

Lead

COURS N°18 : CONNAISSANCE DE L'ELECTRONIQUE : LE TRANSISTOR

FILTRE ACTIF 3 VOIES 18 dB/oct

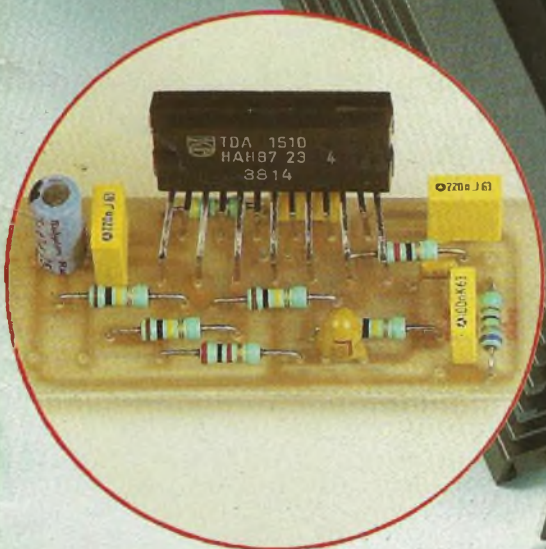
CENTRALE D'ALARME 3^e PARTIE

PREAMPLIS ANTENNE 12 dB ET 20 dB

TELECOMMANDE INFRAROUGE

ISSN 0753-7409

LA HI-FI DANS VOTRE AUTO



M 1226 - 78 - 25,00 F



Extrait de nos principaux points de vente en région parisienne :

A.D.S.

16, rue d'Odessa
75014 Paris
43.21.56.94

KOMELEC

4, rue Yves Toudic
75010 Paris
42.08.54.07

A.M.O. ELECTRONIQUE

1, rue Paul Bert
94800 Villejuif
47.26.35.62

MAGNETIQUE FRANCE

11, place de la Nation
75011 Paris
43.79.39.88

AVENA

22, rue de l'Hôtel-Dieu
B.P. 94 95021 Pontoise Cedex
30.30.34.20

MELUN ELECTRONIQUE

19, rue Ste Barthelemy
77000 Melun
64.39.90.60

BERIC

43, rue Victor Hugo
92240 Malakoff
46.57.68.33

RADIO BEAUGRENELLE

6, rue Beaugrenelle
75015 Paris
45.77.58.30

B.H. ELECTRONIQUE

164-166, av. Aristide Briand
92200 Bagneux
46.64.21.59

SARTROUVILLE COMPT'S

7, rue Voltaire
78500 Sartrouville
39.13.21.29

CAPELEC

43, rue Stephenson
75018 Paris
42.55.91.91

SONEL DIFFUSION

Ctre Cial Plateau du Moulin
78700 Conflans-Ste-Honorine
39.19.91.79

C.F.L.

45, bd de la Gribelette
91390 Morsang-sur-Orge
60.15.30.21

TECNI-TRONIC

68, av. Galliéni
93140 Bondy
48.48.16.57

CIBOT ELECTRONIQUE

3, rue de Reuilly
75012 Paris
43.79.69.81

TERAL

26 ter, rue Traversière
75012 Paris
43.07.87.74

CHELLES ELECTRONIQUE

16, av. du Maréchal Foch
77500 Chelles
64.26.38.07

VART


42, av. de St-Cloud
78000 Versailles
39.51.56.33

E.G.B.

19, rue Jean Jaurès
94500 Champigny-s/Marne
48.81.78.81

MESURE 2000

9, rue Ste Christine
77174 Villeneuve-St-Denis
60.25.01.48



STEP CIRCUITS PRINTED BOARD

TOUT LE NECESSAIRE A LA REALISATION DES CIRCUITS IMPRIMES

La qualité professionnelle au service de l'amateur

STEP Circuits sélectionne ses distributeurs afin de préserver son image de marque.

STEP CIRCUITS CCR Grand Sud 36-38, avenue de Fontainebleau
94270 Le Kremlin-Bicêtre - Tél. : 46.72.81.18 lignes groupées

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

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

Rédaction
 Ont collaboré à ce numéro :
 Georges Matoré, René Rateau,
 Gabriel Kossmann, Roland Jalbert,
 Dominique Jacovopoulos, Bruno
 Poncet.

Publicité
 (1) 42.38.80.88 poste 7314

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

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

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

4

LA CONNAISSANCE DE L'ELECTRONIQUE (COURS N° 18)

Après le montage "émetteur commun", étudié dans notre précédent numéro, nous passons maintenant tout naturellement aux montages fondamentaux base commune et collecteur commun.

12

BOOSTER 2 x 18 Weff

Compact, très robuste puisque réalisé à partir d'un profilé en aluminium, ce booster très simple à monter vous permettra d'accéder à une écoute de qualité Hi-Fi, de votre auto-radio, dans votre automobile.

17

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

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

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

18

OSCILLOSCOPE 2 x 15 MHz HUNG CHANG OS-615S AU BANC D'ESSAI

Distribué par la Société Iskra, cet

oscilloscope doté d'une alimentation universelle, et notamment par batterie incorporée, le Hung Chang OS-615S vise un créneau presque inexploré.

Cet appareil comblera tous les utilisateurs appelés à travailler sur le site : télécommunications, marine ou aviation, etc., avec un rapport prestations/prix difficile à battre.

20

FILTRE ACTIF 3 VOIES 24 dB/OCTAVE

Le filtrage actif représente une solution extrêmement séduisante pour faire évoluer un système d'écoute, que ce soit en haute-fidélité ou en sonorisation haut de gamme. C'est pourquoi nous avons choisi de vous présenter ce filtre actif 3 voies, 24 dB/octave, qui pourrait fort bien vous faire redécouvrir votre système.

31

CENTRALE D'ALARME UNIVERSELLE (3° PARTIE)

A en juger par l'importance du courrier et des appels téléphoniques parvenant à la rédaction, vous semblez nombreux à réaliser cette centrale d'alarme sophistiquée.

Avant de passer aux options et améliorations possibles, quelques rappels sur la conception et la philosophie d'une installation d'alarme vous seront communiqués.

36

MICROKIT 09 (AMELIORATIONS)

Pour en terminer avec la carte CPU 09, ce numéro de Led va vous livrer le contenu de la PROM Moniteur 2764.

La plupart des fonctions que réalise le programme contenu dans cette mémoire 8 koctets est identique à celles de l'ancienne version. Une fonction très importante néanmoins fait son apparition : le pas-à-pas avec visualisation de tous les registres. Une autre fonction moins importante est la transmission série et la réception série (1 200 bauds).

38

TELECOMMANDE INFRAROUGE. L'EMETTEUR (1° PARTIE)

Pour accroître la souplesse d'emploi et permettre à chacun de réaliser une télécommande personnalisée, nous avons conçu notre système sous forme de modules.

44

PREAMPLIS D'ANTENNE TV/FM ECONOMIQUES

Ce mois-ci on plonge dans le grand bain avec des amplis large bande à transistors courants qui exigent simplement de l'habileté manuelle. Deux versions sont proposées : préampli 12 dB à un transistor, préampli 20 dB à deux transistors.

Nous signalons à nos lecteurs que les Editions Périodes seront fermées du 16 juillet au 16 août pour congés annuels.

La connaissance de l'électronique

Nous nous sommes déjà bien familiarisés avec le premier des trois seuls montages possibles du transistor amplificateur, le montage en émetteur commun. Voyons maintenant les deux autres : le transistor en base commune et le transistor en collecteur commun.

MONTAGE FONDAMENTAL BASE COMMUNE

Émetteur, base, collecteur... Telle est l'énumération désormais consacrée des trois éléments structurels du transistor. Après le montage émetteur commun, que nous venons d'étudier ensemble, nous passons maintenant tout naturellement au montage fondamental base commune.

L'ÉLECTRODE COMMUNE

Dans le montage émetteur commun l'émetteur est connecté à la masse. Le signal à amplifier, signal entrée est injecté entre base et masse, Entrée et Masse. Le produit de l'amplification, signal sortie, est prélevé entre collecteur et masse, Sortie et Masse. L'émetteur est bien l'électrode commune à l'entrée et à la sortie de l'étage amplificateur...

Si nous mettons à la masse la base du transistor, la base deviendra électrode commune à l'entrée et à la sortie, nous serons en présence du

MONTAGE BASE COMMUNE

La figure 1 nous le présente. La base est polarisée à partir du point milieu du pont diviseur de tension constitué des résistances R1 et R2, nous connaissons bien ce principe.

Émetteur et collecteur sont dotés respectivement des résistances RE et RC. L'injection du signal entrée s'effectue entre émetteur et masse, le signal sortie se prélève entre collecteur et masse.

Du point de vue signaux, en régime variable, la base est connectée à la masse par le condensateur CB disposé entre base et masse. Ce condensateur se comporte en court-circuit à la masse des signaux variables présents sur la base, maintenant cette électrode au potentiel de la masse, en variable, c'est ce que nous voulons.

La base est l'électrode commune à l'entrée E et à la sortie S.

Dessignons le schéma équivalent variable du montage, à la figure 2 et procédons à la simplification du schéma obtenu, comme nous savons le faire. Habités que nous sommes des schémas équivalents, nous aboutissons à la version simplifiée reproduite à la figure 3. Les résistances R1 et R2 du pont diviseur sont évidemment disparues. La résistance r de la base et la résistance d'émetteur RE sont là, associées en parallèle. La résistance de charge RC du collecteur et la résistance de charge de la sortie, c'est RL, sont également disposées en parallèle, de leur côté, tout est normal et conforme...

SIGNAUX ENTREE ET SORTIE

Une remarque s'impose d'emblée, à l'examen de la figure 2.

Une augmentation de la tension du signal entrée, c'est aussi la même augmentation de la tension entrée, s'oppose à la pénétration du courant i_B dans l'espace base-émetteur. Le potentiel de l'émetteur augmentant, il en résulte une diminution du courant i_B passant dans la résistance r de la base. Le phénomène est répercuté au niveau du collecteur, le courant de collecteur (c'est βi_B) diminue proportionnellement, entraînant une diminution de la chute de tension dans la résistance de charge du collecteur...

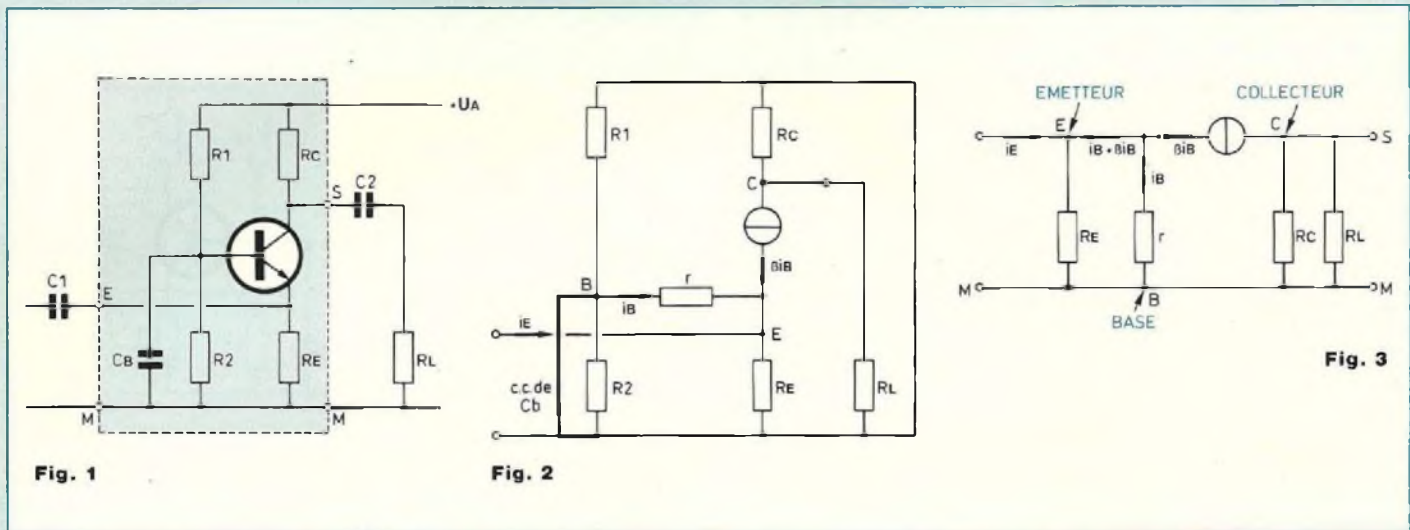
La tension de collecteur UCE, qui a pour valeur $U_A - R_C i_C$, donc $U_A - R_C \beta i_B$, augmente si la tension du signal entrée augmente.

Dans le montage base commune, les tensions entrée et sortie sont en concordance de phase.

Nous allons établir les relations entre grandeurs et nous exprimerons la valeur des paramètres

RESISTANCE D'ENTREE

Dès l'instant où l'injection du signal entrée est effective, le petit courant i_B



parcourt la résistance r de la base, y créant la chute de tension $r i_B$ égale à la tension d'entrée u_E . Dans la résistance d'émetteur R_E passe la réunion du courant i_B , de son homologue βi_B et du courant i_E engendré par le signal dans la résistance R_E . La chute de tension dans R_E , qui est égale à la tension d'entrée u_E , est de signe algébrique opposé à celui de $r i_B$. Ecrivons :

$$-r i_B = u_E = R_E (i_E + i_B + \beta i_B)$$

$$\text{Comme } \beta \gg 1 \quad \beta i_B \gg i_B$$

$$-r i_B = R_E i_E + R_E \beta i_B$$

$$i_E = -i_B \frac{r R_E}{r + \beta R_E}$$

La résistance d'entrée R_E a pour valeur $\frac{u_E}{i_E}$, expression d'une résistance s'il en est, de la forme $\frac{U}{I} = R$ (loi d'Ohm).

$$R_E = \frac{-r i_B}{-i_B \frac{r R_E}{r + \beta R_E}} = \frac{r R_E}{r + \beta R_E}$$

Cette expression de R_E ne comporte que des termes homologues à des valeurs résistives, nous pouvons donc en diviser le numérateur et le dénominateur par le même nombre sans dimension β sans altérer aucunement le rapport exprimant R_E

Il suffit de se rappeler que la résistance résultante de l'association de deux résistances R_1 et R_2 en parallèle a pour valeur

$$R_{\text{eq}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ pour énoncer}$$

$$R_E = \left[\frac{r}{\beta} // R_E \right]$$

R_E est la résultante de l'association parallèle de la résistance $\frac{r}{\beta}$ et de la résistance R_E (schéma équivalent du dipôle entrée, figure 4). R_E est très faible, sa valeur est de quelques ohms.

RESISTANCE DE SORTIE

En sortie ouverte, c'est-à-dire en l'absence de charge connectée à la sortie du montage, la tension sortie U_{So} a pour valeur la chute de tension dans la résistance de charge R_C du collecteur. Le schéma de la figure 3 est suffisamment éloquent, il suffit d'oublier la présence de la résistance de charge R_L pour constater que

$$U_{So} = -R_C \beta i_B = R_S \beta i_B$$

$$R_S = R_C$$

La résistance de sortie est indépendante de la résistance d'entrée.

AMPLIFICATION DE TENSION

La tension en sortie ouverte U_{So} provient de la tension entrée U_E , laquelle subit l'amplification, dans l'étage. Le coefficient d'amplification A_0 , en sortie ouverte, nombre sans dimension, est donné par le rapport

$$A_0 = \frac{U_{So}}{U_E}$$

Comme $u_E = -r i_B$ et $u_{So} = -R_C \beta i_B$

$$A_0 = \beta \frac{R_C}{r}$$

A_0 peut atteindre des valeurs considérables ! Ce coefficient A_0 est positif, dans le montage base commune, puisque les signaux entrée et sortie sont ici en concordance de phase.

Dans le montage émetteur commun, rappelez-vous, ils sont en opposition de phase, A_0 est alors négatif. A la figure 4, nous avons représenté le schéma équivalent variable complet du transistor-quadrupôle en montage base commune.

AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Nous savons déterminer sa valeur (numéro précédent). Elle est le rapport G de la puissance maximale transmissible à la résistance de charge R_L connectée aux bornes de sortie, donc $\frac{U_{So}^2}{4R_S}$ à la puissance

La connaissance de l'électronique

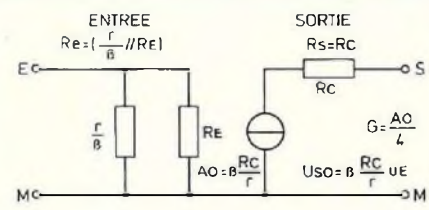


Fig. 4

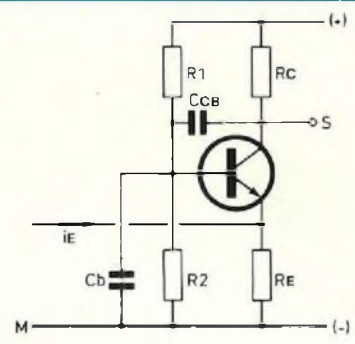


Fig. 5

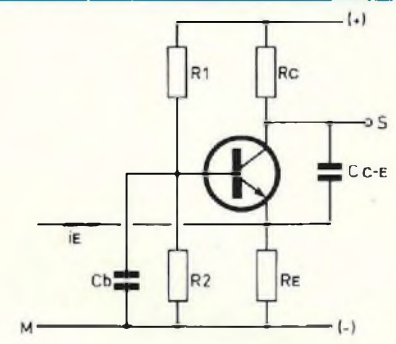


Fig. 6

développée en entrée, soit $\frac{UE^2}{Re}$.

$$G = \frac{USo^2}{4Rs} \cdot \frac{Re}{UE^2}$$

$$\text{et } us_0 = A_0 UE = \beta \frac{RC}{r} UE$$

$$G = \frac{\beta^2 RC^2}{4RC r^2} \cdot Re \text{ et } Re = \frac{rRE}{r + \beta RE}$$

$$G = \frac{\beta^2 RC RE}{4r(r + \beta RE)}$$

$$\beta \gg 1 \quad (r + \beta RE) \approx \beta RE$$

$$G = \frac{\beta RC}{4r} = \frac{A_0}{4} \quad G \leq \beta$$

G sera inférieur ou égal à β .

QUELQUES PRECISIONS

Un phénomène aussi curieux que gênant est l'effet Miller. Lorsqu'un condensateur est branché entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur, sa capacité s'amplifie, elle est affectée du coefficient multiplicateur A_0 , elle est multipliée par A_0 (c'est un nombre sans dimension).

Il est bien facile d'imaginer les conséquences d'une amplification de tension trop poussée : la capacité augmentant selon A_0 , elle va offrir un passage préférentiel aux signaux variables, favorisant l'entrée spontanée en oscillation du montage.

Une capacité parasite naturelle existe dans la jonction collecteur-base, elle est inhérente au transistor (figure 5).

Faible, de l'ordre de quelques picofarads, elle devient importante aux amplifications de tension extrêmes et son influence est d'autant plus grande que la fréquence des signaux traités est élevée. Le montage émetteur commun est connu pour les auto-oscillations dont il est le siège...

Le montage base commune (figure 6) est beaucoup moins capricieux, sinon totalement à l'abri du phénomène gênant. La capacité parasite en jeu est, chez lui, la capacité collecteur-émetteur, nettement moins importante que celle pourtant bien faible de la jonction collecteur-base. L'effet Miller est pour le moins atténué, sinon éliminé.

Il faut encore ajouter que le montage base commune se prête on ne peut mieux à la réalisation d'oscillateurs. Il est courant de faire travailler ainsi un transistor à une fréquence supérieure à sa propre fréquence de coupure, c'est-à-dire la fréquence à laquelle son gain β , qui diminue avec la montée en fréquence, devient égal à 1, l'unité. Il est un montage particulier que nous devons mentionner ici, application des plus intéressantes du montage base commune, à savoir le **mélangeur de signaux** (figure 7).

Le premier signal est injecté en E1, dans la base du transistor, comme dans tout montage émetteur commun à rétroaction par résistance d'émet-

teur (souvenez-vous du numéro précédent).

Le second signal est injecté en E2, dans l'émetteur du transistor, comme dans tout montage base commune. En sortie, nous disposons d'un signal... sortie qui est la combinaison, la modulation réciproque des deux signaux entrée.

En effet :

Le signal UE_1 injecté en E1 produit en sortie $-RC\beta UE_1$ (émetteur commun).

Le signal UE_2 injecté en E2 produit en sortie $\frac{RC}{r}\beta UE_2$ (base commune).

Le signal global en sortie est le véhicule des caractéristiques propres à chacun des deux signaux entrée...

Tout récepteur radio comporte au moins un étage mélangeur de signaux...

BILAN

Le montage fondamental base commune se caractérise par :

- Concordance de phase des signaux entrée et sortie.
- Résistance d'entrée très faible (quelques ohms).
- Résistance de sortie et résistance d'entrée indépendantes.
- Amplification de tension à vide, sortie ouverte, très importante.
- Amplification (gain) de puissance n'excédant pas β .
- Excellente tenue aux fréquences élevées.

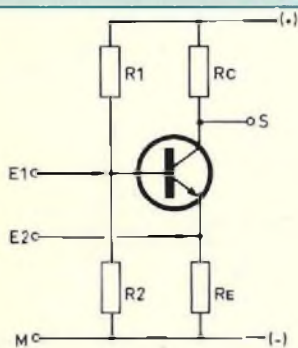


Fig. 7

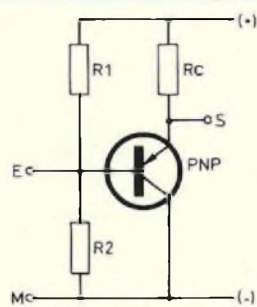


Fig. 8

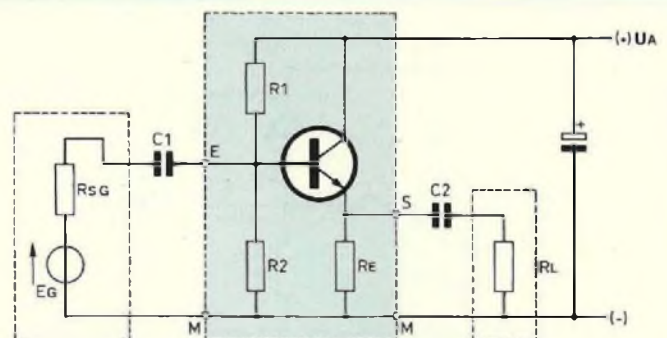


Fig. 9

Nous passons maintenant au troisième et dernier montage fondamental à électrode commune.

MONTAGE FONDAMENTAL COLLECTEUR COMMUN

Que le collecteur d'un transistor PNP soit connecté à la masse (figure 8), voilà qui s'admet facilement...

Parler de connecter à la masse le collecteur d'un transistor NPN déclenche un tollé poussé par tous ceux qui n'ont jamais cru bon de consacrer un peu d'attention aux dipôles et aux théorèmes qui les régissent. Quel dommage de ne s'être jamais livré à la si amusante manipulation de la pile à l'envers (n° 66).

La figure 9 nous montre un **transistor en montage collecteur commun**. Les signaux variables n'ont qu'à franchir la source d'alimentation pour rejoindre la masse et boucler leur périphe.

Aux insatisfaits du théorème de superposition, nous suggérons de placer un condensateur aux bornes de l'alimentation et le collecteur sera ainsi connecté à la masse, du point de vue signaux variables. N'est-ce pas ce que nous avons fait dans le montage base commune vis-à-vis de la base ? Personne ne se montrera surpris de découvrir très souvent sur les sché-

mas proposés un condensateur de découplage de l'alimentation, de forte capacité. Le rôle de ce condensateur shunt est précisément de faciliter le transit des signaux variables par le condensateur, d'impédance très faible devant la déjà très faible résistance interne de l'alimentation...

Le signal entrée est injecté entre base et masse, le signal sortie est prélevé entre émetteur et masse. Le **collecteur** est l'**électrode commune** reliée à la masse...

SIGNAUX ENTREE ET SORTIE

A l'examen du schéma que reproduit la figure 9, nous remarquons que l'augmentation de la tension du signal injecté dans l'entrée - c'est aussi la tension entrée - est traduite par une augmentation identique de la tension de base.

Nous avons de (très) nombreuses fois souligné le fait que la jonction base-émetteur du transistor maintient l'émetteur à une tension inférieure à celle de la base, dont elle reste distante de 0,7 volt environ.

La tension sortie - c'est aussi la tension d'émetteur - suit docilement les variations de la tension du signal injecté en entrée, donc les variations de la tension entrée.

Dans le montage collecteur commun, les signaux entrée et sortie sont en concordance de phase.

Pour les raisons que nous venons

d'évoquer, nous pouvons nous attendre à ce que l'étude quantifiée des phénomènes et grandeurs vienne nous confirmer que l'amplification de tension à vide, en sortie ouverte, sera très faible, voire nulle, comme le dit le jargon. En termes techniques, nous dirons de A_0 qu'il est un coefficient unitaire, de valeur 1, l'unité, dans le montage collecteur commun.

DIPOLE PASSIF EQUIVALENT

Lors de l'étude des quadripôles et de l'amplification (n° 76), nous avons fait la connaissance du dipôle passif équivalent. Ce dipôle se substitue au montage considéré, ses deux bornes d'entrée E et M correspondant point par point à celles du montage en question. Le dipôle passif équivalent se "voit" donc à la place du montage remplacé, de ses deux bornes E et M. Commençons par dessiner le schéma équivalent variable du montage collecteur commun, à la figure 10.

Comme il se doit, pour faciliter l'exploitation de ce schéma, nous le redessignons sous la forme simplifiée que nous présente la figure 11.

Nous remplaçons les résistances R1 et R2 du pont diviseur de tension, associées en parallèle, par leur résistance équivalente unique que nous appellerons R_B , comme toute résistance assurant l'alimentation de la base en courant de repos. La partie droite du schéma équivalent variable

La connaissance de l'électronique

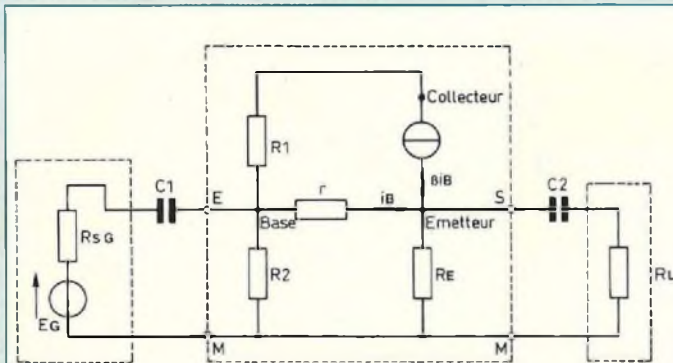


Fig. 10

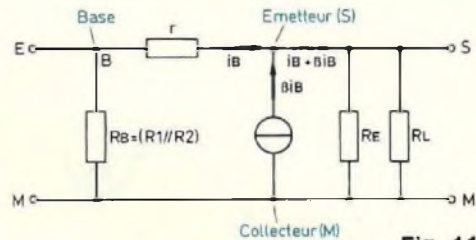


Fig. 11

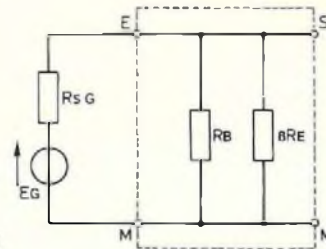


Fig. 16

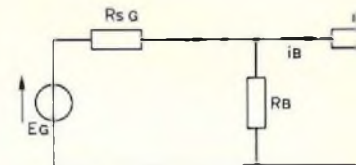


Fig. 17

est redessinée, comme le montre la figure 12, les résistances d'émetteur R_E et de charge de la sortie R_L sont là, associées bien évidemment en parallèle.

La chute de tension entre les points B et M, selon le circuit B - S - M a pour valeur :

$$U_{BM} = U_{BS} + U_{SM} = r i_B + (i_B + \beta i_B) (R_E // R_L)$$

$$\frac{U_{BM}}{i_B} = r + (1 + \beta)(R_E // R_L) = R_{B-S-M}$$

Comme $\beta \gg 1$ et $(R_E // R_L) \gg r$

$$R_{B-S-M} \approx \frac{U_{BM}}{i_B} \approx \beta (R_E // R_L)$$

Cette dernière grandeur est une résistance, de la forme $\frac{U}{I} = R$ (loi d'Ohm), elle est équivalente à l'assemblage en série de r et $(R_E // R_L)$, c'est R_{B-S-M} . Nous pouvons alors associer en parallèle la résistance R_B et la résistance R_{B-S-M} , ce qui nous conduit tout droit au schéma du dipôle passif équivalent du montage collecteur commun (figure 13).

La résistance d'entrée R_e du dipôle passif équivalent du montage collecteur commun a pour valeur :

$$R_e = R_B // \beta (R_E // R_L)$$

avec $R_B = (R_1 // R_2)$.

REMARQUE

Cette résistance d'entrée R_e est liée à la charge connectée à la sortie, dépendance que nous n'avons pas rencontrée jusqu'à présent dans les montages fondamentaux émetteur commun et base commune.

Toutefois, nous remarquerons que la valeur de R_e sera élevée, d'autant plus que nous donnerons à R_1 et R_2 du pont diviseur de tension destiné à la polarisation de la base des valeurs élevées.

Malgré les valeurs élevées du paramètre β , gain en courant du transistor, la résistance d'entrée R_e sera toutefois altérée par la résultante $\beta(R_E // R_L)$ qui fera chuter sa valeur.

SCHEMA EQUIVALENT VARIABLE SIMPLIFIE

Si nous "effaçons" la résistance r de la base du transistor, comme nous y autorise sa faible valeur devant celle de R_B et celle de l'association $\beta(R_E // R_L)$, nous redessignons le schéma de la figure 12 pour obtenir le schéma général équivalent variable simplifié (figure 14).

Une réflexion s'impose :

Le tension d'entrée U_E entre les bornes E et M est transmise aux bornes de sortie S et M, $U_E = U_S$, tension entrée = tension sortie.

Si nous déconnectons la résistance de charge R_L des bornes de sortie S et M, rien ne se passe, U_S est toujours égale à U_E .

$$U_E = U_{S0} = U_S$$

En sortie ouverte, comme en sortie en charge, la tension sortie du montage collecteur commun demeure égale à la tension entrée.

DIPOLE INTRINSEQUE DE SORTIE

Le dipôle sortie du quadripôle équivalent du montage collecteur commun peut donc se représenter sous une forme intéressante, à savoir qu'il comporte un générateur de force électromotrice (à vide) $U_S = U_E$ doté d'une résistance de sortie R_s de valeur pratiquement nulle : $R_s \approx 0$.

La figure 15 reproduit le schéma du dipôle intrinsèque de sortie absolument conforme à nos conclusions.

La tension sortie du générateur de ce dipôle équivalent est indépendante de la charge R_L connectée à ses bornes S et M.

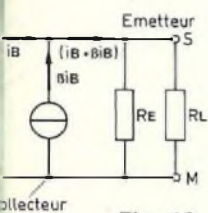


Fig. 12

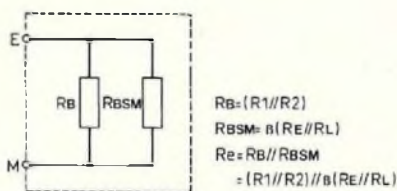


Fig. 13

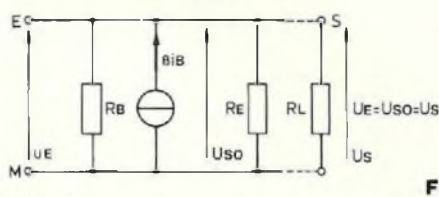


Fig. 14

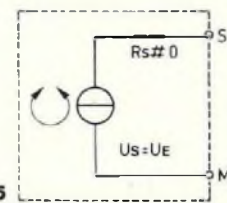


Fig. 15

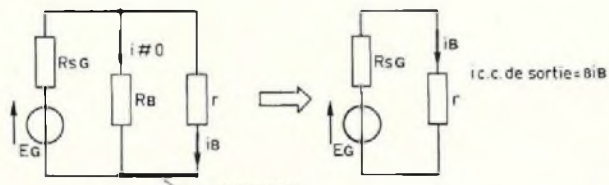
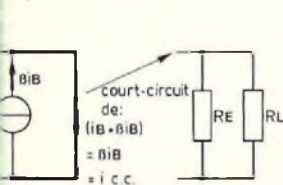


Fig. 17

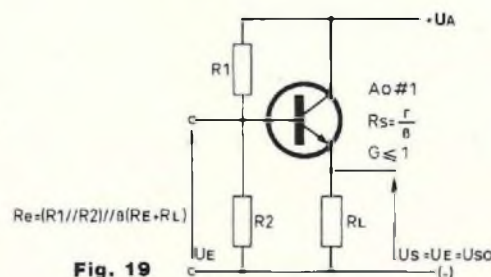


Fig. 18

Cette particularité est spécifique du montage collecteur commun, elle est déterminante dans la mise en œuvre, ce fait doit être souligné.

Tension sortie U_s indépendante de la charge

Comme tout quadripôle, le montage collecteur commun est destiné au traitement de signaux. Nous allons étudier le comportement de l'ensemble (générateur + montage). Voilà qui nous rappelle le troisième volet de notre étude centrée sur l'amplification (n° 76).

DIPÔLE EQUIVALENT DE L'ASSEMBLAGE

GENERATEUR + QUADRIPOLE

Reprenons le dipôle passif équivalent (figure 13), ce dipôle vu des bornes E et M de son entrée.

En sortie ouverte, en l'absence de charge R_L , la résistance d'entrée se résume à l'association en parallèle de la résistance R_B et de la résistance composite $R_B - s - M$ réduite à R_E .

$$R_B - s - M = \beta(R_E // R_L) \text{ et } R_L = 0.$$

Il nous reste :

$$R_e = R_B // \beta R_E \text{ en sortie ouverte.}$$

Connectons notre dipôle passif équivalent

aux bornes d'un générateur G et calculons la tension entrée U_E , comme nous savons le faire (figure 16). Appliquons les théorèmes (n°s 65 et 66)

$$U_E = E_G \frac{R_e}{R_{SG} + R_e}$$

E_G est la force électromotrice (à vide) du générateur G dont la résistance de sortie est R_{SG} .

La tension sortie étant égale à la tension entrée (nous l'avons montré), la tension sortie à vide U_{So} a pour valeur celle de la tension entrée U_E lorsque la sortie est ouverte. Nous venons de calculer U_E en sortie ouverte.

$$U_{So} = U_E = \frac{(R_B // \beta R_E)}{(R_B // \beta R_E) + R_{SG}} \cdot E_G$$

L'amplification de tension A_o^* en sortie ouverte relative à la tension à vide du générateur, c'est-à-dire à sa force électromotrice E_G a pour valeur

$$\frac{U_{So}}{E_G} = \frac{U_E}{E_G} = \frac{R_B // \beta R_E}{(R_B // \beta R_E) + R_{SG}}$$

REMARQUE

Si la résistance de sortie R_{SG} du générateur fournisseur du signal injecté est faible, négligeons-la dans l'expression de U_{So} et nous obtenons :

$$\frac{U_{So}}{E_G} = \frac{U_E}{E_G} \approx 1$$

Nous dirons donc que dans le montage collecteur commun le coefficient d'amplification de tension en sortie à vide A_o^* est de 1, l'unité, relativement à E_G .

$$A_o^* \approx 1$$

SORTIE EN COURT-CIRCUIT

Il peut être intéressant de voir quels phénomènes résultent de la mise en court-circuit des bornes de sortie S et M du montage.

Cette mise en court-circuit se traduit, sur le schéma reproduit à la figure 12, par la disparition pure et simple des deux résistances en parallèle R_E et R_L , remplacées sur le dessin de la figure 17 par... un court-circuit.

Le courant de court-circuit, appelons-le $i_{c.c.}$, a pour intensité la somme des intensités i_B , dans la résistance r de la base et βi_B du courant fourni par le générateur.

$$i_{c.c.} = i_B + \beta i_B$$

$$\beta \gg 1$$

$$i_{c.c.} \approx \beta i_B$$

Le courant de court-circuit de sortie a pour valeur :

La connaissance de l'électronique

$$i_{c.c.} = \beta i_B$$

C'est le générateur du signal injecté qui fournit le courant i_B , comme nous le rappelle la figure 18. Le générateur débite sur l'association en parallèle de r de la base et R_B , donc pratiquement dans la seule r de la base, puisque $r \ll R_B$.

Le générateur fera passer dans r de la base le courant i_B dont l'intensité est gouvernée par la résistance résultant de la disposition en série de sa résistance sortie R_{SG} et de la résistance r de la base.

$$i_B = \frac{E_G}{R_{SG} + r}$$

L'intensité du courant de court-circuit de sortie du montage collecteur commun dépend de la valeur de la résistance interne du générateur fournisseur du signal injecté en entrée.

Nous avons rencontré des valeurs R_{SG} allant de moins de 50 ohms à 1,5 kilo-ohm...

Nous tenions à vous faire part des écarts possibles et attirer votre attention méfiante devant certaines mépri-

ses, lorsque le courant de court-circuit de sortie intervient dans les études.

RESISTANCE DE SORTIE

Comme chez tout dipôle actif fournisseur de courant à une charge, la valeur de la résistance de sortie s'exprime par le rapport de la tension de sortie à vide à l'intensité du courant de court-circuit.

$$R_s = \frac{U_{So}}{i_{c.c.}} = \frac{U_E}{\beta i_B}$$

$$U_E = E_G \frac{r}{R_{SG} + r}$$

Montage	Schéma "variable"	Résistance d'entrée R_e	Résistance de sortie R_s	Amplification de tension à vide A_o	Amplification de puissance G
Emetteur commun		r moyenne inférieur ou égal à 1 k Ω	R_c moyenne	$-\frac{\beta R_c}{r}$ négatif - important	$\beta^2 \frac{R_c}{4r}$ inférieur ou égal à β^2 très grand
Emetteur commun à rétroaction par résistance d'émetteur		$R1 // R2 // \beta RE$ importante	R_c moyenne	$-\frac{R_c}{RE}$ négatif - faible - stable	inférieur ou égal à β grand
Bootstrap		βRE très grande	R_c moyenne	$-\frac{R_c}{RE}$ négatif - faible - stable	$\beta \frac{R_c}{4RE}$ inférieur ou égal à β grand
Base commune		$\frac{r}{\beta} // RE$ très faible	R_c moyenne	$\frac{\beta R_c}{r}$ positif - grand	$\beta \frac{R_c}{4r} = \frac{A_o}{4}$ inférieur ou égal à β grand
Collecteur commun		$R1 // R2 // \beta (RE // RL)$ importante	$\frac{r}{\beta}$ inférieur ou égal à quelques ohms	# 1	$\frac{RE}{RL}$ inférieur ou égal à β grand

r = résistance de la base RE = résistance d'émetteur RC = résistance de collecteur $R1$ et $R2$ = pont diviseur base $A_o = \frac{U_{So} \text{ à vide}}{U_E \text{ entrée}}$ $G = \frac{A_o^2 R_e}{4 R_s}$

$$i_B = \frac{E_G}{R_{sG} + r}$$

$$R_s = \frac{E_G r}{(R_{sG} + r)} \cdot \frac{R_{sG} + r}{\beta E_G} = \frac{r}{\beta}$$

$$R_s = \frac{r}{\beta}$$

R_s = quelques ohms tout au plus.

AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Plaçons directement la résistance de charge R_L dans le circuit d'émetteur, au lieu et place de la résistance d'émetteur R_E (figure 19).

Rien ne s'y oppose !

La puissance fournie par le montage collecteur commun à la résistance de charge R_L qu'il doit alimenter est directement livrée du producteur au consommateur. Intéressant, non ?

L'amplification de puissance, appelée également gain en puissance, est un nombre sans dimension donné par le rapport de la puissance sortie à la puissance entrée :

$$P_{\text{sortie}} = \frac{U_s^2}{R_L}$$

$$P_{\text{entrée}} = \frac{U_E^2}{R_e} \text{ (loi de Joule } P = \frac{U^2}{R} \text{)}$$

$$G = \frac{U_s^2}{R_L} \cdot \frac{R_e}{U_E^2} \text{ et } U_s = U_E$$

$$G = \frac{R_e}{R_L}$$

Nous pouvons l'exprimer en bels ou décibels, comme nous savons le faire.

REMARQUE

$$G = \frac{R_e}{R_L} = \frac{R_B // \beta(R_E // R_L)}{R_L}$$

($R_E // R_L$) devenant R_L (R_L au lieu et place de R_E)

$$G = \frac{R_B // \beta R_L}{R_L}$$

$$(R_B // \beta R_L) < \beta R_L$$

A la limite : $G = \beta \frac{R_L}{R_L} = \beta$, G sera toujours $\leq \beta$.

Dans le montage collecteur commun l'amplification de puissance, ou gain en puissance, sera toujours inférieure au gain en courant.

BILAN

Le montage collecteur commun se caractérise par :

- Concordance de phase des signaux entrée et sortie.
- Résistance d'entrée de valeur très élevée.
- Amplification de tension de valeur unitaire $A_0 \approx 1$.
- Résistance de sortie de valeur très faible $R_s =$ quelques ohms.
- Amplification de puissance $G \leq \beta$.

Nous avons montré que la résistance (ou impédance) d'entrée d'un étage n'était jamais trop grande et que sa résistance (ou impédance) de sortie n'était jamais trop faible...

Le montage collecteur commun est doté tout à la fois de ces deux critères de haut intérêt. Il sera donc tout désigné pour adapter des impédances, jouant en quelque sorte le rôle du transformateur de liaison entre deux étages (n° 76).

L'étude de la très importante association d'amplificateurs en série sera tout naturellement abordée au cours de notre prochain entretien.

Georges Matoré

MULTIMETRE

DIGITAL DM 170 B

Ce multimètre numérique offre une précision et des capacités de mesures supérieures à celles d'un multimètre analogique pour un prix inférieur et une fiabilité supérieure.

Spécifications générales

Affichage : 3 1/2 digits avec affichage de la polarité.

Dépassement : "1" allumé à gauche.

Tension maximum ou mode commun : 500 V crête.

Coefficient de température (0 à 18° C et 28 à 50° C) inférieur à 0,1 x précision spécifiée applicable par ° C.

Alimentation : pile 9 V charbon-zinc type 6F22.

Dimensions et poids : 116 x 70 x 24 mm - 150 g.

Calibres

- Tension continue

Calibres : 2 000 mV, 20 V, 200 V, 1 000 V.

Rapport de réjection en mode normal plus grand que 46 dB à 50-60 Hz.

- Tension alternative

Calibres : 200 V, 750 V.

Plage de fréquence : 45 à 450 Hz pour une tension sinusoïdale pure.

- Courant continu

Calibres : 200 µA, 2 000 µA, 200 mA.

- Résistance

Calibres : 2 000 Ω, 20 kΩ, 200 kΩ, 2 000 kΩ.

Tension maximum en circuit ouvert : 2,8 V.

- Test batterie

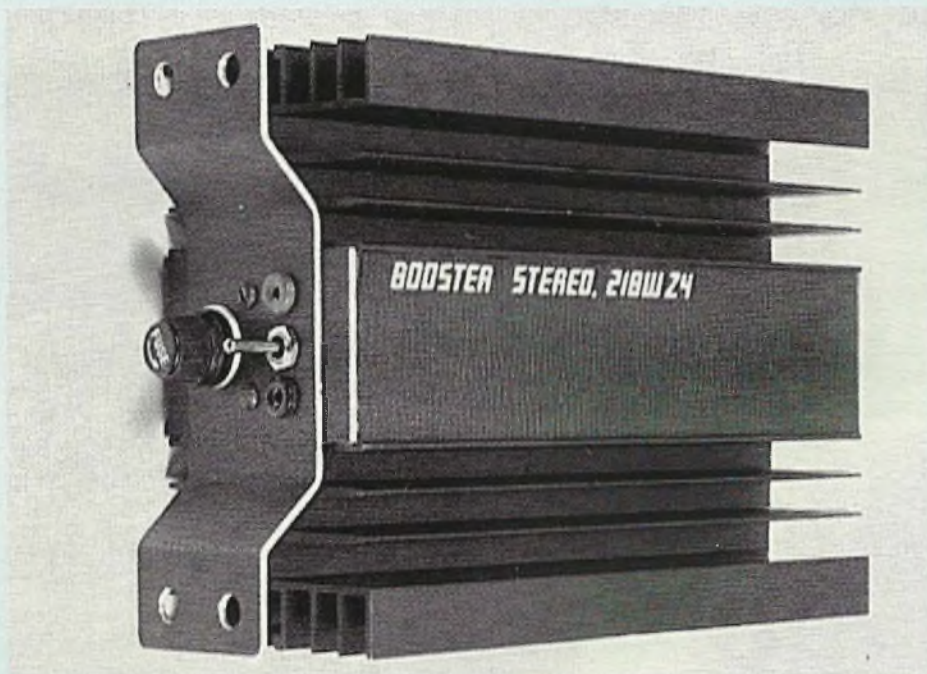
Calibres : 1,5 V bouton, 1,5 V AA, 9 V.

Test de diode : courant de test 1,5 mA max.

Iskra, Zone d'Activité des Peupliers 27, rue des Peupliers 92000 Nanterre. Tél. (1)



BOOSTER 2x18 W eff



Beau, compact, très robuste puisque réalisé à partir d'un profilé alu, ce booster très simple à monter vous permettra d'accéder à une écoute de qualité Hi-Fi, dans votre automobile, de votre auto-radio.

La plupart des autoradios disponibles actuellement présentent un point faible, c'est l'étage de sortie, l'étage BF. Du fait qu'il ne peut fournir qu'entre 2x2,5 W et 2x5 W (efficaces ?), l'utilisateur s'aperçoit rapidement que la distorsion agresse ses oreilles lorsque le véhicule prend de la vitesse et qu'il doit augmenter le volume du poste afin de couvrir le bruit du moteur, le déplacement d'air, la ventilation...

Bref, la fatigue auditive se manifestant très rapidement, deux doigts rageurs viennent couper le "sifflet" aux haut-parleurs pour n'avoir plus qu'à écouter le doux ronronnement du "moulin".

Nous pensons que ce booster viendra mettre fin à l'agressivité des chauffeurs avec les 2x18 W effica-

ces qu'il fournit dans des charges de 4 Ω avec un taux de distorsion de 0,5 %, une vraie Hi-Fi embarquée.

L'ELECTRONIQUE

Nous avons sélectionné pour cette réalisation deux circuits intégrés développés par la RTC spécialement pour des applications de boosters d'autoradios. Les TDA 1510 et 1515 sont des circuits amplificateurs monolithiques dont l'étage de sortie fonctionne en classe B.

La figure 1 montre la structure interne de ces composants, en (A) pour le TDA 1510 et en (B) pour le TDA 1515. On remarquera les petites différences au niveau des broches 6 et 8, le TDA 1515 contient deux transistors NPN supplémentaires et une protection des haut-parleurs avec utilisation externe de la broche 4.

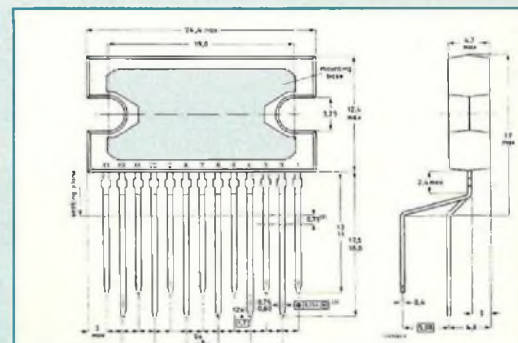


Fig. 2

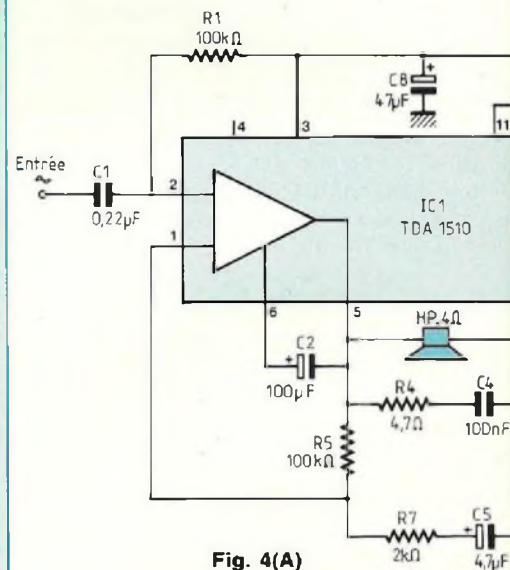


Fig. 4(A)

Tous deux sont encapsulés dans des boîtiers époxy SOT 141 B à 13 broches, les broches impaires étant décalées vers l'avant d'un pas de 5,08 mm par rapport aux broches paires, voir la figure 2.

Chaque boîtier renferme deux amplificateurs identiques, ce qui permet de réaliser soit un ensemble stéréophonique pouvant fournir 2x7 W sur charge de 4 Ω, soit un unique étage de puissance pouvant lui délivrer jusqu'à 24 W, toujours sur charge de 4 Ω.

Ce qui différencie les TDA 1510 et 1515, nous le remarquons avec le tableau comparatif de la figure 3. Ce tableau va vous permettre de choisir le composant actif qui équipera votre booster, le circuit imprimé, comme

LA HIFI DANS VOTRE VOITURE

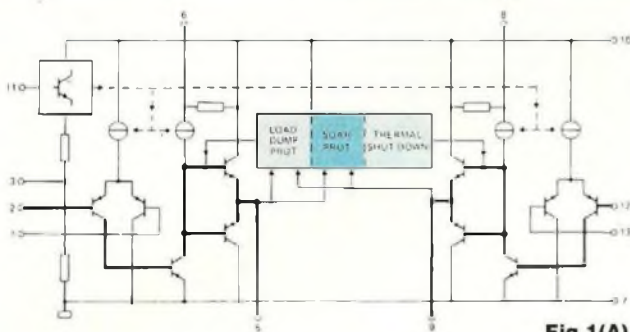


Fig 1(A)

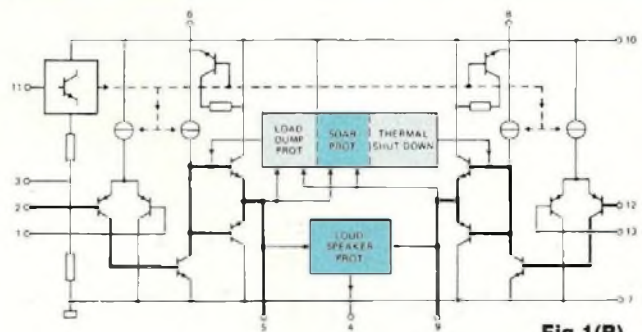


Fig 1(B)

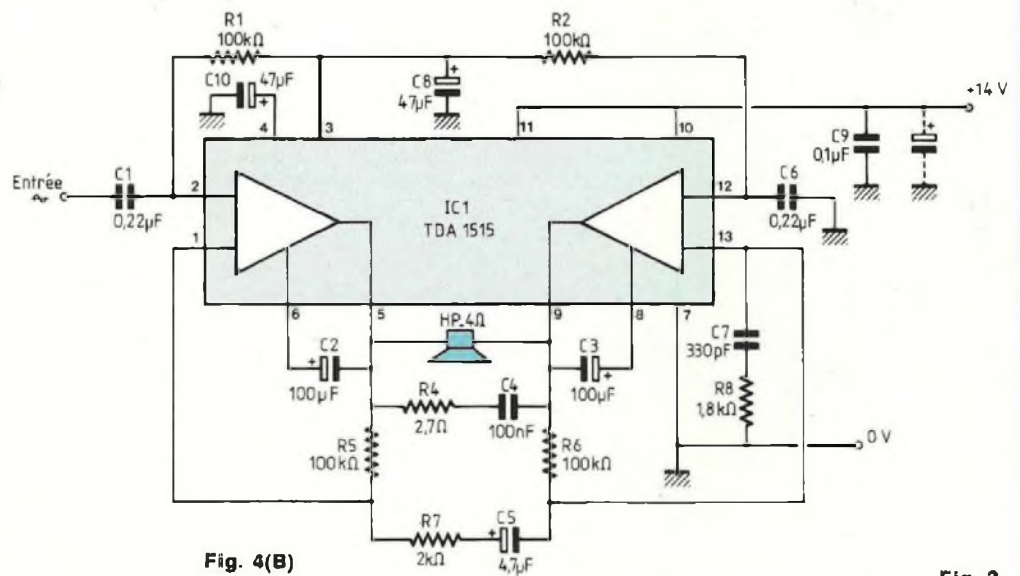
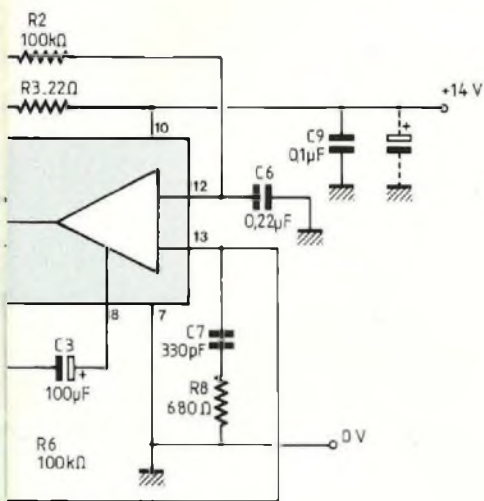


Fig. 4(B)

Fig. 3

nous le verrons plus loin, étant le même pour les deux versions.

Les schémas électriques sont proposés aux figures 4A et 4B, nous y avons mentionné les valeurs nominales des composants afin de pouvoir comparer les deux versions. Les différences importantes se situent au niveau de la broche 4, laissée libre sur le TDA 1510 mais découplée par un condensateur de $47 \mu\text{F}$ sur le TDA 1515. On remarquera également une résistance de 22Ω entre les broches 10 et 11 du TDA 1510, résistance remplacée par un strap en version TDA 1515.

La modulation est appliquée à la broche 2 du premier ampli à travers un condensateur de $0,22 \mu\text{F}$, tandis que l'autre voie a sa broche équivalente,

Tension d'alimentation
 Courant de repos typ.
 Impédance d'entrée
 Puissance de sortie (sur charge 4Ω)
 — à 0,5 % de distorsion
 — à 10 % de distorsion
 Protection thermique
 Protection contre les c.c. en sortie
 Protection des haut-parleurs
 Réponse en fréquence à -3 dB

TDA 1510

6 à 18 V
 75 mA
 $1 \text{ M}\Omega$
 15 à 18 W
 20 à 24 W
 oui
 oui
 non
 20 Hz à 20 kHz

TDA 1515

6 à 18 V
 75 mA
 $1 \text{ M}\Omega$
 14 à 16 W
 18 à 21 W
 oui
 oui
 oui
 20 Hz à 20 kHz

broche 12, découplée à la masse par un condensateur de même valeur, soit également un $0,22 \mu\text{F}$.

Les bases des transistors d'entrées (différentiels PNP) sont polarisées

par des résistances de $100 \text{ k}\Omega$ (R1 et R2), broches 2 et 12 et broche commune 3.

Un découplage y est effectué par le condensateur C8 de $47 \mu\text{F}$.

BOOSTER 2x18 W_{eff}

Les broches 10 et 11 correspondent aux accès base et collecteur d'un transistor NPN. Dans le cas du TDA 1510, la base de ce transistor est polarisée par une résistance de 22 Ω (R3). En ce qui concerne le TDA 1515, le strap reliant les broches 10 et 11, soit les base et collecteur du NPN, le transforme en diode.

Les résistances de 100 kΩ R5 et R6 sont des résistances de contre-réaction. Elles relient chacune l'étage de sortie du type complémentaire (PNP + NPN) à la base du deuxième transistor d'entrée (étage différentiel). Ces mêmes bases sont connectées à un réseau commun RC comprenant un condensateur C5 de 4,7 μF et une résistance R7 de 2 kΩ. La broche 13 est également appliquée à un réseau RC série composé d'un condensateur C7 de 330 pF et d'une résistance R8 de 680 Ω pour le TDA 1510 et 1,8 kΩ pour le TDA 1515. Le condensateur C7 bloque toute composante continue, tandis que la résistance R8 en association avec celle de contre-réaction R6 détermine le gain en tension de l'amplificateur,

$$G = \frac{R6}{R8} \# 150$$

Les condensateurs C2 et C3 de 100 μF sont des bootstrap (lacet de chaussure, comme l'écrit notre professeur M. Matoré dans son cours n° 17, page 11).

Le réseau R4-C4 qui shunte le haut-parleur stabilise le fonctionnement de l'amplificateur lui enlevant toute possibilité d'entrer en oscillation.

La tension d'alimentation est découpée sur les modules par un condensateur de 0,1 μF.

LA REALISATION

• LE CIRCUIT IMPRIME

Il est tout petit, puisque de dimensions 58 x 22 mm, son étude nous a demandé bien de la patience. Sa hauteur de 22 mm max. était imposée par le brochage du TDA 15... et par le dissipateur/boîtier du booster. Ce profilé, fabriqué entre autres par la

SEEM et portant la réf. CO 1161 P, nous l'avons récemment utilisé lors de la présentation de l'Amplificateur classe A 2 x 35 W (voir Led n°s 70 et 71). Coupé sur une longueur de 150 mm, sa résistance thermique est de 0,5° C/W. La figure 5 nous en montre l'aspect.

Ce qui est intéressant avec ce dissipateur, ce sont les rainures de 2 mm pratiquées dans les ailettes centrales. Elles permettent d'y faire coulisser des plaques de tôle ou d'aluminium de 150 x 38 mm et d'obtenir ainsi un coffret esthétique très robuste et très efficace pour la dissipation thermique. En plus, et ce qui est loin d'être négligeable, ce dissipateur est au catalogue de Saint Quentin Radio sous la réf. Repère A, code U016, donc pas de problème d'approvisionnement.

Mais revenons à notre circuit imprimé dont l'étude est proposée à la figure 6. C'est petit mais tout de même suffisant pour y rassembler tous les composants. Le haut-parleur se raccorde aux pastilles HP, le signal d'entrée en E et l'alimentation aux pastilles (+) et (-).

• LE CABLAGE

Se reporter à la figure 6.

Commencer par les résistances dont les valeurs, fonctions du TDA 1510 ou TDA 1515, sont indiquées dans la nomenclature des composants. Mettre ensuite en place les condensateurs non polarisés puis C5 et C8 en veillant à la bonne orientation des (+). C'est au tour du circuit intégré, TDA 1510 ou TDA 1515, c'est pas facile mais la patience aidant on y arrive. L'enfoncer jusqu'à ce que les pattes arrières tapent contre C4. On peut alors souder les 13 broches.

Les condensateurs C2 et C3 sont soudés côté pistes du circuit imprimé. Attention, là encore, à l'orientation des (+). Prévoir une longueur des pattes composants/C.I. de 10 mm, les corps de C2 et C3 étant ensuite pliés à 90°.

Toujours côté pistes, souder les fils HP, les (+) et (-) alimentation (prévoir des longueurs de 20 cm).

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

VERSION TDA 1510

(composants pour 1 canal)

• Résistances ± 5 % 1/2 W

R1, R2, R5, R6 - 100 kΩ

R3 - 22 Ω

R4 - 4,7 Ω

R7 - 2 kΩ

R8 - 680 Ω

• Condensateurs non polarisés (pas 5,08)

C1, C6 - 0,22 μF

C4, C9 - 0,1 μF

C7 - 330 pF

• Condensateurs électrochimiques ou tantale goutte

C2, C3 - 100 μF/16 V

C5 - 4,7 μF/16 V

C8 - 47 μF/16 V

• Semiconducteur

IC1 - TDA 1510

VERSION TDA 1515

(composants pour 1 canal)

• Résistance ± 5 % 1/2 W

R1, R2, R5, R6 - 100 kΩ

R3 - supprimée, strap

R4 - 2,7 Ω

R7 - 2 kΩ

R8 - 1,8 kΩ

• Condensateurs non polarisés (pas 5,08)

C1, C6 - 0,22 μF

C4, C9 - 0,1 μF

C7 - 330 pF

• Condensateurs électrochimiques ou tantale goutte

C2, C3 - 100 μF/16 V

C5 - 4,7 μF/16 V

C8 - 47 μF/16 V

C10 - 47 μF/16 V

• Semiconducteur

IC1 - TDA 1515

DIVERS (pour les deux versions et deux canaux)

2 prises CINC pour châssis

1 porte-fusible châssis + fusible

1 interrupteur unipolaire

6 fiches bananes femelles

miniatures pour châssis (3 noires + 3 rouges)

1 dissipateur

1 résistance de 0,39 Ω/5 W

Visserie de 3 x 10 et 3 x 15 mm

LA HIFI DANS VOTRE VOITURE

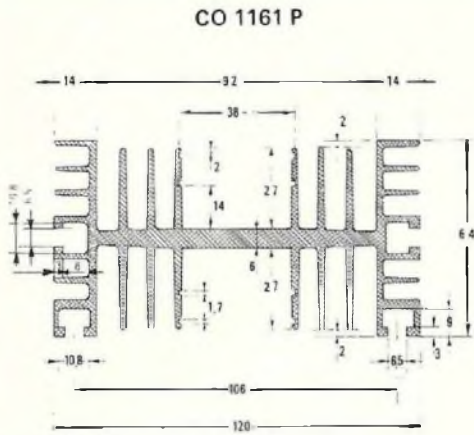


Fig. 5

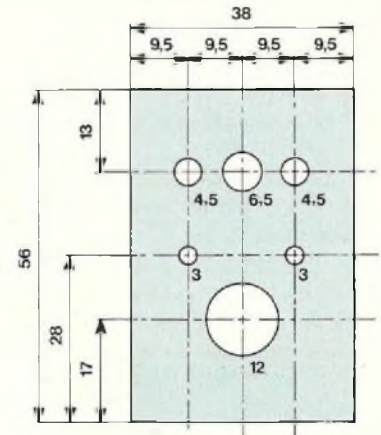
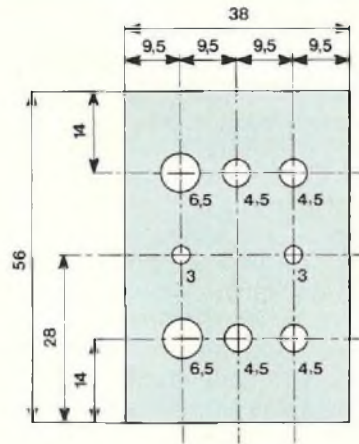


Fig. 7

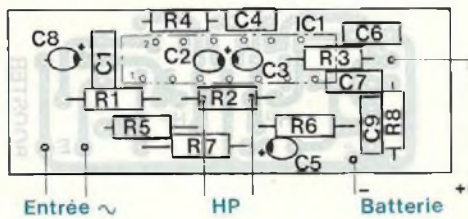
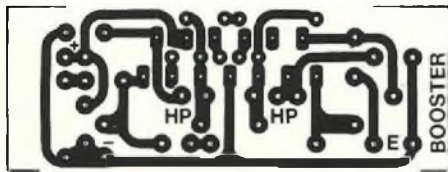
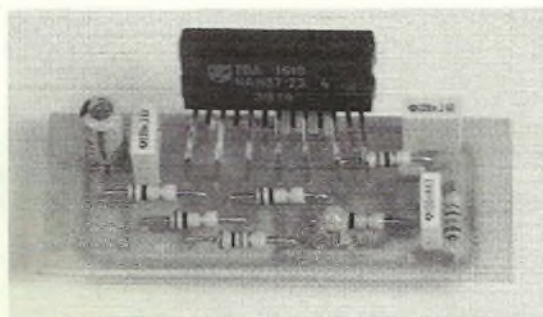
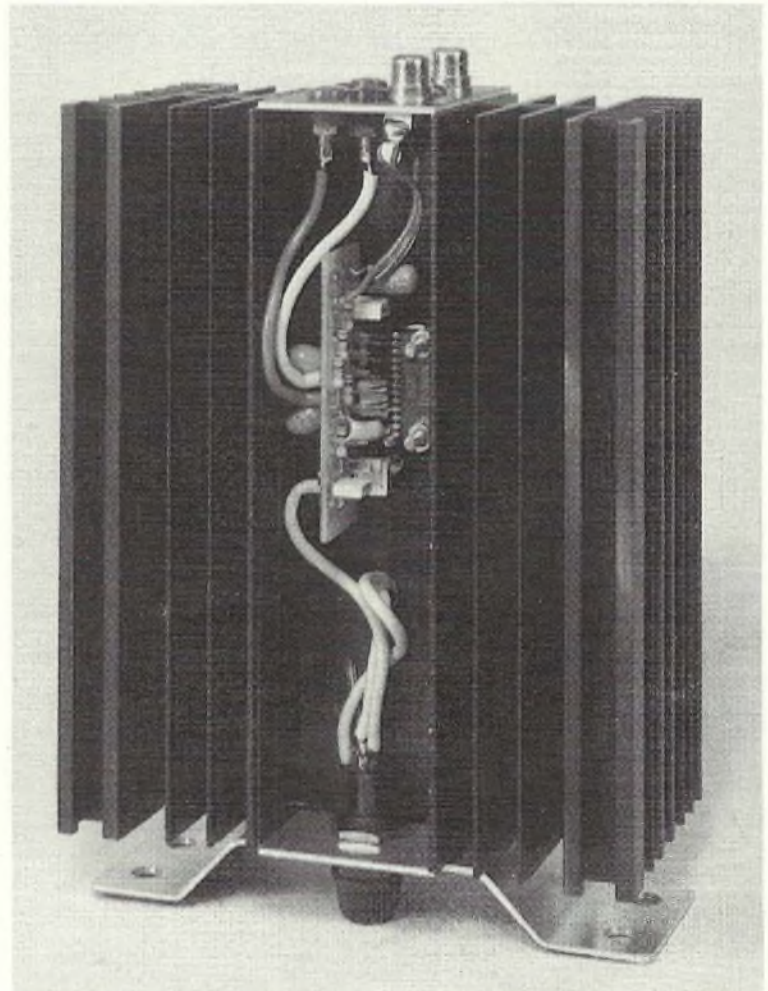


Fig. 6



Un petit module pour une grosse puissance. C2 et C3 sont soudés côté pistes.

Le circuit imprimé est maintenu par le TDA 1510 qui, lui, est vissé au fond du dissipateur.

BOOSTER 2x18 Weff

Côté composants, souder deux fils pour l'entrée modulation, le câble blindé n'est pas nécessaire.

Pour la version à TDA 1515, ne pas oublier de souder côté pistes le condensateur C10 de 47 μ F, entre la broche 4 (laissée libre avec la version à TDA 1510) et la masse.

• LE DISSIPATEUR

Voyons tout d'abord les faces avant et arrière du coffret. Comme pour les glissières, celles-ci sont réalisées dans des plaques d'aluminium de 56 x 38 mm, l'épaisseur n'a ici aucune importance.

La figure 7 donne les différentes cotations. Leur fixation au dissipateur se fera au moyen de vis de 3 x 5 mm. Il faut donc percer et tarauder 4 trous dans l'épaisseur de 6 mm du radiateur.

Les circuits intégrés sont vissés de part et d'autre de cette semelle de 6 mm, celle-ci étant prise en sandwich. Les surfaces métalliques des TDA 15... étant en contact direct avec le dissipateur (prévoir au besoin un peu de graisse au silicone), le transfert de la chaleur est parfait.

Prévoir un trou de 5 à 6 mm de diamètre pour le passage des fils (-) et (+) alimentation de l'un des modules.

• EQUIPEMENT

DES FACES AVANT ET ARRIERE

Pour des raisons de commodité, cet équipement est à effectuer avant la fixation des deux plaquettes au dissipateur.

— La face arrière reçoit un porte-fusible pour châssis (\varnothing 12), un inter-

rupteur unipolaire (\varnothing 6,5 mm) et deux fiches bananes femelles miniatures (\varnothing 4,5 mm). Ces deux fiches servant au raccordement de l'alimentation, prévoir une fiche rouge pour le (+) et une fiche noire pour le (-).

— La face avant reçoit deux prises CINCH châssis, modèle chromé ou doré (\varnothing 6,5 mm) et quatre fiches bananes femelles miniatures (\varnothing 4,5 mm).

Ces fiches servant au raccordement des haut-parleurs, là encore prévoir 2 couleurs différentes afin de s'assurer d'une bonne mise en phase des HP.

Tous ces éléments étant bien vissés, on peut alors mettre en place les deux plaques et procéder aux interconnexions.

• LES INTERCONNEXIONS

— Visser la face arrière aux dissipateur.

— Relier la fiche (+) Alim à une borne de l'interrupteur avec du fil de cuivre étamé de 10/10 ou à défaut avec une queue de composant.

— Relier l'autre borne de l'interrupteur au porte-fusible avec du fil de section 1 mm².

— Visser la face avant au dissipateur, en l'isolant de celui-ci, afin d'isoler les deux prises CINCH du coffret. Sur la maquette, nous avons utilisé des canons pour boîtiers T03.

Une autre méthode très simple consiste à réaliser la face avant dans une plaquette de 38 x 56 mm en époxy, ou en plastique...

— Visser les TDA 1510 ou 1515 au dissipateur avec de la visserie de

3 x 15 mm (vis + écrous + rondelles éventail).

— Relier les fils HP aux fiches femelles, en veillant à une bonne mise en phase des deux canaux.

— Relier les deux fils (-) Alim. à la fiche femelle noire.

— Relier les fils (+) Alim. à la deuxième cosse du porte-fusible, l'un des deux fils directement, mais l'autre **à travers une résistance de 0,39 Ω /5 W**. Sans cette précaution, des accrochages ne manqueront pas de se manifester en produisant une distorsion désagréable à l'écoute du booster qui n'aura plus rien de Hi-Fi.

— Souder les fils "modulation" aux prises CINCH.

• NOTA

Vu les faibles dimensions du circuit imprimé, la liaison de masse sur l'implantation n'est pas très large (1,27 mm). Pour compenser cette faiblesse de surface, nous avons soudé sur cette piste et sur toute sa longueur du fil de cuivre étamé de 10/10^e.

Le câblage est terminé, le booster est prêt pour une première "mise à feu", puisque cette réalisation ne nécessite aucun réglage.

Relier ce bloc de puissance à une alimentation +12 V à +18 V max (+14 V pour une batterie bien chargée).

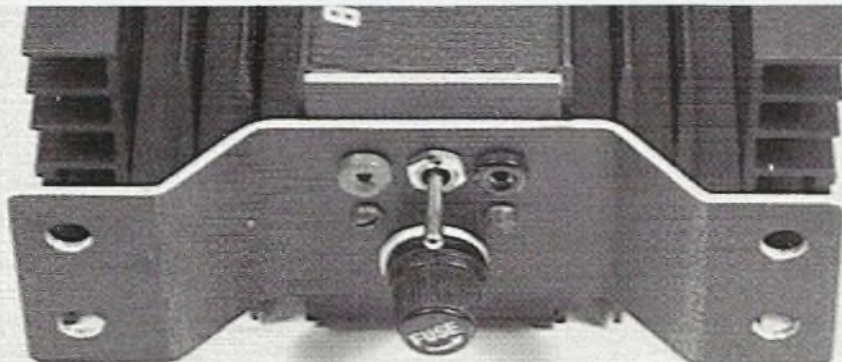
Raccorder enceintes et sources de modulation aux prises CINCH.

Il ne nous reste plus qu'à vous souhaiter une agréable écoute de vos enregistrements préférés. Vous serez surpris par les performances de votre dernière réalisation : de la puissance, une bande passante étendue, un faible taux de distorsion...

Une dernière intervention consiste à dévisser la face arrière pour pouvoir faire coulisser les deux plaques de 150 x 38 mm dans les rainures du dissipateur.

Revisser, c'est vraiment terminé. Le booster est prêt à être embarqué à bord de votre véhicule, près de votre autoradio.

D.B.



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° 16 n° 17
n° 18 n° 27 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° 59 n° 62 n° 63 n° 65
n° 66 n° 67 n° 68 n° 69
n° 70 n° 71 n° 72 n° 73
n° 74 n° 75 n° 76 n° 77

Les numéros non mentionnés sont épuisés.

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

Je vous fais parvenir ci-joint le montant

de..... F par CCP par chèque bancaire
 par mandat
 22 F le numéro (frais de port compris)
 32 F pour le numéro spécial n° 70

Mon nom :

Mon adresse :

SERVICE CIRCUITS IMPRIMES

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 microns

Prix	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Circuits sérig.	Total
• Booster 2x18 W.....		7,00 F	12,00 F	17,00 F	
• Filtre actif 3 voies 24 dB/oct.....		58,00 F	74,00 F	81,00 F	
• Centrale d'alarme Commande à distance.....		17,00 F	20,00 F	25,00 F	
• CI Interconnexions.....		147,00 F	158,00 F	180,00 F	
• Télécommande infrarouge l'émetteur.....		26,00 F	34,00 F	40,00 F	
• Préamplis d'antenne TV/FM Version 12 dB.....			22,00 F		
Version 20 dB.....			29,00 F		
TOTAL TTC.....					___ F

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

TOTAL A PAYER..... ___ F

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

NOM

PRENOM

ADRESSE

**UNE OFFRE EXCEPTIONNELLE POUR NOS LECTEURS BELGES
 PRIX DE L'ABONNEMENT : 180 FF**

ABONNEZ-VOUS A

LED

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

France : 180 F - Etranger* : 260 F.

NOM

PRENOM

N°..... RUE.....

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

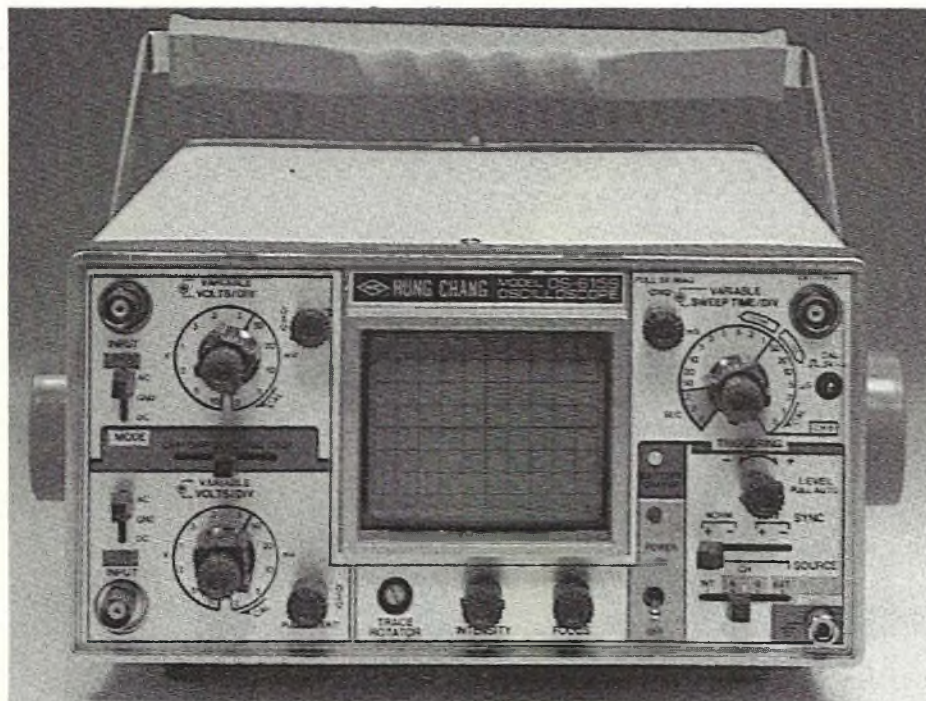
* Pour les expéditions « par avion » à l'étranger, ajoutez 80 F au montant de votre abonnement.

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

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

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

OSCILLOSCOPE OS-615S 2 × 15 MHz



Devenu l'appareil de mesure indispensable, l'oscilloscope suscite une rude concurrence chez les constructeurs. Dans la classe dite "de service", chacun y va d'un ou plusieurs modèles, plus ou moins complets et sophistiqués, avec une bande passante d'une vingtaine de MHz. Mais il s'agit toujours de matériel destiné au laboratoire, assez encombrant et, surtout, tributaire du contraignant cordon secteur.

Doté d'une alimentation universelle – et notamment par batterie incorporée – le Hung Chang OS-615S, distribué par la Sté Iskra, vise un créneau presque inexploré. Voilà naturellement son atout principal, mais nous verrons qu'il en possède d'autres.

UNE ALIMENTATION INTELLIGEMMENT UNIVERSELLE

L'alimentation à découpage, essentiellement articulée autour d'un convertisseur continu/continu, délivre l'ensem-

ble des tensions nécessaires : chauffage du filament du tube cathodique, THT, hautes tensions des amplificateurs de sortie (100 V et 150 V), basses tensions pour les autres étages (-8 V, +5 V, +10 V, +20 V). Tout y est soigneusement régulé par modulation de largeur d'impulsions, et la fréquence choisie, environ 40 kHz, rend le fonctionnement parfaitement silencieux.

Le convertisseur continu/continu puise son énergie sur une source d'environ 12 volts, mais qui peut, en fait, varier de 11 à 30 volts. L'utilisateur peut alors choisir divers fonctionnements :

– à partir du secteur, dans les plages 90 à 130 V, ou 180 à 260 V, et pour des fréquences de 48 à 440 Hz. La basse tension continue s'élabore dans un transformateur et un pont redresseur ;

– à partir d'une source continue externe de 11 à 30 V : la batterie d'une voiture, par exemple ;

– à partir d'une petite batterie interne au cadmium-nickel. Dans ce cas, l'indépendance est totale, avec une autonomie de 2 heures.

Raccordé au secteur, l'appareil recharge sa batterie interne pendant les périodes de repos (interrupteur général sur "arrêt"), mais aussi pendant son utilisation. Un très astucieux dispositif de visualisation à deux LED, dont une bicolore, signale la mise sous tension, le processus de charge et la fin de celle-ci.

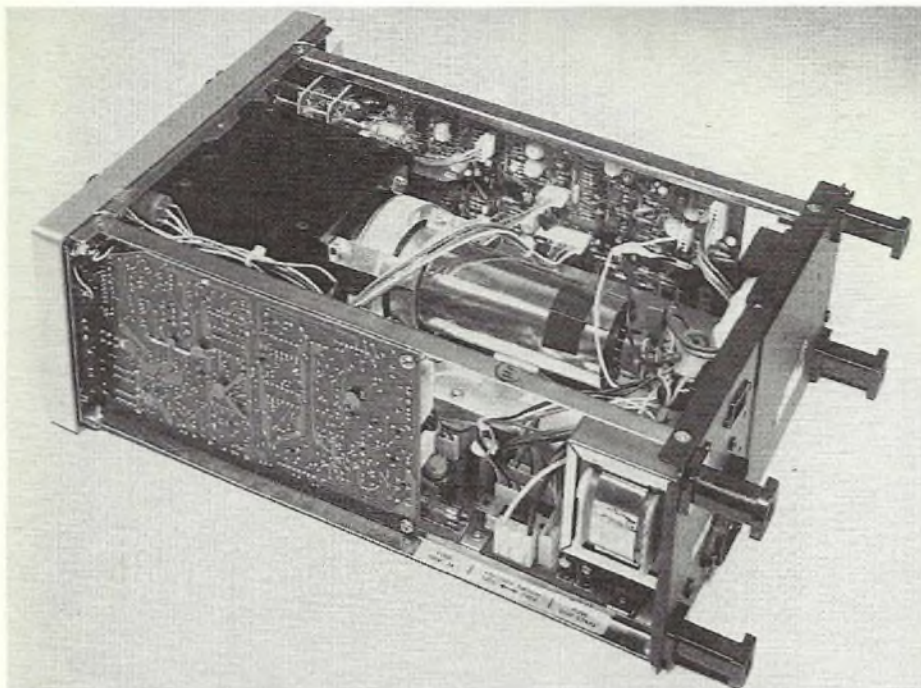
A certains, l'autonomie de 2 heures pourra paraître un peu juste. Elle nous semble, au contraire, constituer un excellent compromis, autorisant un travail efficace dans les situations les plus acrobatiques, sans alourdir inutilement l'appareil : le "pack" de batterie ne dépasse pas le volume d'une lampe de poche...

UNE MINIATURISATION SANS EXCES

Nous avons connu, dans le passé, des oscilloscopes miniaturisés à l'extrême, et fonctionnant sur batterie. Ils relevaient malheureusement un peu trop de l'exercice de style sans grand intérêt pratique : un seul canal vertical, un écran minuscule, des performances plutôt modestes.

Ici encore, le compromis choisi par Hung Chang nous semble excellent. La façade, de dimensions raisonnables, accueille toutes les commandes d'un appareil bicourbe moderne, servi par une base de temps extrêmement complète. L'écran, de 55 mm sur 65 mm, offre une surface suffisante pour une lecture aisée des deux traces, et des mesures précises d'amplitude ou de vitesse. Ajoutons que la finesse et la définition du spot ne souffrent aucune critique.

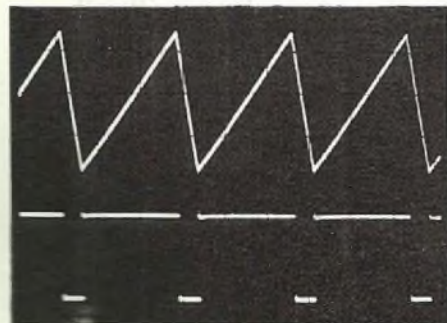
BATTERIE/SECTEUR



Vue intérieure : De part et d'autre du tube cathodique soigneusement blindé, prennent place les circuits d'amplification et de balayage. Au-dessous, un autre blindage enferme les circuits du convertisseur d'alimentation.

DEUX VOIES VERTICALES TRES COMPLETES

La recherche d'une consommation minimale (7,2 VA, c'est une prouesse !) a conduit le constructeur à un petit sacrifice sur la bande passante, limitée à 15 MHz au lieu des traditionnels 20 MHz : seuls quelques puristes y trouveront à redire. Par contre, la sensibilité descend à 2 mV/division, et monte à 10 V selon l'échelonnement 1, 2, 5 habituel. Avec une sonde atténuée



Oscillogramme A : Les dimensions standard de l'écran ne nuisent aucunement à la lisibilité des oscillogrammes, grâce à la finesse du spot.

trice 1/10, on peut observer des amplitudes de 800 V crête-à-crête.

Un commutateur de mode sélectionne le canal A, le canal B, ou l'affichage simultané des deux canaux. On peut y ajouter l'addition algébrique (A + B) ou (A - B), grâce à une commande d'inversion de polarité sur la voie B.

L'UTILISATION EN XY

On le voit, rien n'est oublié sur cet oscilloscope décidément étonnant. Dans le fonctionnement en XY, le



Oscillogramme B : Le déphasage entre les axes X et Y apparaît vers 80 kHz, comme en témoigne le début d'ouverture de l'ellipse.

canal A commande les déviations verticales, et le canal B, les déviations horizontales, avec la même sensibilité maximale de 2 mV/division.

Le constructeur revendique alors, très modestement, une bande passante horizontale de 1 MHz ; nous en avons mesuré 2,2, à -3 dB ! Quant au déphasage, analysé en appliquant la même sinusoïde sur les deux axes, il n'apparaît de façon visible (environ 3°) que vers 80 kHz, ce qui est très satisfaisant.

LA BASE DE TEMPS

En 19 positions calibrées, les vitesses s'échelonnent de 500 ns/division à 0,5 s/division. Un réglage continu permet d'explorer les vitesses intermédiaires, et une expansion par 5 conduit la plus rapide à 100 ns/division, ce qui apparaît tout à fait homogène avec le temps de montée propre des amplificateurs (24 ns, soit 1 mm sur l'écran). Les performances d'une base de temps s'évaluent, pour l'essentiel, à la commodité du déclenchement sur les signaux les plus divers. Le choix des sources (INT, YA, YB, EXT), celui des modes de couplage (normal, TV trames, TV lignes), le déclenchement automatique ou sur un seuil, donnent ici de larges possibilités. Mêmes aux vitesses les plus élevées, nous avons stabilisé sans problème des traces de moins de 2 mm d'amplitude.

Au total, même si elle n'accède pas à tous les raffinements disponibles sur des matériels de laboratoire (filtres, hold off), la base de temps du OS-615S permet de se tirer efficacement de toutes les situations courantes.

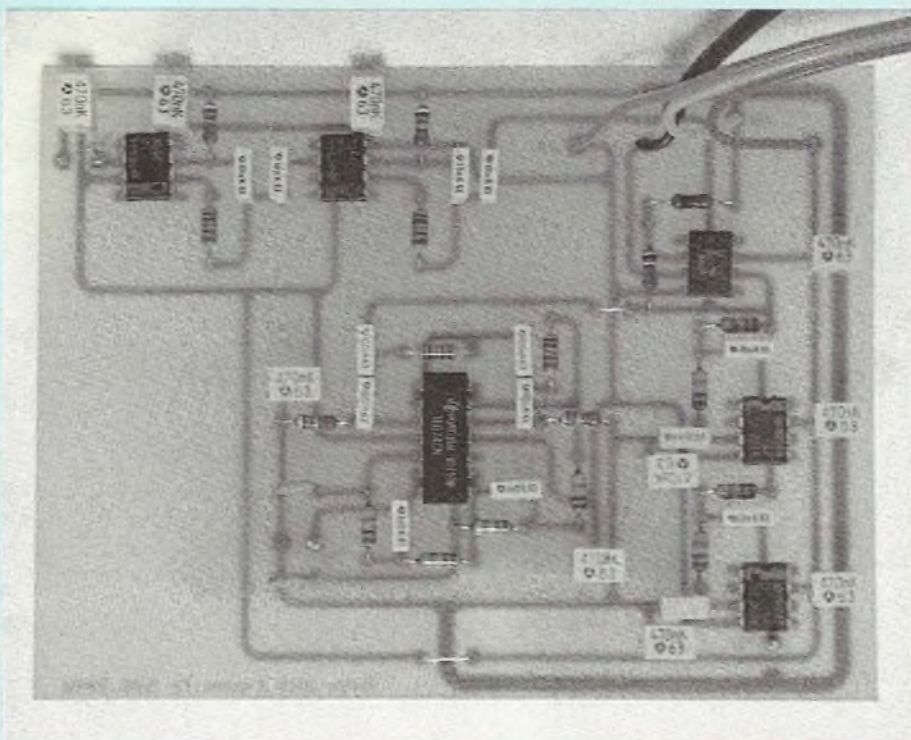
NOS CONCLUSIONS

Une fois de plus, l'industrie coréenne de l'électronique montre qu'il faut compter avec son sérieux, et avec son imagination. L'oscilloscope qu'elle nous propose ici, par l'intermédiaire de la société Iskra, comblera tous les utilisateurs appelés à travailler sur le site : télécommunications, marine ou aviation, etc., avec un rapport prestations/prix difficile à battre.

René Rateau

FILTRE ACTIF 3 VOIES

24 dB/octave



Le filtrage actif représente une solution extrêmement séduisante pour faire évoluer un système d'écoute, que ce soit en haute-fidélité ou sonorisation haut de gamme. C'est pourquoi nous avons choisi dans cet article de vous présenter ce filtre actif 3 voies, 24dB/oct. et qui pourrait fort bien vous faire redécouvrir votre système.

Mais voyons d'abord le rôle du filtrage. Un haut-parleur capable de reproduire seul toutes les fréquences serait l'idéal. Mais ceci est actuellement impossible. En effet, la reproduction des fréquences graves impose une membrane de grand diamètre et relativement lourde (entre 50 et 120 g), ce qui rend impossible la restitution des fréquences élevées ; à ceci s'ajoute le problème du fractionne-

ment de la membrane. Il est donc impératif d'utiliser plusieurs haut-parleurs fonctionnant chacun dans un registre bien défini. Le filtre aura donc pour rôle d'aiguiller les différentes fréquences dans les transducteurs appropriés. Trois paramètres principaux caractérisent un filtre :

- le nombre de voies,
- les fréquences de coupure,
- la pente d'atténuation.

Une enceinte ayant deux voies signifie qu'elle est composée d'un haut-

parleur grave (boomer) et d'un tweeter ; une fréquence de coupure de 4 000 Hz implique que le premier fonctionnera jusqu'à 4 000 Hz. Enfin, la pente représente l'atténuation après la fréquence de coupure.

Il existe deux types de filtres : le premier est de type passif, c'est le plus répandu ; il est placé entre l'ampli et les haut-parleurs ; il fonctionne donc à haute puissance et basse impédance. Le second est de type actif, c'est-à-dire qu'il fait appel à des composants actifs et est disposé entre le préamplificateur et les amplificateurs ; il fonctionne à basse puissance et haute impédance. Bien que plus onéreux et plus délicat à régler qu'un filtre passif, le filtre actif apporte de nombreux avantages et constitue la solution optimale pour un système :

- La fréquence de coupure est indépendante de la charge.
- Chaque amplificateur ne voit qu'un haut-parleur, de sorte que la distorsion causée par la charge complexe que constitue un filtre passif avec des haut-parleurs est annulée.
- Liaison directe ampli-haut-parleur ; ainsi, la réponse impulsionnelle et l'amortissement du haut-parleur de grave sont très fortement améliorés.
- Il n'utilise pas de selfs, mais des capacités et des résistances. Or, ces dernières se comportent beaucoup mieux qu'une self puisqu'elles ne posent pas de problèmes de non-linéarités (saturation magnétique), ou encore de résistances parasites.

De plus, la solution du filtrage actif autorise un gain en tension alors que le filtre passif donne naissance à des pertes par insertion.

Le filtre choisi est donc un modèle à trois voies, de pente 24 dB/octave. Pourquoi une telle pente ? En effet, il est courant de considérer le filtre à 6 dB/octave comme le meilleur qui soit. En fait, l'emploi d'un tel filtre rend impossible une écoute de bonne qualité, la trop faible atténuation des fréquences graves dans le tweeter entraînant de fortes distorsions ainsi qu'une tenue en puissance très limitée. Nous nous souvenons par exemple d'un médium de haute qualité qui,

LA SOLUTION EXTREMEMENT SEDUISANTE

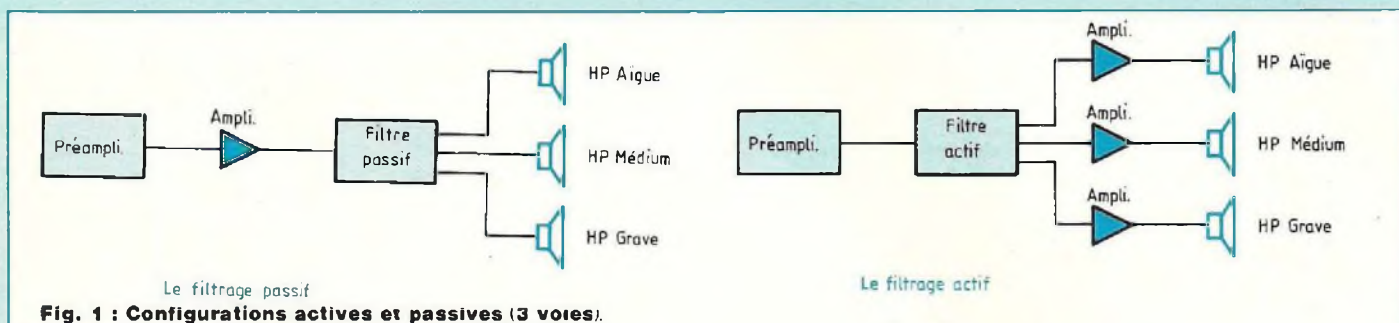
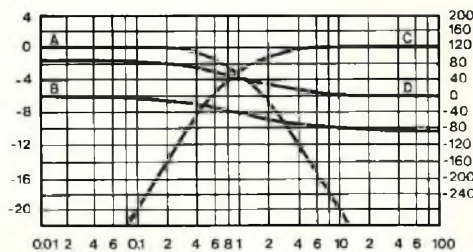


Fig. 1 : Configurations actives et passives (3 voies).

bien que filtré à 800 Hz (fréquence de coupure basse) à raison de 6 dB/octave, avait des déplacements de membrane de plusieurs millimètres même avec une puissance relativement faible, ce qui causait une distorsion "insoutenable". L'essai avec un filtre de 24 dB/octave (actif) à une fréquence de coupure pourtant plus faible transfigura littéralement ce haut-parleur.

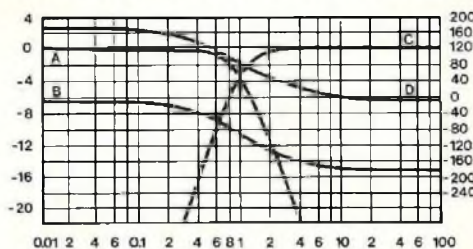
Le filtre à 12 dB/octave n'est pas plus envisageable ; en effet, le déphasage est de -90° à la fréquence de coupure du passe-bas et de $+90^\circ$ à la fréquence de coupure du passe-haut (voir figure 2). Ceci signifie que les deux haut-parleurs (grave et médium par exemple) sont en opposition de phase à la fréquence de coupure, ce qui entraîne une bosse ou un creux de forte amplitude à cette fréquence. Inverser la phase d'un haut-parleur impliquerait une mauvaise réponse impulsionnelle du système.

Le filtre à 18 dB/octave constitue une bonne approche ; cependant il existe là aussi des déphasages entre les transducteurs à la fréquence de coupure. De plus, un tel filtre est constitué par une cellule 12 dB/octave active en série avec une cellule 6 dB/octave passive, ce qui le rend dépendant de la charge que constitue l'amplificateur. Le filtre à 24 dB/octave, enfin, est la solution la plus séduisante. En effet, les transducteurs sont déphasés de 360° l'un par rapport à l'autre, à la fréquence de coupure, ce qui signifie que les ondes sonores se superposent à cette fréquence. De plus, l'atténuation élevée assure une très bonne tenue en puissance des transducteurs, ce qui permet d'en tirer toute la quintes-

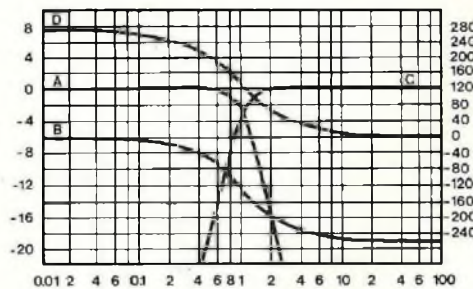


A = FPB
B = Phase FPB
C = FPH
D = Phase FPH

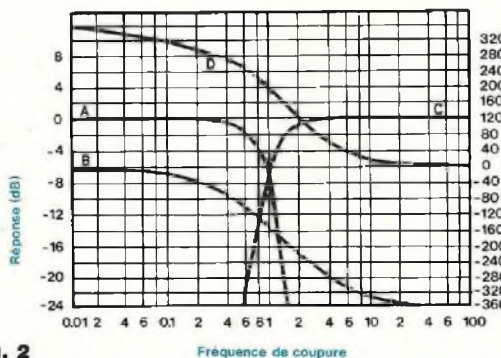
Courbes de réponse et de phase pour un 6 dB/octave.



Courbes de réponse et de phase pour un 12 dB/octave.



Courbes de réponse et de phase pour un 18 dB/octave.

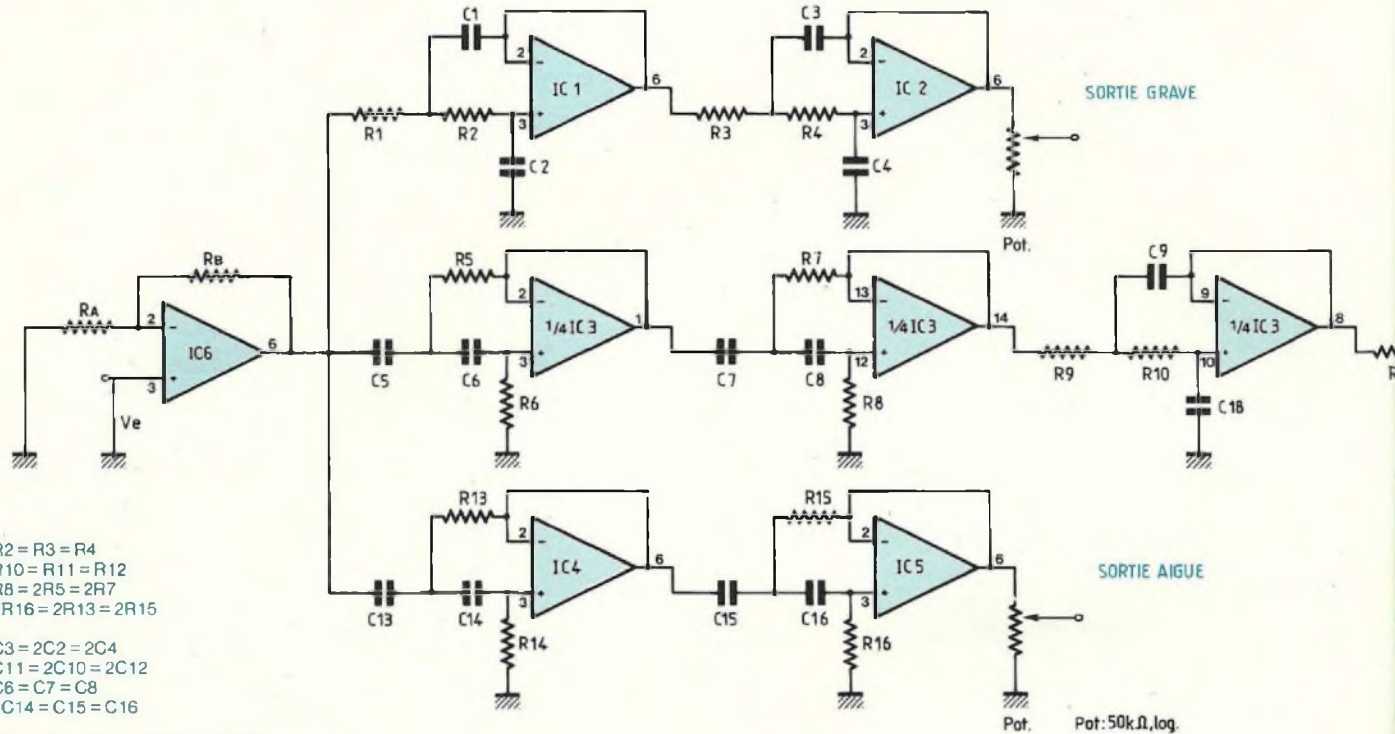


Courbes de réponse et de phase pour un 24 dB/octave.

Fig. 2

Fréquence de coupure

FILTRE ACTIF 3 VOIES



$R1 = R2 = R3 = R4$
 $R9 = R10 = R11 = R12$
 $R6 = R8 = 2R5 = 2R7$
 $R14 = R16 = 2R13 = 2R15$

 $C1 = C3 = 2C2 = 2C4$
 $C9 = C11 = 2C10 = 2C12$
 $C5 = C6 = C7 = C8$
 $C13 = C14 = C15 = C16$

IC1 = IC2 = IC4 = IC5 = LF356 ou LF351
 IC3 = TL074C
 IC6 = LF357

Fig. 3 : Schéma du filtre actif 3 voies 24 dB/octave.

sence, particulièrement pour le médium et le tweeter.

LE SCHEMA

(figure 3)

La pente d'atténuation de 24 dB/octave s'obtient par la mise en série de deux cellules de 12 dB/octave, ce qui est la meilleure solution sur le plan subjectif et minimise l'influence de la tolérance des composants. Les éléments actifs sont constitués par des amplificateurs opérationnels ; on aurait pu utiliser des triodes ou des transistors, réputés comme supérieurs sur le plan subjectif. Mais de tels composants rendent plus difficile le calcul du circuit et leur impédance de sortie est loin d'être nulle. Et puis, avec la nouvelle génération des amplificateurs opérationnels tels que le LF 357, de haute qualité, il est possible d'obtenir de hautes performances.

CALCUL DU CIRCUIT ET DES COMPOSANTS

(On suppose l'amplificateur opérationnel parfait.)

Pour le passe-bas (voir figure 4A) :

$$V_e = R \cdot i_e + \left[R + \frac{1}{p \cdot C_2} \right] i_2$$

(p : variable de Laplace)

$$V_s = \frac{1}{C_2 \cdot p} i_2 \quad \frac{i_1}{C_1 \cdot p} = R \cdot i_2$$

$$i_1 = R \cdot C_1 \cdot p \cdot i_2$$

$$\text{or } i_e = i_1 + i_2 = (1 + R \cdot C_1 \cdot p) i_2$$

$$V_e = i_2 \left(2R + \frac{1}{C_2 \cdot p} + R^2 \cdot C_1 \cdot p \right)$$

$$\text{d'où } \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + 2R \cdot C_2 \cdot p + R^2 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot p^2}$$

C'est la fonction de transfert d'un second ordre, de pulsation de coupure

$$\omega_n = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}, \text{ de coefficient d'amortissement } z = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

Pour avoir une courbe de réponse plate, il faut :

$$z = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ d'où } C_1 = 2C_2.$$

$$\text{donc } \omega_n = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot R \cdot C_2}$$

$$\text{soit } C_0 = \sqrt{2} C_2$$

$$\Rightarrow f_c = \frac{\omega_n}{2\pi}$$

$$= \frac{1}{2\pi R \cdot C_0} \text{ (fréquence de coupure)}$$

$$\text{avec } C_1 = \sqrt{2} C_0 = 1,41 C_0 ;$$

$$C_2 = \frac{C_0}{\sqrt{2}} = 0,707 C_0.$$

Pour le passe-haut (voir figure 4B) :

LA SOLUTION EXTREMEMENT SEDUISANTE

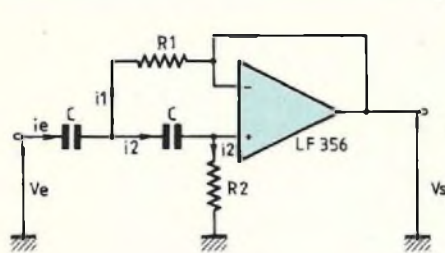
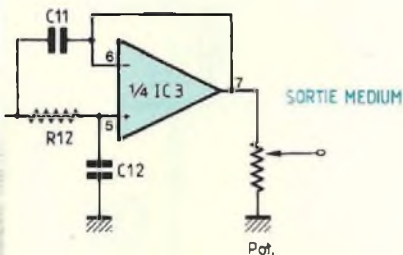


Fig. 4B : Cellule passe-haut 12 dB/octave.

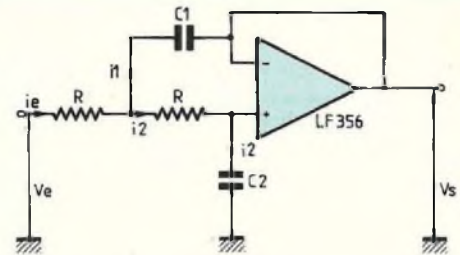
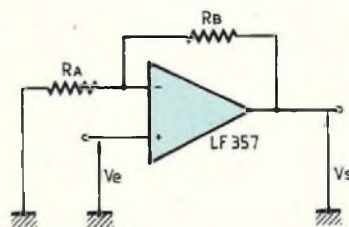


Fig. 4A : Cellule passe-bas 12 dB/octave.



$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

$$Z_e = \infty$$

$$Z_s = 0$$

Fig. 5 : L'étage d'entrée.

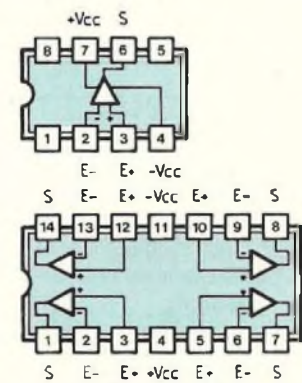


Fig. 6 : Brochage des semiconducteurs utilisés.

Avec un raisonnement semblable, on arrive à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_0 C}$$

avec $R_1 = 0,707 R_0$; $R_2 = 1,41 R_0$.

Notre filtre est donc entièrement défini. Les fréquences de coupure se feront à -6 dB, chaque cellule atténuant de 3 dB le niveau à la fréquence de coupure.

Nous avons déjà choisi dans notre exemple des fréquences de coupure de 500 et $5\,000$ Hz. Ce qui conduit aux valeurs de composants suivants (on choisira les valeurs normalisées les plus proches).

Grave : $f_c = 500$ Hz (passe-bas)

$$C_1 = C_3 = 10 \text{ nF}$$

$$C_2 = C_4 = 4,7 \text{ nF}$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 46,4 \text{ k}\Omega$$

Médium :

Section passe-haut :

$$f_c = 500 \text{ Hz}$$

$$C_5 = C_6 = C_7 = C_8 = 100 \text{ nF}$$

$$R_5 = R_7 = 2,25 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = R_8 = 4,5 \text{ k}\Omega$$

Section passe-bas

$$f_c = 5\,000 \text{ Hz}$$

$$R_9 = R_{10} = R_{11} = R_{12} = 46,4 \text{ k}\Omega$$

$$C_9 = C_{11} = 1 \text{ nF}$$

$$C_{10} = C_{12} = 470 \text{ pF}$$

Aiguë : $f_c = 5\,000$ Hz (section passe-haut)

$$C_{13} = C_{14} = C_{15} = C_{16} = 10 \text{ nF}$$

$$R_{13} = R_{15} = 2,25 \text{ k}\Omega$$

$$R_{14} = R_{16} = 4,5 \text{ k}\Omega$$

L'ETAGE D'ENTREE

Un étage d'entrée, dit étage tampon, est nécessaire. Il a pour rôle d'isoler le préamplificateur des filtres qui pour-

raient, du fait de la charge réactive qu'ils représentent, le perturber. Il s'agit d'un montage non inverseur, de gain $1 + \frac{R_B}{R_A}$, d'impédance d'entrée

$$Z_{max} = \frac{G}{1 + \frac{R_B}{R_A}}$$

$10^{16} \Omega$ et d'impédance de sortie nulle. On choisit ici un gain de 10 (en tension).

LE CHOIX DES AMPLI-OP

(brochage figure 6).

Si l'on peut concevoir de tels filtres à partir d'amplis du genre 741, il est évident que l'on peut faire beaucoup mieux, pour le souffle, pour le temps de montée, la bande passante et sur le plan subjectif avec des J-Fet comme le LF 356 par exemple. Pour l'étage d'entrée, on utilise un J-Fet très rapide : le LF 357 (slew-rate

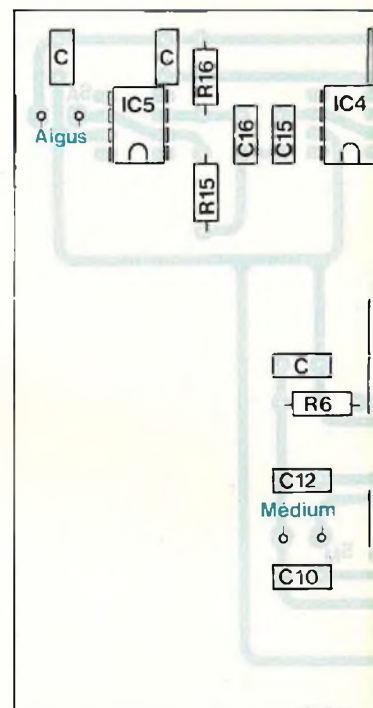
FILTRE ACTIF 3 VOIES

	LF351 ou 356	TL074C	LF357	NE5534
Tension d'alimentation	± 15 V	± 15 V	± 15 V	± 18 V
Tension d'entrée différentielle	± 15 V	± 11 V	± 13 V	± 5 V
Puissance totale dissipée	500 mW (max.)	500 mW (max.)	500 mW (max.)	810 mW (max.)
Gain (B.O.)	2 . 10 ⁵	2 . 10 ⁵	2 . 10 ⁵	10 ⁵
Courant d'alimentation	5 mA	1,4 mA par ampli	5 mA	4 mA
Tension de sortie	± 13 V	± 13 V	± 13 V	± 13 V
F _T	4 MHz	3 MHz	20 MHz	10 MHz
F _C	100 kHz	100 kHz	500 kHz	200 kHz
Slew-rate	13 V/μs	13 V/μs	50 V/μs	13 V/μs
Z _e	10 ¹² Ω	10 ¹² Ω	10 ¹² Ω	100 kΩ
Z _s	7 Ω	< 50 Ω	7 Ω	0,3 Ω
DHT (10 V RMS en sortie)	0,01 %	0,01 %	0,01 %	0,001 %
Compensé en fréquence	oui	oui	non*	si gain > 3

*. Le LF357 est stable s'il est utilisé avec un gain supérieur ou égal à 5. On peut donc attendre les performances suivantes :

- Bande passante : 0 à 2 MHz (-3 dB)
- Temps de montée : < 0,1 μs
- Niveau de sortie max. : 10 V RMS (28 V c.à.c.)
- Niveau d'entrée avant saturation : 1 V RMS

Des performances excellentes, donc.



50 V/μs) et de très haute qualité. On pourrait également penser au NE 5534, cher aux audiophiles, mais celui-ci étant compensé pour un gain plus grand que trois, il n'est pas possible de l'utiliser pour les filtres sans oscillations H.F. Un tableau récapitulatif montre les paramètres des différents amplis-op. Pour la voie médium, on utilise un TL074C : il s'agit d'un quadruple ampli-op dans un boîtier 14 broches, de haute qualité.

REALISATION

Les schémas des circuit imprimé et plan de câblage sont donnés à la figure 7. Le C.I. du filtre actif requiert un minimum de soin, néanmoins il reste sans grandes difficultés. On peut noter la présence de deux straps.

Commencer par souder les cosses poignards puis les supports, les résis-

tances et les condensateurs. Pour ces derniers, il est conseillé de ne pas souder les deux pattes successivement, mais de laisser refroidir le composant après la première soudure. On respectera bien le sens des C.I. qui ne sont pas tous montés dans le même sens.

On pourra utiliser des potentiomètres pour ajuster le niveau des différentes voies, en fonction du rendement de chaque haut-parleur. On choisira une valeur égale à la moitié de l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

On utilisera du fil blindé pour les entrées et les sorties. Tous les "0 V" seront raccordés en un seul point, sur le boîtier qui sera obligatoirement blindé, sinon un ronflement est à craindre. Le transformateur, qui sera obligatoirement anti-rayonnant, sera logé le plus loin possible du circuit du filtre.

L'ALIMENTATION

Son schéma de principe est donné figure 8. Il s'agit d'un classique redresseur à pont de Graetz, à point milieu, avec régulateurs 15 V. On peut noter la présence de condensateurs au tantale de 1 μF en sortie, destinés à supprimer tout résidu HF. Le transformateur sera un torique ou un "double C".

REGLAGES ET ESSAIS

Une fois le montage installé dans son coffret (qui sera obligatoirement blindé) avec son alimentation, il ne reste plus qu'à procéder aux essais. Mais avant, il faut vérifier une ultime fois l'implantation des composants, surtout pour les circuits intégrés qui ne sont pas tous orientés dans le même sens, ainsi que toutes les liaisons. Aucun réglage n'est à faire si ce n'est



VOICI LA 2^e EDITION



- 11 auteurs
- 360 pages
- 300 schémas et illustrations
- Prix : 350 F

Ce premier ouvrage interdisciplinaire en langue française s'adressant aux professionnels et aux passionnés de son a connu un remarquable succès. La preuve en est : cette seconde édition mise à jour. Les notions fondamentales de physique, d'électroacoustique, de perception, la technologie audio-fréquence et l'exploitation sont développées par les plus éminents professionnels, chacun dans leur spécialisation.

Le très haut niveau de cet ouvrage en fait un véritable outil de travail pour les écoles de formation audio-visuelles. C'est également un manuel pratique largement illustré, riche de renseignements et de méthodes.

« Le livre des Techniques du son » apportera les réponses à tous ceux pour qui le son est un moyen d'expression de la créativité et de la communication.

BON DE COMMANDE

à retourner aux Editions Fréquences, 1 bld Ney 75018 Paris

Veillez me faire parvenir :

- LE LIVRE DES TECHNIQUES DU SON TOME 1 : 350 F + 12 F (frais expédition)
 TOME 2 : 370 F + 12 F (frais d'expédition)
 LE DISQUE : 130 F + 10 F (frais d'expédition)
 TOME 1 + LE DISQUE : 480 F + 12 F (frais d'expédition)
 TOME 2 + LE DISQUE : 500 F + 12 F (frais d'expédition)
 TOME 1 + TOME 2 + LE DISQUE : 800 F + 20 F (frais d'expédition)

Je joins mon règlement :

CCP

Chèque bancaire

Mandat-lettre

NOM PRENOM

ADRESSE

Demander le catalogue complet de nos titres, il vous sera expédié gratuitement.



COFFRETS METAL Iskra

ZAC des Peupliers - 27, rue des Peupliers - BAT A
92000 NANTERRE - Fax : (1) 47.81.49.16

Documentation contre
4 timbres à 2,30 F.

Série L C 6

Art	a	b	c	Dimensions Max circuit imprimé B x C
LC630	60	100	132	94 x 118
LC640	60	150	132	144 x 118
LC650	60	200	132	194 x 118
LC660	60	250	132	244 x 118

Série L C 7

Art	a	b	c	Dimensions Max circuit imprimé B x C
LC730	80	100	132	94 x 118
LC740	80	150	132	144 x 118
LC750	80	200	132	194 x 118
LC760	80	250	132	244 x 118

Série L C 8

Art	a	b	c	Dimensions Max circuit imprimé B x C
LC830	80	100	180	94 x 166
LC840	80	150	180	144 x 166
LC850	80	200	180	194 x 166
LC860	80	250	180	244 x 166
LC870	80	300	180	294 x 166

Série L C 9

Art	a	b	c	Dimensions Max circuit imprimé B x C
LC930	100	100	130	94 x 166
LC940	100	150	180	144 x 166
LC950	100	200	180	194 x 166
LC960	100	250	180	244 x 166
LC970	100	300	180	294 x 166

Série L C 10

Art	a	b	c	Dimensions Max circuit imprimé B x C
LC1030	120	150	220	144 x 206
LC1040	120	200	220	194 x 206
LC1050	120	250	220	244 x 206
LC1060	120	300	220	294 x 206
LC1070	120	350	220	344 x 206

ETUDE ET REALISATION DE CIRCUITS IMPRIMES



KIALI INGENIERIE

- C.I. (étamé percé) 30 F/dm² en SF, 60 F en DF à partir de mylars.
 - Réalisation de mylars à partir de schémas de revues : 60 F/dm².
- Chèque à la commande. Port : 15 F.
KIALI INGENIERIE 3, rue de l'Abbé Carton 75014 Paris
Tél. : 45.40.78.25 +

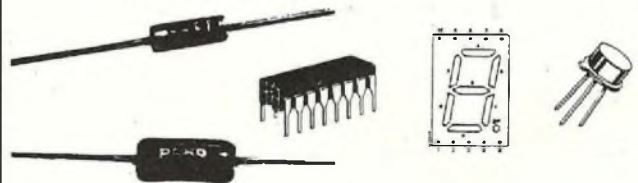
Délais rapides, qualité professionnelle.

- Tirage de vos films à partir de fichiers format Gerber et HP-GL.
- Formats des disquettes 5" 1/4 (360 Ko et 1,2 Mo) ; 3" 1/2 (720 Ko et 1,44 Mo)
- Duplication de mylars
- Etudes d'implantations assistées par ordinateur (devis sur demande)
- Services informatiques (matériels et logiciels : contactez-nous au 45.40.78.25 ou 40.44.46.94)
- Réalisez vos mylars vous-même à partir de schémas de revues.
Fourniture : de 2 films 200x300 mm + REV/FIX,
lampe + douille + notice : 200 F,
2 plaques époxy positives
200x300 mm : 110 F
Port et emballage : 30 F.

Ets E.L.E.N.

94, avenue de Fétilly
17000 LA ROCHELLE

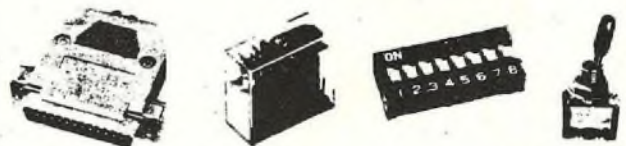
Phone : 46 34 53 80
Fax : 46 34 16 22



EXTRAIT DE NOTRE CATALOGUE

LM 344 H	: 158,00	68705 P3	: 120,00
LM 317 HVK	: 90,00	UGS 3020 T	: 32,00
LM 395 T	: 49,50	MPX 200 A	: 178,00
MJ 15002	: 36,00	LM 35 CI	: 88,00

Un choix de plus de 3 000 références...



VENTE au COMPTOIR et par
CORRESPONDANCE (SERVICE RAPIDE)

FORFAIT port/emballage : 25,00 F

NEW !

king
ELECTRONIC35, rue d'Alsace
75010 PARIS
Tél. : 40.37.57.73

SERVICE APRES-VENTE

Toutes marques, RADIO, T.V., HiFi, VIDEO
Modification, K, etc.
Adaptation magnéscope pour C+MABEL
ELECTRONIQUE35-37, rue d'Alsace
75010 PARIS
Tél. : 40.37.72.50 +
Métro : gare du Nord et de l'Est

Les Magasins KING Electronic et MABEL Electronique sont ouverts de 9 h à 19 h sans interruption - Le samedi de 9 h à 18 h - Fermés le dimanche

SELECTION KITS

ALARME ANTIVOL

Antivol de maison.....	80 F
Antivol pour auto.....	88 F
Temporisateur d'alarme.....	80 F
Antivol à ultrasons.....	152 F
Antivol de villa.....	128 F
Sirène américaine.....	80 F
Radar hyperfréquence.....	360 F

MESURE

Alimentation réglable	
1 à 12V - 0,3A.....	80 F
Détecteur universel 5 fonctions.....	72 F
Convertisseur 6/12V - 2A.....	136 F
Voltmètre digital 0 à 999V.....	144 F
Capacimètre digital	
1 pf à 9 999uf.....	176 F
Alimentation digitale	
3 à 24V - 2A.....	224 F
Fréquencemètre	
30Hz à 50MHz.....	360 F
Alimentation réglable	
1,5V à 35V 1A.....	83 F
Fréquencemètre digital	
0 à 1GHz.....	750 F

BF

Amplificateur BF 2W.....	* 40 F
Ampli BF 2x15W ou 1x30W.....	*128 F
Table de mixage stéréo	
2x6 entrées.....	*208 F
Ampli-préampli-correcteur	
15W.....	*112 F
Préampli-correcteur 5 entrées.....	*112 F
Amplificateur guitare 80W.....	*312 F

ÉMISSION-RÉCEPTION

Récepteur FM 88 à 104MHz.....	*128 F
Ampli d'antenne	
1 MHz à 1000MHz - 20db.....	88 F
Récepteur onde moyenne.....	55 F
Émetteur FM 5W.....	200 F

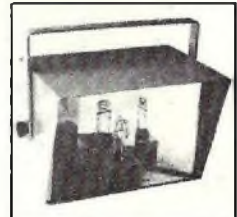
* T.V.A. : 25 %

JEUX DE LUMIÈRE

Modulateur de lumière 3 voies	
+ 1 inversé.....	80 F
Modulateur de lumière 3 voies	
+ micro.....	96 F
Gradateur de lumière.....	32 F
Chenillard 4 voies.....	96 F
Stroboscope 40 joules.....	96 F
Modulateur micro/chenillard 4 voies.....	144 F
Gradateur à touch-control.....	96 F
Modulateur 3 voies pour auto.....	80 F
Chenillard multiprog 8 voies - 2 048	
fonct.....	320 F
Chenillard 8 voies.....	128 F
Stroboscope miniature.....	30 F
Stroboscope 300 joules.....	225 F

CONFORT

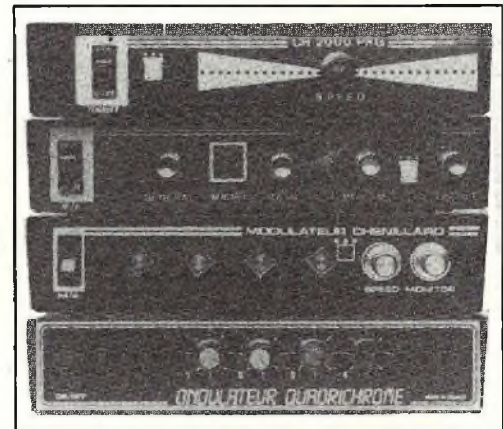
Serrure codée.....	96 F
Télécommande secteur.....	136 F
Clap interrupteur.....	72 F
Interphone moto.....	128 F
Variateur de vitesse 6/12V.....	80 F
Thermomètre digital 0 à 99°C.....	144 F
Thermostat digital 0 à 99°C.....	168 F
Carillon 24 airs.....	128 F
Interrupteur crépusculaire.....	80 F
Programmeur domestique.....	400 F
Télécommande 27MHz codée.....	256 F
Barrière/télécommande	
à ultrasons.....	128 F
Variateur de vitesse 220V - 1.000W.....	80 F
Allumage élec. à décharge capacitive.....	216 F
Compte-tour digital.....	120 F
Barrière/télécommande	
à infrarouges.....	160 F
Thermomètre digital négatif	
-50 à +9°C.....	160 F
Temporisateur digital 0 à 999 s.....	200 F
Batterie électronique.....	120 F
Chien électronique.....	295 F
Timer universelle 0 à 15mn.....	99 F
Attente musicale téléphonique.....	88 F
Pile ou face électronique.....	45 F

Etude et réalisation de circuit imprimé implantation par CAO.
Réalisation de proto avec Mylar ou calque, délai 30 mn.
Avec photocopie ou revue, délai 72 h.Spot couleur 60W, 8 couleurs,
à l'unité..... 15 F
Les 10..... 120 F
Projecteur PAR 56 sans lampe... 210 F
Projecteur PAR 56 économique
sans lampe..... 180 FRayon balladeur 180°
sans lampe..... 190 FStrobo professionnel 300 joules
300 plus..... 720 F
500 plus
avec télécommande externe..... 890 FProjecteur balladeur RB 100 180°
64 faisceaux lumineux..... 790 F

pièces détachées - S.A.V. - T.V. - HiFi - Vidéo - accessoires - sono - haut parleur

FRANCE KIT

Chenillard 2000 programmes 8 sorties 600 W, complet en kit, avec boîtier métallique sérigraphié bouton prises de sortie.....	460 F
Versión montée.....	550 F
Modulateur micro : 3 voies, filtre sélectif de tonalité complet en kit avec boîtier métallique, sérigraphie bouton prise de sortie.....	155 F
Versión montée.....	255 F
Modulateur chenillard 4 voies réglage de vitesse et de sensibilité, complet en kit avec boîtier métallique sérigraphié bouton prises de sortie.....	215 F
Versión montée.....	320 F
Ondulateur quadrichromique 4 voies, complet en kit avec boîtier sérigraphié, prises de sortie bouton.....	440 F
Versión montée.....	550 F



Nous acceptons les Bons de la Semeuse

VISA

N° [] [] [] [] [] [] [] []
Date d'expiration [] [] [] []

EXPÉDITIONS : Pour moins de 2 kg : 25 F, de 2 kg à 5 kg : 40 F + de 5 kg expédition en port dû.

EXPÉDITION HORS TAXES DOM-TOM EUROPE AFRIQUE

Kits - jeux lumière - composants - mesure - circuits imprimés



vous propose d'en savoir beaucoup plus sur :

LA HAUTE-FIDELITE

LES HAUT-PARLEURS



Par Jean Hiraga.
3^e édition 1989, 350 p.

E01 207 F TTC port compris

Un gros volume qui connaît un succès constant : bien plus qu'un traité, il s'agit d'une véritable encyclopédie reconnue dans le monde entier, alliant théorie, pratique et histoire, en une mine inépuisable d'informations.

Cet ouvrage retrace dans ses moindres détails, toute l'histoire du haut-parleur depuis son origine, à la fin du siècle dernier, jusqu'à nos jours : présentation et évolution des principes théoriques des technologies, des méthodes mises en œuvre pour sa réalisation.

Cent ans d'acoustique évolutive sont résumés sur ces 350 pages, des découvertes insolites ou utopiques aux réalisations industrielles récentes.

La 3^e édition s'étoffe de plus de trente pages. Les dernières innovations y sont traitées : haut-parleur à ruban large bande, nouveaux types d'aimants, système à image stéréophonique constante... Les chapitres consacrés au filtrage et à la présentation des enceintes acoustiques et des haut-parleurs du marché ont été eux aussi réactualisés.

L'OPTIMISATION DES HAUT-PARLEURS ET ENCEINTES ACOUSTIQUES



Par Charles-Henry Delaleu.
3^e édition 1988, 240 p.

E 04 172 F TTC port compris

Troisième édition améliorée d'un ouvrage fort attendu des passionnés d'électroacoustique. Ce livre permet aux amateurs et aux professionnels de se familiariser avec les rigoureuses techniques de modélisation des haut-parleurs et enceintes acoustiques et d'en mener à bien la réalisation.

Par la somme extraordinaire d'informations qu'il rassemble, cet ouvrage permet une réelle optimisation de l'enceinte acoustique, une présentation théorique et pratique de la mise en œuvre d'une réalisation exacte. La modélisation mathématique a été très largement détaillée et permet une analyse rigoureuse par tous.

Il est enfin possible à tout «amateur» d'avoir recours à des techniques réservées aux professionnels, de trouver dans le même ouvrage l'ensemble des bases modernes du haut-parleur et de l'enceinte acoustique.

INITIATION AUX AMPLIS A TRANSISTORS

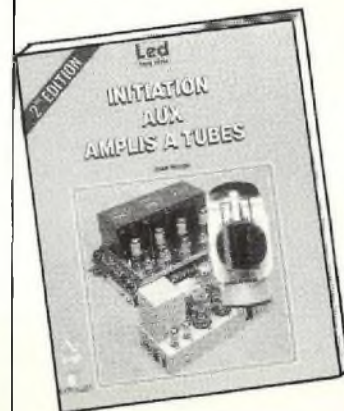


Par Gilles Le Doré.
1986, 96 p.

P 24 142 F TTC port compris

Après un bref historique du transistor, cet ouvrage traite essentiellement de la conception des amplificateurs modernes à transistors. La théorie est décrite de manière simple et abordable, illustrée d'exemples de réalisations commerciales. Le but du livre est de donner à chacun la possibilité de réaliser soi-même son amplificateur, selon ses besoins, le degré de qualité nécessaire, parmi l'éventail de solutions qu'offrent les composants actuels.

INITIATION AUX AMPLIS A TUBES



Par Jean Hiraga.
1986, 160 p.
2^e édition 1989.

P 26 182 F TTC port compris

Complémentaires des «Amplis à transistors», les «Amplis à tubes» est une petite encyclopédie sur ce sujet : historique, mais aussi polémique, puisque les tubes sont encore d'actualité et parce que les arguments en faveur de cette technique et ses défenseurs sont encore nombreux.

Tout comme pour les «Haut-parleurs» son auteur a su collecter durant une vingtaine d'années ainsi qu'au cours de nombreux voyages sur les terres d'élection de la haute-fidélité (Angleterre, Japon, USA, France) une multitude de renseignements sur ce qui constitue la totalité du matériel d'amplification et de transmission durant la première moitié de notre siècle.

Mais là n'est pas l'essentiel : il a fallu rassembler ces connaissances, les ordonner selon leur valeur scientifique, leur portée et les replacer dans un contexte historique exact, au niveau international, tout en restant dans le cadre d'une initiation. Mission accomplie.

Diffusion auprès des libraires assurée exclusivement par les Editions Eyrolles.

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

Indiquez le ou les codes :

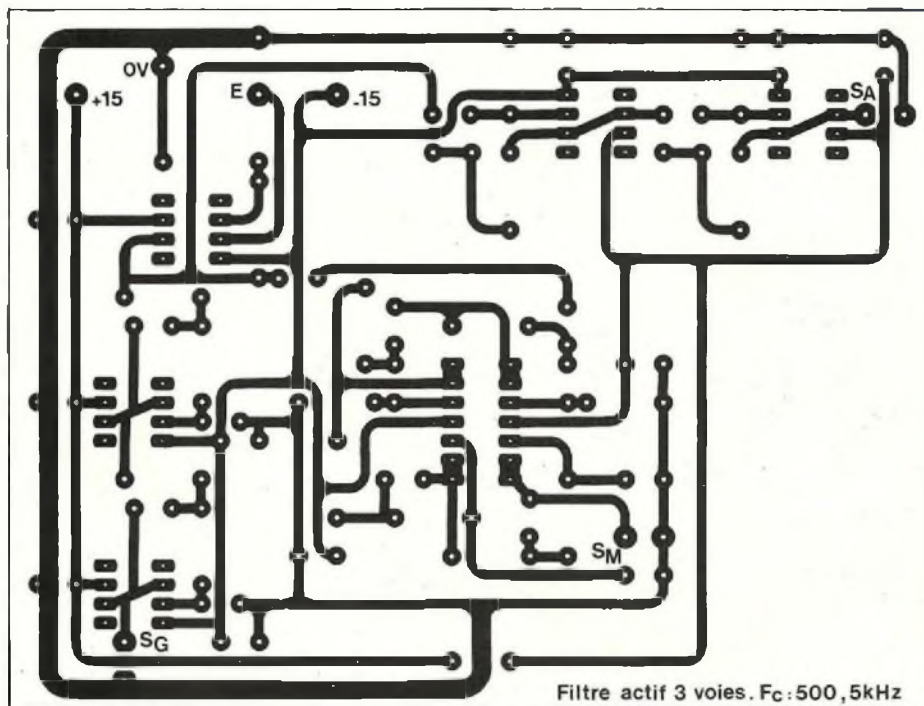
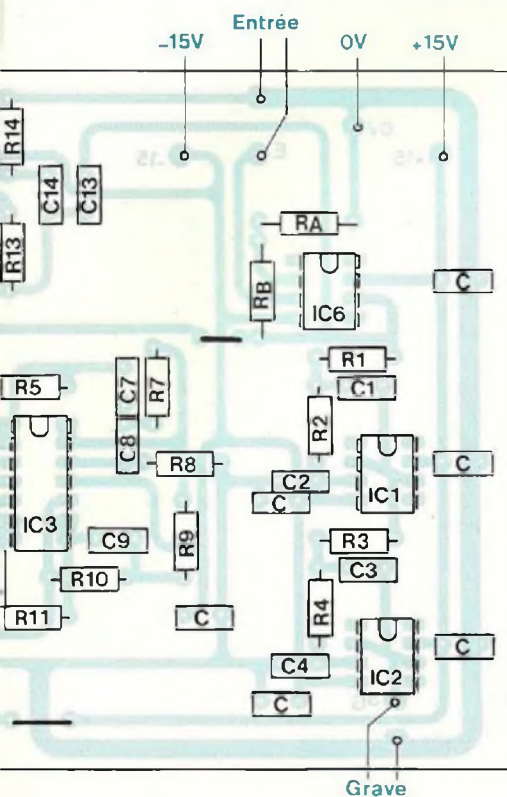
NOM PRENOM

ADRESSE

CODE POSTAL VILLE

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

LA SOLUTION EXTREMEMENT SEDUISANTE



Filtre actif 3 voies. $F_c : 500,5 \text{ kHz}$

Fig. 7

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

FILTRE

- Résistances 1/2 W / 1 %, métalliques ou tantale

R1, R2, R3, R4 - 46,4 k Ω
 R5, R7 - 2,25 k Ω
 R6, R8 - 4,5 k Ω
 R9, R10, R11, R12 - 46,4 k Ω
 R13, R15 - 2,25 k Ω
 R14, R16 - 4,5 k Ω
 RA - 10 k Ω
 RB - 91 k Ω

- Condensateurs

C1, C3 - 10 nF
 C2, C4 - 4,7 nF
 C5, C6, C7, C8 - 100 nF
 C9, C11 - 1 nF
 C10, C12 - 470 pF

C13, C14, C15, C16 - 10 nF
 10 x C - 470 nF (découplage)

- Semiconducteurs

IC1, IC2, IC4, IC5 - LF356 ou LF351 ou TL071
 IC3 - TL074C
 IC6 - LF357, éventuellement NE5534

- Divers

5 supports 8 broches
 1 support 14 broches
 Cosses poignards
 Potentiomètres 50 k Ω , LOG

ALIMENTATION

- Condensateurs

C1, C2 - 4 700 μF / 25 V
 C3, C4 - 1 μF / 16 V tantale

- Résistance 1/2 W / 5 %

R = 1,5 k Ω

- Semiconducteurs

IC1 - 7815
 IC2 - 7915

- Divers

Transformateur torique 2 x 15 V, 15 VA ou plus
 LED rouge \varnothing 5 mm
 Cosses poignards
 Porte-fusible
 Fusible 0,5 A temporisé
 Interrupteur 220 V

FILTRE ACTIF 3 VOIES

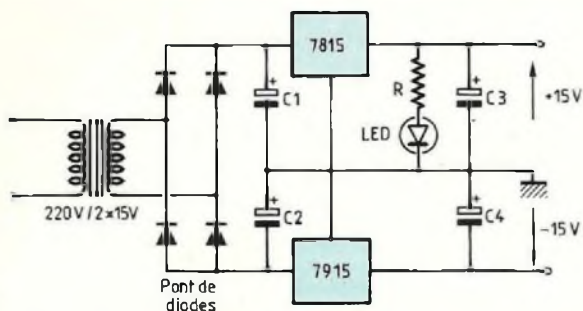


Fig. 8 : Alimentation 2 x 15 volts.

celui des potentiomètres de niveau. Connecter l'entrée du filtre sur un préamplificateur et la sortie sur un amplificateur (relié à une enceinte !). Sur la voie grave, on doit entendre un son "bourdonnant"; sur la voie médium, un son se rapprochant de celui d'un poste de radio; enfin, la voie

aiguë donne un son faible et qui ne doit être perçu que dans le tweeter. Pour les différents réglages de niveau, le mieux est d'utiliser un voltmètre électronique large bande et de mesurer la tension de sortie de chaque amplificateur. On enverra des fréquences de 100 Hz, 1 kHz et 10 kHz dans

les voies grave, médium, aiguë respectivement; les niveaux seront égaux mais en tenant compte du rendement de chaque haut-parleur. Si on ne dispose pas de ce matériel, le réglage se fera à l'oreille, à fort niveau sonore, ceci afin de s'affranchir de l'effet "Fletcher" (perte de niveau subjective aux fréquences extrêmes à faible niveau sonore).

CONCLUSION

Il s'agit donc d'une réalisation de qualité qui pourra très bien être associée à l'amplificateur 2 x 100 W du numéro 48 et au 2 x 35 W classe A du numéro 70 pour la voie aiguë par exemple, constituant alors un système de reproduction de très haut niveau et qui est à la portée de tous.

Bruno Poncet

PETITES ANNONCES GRATUITES

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

- Vends ou échange compos. divers, liste sur demande.
 - Cherche ordinateur PC XT; AT; ou compatible en panne, entier ou partiel.
- Demander Manu. Tél. 70.46.01.11 h. repas.

Serais intéressé par les nos 61 et 64 de Led. Si vous voulez me les vendre, écrivez à Chéron Philippe, TEII Centre Louis Gatignon Vouzeron 18330 Neuvy-sur-Barangeon.

Vds 22 schémas pour fabrication de 5 modulateurs, 2 gradateurs, 2 chenillards, 1 stroboscope 40 J, 4 amplis mono et stéréo 40 et 80 W, 1 testeur de C.I., 1 détecteur de métaux, 1 détect. de chocs, 1 alarme temporisée, 1 clignoteur de puissance, 1 adaptateur pseudo-stéréo, 1 commutateur audio à touches sensibles, 1 récepteur 4 gammes d'ondes courtes, le tout pour 110 F. Ecrire à Muller Guy, 117 rue Principale 57930 Niederstinzeln.

Cherche les cours sur la Connaissance de l'électronique du n° 1 au n° 15.

Contacteur Stéphane Robert au 53.80.25.31 h.r. Adresse: Véry 24700 Montpon.

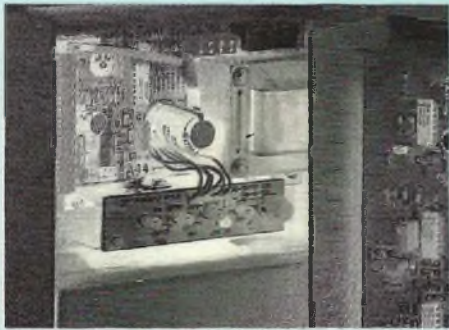
Vds Elektor nos 3 à 115. Vds MSystème nos 1 à 94. Vds oscilloscope Hameg 307. Vds Dragon 64 + drive. Vds: Editions Radio: Langage Forth, Emploi rationnel des C.I., Mathématiques pour électronicien, Interface pour micro, Programmation Assembleur 6800, Programmation Assembleur 6809.

Editions Sybex: Les microprocesseurs, Programmation du 6800. Editions Elektor: Le Son, Prise en main Rapide File. Tél. 99.82.02.00

Vends RAM 4164 neuves: 10 F pièce. Tél. Beaudouin (1) 47.06.82.06 matin et soir.

Vds filtres Focal neufs, H.P. Audax aigu, Dynaudio D 21 + 21 W 54 grave 160 W, neufs, platine Dual, Sony, revues, H.P. sono, LED EP RP, cellule Shure M447 neuve. Tél. 42.08.81.77 (75).

Vends récepteur scanner AOR 2001, couverture 25 MHz à 550 MHz en AM et FM, mémoires, etc. Scie sauteuse à moteur pour modélisme, 220 volts. Matériels en parfait état et prix intéressants. Tél. 26.84.02.07. M. Marguerettaz Yvon, 1, rue Jules Siegfried, 51100 Reims.



CENTRALE D'ALARME

3^e partie

A en juger par l'importance du courrier et des appels téléphoniques parvenant à la rédaction, vous semblez nombreux à réaliser cette centrale d'alarme sophistiquée. Une bonne nouvelle pour ceux qui éprouvent des difficultés à trouver certains composants, la rédaction a décidé de fournir ces derniers. Une liste complète en est publiée.

Avant de passer aux options et améliorations possibles, il me semble nécessaire d'effectuer quelques rappels sur la conception et la philosophie d'une installation d'alarme.

Tout d'abord, trois principes régissent la conception d'un bon système de détection et signalisation d'intrusion :

- simplicité
- fiabilité
- confort d'utilisation

En introduction, je tiens à rassurer ceux qui craignent d'aborder la protection de leurs locaux pensant que cette technique est compliquée. Les réseaux de détection reposent sur des principes extrêmement simples. Une boucle se forme avec un fil qui part de l'alimentation protégée + 12 V pour se refermer sur une entrée de détection via une série de contacts secs normalement fermés (au travail) en l'absence de défaut. Pour le réseau de contrôle des auto-protections, le principe est identique, excepté l'alimentation fournie par le 0 V. La figure 1 représente pour exemple ce principe. On observe parfaitement le cheminement de la

polarité de chaque boucle. Chaque capteur se voit accompagné de son contact d'auto-protection indispensable pour une détection de sabotage (coupure de ligne). Ce type de sécurité s'appelle : sécurité positive. Ce dernier présente tous les avantages pour réaliser une installation fiable.

Deux circuits s'imposent : un de périmétrie et l'autre de volumétrie ou de déplacement.

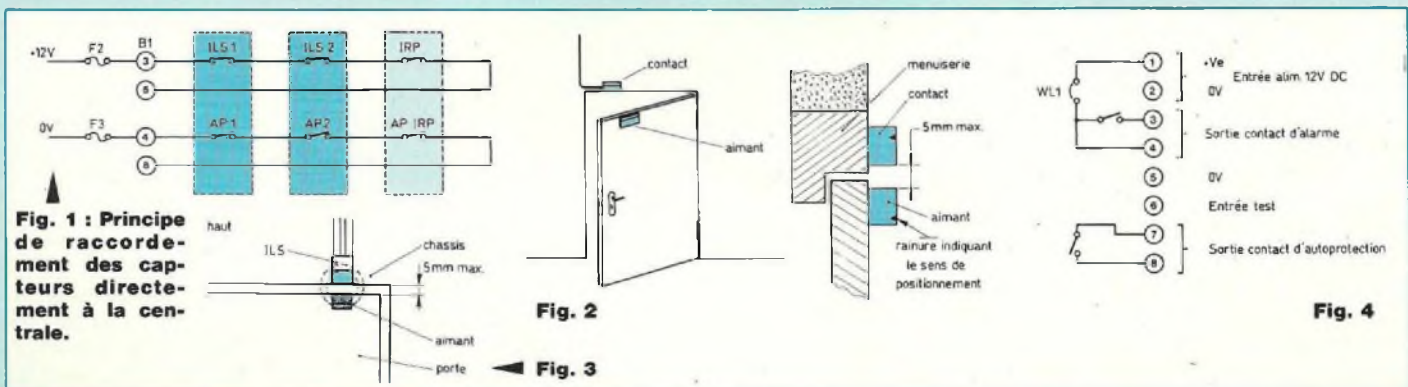
LA PROTECTION PERIMETRIQUE

La plus classique mais la plus sûre car pour pénétrer dans des locaux, les cambrioleurs utilisent les ouvertures existantes, les portes et les fenêtres. Ce principe consiste à détecter la rupture électrique de la boucle constituée de câbles reliant entre eux des contacts sur les portes et fenêtres. La grande qualité de ce montage est la fiabilité.

Tous les capteurs utilisés sont à contacts secs. Pour les ouvertures telles portes et fenêtres ces capteurs seront les ILS. Prévus pour des millions de

manœuvres, ces composants, d'une exceptionnelle fiabilité, reposent sur le principe de la commande magnétique. Un aimant placé dans l'axe de l'ampoule ILS ferme le contact par l'action du champ magnétique. Lorsque le champ s'éloigne, les lamelles de contact s'écartent et ouvrent la boucle de détection. Il existe deux modèles : un à encastrer et l'autre en saillie. Les figures 2 et 3 représentent les principes et les installations de ces capteurs.

Je déconseille vivement l'utilisation des contacts de chocs à masselotte. Ces derniers, difficilement maîtrisables, génèrent la plupart des déclenchements intempestifs. Il existe des détecteurs fiables appelés inertiels se raccordant à une platine d'analyse électronique très sophistiquée. Malheureusement, le coût très élevé, décourage la plupart des particuliers. Des pièges peuvent trouver place à certains endroits. Par exemple, un tapis contact dans un couloir. Un autre tapis contact sur lequel repose le téléviseur ou le magnétoscope qui, dès qu'il seront soulevés, ouvriront le circuit.



CENTRALE D'ALARME

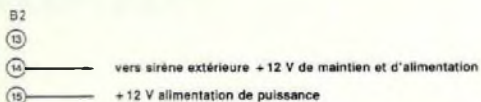


Fig. 5 : Branchement d'une sirène auto-alimentée.

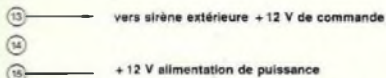


Fig. 6 : Branchement d'une sirène commandée.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

LE C.I. D'INTERCONNEXIONS

1 C.I. époxy
96 bornes au pas de 2,54 mm (8 borniers de 12 points)

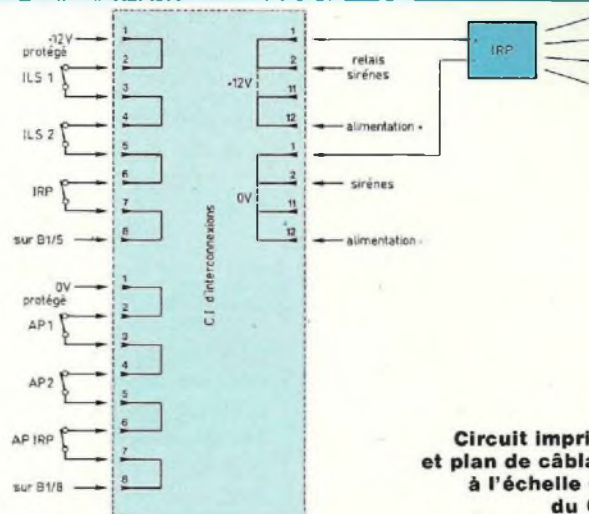


Fig. 7

Circuit imprimé et plan de câblage à l'échelle 0,5 du C.I. d'interconnexion.

LA PROTECTION VOLUMETRIQUE

Ces détecteurs, qu'ils s'appellent radars hyper-fréquences, ultra-sons ou infra-rouges passifs, décèlent toute présence dans le volume des pièces. Ce sont les compléments indispensables de la périmétrie. Les IRP (Infrarouges Passifs) demeurent les plus économiques et les moins gourmands en consommation électrique.

La facilité de mise en œuvre, leur prix abordable, leur discrétion en font des capteurs privilégiés. Je reviendrai plus tard sur le principe des IRP. La figure 4 représente le schéma de raccordement d'un tel type de détecteur de mouvement couramment installé. On y voit le contact sec fourni par le relais interne ainsi que celui d'auto-protection. Une tension de + 12 V est nécessaire pour alimenter les circuits électroniques de l'IRP.

En l'absence de réception de rayons infra-rouges émis par le corps humain, le relais de sécurité se trouve au travail, fournissant une boucle fermée. Le contact d'auto-protection est, lui aussi, au travail. On constate la simplicité de raccordement de tels capteurs. Il en est de même pour la majorité des appareils existant sur le marché. Une fois installés, les contacts de périmétrie ainsi que les autres détecteurs

restent à relier entre eux. J'ai toujours employé la technique des nœuds pour mieux répartir une installation. La boucle qui, partant de la centrale, fait le tour des lieux pour se refermer sur cette dernière via les capteurs est à proscrire formellement.

En cas de défaillance d'un contact ou d'un câble, la localisation du défaut devient une véritable aventure.

Avant de passer à la pratique, une étude précise de la répartition des zones s'impose. Un pavillon à étage ne se câblera pas comme une maison de plain-pied et, de surcroît, comme un appartement.

LA METHODE

Après avoir fait le tour du propriétaire de manière à établir la liste des issues à protéger, on procédera dans l'ordre suivant :

- Installation de tous les contacts et aimants aux portes et fenêtres. Des exemples de montages pratiques sont décrits respectivement sur les figures 2 et 3 pour les modèles encastrés et en saillie. Attention, l'aimant trouvera toujours sa place sur les battants ouvrant des fenêtres !

- A l'aide d'un ohmmètre ou d'un testeur de continuité, on testera le bon fonctionnement des contacts de sécurité. N'oublions pas la boucle d'auto-protection. Plusieurs ouvertures

et fermetures successives des ouvrants achèveront les essais.

- Le ou les détecteurs volumétriques ou de déplacements seront fixés aux endroits stratégiques comme les passages obligés de distribution de pièces que représentent les couloirs. Un ou deux appareils suffiront à compléter la périmétrie.

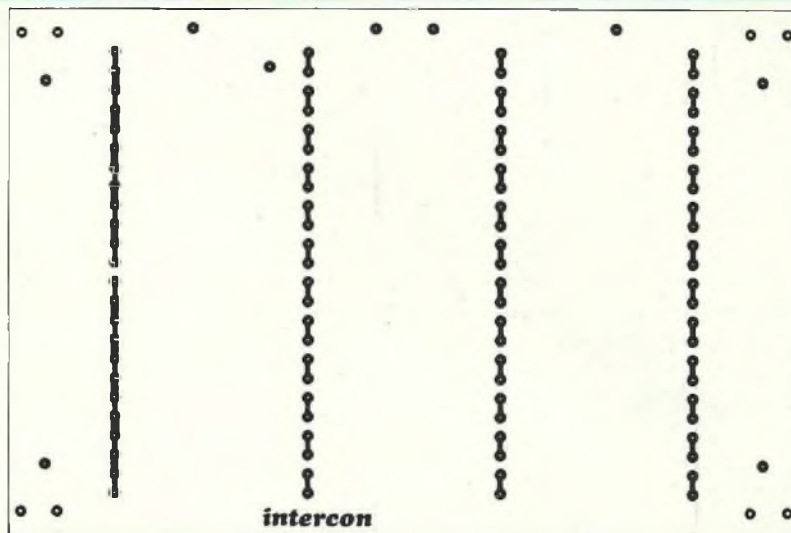
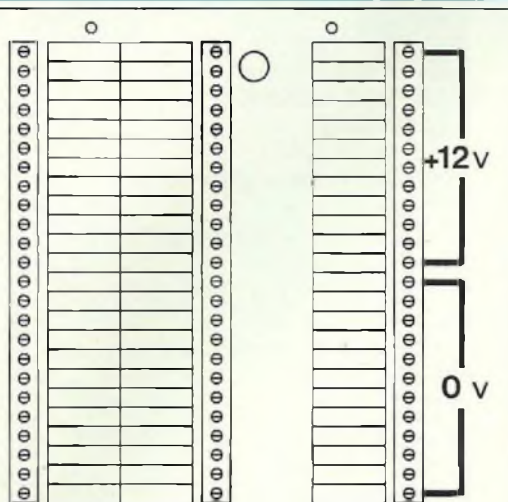
- On pratiquera la répartition des zones en fonction de la géographie des lieux. Chaque étage constituera une zone et une boîte de raccordement réunira en série l'ensemble des capteurs d'un même niveau. Un câble principal reliera la boîte à la centrale.

- Une autre méthode consiste à ramener tous les câbles vers la centrale afin d'effectuer la distribution au niveau de cette dernière.

LES CABLES

Je déconseille formellement le câble téléphone. En effet, ce genre de composant n'offre que des ennuis car ses conducteurs sont rigides et cassants. De surcroît, les paires sont difficilement séparables et l'appairage se fait avec un second fil de couleur bleu ciel qui complique le repérage. La soudure fait fondre les gaines d'isolement. En conclusion : composant à proscrire. Il existe du câble spécial alarme. D'un prix raisonnable, il se trouve facilement chez les bons détaillants. La gaine de

UNE FIABILITE IRREPROCHABLE



couleur ivoire et sa taille (≈ 5 mm pour 6 fils de $0,22$ mm²) assureront une parfaite discrétion au sein du décor.

Les conducteurs multibrins sont très souples, leurs couleurs normalisées facilitent le repérage.

Une tresse de blindage procure une immunité aux parasites extérieurs et la facilité de dénudement séduira l'installateur. Enfin la gaine prévue pour de hautes températures permet la soudure des fils sans dégâts. Afin de standardiser le montage, je conseille d'acheter du câble à 6 conducteurs. Il servira à relier les contacts ILS en utilisant 4 fils et les capteurs volumétriques avec les 6 conducteurs.

Une alimentation 12 V est nécessaire pour ces derniers. Voici ma norme de montage, à titre d'exemple :

- le fil rouge sera l'arrivée boucle de détection sur l'entrée du contact de sécurité ;
- le fil noir sera la sortie du contact de sécurité retour sur la centrale ;
- le fil jaune sur l'arrivée du contact d'auto-protection ;
- le fil bleu sur le retour du contact d'auto-protection ;
- le fil vert fournira le 0 V sur les bornes d'alimentation - ;
- le fil blanc fournira le + 12 V sur les bornes d'alimentation + 12 V.

Pour l'utilisation unique de contacts ILS en périmétrie, un câble 4 conducteurs (rouge/noir/jaune/bleu) suffira.

J'ai opté pour ces couleurs par un souci de continuité avec les conducteurs équipant la plupart des contacts de bonne qualité.

Pour les sirènes, l'alimentation se fera à l'aide de câble de section confortable en raison de la consommation importante. En effet, n'oublions pas que le courant peut atteindre plusieurs ampères.

Comme le rappelle l'immuable loi d'Ohm, les pertes sont proportionnelles à la résistance de la ligne d'alimentation. Il faut utiliser alors des conducteurs de forte section comme $0,7$ à $1,5$ mm² ou bien encore en associant en parallèle plusieurs conducteurs. Pour cette dernière action, un câble contenant 10 conducteurs fera l'affaire tout en respectant les règles de couleur précédemment citées concernant l'auto-protection.

L'alimentation de puissance sera assurée par trois ou quatre conducteurs s'additionnant en une seule section de 1 mm² par polarité.

Exemple de câblage pour une sirène auto-alimentée ou non (figures 5 et 6).

- le fil jaune pour l'arrivée auto-protection
- le fil bleu pour le retour auto-protection
- les fils blanc/orange/rouge/brun torsadés ensemble pour le + 12 V et la commande de blocage
- les fils rose/vert/gris/noir torsadés

ensemble pour le 0 V d'alimentation de puissance

- la tresse de blindage reliée au 0 V au plus près du circuit d'alimentation.

PREMIERE OPTION DE LA CENTRALE

A présent, tous les câbles se retrouvent au niveau de la centrale, il reste à les raccorder selon le principe sériel précédemment indiqué.

J'ai prévu un circuit imprimé placé sous le circuit de la centrale : le circuit d'interconnexions.

Il s'agit de quatre rangées de borniers à 24 points de raccordement. Trois sont destinés aux boucles de détection et le quatrième assure la distribution de l'alimentation pour les appareils extérieurs de l'installation.

Le tracé et l'implantation de la platine brillent par leur simplicité. Toutefois, elle facilite le câblage des fils et le contrôle des boucles.

La figure 7 représente le principe de raccordement qui ne devrait plus avoir de secret pour personne.

Prenons un cheminement logique.

Le + 12 V protégé (borne 3 de la centrale) est raccordé sur la première borne du circuit d'interconnexion qui se trouve reliée par la piste du C.I. à la borne 2. Sur cette dernière, un des fils du contact ILS 1 (venant par exemple de la fenêtre salon) est, lui aussi, rac-

CENTRALE D'ALARME

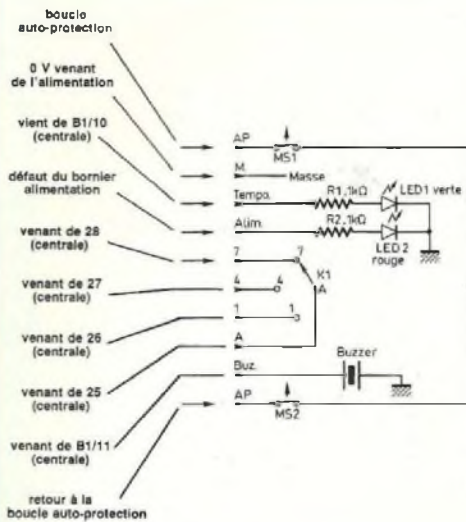


Fig. 8 : Commande à distance.

Fig. 10

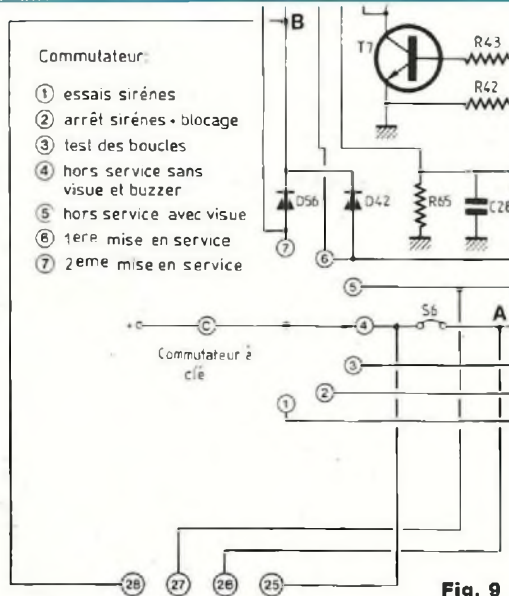
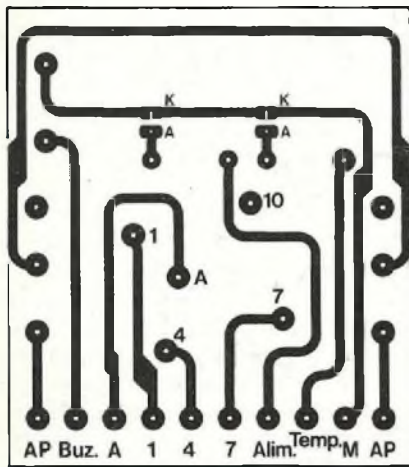


Fig. 9

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

LE C.I. DE COMMANDE A DISTANCE

- 1 C.I. époxy
- 1 bornier à 10 points au pas de 2,54 mm
- 1 LED verte \varnothing 5 mm à pattes de 30 mm minimum
- 1 LED rouge \varnothing 5 mm à pattes de 30 mm minimum
- 1 commutateur à clé à 3 positions
- 1 buzzer \varnothing 25 mm
- 2 résistances 1 k Ω 1/4 W
- 1 ou 2 micro-switches à longue palette et pour C.I.
- 1 platine Legrand Plexo réf. 90346
- 1 boîtier d'encastrement Legrand réf. 89128
- 1 serrure à clé tubulaire avec commutateur à 3 positions

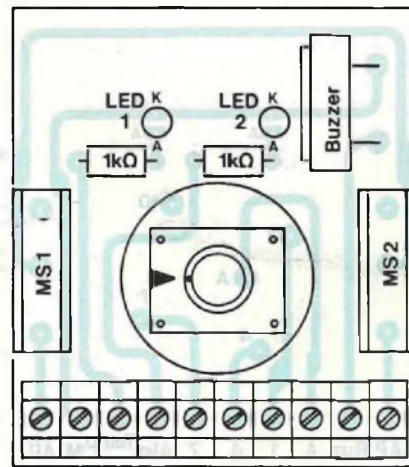


Fig. 11

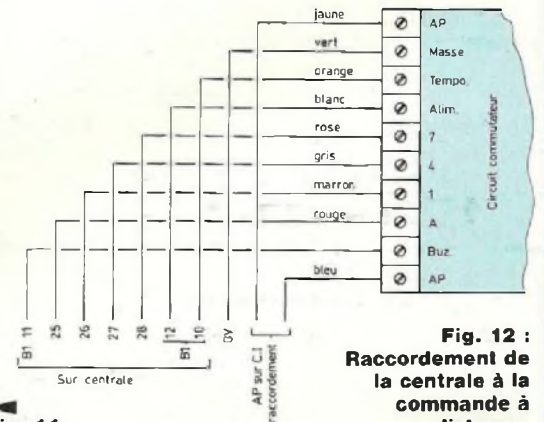


Fig. 12 : Raccordement de la centrale à la commande à distance.

cordé. Le retour de ILS 1 trouve sa place à la borne 3. ILS 2 à son tour sur la borne 4 et ainsi de suite tant qu'il y aura des contacts à relier en série. Enfin le retour du dernier contact de la série se voit relié avec le fil de retour sur l'entrée de détection B1-5 (entrée immédiate).

De cette manière, tous les contacts sont en série et la boucle se trouve donc fermée. Même chose pour la boucle temporisée.

Pour faciliter aussi la distribution des alimentations, le premier bornier de 12 points reliés entre eux par la piste du C.I. recevra le +12 V de puissance

venant de l'alimentation. Par suite, le deuxième groupe assure l'alimentation du 0 V. La liaison entre l'alimentation et le C.I. de raccordement se fera avec du fil de section honorable, au moins du 0,5/0,7 mm² de section.

Les encadrés sérigraphiés permettent d'inscrire les références de chaque fil, très pratique pour les contrôles en cas d'ennuis sur les boucles.

DEUXIEME OPTION

Dans les cas où la centrale se trouve installée loin de la dernière issue (entrée et sortie des locaux protégés)

ou difficile d'accès, une commande à distance serait la bienvenue.

J'ai prévu cette possibilité. J'appelle cette commande à distance : « commande déportée ». Cette appellation indique bien le principe car la liaison entre la centrale et ce boîtier est effectuée avec un câble à dix conducteurs.

Posons les conditions nécessaires à notre amélioration :

- mise hors service générale
- mise en service générale
- position test avant et après mise en service
- indication sonore et visuelle de

UNE FIABILITE IRREPROCHABLE

défauts éventuels

- indication optique de la mise en service
- indication optique de l'état de l'alimentation
- alimentation du circuit
- pour conclure, auto-protection du boîtier.

La figure 8 représente le schéma complet de ce petit circuit.

Le bornier à dix points assure le raccordement avec la centrale, partant du haut vers le bas, commençons par l'auto-protection. La boucle arrive sur la première borne et sort à la dernière (retour à la boucle) après son passage à travers les micro-switches MS1/MS2. Le 0 V nécessaire aux composants actifs suit à la borne 20. En troisième position, on trouve la commande déportée de la LED temporisation (se reporter au schéma de la centrale). Même principe pour le point quatre mais en revanche la commande arrive de l'alimentation (borne défaut). Viennent ensuite les bornes 7/4/1/A du commutateur à clé à trois positions qui sont :

- position 1 : hors service
- position 4 : test
- position 7 : mise en service.

Enfin, le buzzer trouvant sa commande sur le bornier de la centrale (B1/11).

On comprendra aisément le fonctionnement de ce circuit en s'aidant du schéma général de la platine de la centrale.

Avant tout, cette option nécessite d'effectuer une modification sur le circuit imprimé de la centrale, pour cela il faut observer la procédure suivante :

- Monter 4 bornes sur les points 25, 26, 27, 28 situés en bas et à droite du circuit (côté composants), juste sous le bornier des sorties relais.
- Ensuite retourner le circuit imprimé.
- Préparer 4 fils de 20 cm de longueur, dénudés et étamés aux extrémités sur environ 4 à 5 mm.
- Souder un fil sur la pastille de la borne 25 et l'autre extrémité sur la pastille du point 4 du commutateur à clé.
- Même opération de la borne 26 au point A du dessin (sur une borne de S6 et la cathode de D17, fig. 9).

- Continuer par la soudure à la position 27 à la pastille 5 du commutateur à clé.

- Enfin terminer par le raccordement entre le point 28 et le repère B (cathode de D56).

Pour l'utilisation de la commande à distance, il faut retirer le cavalier S6 sur la platine centrale. Il se localise au-dessus du commutateur à clé.

LE FONCTIONNEMENT

La commande à distance étant sur la position hors service (1), l'utilisation totale du commutateur sur la centrale demeure. Ceci permet de mettre en service ou d'effectuer les tests tout en étant à l'intérieur des lieux protégés.

La manipulation du commutateur à distance implique que celui de la centrale soit sur la position hors service. Dans ce cas seulement, les fonctions sont disponibles. Sur la position 1 (hors service), le voyant vert tempo demeure éteint. En revanche, celui de défaut d'alimentation est allumé fixement.

Si les circuits de contrôle détectent un défaut, la LED rouge clignote, signalant ainsi une anomalie. Dans ce cas, c'est au niveau du circuit d'alimentation qu'une indication précise sera visible en consultant la série de voyants.

La position suivante (4) est identique à celle de la position 5 de la platine principale. Donc, elle autorise le fonctionnement du buzzer en cas de défaut sur une boucle pour la mise en service ou l'indication d'une détection mémorisée sur un des circuits. En cas de défaut sur une boucle au moment de la mise en service, la LED verte de tempo restera illuminée.

Enfin, la position mise en service (7) assure la remise à zéro générale des circuits suivie de la mise en veille.

Rien de compliqué pour cette option car nous avons affaire à une réplique du commutateur à 7 positions de la platine centrale.

LE CIRCUIT IMPRIME

(figure 10)

De petite taille, ce circuit simple

n'appelle pas de commentaires particuliers quant à sa réalisation.

LE CABLAGE (figure 11)

Peu de composants à câbler, seulement deux recommandations :

- les LEDs devront avoir de grandes pattes ;
- le buzzer sera monté perpendiculairement au circuit avec deux picots ou deux tiges de cuivre étamé.

On peut se contenter d'un seul micro-switch pour l'auto-protection en câblant un strap shuntant l'autre.

LA MISE EN BOITE

J'ai opté pour du matériel électrique standard Legrand dans lequel le module est enfermé. Il s'agit d'une platine étanche de la série plexo (réf. Legrand 90346) pour la face avant et d'un boîtier d'encastrement standard (réf. Legrand 89128).

La face avant, qui supportera la serrure à clé à trois positions et laissera apparaître les deux LEDs, sera usinée dans un morceau d'aluminium de 2 mm d'épaisseur. Le plan se trouve à la figure 13. Ces indications et dessins sont une aide à la réalisation, bien entendu, chacun s'adonnera à ses préférences.

INSTALLATION

A l'aide de la figure 12, on effectuera la jonction entre la platine centrale et ce boîtier de commande à distance en utilisant un câble blindé à 10 fils, comme cité plus haut.

Respectez les couleurs pour obtenir un câblage clair et cohérent.

CONCLUSION

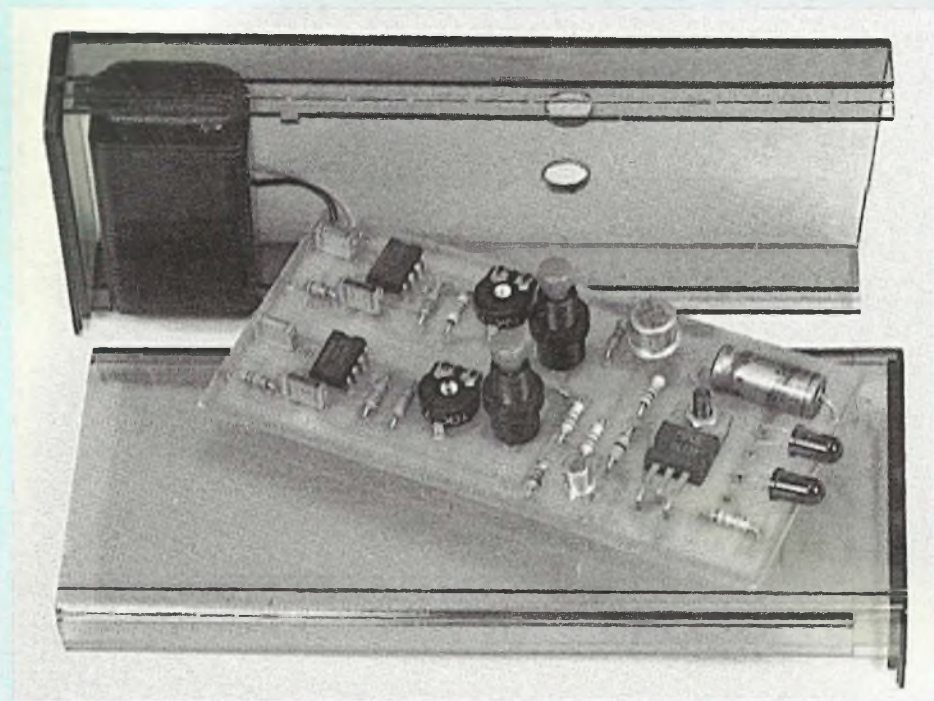
Nous voici arrivés au terme de cette longue étude. Il reste tellement de choses à dire et de conseils à prodiguer qu'une revue entière n'y suffirait pas. J'espère que cette série d'articles a réussi à démystifier l'alarme et que bon nombre d'entre vous n'hésiteront pas à réaliser leur propre installation de sécurité.

Si des points demeurent encore obscurs pour certains ou qu'ils éprouvent des difficultés face à un appareil à

TELECOMMANDE INFRAROUGE

L'EMETTEUR

1^e partie



La télécommande par infrarouges, tant par sa simplicité d'emploi que par son insensibilité aux agressions extérieures (ce n'est pas le cas, par exemple, des télécommandes par radio), se prête bien aux applications à l'intérieur de la maison. Sa directivité théorique y est, d'ailleurs, contre-carrée par les réflexions sur les murs et sur les plafonds.

La technique de la modulation par impulsions, couramment exploitée, a incité les constructeurs à développer des circuits spécifiques. Pourtant, des méthodes très traditionnelles, à base des composants les plus communs, donnent déjà accès à de nombreuses applications. Ce sont elles que nous avons retenues pour réduire les coûts et faciliter l'approvisionnement.

UN SYSTEME MODULAIRE

Pour accroître la souplesse d'emploi et

permettre à chacun de réaliser une télécommande personnalisée, nous avons conçu notre système sous forme de modules.

A un émetteur unique, très simple puisque ne comportant que deux canaux (figure 1), est associée une tête réceptrice, elle aussi universelle et caractérisée par sa grande sensibilité. La diversification intervient au niveau des modules de décodage et des circuits d'exécution des ordres.

Le premier module exploite un canal d'émission et fonctionne en tout ou rien. Il peut prendre alternativement deux états stables, passant de l'un à

l'autre à chaque pression sur le poussoir du canal correspondant de l'émetteur. On pourra s'en servir, par exemple, pour allumer ou éteindre un plafonnier, mettre en service ou arrêter un amplificateur (ou un téléviseur un peu ancien dépourvu de télécommande), etc. Naturellement, les deux canaux de l'émetteur, associés à deux récepteurs, permettent l'arrêt ou la mise en marche de deux appareils distincts. C'est la solution illustrée par la partie supérieure de la figure 1.

Une seule tête réceptrice, associée à deux décodeurs calés sur les fréquences F_1 et F_2 , peut aussi commander un circuit d'exécution à réponse progressive, avec deux sens de variation. L'un de ces sens correspond à la fréquence F_1 , l'autre à F_2 . Un tel module peut actionner à distance, par exemple, un gradateur de lumière. Au moyen de circuits d'interface convenables, il pourrait aussi régler le volume d'un amplificateur.

En fin d'article, nous développerons naturellement ces diverses applications. Mais, pour commencer, passons par une petite étape théorique.

Puisque la télécommande décrite fait intervenir les phénomènes fondamentaux de la photo-émission et de la photo-réception, il nous paraît opportun d'effectuer quelques rappels théoriques sur ces mécanismes. Que le lecteur se rassure : nous resterons simples...

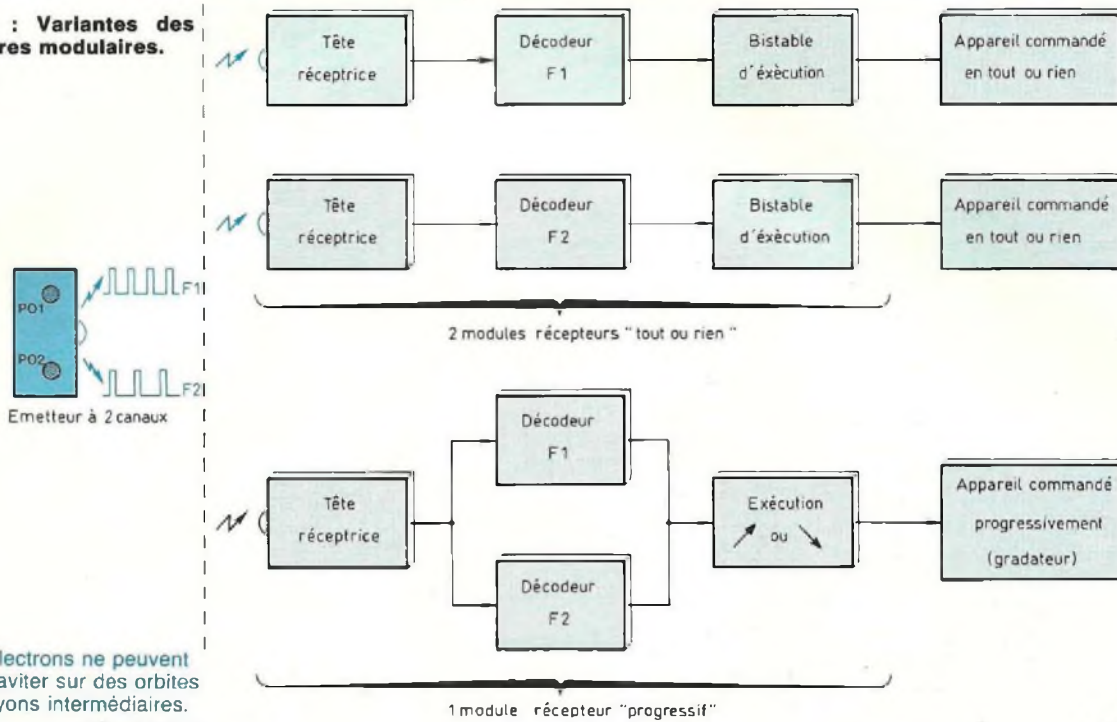
STRUCTURE ATOMIQUE ET NIVEAUX D'ENERGIE

Tout atome se compose d'un noyau, assemblage de neutrons électriquement neutres et de protons chargés positivement, autour duquel gravitent des électrons. Electriquement négatifs, ces derniers, attirés par le noyau, tomberaient sur lui si la force centrifuge due à leur vitesse de rotation, n'équilibrait la force d'attraction.

Une comparaison tentante fait assimiler cet ensemble à un système planétaire (figure 2) dont le noyau serait le soleil. Pourtant, la mécanique quantique impose ici une différence impor-

LA MODULATION PAR IMPULSIONS

Fig. 1 : Variantes des structures modulaires.



Les électrons ne peuvent pas graviter sur des orbites de rayons intermédiaires.

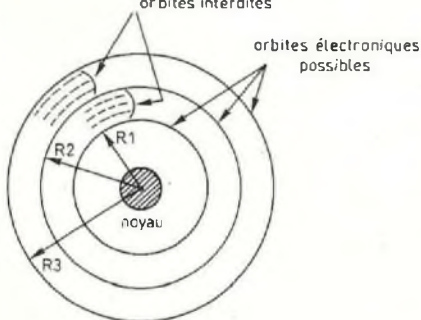


Fig. 2 : Orbites électroniques dans l'atome.

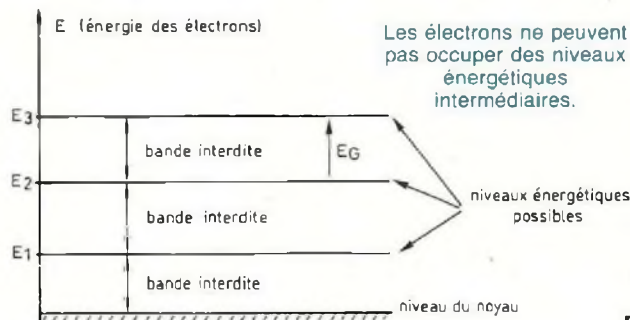


Fig. 3 : Niveaux énergétiques possibles et bandes interdites.

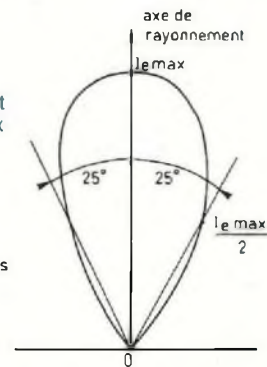


Fig. 4 : Diagramme de rayonnement de la diode LD 271.

tante. En effet, seules certaines orbites (donc certains rayons) sont possibles, les intervalles séparant deux orbites successives restant strictement interdits aux électrons.

A chaque rayon correspond une énergie des électrons gravitant à cette distance : c'est l'énergie qu'il aurait fallu leur fournir pour les arracher du noyau s'ils y étaient tombés et les transporter sur l'orbite correspondante. Au dessin de la figure 2, on peut alors faire correspondre celui de la figure 3 où les différents rayons possibles sont remplacés par autant de niveaux d'énergie.

Deux niveaux d'énergie successifs sont séparés par une bande interdite puisqu'il y a des orbites interdites.

DE L'ELECTRON AU PHOTON OU DU PHOTON A L'ELECTRON

Supposons réunies, dans la figure 3, les conditions suivantes :

- Il existe des électrons au niveau énergétique E3.
- Il existe des places libres pour les

électrons, autrement dit des trous, au niveau inférieur E2.

- Un mécanisme, que nous ne précisons pas, permet de faire descendre un électron du niveau E3 au niveau E2. Dans cette opération, l'électron cède l'énergie E3 - E2, qu'on retrouve sous la forme d'une nouvelle particule, un photon. Il revient au même de dire qu'il y a émission d'un rayonnement : photon et onde sont deux aspects indissociables de la lumière. La longueur d'onde λ est liée à la perte d'énergie par :

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{E_3 - E_2}$$

TELECOMMANDE INFRAROUGE - L'EMETTEUR

où h est une constante fondamentale de la physique (constante de Planck) et c la vitesse de la lumière.

Les longueurs d'onde visibles s'échelonnent de 400 nm (violet) à 800 nm (rouge). Il y aura émission d'**infrarouges** ($\lambda > 800$ nm) si la bande interdite $E_G = E_3 - E_2$ est suffisamment petite.

Ce phénomène de l'émission d'infrarouges est celui qu'exploitent les diodes émettrices, telles la LD 271 de notre montage.

Le passage du photon à l'électron, ou plus exactement à la paire électron-trou, est le phénomène inverse. Si le rayonnement incident présente la bonne longueur d'onde, donc s'il apporte l'énergie $E_3 - E_2$, un électron passe du niveau E_2 au niveau supérieur E_3 , laissant un trou au niveau E_2 . Ces porteurs de charges, créés par la lumière, sont à l'origine du courant inverse qui prend naissance dans la photo-diode.

REMARQUE IMPORTANTE

La courte analyse que nous venons de proposer est, volontairement, très simplifiée. Au sein d'un cristal semi-conducteur, les atomes ne sont pas isolés, mais intimement liés les uns aux autres. La structure de la figure 3 s'en trouve compliquée, chaque niveau étant alors remplacé par une **bande d'énergie**, parmi lesquelles on distingue, notamment, la bande de Valence (électrons liés aux atomes sur leur orbite externe) et la bande de conduction (électrons libres de se déplacer dans le réseau cristallin).

Nous nous en tiendrons cependant là pour aborder, maintenant, la description des modules de notre télécommande.

L'EMETTEUR

Ainsi qu'annoncé plus haut, il ne travaille que sur deux fréquences d'émission, puisque la diversification des ordres transmissibles s'effectue principalement lors du décodage dans les récepteurs. Le critère ayant essentiellement guidé sa conception, résidait dans le rendement afin d'obtenir les

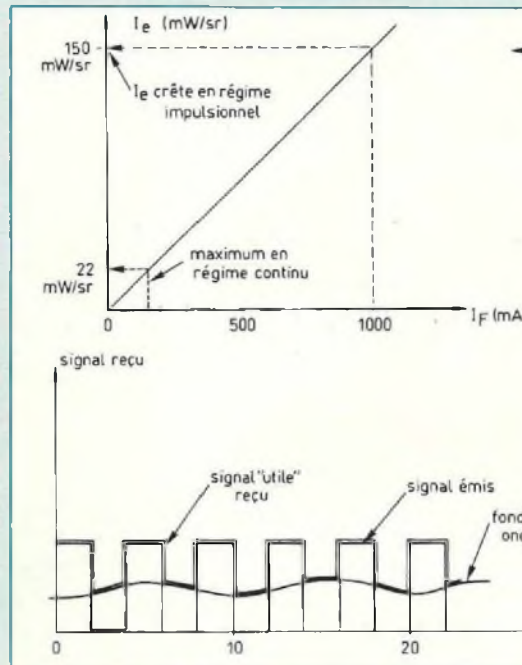
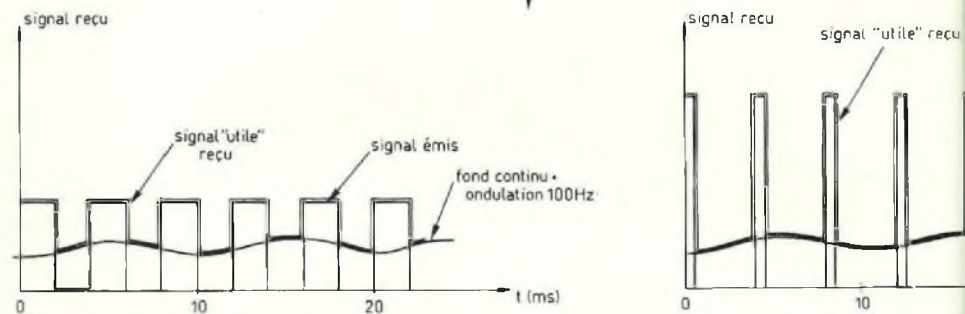


Fig. 5 : Intensité énergétique en fonction du courant direct.

Fig. 6 : Un rapport cyclique voisin de 0,5 (crêteaux symétriques) limite la puissance de crête, donc l'efficacité du signal utile reçu.



portées maximales avec une consommation d'énergie minimale, autorisant l'alimentation par une pile miniature. Nous discuterons d'abord de ce problème qui détermine la configuration des circuits et le choix des diodes émettrices.

EMISSION PAR IMPULSIONS, ET RENDEMENT

Outre la longueur d'onde centrale de la bande dans laquelle elle rayonne, 950 nm pour le modèle LD 271 choisi, une diode émettrice infrarouge se caractérise, comme toute source de rayonnement, par son **intensité énergétique** I_e . Cette intensité énergétique, définie comme la puissance envoyée par unité d'angle solide, s'exprime en watt/stéradian (W/sr), ou en milliwatt/stéradian (mW/sr). Pour une diode donnée, elle dépend :

- de l'angle que fait la direction considérée avec l'axe de révolution du système. Ainsi, le diagramme de la figure 4 montre que l'intensité énergétique baisse de 50 % lorsqu'on s'écarte de l'axe de $\pm 25^\circ$;

- de l'intensité I_F du courant direct

traversant la diode de l'anode vers la cathode. I_e , sensiblement proportionnelle à I_F (figure 5), vaut typiquement 15 mW/sr à 100 mA pour une LD 271. Naturellement I_F , donc I_e , sont limitées par les possibilités de dissipation de la puce semiconductrice. Pour une LD 271 fonctionnant en régime continu, donc à I_F constant, ce courant ne doit pas dépasser 150 mA pour une température de 25° C. En régime impulsif, cette limite de 150 mA s'applique à l'intensité moyenne, ce qui permet à l'intensité de crête, donc aux valeurs de crête de I_e , d'atteindre des valeurs beaucoup plus élevées. Nous allons voir que ceci autorise une augmentation considérable de l'efficacité et de la portée.

EXTRACTION DU SIGNAL DANS LE RAYONNEMENT PARASITE

Le récepteur d'une chaîne de télécommande par infrarouges ne se trouve jamais dans l'obscurité. En l'absence, comme en la présence, du signal envoyé par l'émetteur, il reçoit aussi d'autres rayonnements comportant de l'infrarouge et auxquels réagit évidemment la photodiode. Parmi ces sources, on peut notamment citer la lumière du jour (énergie pratiquement constante sur une courte durée) et les

LA MODULATION PAR IMPULSIONS

Fig. 7 : Avec un rapport cyclique faible, on peut augmenter considérablement la puissance de crête.

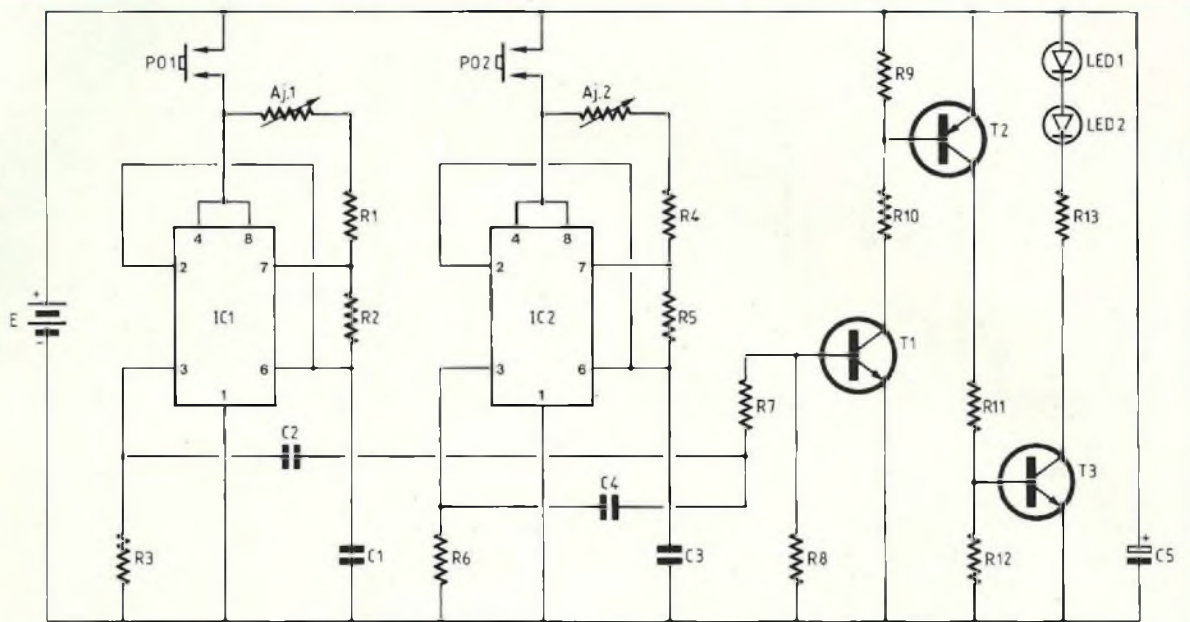
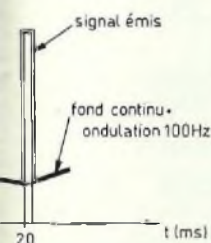


Fig. 8 : Schéma de l'émetteur.

lampes à incandescence ou à fluorescence, alimentées en 50 Hz et émettant donc un rayonnement modulé à 100 Hz, auquel s'ajoutent des impulsions pour la fluorescence.

Examinons le cas de la figure 6 où le signal émis par la diode LD 271 se compose de créneaux à rapport cyclique 0,5. Le respect de la valeur maximale moyenne f_f impose une amplitude limitée réduite et le signal utile ne se distingue que difficilement du signal parasite. La réception reste peu efficace et limitée en portée, toutes choses égales par ailleurs.

Dans le cas de la figure 7, au contraire, on fait travailler la diode émettrice avec de courtes impulsions d'intensité f_f , donc un rapport cyclique beaucoup plus faible. Les valeurs de crête peuvent en être augmentées d'autant (elles atteignent 1,5 A dans notre cas) et le signal utile reçu sort nettement du fond parasite. On obtient ainsi des portées considérablement accrues.

SCHEMA THEORIQUE DE L'EMETTEUR

Représenté en figure 8, il tient compte, évidemment, des considérations précédentes.

Les deux oscillateurs correspondant aux deux canaux s'organisent autour de très classiques circuits LM 555. Normalement hors service puisque non alimentés, ils entrent en oscillation dès qu'on les relie à la pile E (modèle miniature de 9 V) en fermant les push-overs PO1 ou PO2. Pour chaque ensemble, la fréquence se trouve déterminée par les composants AJ1, R1, R2 et C1 d'une part, AJ2, R4, R5 et C3 d'autre part. Elle se situe aux alentours de 10 kHz mais peut être calée, pour chaque canal, sur la fréquence du décodeur correspondant, grâce aux ajustables AJ1 et AJ2.

Sur les sorties 3 des oscillateurs, aux bornes de R3 et de R6 respectivement, on recueille des créneaux à transitions brèves et à rapport cyclique voisin de 0,5. Une différenciation par les cellules C2, R7, R8 dans le premier cas, C4, R7, R8 dans le deuxième, transforme les flancs montants et descendants en fines impulsions alternativement positives et négatives. Seules, les premières débloquent le transistor NPN-T1, le conduisant ainsi brièvement et périodiquement à la saturation. Grâce à la cascade des trois transistors T1, T2, T3, dont le dernier est un modèle de puissance supportant des

intensités de collecteur de 6 A, on envoie dans les diodes émettrices DEL1 et DEL2 connectées en série les brèves impulsions de courant souhaitées. Précisons cette situation par un calcul très simple.

A la saturation, la différence de potentiel V_{CE} de T3 s'établit à 0,3 V. La tension anode-cathode de chaque diode, valant alors 1,4 V environ, il reste aux bornes de R13 :

$$V_{R13} = 9 - 0,3 - (1,4 \times 2) = 5,9 \text{ V}$$

En réalité et malgré le condensateur C5 faisant office de réservoir, la tension d'alimentation tombe, pendant les crêtes des impulsions, au voisinage de 7,5 V pour une pile alcaline neuve ou de 7 V pour une batterie CdNi (tension nominale de 8,2 V). La résistance R13 ne voit donc qu'une différence de potentiel de 4 V environ et le courant de crête n'atteint que 1,5 A. Avec un rapport cyclique de 0,04 à 0,05, on reste dans les limites acceptables pour les diodes LD 271.

Le consommation moyenne, pendant la durée des commandes, est évidemment bien plus faible : pour un rapport cyclique de 0,04, elle ne dépasse guère 70 mA, compte tenu des intensités absorbées par le reste du mon-

TELECOMMANDE INFRAROUGE - L'EMETTEUR

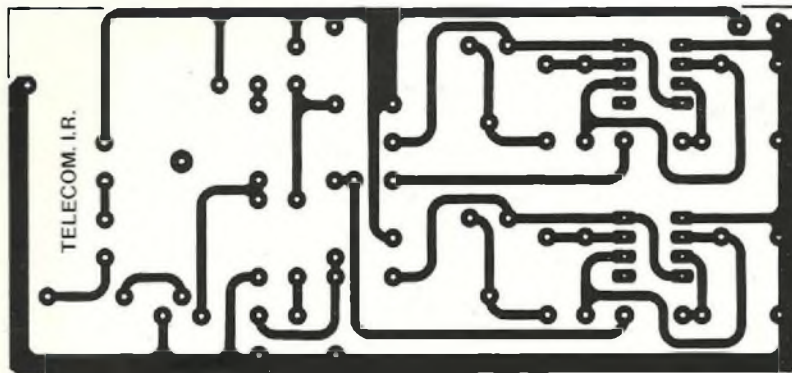


Fig. 9

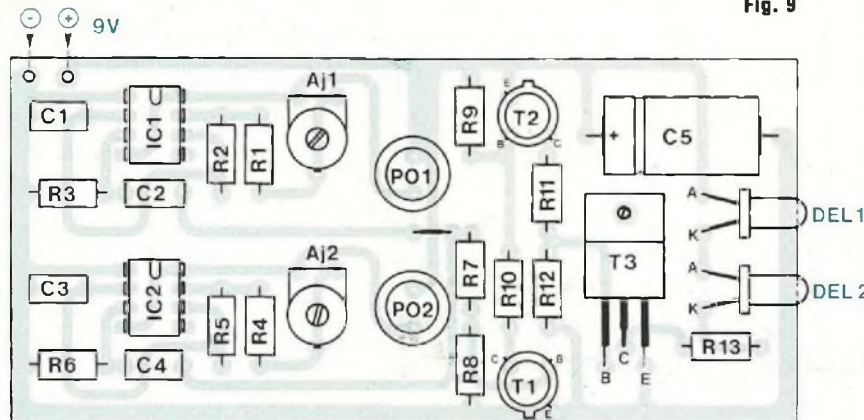


Fig. 10

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

EMETTEUR

● Résistances 1/4 W ± 5 %

R1 - 4,7 kΩ
 R2 - 5,1 kΩ
 R3 - 15 kΩ
 R4 - 3,3 kΩ
 R5 - 5,1 kΩ
 R6 - 15 kΩ
 R7 - 1,5 kΩ
 R8 - 1,5 kΩ
 R9 - 270 Ω
 R10 - 1,5 kΩ
 R11 - 100 Ω
 R12 - 33 Ω
 R13 - 2,7 Ω

● Résistances ajustables (horizontales)

AJ1, AJ2 - 10 kΩ

● Condensateurs

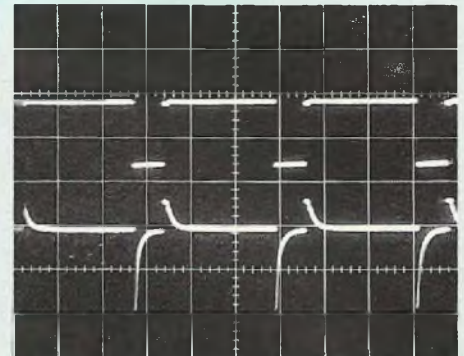
C1 - 10 nF
 C2 - 1 nF
 C3 - 10 nF
 C4 - 1 nF
 C5 - 220 μF / 16 V (électrolytique, sorties axiales)

● Semiconducteurs

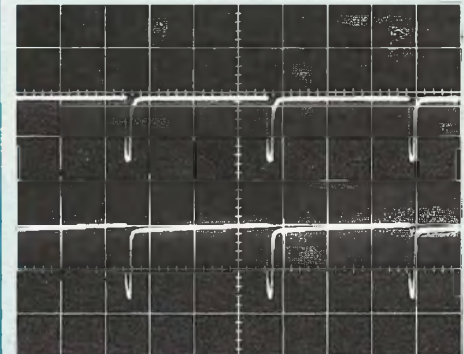
IC1, IC2 - LM 555
 T1 - 2N 2222
 T2 - 2N 2905
 T3 - TIP 41 C
 DEL1, DEL2 - LD 271

● Divers

PO1, PO2 - poussoirs miniatures (contact travail)
 Coffret Heiland HE 222
 Connecteur à pression pour pile 9V



A. En haut, sortie (broche 3) d'un des oscillateurs (5V/division). En bas, impulsions sur la base de T1 (1 V/division). Balayage : 50 μs/division.



B. Impulsions sur le collecteur de T3 en haut (5V/division) et fluctuations de l'alimentation en bas (1V/division).

tage. Une pile alcaline autorise alors plusieurs milliers de commandes !

REALISATION

DE L'EMETTEUR

Tous ses composants, y compris les boutons poussoirs PO1 et PO2, prennent place sur le circuit imprimé de la figure 9, conformément au schéma d'implantation de la figure 10. On engagera bien les pattes des poussoirs dans leur trou pour limiter l'encombrement en hauteur. Les diodes DEL1 et DEL2, orientées parallèlement au circuit, seront légèrement inclinées vers la gauche pour l'une, vers la droite pour l'autre afin d'augmenter l'angle total de rayonnement et de diminuer la directivité.

L'appareil prend place dans un petit coffret de plastique Heyland HE 222, dans lequel on aménagera un empla-

CENTRALE D'ALARME

cement pour la pile à l'aide d'une cloison découpée dans une chute d'époxy et collée verticalement. Les poussoirs sortent par deux trous de 7 mm de diamètre découpés dans le fond du boîtier, utilisé ainsi à l'envers. Leurs écrous servent au maintien de la carte.

Nous avons constaté, enfin, qu'on améliorerait légèrement la portée en perçant des fenêtres dans la paroi frontale du coffret et en laissant très légèrement sortir les diodes.

CONTROLE DE FONCTIONNEMENT

Même en l'absence de récepteur, on peut déjà contrôler le fonctionnement de l'émetteur par un examen à l'oscilloscope. L'oscillogramme A montre, pour un canal, le signal de sortie du 555 (trace supérieure) et les impulsions sur la base de T1 (trace inférieure). Ces dernières sont écrêtées vers le haut à 0,7 V par la jonction base-émetteur du transistor.

L'oscillogramme B montre, sur sa trace supérieure les impulsions observées entre la masse et le collecteur de T3. La trace inférieure, elle, fait apparaître les chutes de tension de l'alimentation que nous avons évoquées plus haut lors des appels de courant.

Notre prochain numéro vous dévoilera la tête réceptrice de cette télécommande dont le rôle est de transformer le rayonnement infrarouge (photons) en courant électrique (électrons) à l'aide d'une photodiode.

Une application vous sera également proposée, destinée à la mise sous tension ou à l'arrêt (fonctionnement en tout-ou-rien) d'appareils alimentés par le secteur.

à suivre...
René Rateau

raccorder, que sais-je encore, écrivez à la rédaction afin que je réponde dans la mesure du possible en rédigeant un complément d'article pour informer le plus grand nombre.

MEA CULPA

Je signale deux petites erreurs dans la partie alimentation.

Dans la nomenclature, je disais T1, T2, T3 sont des NPN (BC 547). Le transistor T1 est un PNP (le seul du montage), dans ce cas un BC 557 remplacera l'intrus.

La deuxième erreur se situe sur le circuit de visue. On trouve deux résistances R30. Les valeurs sont bonnes sur l'implantation, le marquage seul est faux.

Gabriel Kossmann

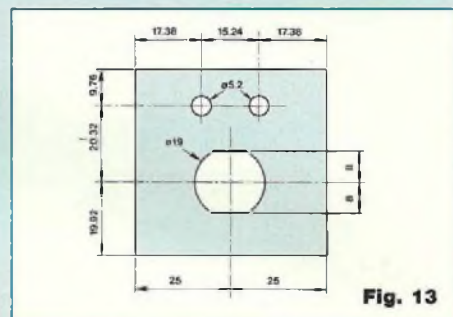


Fig. 13



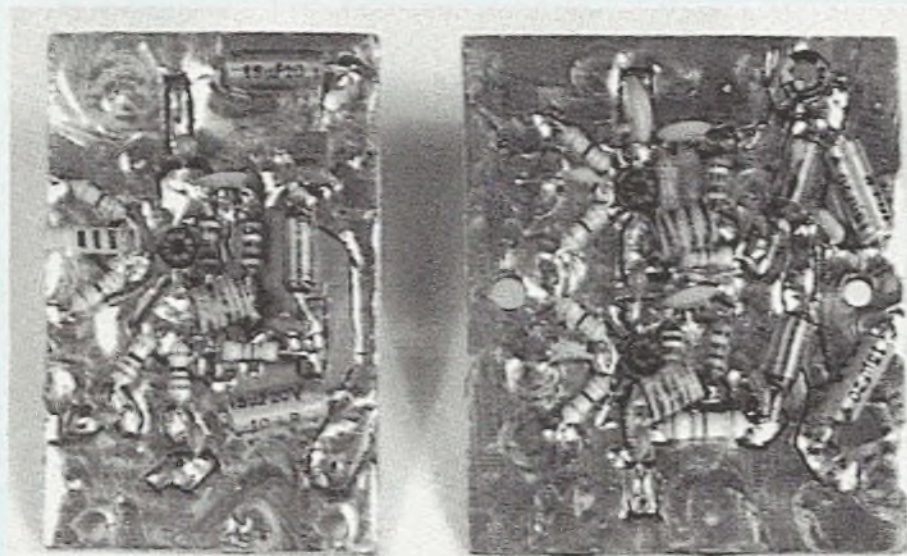
CENTRALE D'ALARME

Composants d'approvisionnement délicat
mis à la disposition des lecteurs par la Rédaction :

	Qté	Prix unitaire	Prix total
Châssis alu + capot de la centrale		160,00 F	
Châssis alu + capot alimentation		140,00 F	
Commutateur 7 positions + serrure		72,00 F	
Micro-switch à palette longue		20,00 F	
Micro-switch à palette courte		15,00 F	
Tranzorb		20,00 F	
Transformateur 220 V/18 V avec écran pour C.I.		110,00 F	
PRIX TOTAL DE LA COMMANDE			F

Adresser votre commande aux Editions Périodes :
1, boulevard Ney 75018 Paris
accompagnée de son règlement par chèque bancaire, C.C.P. ou mandat.

PREAMPLIS D'ANTENNE TV/FM 12 dB et 20 dB



Quel que soit le niveau de qualité du téléviseur ou du tuner FM dont nous pouvons disposer, il existe un domaine dont on ne parle qu'avec gêne, son importance n'est pas mésestimée mais semble être le carrefour des ignorances, des peurs et des confusions : les antennes...

Nous nous proposons d'éclairer le lecteur pour aider à la compréhension du sujet et réaliser de petites choses fort pratiques visant à éliminer les tempêtes de neige sur images TV, les scratches sonores du tuner FM et son silence qui sonne comme les chutes du Niagara... Ce mois-ci, on plonge dans le grand bain avec des amplis large bande à transistors courants qui exigent simplement de l'habileté manuelle. Il est supposé évident qu'aucun lecteur ne dispose d'équipements de mesure UHF/VHF, et probable qu'il n'a jamais "bidouillé" dans ces fréquences ; c'est l'occasion...

NOTIONS PREALABLES

La chose la plus claire dans les bandes de fréquence se chiffrant en centaines de MHz est précisément que

rien n'y est clair. A la limite, c'est le côté amusant qui nous a motivés pour une approche originale que les néophytes soigneux apprécieront. D'abord le coup d'œil :

– Toutes réception VHF ou UHF doit commencer par une antenne parfaite sur le site précis qui est toujours un cas particulier. Sachant que 30 % environ des antennes ont été mal choisies, mal orientées, ou que le montage hâtif comporte des fautes... un bon tiers des usagers manque de gain à son insu.

– Sans parler du vieillissement (oxydation des râteaux et câbles de descente) ou des pannes vicieuses (transfo symétriseur UHF coupé, rouille et famille d'insectes dans les boîtiers de raccord et couplage), il y a ces tempêtes de printemps en France qui ont détruit ou "secoué" 20 % au moins des équipements. Le non remboursement par les assurances de

ces dégâts (ce qui est scandaleux) a conduit nombre d'usagers à bricoler eux-mêmes ce qui pouvait être sauvé : une vraie loterie...

– Pour la FM, 90 % des antennes sont à côté de la plaque, soit (et c'est la majorité) parce que le vieux tromblon en "twin-lead" 300 Ω manque de vitamines en intérieur, soit parce qu'une prise murale 75 Ω d'installation collective finit par entrer sur une tête FM 300 Ω , soit parce que certaines stations émettent en polarisation verticale et d'autres en horizontale tandis que l'antenne est figée.

– Malgré ce lourd constat, tout marche à peu près et presque partout, ce qui prouve que les capacités et inductances parasites ont parfois du bon, qui passent un faible signal que rattrape la commande automatique de gain (CAG) du récepteur au prix d'un joli soufflé à l'image ou dans la FM stéréo.

– De surcroît, l'honnêteté oblige à dire que les meilleurs circuits et conseils sont donnés sans garantie (à 500 MHz et dans votre cas particulier, vous êtes encore plus unique qu'à l'accoutumée) d'un miracle auquel même à Lourdes on ne croit plus. En très haute fréquence toutefois, il s'en produit couramment...

NOTRE APPROCHE

Elle comporte plusieurs étapes pour éviter les dépenses inutiles dont la première consiste à tester l'effet sur votre installation de bons préamplis réalisés en composants universels ; seuls vous manquent les transistors, ce sont les plus répandus.

Si d'aventure un meilleur gain hors antenne n'est pas la solution, nous verrons ce que sont, comment faire, ou que choisir comme antenne(s), câbles et accessoires pour trouver du gain "passif" en réception hertzienne.

LE MYSTERE

DE L'AMPLIFICATEUR D'APPOINT

Pour fonctionner à coup sûr, économiquement et simplement, il doit être

ATTENTION DE LA NEIGE SUR VOTRE ECRAN TV

apériodique, c'est-à-dire non accordé, ce qui signifie en clair "large bande". Pour être efficace, il doit avoir un faible facteur de bruit propre et un bon gain, ce qui est contradictoire en circuit mais réalisable tout de même.

Le produit défini ci-dessus a de belles qualités qui impliquent certains défauts. Tout d'abord sa large bande de 50 MHz à 1 GHz environ lui permet de donner du gain aux signaux indésirables, qu'ils soient hors bande FM/TV ou entre deux stations utiles, du moment qu'ils arrivent par câble à l'entrée du circuit. Ici, un léger défaut supportable va devenir une gêne amplifiée.

Par ailleurs, le bruit d'un ampli large bande est par nature supérieur à celui d'un ampli bande étroite. L'essentiel finalement reste que la résultante de bruit du préampli d'antenne soit inférieure au facteur de bruit propre du tuner du récepteur. C'est dans ce cas précis et courant (même dans Paris) que le module améliore spectaculairement l'image et le son stéréo, le gain devenant réellement exploitable en soulageant la CAG du récepteur.

Cette Commande Automatique de Gain est équivalente à un potentiomètre de sensibilité dans la tête HF du récepteur dont la position du curseur serait contrôlée électroniquement en fonction du niveau de tension présent à l'entrée. Sur signal faible, il s'ouvre à fond et, dans ce cas, le bruit local est maximum. Sachant que le facteur de bruit d'une tête HF en TV ou FM est généralement moins bon que celui du préampli (2 à 4 dB environ), il est extrêmement souhaitable d'apporter un gain suffisant pour "refermer" ce potentiomètre automatique et le bruit local qu'il contrôle.

Ainsi constate-t-on une réduction du grain de l'image ou du souffle sonore par amélioration du rapport signal sur bruit. Quant au gain du préampli, il augmente le contraste de l'image, réduit les traînages horizontaux des couleurs (en SECAM c'est surtout le rouge qui traduit un manque de tension HF). Le meilleur "remplissage" des démodulateurs améliore aussi le niveau sonore

et le souffle (en TV) ou le souffle et la séparation stéréo (en FM).

Au passif d'un préampli d'antenne, il faut mentionner deux distorsions problématiques dans les régions à signaux forts : l'intermodulation et la transmodulation entre deux ou plusieurs fréquences puissantes qui peuvent donner naissance à des fréquences nouvelles sous-produits ou sur-produits, parfaitement capables d'occuper tout ou partie d'un canal utile qui s'en trouvera brouillé. Par exemple à Paris, M6 peut être brouillé par intermodulation entre TF1, A2 et FR3 si le préampli a trop de gain.

Un préampli sélectif qui serait ajustable sur la station utile est une bonne idée, mais plus complexe techniquement. Elle exige un réglage à chaque changement de programme, ce qui empêche le "zapping". Pour un possesseur de magnétoscope, c'est carrément inutilisable si l'on enregistre une chaîne en en regardant une autre. D'où le large bande retenu.

Quant à savoir où placer le préampli HF, c'est le mystère complet. A priori, il est réaliste d'imaginer que le meilleur résultat s'obtient en le disposant sur le mât, juste après le coupleur VHF/UHF qui réunit les antennes en une descente unique. On donne du gain avant la descente, ce qui compense largement les pertes dues à la longueur de descente (10 à 30 m habituellement) imputables au câble coaxial lui-même et qui augmentent avec la fréquence. Les coudes à angles vifs et connecteurs en série s'y ajoutent aussi. Compter de 3 à 12 dB de pertes actuelles entre coupleur de mât et récepteur.

Cette disposition parfois impossible à mettre en pratique est de fait excellente mais peut générer un maximum d'intermodulations en champ fort ou amplifier un radio-amateur désadapté en émission. Dans ce cas, le gain est bon (bien sûr) mais certains canaux présenteront des moirages, quadrillages d'image et des gazouillis sonores insupportables.

C'est pourquoi il est assez fréquent d'obtenir le meilleur résultat après quelques pertes, et là où le Taux

d'Ondes Stationnaires (TOS ou ROS) est moins critique, soit en bout de câble c'est-à-dire à l'entrée du récepteur. Dans l'ensemble, ces phénomènes impalpables faute de moyens de mesure seront contournés par les essais en différents points si possible, le réglage de gain que nous avons prévu, et le tout sera jugé à l'image et à l'oreille. Nous ne saurions être plus précis sans risquer de décevoir tel ou tel lecteur.

Pour conclure, il faut savoir qu'il y a 15 ou 20 ans, le signal UHF de 50 μ V était considéré comme le minimum acceptable, mais qu'aujourd'hui un Trinitron de Sony réclame un minimum de 500 μ V (compter 1 mV) pour montrer toutes ses qualités soit un gain en tension de 20 à 23 dB sur une vieille installation, bien d'autres TVC sont comparables sous cet angle. Attention donc.

En FM, si un tuner revendique une sensibilité de 1 ou 2 μ V pour un rapport signal sur bruit de 26 dB en stéréo, il faut savoir que le rapport S/B réaliste est de 55 dB au minimum (si possible 60 dB) pour une écoute de qualité. A titre indicatif, nombre de tuners FM avec le T de 1,50 m (en twin-lead 300 Ω) donnent un rapport S/B de 40 à 45 dB qui passe pour RFM, mais décourage sur France-Musique où l'on doit monter le volume ! Ici on devra atteindre au moins 150 μ V (compter 300 à 400 μ V) pour une bonne qualité Hi-Fi.

NOTRE SUGGESTION

C'est un protocole d'amélioration qui veille sur vos intérêts avec la chronologie que voici, à simplifier selon les cas (immeuble ou maison individuelle, TV ou FM seule, etc.) :

1. Evaluer techniquement votre installation à tous les niveaux qui vous sont accessibles. Il faut ici partir du récepteur, outils en main, pour démonter les fiches coaxiales, prises murales et faire de meilleures connexions (on ratrape 1 dB HF par contact révisé). Si possible, aller jusqu'à l'antenne et voir si elle a bougé avec la tempête. Inspecter le câble soigneusement : toute

blessure passe l'eau (et prend encore 1 dB). Un câble écrasé ou plié à plus de 90° (angle vif) fait son dB également.

Avec précautions, accéder au coupleur d'antenne, l'ouvrir et juger du spectacle. Un circuit imprimé avec champignons, rouille et insectes vaut son nettoyage ou son remplacement. Idem sur chaque rateau dans le boîtier où le câble prend son origine. S'il existe un petit transfo UHF sur ferrite, vérifier qu'il n'est pas dessoudé ou court-circuité ici ou là.

Si tout va bien, en fin de contrôle vous avez gagné 3 à 6 dB typiquement.

2. Réalisez un module préampli "pour voir", qui sera testé à l'entrée du téléviseur avec une petite alimentation réglable ou mieux, la nôtre qui est spécialement conçue.

3. Selon le résultat et vos possibilités d'accès, faites l'essai en haut du câble, près de l'antenne avec un petit TVC portatif télécommandé de contrôle (par beau temps si vous n'avez pas la chance d'opérer dans un grenier).

4. Concluez-en ce qui devra être le meilleur module et la meilleure place pour ce module. Un module sur mât devra être télé-alimenté - c'est le cas de le dire - comme indiqué plus loin.

5. Sachant que le meilleur préampli est une bonne antenne, voyez si finalement, et surtout en FM, l'antenne de toit n'est pas la meilleure idée.

6. Ce mois-ci nous répondons au seul besoin d'un ou plusieurs préamplis, ce qui doit déjà concerner nombre d'entre vous.

PREAMPLI 12 dB

A UN TRANSISTOR

Nous avons conçu un circuit efficace autour d'un BFR 91 qui est le plus répandu et le moins cher des transistors haute-fréquence. Nous avons écarté les composants CMS qui sont une calamité pour la plupart des électroniciens amateurs, et opté pour du matériel dont vous disposez déjà en cherchant un peu dans vos casiers. Le coût est dérisoire, seules l'habileté et la patience sont à prévoir. Et

encore. Le schéma de principe est donné en figure 1. Il s'agit d'un amplificateur neutrodyné en classe A. La charge réelle de collecteur est R1 qui définit le point de fonctionnement avec le concours de la résistance de polarisation R2.

Ici, nous avons choisi un étage bipolaire NPN et non un FET car les FET soufflent moins certes, mais leur gain HF est faible et leur disponibilité aussi. Un BFR 91 en revanche présente un bon gain à 1 GHz encore, avec une fréquence de transition de 5 GHz, mais présente l'avantage d'être un excellent compromis bruit / gain / intermodulation / prix. Le seul type de remplacement dans nos circuits serait le BFR 91 A (une version optimisée assez rare).

Entre collecteur et base du transistor, la figure 1 fait apparaître un réseau R3, L2, C6 série qui évite l'auto-oscillation et surtout effectue une contre-réaction non linéaire de tension destinée à restaurer la phase des signaux UHF malmenée par l'inévitable capacité de Miller (base-collecteur). On peut ainsi faire tenir les creux et les bosses de la courbe de réponse de 50 à 1 000 MHz dans 3 dB environ.

Cette linéarisation du gain en large bande se complète par le réseau d'émetteur R4, R5 et C8 qui opère une contre-réaction en intensité cette fois-ci. R4 et R5 sont deux résistances de 33 Ω donnant 16,5 Ω réels avec 10 pF (C8) en parallèle. Ces 10 pF ont à 100 MHz une impédance de 159 Ω qui n'influe que faiblement sur les 16,5 Ω d'émetteur.

A 600 MHz toutefois, C8 ne vaut plus que 26,5 Ω et à 800 MHz il descend sous 20 Ω. Il en résulte une réduction de potentiel de l'émetteur croissante avec la fréquence tendant à relever le gain en haut du spectre, ce qui avec les limites technologiques du semi-conducteur et les diverses résistances parasites donne bien le relèvement recherché.

On notera dans ce circuit d'émetteur que la moindre inductance parasite s'oppose à ce processus important, c'est pourquoi il est capital de réduire ce terme par deux résistances physi-

ques de petite taille et disposées si possible à 90° sur le circuit imprimé. D'où R4 et R5, et non une seule résistance de 15 Ω. A 1 GHz, une connexion de 1 mm peut représenter dans un cas défavorable une atténuation de 1 dB !

Une famille de condensateurs découple la ligne d'alimentation dont l'importance tient plus à la technologie employée qu'à la valeur exacte sans importance véritable. C1 et C4 au tantale de préférence se complètent avec une plaquette multicouche C2 (pour circuits logiques) et on peut ajouter au besoin un petit disque céramique pour compléter le court-circuit HF de V^+ à V^- .

Un filtre en pi avec L1 nettoie encore l'alimentation de l'étage (par R1) et les bobines en pointillés "L choc" sont des selfs d'arrêt de 4,7 à 10 μH employées au besoin pour la fonction de téléalimentation que nous verrons plus loin.

Finalement, deux sorties sont prévues afin de conserver l'intérêt du circuit si on devait le juger insuffisant et passer au suivant. Dans ce cas en effet, on montera les composants R6 et C9 pour R7 et C10 afin de disposer de deux sorties découplées l'une de l'autre avec environ 3 dB de gain chacune, ce qui fait un séparateur pour deux postes sans pertes, certes moins élégant qu'à transfo ferrite mais valable quand même...

SA REALISATION PRATIQUE

Elle peut dérouter le novice puisqu'il est fait appel à un circuit imprimé double face assez dense, dont la face inférieure est un plan de masse (en HF le cuivre même mince est bon). Les composants seront montés dessus, c'est-à-dire posés avec des connexions courtes, et soudés. La figure 2 donne le tracé du circuit utile tandis que la figure 3 montre les composants en situation.

Bien qu'il soit conseillé de respecter les valeurs R et C indiquées en nomenclature, c'est plus la taille physique du composant que sa valeur exacte qui importe. Choisir à valeur égale le plus faible encombrement est un bon conseil. Notre tracé convient

ÉLIMINATION DE LA NEIGE SUR VOTRE ÉCRAN TV

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

AMPLI 12 dB / 1 ETAGE

● Résistances 1/4 W à couche ± 5 %

- R1 - 470 Ω
- R2 - 12 kΩ
- R3 - 390 Ω
- R4, R5 - 33 Ω
- R6, R7 - 22 Ω (voir texte)

● Condensateurs

- C1, C4 - 15 ou 22 μF/20 V tantale de préférence
- C2 - 0,47 μF ou 1 μF/35 V tantale
- C3, C5 - 22 nF/63 V multicouches pour circuits intégrés logiques (mini-plaquettes)
- C6 - 820 pF céramique miniature
- C7, C9, C10 - 560 pF céramique miniature ou tubulaire (voir texte pour C9, C10)
- C8 - 10 pF céramique miniature ou tubulaire

● Bobines

- L1 - 2,2 μH surmoulée (ou 25 spires de fil 25/100^e sur résistance 1/2 W ≥ 220 kΩ)
- L2 - 4 spires jointives de fil émaillé 0,5 mm sur axe de ∅ 4 mm ou 8 spires jointives de fil rigide 0,35 mm sous gaine 0,5 mm bobinées sur axe de ∅ 3,5 mm
- LCHOC - 10 μH surmoulée (téléalimentation seulement)

● Semiconducteur

Transistor BFR 91

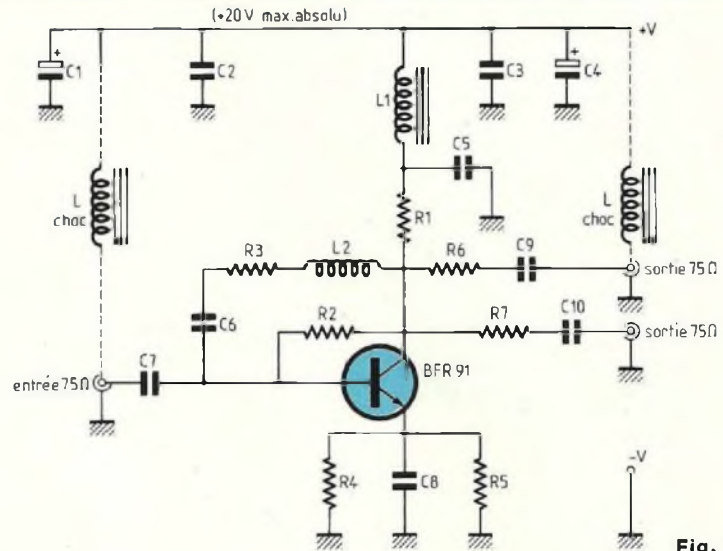


Fig. 1

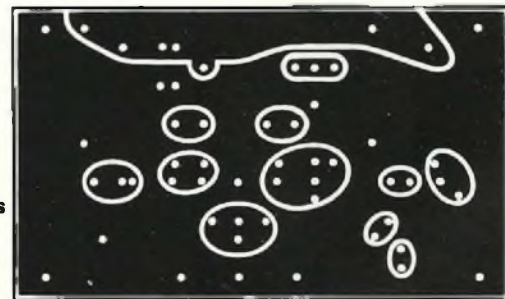


Fig. 2

Circuit imprimé double face. Ne percer le C.I. qu'aux endroits marqués d'un *. Sur le plan de câblage, le côté pistes n'est en fait qu'un plan de masse.

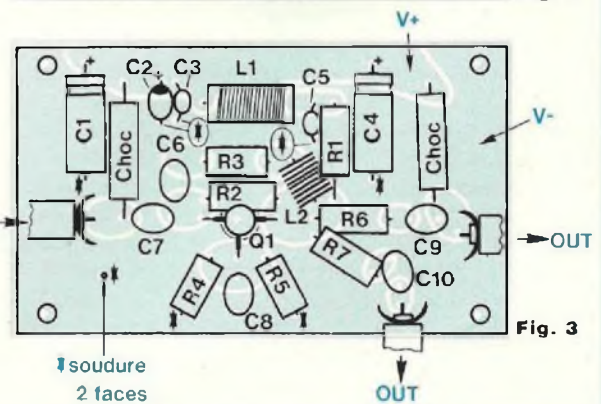
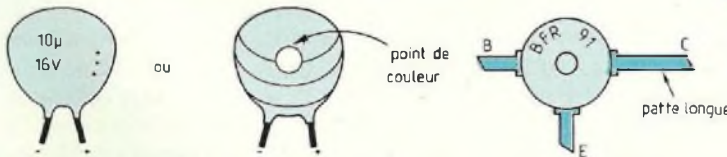


Fig. 3



aux résistances à couche et condensateurs miniatures de qualité courante. Ce tracé, assez délicat, peut être entrepris par gravure anglaise, sans perchloreure, en creusant un sillon séparateur de 1 mm avec une petite fraise montée sur mini-perceuse à main. Ceci est possible **en marquant initialement les trous** avec un foret

de 0,8 mm **sans percer la carte entière, car seuls les trous marqués d'une croix traversent réellement les deux faces** : ce sont les points de masse (multiples en HF) que l'on devra **souder sur les deux faces** une fois le composant placé.

Le plus simple est de se procurer le circuit imprimé tout fait, car la mini-

fraise demande une certaine expérience de l'opérateur, faute de quoi elle dérape vite. Bien poncer le circuit gravé pour permettre de bonnes soudures (la mini-brosse métallique est idéale) puis nettoyer au trichloréthylène **avant d'étamer en totalité au fer et à la soudure fraîche la face composants.**

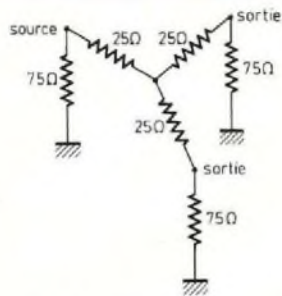


Fig. 4 : Principe d'une distribution 1 entrée/2 sorties tout 75 Ω (méthode avec pertes).

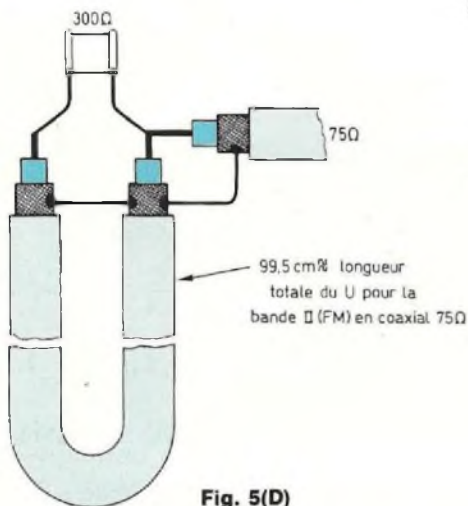


Fig. 5(D)

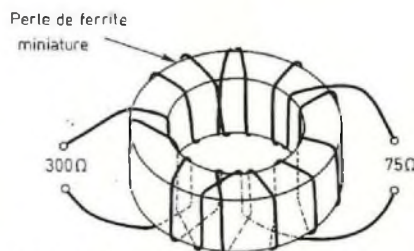


Fig. 5(C)

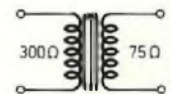


Fig. 5(B)

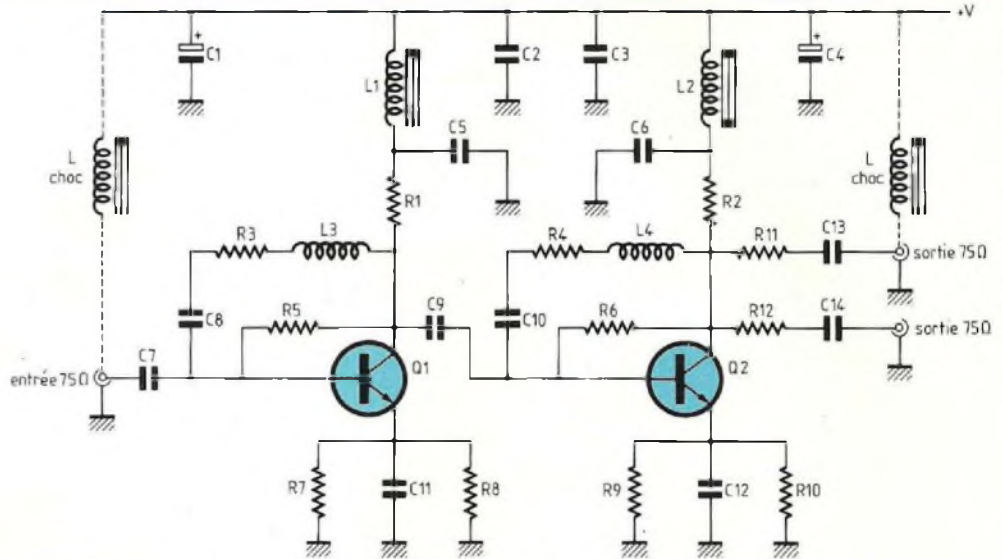


Fig. 6 : Version 2 étages de l'ampli large bande en BFR 91.

Eliminer les courts-circuits de soudure puis repasser au trichlo avec un pinceau pour évacuer les traces de flux de soudure. On peut enfin monter les composants. Le BFR 91 se loge dans le trou de 5 mm qui lui permet d'avoir ses électrodes à plat ; les raccourcir avant soudure.

Les seules erreurs possibles concernent la polarité des condensateurs sur V⁺. En revanche, la difficulté majeure est de poser les composants avec les connexions les plus courtes possibles sans pour autant que leur corps ne touche le circuit imprimé. Ne pas surchauffer, compter 5 secondes avant de relever le fer, pas davantage. **Ne jamais souffler sur une soudure chaude, elle serait "sèche" et à refaire...**

ESSAIS

La carte équipée doit faire l'objet d'un long contrôle visuel, on conseille au départ de fonctionner en alimentation locale (pas de selfs de choc en entrée ou sortie) et en une sortie unique (C9 est soudé au collecteur du BFR 91 sans R6, R7 et C10 sont absents). Avec une petite alimentation réglable, ou mieux celle que nous décrivons plus loin, établir entre V⁺ et masse (V⁻) un potentiel de 12 V en mesurant au contrôleur ou multimètre une tension émetteur/masse de 0,28 V, une tension émetteur/collecteur de 3,6 V et une intensité d'alimentation de 17 mA (tout ceci à ± 5 %). Votre ampli marche. A ce moment, la carte est utilisable avec pour **limite absolue sur V⁺ une**

tension de 20 V qui produit une intensité de 30,5 mA pour cette carte. Typiquement, le module donne alors un gain de 16 dB à 500 MHz pour un facteur de bruit de 3 dB. Toutes ces valeurs sont données à titre indicatif, sauf la limite de 20 V ! Si l'on devait ultérieurement opter pour une configuration à sortie double pour ce module, faute d'avoir le transformateur ferrite, le découplage des deux sorties entre elles par résistances de 22 Ω, cause d'importantes pertes que nous avons minimisées mais qui conduisent à un gain global d'au moins 3 dB par sortie HF (5 typiquement). La figure 4 montre un séparateur résistif 1 entrée/2 sorties toutes en 75 Ω ; ici l'avantage est que 75 Ω sont vus par n'importe quelle charge de 75 Ω.

ADAPTATION DE LA NEIGE SUR VOTRE ECRAN TV

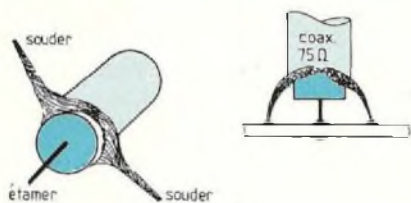


Fig. 9 : Préparation et soudure d'un coaxial 75 Ω sur circuit imprimé.

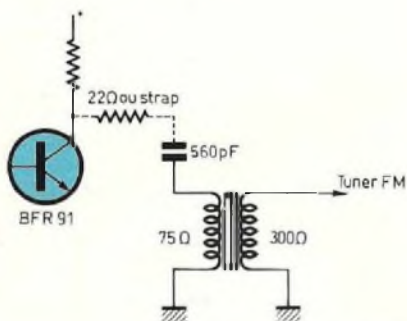
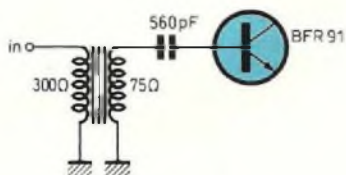


Fig. 5(A)

d'où un ROS (TOS) égal à l'unité. En revanche, chaque sortie est 6 dB en-dessous du niveau entrant, il faut ainsi 12 dB à l'entrée pour sortir sans aucun gain !

Les spécialistes disposent de noyaux ferrite large bande ayant une bonne inductance à 600 MHz, nous n'avons pas su en trouver, d'où notre adaptation sur les schémas qui est un bon compromis. Les deux sorties HF sont assez séparées, le ROS reste faible, le gain n'est pas nul. Ceci n'est vrai que si chaque sortie est chargée par 75 Ω. **Placer une résistance 75 Ω / 0,25 W sur toute sortie libre.**

LE CAS DU 300 Ω

C'est fréquemment celui d'un tuner FM dont l'entrée antenne est uniquement en 300 Ω pour coïncider avec ce

fameux tromblon ("T" en twin-lead) qui manque de vitamines. Si vous disposez d'une entrée 75 Ω, c'est une chance et vous pouvez passer à la suite. Sinon, reportez-vous à la figure 5 qui symbolise le transformateur requis.

Les microvolts et microampères captés, s'ils étaient en phase donneraient des pico-watts VHF. Considérons pour simplifier que c'est vrai, il devient clair qu'une perte importante est vite arrivée et ce, immédiatement si l'on observe que :

- une entrée 300 Ω attaquée par une source 75 Ω verra passer une intensité très élevée mais avec une tension trop faible pour son goût ;
- le cas contraire mènerait au désaccord inverse.

On parle habituellement d'une puissance HF fournie par l'antenne au tuner et non d'une tension, et si un gain en tension de 20 dB était de 10 fois, un gain en puissance de 20 dB vaut 100 fois. Si, de surcroît on bricole un "balun" (ce transfo 75/300), vous devinez qu'un transfert de puissance même de 50 % vaut d'être testé.

D'où les deux techniques de la figure 5, celle du micro-tore ou celle du coaxial.

- Le micro-tore est introuvable, sauf pour glisser sur la Gate d'un MosFet de puissance. Bien sûr, il n'est pas étalonné pour 100 MHz et son inductance dans ce cas est parfaitement inconnue. Bobiner avec enthousiasme 10 spires de fil émaillé 25/100^e (thermosoudable si possible) pour 300 Ω et 5 spires pour les 75 Ω. **Chaque enroulement doit faire le tour du tore avec son nombre de spires.** Votre transfo-mystère fonctionnera à la surprise générale !

- Le coup du coaxial est encombrant, mais facile à réaliser, puisqu'un mètre de câble c'est courant. En théorie, il faudrait accorder la longueur à $0,65 \times \lambda/2$, ce qui est risqué car rien ne prouve que le coaxial dont vous disposez a bien un coefficient de vitesse de 0,65. On prend donc **1 mètre juste** pour la bande FM 88-108 MHz (avec

$F_0 = 98$ MHz) et cela fonctionne aussi, le rendement est même idéal. Du ruban adhésif permettra de plaquer le U sur le câble 75 Ω (ne pas écraser l'angle du U), mais pour l'esthétique... désolé !

La figure 5 indique enfin comment raccorder la merveille à l'un de nos amplis large bande qui ne comprennent que le 75 Ω. Ici, aucun mystère : il importe simplement de bloquer la composante continue par capacité de liaison (560 pF normalisés sur nos schémas), et aucune tété-alimentation n'est envisagée dans ce cas, comme on le devine.

PREAMPLI 20 dB

DEUX ETAGES

Son schéma de principe est donné en figure 6. Il se compose simplement de deux étages du type précédent montés en cascade.

Seules quelques valeurs changent, pour définir un point de polarisation différent sur le premier et le deuxième étage. Le BFR 91 (Q1) travaille cette fois-ci à faible bruit et faible gain car il constituera souvent le premier étage d'une chaîne d'amplis cascades. Le second transistor est, lui, configuré en grand gain et l'on cherche ici à reculer l'intermodulation en conservant une bonne admissibilité. Le ROS Entrée/Sortie est inférieur à 2 et typiquement 1,5/1,7, contre 1,2/1,4 pour notre premier module (valeurs estimatives).

La réalisation pratique s'appuie sur les figures 7 et 8 où tout ce qui a été dit précédemment reste évidemment applicable. La carte toute prête est ici encore une bonne solution, le travail est un peu plus minutieux du fait de la densité des circuits. Insistons sur le fait que la bonne mine d'un condensateur n'indique aucunement qu'il se comporte bien en UHF/VHF, et nous suggérons de découpler V^+ à la masse par le lot de capacités de différentes technologies qui se combineront pour associer leurs qualités. Une faible inductance propre est recherchée.

PREAMPLIS D'ANTENNE 12 dB et 20 dB

LES ESSAIS

Comme notre premier ampli, celui-ci doit être testé sur table et **sa limite d'alimentation V^+ à V^- est de 17 V** sous une consommation de 38 mA. Sur une distribution de 20 V, on placera en série $82 \Omega / 0,25 \text{ W}$ entre arrivée continue et piste V^+ , car 20 V conditionnent une sortie de l'aire de sécurité pour les BFR 91 sur l'ampli 20 dB.

Pour minimiser les désadaptations en entrée et sortie, on disposera le coaxial 75Ω avec la préparation montrée en figure 9 qui est la meilleure pour un câble soudé. En règle générale, **faire des soudures plates ou rondes, et éviter les pointes** qui sont problématiques en très haute fréquence.

RESULTATS

On les contrôle bien sûr à l'image en TV, et au son en TV comme en FM. Tout d'abord, il faut savoir que **la perception est quasi-logarithmique** du fait du CAG d'un tuner VHF ou UHF, comme l'élévation de puissance dans une enceinte acoustique :

- Un signal faible d'origine subira avec

quelques dB une amélioration spectaculaire.

- Un signal fort d'origine ne sera que peut affecté par le gain de l'ampli. Ce premier point est important, c'est la **compression** due à la CAG qui déroute au départ. Ensuite, il faut éviter de trop forts gains, parce qu'ils entraînent une réduction de dynamique (CAG encore) et les distorsions sont à craindre (saturation, intermodulation, etc.). Loin des émetteurs en revanche, si tous vos signaux sont faibles, ne vous privez pas de modules. Chaque cas étant particulier, évaluer les résultats en ajustant la tension d'alimentation sans survolter les amplis, en contrôlant à chaque réglage que toutes les stations sont bonnes. Voici quelques effets nuisibles que l'on peut rencontrer sur un ou plusieurs programmes :

- Moirages en S superposés à l'image : souvent un radio-amateur désaccordé à l'émission.

- Raies noires verticales régulières : c'est fréquemment un problème d'ondes stationnaires sur l'entrée ou en sortie. Varier la tension d'alimenta-

tion, sinon la longueur des câbles coaxiaux est incorrecte pour le module. Tester l'effet d'une rallonge ou en dernier ressort, changer l'emplacement du module sur la descente.

- Attention à certaines antennes mal adaptées en ROS (TOS) qui peuvent être allergiques aux amplis de mâts. Les symptômes sont comparables et on conseille de placer le module après le coupleur de râteaux et non avant.

- Des gazouillis dans le son indiquent l'intermodulation, ainsi que des images fantômes (non colorées et quasi-transparentes) qui peuvent signifier distorsion harmonique ou transmodulation (le fantôme est alors assez visible, c'est une autre chaîne) de même qu'un "grillage" fin sur tout ou partie de l'image : une chaîne forte "bave" sur d'autres, régler à gain faible, ou tenter de glisser une atténuation 10 dB (ou autre) en entrée de module, c'est parfois un excellent remède qui réduit également les échos de désadaptation d'impédance.

Dans le n° 79, nous vous proposerons une alimentation adaptée.

Dominique Jacovopoulos

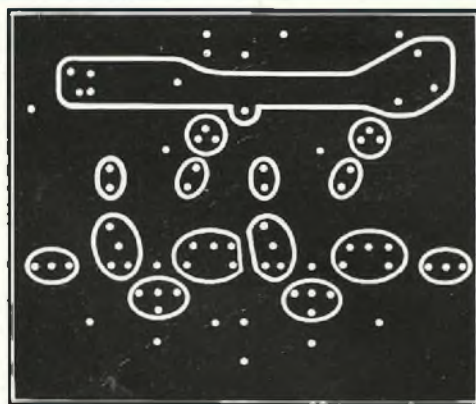


Fig. 7

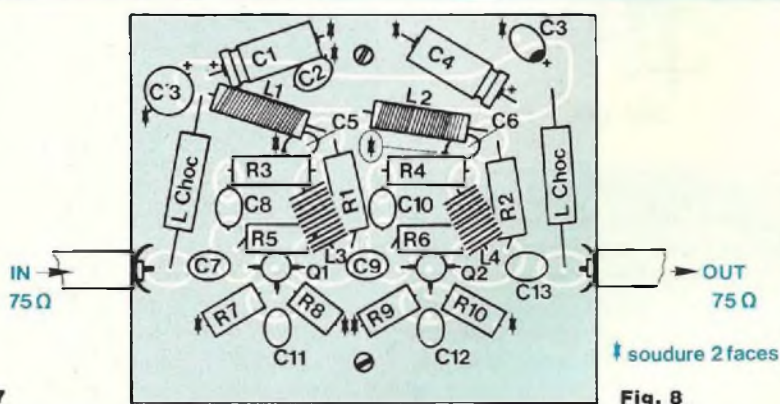


Fig. 8

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

AMPLI 20 dB/2 ETAGES

● Résistances 1/4 W à couche $\pm 5 \%$ sauf * 1/2 W

R1 - 470 Ω
R2 - 180 Ω *
R3, R4 - 390 Ω
R5 - 120 k Ω
R6 - 39 k Ω
R7, R8, R9, R10 - 33 Ω
R11, R12 - 22 Ω (voir texte)

● Condensateurs

C1, C4 - 15 ou 22 $\mu\text{F}/20 \text{ V}$ tantale de préférence (ou chimiques

22 $\mu\text{F}/40 \text{ V}$ debout)

C2 - 0,1 μF multicouches miniature (type logique)

C3 - 1 $\mu\text{F}/35 \text{ V}$ tantale goutte

C5, C6 - 22 nF/63 V multicouches miniature (type logique)

C7, C9, C13, C14 - 560 pF céramique miniature (voir texte pour C13 et C14)

C8, C10 - 820 pF céramique miniature

C11, C12 - 12 pF céramique miniature ou tubulaire

● Bobines (comme ampli 1 étage)

L1, L2 - 2,2 μH surmoulée (ou 25 spires de fil 25/100^e sur résistance carbone 1/2 W $\geq 220 \text{ k}\Omega$)

L3, L4 - 4 spires de fil émaillé 0,5 mm sur axe 4 mm (jointives), ou 8 spires jointives fil de câblage rigide 0,35 mm gaine 0,5 mm sur axe 3,5 mm

LCHOC - 10 μH surmoulée (téléalimentation seulement)

● Semiconducteurs

2 transistors BFR 91

CHELLES ELECTRONIQUES 77

16, av. du Maréchal Foch 77500 Chelles - Tél. 64.26.38.07
Télécopieur 60.08.00.33

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

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



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

VISATON

quelques références :

Boomers :

W 250
W S21 F
W 20 F
W 170

Tweeters :

DTW 86
DT 70 NG
DTS 10 AW

Médiums :

MR 130
DSM 15 AW

MONACOR

Boomers :

SP 250
SP 150
SP 90

MOTOROLA

Tweeters piézo :

KSN 1005
KSN 1016
KSN 1025
KSN 1078
KSN 1039

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

Beckman Industrial™



Oscilloscopes

9020 : 2 x 20 MHz

- Double trace
- Ligne à retard

Prix TTC : 3 990 F



Générateurs de fonctions FG2 AE

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

Prix TTC : 2 090 F



Beckman

9102 (2 x 20 MHz) 6190 F

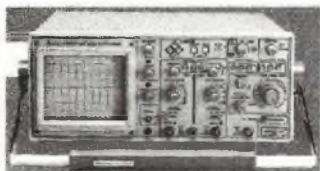
9104 (2 x 40 MHz) 6740 F

- sensibilité maximum : 1 mV (x5)
- double base de temps avec balayage retardé ajustable continûment.
- déclenchement AC, AC-LF, TV, DC.

9202 (2 x 20 MHz) 6190 F

9204 (2 x 40 MHz) 7740 F

mêmes caractéristiques générales que le 9102, doté en plus de l'affichage numérique des paramètres du signal à l'écran avec sélection par curseurs. Grandeur affichées : tension, temps, fréquence, rapport cyclique, phase.



9106 (3 x 60 MHz) 9180 F

- sensibilité maximum : 1 mV (x5)

- double base de temps (50 ms à 0,5 s/div en base de temps A) avec balayage retardé continûment ajustable.

- Commande de séparation des voies X qui autorise l'affichage de huit traces à l'écran, l'entrée externe considérée comme canal d'entrée.



3 Multimètres à Fonctions Multiples



NOUVEAU

DM93

Toutes fonctions standard de base
Prix TTC : 879 F



DM95

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



DM97

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

Caractéristiques communes

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

CONDITIONS DE VENTE : MINIMUM D'ENVOI 100 F.

PAR CORRESPONDANCE : RÉGLEMENT A LA COMMANDE PAR CHÈQUE OU MANDAT-LETTRE, AJOUTER LE FORFAIT DE PORT ET D'EMBALLAGE : 40 F.

CONTRE-REMBOURSEMENT : 55 F. AU DESSUS DE 3 KG (OSCILLOSCOPE, ALIMENTATION) EXPÉDITION PAR LA SERNAM. PORT : 100 F.

PAS DE CATALOGUE

NOM _____

ADRESSE _____

CODE _____

VILLE _____

Le d

