur du bloc ampli, pour assurer son refroidissement, ainsi qu'un câblage des plus restreint. La tension régulée a été choisie à 47 V pour pouvoir bénéficier de la puissance maximale de l'ampli. Elle est fixée par les résistances R4 et R5, C9 servant à assurer un filtrage

maximum de la tension de ronflement. Le schéma de la régulation apparaît en figure 5.

REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR

LE BLOC DE PUISSANCE

Comme pour le Super Intégré du N° 86 de Led, le même dissipateur a été utilisé, non seulement parce qu'il assure un refroidissement optimum, mais aussi parce qu'il s'adapte particulièrement bien au type de coffret que nous avons sélectionné. La seule différence est que les circuits de puissance ont été décalés vers le bord du dissipateur afin de laisser suffisamment de place pour le régulateur, comme l'indique la figure 6.

PERCAGE DU DISSIPATEUR

C'est la première chose à faire, avant même de câbler les circuits imprimés. Tout d'abord, scotcher un des deux circuits des blocs de puissance, le plus près du bord du dissipateur, puis repérez les trous de perçage. Pour le régulateur, prendre une semelle de mica, la plaquer sur le dissipateur, comme indiqué en figure 6 et repérer les 4 points à percer.

Quant aux fils d'alimentation de sortie H.P. et de modulation, ceux-ci passent sur le côté du dissipateur, à travers les ailettes de refroidissement. Ne craignez rien, cette opération n'a rien de compliqué. Elle nécessite simplement le bon centrage du foret ainsi que la bonne perpendicularité de celui-ci par rapport au refroidisseur, comme indiqué en figure 7. Pour les cotes de perçage, il vous suffira de vous repérer à celles de la face arrière, qui sont identiques. Les deux cartes ampli étant fixées sur chacune des deux faces de la semelle du dissipateur, il sera également nécessaire de prévoir un trou de diamètre 5 mm, afin de faire pas-

AMPLIFICATEUR POUR AUTORADIO

ser les deux fils d'alimentation en provenance de la sortie du régulateur sur le circuit imprimé supérieur. A ce propos, ajoutons que la capsule du régulateur doit se trouver du côté du dissipateur où les rainures de fixation n'apparaissent pas.

LE CABLAGE DU BLOC AMPLIFICATEUR

Pour le câblage des circuits imprimés, il suffit de se reporter aux figures 8A et 8B. Pour le régulateur, le peu de composants nous a permis d'effectuer un câblage "en l'air". Sa fixation ainsi que celle de ses cosses sont représentées en figure 9. Les interconnexions avec celui-ci apparaissent en figure 10. La subtilité consiste à isoler la vis du bas, du régulateur (et du dissipateur) afin de s'en servir comme point de masse, donnant ainsi un câblage en étoile, reconnu pour limiter les bruits de fond indésirables.

Il est recommandé de laisser environ 25 cm à partir du dissipateur pour les fils d'alimentation, de modulation et de sorties H.P., afin de faciliter l'interconnexion de ceux-ci vers les autres circuits imprimés et diverses fiches. Pour les entrées des amplificateurs, employer du câble blindé afin d'éviter les bruits parasites. Pour finir, il est impératif de souder une résistance d'environ 10 k Ω sur les entrées des cartes amplis, afin de tirer celles-ci à la masse lors des mises sous tension.

LE COFFRET ET SON ELECTRONIQUE

Ce coffret a été sélectionné car ses dimensions permettent d'y loger le convertisseur, ainsi que la temporisation. De plus, sa largeur s'adapte parfaitement avec celle du dissipateur. C'est là une aubaine, car c'est le seul boîtier qui ait les bonnes dimensions. Précisons toutefois que pour ceux qui ont réalisé le Super Intégré, il leur suf-

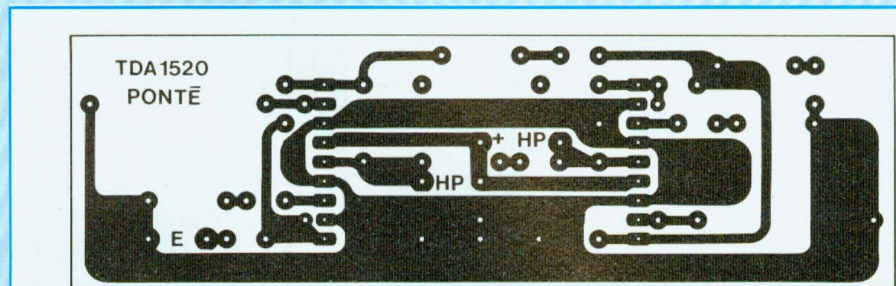


Fig. 8A

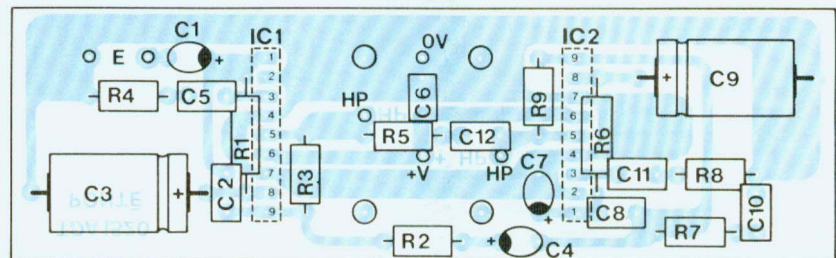


Fig. 8B : Le condensateur C13 est soudé directement aux broches 2 et 6 de IC1 (+ en 6). La résistance R10 est soudée aux pastilles d'entrée (E), côté pistes cuivrées.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

MODULE AMPLIFICATEUR

(Prévoir en double exemplaire)

• Résistances à couche métallique

$\pm 5\%$ - 1/2 W

- R1 - 20 k Ω
- R2 - 1,3 k Ω
- R3 - 20 k Ω
- R4 - 270 Ω (avec TDA 1520 A ou B)
- R5 - 2,7 Ω
- R6 - 20 k Ω
- R7 - 390 Ω
- R8 - 270 Ω (avec TDA 1520 A ou B)
- R9 - 20 k Ω
- R10 - 10 k Ω

• Semiconducteurs

IC1 - IC2 - TDA 1520 A/1520 B

• Condensateurs

C1 - 2,2 μ F/25 V tantale

- C2 - 220 pF céramique
- C3 - 150 ou 220 μ F/25 V
- C4 - 10 μ F/25 V tantale
- C5 - 680 pF céramique
- C6 - 100 nF/63 V pas 5,08
- C7 - 2,2 μ F/25 V tantale
- C8 - 220 pF céramique
- C9 - 150 ou 220 μ F/25 V
- C10 - 6,8 ou 8,2 nF/63 V pas 5,08
- C11 - 680 pF céramique
- C12 - 100 nF/63 V pas 5,08
- C13 - 22 μ F/63 V

• Divers

- 4 Entretoises nylon 5 mm
- Fil de câblage (4 couleurs) de 1 mm²
- Câble blindé 1 conducteur
- 4 Vis de 3 x 40 mm avec écrous et rondelles éventail

fit, s'ils ne veulent pas s'embêter, d'enlever la partie alimentation et de la remplacer par le convertisseur, accompagné de sa temporisation et de son ventilateur.

PERCAGE DU COFFRET

• La face avant

C'est elle qui reçoit toutes les fiches assurant les interconnexions avec la modulation, l'alimentation et les haut-

2 x 40 W eff./8 Ω AVEC 12 V !

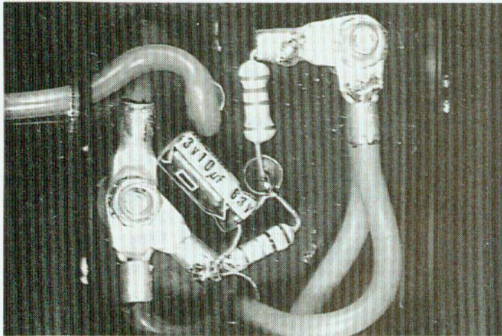


Fig. 10 : Câblage "en l'air" des composants.

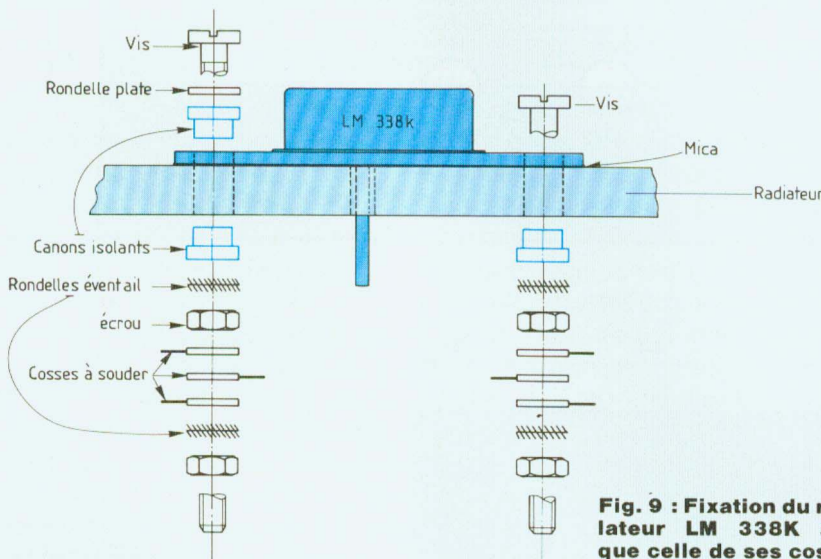
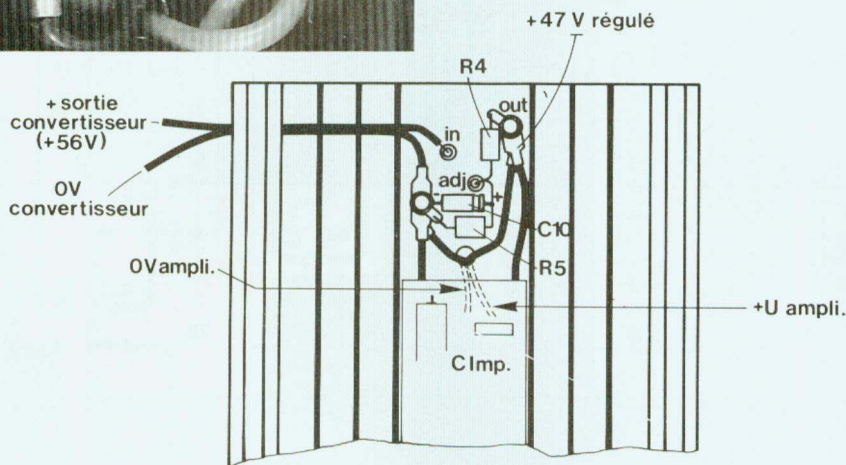


Fig. 9 : Fixation du régulateur LM 338K ainsi que celle de ses cosses.

• La face arrière

Comme pour la face avant, elle permet de faire passer les fils d'alimentation de l'ampli, la modulation et les sorties H.P. C'est aussi sur cette face arrière que sera fixé le dissipateur. Le plan de perçage est donné en figure 12.

• Le flasque gauche

C'est sur lui que prendra place la temporisation. Son maintien sera assuré par deux vis à tête fraisée. Il est nécessaire d'employer ce type de vis, car le flasque étant directement fixé sur la carcasse du coffret, il ne faut pas que les têtes de vis dépassent. Pour effectuer les fraisages, si vous ne possédez pas d'outil approprié, il vous suffira (comme nous), après avoir effectué le trou principal, d'utiliser un foret correspondant au diamètre de la tête de vis en prenant garde toutefois de ne pas traverser la tôle du flasque. Pour les perçages, reportez-vous à la figure 13.

• Parties supérieure et inférieure

C'est sur elles que viennent se fixer le module du convertisseur et le ventilateur. L'alimentation étant vissée sur le fond du boîtier, il vous suffit d'y placer votre circuit imprimé non câblé et de repérer les trous de perçage, en prenant soin d'utiliser les parties les plus vides du circuit imprimé. A ce propos, afin d'isoler les vis du module, percez à 3,5 mm et ébavurez le cuivre avec un foret de grand diamètre. En ce qui concerne la fixation du ventilateur, la méthode la plus simple consiste à tracer deux traits en diagonale sur la partie supérieure du coffret, poinçonner au niveau de l'intersection des droites et, au moyen d'un compas, tracer un cercle au diamètre du ventilateur. Cette opération, nous le reconnaissons, n'est pas des plus agréables, car pour obtenir un trou de cette grandeur, nous avons dû effectuer plusieurs petits perçages suivant le cercle tracé, utiliser une scie

parleurs. Deux diodes LED y prennent également place, renseignant l'utilisateur sur l'état de la batterie, ainsi que sur la tension générée par le convertisseur. Les perçages, relativement

aisés, sont donnés en figure 11. Etant à l'échelle 1, il sera encore plus facile de scotcher directement ce plan de perçage sur la face avant et d'effectuer les pré-perçages.

AMPLIFICATEUR POUR AUTORADIO

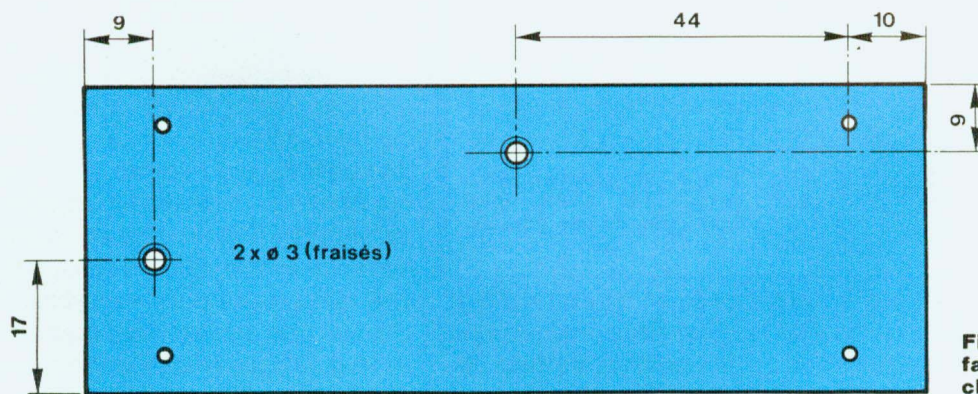
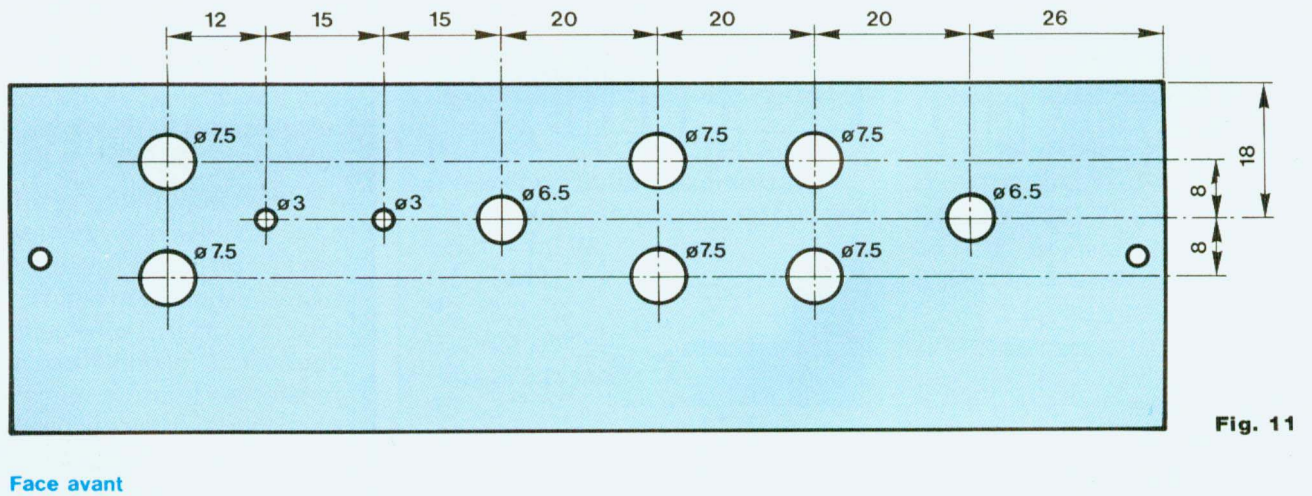
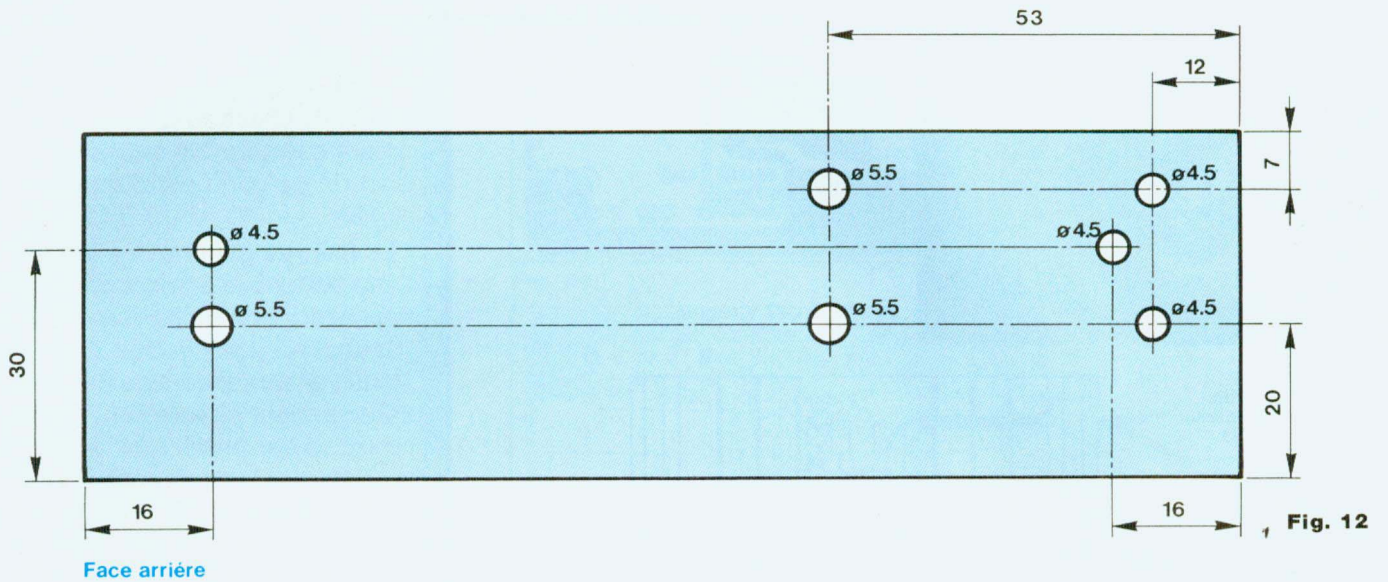


Fig. 13 : Plans de perçages du coffret : face avant ; face arrière ; flasque gauche.

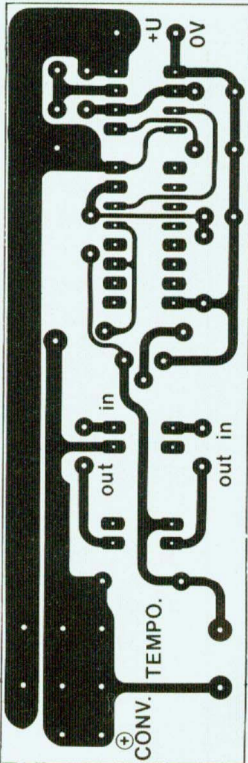


Fig. 14

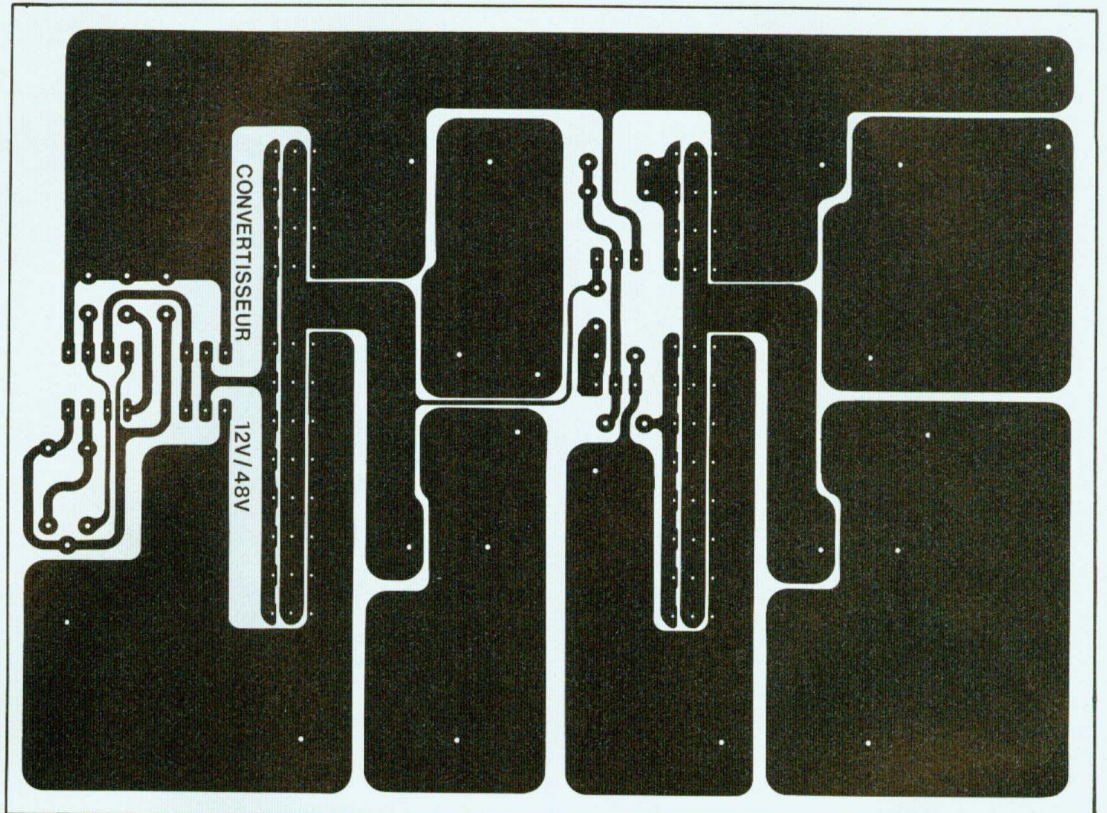


Fig. 15 : Nous vous recommandons d'étamer les pistes associées aux grilles, drains et sources des MOSFET.

Abrafil pour réunir tous les trous entre eux et supprimer les irrégularités à l'aide d'une lime demi-ronde. Ne vous découragez pas toutefois car, nous, qui ne sommes pas des experts en la matière, y sommes arrivés, alors !...

• Les circuits imprimés

Ils sont au nombre de deux, le convertisseur 12/48 V et la temporisation. Ils font l'objet des figures 14 et 15 et vous sont présentés à l'échelle 1. Leur gravure ne pose pas de difficulté majeure si vous êtes bien équipés. Dans le cas contraire, voyez notre service "Circuits Imprimés" dans ce même numéro.

• Le câblage

Deux plans de câblage vous sont proposés aux figures 16 et 17. Associés aux nomenclatures, la mise en place des composants ne doit poser aucun problème. Pour le convertisseur, la pre-

mière opération consiste à percer les trous des divers composants aux bons diamètres. Ensuite, soudez d'abord les composants les plus plats, comme les résistances, circuit-intégré. Pour les diodes, leurs rondelles empiétant sur les autres pistes cuivrées du C.I., il est nécessaire de les limer jusqu'à ce qu'elles affleurent celles-ci. Pour le câblage des transistors, nous vous recommandons d'étamer les pistes associées aux grilles, drains et sources des MOSFET, afin de minimiser la résistance entre leurs différentes broches. N'hésitez pas à mettre de la soudure, cela ne pourra qu'être bénéfique pour le fonctionnement du système. Les diodes DZ3 et DZ4 sont, quant à elles, soudées côté pistes. Leurs cathodes sont directement reliées ensemble. Ce type de câblage

n'est uniquement rendu nécessaire, que si vous utilisez la totalité des emplacements prévus pour les transistors. En effet, si vous ne disposez que de transistors du type IRF 9630 (ou autres), moins performants que les IRF 9530, vous pouvez, sans problème, vous en servir, mais il faudra en employer un plus grand nombre. Pour la temporisation, le câblage ne comportant aucune difficulté, il vous suffit de vous reporter au plan donné en figure 17.

Toutefois, nous recommandons de souder, en même temps que les composants, le câble blindé à destination des prises CINCH, afin de pouvoir repérer facilement leur longueur. Tout ceci étant prêt, il vous suffit de relier les fils du bloc de puissance sur le convertisseur et sur la temporisation,

AMPLIFICATEUR POUR AUTORADIO

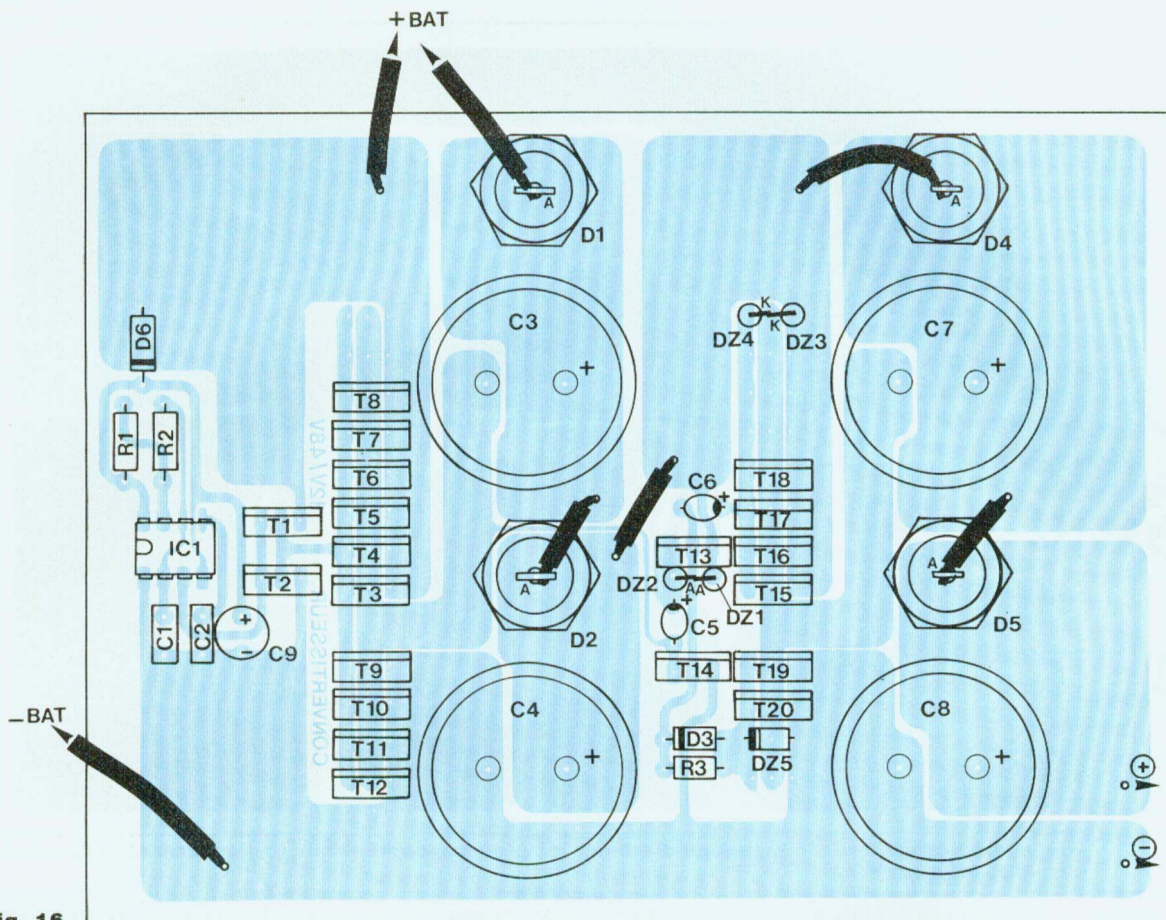


Fig. 16

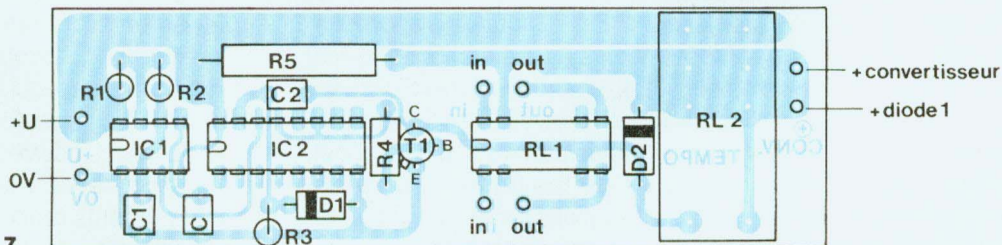


Fig. 17

ainsi que sur les fiches bananes visées sur la face avant à destination des haut-parleurs. A ce sujet, au moment de souder les divers fils sur les fiches bananes, vous ne devez garder que les douilles métalliques de celles-ci, afin de ne pas faire fondre les supports en plastique. Pour les câbles d'alimentation en provenance de la batterie, utiliser au moins

des fils de 2,5 mm² de section, ceci dans le seul but de réduire les pertes. Pour récapituler tout ceci, nous proposons un plan de câblage général en figure 18. Pour terminer, vous pouvez fixer le dissipateur sur la face arrière du coffret, en y intercalant toutefois, deux cales aux deux extrémités pour assurer le bon maintien des deux parties.

MISE SOUS TENSION

Avant même de relier le convertisseur à l'ampli, vérifiez, à l'aide d'une alimentation 12 V, que vous obtenez bien entre 44 et 48 V en sortie. Cette première étape franchie, reliez l'ensemble du montage et branchez une paire de haut-parleurs. Mettez sous tension, toujours à l'aide d'une alimentation. Au bout de 5 secondes, vous devez

2 x 40 W eff./8 Ω AVEC 12 V !

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

MODULE CONVERTISSEUR

• Résistances à couche métallique

± 5 % - 1/2 W

R1 - 1 kΩ

R2 - 200 kΩ

R3 - 390 Ω

• Condensateurs

C1 - 1 nF céramique

C2 - 10 nF céramique

C3 - C4 - 4700 µF/50 V taille basse radial

C5 - C6 - 2,2 µF/63 V radial

C7 - C8 - 4700 µF/50 V taille basse radial

C9 - 220 µF/16 V

• Semiconducteurs

IC1 - NE 555 N

T1 - IRF 9530

T2 - IRF 540

T3 à T8 - IRF 9530

T9 à T12 - IRF 540

T13 - IRF 9530

T14 - IRF 540

T15 à T18 - IRF 9530

T19 - T20 - IRF 540

D1 - D2 - RP 6040 (600 V/40 A)

D3 - 1N 4148

D4 - D5 - RP 6040 (600 V/40 A)

D6 - 1N 4005

DZ1 - Zener 9 V/0,5 W

DZ2 - DZ3 - 2 V/0,5 W

DZ4 - DZ5 - Zener 15 V/1,3 W

• Divers

Fil de câblage de 1,5 mm² 2 couleurs (environ 1 mètre)

4 Entretoises nylon 10 mm ø 3 mm

4 Vis de 3 x 20 mm avec écrous et rondelles éventail

MODULE DE REGULATION

• Résistances à couche métallique

± 5 % - 1/2 W

R1 - 270 Ω

R2 - 10 kΩ

• Condensateur

C1 - 10 µF/63 V

• Semiconducteur

IC1 - LM 338 K

MODULE DE TEMPORISATION

• Résistances à couche métallique

± 5 % - 1/2 W

R1 - 1 kΩ

R2 - 390 kΩ

R3 - 1 kΩ

R4 - 5,6 kΩ

R5 - 0,47 Ω/7 W bobinée

• Condensateurs

C1 - 1 µF

C - 10 nF

C2 - 100 nF

• Semiconducteurs

IC1 - NE 555 N

IC2 - CD 4017

T1 - 2N 2222

D1 - 1N 4148

D2 - 1N 4005

• Divers

1 Relais 12 V/2 RT/5 A

1 Relais Reed 12 V à 2 contacts normalement ouverts

2 Entretoises nylon 5 mm ø 3 mm

2 Vis à tête fraisée 3 x 15 mm avec écrous et rondelles éventail

Câble blindé 1 conducteur

Fil de câblage de section 1,5 mm²

Câble en nappe à 2 conducteurs

• DIVERS

1 Dissipateur CO 1161 P/SEEM longueur 150 mm

1 Coffret ESM Réf. EC 15/05 FA

4 Fiches banane châssis 4 mm

(2 jaunes et 2 blanches)

2 Fiches banane châssis 4 mm

(rouge et noire)

2 Fiches RCA châssis femelle

1 Diode LED rouge ø 3 mm avec sa

résistance de 670 Ω/0,5 W (pour 12 V)

1 Diode LED jaune ø 3 mm avec sa

résistance de 2,2 kΩ/1 W (pour 48 V)

1 Ventilateur ETRI 12 V (dim. :

80 x 80 x 20 mm)

4 Vis 3 x 25 mm avec écrous et

rondelles éventail

2 Vis 4 x 10 mm avec écrous carrés

et rondelles isolantes

4 Pieds autocollants

entendre le son du disque que vous venez de mettre. Si tout s'est bien passé, vous pouvez procéder au montage de votre "bombe audio" dans votre automobile.

QUELQUES RECOMMANDATIONS

Notre amplificateur ne possédant pas d'interrupteur de mise sous tension, nous vous proposons un système à la fois efficace et facile à mettre en

oeuvre. La presque totalité des autoradios possèdent aujourd'hui une sortie pour les antennes électriques.

A partir de cette connexion, il vous sera très facile de piloter un relais (de forte puissance), permettant de mettre l'ampli sous tension à partir de l'autoradio. Pour le relais, nous vous conseillons d'utiliser l'un de ceux que l'on trouve en grande surface, destinés à la com-

mutation codes/phares. Ceux-ci assurent de fortes commutations en courant (au moins 10 A) et sont d'un prix très modeste.

Pour les haut-parleurs, méfiez-vous ! Préférez-les en 8 Ω ou reliez-les en série, deux à deux, s'ils sont en 4 Ω. Ne faites pas comme nous, qui avons eu la détestable surprise de voir nos haut-parleurs (d'une grande marque),

AMPLIFICATEUR POUR AUTORADIO

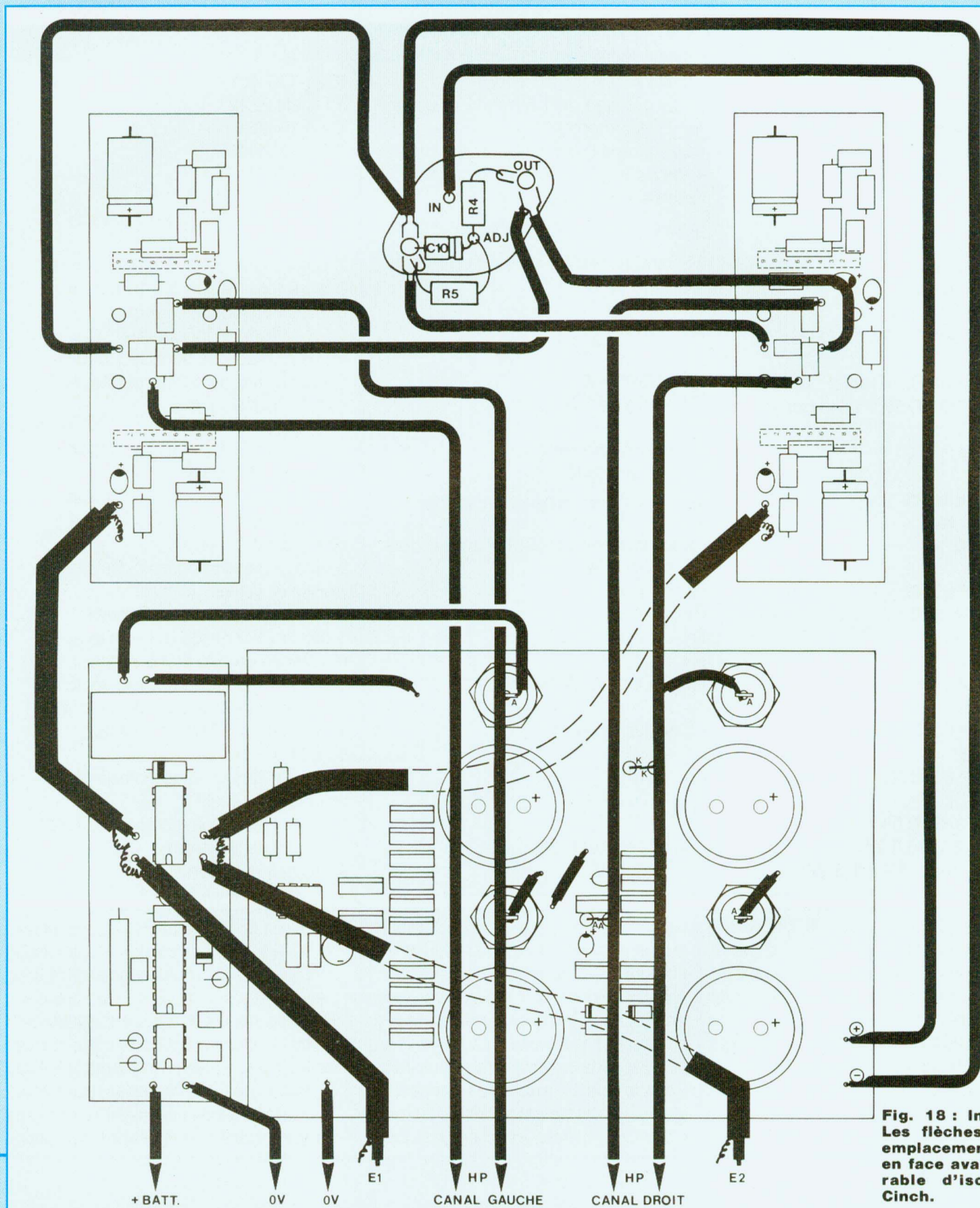


Fig. 18 : Interconnexions
 Les flèches indiquent les emplacements des fiches en face avant. Il est préférable d'isoler les deux Cinch.

2 x 40 W eff./8 Ω AVEC 12 V !

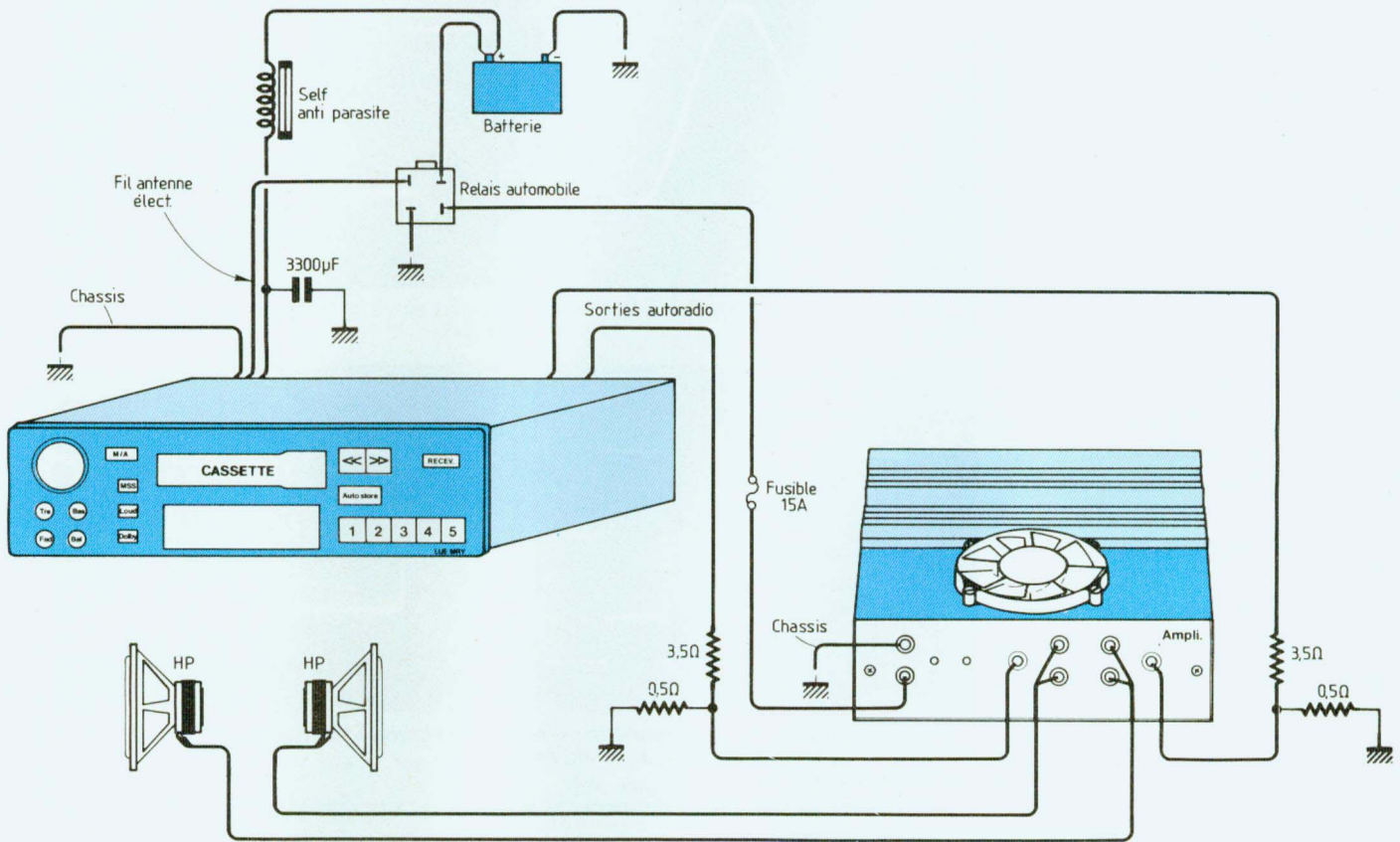


Fig. 19 : Raccordement du booster aux prises HP de l'autoradio.

donnés pour 60 W eff./4 Ω, partir en fumée, par excès de puissance. On ne vous redira jamais assez que cet ampli possède une capacité dynamique et une tenue dans le grave, tout à fait exceptionnelles. Lors de nos premiers essais de fiabilité en salon, et sur des enceintes de 300 W eff., nous pouvons vous assurer que nous ne pouvions pas rester dans la pièce. Bien sûr, nos enceintes ont un rendement de 100 dB/1 W/1 M, mais cela laisse augurer quand même une belle ambiance de boîte de nuit dans votre voiture ! Attention, nous ne remboursons pas les bris de glace !

Pour le raccordement, certains autoradios possèdent une sortie "ampli

auxiliaire". Là, aucun problème. Pour ceux qui en sont dépourvus, la liaison n'est possible que si l'ampli de l'autoradio n'est pas ponté (généralement, la puissance n'excède pas les 7 W). Dans le cas contraire, si vous êtes bricoleur, déconnectez les sorties amplis du poste et reliez-y directement les entrées, que l'on prélève sur le potentiomètre de volume. Si votre autoradio ne possède pas de sortie spéciale, il vous suffit de relier les sorties HP sur les entrées de l'ampli de puissance, par l'intermédiaire d'un pont diviseur de tension (à partir de deux résistances, l'une de 0,5 Ω, l'autre de 3,5 Ω par exemple). Pour le raccordement à la batterie, utilisez du câble de forte

section. Pour la masse, raccordez-vous directement sur la carrosserie, c'est plus efficace. Par précaution, prévoyez dans le + de la batterie, un fusible de 15 A à fusion rapide. Pour faciliter la compréhension de toutes ces interconnexions, nous vous proposons un schéma de câblage en figure 19. L'étude de cette "bombe audio" étant terminée, il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter une bonne écoute.

Si toutefois, vous étiez intéressés par la réalisation d'amplis encore plus puissants, ou par un système triphonique aux multiples combinaisons, n'hésitez surtout pas à nous le faire savoir, afin que nous en réalisions éventuellement l'étude. Bonne route !

AMPLIFICATEUR POUR AUTORADIO

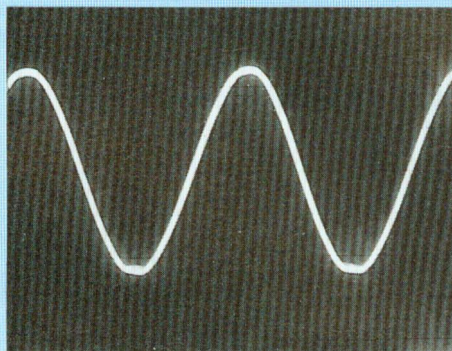
QUELQUES MESURES

• MOTEUR ARRETE

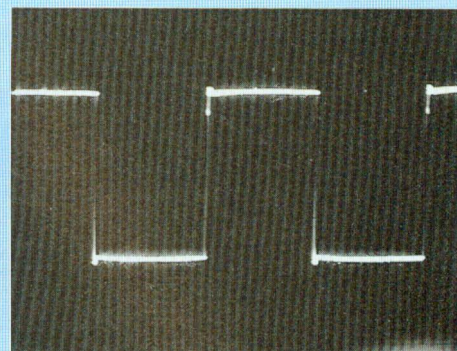
- Tension batterie : 12,3 V
- Tension batterie moteur arrêté à P_{max} : 11,5 V
- Tension continue après régulation sans modulation : 42,8 V
- Tension après régulation avec modulation à P_{max} : 32 V
- Puissance max obtenue à 1 kHz moteur arrêté : 28 W eff./8 Ω par canal

• MOTEUR ALLUME

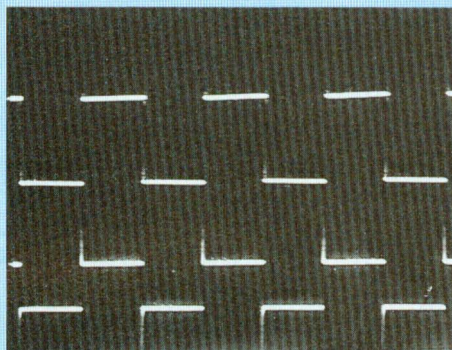
- Tension batterie : 14,2 V
- Tension batterie à P_{max} : 13 V
- Tension avant régulation sans modulation : 52 V
- Tension après régulation sans modulation : 50 V
- Tension après régulation avec modulation à P_{max} : 37 V
- Puissance max obtenue à 1 kHz : 39 W eff./8 Ω par canal



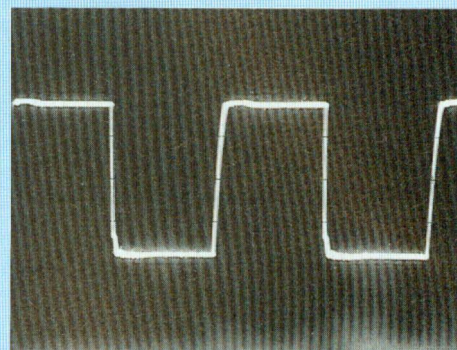
Signal sinusoïdal à 1 kHz et à l'écrêtage (49 V c.-à-c.).



Signal carré à 1 kHz d'amplitude de 40 V c.-à-c.



Signaux en sorties des inverseurs de puissance 1 et 2. En haut inverseur n° 2, en bas inverseur n° 1.



Signal carré à 10 kHz d'amplitude de 40 V c.-à-c.

Sylvain Duval

PETITES ANNONCES GRATUITES

Cette rubrique ne peut subsister que si vous, lecteurs, nous faites parvenir des annonces à la Rédaction.

Recherche oscilloscope simple trace peu encombrant, petit prix. Jaguelin Didier, Le Roc de Cale, 47500 Condat.

Vds micro-ordinateur Alice 32 Matra + programmes : 200 F. Tél. : 50.38.32.28.

Vends pour ampli tubes P.P. EL34 : transfos, alim. + sortie Millérioux A3121B et AH26B : 600 F.

Recherche distorsiomètre Heathkit IM58 ou IM48.52. Tél. après 19 h au 22.91.88.97.

Vends ordinateur Amstrad PC 3086. D. Disks : 3 1/2 + 5 1/4. Disque dur 30 Mo. VGA couleur + DOS 3.3 + VGA DOS, 1 an. Prix : 6 000 F. Tél. : 48.33.26.75.

Vends : 2 oscilloscopes Philips PM3200 0-10 MHz, 1 500 F les 2. 1 oscilloscope Philips PM3110 2 x 0-10 MHz, 1 500 F. 3 TV Sony CVM 1340, 30 cm, couleur (en panne), 1 000 F les 3. 1 TV Sony CVM 1340, 30 cm, couleur, 800 F. Tél. : 16-1 39.61.86.82 demander Eric.

Etudiant cherche généreux donateur des anciens numéros de Led 10, 11, 12, 14, 16, 18, 61, 64 et 70 (port remboursé). Vends cartes mémoire 128 ko pour HP-48SX : 1 200 F (cause double emploi).

Ecrire à Florian Damas, 15 chemin des Noyers, Auxonnette, 77310 Ponthierry.

Cherche à prix sympa composants bonne qualité : 2 transfos toriques 500 VA (2 x 30 V) ; 2 capa 22 000 μ F/100 V, 8 LM317HVK, 2 LM144H, 4 IRF150. Propositions au 94.48.50.60 (Olivier).

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

Une sélection de nos semiconducteurs

Ref.	PU TTC	HA 1366WR	39 F	LA 4420	25 F	TA 7225	45 F	TA 7326	15 F	UPC 1263	30 F
2SA 1104	45 F	HA 1368	47 F	LA 4422	20 F	TA 7226	38 F	TA 7604	35 F	UPC 1277	35 F
2SC 945	4 F	HA 1368R	47 F	LA 4430	35 F	TA 7227	35 F	TA 7614	20 F	UPC 1350	20 F
2SC 1969	45 F	HA 1377	35 F	LA 4440	25 F	TA 7230	30 F	TA 7622	60 F	UPC 1379	35 F
2SC 2028	48 F	HA 1392	40 F	LA 4445	25 F	TA 7232	25 F	TA 7629	35 F	STK 0050	120 F
2SC 2879	45 F	HA 1396	80 F	LA 4460	28 F	TA 7240	28 F	TA 7640	15 F	STK 078	150 F
2SC 3150	25 F	HA 1397	40 F	LA 4461	28 F	TA 7241	35 F	TA 8205	70 F	STK 086	230 F
AN 214	25 F	HA 1398	40 F	LA 4456	40 F	TA 7250	60 F	TA 8207	35 F	STK 461	140 F
AN 6250	20 F	HA 12005	45 F	LA 4466	35 F	TA 7251	60 F	TA 8210	70 F	STK 463	160 F
AN 6540	30 F	HA 13001	30 F	LA 4475	40 F	TA 7263	60 F	TA 8214	50 F	STK 2038	150 F
AN 6610	20 F	HA 13118	65 F	LA 4510	20 F	TA 7264	60 F	TA 8215	60 F	STK 2129	120 F
AN 7140	30 F	HA 13119	40 F	LA 4550	25 F	TA 7270	25 F	UPC 575C2	18 F	STK 2230	110 F
AN 7148	20 F	LA 1135	38 F	M 515170	50 F	TA 7271	30 F	UPC 1018	30 F	STK 2240	130 F
AN 7158	15 F	LA 3161	20 F	MB 3712	35 F	TA 7273	65 F	UPC 1028HA	12 F	STK 2250	160 F
AN 7168	45 F	LA 3350	29 F	MB 3730	35 F	TA 7274	35 F	UPC 1032H	15 F	STK 3041	90 F
AN 7170	58 F	LA 3361	20 F	MB 3731	38 F	TA 7280	30 F	UPC 1037	30 F	STK 41210	130 F
AN 7171K	60 F	LA 4102	15 F	MA 3732	40 F	TA 7281	32 F	UPC 1161	38 F	STK 5481	135 F
AN 7420	20 F	LA 4126	30 F	TA 7151	15 F	TA 7299	30 F	UPC 1171	25 F	STK 7310	100 F
BA 328	15 F	LA 4140	10 F	TA 7204	25 F	TA 7310	20 F	UPC 1181	28 F	STK 7348	100 F
BA 5406	28 F	LA 4160	15 F	TA 7205	20 F	TA 7312	25 F	UPC 1182	28 F	et toujours les 74LS - HC - HCT - la série 4000	
HA 1151	25 F	LA 4183	25 F	TA 7208	30 F	TA 7313	15 F	UPC 1185	32 F	les TDA - LM - les transistors 2N... BC... BD... BF... TIP...	
HA 1156W	25 F	LA 4192	25 F	TA 7214	65 F	TA 7317	25 F	UPC 1188	35 F		
HA 1366W	39 F	LA 4260	30 F	TA 7215	45 F	TA 7322	15 F	UPC 1225	35 F		
		LA 4261	30 F	TA 7222	20 F	TA 7323	28 F	UPC 1230H2	35 F		

Distributeur des haut-parleurs AUDAX

H.P. AUDAX

Ref.	PU TTC	MDP 301	500 F
TXW 100	46 F	MDP 302	450 F
TXW 102	73 F	MDP 303	500 F
TXW 103	92 F	MDP 304	550 F
TXW 106	104 F	MDP 305	600 F
MDX 300	92 F	BMP 401	650 F
MDX 301	185 F	BMP 402	1 850 F
MDX 302	145 F	LFP 500	N.C.
BMX 400	110 F	LFP 501	550 F
BMX 402	215 F	LFP 502	1 450 F
BMX 403	160 F	LFP 503	1 500 F
BMX 405	160 F	LFP 504	1 900 F
BMX 406	122 F	Série INDUSTRIES	
BMX 407	220 F	Ref.	PU TTC
BMX 408	345 F	FRI 630	122 F
BMX 410	200 F	FRI 631	190 F
LFX 500	200 F	SONOSPHERE	
LFX 501	290 F	Ref.	PU TTC
LFX 502	240 F	SPR 12 B4	270 F
LFX 504	350 F	SPR 12 B8	270 F
Série HI-FI			
Ref.	PU TTC	SPR 12 BT	335 F
TWH 101	105 F	SPR 12 W4	270 F
TWH 104	160 F	SPR 12 W8	270 F
TWH 106	170 F	SPR 12 WT	335 F
TWH 107	200 F	SPR 12 C4	320 F
TWH 110	375 F	SPR 12 C8	320 F
MDH 301	345 F	SPR 12 CT	400 F
MDH 302	310 F	SPR 12 F1	30 F
BMH 402	245 F	SPR 12 F2	25 F
BMH 403	275 F	SONORISATION	
BMH 404	295 F	Ref.	PU TTC
BMH 407	515 F	2015/4	280 F
LFH 503	775 F	2015/8	280 F
LFH 504	1 125 F	2015/T	345 F
LFH 506	550 F	KIT	
LFH 507	640 F	Ref.	PU TTC
Série PRO			
Ref.	PU TTC	PRO 021	900 F
TWP 101	550 F	PRO 218	1 200 F
TWP 102	650 F	PRO 120	1 300 F
TWP 103	890 F	PRO 317	1 500 F
		MTX 50	970 F
		MTX 100	1 800 F

Toujours disponibles au magasin : composants standards, kits, outillage, coffrets, circuits imprimés, etc.

Série PRESTIGE

Ref.	PU TTC
MDA 108	585 F
MDA 116	585 F

Série AUTORADIO

Ref.	PU TTC
PAC 025	280 F
PAC 100	485 F
PAC 200	495 F
PAC 300	550 F
PAC 400	595 F

H.P. SEAS TWEETERS

Ref.	PU TTC
H 202	170 F
H 225	180 F
H 377	225 F
H 392	235 F
H 254	260 F
H 515	255 F
H 414	215 F
H 398	270 F
H 400	320 F

MEDIUMS

Ref.	PU TTC
10 FM	260 F
MP 12 VC-H	350 F
MP 14 RCY	420 F
76 MF (H304)	425 F

WOOFERS

Ref.	PU TTC
11 FGX	440 F
P 11 RCY-H	425 F
P 14 RCY	410 F
P 17 RCY	485 F
P 17 REX	535 F
CA 21 REX	585 F
P 21 REX	590 F
25 FWBX	590 F
P 25 REX	635 F
CA 25 FEY/DD	815 F
33 FZBX/DD	1 920 F

H.P. COAXIAUX

Ref.	PU TTC
MP 14 RE COAX	920 F
(médium + HF)	
P 17 REX	995 F
(graves + HF)	

H.P. DOUBLE BOBINE

Ref.	PU TTC
P 14 RCY	510 F
CA 21	
RE4X/DC	665 F
CA 25	
RE4X/DC	695 F

H.P. DYNAUDIO TWEETERS

Ref.	PU TTC
D 21	535 F
D 21 AF	535 F
D 28	565 F
D 28 AF	565 F
D 260 (Esotec)	790 F
T 330 D (Esotar)	2 185 F

MEDIUMS

Ref.	PU TTC
D 52	755 F
D 52 AF	755 F
D 54	925 F
D 54 AF	925 F
D 76	740 F
M 560 (Esotar)	3 285 F

WOOFERS

Ref.	PU TTC
15 W 75	775 F
17 W 75	660 F
17 W 75 EXT	660 F
17 W 75 XL	720 F
21 W 54	1 220 F
24 W 75	705 F
24 W 100	1 230 F
30 W 54	1 465 F
30 W 100	1 995 F

UNE NOUVEAUTE !

LES KITS DECRITS DANS LED
(composants et circuit imprimé percé)
LED N° 95 MARS 1992

- Stroboscope à leds (sans coffret)
95DJ01 62 F
- Sonde milliohmètre (sans coffret)
95DJ02 81 F
- Mini-labo
- Génér. de fonctions 96RR01 320 F
- Alim./chargeur 96RR02 265 F
- Coffret + visserie + pieds 50 F
- Ampli 5 W (sans HP) 85 F
- Variateur toutes charges
96DJ01 230 F
- Programmeur de 68705 P3 (avec alim.)
97 DB 01 250 F
accessoires de finition 100 F

TRANSFOS ARABEL (TORIQUES)

15 VA	105 F
30 VA	115 F
65 VA	149 F
80 VA	169 F
100 VA	179 F
150 VA	219 F
200 VA	249 F
250 VA	279 F
300 VA	315 F
400 VA	375 F
500 VA	465 F
1 000 VA	929 F

Qté	Référence	P.U. TTC	Total TTC
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>
Port et emballage : 30 F			
Net à payer TTC : <input type="text"/>			

Conditions de vente : minimum d'envoi 100 F. Pas d'expédition hors C.E.E.

Par correspondance : règlement à la commande par chèque ou mandat-lettre, ajouter le forfait de port et d'emballage : 50 F. Contre-remboursement : 60 F. Au-dessus de 3 kg (oscilloscope, alimentation), expédition par la SERNAM : 110 F.

PAS DE CATALOGUE

NOM _____
ADRESSE _____
CODE _____ VILLE _____

