

Lead

COMMANDE DE MOTEURS PAS À PAS AVEC
LE MICROCONTRÔLEUR MOTOROLA 68HC11
ENCEINTE 2 VOIES : EURIDIA 2000 AVEC H.P.
PHL AUDIO / B171.8.1280 ET SEAS / T25.001
LE SINGLE : CLASSE A AVEC KT88/6550/EL34
UN GÉNÉRATEUR VOBLUÉ DE 1 Hz À 1,5 MHz

LA GESTION D'UN
MOTEUR PAS À PAS
A PARTIR DU 68HC11

EURIDIA 2000



LE SINGLE AVEC KT88

BIMESTRIEL MAI / JUIN 2000 / BELGIQUE 204 F.B. / CANADA \$ 4,95

M 1226 - 159 - 28,00 F - RD



COMPOSANTS DE L'EURIDIA 2000

PHL-AUDIO / SEAS



**BOOMER MÉDIUM PHL AUDIO / SP 1280
TWEETER SEAS / T25FC001
CONNECTEURS SPEAKON MÂLE / FEMELLE**



**LE kit complet
2 250 F TTC
(PORT COMPRIS)**



**ENSEMBLE DES COMPOSANTS DU FILTRE PASSIF 2 VOIES
Selfs. CONDENSATEURS. RÉSISTANCES.
PRISES SPEAKON MÂLE / FEMELLE**

Voir bon de commande page 48

Led

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
5 bd Ney, 75018 Paris

SARL au capital de 51 000 F
Directeur de la publication
Bernard Duval

LED

Bimestriel : 28 F
Commission paritaire : 64949
Tous droits de reproduction réservés
textes et photos pour tous pays.
LED est une marque déposée
ISSN 0753-7409

Services :

Rédaction - Abonnements :

01 44 65 88 14

5 bd Ney, 75018 Paris
(Ouvert de 9 h à 12h30 et de
13h30 à 18 h - Vendredi : 17 h)

Ont collaboré à ce numéro :

Bernard Dalstein
Bernard Duval
Gabriel Kossmann
Georges Lavertu

Abonnements

6 numéros par an :
France : 125 F
Etranger : 175 F
(Ajouter 50 F pour les
expéditions par avion)

Publicité :

Henri Mézerette, poste 7060

Réalisation

- PV Editions
Frédéric Vainqueur

Secrétaire de rédaction :

Fernanda Goncalves

Photos :

Antonio Delfin

Impression

Berger Levraut - Toulouse

6

COMMANDE D'UN MOTEUR PAS À PAS UNIPOLAIRE AVEC LE KIT DE DÉVELOPPEMENT 68HC11

Rappelons que le moteur pas à pas, qui est le plus utilisé en électronique, permet d'obtenir un positionnement précis des dispositifs qu'il commande. L'angle de déplacement du rotor est lié au nombre d'impulsions qu'il reçoit.

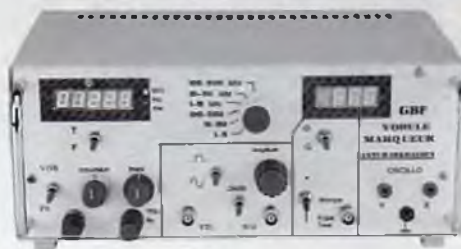
14

ENCEINTE 2 VOIES EURIDIA 2000 (2^{ème} PARTIE)

Avec cette deuxième partie nous abordons la suite et la fin de notre étude acoustique EURIDIA 2000. Le succès de cette enceinte deux voies dépasse largement nos espérances. Vous faites preuve d'un engouement plus vif que pour la première étude, parue en 1993. Nous ne nous plaindrons pas de ce résultat, qui nous conforte dans notre analyse des attentes des lecteurs amateurs d'audio et d'acoustique.

26

GENERATEUR VOBLÉ 1 HZ - 1,5 MHz - MARQUEUR L'ANTI - BARKHAUSEN (4^{ème} PARTIE)



Après la description des circuits de mesure, cette quatrième partie concerne tout naturellement leurs réalisations. Puis on montre des exemples d'utilisations : aucun doute, l'appareil est utile.

36

LE SINGLE : AMPLIFICATEUR DE 2 x 8 Wefl EN CLASSE A

L'objectif de cette étude est de vous donner la possibilité de réaliser un amplificateur de qualité fonctionnant en classe A pour un coût nettement inférieur à celui du 300B du Led N°152. Le succès considérable remporté par la modeste étude du "Single" d'EL84 ne dérivant que 3 Wefl nous a incité à nous lancer sur ce projet.

Nous avons voulu cet amplificateur universel, c'est-à-dire qu'il puisse être équipé de tubes de puissance divers, tels que EL34, 6L6, 6550, KT88...



47

SERVICES CIRCUITS IMPRIMÉS ET ABONNEMENTS

48

PETITES ANNONCES GRATUITES BON DE COMMANDE DE L'EURIDIA 2000

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Il permet aux lecteurs d'obtenir des circuits imprimés en verre époxy, avec cuivre étamé, en versions percées ou non percées (une remise de 25 % est consentie aux abonnés).

Les gravures se faisant à réception de commande, les circuits imprimés des précédents numéros sont donc toujours disponibles.

DROITS D'AUTEUR

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

BON DE COMMANDE

à adresser aux EDITIONS PÉRIODES, Service abonnements, 5, boulevard Ney 75018 Paris

N° 133

- La correction acoustique des locaux
- Minuterie programmable
- Automatisation d'éclairage
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM, PC (1^{ère} partie)
- Convertisseur inverseur de puissance ± 12 V / 0,5 A
- Alarme auto/moto à capteur inductif

N° 136

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Amplificateur stéréo à tubes. Double push-pull d'EL84 - 2 x 28 Weff (1^{ère} partie)

N° 137

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Amplificateur stéréo à tubes. Double push-pull d'EL84 - 2 x 28 Weff (2^{ème} partie)

N° 138

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Amplificateur à tubes EL84, 2x5 Weff en classe A

N° 140

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Le Quator, amplificateur classe A de 2x20 Weff à tubes EL84

N° 141

- Les amplificateurs audio à tubes électroniques (cours N°8 : correction de fréquence des signaux)
- Amplificateur professionnel de 2x350 Weff / 8 Ω (1000 Weff / 8 Ω en version pontée) : le MONSTRE - 2^{ème} partie
- Minuteur cyclique
- Booster à tubes pour autoradio (double push-pull d'EL84) 1^{ère} partie

N° 143

- Les principes des haut-parleurs
- Décodeur PAL/RVB
- Traceur de courbes pour transistors NPN/PNP
- L'Octour, bloc ampli mono de 54 Weff / 4-8-16 Ω, quadruple push-pull d'EL84

N° 144

- La vision artificielle
- Caméra CCD linéaire
- Filtre actif 24 dB/Octave
- Générateur BF - Fréquencemètre - Périodemètre 0,1 Hz à 2 MHz (distorsion < 0,1 %)

N° 145

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 30 F) :
- Réalisez un kit de développement évolutif pour microcontrôleur 68HC11 (1^{ère} partie)

N° 146

Photocopies des articles (Prix de l'article : 30 F) :
- Réalisez un kit de développement évolutif pour microcontrôleur 68HC11 (2^{ème} partie)
- Le CLASSIQUE : amplificateur de 2 x 20 Weff avec pentodes EL34

N° 147

- Kit de développement pour 68HC11, les interruptions, le Timer et la programmation de l'EEPROM (3^{ème} partie)
- Étude et réalisation d'une alarme temporisée avec sirène et coupure d'allumage sur automobile
- Kit ALCION, enceinte 3 voies de Triangle
- Préamplificateur stéréo à tubes ECF82 pour entrées «haut niveau», lecteur de CD-Tuner, Magnétophone...

N° 148

- E. S. P. sur : le tube électronique (causerie n°1)
- Kit de développement pour 68HC11 4^{ème} partie. Gestion de claviers matriciels
- Préamplificateur avec triode/pentode ECL86 en «MU follower»
- Alimentation de bougies glow-plug en vol
- Amplificateur hybride tubes/transistors de 2x50 Weff / 8 Ω

N° 149

- En Savoir Plus sur : le tube électronique (la lampe) causerie n°2
- Kit de développement pour 68HC11 (5^{ème} partie). Mise en Oeuvre d'un afficheur LCD Alphanumérique
- Digicode programmable avec alarme
- Alim stab HT pour préamplificateurs à tubes
- Le TDA7294 : un bloc de puissance 4 canaux
- Booster automobile 4 x 75 Weff ou amplificateur de sonorisation autonome
- Micro variateur et Switch

N° 150

- En Savoir Plus sur : le tube électronique (la lampe) causerie n°3
- Caméra CCD d'instrumentation destinée à l'astronomie (1^{ère} partie)
- Chaîne triphonique de 3 x 75 Weff pour sonorisation ou écoute Hi-Fi
- Le CLASSIQUE II : version 2 x 40 Weff push-pull d'EL34 ou de KT88
- Afficheur matriciel à 35 Led
- Le Kit NJORD : enceinte 2 voies de BC Acoustique

N° 151

- Kitty 255. Caméra CCD d'instrumentation, réalisation de la tête de caméra (2^{ème} partie)
- Le PUSH : amplificateur de 2 x 12Weff à ECL86 Push-Pull en ultra-linéaire
- CAPACIMÈTRE Numérique 20 000 points
- Chaîne triphonique de 3 x 75 Weff pour sonorisation ou écoute Hi-Fi (2^{ème} partie)

N° 152

- Kitty 255. Caméra CCD d'instrumentation, réalisation de la tête de caméra (3^{ème} partie)
- Chaîne triphonique de 3 x 75 Weff pour sono ou écoute Hi-Fi (3^{ème} partie)
- CAPACIMÈTRE 20 000 points (2^{ème} partie)
- Un caisson d'extrême grave avec les HP 13 VX FOCAL ou PR330MD AUDAX (1^{ère} partie)
- La triode 300B. Amplificateur de 2 x 9 Weff en pure classe A sans contre-réaction

N° 153

- KITTY 255. Caméra CCD d'instrumentation, l'alimentation universelle (4^{ème} partie)
- Multimètre 4 rampes 35 000 points (1^{ère} partie)
- Un caisson d'extrême grave avec le haut-parleur 13VX Focal (2^{ème} partie)
- La triode 300B. Amplificateur de 2 x 9 Weff en pure classe A sans contre-réaction (2^{ème} partie)
- Amplificateur à 2 tubes en série avec pentodes EL86

N° 154

- Multimètre 4 rampes 35 000 points (2^{ème} partie)
- La 300B en push-pull classe A 20 Weff sans contre réaction
- Jeu de lumières 4 voies. Des lumières au rythme des notes
- KITTY 255 : caméra CCD : l'interface 8 bits (5^{ème} partie)

N° 155

- Un caisson d'extrême grave avec 13VX Focal ou PR330MD Audax. Le filtre actif deux voies
- KITTY 255 : caméra CCD d'instrumentation : présentation du logiciel d'acquisition (6^{ème} partie)
- Générateur BF 20 Hz à 200 kHz
- Compte tours pour cyclo ou scooter
- Le DUO : un push-pull ultra linéaire de pentodes 7189 ou EL84

N° 156

- En Savoir Plus Sur : La protection des transistors de puissance bipolaires
- Module amplificateur de 150 Weff à TDA7294
- Filtre actif 2 voies pour caisson d'extrême grave (4^{ème} partie)
- Caméra CCD d'instrumentation équipée du capteur TC237 (7^{ème} partie)
- Générateur vobulé 1 Hz - 1,5 MHz avec marqueur

N° 157

- La 6L6 : Reine des tétrodes. Double Push-Pull stéréo de 2 x 40 Weff
- Utilisez votre oscilloscope en écran de télévision
- Filtre actif 3 voies pour caisson de grave et satellites : le passe-bande (5^{ème} partie)
- Générateur vobulé 1 Hz - 1,5 MHz avec marqueur (2^{ème} partie)
- Les déphaseurs : le double cathodes

N° 158

- Commande d'un moteur Pas à Pas bipolaire avec le kit de développement 68HC11
- Préamplificateur bas niveaux à tubes ECC83/ECC81 pour platines vinyles ou microphones
- Enceinte deux voies Eundia 2000
- Générateur vobulé 1 Hz - 1,5 MHz avec marqueur (3^{ème} partie)

Je vous fais parvenir ci-joint le montant

de F par CCP par chèque bancaire
par mandat

30 F le numéro (frais de port compris)

NOM : PRÉNOM :
N° : RUE
CODE POSTAL : VILLE :

Quelques numéros encore disponibles (prix 30 F) :
122, 123, 125, 132, 135, 142

Je désire :

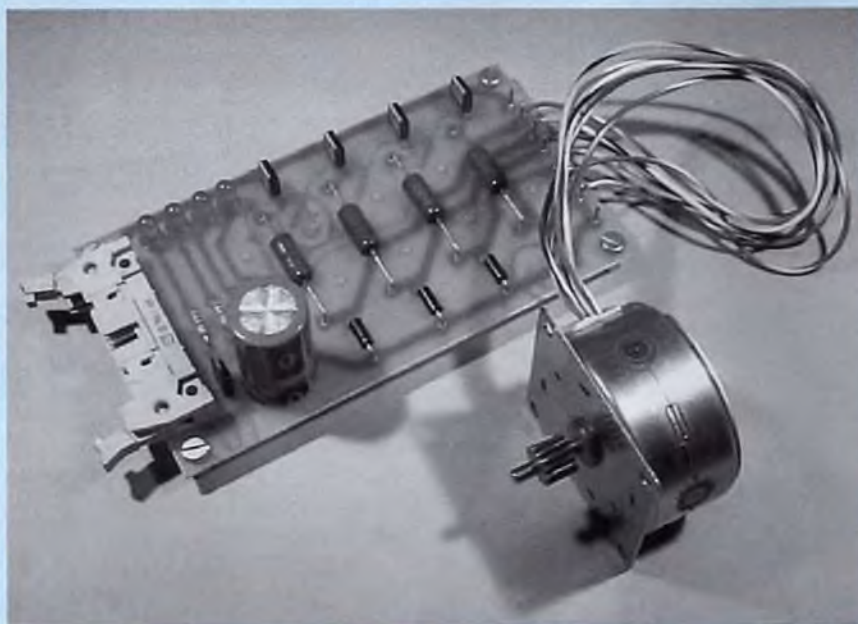
- ...n° 133 ...n° 141 ...n° 143 ...n° 144
- ...n° 147 ...n° 148 ...n° 149 ...n° 150
- ...n° 151 ...n° 152 ...n° 153 ...n° 154
- ...n° 155 ...n° 156 ...n° 157 ...n° 158

Photocopies d'article :

- ...n° 136 ...n° 137 ...n° 138 ...n° 140
- ...n° 145 ...n° 146

COMMANDE D'UN MOTEUR PAS À PAS UNIPOLAIRE

AVEC LE KIT DE DÉVELOPPEMENT 68HC11



Rappelons que le moteur pas à pas, qui est le plus utilisé en électronique, permet d'obtenir un positionnement précis des dispositifs qu'il commande. L'angle de déplacement du rotor est lié au nombre d'impulsions qu'il reçoit.

La conception du moteur pas à pas unipolaire est très proche de celle d'un moteur bipolaire, la différence se situant uniquement au niveau du câblage des bobines du stator. On retrouvera ainsi les trois technologies de moteurs présentées dans l'article précédent: les moteurs à aimant permanent, à réluctance variable et enfin les moteurs hybrides qui reprennent les avantages de ces deux technologies. Nous n'y reviendrons donc pas dans ces colonnes. Nous en profiterons pour présenter quelques solutions utilisées pour améliorer les performances des moteurs à vitesses élevées.

LE MOTEUR PAS À PAS UNIPOLAIRE : MODE D'EMPLOI

Le moteur pas à pas unipolaire utilise au stator deux enroulements par bobine. On trouve différentes configurations de câblage, comme indiqué en **figure 1**. Le cas de la **figure 1a** correspond à un moteur dont les bobines sont totalement indépendantes. Il possède donc 8 fils de sortie et permet un pilotage aussi bien en bipolaire qu'en unipolaire. Le mode de fonctionnement bipolaire est obtenu en câblant les bobines en série : on relie les bornes 2A et 3A ensemble, et on procède

de la même façon pour les bornes 2B et 3B. Le cas de la **figure 1b** (moteur à 6 fils) permet un fonctionnement directement en bipolaire, à condition de n'utiliser que les bornes d'extrémité. Enfin, le câblage de la **figure 1c** (moteur à 5 fils) ne permet que le fonctionnement du moteur dans le mode unipolaire.

L'électronique de commande d'un moteur unipolaire est plus simple que celle d'un moteur bipolaire. Le schéma de la **figure 2** en indique le principe de réalisation. Le point commun des bobines est relié à l'alimentation de puissance, tandis que les autres extrémités sont dirigées vers la masse par un commutateur (un transistor Bipolaire ou Mosfet). Il suffit alors de commuter alternativement à la masse chacune des bobines pour obtenir la rotation du rotor. Cependant, le moteur unipolaire délivre un couple plus faible que le moteur bipolaire (à bobinage équivalent, on n'utilise qu'une «moitié» de bobine dans le premier cas).

LES MODES «1 BOBINE» ET «2 BOBINES»

Le mode de commande qui n'utilise qu'une seule bobine à la fois est indiqué en **figure 3**. Les bobines A2 et B2 génèrent un flux magnétique inversé par rapport au flux issu des bobines A1 et B1, en raison de leur sens de bobinage sur le stator par rapport à la source d'alimentation. Ainsi, la séquence de pilotage qui consiste à activer alternativement les bobines A1, B1, A2 et B2 permet d'obtenir une rotation complète du rotor par pas de 90°.

Une alternative consiste à alimenter en permanence les deux bobines, comme indiqué en **figure 4**. La séquence générée par le dispositif de commande est la suivante :

[A1, B1] [A2, B1] [A2, B2] [A1, B2]

Ce mode de fonctionnement n'augmente pas le nombre de pas du moteur (qui est fixé dans notre exemple à 4 pas par

COMMANDE PAR 68HC11

Figure 1 : câblage interne des bobines

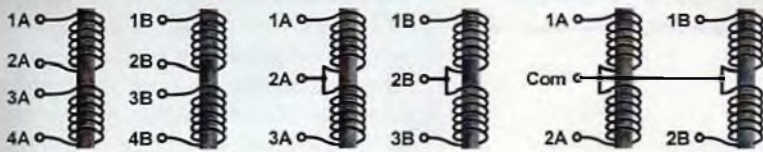


Figure 1a : moteur 8 fils

Figure 1b : moteur 6 fils

Figure 1c : moteur 5 fils

Figure 2 : électronique de commande d'un moteur pas à pas unipolaire

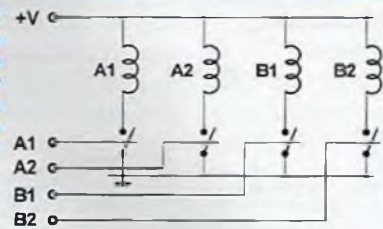


Figure 3 : moteur pas à pas unipolaire, mode de fonctionnement à 1 bobine

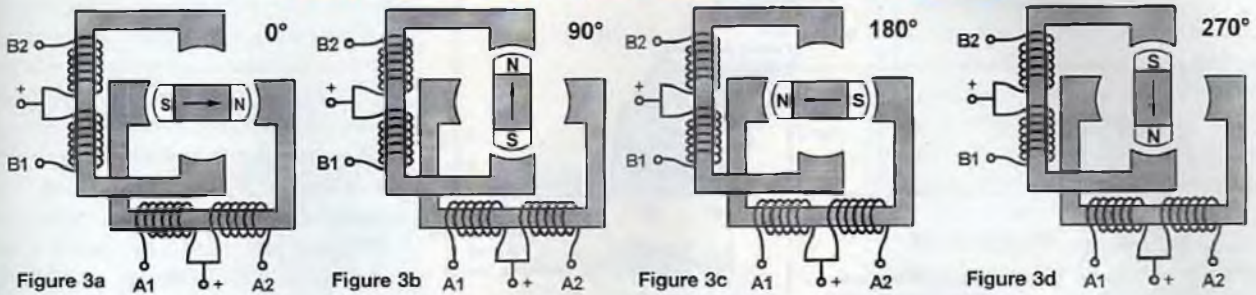


Figure 3a

Figure 3b

Figure 3c

Figure 3d

Figure 4 : moteur pas à pas unipolaire, mode de fonctionnement à 2 bobines

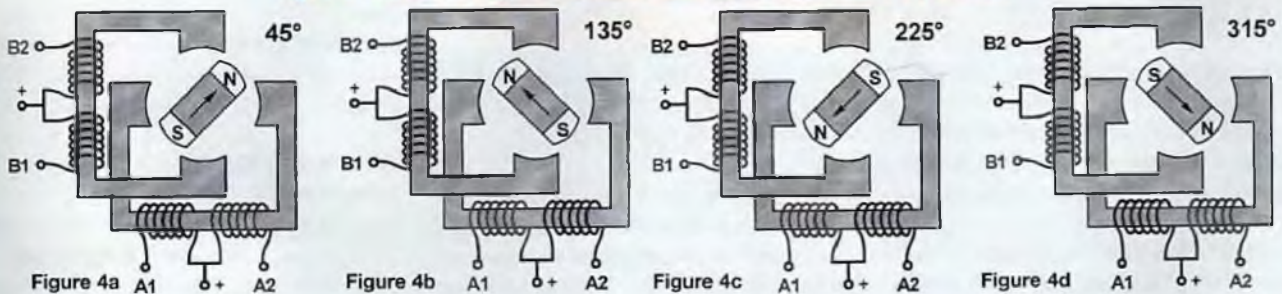


Figure 4a

Figure 4b

Figure 4c

Figure 4d

Figure 5 : moteur pas à pas unipolaire, mode de fonctionnement en demi-pas

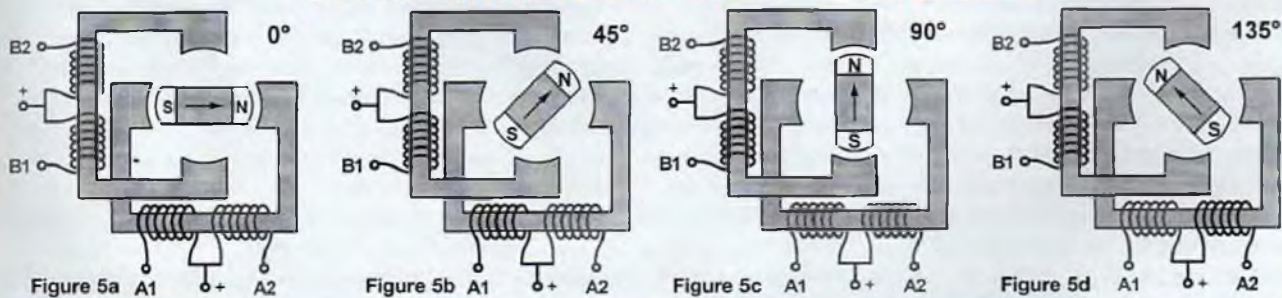


Figure 5a

Figure 5b

Figure 5c

Figure 5d

teur), mais améliore son couple de maintien de 40 % environ. D'un autre côté, la consommation globale du moteur est doublée. Suivant l'application, il faudra donc choisir entre efficacité et consommation.

COMMANDE DU MOTEUR EN DEMI-PAS

Si on combine les deux modes précédents, il est possible d'obtenir deux fois plus de pas comme l'indique l'exemple partiel de la figure 5. La séquence géné-

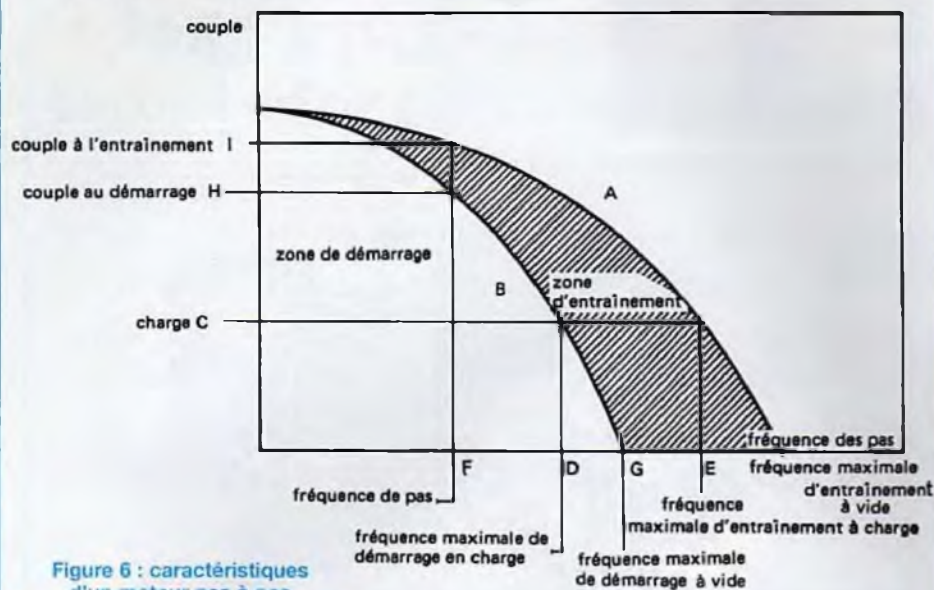
rée par le dispositif de commande prend cette fois la forme suivante :

[A1] [A1, B1] [B1] [A2, B1] [A2] [A2, B2] [B2] [A1, B2]

Le moteur de base proposé dans notre

LE MOTEUR PAS À PAS UNIPOLAIRE

Dans le diagramme ci-après sont représentées les courbes caractéristiques essentielles d'un moteur pas à pas.



exemple peut alors fournir 8 demi-pas par tour, mais avec un couple inégal entre chaque pas. Le fonctionnement du moteur en demi-pas et à couple constant peut toutefois être obtenu en modifiant le courant de commande des bobines. Lorsqu'une seule bobine est alimentée, on lui applique un courant majoré de 40 % par rapport à sa valeur nominale.

CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES D'UN MOTEUR PAS À PAS

Ces caractéristiques sont valables pour les moteurs pas à pas unipolaires et bipolaires. Pour le choix d'un moteur pas à pas, la caractéristique la plus importante est la variation du couple utile en fonction de la vitesse. Le diagramme correspondant à ce paramètre est indiqué en figure 6. Deux courbes y sont représentées.

* La courbe B indique le couple maximal disponible sur l'axe moteur dans le cas d'un démarrage à la fréquence donnée en abscisse (en pas/seconde).

* La courbe A indique le couple maximal

disponible sur l'axe moteur dans le cas d'un démarrage progressif jusqu'à la fréquence donnée en abscisse.

Par exemple, pour une charge C, le moteur ne peut démarrer sans perte de pas que si la fréquence est au plus égale à D (il faut rester dans la zone de démarrage). Ensuite, la vitesse de rotation peut évoluer dans la zone d'entraînement jusqu'à la vitesse E, mais l'arrêt sans perte de pas sera obtenu par un retour préalable à la vitesse D. En d'autres termes, ceci signifie qu'on peut arrêter le moteur depuis la zone d'entraînement par décélération progressive ou encore supprimer brusquement les impulsions de commande dans la zone de démarrage.

A l'inverse, pour un fonctionnement à fréquence fixe, le moteur ne pourra démarrer sans perte de pas que pour une charge inférieure à H. Ensuite, la charge pourrait évoluer jusqu'à atteindre le couple I. Enfin, pour obtenir l'arrêt du moteur sans perte de pas, il faut que le couple appliqué sur l'axe du moteur soit ramené à une valeur inférieure à H.

PROBLÈMES D'OSCILLATIONS DE L'AXE MOTEUR

La nature pulsatoire des signaux de commande conduit à un comportement oscillatoire de l'axe du moteur autour de chaque position (figure 7a). Ce phénomène obéit aux lois physiques de l'inertie et de l'excédent d'énergie cinétique du système en mouvement. Les constructeurs s'emploient à réduire au maximum cette instabilité due à l'oscillation, notamment en réduisant l'inertie du rotor et en optimisant le flux afin d'obtenir une force de positionnement suffisamment élevée. Malgré tout, cette oscillation si petite soit elle subsiste toujours à basse fréquence. Par contre, si on commande le moteur à une fréquence telle que les impulsions soient appliquées juste après le passage du rotor devant sa position d'équilibre (figure 7b), la rotation obtenue est plus régulière.

Toutefois, la valeur moyenne du couple rotor est sensiblement plus faible dans ce cas.

OPTIMISATION DE LA COMMANDE DES BOBINES

Outre la nature pulsatoire des signaux de commande, il faut aussi compter sur la résonance du système, créée par le moteur et l'électronique qui lui est associée. On peut combattre l'instabilité de positionnement en insérant un réseau [RC] dans le circuit d'alimentation des bobines, comme l'indique l'illustration de la figure 8. Ce réseau a pour effet d'améliorer le temps de montée du courant dans les bobines, ce qui permet au moteur d'atteindre rapidement son couple nominal et réduit sensiblement son instabilité.

Le fonctionnement de ce dispositif est assez simple :

* La source d'alimentation doit être supérieure à la tension de service du moteur.

* Lorsque le transistor se sature, le condensateur se décharge dans la bobine.

Figure 7a :
déplacement du rotor à vitesse lente

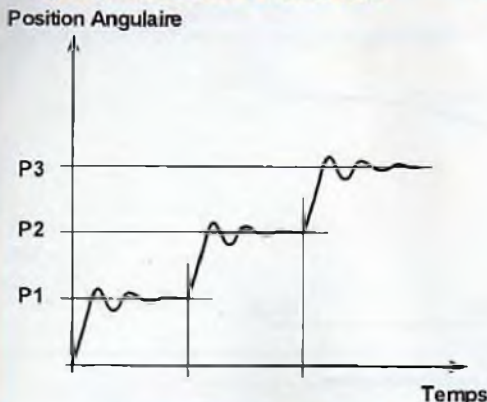


Figure 7b :
déplacement du rotor à vitesse élevée

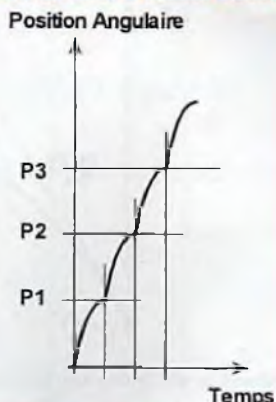
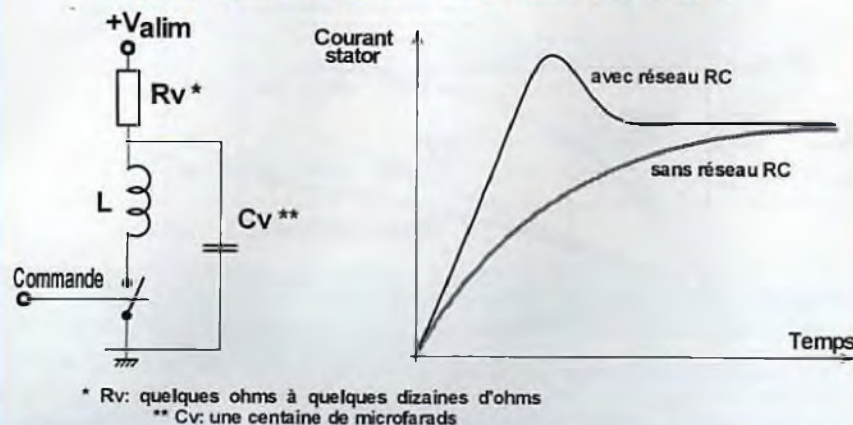


Figure 8 : optimisation de la montée en courant par réseau RC



ne en provoquant une pointe de courant élevée mais de durée limitée.

* Pendant la conduction, Rv limite le courant dans la bobine à sa valeur nominale.

* Au blocage du transistor, le condensateur se recharge à travers Rv.

Evidemment, ce dispositif de compensation n'est applicable qu'aux moteurs dotés d'une sortie à 8 fils (les bobines doivent rester indépendantes). Il est toutefois possible d'améliorer le couple à vitesses élevées sur les autres moteurs pas à pas. Pour situer l'origine de cette limitation du couple, prenons l'exemple de la figure 9a. La bobine est caractérisée par une inductance L en série avec sa résistance interne r. A la fermeture du

transistor, la croissance du courant dans la self est exponentielle, avec une asymptote à E/r . La constante de temps de montée du courant vaut L/r . Si la fréquence des pas est trop élevée, le courant nominal ne pourra jamais s'établir dans la bobine et le couple obtenu sera trop faible pour entraîner le rotor.

AMÉLIORATION DU COUPLE PAR AJOUT D'UNE RÉSISTANCE SÉRIE

Pour accélérer la montée en courant dans la bobine, une première solution consiste à ajouter une résistance R_s placée en série (figure 9b). La constante de temps égale à $L/(r+R_s)$ diminue, mais il faut augmenter la tension E afin d'atteindre le courant nominal du moteur. Bien que cette solution soit simple à

mettre en œuvre, le rendement qui en résulte est désastreux ! En effet, les résistances R_s dissipent une puissance importante, et ce procédé est donc à réserver à des moteurs de faibles puissances. Pour illustrer ce désagrément, prenons le cas d'un moteur unipolaire doté des caractéristiques suivantes :
L = 10mH, I nominal = 1 A et U nominal = 5 V

La résistance interne du moteur est de 5 ohms (5V/1A), ce qui nous donne une constante de temps de 2ms (L/R). Si nous voulons améliorer la constante de temps d'un facteur 5, il faut ramener la résistance totale de chaque circuit à $5xR$, ce qui revient à ajouter en série avec chaque bobine une résistance de $4xR$, soit 20 ohms (22 ohms en valeur normalisée). La puissance dissipée dans chaque résistance étant de 22 watts ($R.I^2$), on arrive à un total de presque 90 W de dissipation supplémentaire dans les résistances. Enfin, pour que les bobines puissent fonctionner sous leur courant nominal, il faut multiplier la tension d'alimentation par 5, donc utiliser 25 V à la source.

COMMANDE DES BOBINES PAR DÉCOUPAGE DE COURANT

Une solution plus efficace en terme de rendement est illustrée en figure 9c. Il s'agit d'une commande en courant, celui-ci étant régulé par découpage de la source.

Une résistance de très faible valeur (0,1 ohm) est insérée dans la maille d'alimentation de la bobine. La tension prélevée aux bornes de R permet d'obtenir l'image du courant dans la bobine. Cette tension est dirigée sur un étage Trigger dont les seuils sont réglables à partir d'une tension de référence externe. Ainsi, **[Vréf]** détermine le courant moyen dans la self. Lorsque le signal de commande est à l'état haut, et tant que le courant mesuré sur R est inférieur au seuil haut, le transistor est maintenu saturé : le courant monte rapidement dans la self si la

LE MOTEUR PAS À PAS UNIPOLAIRE

Figure 9a : constante de temps de montée en courant

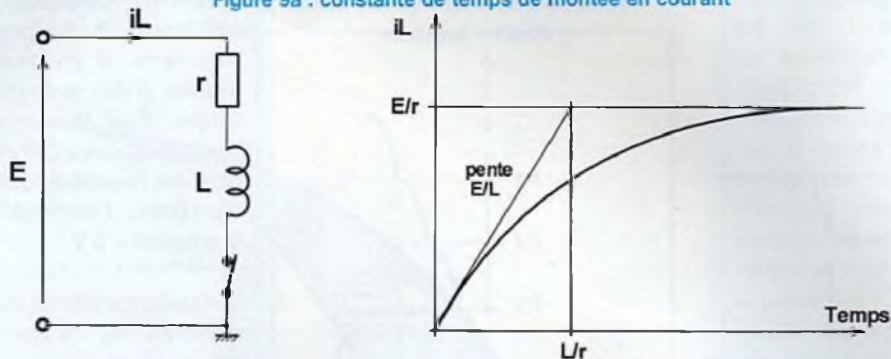


Figure 9b : amélioration de la montée en courant par résistance série

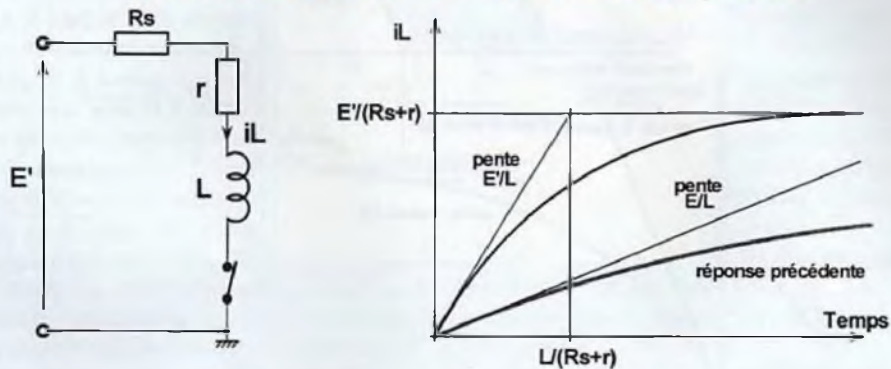
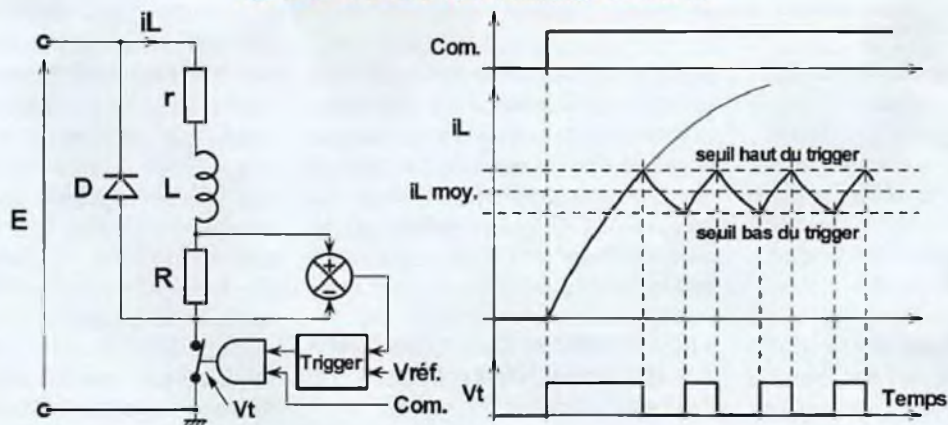


Figure 9c : commande par découpage de courant



tension E est suffisamment élevée. Dès que le seuil haut est atteint, le transistor se bloque. La diode D permet alors d'assurer la continuité du courant en évacuant les charges accumulées dans la bobine : le courant qui circule à travers la

diode décroît pendant cette phase. Dès que la tension de seuil basse du Trigger est atteinte, le transistor se sature, et ce cycle se répète jusqu'à ce que le signal de commande soit ramené au niveau bas. Cette technique de com-

mande est plus complexe à mettre en œuvre, mais il existe des circuits spécialisés dédiés à cette fonction (par exemple, citons le couple **L297-L298** de **SGS** destiné aux moteurs bipolaires jusqu'à 2 ampères).

Figure 10 :
commande d'un moteur pas à pas unipolaire

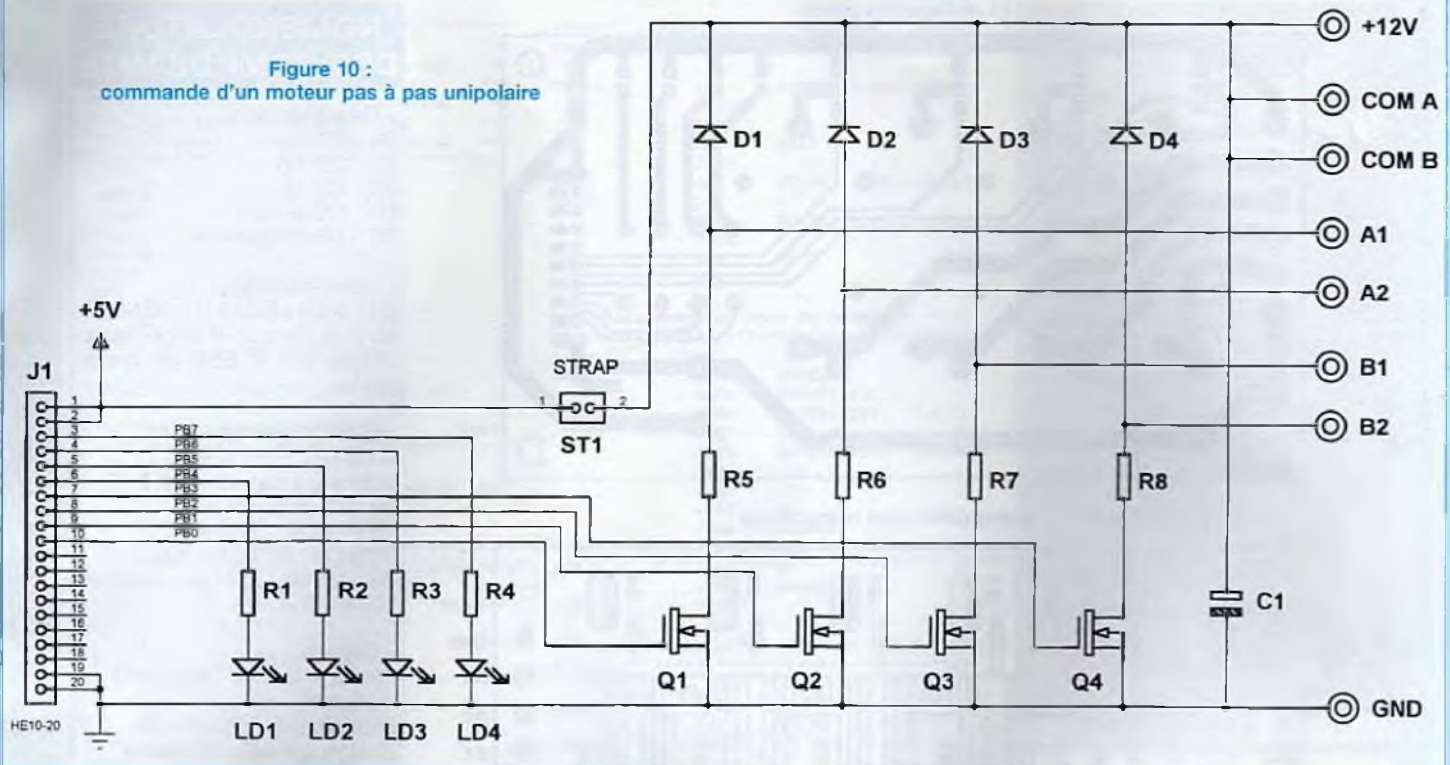


SCHÉMA DE L'INTERFACE POUR MOTEUR UNIPOLAIRE

Une solution polyvalente est proposée sur le schéma de la **figure 10**. Chaque bobine du moteur est commutée par un transistor Mosfet **RFD14N05** (Harris). Ce transistor est caractérisé par une résistance de l'ordre de 0,1 ohm à l'état passant et un courant admissible de 14 ampères en continu !. Malgré ces excellentes prestations, le prix de vente du composant reste inférieur à 10F TTC l'unité. Le **RFD14N05** étant optimisé pour une commande par niveau logique (de l'ordre de 5V tout de même, donc éviter les sources TTL !), Les bits [PB0..PB3] du kit 68HC11 peuvent être dirigés directement sur les grilles des transistors. Les diodes **D1** à **D4** assurent la protection des transistors contre les surtensions à l'ouverture. En effet, la coupure brutale du courant dans une

bobine provoque l'apparition d'une tension élevée à ses bornes, que le transistor risque de ne pas apprécier. L'origine de cette surtension provient de l'accumulation de charges dans la self lors de la phase de conduction du transistor. Le rôle des diodes consiste alors à évacuer rapidement ces charges en court-circuitant la bobine dès que le transistor se bloque.

Les résistances **R5** à **R8** permettent de limiter le courant dans les bobines dans le cas où la tension d'alimentation est choisie supérieure à la tension nominale d'utilisation du moteur (augmentation du couple à vitesses élevées). Elles dépendent des caractéristiques du moteur utilisé. Elles pourraient être purement et simplement remplacées par un strap dans le cas d'un fonctionnement à basse vitesse uniquement. Les diodes électroluminescentes **LD1** à **LD4** ont été implantées pour visualiser les bobines actives, mais pourraient être affectées à d'autres fonctions (sens de rotation, etc...). Enfin,

le strap **ST1** permet d'éviter d'utiliser une source d'alimentation externe: la tension 5 V du kit 68HC11 peut être mise à profit pour alimenter un moteur dont le courant dans chaque bobine n'excède pas 200 mA. Dans le cas contraire, supprimer le strap et utiliser une source d'alimentation externe en rapport avec la puissance du moteur.

RÉALISATION PRATIQUE

Le tracé des pistes, indiqué en **figure 11**, est réalisé en simple face. On veillera à éliminer tout risque de court-circuit entre les pistes et pastilles du connecteur **HE10/20**. L'implantation des composants est indiquée en **figure 12**. Les diodes électroluminescentes doivent être orientées avec le méplat positionné vers l'extérieur du circuit imprimé. Etant donné que les valeurs de **R5** à **R8** dépendent du moteur utilisé et de la source d'alimentation externe, reportez-vous aux explications précédentes. Dans le cas de la

LE MOTEUR PAS À PAS UNIPOLAIRE

Figure 11 : routage des pistes

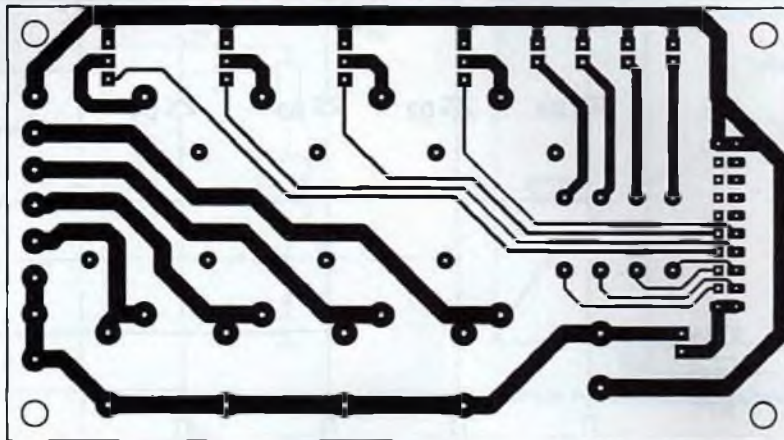
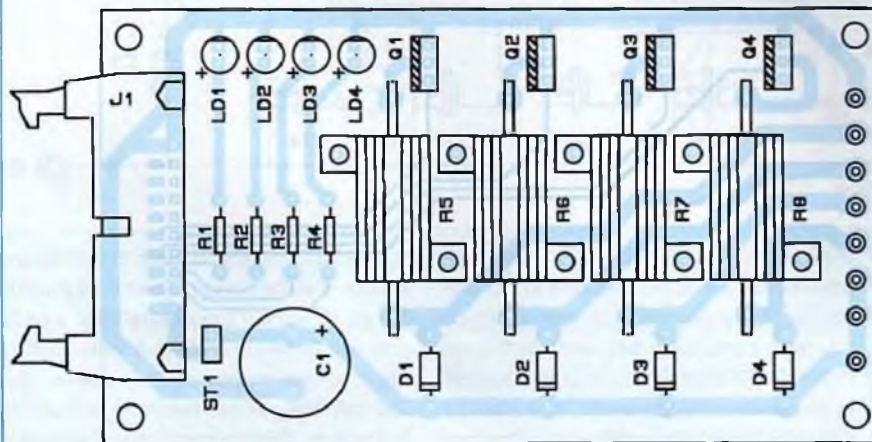


Figure 12 : implantation des composants



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Résistances

R1 : 220 Ω
R2 : 220 Ω
R3 : 220 Ω
R4 : 220 Ω
R5 à R8 : (voir texte)

- Condensateur

C1 : 1000 μF / 16 V à 40 V suivant la tension d'alimentation utilisée (faible ESR de préférence)

- Composants actifs

Q1 à Q4 : RFD14N05 (référence Farnell : 273-818)
tél : 04 74 68 99 90
LD1 à LD4 : diodes LED
D1 à D4 : BYW100-200 ou toutes diodes rapides 100 V / 2 A

- Divers

Picots x 8 (Alimentation moteur)
Embase HE10/20 soudée
Strap + barrette 2 broches

commande d'un moteur de forte puissance (conduisant à une dissipation élevée dans les résistances), il est préférable de monter R5 à R8 sur un radiateur externe de grande taille, fixé au circuit imprimé par des entretoises (figure 13).

ASPECTS LOGICIELS

Un programme typique de commande d'un moteur unipolaire en pas entiers est présenté en figure 14. La vitesse de rotation est réglable avec le potentiomètre du Kit 68HC11, et le sens de rotation est défini par les deux touches du clavier sous interruption. Profitons en pour signaler un détail sur l'initialisation de la

broche IRQ externe : le bit D5 du registre OPTION permet de configurer la broche IRQ selon deux modes de fonctionnement distincts :

* si D5=0, IRQ est déclenchée sur niveau. Dans ce mode, tant que la broche IRQ est au niveau bas, le sous-programme d'interruption SPIRQ est rappelé.

* Si D5=1, IRQ est déclenché sur front descendant. Même si la broche IRQ est maintenue à l'état bas, le sous-programme SPIRQ ne sera exécuté qu'une seule fois.

Rappelons que le clavier du Kit et le potentiomètre sont reliés au port E sur le Kit de développement. Si le moteur ne

tournait pas dans le sens désiré, il suffirait d'invertir les deux bobines d'un même enroulement. Le repérage des bobines peut être réalisé simplement avec un ohmmètre, sachant qu'une résistance infinie indique qu'on a affaire à deux enroulements différents. Aux extrémités d'un même enroulement, la résistance sera 2 fois plus élevée qu'entre un point milieu et l'une des deux extrémités.

APPLICATIONS POSSIBLES...

Dans chacune des deux applications que nous venons de présenter (commande bipolaire puis unipolaire), il est envisa-

Figure 14
 *** gestion d'un moteur PAS A PAS ***
 *** unipolaire en pas entiers ***
 *** +pilotage du sens de rotation ***
 *** sous interruption IRQ ***
 *** +vitesse de rotation réglable ***

```

MOTEUR      EQU $0010
PORTB       EQU $1004
PORTE       EQU $100A
OPTION      EQU $1039
ADCTL       EQU $1030
ANO         EQU $1031
PILE        EQU $00C0
    
```

ORG \$0000

TABLE FCB \$11, \$44, \$22, \$88

***** PROGRAMME PRINCIPAL *****

ORG \$0020 (Début du PRG)

```

LDS    #PILE
LDAA  #10100000 (IRQ=1)
STAA  OPTION (CAN ON)
LDAA  #00100000
STAA  ADCTL (config)
CLI
    
```

```

AVANT      LDX  #TABLE
SUITE1     LDAA 0,X
           STAA PORTB
           BSR  TEMPO
           INX
           CFX #0004
           BNE SUITE1
           LDAA MOTEUR
           BNE AVANT
           BRA ARRIERE
    
```

```

ARRIERE   LDX  #TABLE-3
SUITE2     LDAA 0,X
           STAA PORTB
           BSR  TEMPO
           DEX
           CFX #0FFF
           BNE SUITE2
           LDAA MOTEUR
           BNE AVANT
           BRA ARRIERE
    
```

***** TEMPORISATION REGLABLE *****

```

TEMPO      LDB  ANO (lecture CAN)
           LSRB
           LSRB
           BNE  WAIT
           INCB
WAIT        LDY  #2000 (modifiable!)
WAIT1      DEY
           BNE  WAIT1
           DECB
           BNE  WAIT
           RTS
    
```

*** Changement de sens de ROTATION ***

```

SPIRQ      LDAA PORTE
           ANDA #00000110
           CMPA #00000100 (BP3?)
           BEQ  CW
           CMPA #00000010 (BP2?)
           BEQ  CCW
           BRA  FIN
CW          LDAA #0
           STAA MOTEUR
           BRA  FIN
CCW        LDAA #1
           STAA MOTEUR
           RTI
    
```

***** INITIALISATION VECTEUR IRQ *****

```

ORG  $002E
JMP  SPIRQ
END
    
```



Figure 13 : utilisation d'un dissipateur externe



geable de remplacer les diodes électro-luminescentes par l'électronique de commande d'un deuxième moteur. Ainsi, le 68HC11 pourrait piloter une commande de 2 axes, destinée par exemple au pilotage d'un télescope, d'une caméra de surveillance ou pourquoi pas d'un bras robotisé. Une application plus domestique consisterait à commander à distance le positionnement d'un dispositif d'éclairage inaccessible. Admettons-le, les applications d'un moteur pas à pas n'ont pour limites que notre imagination !

Bernard Dalstein

INFORMATIONS DE DERNIÈRE MINUTE SUR LA MISE À JOUR DU KIT 68HC11 !

Les ordinateurs récents et certains ordinateurs portables ont vu leurs caractéristiques évoluer au niveau du port série. Il s'en suit des problèmes de communication entre le kit et le PC. Nous avons donc optimisé les composants de la liaison série afin que le kit puisse fonctionner dans la grande majorité des cas. Les valeurs de deux composants sont à modifier comme indiqué ci-dessous :

* R9 = 1,2 kΩ

* C7 = 470 μF / 25 V

D'autre part, le logiciel du kit (VT11) ne reconnaît pas le kit sous Windows lorsque la souris est connectée à un port du type «PS/2». Il faut alors redémarrer l'ordinateur sous DOS afin de pouvoir utiliser le kit de développement. Une autre solution consiste à se procurer une souris standard destinée à l'un des ports «COM 1» ou «COM2».

ENCEINTE DEUX VOIES EURIDIA 2000

Avec cette deuxième partie nous abordons la suite et la fin de notre étude acoustique EURIDIA 2000. Le succès de cette enceinte deux voies dépasse largement nos espérances. Vous faites preuve d'un engouement plus vif que pour la première étude, parue en 1993. Nous ne nous plaindrons pas de ce résultat, qui nous conforte dans notre analyse des attentes des lecteurs amateurs d'audio et d'acoustique.

Comme promis, nous vous présentons dans cette seconde partie toutes les mesures, courbes et essais, accompagnés d'un commentaire. Nous reviendrons tout d'abord sur le traitement antivibratoire interne, dont nous avons mis en évidence toute l'importance grâce à des essais et des mesures. Nous terminerons par l'étude du dernier élément d'EURIDIA 2000 : le filtre séparateur des deux voies.

TRAITEMENT ANTIVIBRATOIRE

Cela faisait longtemps que nous souhaitions étudier de façon moins superficielle le problème des vibrations des parois, mais le manque de temps et l'absence d'un capteur à un prix acceptable ont retardé ce projet, jusqu'à la découverte récente du capteur « idéal ». Notons qu'il faut distinguer l'amortissement des parois de celui du volume interne d'un coffret, que nous avons traité dans la première partie de l'article (LED N°158). Tardons également le cou à une idée très répandue : les cônes ou pointes que l'on place sous les enceintes ne découplent pas le coffret du sol mais au contraire le couplent au sol : ainsi les vibrations s'évacuent dans le sol !

CAPTEUR

C'est un peu par hasard, en surfant sur Internet, que nous avons trouvé sur le

site d'ANALOG DEVICES (www.analog.com) un accéléromètre 1 axe aux caractéristiques très intéressantes, l'ADXL105. Ce capteur se présente sous la forme d'un petit circuit intégré monolithique au format Cerpak 14 broches, d'un poids inférieur à 2 g. Sa résolution est de $2 \cdot 10^{-2} \text{ m.s}^{-2}$ (2 mg) avec une bande passante de 10 kHz et une capacité de mesure de 50 m.s^{-2} (5g). Un amplificateur opérationnel générique et une éventuelle compensation de température en font un capteur d'utilisation très souple. Nous renvoyons les lecteurs intéressés par ce produit à la «datasheet» disponible au format «pdf» sur le site d'ANALOG DEVICES. Un petit circuit imprimé pour supporter les quelques composants nécessaires, deux fines cornières pour faire la semelle du capteur, de la résine époxy et nous voilà avec un accéléromètre performant à un prix imbattable. Un grand merci à notre ami Pierre Zdrozynski qui a bien voulu dans l'urgence s'occuper de la partie matérielle de ce capteur.

Bien sûr, il aurait fallu un «pot vibrant» pour étalonner le capteur en valeur absolue mais comme nous voulons essentiellement mesurer les différences entre les matériaux amortissants cela n'a pas d'importance.

MÉTHODE DE MESURE

Nous souhaitons générer le maximum de pression acoustique interne sans pour cela être obligés de porter des



casques anti-bruit pendant les mesures, aussi avons-nous utilisé une petite enceinte close de 5 litres avec un haut-parleur coaxial que vous découvrirez dans un prochain numéro de LED. Le capteur a été fixé au milieu de la face arrière et relié à notre système de mesure MLSSA. Nous avons envoyé des séquences MLS (Maximum Length Sequence) à l'enceinte au moyen d'un amplificateur de puissance et enregistré la réponse relevée par l'accéléromètre. Il n'a pas été nécessaire de procéder à une double intégration (pour passer de l'accélération au déplacement) pour visualiser l'efficacité des différents matériaux. Une intégration simple permet d'accéder à la vitesse correspondant à la pression sonore générée par la paroi.

Figure A1

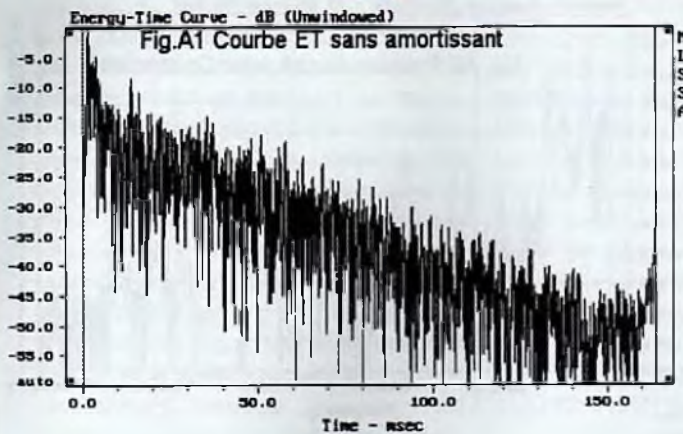


Figure A2

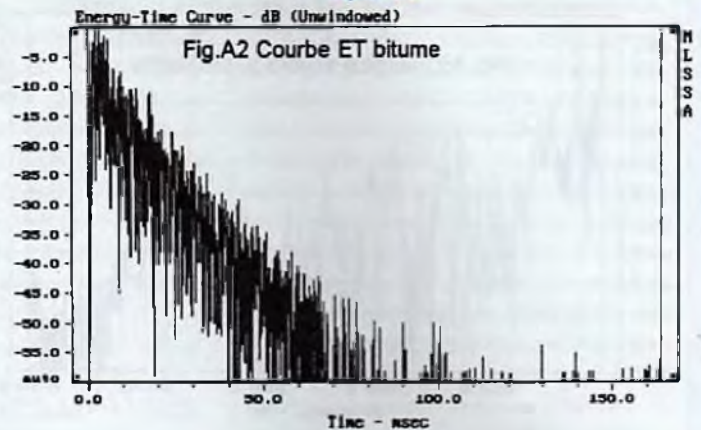


Figure A3

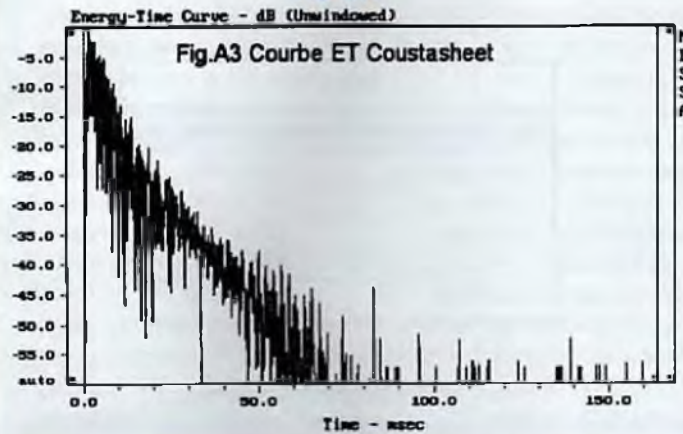
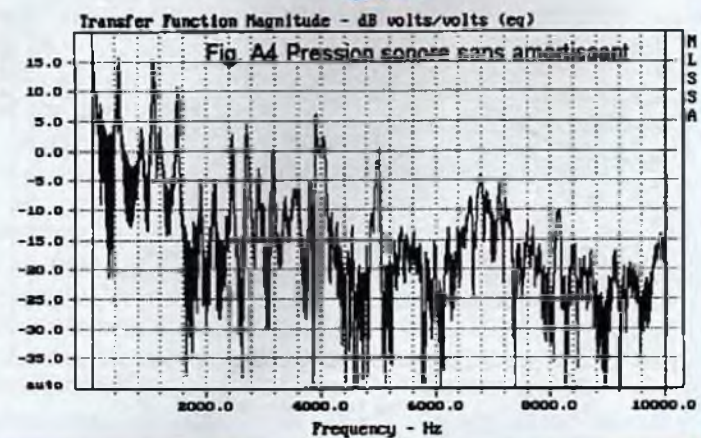


Figure A4



MATÉRIAUX TESTÉS

Nous n'avons trouvé que 2 produits pour ces premiers tests : pour être efficace, le matériau amortissant doit avoir une densité avoisinant celle du matériau que l'on veut amortir, ce qui exclut le feutre et autres produits de densité trop faible. Ces deux amortissants sont :

- le bitume adhésif : très bon marché, on le trouve dans les magasins d'automobiles, et sert à amortir les vibrations des tôles
- le Coustasheet de GASOLINE ALLEY (<http://homepage.mldusa.net/~morrison>) importé directement des Etats Unis, il s'agit d'un film vinyle de 2 mm d'épaisseur dont on augmente la densité en le chargeant d'un minéral. Son poids est d'environ 7 kg par m²

RÉSULTATS

La figure A1 montre la courbe Energie / Temps de la paroi arrière sans aucun amortissant. La décroissance à partir de 10 ms est lente et régulière pour atteindre pratiquement -45 dB après 150 ms. Notons que nous avons utilisé du Médium hydrofuge pour ce coffret. Après avoir recouvert toutes les parois internes, sauf la face avant, de bitume adhésif nous avons effectué une mesure dans les mêmes conditions que précédemment. On remarque immédiatement sur la fig.A2 la décroissance rapide : on atteint -45 dB en moins de 60 ms. Nous avons ensuite remplacé le bitume par du film Coustasheet fixé à la colle néoprène. La courbe de la fig.A3 a globalement la même allure que celle que

nous avons obtenue avec le bitume, exceptée une très nette amélioration dans les 10 premières millisecondes où la décroissance est beaucoup plus forte. On observe également que le niveau des accélérations est plus faible que dans le cas du bitume.

Les courbes A4, A5 et A6 représentent respectivement la pression sonore générée par les parois en fonction de la fréquence, sans amortissant, avec du bitume adhésif et avec du Coustasheet. On constate :

- que la pression sonore diminue avec la fréquence, ce qui est tout à fait normal.
- que les vibrations diminuent très nettement lorsque l'on amortit les parois avec un matériau adéquat.
- que, si les deux amortissants ont des

Figure A5

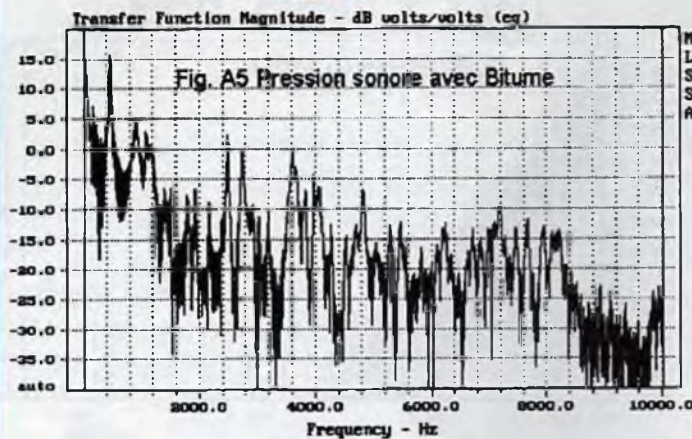


Figure A6

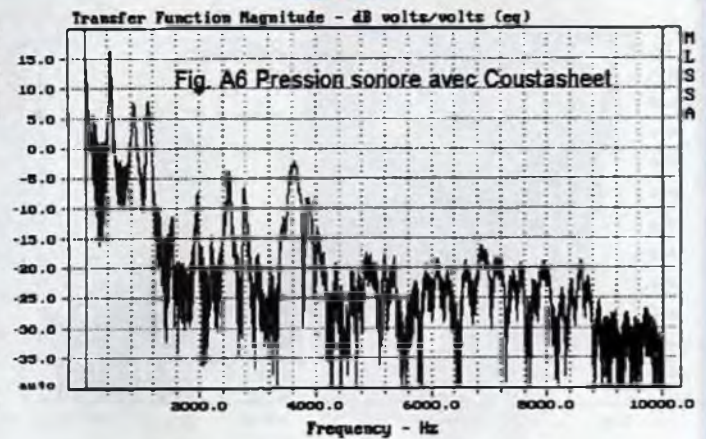


Figure A7

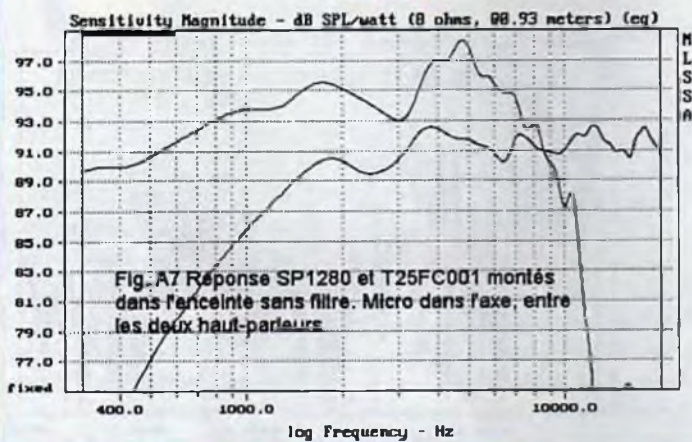


Tableau A

Type de panneau	Dimensions en mm
Côté gauche	200 x 380
Côté droit	200 x 380
Dessus	178 x 200
Dessous	178 x 200
Fond	178 x 310

comportements globalement identiques, le Coustasheet réduit encore les vibrations de quelques dB dans le haut du spectre

QUEL PRODUIT UTILISER

Le meilleur rapport performance/prix revient incontestablement au bitume adhésif, disponible à peu près partout en France à un prix très raisonnable dans les magasins d'accessoires automobiles. Bien entendu, nous avons obtenu de meilleurs résultats avec le Coustasheet, mais ce produit n'est pas (encore ?) disponible en France, ce qui pose problème. D'autre part, le coût du transport augmente considérablement le prix du produit. A titre indicatif, Mr Richard Morrison de GAZOLINE ALLEY nous a communiqué en Février les tarifs suivants :

Coustasheet (12 sq. ft. / 14lbs) soit environ 1,1m² / 7 kg. : \$33.92
 Transport : Express (2-3jours) \$77 / Parcel Air (5-7j) \$70 / Post Surface (4-8 semaines) \$30. Avis aux importateurs, un rouleau entier (22 m²) coûte \$500 et pèse près de 150 kg. !

CONCLUSION PROVISOIRE

En fonction des résultats ci-dessus et bien que nous n'en ayons pas encore fait l'essai par manque de temps, il semblerait qu'un sandwich MDF 10mm flottant / Bitume (ou Coustasheet) / MDF 19 mm offrirait des performances encore meilleures.

Maintenant que nous disposons d'un capteur nous permettant de visualiser les problèmes vibratoires, nous ne manquons pas de tester d'autres matériaux au

fur et à mesure que nous les découvrons. Si vous connaissez d'autres produits amortissants que vous jugez intéressants, n'hésitez pas à le faire savoir par courrier à la rédaction de LED qui nous transmettra vos lettres, ou par Email à Gabriel Kossmann.

POSE DU REVÊTEMENT

A ce stade, nous supposons que vos deux coffrets sont terminés et qu'ils n'attendent plus que le traitement interne et leurs filtres respectifs. Avant tout, il faut nettoyer et surtout dégraisser les parois internes de chaque coffret avec un détergent puissant, du trichloréthylène par exemple. Ainsi, vous serez assurés de la bonne fixation du revêtement. Ensuite, débitez les panneaux de bitume (ou de Coustasheet) selon les plans, à

l'aide d'un cutter, en vous aidant du tableau A. Attention, les dimensions sont déterminées d'après les plans et tiennent compte des épaisseurs des plaques. Avant de coller les panneaux, vérifiez que leurs dimensions correspondent bien aux dimensions intérieures de vos boîtiers. Ajustez-les si nécessaire.

Pour mener à bien la fixation des plaques de bitume, la température ambiante ne devra pas être inférieure à 20°C. Ramollissez les panneaux à l'aide d'un sèche-cheveux, afin de faciliter l'insertion et le positionnement à l'intérieur des coffrets. Attention, l'encollage est puissant : il faut présenter correctement les plaques du premier coup, car vous ne pourrez pas les repositionner. On utilisera de la colle néoprène liquide en double encollage pour le Coustasheet.

Posez dans l'ordre suivant :

- côté gauche
- côté droit
- dessous
- dessus
- fond (panneau intérieur de l'évent)

Avec un outil plat et lourd, martelez vigoureusement et uniformément chaque panneau afin d'assurer un collage parfait et durable.

LA LAINE DE VERRE

Rappelez-vous, nous avons laissé de côté le garnissage interne des caissons. Il est temps maintenant de placer les deux coussins de Panolène Teistar selon les plans 11 et 12 de la première partie de l'étude.

Nous arrivons maintenant au terme de la construction de la paire d'enceintes acoustiques et nous allons aborder l'élément crucial, par lequel nous achèverons cette étude : le filtre.

MESURES ET FILTRAGE

Toutes les mesures que nous avons effectuées vous sont présentées à l'échelle verticale inhabituelle de 2 dB au lieu des 5 dB ou 10 dB que vous pouvez voir dans les notices des fabricants ou

les publications des revues Hi-Fi. Nous avons choisi cette échelle parce qu'elle vous permettra de mieux évaluer les qualités (ou les défauts) des haut-parleurs utilisés. Toutes les mesures ont été faites en milieu semi-réverbérant, en utilisant un système de fenêtre pour rester dans un domaine pseudo-anéchoïque. Dans cette présentation, nous avons limité les fréquences basses à 300Hz, c'est notre pièce de mesures qui a imposé cette limite basse.

RETOUR SUR LES HAUT-PARLEURS UTILISÉS

Choisir des haut-parleurs pour réaliser une enceinte acoustique nécessite beaucoup de temps car le choix est large. Il faut les mesurer, étudier leur charge ou leur bafflage dans le cas d'un tweeter, puis construire un prototype de filtre pour pouvoir évaluer leurs qualités et leurs défauts. Si les résultats des mesures et de l'écoute sont probants, on le présélectionne et on passe au haut-parleur suivant. Nous avons eu la chance de disposer d'un outil extrêmement performant qui a réduit le temps consacré à la sélection : le nouveau processeur FDS 366 de BSS (www.bss.co.uk). Il s'agit d'un super filtre digital comportant 6 voies avec des convertisseurs A/D et D/A 24 bit/96 kHz, qui permet d'introduire des délais entre les voies, des filtres paramétriques, etc. Connecté à un ordinateur, il réduit considérablement le temps consacré au choix des haut-parleurs, en évitant à l'utilisateur de réaliser à chaque fois un filtre actif ou passif. Si vous utilisez déjà le FDS 388 dans votre système multi-amplifié, sachez que le 366 est non seulement plus performant mais aussi qu'il donne un meilleur son.

LE SP1280

Ce haut-parleur est un modèle directement dérivé du SP1220 que nous avons utilisé dans la première version de l'Euridia. Le cache noyau a été remplacé par une ogive dispersive qui améliore la

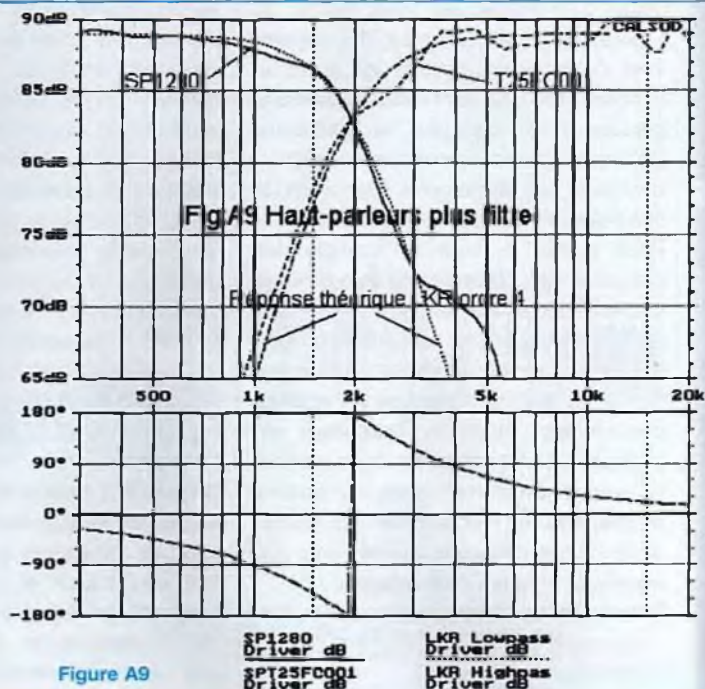
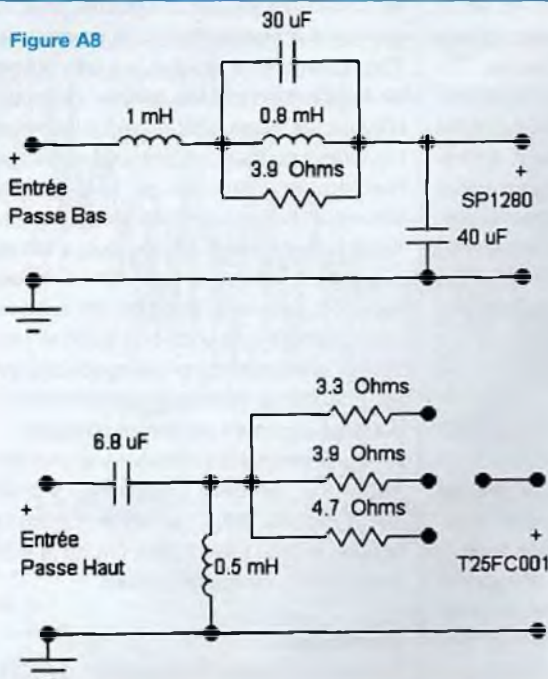
réponse dans le haut du spectre, près du premier fractionnement de la membrane. Pour atteindre ce résultat, il a fallu utiliser un support de bobine mobile plein afin d'éviter les fuites d'air entre l'intérieur et l'extérieur du haut-parleur. Les échanges thermiques étant de ce fait un peu réduits, la tenue en puissance est légèrement moins élevée. Pas de quoi s'affoler cependant, quand on connaît la robustesse de ces haut-parleurs. Ils supportent un amplificateur de 100 à 250 W : les 100 W annoncés dans les spécifications se réfèrent à une puissance continue pendant plusieurs centaines d'heures. La fig.A7 montre les réponses amplitude/fréquence des deux haut-parleurs choisis et montés dans l'enceinte. Le micro est placé dans l'axe à 92,5 cm de la face avant, entre les transducteurs.

On remarque :

- l'allure montante de la courbe du 1280 qui reflète ce qu'on appelle la diffraction de baffle et matérialise simplement le passage du mode de fonctionnement de 4π à 2π , lorsque la largeur de la face avant atteint le quart de la longueur d'onde. Le gain théorique est de 6 dB et nous obtenons... 6 dB. Notez que cette diffraction n'est pas une caractéristique particulière de ce haut-parleur mais découle d'une simple loi de physique.
- Un creux de 2 dB centré à 3 kHz et pré-curseur du premier fractionnement. Nous avons essayé différentes formes d'ogive pour combler ce creux et c'est la forme actuelle qui nous a donné le meilleur résultat. Sans ogive ce creux atteint 4.5 dB.
- Le premier fractionnement de la membrane qui a lieu à 4 800 Hz avec une amplitude de 2 dB seulement, grâce à l'ogive et à un traitement particulier de la membrane à base de papier.
- Une décroissance régulière après cette bosse sans accident notable.

T25FC001

La réponse amplitude / fréquence de ce tweeter est excellente : ± 1 dB entre



3 kHz et 20 kHz. On remarque cependant une chute assez rapide à partir de 1 800 Hz avec un petit plateau entre 1 800 et 3 kHz. Au vu des résultats, cet excellent tweeter ne pourra pas être utilisé avec un filtre du 1^{er} ordre si on souhaite une fréquence de coupure basse. Nous mettons en garde les lecteurs ayant eu la curiosité de visiter le site web de SEAS sur le manque de fiabilité des informations qui y sont fournies. De nombreux paramètres de haut-parleurs sont incorrects et les courbes présentées ont été faites avec des systèmes de mesures différents, dans des conditions qui ne sont pas toutes identiques. Cela n'enlève rien aux qualités de ces haut-parleurs, mais un peu plus de rigueur et un grand ménage dans ce site web seraient les bienvenus.

CHARGE ACOUSTIQUE DU SP1280

Nous avons vérifié les paramètres de Thiele et Small donnés par PHL : ils se sont avérés exacts. Notez que ce fabricant applique les dernières recomman-

dations de l'AES pour la mesure de ces paramètres : il utilise un courant constant de 20 mA pour les essais. Le transducteur a été conçu pour être utilisé dans une enceinte bass-reflex, dans le cas d'une utilisation en grave-médium. Nous avons retenu le même accord que pour la précédente réalisation soit 50-52 Hz. Les lecteurs qui ont réalisé la première version de l'enceinte pourront remettre ainsi à niveau leur système sans avoir à refaire des coffrets. Cet accord légèrement sous-amorti permet de l'intégrer très facilement dans de nombreux types de pièces d'écoutes. Tout ce qui a été écrit à ce sujet dans le numéro 115 de janvier 1994 est toujours d'actualité, et nous invitons les lecteurs intéressés à s'y reporter. Ils y trouveront la réponse amplitude / fréquence entre 20 et 200 Hz avec le 50 Hz -3 dB.

LE FILTRE

CHOIX

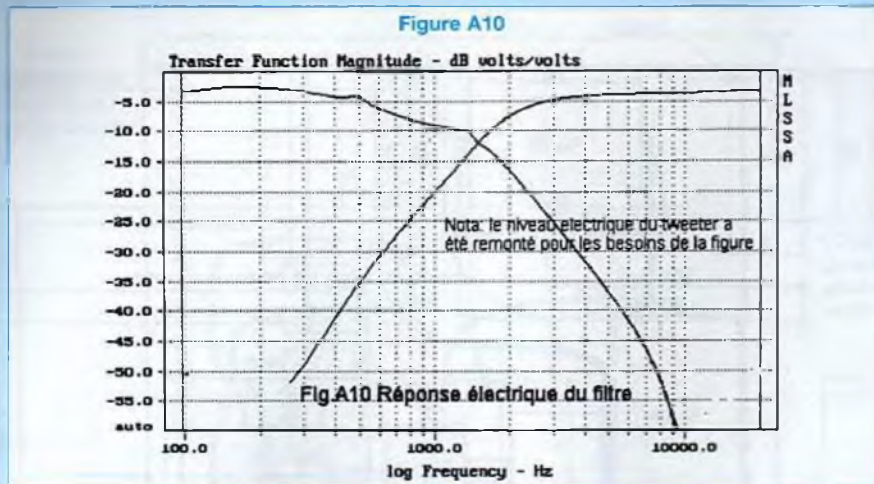
Le filtre, pièce maîtresse d'une enceinte acoustique, demande un soin tout parti-

culier afin de révéler le maximum de qualités des haut-parleurs choisis. C'est certainement la partie la plus difficile à concevoir dans une enceinte acoustique. Il faut choisir :

- le type de filtre (Bessel, Butterworth, Linkwitz-Riley, etc.)
- son ordre, autrement dit la pente de coupure
- sa fréquence de coupure.

Seuls les filtres du 1^{er} ordre permettent une réponse linéaire en phase, soit 6 dB/octave. Le problème de ce type de filtre est justement la faible pente d'atténuation autour de la fréquence de coupure. Il est quasiment impossible de trouver des transducteurs (des tweeters en particulier) qui s'accordent avec ce genre de filtrage, sauf si on accepte des compromis, par exemple sur la distortion, la fréquence de coupure ou la tenue en puissance.

Les haut-parleurs que nous avons choisis excluent ce type de filtre. Avec un SP1280, la directivité devient trop prononcée dans les hautes fréquences, et



avec un tweeter, la réponse amplitude / fréquence chute trop tôt. Nous devons donc éliminer les filtres du 1^{er} ordre. Nous n'aimons pas beaucoup le 2^{ème} ordre, la pente d'atténuation est encore trop faible et la réponse en phase oblige souvent à inverser la polarité du tweeter. Restent donc les 3^{ème} ou 4^{ème} ordre, qui ont une pente de coupure adéquate.

Voyons maintenant le type de filtre. Nous aimons les filtres de Bessel qui offrent la meilleure réponse transitoire, malgré une faible pente d'atténuation autour de la fréquence de coupure. La réponse du tweeter T25FC001 n'est pas très adaptée à ce type de filtre, sauf si on choisit une fréquence de coupure haute. Les filtres de Butterworth dégradent quelque peu la réponse transitoire, mais la bande non atténuée est très plate (c'est pourquoi on les appelle aussi «maximally flat» en anglais). Les filtres du type Linkwitz-Riley sont une cascade de deux filtres Butterworth. Ils ne peuvent être que d'ordre pair. Le compromis est intéressant car la réponse transitoire est acceptable, l'atténuation est de -6 dB (au lieu de -3 dB) à la fréquence de coupure.

Nous avons donc hésité entre un filtre Butterworth du 3^{ème} ordre (18dB/octave) et un filtre de type Linkwitz-Riley du 4^{ème} ordre (24 dB/octave). Après de multiples mesures et écoutes, notre choix s'est fixé sur le filtre offrant la plus forte pente

de coupure, soit le **Linkwitz-Riley du 4^{ème} ordre**.

Si vous vous reportez à la courbe A7, l'encadrement de la fréquence de coupure apparaît distinctement. Elle sera au maximum de 3 kHz à cause de la directivité et du fractionnement du SP1280, et au minimum de 2 kHz compte tenu de la chute d'amplitude du T25. Nous avons donc choisi 2.5 kHz comme point de départ. Nous avons alors programmé le FDS 366 en jouant sur les filtres et les corrections de bande pour obtenir une réponse haut-parleur plus filtre du type Linkwitz-Riley 4^{ème} ordre. Après de nombreuses mesures et écoutes, nous avons trouvé qu'une coupure à 2 kHz offrait le meilleur compromis entre directivité, tenue en puissance et homogénéité.

Il reste maintenant à réaliser un filtre passif qui satisfasse au cahier des charges que nous venons d'établir, c'est à dire :

- un filtre acoustique Linkwitz-Riley d'ordre 4 à une fréquence de coupure de 2 kHz qui corrige la diffraction de baffle
- adapte les sensibilités des transducteurs
- présente une impédance «facile» pour les amplificateurs
- utilise le minimum de composants

SCHEMA

Le schéma A8, grâce à l'informatique, représente le filtre définitif. Il a de quoi surprendre car il n'utilise que 3 selfs, 3

condensateurs et 2 résistances, si on exclut les 2 résistances optionnelles (3.3 et 4.7 Ω permettant le réglage du niveau du tweeter. Tous les composants ont des valeurs «standard».

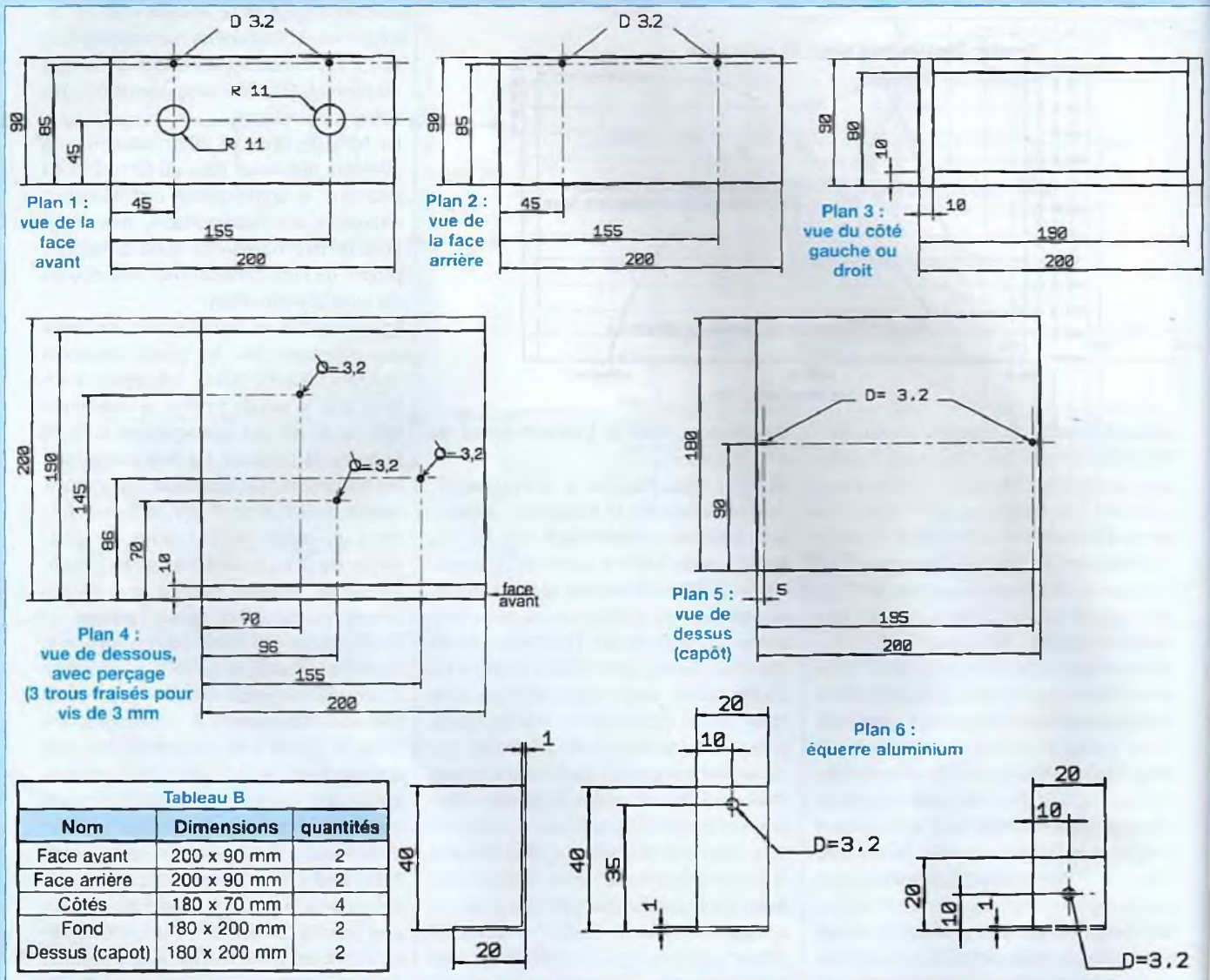
Le filtre de l'Euridia 2000 ressemble, à première vue, à un filtre du 2^{ème} ordre. Et pourtant, la combinaison des réponses naturelles des haut-parleurs, des variations de leur impédance et de la réponse propre du filtre donnent bien une courbe du type Linkwitz-Riley.

La correction de la diffraction de baffle est effectuée par le circuit bouchon (0.8 mH / 30 μ F / 3.9 Ω . Ce circuit, combiné avec la self de 1mH et le condensateur de 40 μ F, sert également au suivi de la pente de coupure. Le filtre passe haut est beaucoup plus classique. Le condensateur de 6.8 μ F et la self de 0.5mH forment un réseau du 2^{ème} ordre. La résistance de 3.9 Ω combinée avec l'impédance du tweeter ramène son niveau acoustique à celui du grave-médium.

Vous pouvez voir sur la courbe A9 que la réponse acoustique du SP1280 associée à son réseau passif respecte la réponse théorique d'un filtre Linkwitz-Riley du 4^{ème} ordre à 0.5 dB près jusqu'à 3 kHz, puis diverge jusqu'à 4.2 kHz (déjà atténué de 20 dB) avant de reprendre la bonne pente de coupure. Dans une version intermédiaire du filtre nous avons corrigé cette déviance, mais les résultats d'écoute avec ou sans correction n'ayant pas permis de déceler la moindre différence, nous avons décidé d'abandonner le projet. Le T25FC001 suit la pente théorique à 1 dB près. La fréquence de coupure est de 1 950 Hz à -6 dB.

La réponse électrique du filtre passif (figure A10) mesurée aux bornes des haut-parleurs, avec une pente de 16 à 17 dB/octave seulement et une fréquence de coupure de 1 600 Hz, diffère notablement de l'objectif. Elle illustre parfaitement l'impossibilité d'obtenir un résultat correct avec un filtre standard acheté «tout fait» dans le commerce. C'est bien le résultat acoustique qui importe, et il faut impérativement passer par des

UNE 2 VOIES AVEC H.P. B171-8-1280 PHL ET T25-001 SEAS



mesures acoustiques pour coller à l'objectif.

RÉALISATION ET CÂBLAGE

Habituellement, le constructeur d'un filtre passif, après la mise au point du prototype, dessine un circuit imprimé pour réunir et connecter les composants du filtrage. Cette technique de câblage présente plusieurs défauts :

- mélange de deux types de liaisons entre les composants : fils des composants + pistes du circuit imprimé.

- position des selfs à plat sur le circuit, générant et recevant des vibrations parasites.

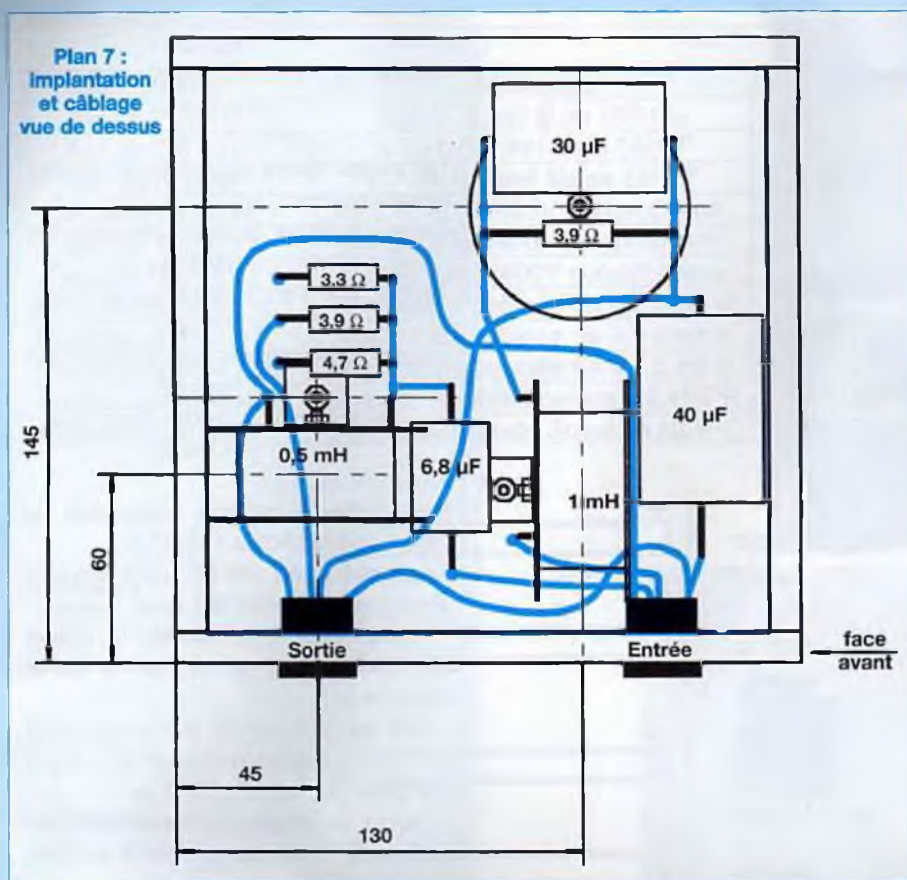
- couplage magnétique entre les différentes sections du filtre.

Pour éliminer tous ces défauts, nous avons employé les solutions suivantes :

- montage des composants dans deux coffrets externes, en médium
- recherche du positionnement optimal des selfs pour une induction mutuelle minimale.

- interconnexions des composants la plus directe possible, en utilisant uniquement les queues de chaque composant et du fil de grosse section (1,5 mm²)
- raccordement ampli/enceintes en bi-câblage.
- sablage de l'intérieur de chaque coffret.

Le couplage magnétique entre les selfs est un paramètre souvent négligé par la plupart des constructeurs. L'implantation de tous les composants d'un filtre sur un circuit imprimé, facilite le câblage et



abaisse donc le prix de revient. Dans notre cas, nous prendrons le temps de câbler nos composants en recherchant la meilleure implantation. Pour vous rendre compte du problème posé par les selfs, la manipulation est très simple :

- posez à plat deux selfs, une de 1 mH et l'autre de 0,8 mH (valeurs utilisées pour notre filtre).

- appliquez un signal audio (1 kHz) de 1 volt efficace aux bornes de la bobine de 1 mH, par l'intermédiaire d'un ampli de puissance.

- branchez ensuite la sonde d'un oscilloscope (sensibilité de 10 mV par carreau) aux bornes de la bobine de 0,8 mH et approchez-la de la 1 mH. Vous constaterez que plus vous approchez les deux selfs l'une de l'autre, plus le signal augmente. Il n'y a pas de doute possible, c'est bien une fréquence de 1 kHz qui apparaît sur l'écran. Si vous ne possédez

pas d'oscilloscope, vous pouvez effectuer cette manipulation avec un voltmètre alternatif.

- augmentez maintenant le signal d'entrée jusqu'à 10 volts. C'est un signal de 100 mV qui est présent sur l'écran. Surprenant n'est-ce pas ?

Nous vous laissons imaginer l'impact de l'induction de la cellule passe-haut par la cellule passe-bas. Ce défaut génère une distorsion d'intermodulation qui n'est pas négligeable. Rappelez-vous que plus la fréquence augmente, plus l'énergie diminue et plus le signal est sensible à la moindre perturbation électrique ou magnétique.

LES BOÎTIERS

Nous fabriquerons deux boîtiers en médium, de 10 mm d'épaisseur. Le

tableau B vous indique les débits à employer.

Les plans 1 à 5 vous seront une aide suffisante pour leur réalisation, qui ne présente aucune difficulté. Tous les éléments seront collés et maintenus par quelques pointes fines sans tête, sauf le dessus, que vous fixerez plus tard avec 6 vis VBA de 3x20 mm.

IMPLANTATION DES COMPOSANTS

Après avoir optimisé les positions des composants, mesures à l'appui, nous avons abouti à l'implantation présentée sur le plan 7. Vous constaterez que deux selfs sont montées verticalement, cette position inhabituelle annule presque totalement les couplages magnétiques entre elles. Ne changez rien ! Aidez-vous des traits d'axe pour respecter les alignements ainsi que de la photo 1 pour monter les composants.

La self à plat est fixée par une colonnette en laiton de 30 mm de hauteur. Les deux autres bobines sont maintenues au fond du boîtier, par deux équerres en aluminium dont le plan 6 indique les usinages. Attention, tous les accessoires et toutes les vis devront être en matériau amagnétique : laiton, PVC ou autres.

Pour vous persuader de l'effet du métal ferreux, reprenez la manipulation précédemment explicitée et plongez une vis ou un clou en acier au centre de la self de 1 mH. Vous constaterez que la valeur du signal change et que ce dernier est perturbé.

Les condensateurs sont maintenus fermement à l'aide de languettes serre-fils fixées sur le fond du boîtier et sur une embase plastique.

LA CONNEXION

Comme pour les enceintes, nous avons utilisé des embases SPEAKON à quatre pôles dont la photo 2 vous montre l'emplacement. Nous préférons habituellement les embases rondes, mais nos fournisseurs n'en avaient plus en stock. Pour



Photo 1

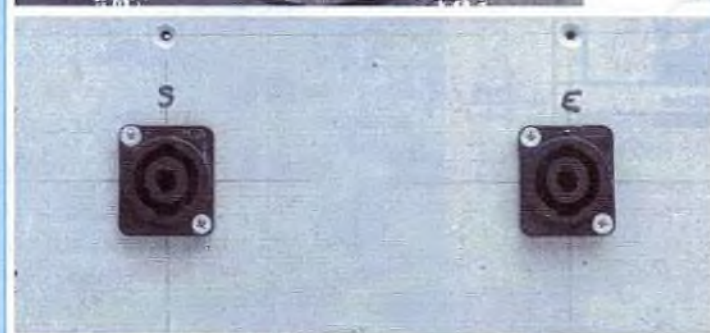


Photo 2

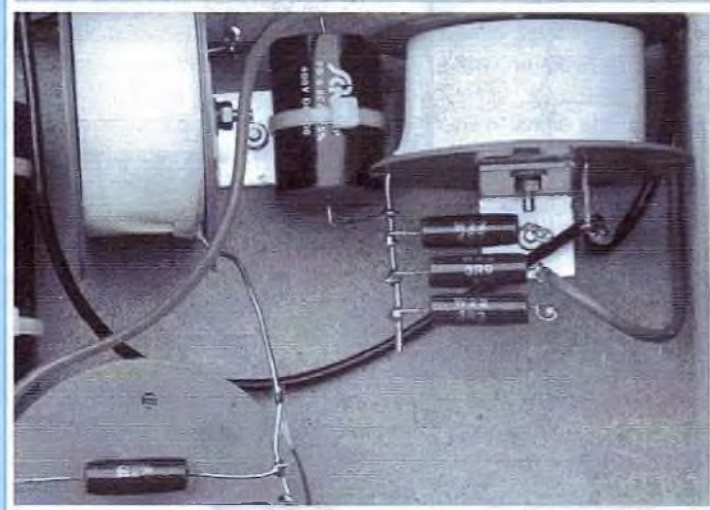


Photo 3

des commodités du câblage, les deux prises seront montées à l'envers, c'est-à-dire que l'inscription Neutrik se lira à l'envers et en haut. Les entrées seront situées sur le connecteur de gauche :

teur de droite, dont voici le câblage :

- entrée du signal sur le filtre passe-bas = borne 1+
- entrée du 0 V sur le filtre passe-bas = borne 1-

- entrée du signal sur le filtre passe-haut = borne 2+
- entrée du 0 V sur le filtre passe-haut = borne 2-

Les sorties seront situées sur le connecteur de gauche :

- sortie du signal de la cellule passe-bas = borne 1+
- sortie du 0 V de la cellule passe-bas = borne 1-
- sortie du signal de la cellule passe-haut = borne 2+
- sortie du 0 V de la cellule passe-haut = borne 2-

Pour la partie câblage, aidez-vous du plan 7 et des photos 1, 2, et 3.

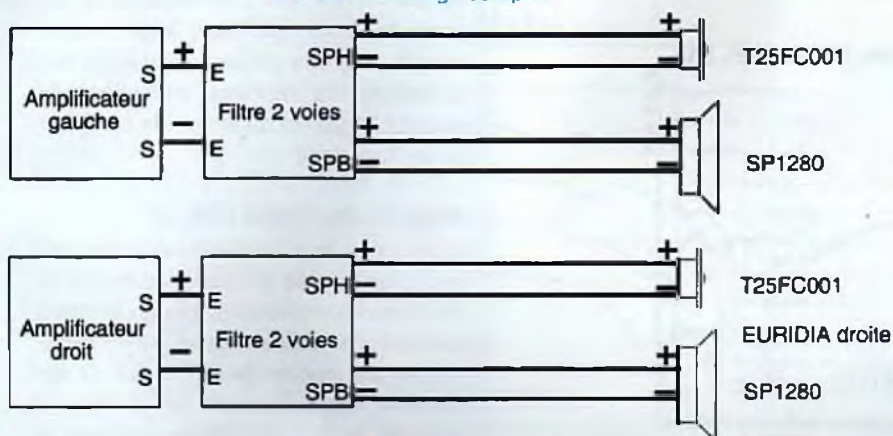
La procédure de câblage est la suivante (face avant orientée vers vous) :

- commencez par souder la queue du condensateur 40 μ F sur la borne d'entrée 1-
- pliez les deux queues du condensateur de 30 μ F et soudez la résistance de 3,9 Ω sur celles-ci
- placez le couple résistance/capa aux bornes de la self de 0,8 mH et soudez-les ensemble
- soudez l'autre patte de la capa de 40 μ F sur la queue de droite de la self 0,8 mH
- reliez et soudez la queue du fond de la self de 1 mH sur la patte de gauche de la 0,8 mH
- soudez un fil de 10 cm sur l'autre queue de la 1 mH et soudez-le sur la borne d'entrée 1+
- soudez un fil de 20 cm sur l'intersection des composants 40 μ F + 30 μ F + 0,8 mH
- soudez l'autre extrémité sur la borne de sortie 1+ (à gauche de la face avant)
- soudez un fil de 20 cm sur la borne d'entrée 1-
- soudez l'autre extrémité sur la borne de sortie 1-
- soudez les 3 résistances (3,3 Ω + 3,9 Ω + 4,7 Ω sur le fil droit de la self de 0,5 mH, et la queue de la capa de 6,8 μ F comme indiqué sur la photo ou le plan 7
- soudez un fil de 10 cm sur l'autre queue

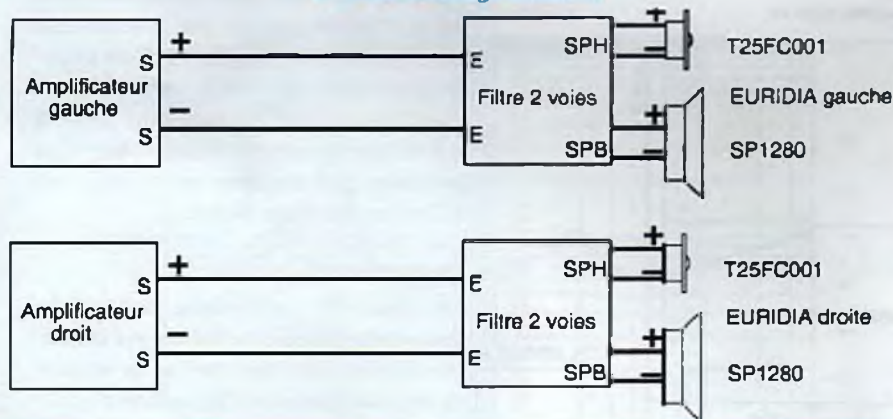
Tableau C

Désignation	Référence	quantités
Self de 1 mH	R.A.H. 1 mH fil de 15/10e	2
Self de 0,8 mH	R.A.H. 0,8 mH fil de 15/10 ^e	2
Self de 0,5 mH	R.A.H. 0,5 mH fils de 15/10 ^e	2
Capacité de 40 μ F	S.C.R. 40 μ F/400V polypropilène	2
Capacité de 30 μ F	S.C.R. 30 μ F/400V polypropilène	2
Capacité de 6,8 μ F	S.C.R. 6,8 μ F/400V polypropilène	2
Résistance de 3,3 Ω	Résistance bobinée de 3,3 Ω 6/8 W	2
Résistance de 3,9 Ω	Résistance bobinée de 3,9 Ω 6/8 W	4
Résistance de 4,7 Ω	Résistance bobinée de 4,7 Ω 6/8 W	2
Connecteur embase	Embase Neutrik Speakon NL4MPR	4
Connecteurs mâles	Connecteur Neutri Speakon NL4FC	6

Plan 8 : bi-câblage complet



Plan 9 : bi-câblage minimum



de la capa de 6,8 μ F et soudez l'autre extrémité sur la borne 2+ de l'embase d'entrée

- reliez la borne d'entrée 2- par un fil de 25 cm à l'autre queue de la self de 0,5 mH et sur cette même queue soudez

un autre fil de 10 cm que vous fixerez sur la borne 2- du connecteur de sortie

- enfin, soudez un fil de 15 cm de la borne 2+ à la résistance de 3,9 Ω

- vérifiez soigneusement votre câblage en suivant le schéma A8

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Au risque de nous répéter, respectez scrupuleusement les valeurs des composants et surtout les références et les marques, car nos choix ont été guidés par des critères techniques et des exigences de qualité. Ils ne doivent rien au hasard ou à des préférences commerciales (tableau C).

Si vous êtes certains de votre câblage, il ne vous reste plus qu'à l'essayer, après avoir préparé les câbles de raccordements entre les amplis et le filtre, puis entre le filtre et les enceintes. Le plan 8 présente les deux possibilités de câblages, le filtre est soit :

- près de l'amplificateur
- près des haut-parleurs.

L'avantage du premier mode est de séparer les masses des circuits filtres plus haut-parleurs le plus longtemps possible avant de les réunir à la borne (-) de la sortie de l'amplificateur. Son inconvénient est de nécessiter deux fois plus de longueurs de câbles. Faites l'essai et dites nous le mode que vous préférez à l'écoute.

Quel que soit le mode choisi, vous confectionnez les câbles de liaisons en utilisant les fiches mâles Speakon et en respectant les polarités déjà déterminées dans le reste du montage (voir plus haut au chapitre câblage du filtre). Ne soyez pas sous le charme des câbles ésotériques, du cordon de mesure fera amplement l'affaire, ou du scindex de forte section (minimum de 2,5 mm²). D'ailleurs, nous devrions un jour nous pencher sur les câbles de liaisons, il y a matière à découvrir.

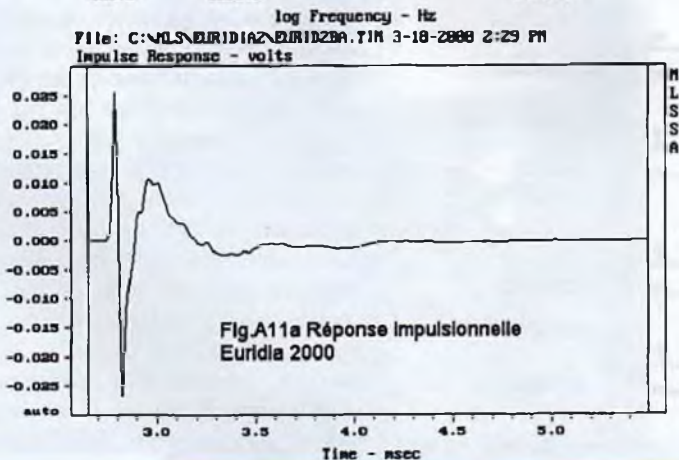
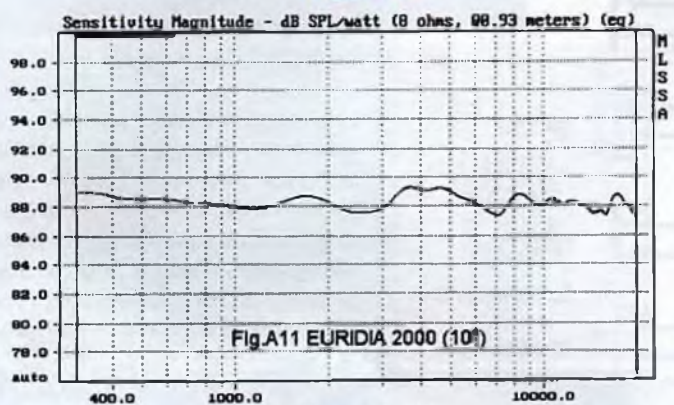
Lorsque l'ensemble sera opérationnel, il vous restera à choisir le réglage du niveau des tweeters : vous jugerez à l'oreille, en déplaçant tour à tour le câble sur les trois résistances de réglages. Ainsi vous jugerez sur laquelle il vaut mieux le fixer.

Lorsque vous aurez arrêté votre choix, passez au sablage des deux boîtiers

Photo 4



Figure A11



(photo 4), en utilisant du sable fin comme pour les pieds (des enceintes bien entendu!). Tassez convenablement le sable puis fermez les coffrets avec les deux plaques qui restent. Avant de visser les

vis VBA têtes fraisées de 3x20 mm, nous vous conseillons de pratiquer un avant trou de 2 mm de diamètre afin d'éviter l'éclatement du médium (la photo 1 prouve l'utilité de ces avant-trous). Voici

encore un moyen de lutter contre les vibrations des composants, générées de l'extérieur ou de l'intérieur, comme par exemple les selfs.

RÉSULTATS

Ils sont tout à fait remarquables : 80 Hz à 20 kHz à ± 1 dB ! Le micro de mesure était placé à 92.5cm de la face avant et à 10° de l'axe, entre le SP1280 et le T25FC001. La courbe A11 donne la réponse de l'EURIDIA 2000 entre 300 Hz et 20 KHz pour une distance recalculée à 1 m. On lit directement le rendement : 89 dB / 1W / 1m. L'optimisation a été conduite à 10° de l'axe, angle moyen adopté pour une utilisation classique des enceintes. La réponse impulsionnelle (courbe.A11a) est à l'image de la réponse en fréquence

NIVEAU DU TWEETER

La réponse la plus linéaire aux mesures est obtenue avec la résistance de 3.9 Ω . Vous pouvez remarquer que nous avons ajouté sur le schéma deux autres résistances de valeurs de 3.3 et 4.7 Ω qui donnent respectivement un niveau de +0,5 dB et -0,7 dB comme l'indique la fig.A12. Rien ne vous empêche d'essayer d'autres valeurs, par exemple 2.2 ou 2.7 Ω si vous souhaitez obtenir encore plus de niveau (dans un environnement très assourdi par exemple) ou 5.6 à 6.8 Ω pour en obtenir moins. Mais vous ne devez pas dépasser un minimum de 2.2 et un maximum de 6.8 Ω .

DIRECTIVITÉ

La directivité horizontale, notion très importante, influe directement sur la qualité d'écoute, dès lors que l'on ne se trouve plus exactement à la position d'écoute idéale. Nous l'avons mesurée 10° par 10° jusqu'à 50°. La fig.A13 mérite quelques explications : nous n'avons pas pris comme référence la réponse dans l'axe (0.00°) : la ligne droite sur la courbe. Les autres courbes correspondent aux variations par rapport à cette référence.

Figure A12

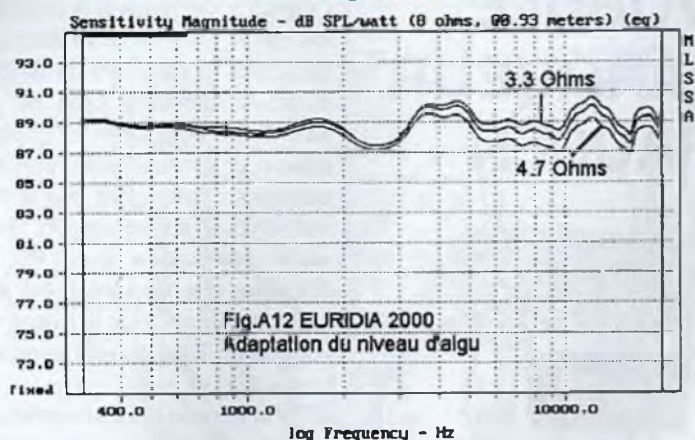


Figure A13

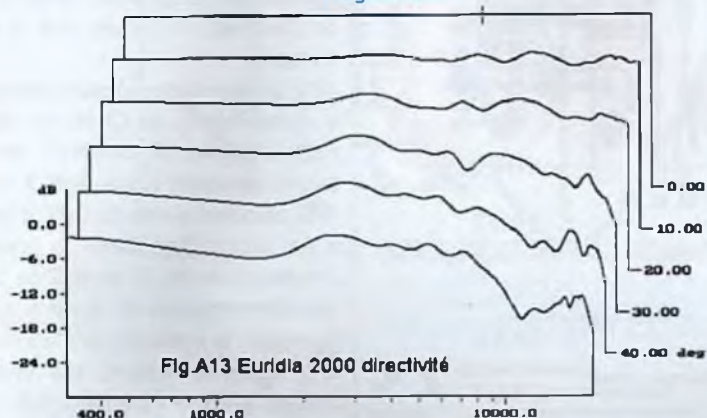
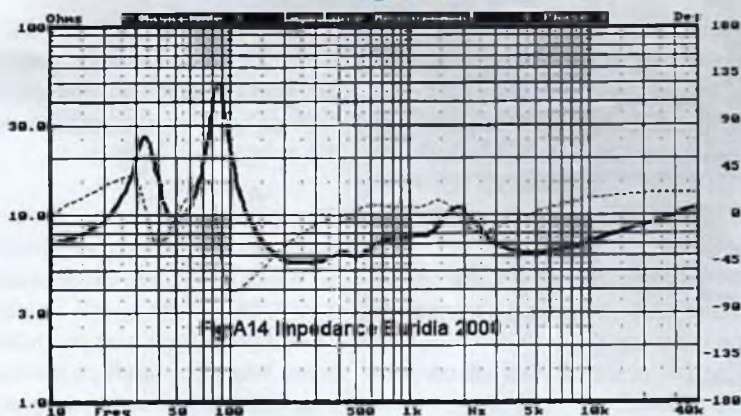


Figure A14



REMERCIEMENTS

Philippe LESAGE (PHL AUDIO)
Alain POUILLON-GUIBERT (APG)
Bruno ROUX (BC ACOUSTIQUE)

Monsieur DORVAL (PROSONOR)
R.A.H., CONRAD ELECTRONIC,
S.C.R.

La directivité est faible, et surtout très régulière jusqu'à 30° de l'axe avec une petite remontée à 40 et 50° entre 12 et 16 kHz. Il s'agit là d'un excellent résultat dû au choix de la fréquence de coupure, relativement basse (2 kHz) et à la très bonne dispersion du tweeter SEAS.

IMPÉDANCE

La courbe d'impédance d'EURIDIA 2000 (Fig.A14) montre que l'accord Bass-reflex est bien obtenu à 50 Hz. Elle passe par un minimum de 5.5 Ω à 250 Hz pour atteindre 12 Ω à 40 kHz. On remarque surtout la réponse en phase quasiment résistive de 300 Hz à 10 kHz. Ce sera donc une enceinte extrêmement facile à piloter et un complément idéal pour un amplificateur à tubes.

CONCLUSION

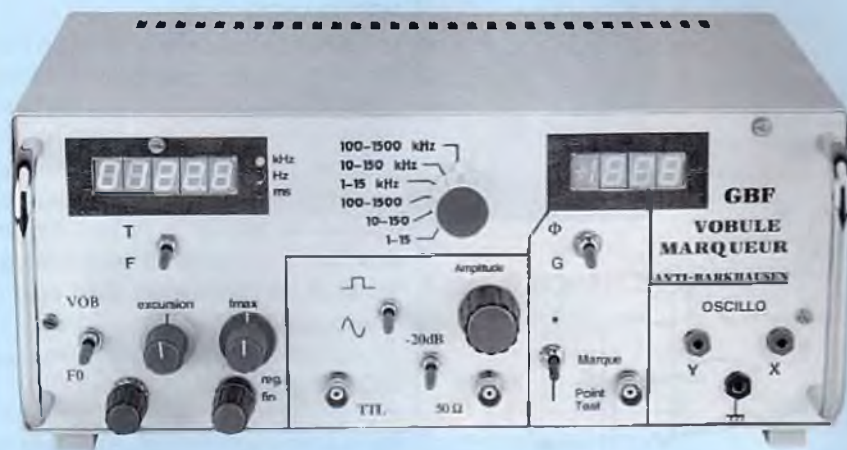
80 Hz à 20 kHz à +/- 1 dB, 50 Hz à -3 dB, 89 dB de rendement, une très faible directivité : les mesures sont tout simplement exceptionnelles. Pour répondre à une question qui nous est régulièrement posée, cette enceinte représente un tout et il n'est possible de changer ni les haut-parleurs, ni le coffret, ni le filtre. Seules les résistances de réglages du niveau du tweeter peuvent être remplacées par d'autres. Quand à l'écoute, elle est à la fois douce et dynamique, le grave est ferme et précis.

Ne nous étendons pas plus longuement sur nos écoutes : nous ne voudrions pas paraître présomptueux, ni surtout influencer sur votre jugement. Nous préférons recevoir vos impressions et les comparer aux nôtres.

Bref, nous aimons beaucoup cette enceinte qui devrait vous apporter de grandes satisfactions d'écoutes pendant de nombreuses années, en plus de son rapport qualité / prix imbattable. A vous de juger !

Jean-Claude GAERTNER
Gabriel KOSSMANN
Gabriel.kossmann@wanadoo.fr

GENERATEUR VOBULÉ 1 Hz - 1,5 MHz - MARQUEUR L'ANTI - BARKHAUSEN



Après la description des circuits de mesure, cette quatrième partie concerne tout naturellement leurs réalisations. Puis on montre des exemples d'utilisations : aucun doute, l'appareil est utile.

SUITE DE LA REALISATION

Il reste à réaliser cinq cartes double face :

PHASE, comportant aussi l'alimentation des circuits de mesure : figures 53, 54, 55.

COMPAG (figures 56, 57, 58) et COMPAT (figures 59, 60 et 61), donnant respectivement les amplitudes AG et AT, ainsi que les sorties comparateur CPG et CPT, plantées sur des connecteurs de PHASE. SELCAN (figures 62, 63 et 64), sélectionne la référence et la mesure envoyées au CAN pour la mesure de G ou ϕ . Cette carte porte aussi l'alimentation du CAN. Elle est également plantée sur un connecteur de PHASE.

CAN : figures 65, 66 et 67. Conversion et affichage de G ou ϕ .

La figure 68 donne le plan des nappes N7 et N8.

31°) Alimentation de la carte PHASE.

32°) On installe le générateur de rampe avec C186 et C187 sur cette carte, et ensuite le MOS T11, dont la grille est alors protégée. On installe la nappe N7 OSCAV-PHASE ; on doit alors obtenir la rampe RP, et vérifier l'arrivée de $\overline{K1}$, K2, K3 sur C186.

33°) On installe C183 sur la carte phase, et la zener D25. Ces deux composants vont protéger les deux MOS T9 et T10, qu'on soude ensuite. Puis les connecteurs 10 points.

34°) On débute les cartes COMPAG et COMPAT par les relais. On vérifie que RL8G et RL8T travaillent en vobulation ; et que RL6 et RL7 travaillent en gammes 1 à 4.

35°) On poursuit parallèlement ces

deux cartes avec les AOP suiveurs C168 à 73. On place le fil de liaison entre les cartes SORTIE et PHASE ; la sortie 50 Ω sera reliée à l'entrée de COMPAG, et provisoirement à celle de COMPAT. 36°) On poursuit avec les circuits d'amplitude. En mettant l'excursion à zéro, on peut régler fmax pour que la fréquence soit unique en vobulation. En faisant varier l'amplitude avec P5, on doit constater que les sorties AG et AT suivent docilement avec la bonne valeur en vobulation. Elles suivent avec inertie en fréquence fixe.

37°) On termine les deux cartes par leurs comparateurs. On doit obtenir des signaux carrés en phase avec la sinusoïde d'entrée, de paliers -0,6 V et 3,5 V environ.

38°) On termine le phasemètre avec sur la carte PHASE les CI 80, 81, 82, 85, et RL9. L'entrée de COMPAT sera reliée successivement d'une part à un circuit R-C placé en sortie du GBF, d'autre part à un circuit C-R. Dans le premier cas (retard de phase), la sortie 7 de C181 doit être négative, et égale à la sortie 1 inversée ; la sortie 10 de C185 doit être à 5 V. Dans le second cas (avance de phase), la sortie 7 de C181 doit reproduire la sortie 1 et la sortie 10 de C185 doit être à 0.

39°) On termine la carte PHASE avec les CI 76, 77, 84 et les capa de stockage.

En mode vobulé, on doit obtenir AT0, AG0 et $\phi 0$, valeurs respectives de AT, AG et ϕ durant la phase 5.

On doit obtenir également la sortie Y relative au gain, avec marquage linéaire ou ponctuel selon la liaison établie sur le 8 de C186. La carte porte un picot sur le 11 de C176, qui ne sera pas relié en définitive. Il sert à ce stade de la construction pour obtenir la courbe de phase en le reliant au 8 V.

40°) Réalisation de la partie sélection de la carte SELCAN. On peut mettre en R196 la valeur théorique 22 M Ω . On met deux courts-circuits aux emplacements de Aj3 et Aj4. Deux fils provi-

Figure 53

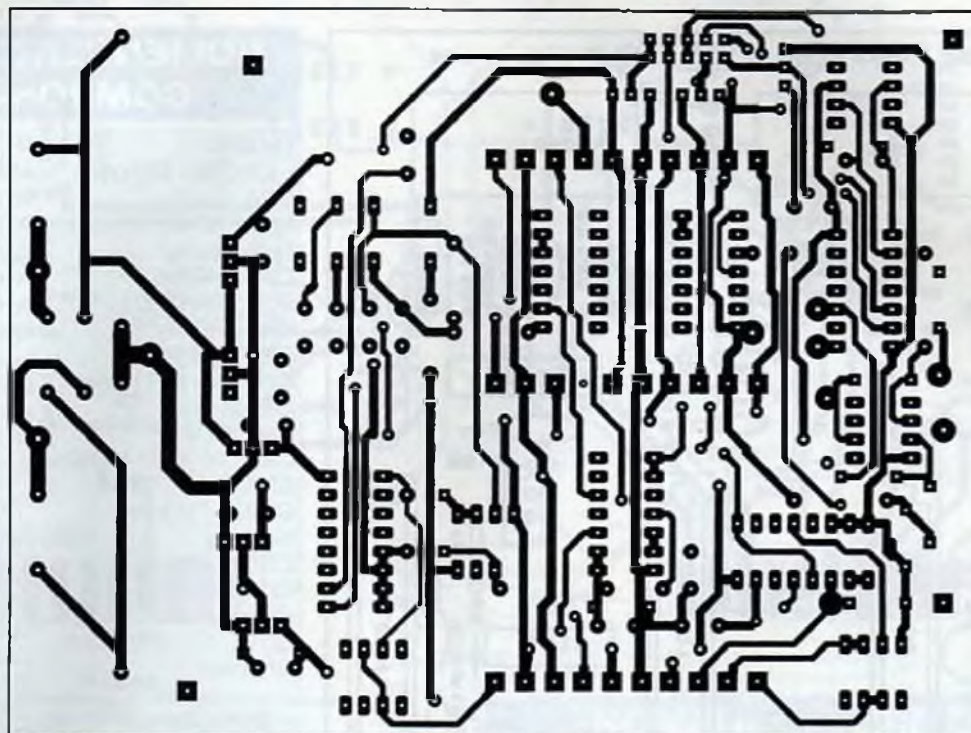
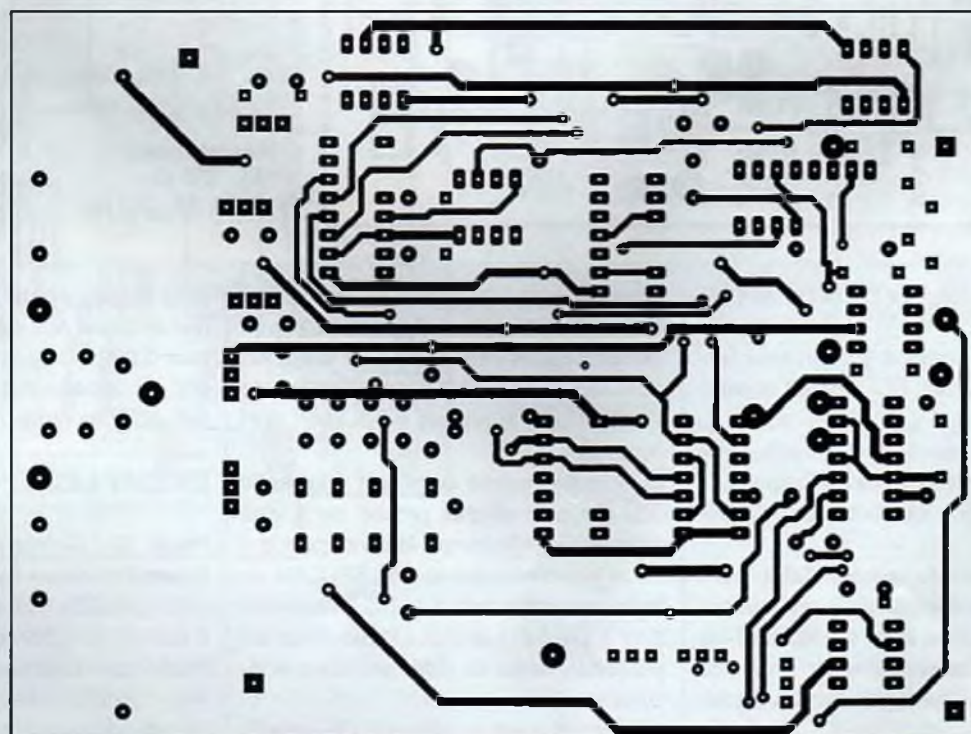
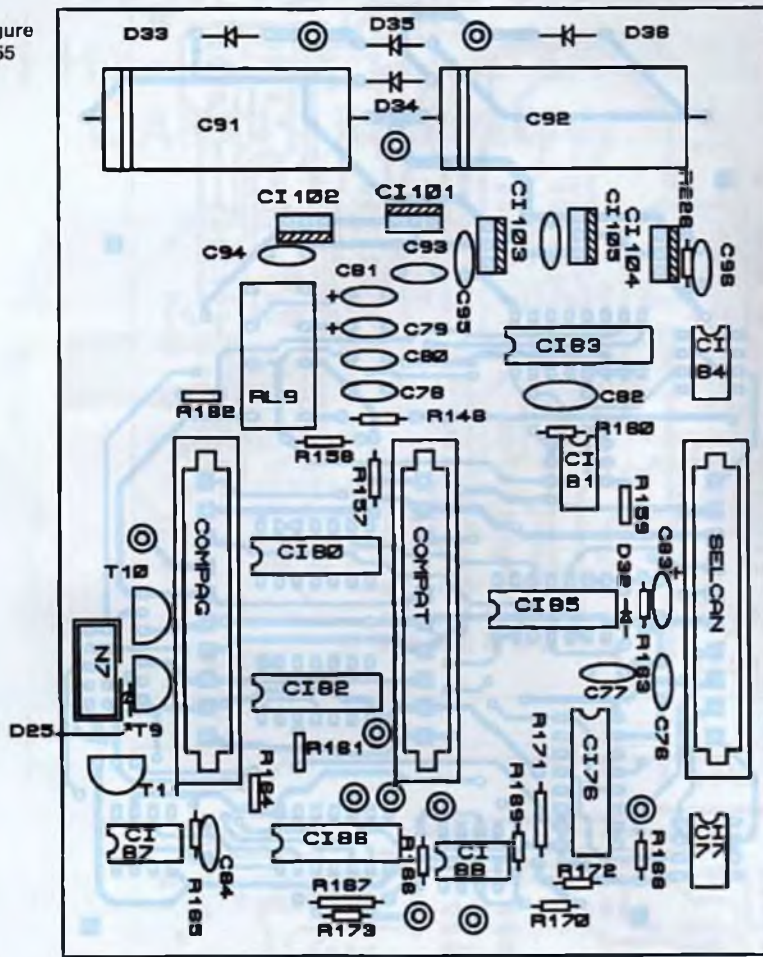


Figure 54



GÉNÉRATEUR VOBULÉ

Figure 55



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

PHASE

- Circuits intégrés

CI76 : 4053
 CI77 : OPA2131 (disp. Radiospares)
 CI80 : HCT86
 CI81 : OPA 2131
 CI82 : HCT74
 CI83 : 4053
 CI84 : OPA131 (disp. Radiospares)
 CI85 : 4093
 CI86 : 4016 ou 4066
 CI87, CI88 : TL081
 CI101 : 7815 sur radiateur
 CI102 : 7808
 CI103 : 7805
 CI104 : 7908
 CI105 : 7915 sur radiateur

- Transistors

T9, T10, T11 : BS 170

- Diodes

D25 : zener 7,5 V
 D33, 34, 35, 36 : 1N4004

- Résistances

R145 : 330 Ω.
 R157, R158 : 3,3 kΩ.

R159, R160 : 4,75 kΩ, 1%
 R161, R162 : 10 kΩ.
 R163 : 470 kΩ.
 R164 : 39 kΩ.
 R165 : 270 kΩ.
 R166, R167 : 100 kΩ.
 R168 : 180 kΩ.
 R169, R170 : 100 kΩ.
 R171 : 10 kΩ.
 R172 : 68 kΩ.
 R173 : 330 Ω.
 R226 : 1 kΩ.

- Condensateurs

C76, C77 : 220 nF
 C78, C80 : 100 nF
 C79, C81 : 47 μF tantale
 C82 : 220 nF
 C83 : 1 μF tantale
 C84 : 220 nF
 C91, C92 : 1000 μF, 40 V axial
 C93, 94, 95 : 220 nF
 C96 : 10 μF tantale
 C97 : 2,2 μF tantale
 3 Connecteurs 10 points, pas 3,96
 1 HE-10 mâte 2x5 points
 11 Picots

soires sont soudés sur D7 et D6 de CI91 pour les tests.

D7 et D6 sont portés à 8 V. On peut tester un simple circuit RC. On doit constater que $Ref = 0,5 V$ et $Mes =$ sortie du pont diviseur issu de $Iq1$. On vérifiera de même les 7 autres cas selon l'exposé.

41°) Alimentation du CAN sur la carte SELCAN.

42°) Réalisation de la carte CAN, avec mise en place de N8. Tous les composants sont soudés côté cuivre, sauf les afficheurs et l'inverseur KGΦ. Tout doit fonctionner, il reste à faire quelques réglages.

a) Pour calibrer le phasemètre, il faut reti-

rer provisoirement le CI84 (donc impérativement monté sur support). L'entrée $Iq01$ de SELCAN est reliée au 5 V. Aj5 est alors réglée pour obtenir un affichage de $180,0^\circ$. Puis on rétablit la situation normale.

b) On relie l'entrée point-test à la sortie GBF. Le gain affiché, proche de 1, doit dans un premier temps être indépendant de la sélection opérée par SELCAN au franchissement des 2 V par AT0 (donc 3,14 V par l'amplitude). On modifiera s'il y a lieu la valeur de R196 en fonction du constat effectué.

Le résultat s'est maintenu à 1% jusqu'à 0,15 V d'amplitude (affichage 1,010).

c) Si le gain affiché est inférieur à 1, on met en place Aj3, que l'on règle pour afficher 1,000.

S'il est supérieur à 1, on met en place Aj4, que l'on règle de même.

EXEMPLES D'UTILISATION

Photo 15 : Courbe de gain d'un double Sallen-Key passe-bas avec $R = 1 k\Omega$, $C1 = 220 pF$, $C2 = 2,2 nF$,

2 AD817. $f_0 = 202,8 kHz$. $G = 2,67$.

Photo 16 : Courbe de phase associée. $\varphi = -135,2^\circ$. La discontinuité de la courbe est fictive, puisque φ passe de -180° à 180° . Dans un tracé manuel, on pour-

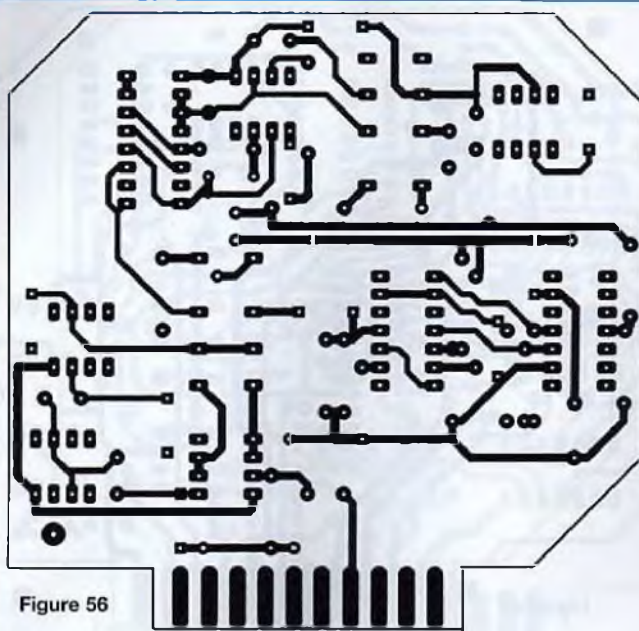


Figure 56

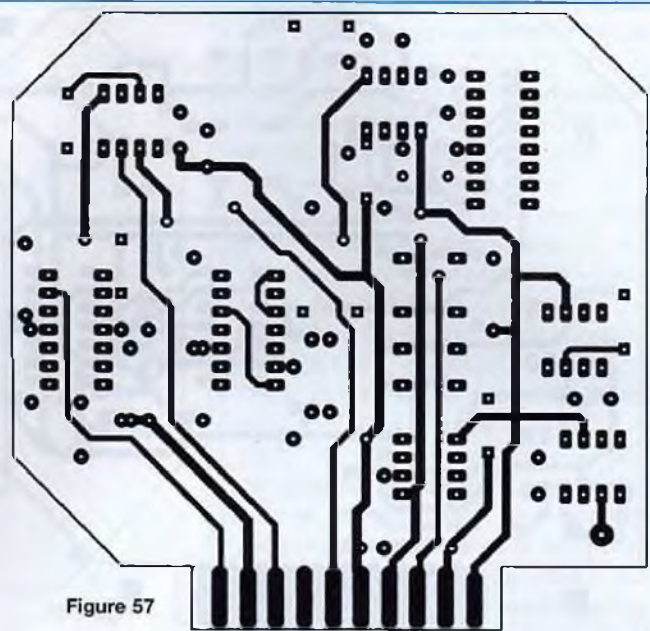


Figure 57

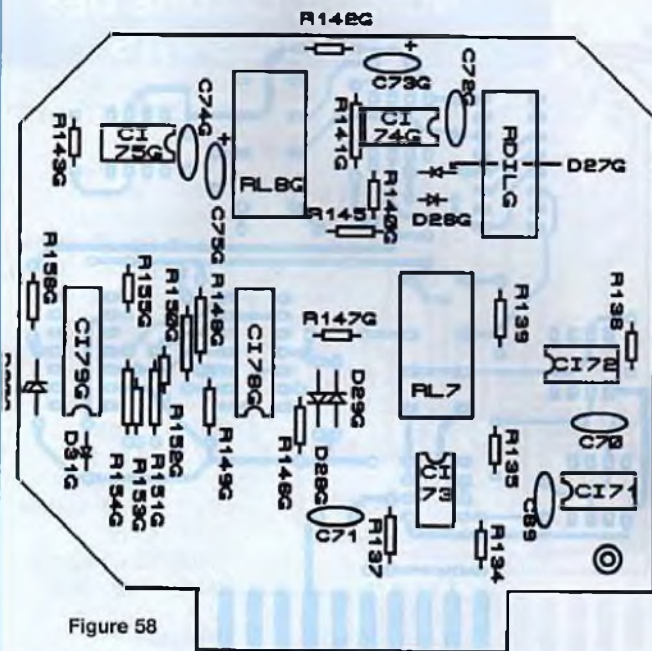


Figure 58

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

COMPAG

- Circuits intégrés

CI71, CI72 : AD817
 CI73 : OPA 2131
 CI74G : AD826
 CI75G : OP77
 CI78G : CA3046 ou 3086
 CI79G : μ A710

- Diodes

D26G, D27G : 1N4148
 D30G : zener 12 V
 D31G : zener 6,2 V

- Résistances

R134, R137 : 2,7 M Ω .
 R135, R136 : 2,2 k Ω .
 R139 : 330 Ω .
 R140G : 1,1 k Ω .
 R141G : 1,6 k Ω .

R142G, R143G : 10 k Ω .

R144G : 330 Ω .

R146G, R147G : 2,21 k Ω , 1%

R148G : 10 k Ω .

R149G : 3,3 k Ω .

R150G : 2,2 k Ω .

R151G, R152G : 2,7 k Ω .

R153G, R154G : 332 Ω , 1%

R155G : 1 k Ω .

R156G : 270 Ω .

RDILG : 2,2 k Ω .

C69, C70, C71 : 1 μ F

C72G : 220 nF

C73G : 47 μ F tantale

C74G : 47 nF

C75G : 10 μ F tantale

Relais RL7, RL8G : 2RT, 12 V

1 Picot

rait considérer que φ décroît continûment de 0 à -360° .

Les photos suivantes concernent le filtre universel utilisé dans le GBF du n° 144, avec les valeurs indiquées figure 69, donnant $Q = 21$.

Photo 17 : Courbe de gain sortie passe-haut. $f_0 = 71,72$ kHz. $G = 0,585$.

Photo 18 : Courbe de phase associée. $\varphi = 64,0^\circ$.

Photo 19 : Courbe de gain sortie réjecteur. $f_0 = 71,72$ kHz. $G = 0,567$.

Photo 20 : Courbe de phase associée. $\varphi = -151,6^\circ$.

Photo 21 : Courbe de gain sortie passe-bande. $f_0 = 71,33$ kHz. $G = 0,596$.

Photo 22 : Courbe de phase associée. $\varphi = 165,2^\circ$.

GÉNÉRATEUR VOBULÉ

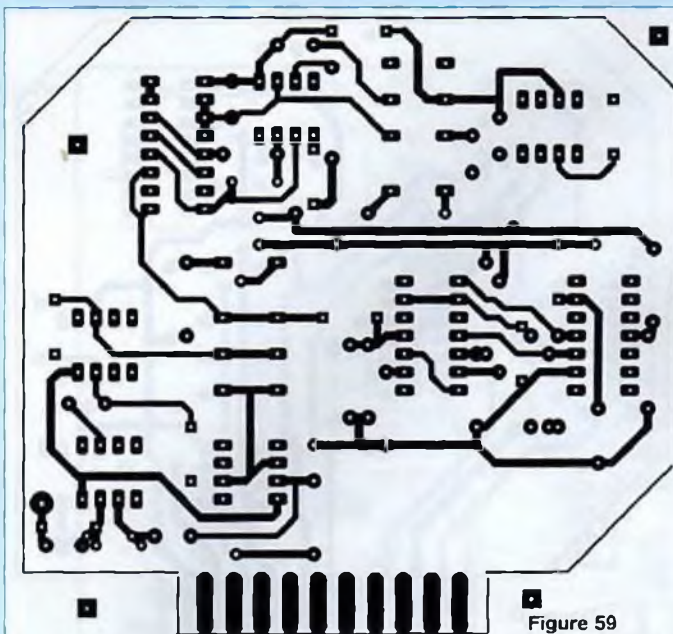


Figure 59

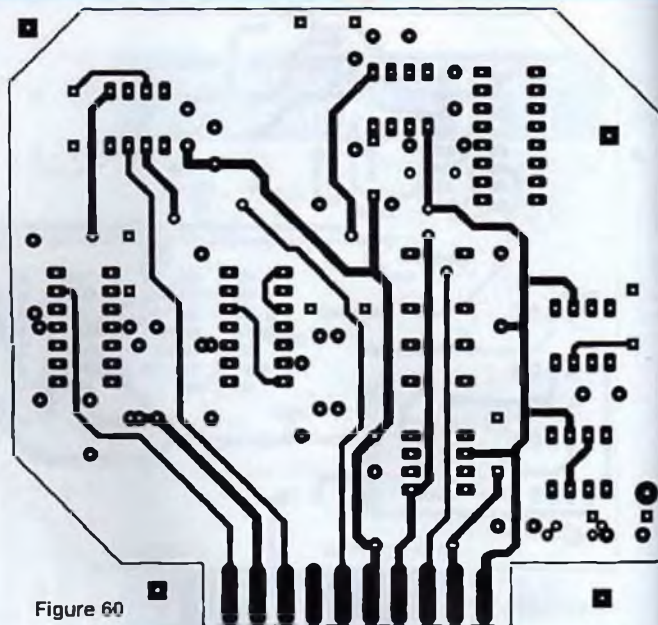


Figure 60

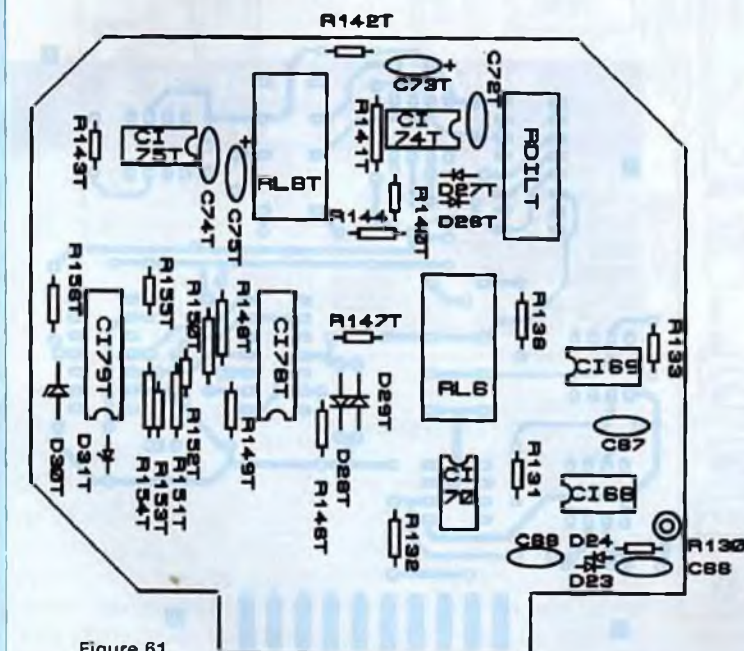


Figure 61

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

COMPAT

- Circuits intégrés

C168, C169 : AD 817
 C170 : OPA 131
 C174T : AD 826
 C175T : OP77
 C178T : CA3046 ou 3086
 C179T : μ A710

- Diodes

D26T, D27T : 1N 4148
 D30T : zener 12 V
 D31T : zener 6,2 V

- Résistances

R130 : 20 k Ω .
 R131, R133 : 2,2 k Ω .
 R132 : 2,7 M Ω .
 R138 : 330 Ω .
 R140T : 1,1 k Ω .
 R141T : 1,6 k Ω .
 R142T, R143T : 10 k Ω .

R144T : 330 Ω .
 R146T, R147T : 2,21 k Ω .
 1%
 R148T : 10 k Ω .
 R149T : 3,3 k Ω .
 R150T : 2,2 k Ω .
 R151T, R152T : 2,7 k Ω .
 R153T, R154T : 332 Ω , 1%
 R155T : 1 k Ω .
 R156T : 270 Ω .
 RDILT : 2,2 k Ω .

- Condensateurs

C66 : 220 nF
 C67, C68 : 1 μ F
 C72T : 220 nF
 C73T : 47 μ F tantale
 C74T : 47 nF
 C75T : 10 μ F tantale
 Relais RL6, RL8T : 2RT
 12 V
 1 Picot

Photo 23 : Courbe de gain sortie passe-bas. $f_0 = 71,33$ kHz. $G = 0,563$.

Photo 24 : Courbe de phase associée. $\varphi = -114,2^\circ$.

Une anomalie apparaît sur les photos 20 et 22 puisque la marque ne coupe pas la

courbe de réponse. Et si l'on examine les autres photos, on voit que les marques ne coupent pas toujours la courbe en leur centre comme il était prévu. On peut ajouter que la marque du réjecteur donne un minimum de gain nettement plus mar-

qué, qui ne correspond pas à celui de la courbe.

Les photos 25 et 26 permettent de comprendre. Il s'agit de la courbe de gain du passe-haut en marquage ponctuel. Cette marque est bien placée sur la courbe

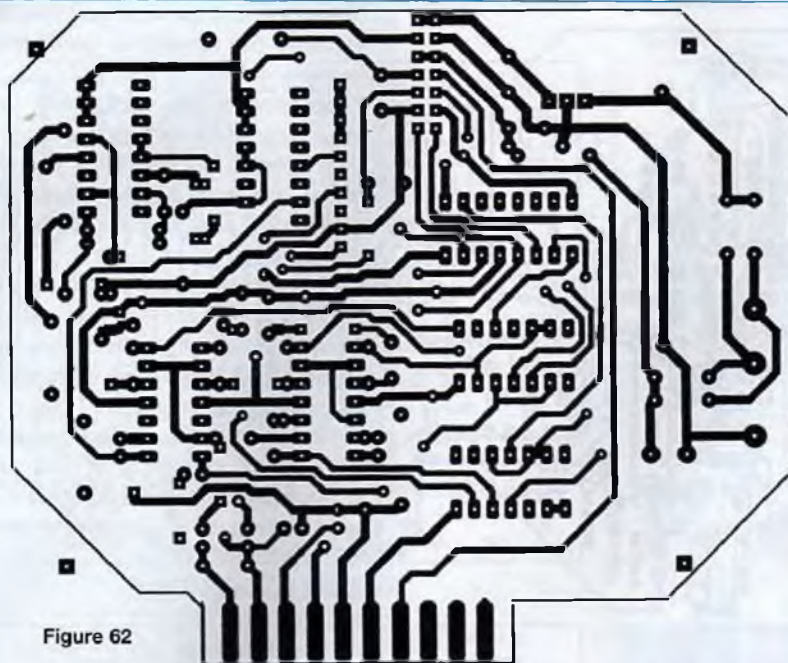


Figure 62

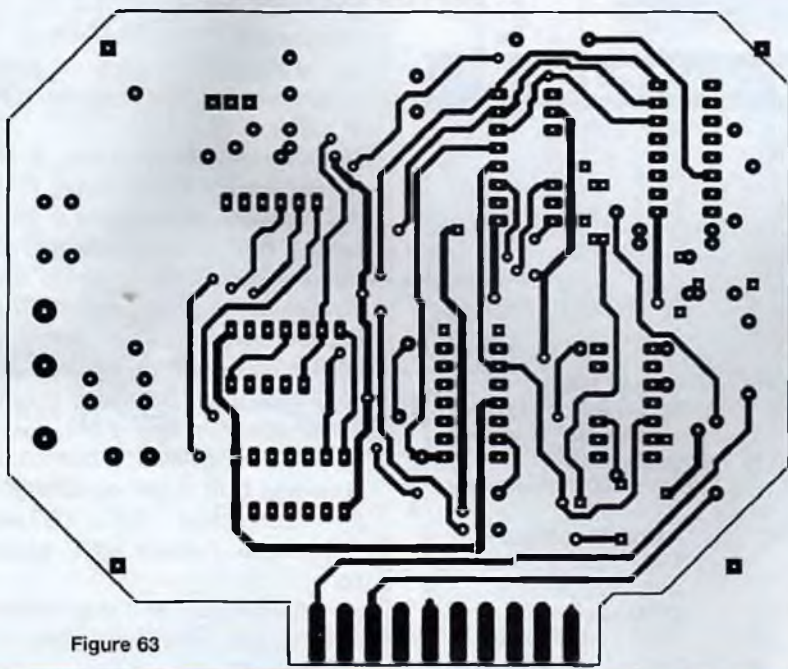


Figure 63

dans une zone à variation lente, alors qu'elle se trouve en dehors près du pic. En réalité, rien ne prouve que la réponse du circuit testé au passage par la fréquence f_0 en vobulation doit être la même qu'à une fréquence f_0 fixe. Ce

n'est qu'une propriété approximative, d'autant mieux vérifiée que la vobulation est lente, et que le circuit testé est neutre à cette fréquence. Il faudra donc se faire une raison : plus la courbe est intéressante, et moins bien elle sera rendue.

Par contre, le marquage ponctuel, lui, est bien exact, puisqu'il est obtenu par un arrêt sur f_0 .

La mise en évidence de l'imperfection de la courbe de réponse, inhérente à la vitesse de balayage en fréquence, est donc une qualité de cet appareil.

Photo 27 : Etude d'un résonateur céramique. Courbe de gain obtenue sur une résistance de $1\text{ k}\Omega$ en série avec le résonateur. $f_0 = 459,1\text{ kHz}$. $G = 0,010$.

Photo 28 : Courbe de phase associée. $f_0 = 458,1\text{ kHz}$. $\varphi = -85,2^\circ$.

Photo 29 : La même courbe de phase avec $f_0 = 460,4\text{ kHz}$ et $\varphi = 76,2^\circ$.

Photo 30 : Courbe de gain d'un filtre de Legendre du dixième ordre, réalisé en cascade : deux passe-haut de Sallen-Key, deux passe-bas de Sallen-Key et un passe-bande de Rausch. $f_0 = 7,83\text{ kHz}$. G en dépassement. Les fréquences de coupure sont $5,86\text{ kHz}$ et $8,40\text{ kHz}$.

Photo 31 : Courbe de phase associée. $f_0 = 7,83\text{ kHz}$. $\varphi = 93,0^\circ$.

CONCLUSIONS

Voici donc un oscillateur sinusoïdal vobulé du troisième type. Celui-ci présente l'avantage fondamental des plus belles sinusoïdes, car il est excellent de ce point de vue, alors que les deux autres sont médiocres. Le générateur de fonctions obtient en effet ses sinusoïdes par déformation de triangles (v. résultat n°144). L'oscillateur LC demande pour une moindre distorsion que la capacité C ait un sens véritable ($Q = CU$) ; mais pour vobuler, il faut au contraire que Q ne soit pas proportionnel à U : vobulation et faible distorsion sont antagonistes.

Le générateur LC n'est guère adapté à ces fréquences modestes. Sa sortie directe a une faible excursion en fréquence. Pour avoir une excursion notable, il faut un mélangeur entre deux oscillateurs de fréquences beaucoup plus élevées ; mélangeur qui évidemment dégrade la qualité du signal.

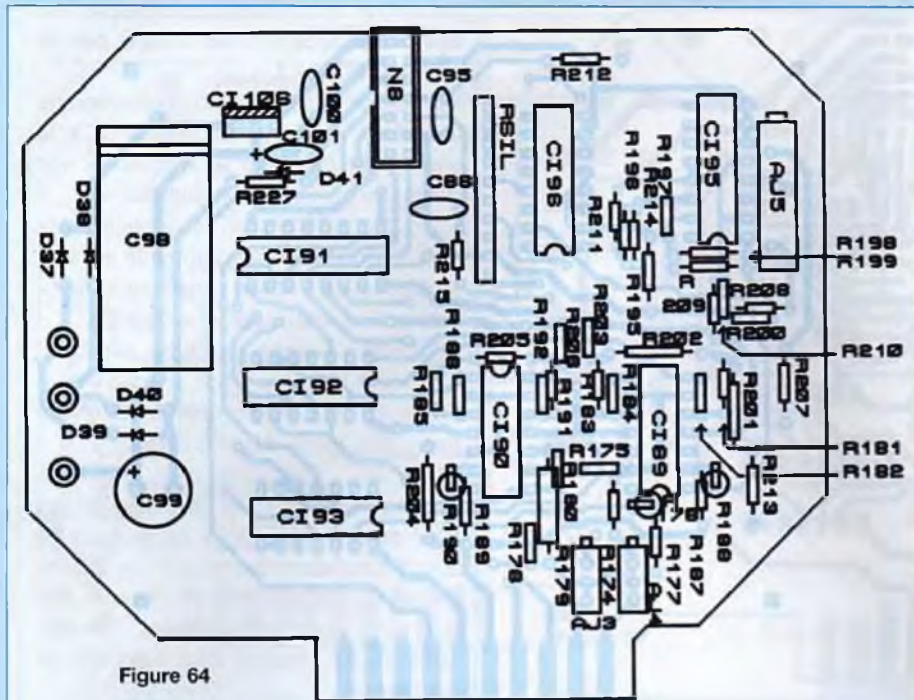


Figure 64

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

SELKAN

- Circuits intégrés

CI89, CI90 : TL084

CI91 : 4532

CI92 : 4001

CI93 : 4011

CI95, CI96 : 4051

CI106 : 7805

Diodes :

D37, 38, 39, 40 : 1N4004

D41 : zener 5,1 V

- Résistances

R174 : 19,1 k Ω , 1%

R175 : 18,2 k Ω , 1%

R176 : 2 k Ω , 1%

R177 : 100 Ω .

R178 : 100 k Ω .

R179 : 100 Ω .

R180 : 100 k Ω .

R181 : 15 k Ω .

R182 : 2,2 M Ω .

R183 : 2,2 k Ω .

R184 : 2,2 M Ω .

R185 : 3,9 k Ω .

R186 : 2,2 M Ω .

R187, R188, R189 :

10 k Ω , 0,1%

R190 : 90 k Ω , 0,1%

R191 : 33 k Ω .

R192 : 2,2 M Ω .

R195 : 49,9 k Ω , 0,1%

R196 : v. texte

R197 : 3,32 k Ω , 0,1%

R198 : 10 k Ω , 0,1%

R199 : 2,4 M Ω .

R200 : 3,32 k Ω , 0,1%

R201 : 1 k Ω , 1%

R202 : 3 k Ω , 1%

R203 : 4,02 k Ω , 1%

R204 : 221 Ω

R205 : 2 k Ω , 1%

R206 : 6,49 k Ω , 1%

R207 : 15,8 k Ω , 0,1%

R208 : 3,32 k Ω , 0,1%

R209 : 30 k Ω .

R210 : 10 k Ω .

R211 : 4,7 k Ω .

R212 : 33 k Ω .

R213 : 90 k Ω , 0,1%

R214 : 10 k Ω , 0,1%

R215 : 33 k Ω .

R227 : 1 k Ω .

Réseau RSIL : R-2R

10 k Ω

- Ajustables

Aj3 ou Aj4 : 1 k Ω (l'autre absente) verticale, réglage de côté.

Aj5 : 500 Ω horizontale.

- Condensateurs

C98 : 1000 μ F, 25 V axial

C99 : 220 μ F, 25 V

C100 : 220 nF

C101 : 10 μ F tantale

1 HE-10 mâle 2x7 points

3 Picots

LES LECTEURS AYANT CONNAISSANCE D'UN OSCILLATEUR ANTI-BARKAUSEN
NE FIGURANT PAS DANS CETTE BIBLIOGRAPHIE
SONT INVITÉS À EN FAIRE PART À LA RÉDACTION.

Notre GBF a, il est vrai, quelques désavantages par rapport au générateur de fonctions :

- * il est moins simple et plus cher.
 - * il va moins haut en fréquence.
 - * la stabilité de fréquence est moins bonne, en raison de l'inertie des OR.
- L'amplitude dépend un peu de la fréquence.

Il serait bon de vobuler ce type d'oscillateur autrement que par des optorésistances. Le peut-on ? Répondons seulement qu'il y a des voies à explorer. Pour le procédé de marquage, par contre, inutile de chercher mieux : souplesse d'utilisation, précision et exactitude, indépendamment de la courbe de réponse, dont on peut ainsi juger la qualité.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] "Le marquage en fréquence d'un générateur vobulé", G. Lavertu, Toute l'Electronique n°479, décembre 82.
- [2] "La régulation d'amplitude dans les générateurs BF", non signé, Radio-Plans n° 333, août 75.
- [3] "Générateur BF sinusoïdal", B. Duval, Le Haut-Parleur n°1588, février 77.
- [4] "Régulation en amplitude des oscillateurs R-C", J. Lantier, Toute l'Electronique n° 438, novembre 78.
- [5] "Sinusoïdes sous tension", B. Duval, LED n°3, décembre 82.
- [6] "Un générateur de signaux sinusoïdaux déphasés", G. Lavertu, Bulletin de l'Union des Physiciens n° 661, février 84.
- [7] "L'amplificateur opérationnel", G. Lavertu, BUP n° 687, octobre 86.
- [8] "Générateur R-C", G. Lavertu, Electronique Pratique n°98, décembre 86.
- [9] "Générateur BF-Fréquencemètre-Périodemètre", G. Lavertu, LED n°144, novembre 97.

Nous terminerons la description de ce Générateur Vobulé dans notre prochain numéro, en consacrant cette 5^{ème} partie aux interconnexions des différents modules.

à suivre...

Figure 65

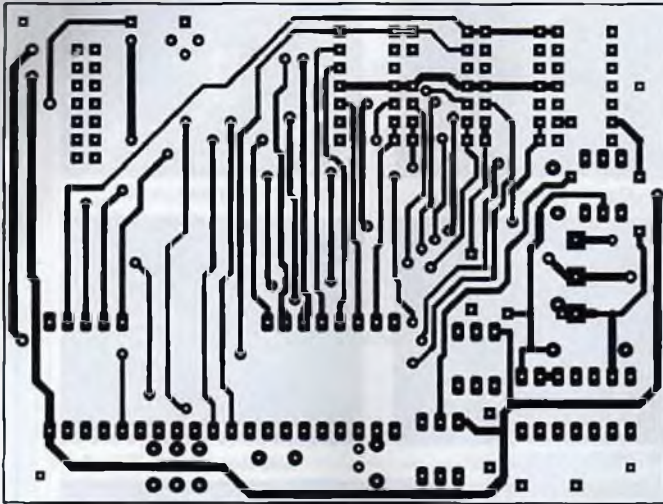


Figure 66

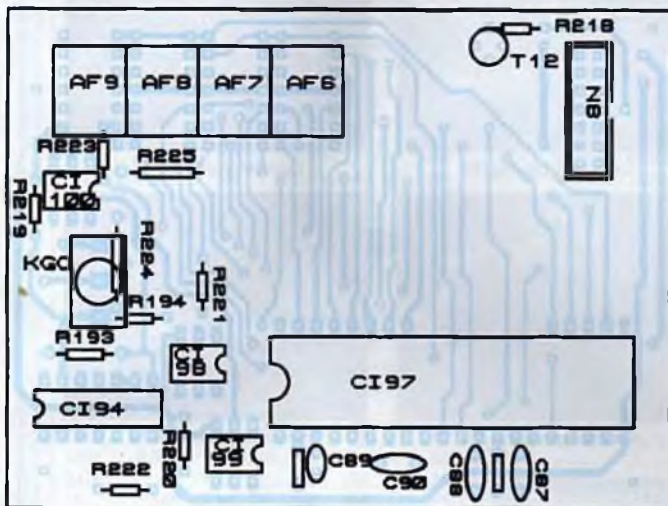
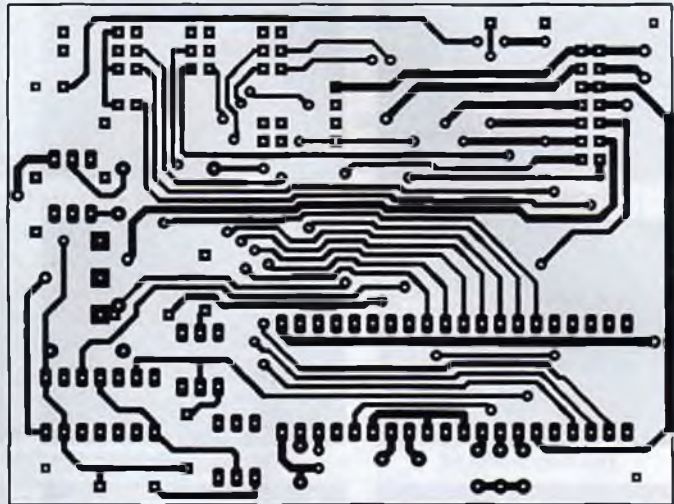


Figure 67

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

CAN

- Circuits intégrés

CI94 : 4001
 CI 97 : ICL7107
 CI98, 99, 100 : 4N33

- Afficheurs

AF6, 7, 8 : D201PA ou équivalent
 AF9 : D291PA ou équivalent

Transistor T12 : BC547

- Résistances

R193, R194 : 100 kΩ.
 R216 : 150 kΩ.
 R217 : 100 kΩ.
 R218 : 39 kΩ.
 R219 : 1 kΩ.
 R220 : 15 kΩ.
 R221 : 1 kΩ.
 R222 : 15 kΩ.
 R223 : 1 kΩ.
 R224 : 15 kΩ.
 R225 : 1 kΩ.
 1 HE-10 mâle 2x7 points

656 K2

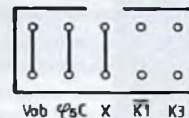


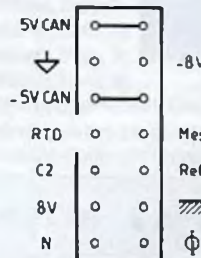
Figure 68

LES COMPOSANTS DE FAÇADE

KM : Inverseur à levier
 KGF : Inverseur à levier 3 positions
 3 Douilles banane
 1 Fiche BNC

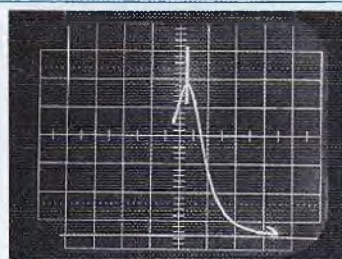
LES TRANSFOS

TR1 : 2x9V, 10 VA
 TR2 : 2x18V, 10 VA
 TR3 : 2x15V, 10 VA
 TR4 : 2x6V, 10 VA

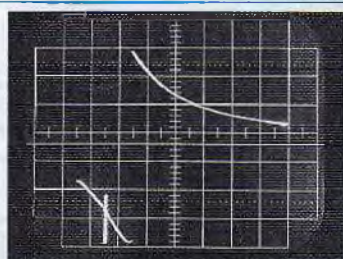


N8

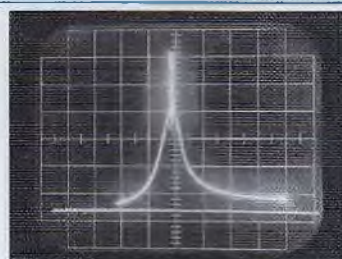
GÉNÉRATEUR VOBULÉ



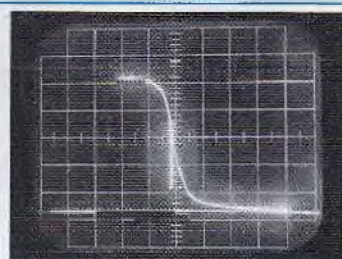
Oscillogramme 15



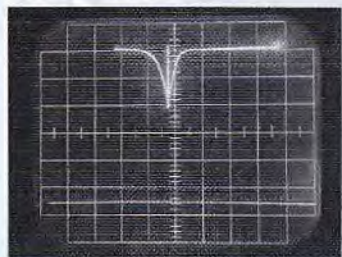
Oscillogramme 16



Oscillogramme 17



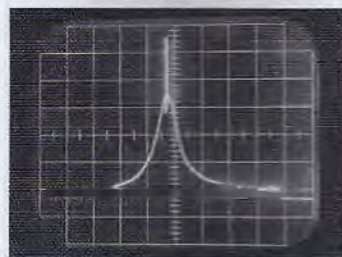
Oscillogramme 18



Oscillogramme 19



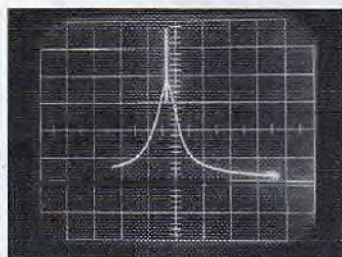
Oscillogramme 20



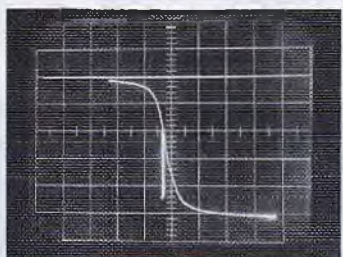
Oscillogramme 21



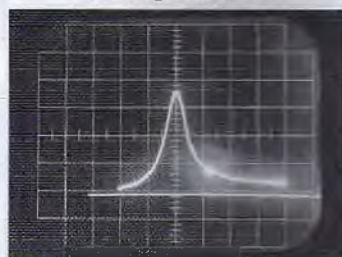
Oscillogramme 22



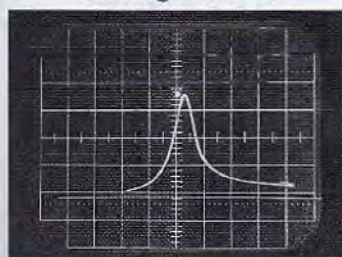
Oscillogramme 23



Oscillogramme 24



Oscillogramme 25



Oscillogramme 26



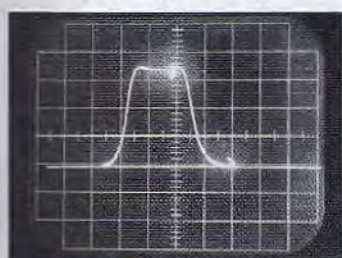
Oscillogramme 27



Oscillogramme 28



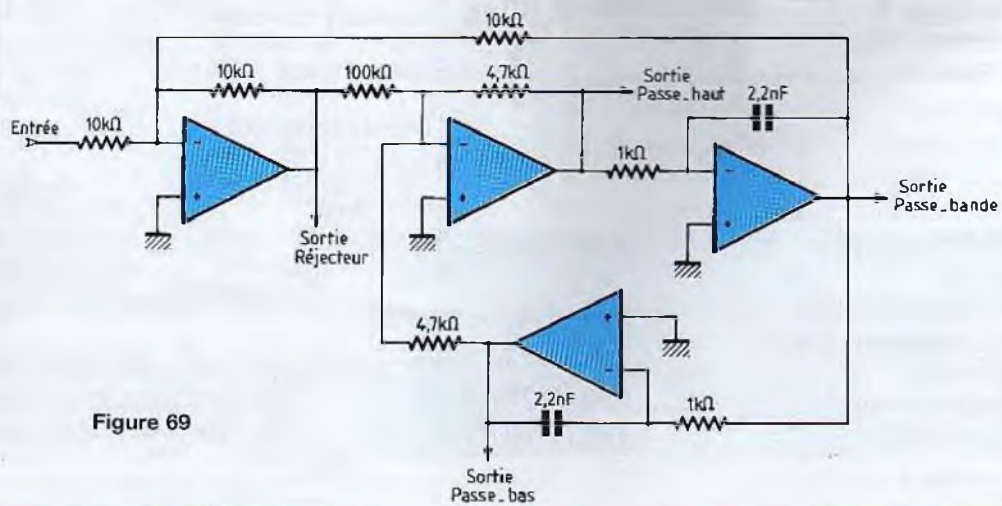
Oscillogramme 29

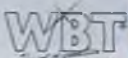


Oscillogramme 30



Oscillogramme 31





CONNECTIQUES PROFESSIONNELLES

> RCA mâles

WBT-0147	Midline câble \leq 7,8mm	90F
WBT-0144	Midline câble \leq 9mm	90F
WBT-0101	Topline câble \leq 9mm	165F
WBT-0150	Topline câble \leq 11,3mm	195F

> RCA chassis

WBT-0201 RCA chassis isolé téflon 150F (pièce)

> Fourches

WBT-0660 Fourche cuivre largeur 6mm 200F (paire)

> Bananes mâles

WBT-0644	Midline jusqu'à 10mm ²	90F
WBT-0600	Topline jusqu'à 10mm ²	185F
WBT-0645	Connexion oblique isolée. Câble 2,5 à 10mm ²	100F

> Borniers

WBT-0730	Bornier 200A pour fiches bananes. Câble de 1,5 à 10mm ² .	
	Version à visser	210F
WBT-0735	idem 0730. Version isolée	270F
WBT-0700	Bornier pour parois \leq 50mm	430F (paire)

TUBES AUDIO

EL 34 Sovtek	98F	Support Optal CI	20F
6550 A	195F	Support Optal chassis	32F
EL 84 Radio Technique	89F	Support 4br pour 300B	68F
6L6GC STA appaire	160F	Blindage pour tube Novol	30F
6L6GC WGB Siemens	165F	EC80 Siemens	39F
300 B Chine	690F	EC92 Marda	55F
ECC 81-12 AT 7	70F	EZ81-6CA	89F
ECC 82-12 AU 7	75F	EZ80-6Y4	89F
ECC 83-12 AX 7	60F	K88 Chine	200F
Support Novol CI	18F	K88 STA appaire	290F
Support Novol chassis	20F		

ECC81 Radio Technique ▶ 49F

CONDENSATEUR POLYPROPYLENE MKP

Condensateurs polypropylène auto-régénérants, non inductifs et insensibles à l'humidité, rigidité diélectrique élevée, facteur de perte faible.

> Tension d'isolement 450 volts

0,47µF	8F	3,3µF	12F	15µF	29F
0,68µF	8,50F	3,9µF	13F	18µF	32F
0,82µF	9F	4,7µF	14F	22µF	39F
1µF	10F	5,6µF	15F	27µF	59F
1,5µF	10F	6,8µF	16F	33µF	66F
1,8µF	10F	8,2µF	18F	47µF	97F
2,2µF	11F	10µF	21F	68µF	115F
2,7µF	12F	12µF	24F		

CONDENSATEUR POLYPROPYLENE A ARMATURE ETAIN

Condensateurs non inductifs, insensibles à l'humidité. Composant deux bandes d'étain séparées par deux films polypropylène dont leur épaisseur définit la tension de service du condensateur. Forme cylindrique, séries analg par fil de cuivre étain, obturation à la résine polyuréthane.

> Tension d'isolement 250 volts

0,22µF	21F	0,68µF	33F	1µF	49F
0,33µF	22F	2µF	67F	1,5µF	66F
0,47µF	25F	2,2µF	72F	1,8µF	80F

> Tension d'isolement 400 volts

1µF	49F
1,5µF	66F
1,8µF	80F

SN Radio Prim

composants électroniques

159, rue La Fayette, 75010 Paris

Tél. : 01 40 35 70 50

Fax : 01 40 35 43 63

E-mail : contact@radioprism.com

Site Web : <http://www.radioprism.com>

OUVERT DU LUNDI AU SAMEDI

> Du lundi au vendredi

de 9h30 à 12h30 et de 14h00 à 19h00

> Samedi de 9h30 à 12h30 et de 14h00 à 18h30

NOUS RÉALISONS SUR COMMANDE VOS CÂBLES AUDIO, VIDÉO, TOUS TYPES DE CONNECTIQUES

SOUDEURE A L'ARGENT

Idéal pour souder la connectique.
Soudure argent 4% 100Gr 1mm 49F
Soudure argent 3% 500Gr 0,8mm 205F
Soudure argent 3% 0,8mm 4F/mètre

CONNECTIQUES AUDIO PROFESSIONNELLES

RCA mâle "phéx". Contact doré. Isolation téflon. Diam. 10mm. Serrage sur chassis. Gros corps de masse 49F
RCA mâle. Contact doré. Isolation téflon. Diam. 5mm 28F
RCA mâle. Contact doré. Serrage sur chassis. Diam. 8mm 26F
RCA chassis isolée. Isolation téflon 20F
BP 100 G. Fiche banane mâle dorée. Câble jusqu'à 6mm 21F
BP 500 G. Borner doré matitrée. Diam. 4mm. Filage : 35mm 25F
Fourche dorée. Largeur : 5mm rouge et noir 3F
Casse fast-on isolée 6,3mm. Contact doré rouge ou noir 2,50F

CONDENSATEUR PAPIER HUILE

L.C.C-SAFECO-TREVOUX

1,5µF 450V	140F	4µF 250V	250F	8µF 750V	290F
2µF 500V	145F	6µF 1000V	270F	12µF 500V	320F

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION POUR AMPLI A TUBE

Présentation à encastrer avec "capot peinture epoxy noir". Ecran électrostatique entre primaire et secondaire. Fabrication française.
TU75 2x250V et 2x300V 75mA 0-5-6,3V 1,5A 6,3V 3A 338F
TU100 2x250V et 2x300V 100mA 0-5-6,3V 2A 6,3V 4A 398F
TU120 2x250V et 2x300V 120 mA 0-5-6,3V 3A 6,3V 5A 435F
TU150 2x250V et 2x300V 150mA 0-5-6,3V 3A 6,3V 5A 495F
TU200 2x250V et 2x300V 200mA 0-5-6,3V 4A 6,3V 6A 597F
TU300 2x250V et 2x300V 300mA 0-5-6,3V 4A 6,3V 8A 5V 3A 698F
TU400 2x250V et 2x300V 500mA 0-5-6,3V 6A 6,3V 12A 5V 5A 915F

FABRICATION SPÉCIFIQUE. NOUS CONSULTER

FRAIS D'EXPÉDITION (COLISSIMO):

■ 0-250g > 20F ■ 250-2kg > 28F ■ 2kg-5kg > 48F ■ 5kg-10kg > 58F

PAIEMENT : ■ Cheque ■ CB ETRANGER : nous consulter

CABLES AUDIO PROFESSIONNELS

CANARE [Prefer] Gotham

> Modulation-BF

WBT 2016 Imp 16ohms. Conductor en cuivre OFC.
Diam ext. : 8,5mm (blanc) 195F/mètre
MGK 18 prefer OFC carbon Diam ext. : 7,5mm (bleu) 69F/mètre
GOTHAM GAC-1 1 Cond blindé diam. ext. : 5,3mm 13F/mètre
GOTHAM GAC-2 2 Cond blindés diam. ext. : 5,4mm 13F/mètre
GOTHAM GAC-2 ES/EBU (numérique) 36F/mètre
Multipaire audio blindé 4 Cond x 0,22mm blindés séparément
cuivre rouge plus drin 31F/mètre
CANARE Starquad 4 Cond blindés 26F/mètre
Câble cuivre recuit élamé argent 3,18mm², isolation téflon blanc
(idéal câblage interne d'enceintes) 30F/mètre

HAUT-PARLEURS AUDAX

NOUVELLE GAMME 2000

> Boomer

HT24010 362F

PR330M0 1586F

> Tweeter

TW010A7 93F Gamme aérogel, saladier
TW010E1 51F polymère, antimagnétique
TW010F1 46F AP100Z0 158F
TW010L1 92F AP130Z0 177F
TW014R1 130F AP170Z0 256F
TW025F1 180F AP210Z0 287F
TW025A0 172F Gamme papier traité, saladier
TW025A16 350F polymère, antimagnétique
TW025F7 190F AP100G0 153F
AP130G2 174F
AP170G2 190F
AP210G6 252F

> Medium

HT21010 332F Série prestige, saladier

PR170M0 597F zémach, membrane aérogel

HM130Z0 470F

HM170Z0 543F

HM210Z0 651F

TRANSFORMATEURS DE SORTIE POUR AMPLI A TUBE "PUSH PULL"

Circuit magnétique "EI", 0hvs. Qualité cuivre recuit, 35/100°, enroulements "sandwichés", présentation à encastres capot noir (peinture epoxy).

Impédance secondaire 4,8,16ohms. Bande passante 30/60000Hz.	
3500ohms, 35watts, 1,7kg	880F
5000ohms, 35watts, 1,7kg	880F
6600ohms, 35watts, 1,7kg	880F
8000ohms, 35watts, 1,7kg	880F
Mêmes impédances en 65watts, 3,3kg	1158F
Mêmes impédances en 100watts, 7,4kg	1388F

TRANSFORMATEURS DE SORTIE POUR AMPLI A TUBE "PUSH PULL" CIRCUIT DOUBLE C

Circuit magnétique "DOUBLE C", enroulement "sandwichés". Impédance secondaire 4, 8, 16ohms, bande passante 15/80000Hz, présentation modée dans un boîtier noir epoxy. Prise d'écran à 48% sur l'enroulement primaire.

3500ohms, 35watts, 2kg	1049F
5000ohms, 35watts, 2kg	1049F
6600ohms, 35watts, 2kg	1049F
8000ohms, 35watts, 2kg	1049F
Mêmes impédances en 65watts, 4,5kg	1905F
Mêmes impédances en 100watts, 6,2kg	2249F

FABRICATION SPÉCIFIQUE. NOUS CONSULTER

LE SINGLE

AMPLIFICATEUR DE 2 x 8 Weff EN CLASSE A



L'objectif de cette étude est de vous donner la possibilité de réaliser un amplificateur de qualité fonctionnant en classe A pour un coût nettement inférieur à celui du 300B du Led N°152. Le succès considérable remporté par la modeste étude du «Single» d'EL84 ne délivrant que 3 Weff nous a incité à nous lancer sur ce projet.

Nous avons voulu cet amplificateur universel, c'est-à-dire qu'il puisse être équipé de tubes de puissance divers, tels que EL34, 6L6, 6550, KT88...

La raison en est simple. Nous vous avons donné la possibilité récemment de construire des amplificateurs de type Push-Pull (simple ou double) de puissances de l'ordre de 2x40 Weff (le Classique ou le DPP6L6).

Nous pensons que dans le cas d'une chaîne Hi-Fi évoluée à filtrage actif 2 voies, l'association d'un «push-pull» et d'un «Single end» doit donner à l'écoute d'excellents résultats.

La bande des fréquences médium/aigu n'a pas besoin d'être traitée par un amplificateur aussi puissant que celle du grave, les deux appareils sont donc complémentaires, d'autant mieux qu'un push-pull est beaucoup plus à l'aise

dans le bas du spectre que le single end. Nous pensons également que pour obtenir une bonne écoute optimisée, les tubes de puissance doivent être identiques, chaque tube ayant sa sonorité propre. Un mariage EL84/EL34, par exemple, nous paraît hasardeux. Telle est l'idée de base qui a germé pour donner naissance à cette réalisation et permettre de vérifier nos propos.

L'ÉLECTRONIQUE

Un amplificateur de puissance est toujours composé d'un étage driver amplificateur en tension et d'un étage en courant, le produit des deux donnant une certaine puissance disponible au secondaire du transformateur de sortie.

L'AMPLIFICATION EN TENSION

Pour les différents tubes de puissance sélectionnés, nous utilisons le même étage d'entrée, une triode / pentode ECF82 montée en Mu-Follower.

Le schéma de principe de la figure 1 met en évidence la structure de notre SINGLE. C'est relativement simple mais très performant.

L'ECF82 permet d'obtenir, avec un seul tube, une amplification du signal à traiter importante tout en injectant celui-ci dans le tube de puissance à très basse impédance.

L'entrée s'effectue sur la grille de la triode, le curseur d'un potentiomètre de volume étant connecté à celle-ci. Elle est donc insaturable. La cathode est polarisée par une résistance R1 d'une valeur ohmique de 2,2 kΩ, dépourvue de condensateur de découplage.

La résistance de charge d'anode R2 est portée à 10 kΩ.

En fonctionnement et au repos, pour une tension d'alimentation de + 260 V obtenue après la cellule de filtrage R6 /C4 (HT2), nous mesurons une tension de + 4,25 V aux bornes de R1.

Au point commun des résistances R2, R3, R4, cette tension est de + 174,5 V (+ 156 V sur l'anode). Le courant traversant la triode est donc de :

$$\frac{174,5-156}{R2} \approx 1,85 \text{ mA}$$

Valeur vérifiable avec la résistance de cathode R1 (à la tolérance près de R1, ici une 5 %).

La tension continue d'anode est bloquée par le condensateur de liaison C1 qui prélève le signal alternatif amplifié pour l'appliquer à la «grille de commande» de la pentode.

En dynamique, et en appliquant un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz à la grille de la triode, nous observons à l'oscilloscope la saturation du signal amplifié prélevé par C1 sur l'anode à partir d'un niveau de 69 Veff. Le signal d'attaque étant alors de 2,95 Veff, nous en déduisons un gain de 23.

La résistance de fuite R3 de la «grille de

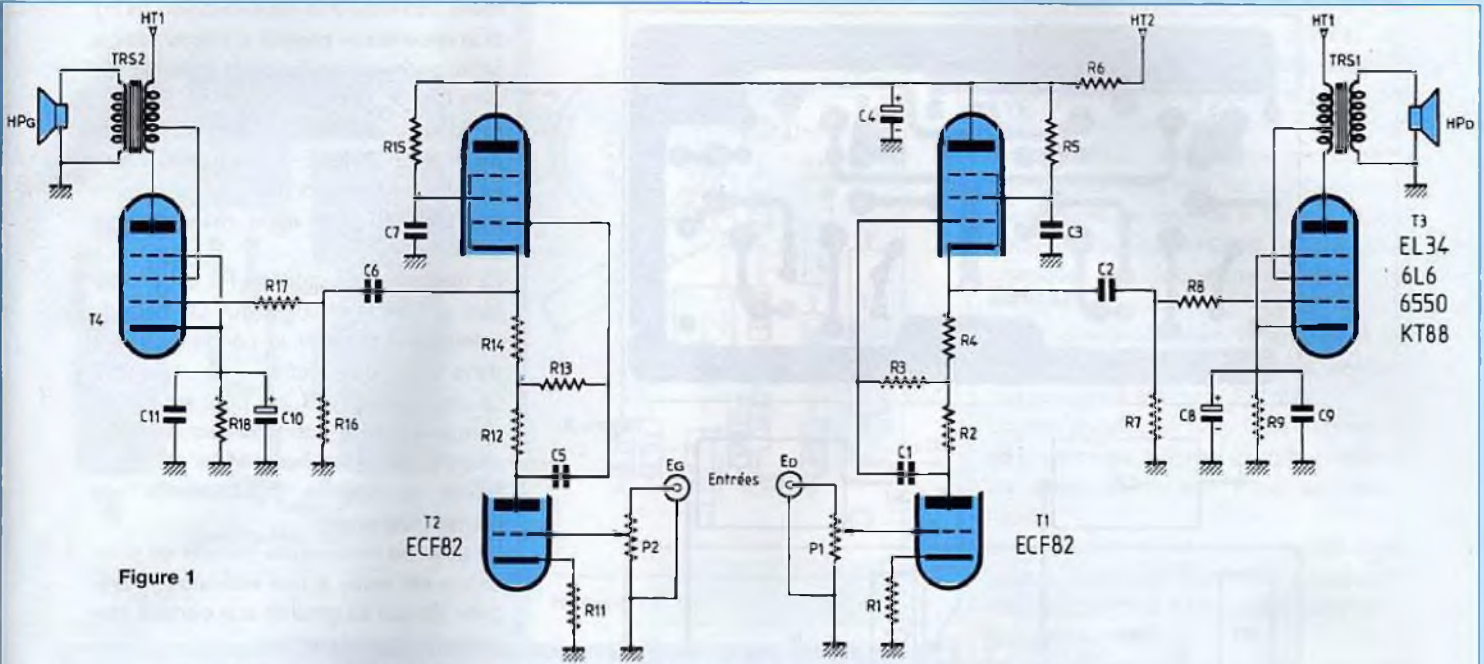
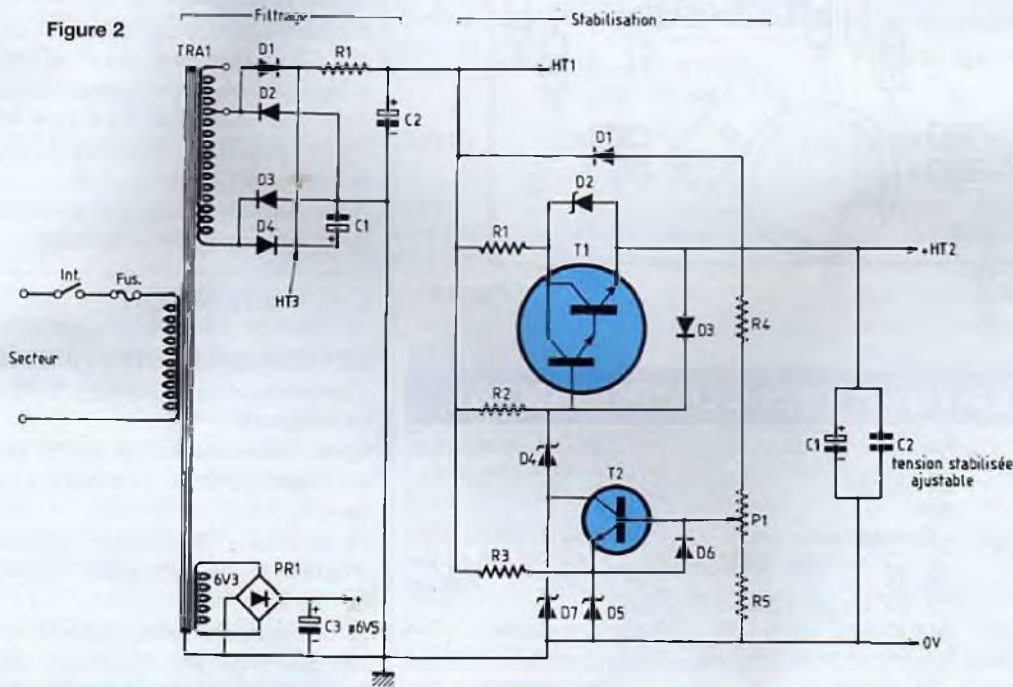


Figure 1



commande» de la pentode est portée à une valeur élevée de 470 k Ω .

La cathode de la pentode est polarisée par la résistance R4 de 1,2 k Ω , elle est portée à un potentiel de + 134 V,

ce qui rend indispensable la présence du condensateur C2 de liaison pour prélever la modulation et l'appliquer à la «grille de commande» du tube de puissance.

La sortie chargée par une résistance de 150 k Ω , nous obtenons un signal de 67 Veff avant saturation, soit un gain entrée / sortie de 22.

La «grille écran» est polarisée par la

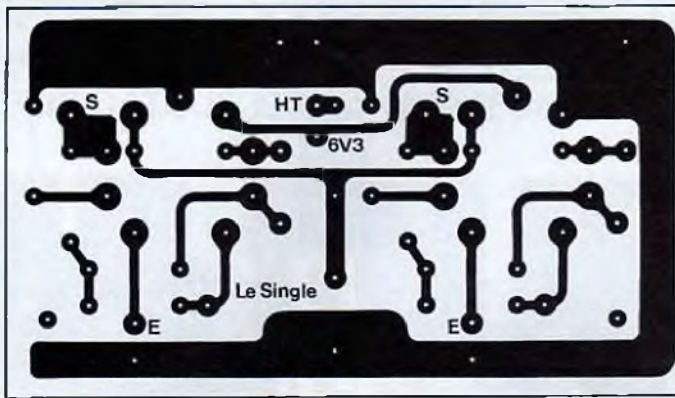


Figure 3

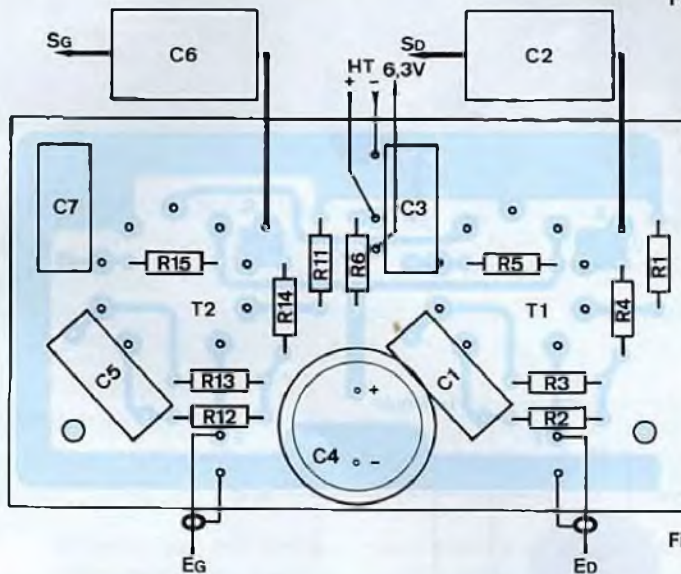


Figure 4

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ETAGE DE COMMANDE

- Résistances à couche métal $\pm 5\%$ / 1 W

R1, R11 : 2,2 k Ω
R2, R12 : 10 k Ω
R3, R13 : 470 k Ω

R4, R14 : 1,2 k Ω
R5, R15 : 39 k Ω
R6 : 10 k Ω

- Condensateurs

C1, C5 : 0,22 μ F / 250 V / pas 15 mm
C3, C7 : 1 μ F / 250 V / pas 15 mm
C2, C6 : 0,47 μ F ou 1 μ F

/ 400 V axial si possible au polypropylène

C4 : 100 μ F / 400 V

- Divers

T1, T2 : EFC82 avec support NOVAL 9 broches pour C.I.
9 picots à souder
P1, P2 : 10 k Ω / log.

résistance R5 de 39 k Ω , elle porte son potentiel à + 245 V alors que celui d'anode est évidemment celui de la tension d'alimentation fixé à + 260 V. Le condensateur C3 sert de découplage.

L'AMPLIFICATION EN COURANT

Elle est confiée à un tube de puissance dont l'anode est chargée par le primaire d'un transformateur de sortie d'impédance 3,5 k Ω . Ce primaire est égale-

ment connecté à la haute tension (HT1). Une prise écran permet d'y raccorder la grille concernée afin de la polariser en ultra linéaire.

En fonction du tube utilisé et afin d'optimiser «LE SINGLE», deux paramètres variables interviennent, la résistance de fuite de grille et la résistance de cathode.

La résistance de cathode R9 est découplée par un électrochimique C8 de forte valeur, afin d'élargir la bande passante dans le bas du spectre.

En parallèle sur C8, on peut souder en complément un condensateur au polypropylène C9 de 4,7 μ F / 160 V afin d'optimiser la réponse impulsionnelle aux hautes fréquences.

La grille de commande du tube de puissance est reliée à une résistance «tampon» R8 qui lui garantit une parfaite stabilité de fonctionnement.

R7 est la résistance de «fuite de grille». Elle forme avec le condensateur de liaison C2 un filtre passe-haut qui limite le signal aux fréquences basses.

Avec des valeurs de 1 μ F pour C2 et 150 k Ω pour R7, la fréquence de coupure se situe à 1,06 Hz à - 3 dB.

Nous constatons que cet amplificateur fonctionne sans contre-réaction.

L'ALIMENTATION

LE REDRESSEMENT / FILTRAGE

L'alimentation du «SINGLE» fait l'objet de la figure 2.

Après redressement, la haute tension (HT1) est disponible en sortie d'un filtrage en π .

La résistance de puissance R1 permet d'obtenir approximativement une tension de 390 V.

La basse tension est également redressée puis filtrée afin d'alimenter les filaments en continu sous environ 6,3 V.

LA STABILISATION

La stabilisation va contribuer aux excellentes performances obtenues avec le SINGLE. Elle va alimenter la carte

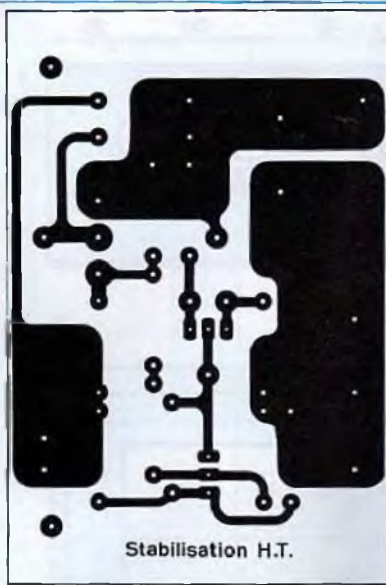


Figure 5

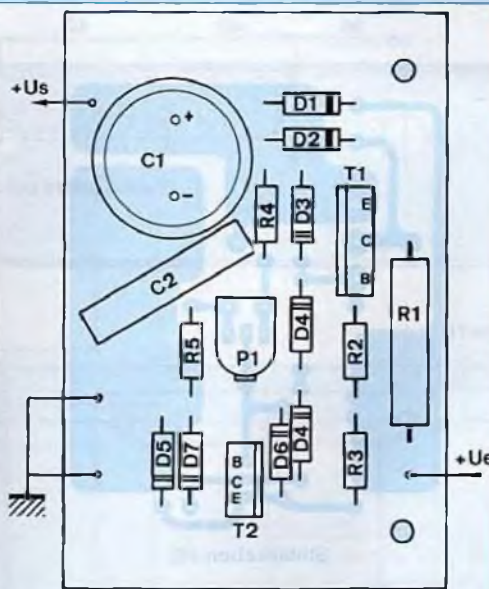


Figure 6

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

STABILISATEUR HT

- Résistances à couche métal $\pm 5\%$ / 1 W (sauf indication)

R1 : 1 k Ω / 7 W
R2 : 100 k Ω
R3 : 680 k Ω
R4 : 1 M Ω
R5 : 82 k Ω

P1 : 47 k Ω / ajustable 1 tour ou multitours (25 tours)

- Semiconducteurs

T1 : BDV65C
T2 : BUT11
D1, D3, D6 : 1N4007
D2 : zéner 120 V / 1,3 W
D4 : zéner 180 V / 1,3 W +

75 V / 1,3 W

D5 : zéner 24 V / 1,3 W

D7 : zéner 150 V / 1,3 W

- Divers

C1 : 100 μ F / 400 V
C2 : 0,22 μ F / 400 V
2 entretoises filetées femelle/femelle de 15 mm (pour vis M4)

de commande équipée des ECF82. Fiable, peu onéreuse, il n'y a aucune raison de s'en passer.

Son schéma est désormais connu de nos fidèles lecteurs. Nous l'avons simplifiée en remplaçant les transistors T1 et T2 par un composant unique de type Darlington, ce qui permet d'obtenir une carte encore plus condensée, indispensable pour cette réalisation relativement compacte (1 seul châssis IDDM / 55360). Vu la très faible consommation des étages drivers ECF82, le Darlington est choisi parmi un modèle en boîtier TOP3, NPN (12 A / 120 V).

L'entrée Ue de la carte de stabilisation est prélevée aux bornes du second condensateur de filtrage (HT1).

LES MODULES

Ils sont au nombre de 2 :

- les drivers ECF82 ;
- la stabilisation

LES DRIVERS

Un module reçoit les composants des deux étages «préamplificateur en tension», composants regroupés autour des triodes / pentodes ECF82, à l'exception des potentiomètres.

Le circuit imprimé fait l'objet de la figure 3, il est bien entendu proposé à l'échelle 1. Les liaisons sont peu nombreuses et les interconnexions entre pastilles courtes.

Comme pour toutes les réalisations, une fois la plaquette d'époxy gravée, on commence par forer toute les pastilles à un diamètre de ϕ 0,8 mm (insertion des résistances). Les queues des condensateurs de liaisons nécessitent des forages à ϕ 1 mm, les picots de raccordements un foret de ϕ 1,3 mm et les pattes des supports NOVAL, de l'électrochimique de découplage un foret de ϕ 1,8 mm.

Les 2 pastilles isolées vont servir à la fixation du module au châssis, prévoir des forages à ϕ 3 mm / 3,5 mm.

Le plan de câblage de la figure 4 permet, en s'aidant de la nomenclature, d'insérer les composants aux bons emplacements.

Les supports NOVAL sont soudés côté pistes cuivrées. Il faut donc souder les résistances R5 et R15 avant la pose définitive de ceux-ci.

Le module est doté de 9 picots pour les interconnexions.

Attention à l'orientation de l'électrochimique C4.

LA STABILISATION

Une étude de circuit imprimé vous est présentée en figure 5. Elle a été remaniée pour recevoir le nouveau transistor Darlington en boîtier TOP3.

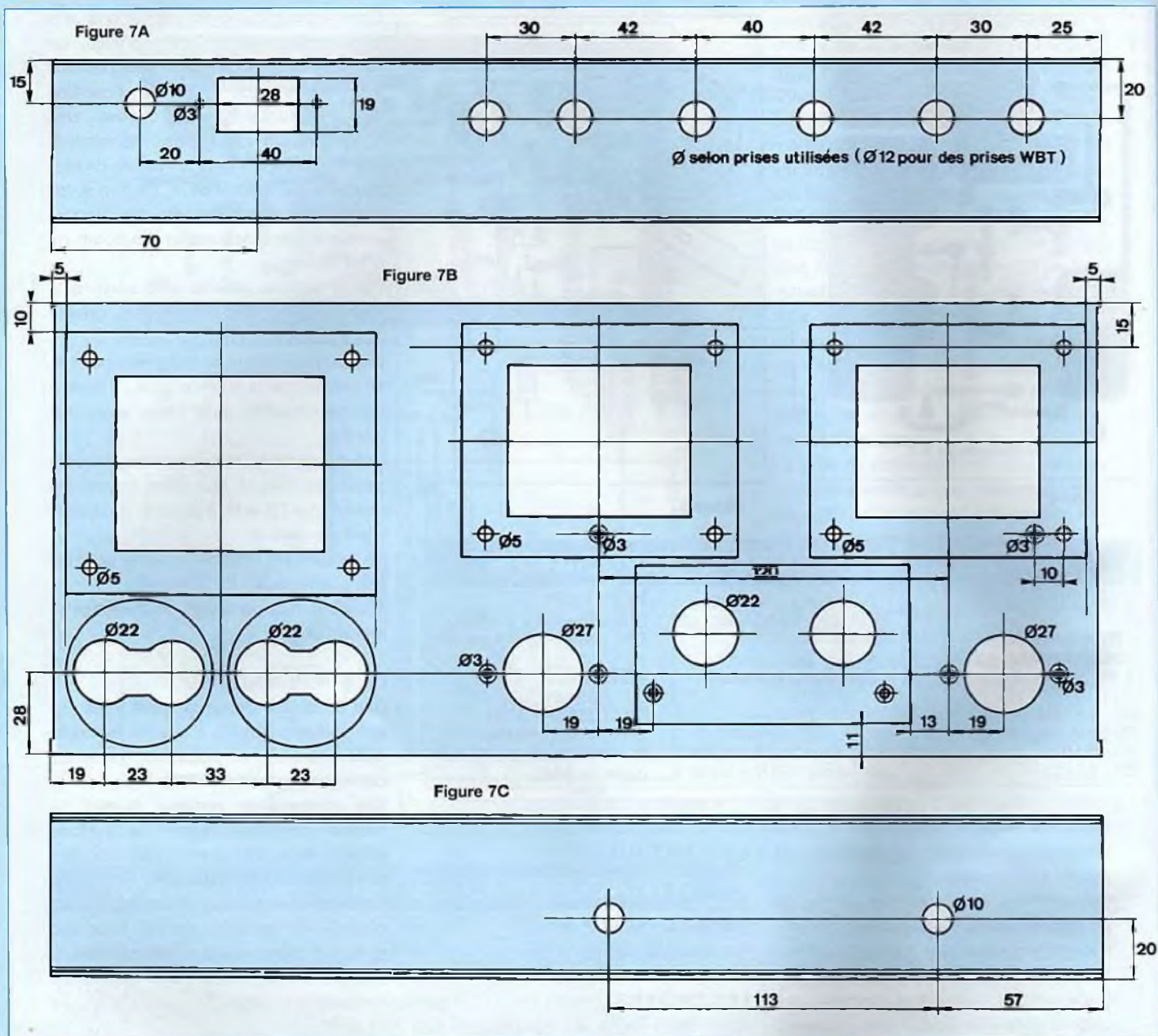
Son implantation verticale permet de réduire considérablement la surface d'époxy sans pour autant nuire aux performances de la stabilisation.

La figure 6 est évidemment le plan de câblage du stabilisateur HT avec les quelques composants nécessaires à l'obtention du +HT2 ainsi que ceux réservés à la protection des transistors T1 et T2.

Attention à l'orientation des semiconducteurs et de l'électrochimique C1.

4 picots à souder permettront ultérieurement les interconnexions de +Ve et de +Vs (+HT2).

La résistance de puissance R1 est à surélever de 2 à 3 mm de l'époxy afin de faciliter le passage de l'air et donc son refroidissement.



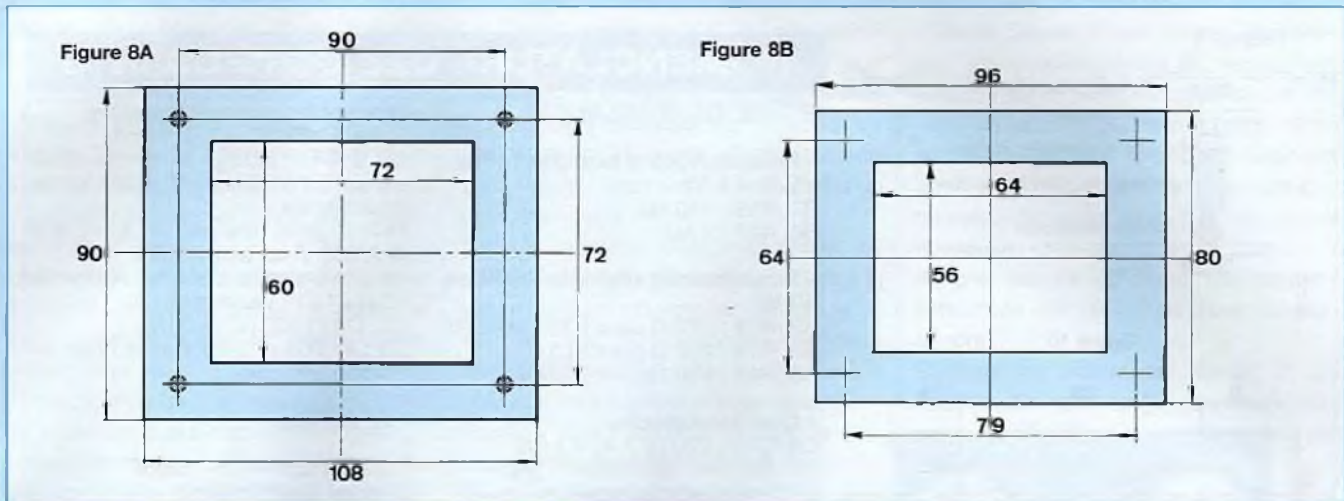
LES REDRESSEMENTS / FILTRAGES H.T. ET B.T.

Nous n'utilisons pas de circuit imprimé pour traiter ces deux alimentations. Pour la haute tension, les interconnexions entre transformateur et condensateur de filtrage de tête C1 se font avec les 4 diodes à commutation rapide D1

à D4, directement de cosses à cosses (ou avec un pont). Pour la basse tension, l'enroulement alternatif 6V3 ~ est relié à un pont redresseur vissé au châssis. Ses pattes (+) et (-) sont soudées à un condensateur C3 de forte capacité fixé et immobilisé à l'arrière du châssis par un étrier.

LA «POLARISATION DE CATHODE» DES TUBES DE PUISSANCE

On utilise la résistance de puissance R9 vissée au châssis pour y raccorder à ses cosses, les condensateurs C8 et C9. Pas de circuit imprimé non plus donc.



LE CHÂSSIS

On utilise pour «LE SINGLE» un seul coffret IDDM de référence 55360. On réalise de ce fait un amplificateur stéréophonique compact aux interconnexions ultra-courtes.

La figure 7A donne toutes les indications nécessaires pour les découpes des fenêtres des transformateurs, la prise secteur, ainsi que pour tous les perçages.

Afin de ne pas surcharger en cotations la figure 7B, nous ne donnerons que le positionnement des 3 transformateurs sur le châssis.

Les dimensions de ces volumineux composants sont données aux figures 8A pour celui d'alimentation et 8B pour celui de sortie.

Il suffit de les dessiner sur une feuille de papier ou de calque. Il faut connaître avec précision l'emplacement de la découpe de la fenêtre par rapport aux 4 trous de fixation.

Ne pas oublier que nous avons 2 transformateurs de sortie.

C'est évidemment la figure 7B qui demande un travail assez important pour sa préparation.

Il est indispensable d'avoir des emporte-pièces de $\varnothing 22,5$ mm et $\varnothing 27,5$ mm et si possible une scie sauteuse.

En fonction des cotes portées sur la figure 7B, coller ou scotcher au châssis les 3 transformateurs dessinés. Faire une photocopie du circuit imprimé de la figure 3 et comme précédemment coller ou scotcher celle-ci au châssis. Les inscriptions doivent être lues dans le bon sens, face avant vers soi.

Pour le positionnement des 2 tubes, il nous faut connaître l'emplacement du centre du cercle dont la circonférence passe par les centres des 9 pastilles. Il est facile à déterminer en joignant entre elles les pastilles 2 et 7 puis 3 et 8. L'intersection des 2 droites détermine ce centre.

De ces centres, dessiner des cercles de $\varnothing 30$ mm.

Pointer tous les perçages à effectuer et forer dans un premier temps à un diamètre de $\varnothing 2$ mm ou $\varnothing 2,5$ mm.

Découper au cutter dans le papier les 3 fenêtres des transformateurs puis, avec une pointe à tracer, rayer l'anodisation du coffret pour bien marquer les découpes à effectuer.

A chaque angle, percer des trous pour laisser le passage soit à une lame de scie abrasif, soit à une lame de scie sauteuse.

La scie sauteuse permet des découpes aisées dans l'aluminium, la finition se faisant à la lime.

L'emporte-pièce nécessite pour son utilisation de prévoir des perçages à un dia-

mètre de $\varnothing 11$ mm minimum pour le passage de la vis de serrage.

Au niveau du circuit imprimé de la carte «Driver», découper au cutter le papier afin de prévoir des dégagements suffisants pour les forages à ces diamètres importants. Il ne reste plus qu'à les effectuer en prévoyant quelques diamètres intermédiaires, $\varnothing 5$, $\varnothing 7$, $\varnothing 10$, $\varnothing 11$.

Introduire la vis de serrage de l'emporte-pièce avec sa partie coupante de $\varnothing 22$ mm sous le châssis dans l'un des 2 trous.

Enfiler le cylindre de diamètre $\varnothing 29$ mm. Il doit tomber parfaitement et se centrer avec le cercle dessiné sur le papier.

S'il y a décentrage, il est encore temps d'agrandir le trou de $\varnothing 11$ mm. Quand cylindre et cercle coïncident parfaitement, boulonner (ne pas oublier la rondelle tampon).

Avec une clé à molette, serrer énergiquement, afin que par pression vous obteniez une découpe circulaire propre de $\varnothing 22$ mm.

Il reste 5 trous à découper au même diamètre par le même procédé, puis 2 autres à un diamètre de $\varnothing 27$ mm.

Fraiser les perçages à $\varnothing 3$ mm.

Les perçages à l'arrière du châssis se feront en fonction des prises utilisées.

La fenêtre de 28×19 mm de la prise secteur se travaillera avec une lame de scie abrasif, avec finition à la lime.

Figure 9

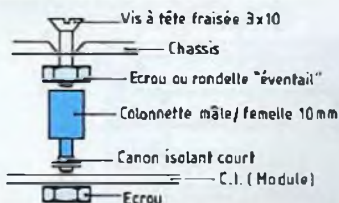
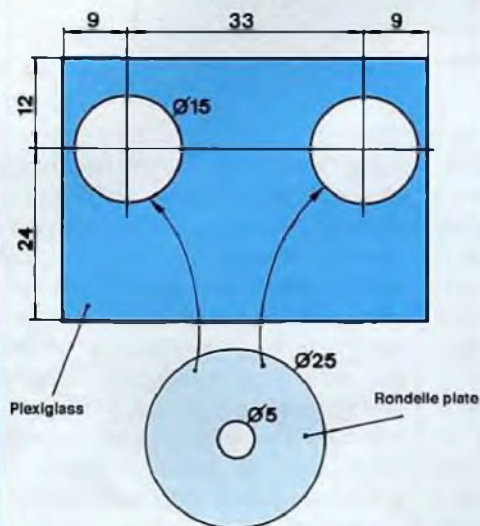


Figure 10



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ETAGE DE PUISSANCE

- Résistances à couche métal

$\pm 5\%$ / 1 W
R7, R16 : 150 k Ω
R8, R17 : 1 k Ω

- Résistances châssis 25 W ou 50 W

R9, R18 : 220 Ω pour KT88 et 6550
R9, R18 : 220 Ω pour 6L6
R9, R18 : 330 Ω pour EL34

- Condensateurs

C8, C10 : 220 μ F / 40 V axial
C9, C11 : 4,7 μ F / 160 V / pas
27,5 mm au polypropylène

- Tubes

T3, T4 : EL34 ou 6L6 ou KT88 ou 6550 avec supports OCTAL châssis

- Transformateurs

TRS1, TRS2 : transformateur adaptateur d'impédance.
Primaire 3,5 k Ω avec prise écran à 2,3 k Ω
Secondaire : 4 et 8 Ω

ALIMENTATION HT / BT

Transformateur : primaire 220 V / secondaire 320 V / 360 V + 6,3 V avec prise écran

Interrupteur poussoir unipolaire

Porte fusible + fusible retardé
D1 à D4 : diodes à commutation rapide BYW96E (3 A / 1000 V) ou équivalentes

PR1 : pont redresseur KBPC806 (8 A / 600 V) ou équivalence

R1 : résistance bobinée RB58 de 10 Ω / 16 W (ou strap)

C1, C2 : 1000 μ F / 400 V

C3 : 47 000 μ F / 16 V avec bride de fixation verticale

- DIVERS

1 coffret IDDM Réf : 55360

2 prises Cinch isolées

4 prises HP châssis isolées

1 prise secteur 3 broches / mâle

1 interrupteur

1 porte fusible + fusible retardé

2 boutons pour axe ϕ 6 mm

Visserie diverse de 3 et 4 mm (8 vis à tête fraisée de 3x8 mm ou 3x10 mm)

Câble blindé Gotham

Fil de câblage au silicone 1 mm² (Rouge + Noir + Bleu + Vert + Jaune)

1 m de chaque couleur

Fil de cuivre étamé de 10/10^e de section

1 m

Gaine thermorétractable

Câble pour haut-parleurs (50 cm)

Plaque «Plexi» rouge 30/10^e

4 pieds ϕ 25 x 15 mm (minimum)

LA FINITION DU CHÂSSIS

Les trous et les découpes que nous venons de pratiquer dans le coffret IDDM n'ont pu être obtenus sans laisser des traces : un foret qui dérape, un mauvais coup de lime...

Afin de gommer ces petits «bobos», il est utile de repeindre le châssis en pulvérisation 2 à 3 couches de peinture.

A la rédaction nous utilisons une bombe de peinture noir mat. Cette peinture donne un cachet professionnel à la réalisation.

La peinture bien sèche, si vous le souhaitez, c'est le moment idéal pour déposer quelques indications sur votre châssis, au moyen de «transferts» Decadry.

Ces transferts existent en blanc, en rouge ou mieux encore en doré.

ÉQUIPEMENT DU CHÂSSIS

Commencer par visser toutes les prises isolées à l'arrière du châssis, ainsi que l'interrupteur, puis les 2 supports OCTAL en les orientant ergot vers la face arrière. Visser les 2 résistances de cathodes au châssis en utilisant de la vis à tête fraisée.

Le module «Driver» se fixe en deux points. Pour y parvenir, nous allons munir le châssis de pattes comme indiqué en figure 9.

Nous devons prévoir un dégagement suffisant module / châssis à cause des supports NOVAL soudés côté pistes cuivrées.

Procéder ainsi :

- Bloquer tout d'abord les vis à tête fraisée de 3x10 mm par des boulons.

- Les têtes des vis doivent disparaître dans les fraisages coniques.

- Raccorder à ces vis boulonnées des entretoises filetées mâle / femelle de 10 mm de hauteur.

- Mettre des boulons dans les filetages opposés ou des rondelles plates isolées.

La hauteur ainsi obtenue permet aux supports NOVAL de venir affleurer le dessus du châssis lors de la fixation du module électronique.

Mettre en place les transformateurs adaptateurs d'impédances puis celui d'alimentation.

Dans la tige filetée du transformateur d'alimentation située au plus près des cosses 6V3-, introduire le pont redresseur PR1.

Plaquer celui-ci contre le châssis au

moyen d'un écrou et d'une rondelle plate. La dissipation thermique de PR1 est ainsi assurée.

Mettre en place les condensateurs de filtrage HT, leurs (-) orientés face à face. Les canons isolés de ces composants traversent le châssis grâce aux ouvertures de $\varnothing 22$ mm.

La fixation s'obtient comme indiqué en figure 10, avec une cale en plexiglass et deux grosses rondelles plates. C'est propre et efficace.

Visser la bride du condensateur de filtrage basse tension C3 et l'immobiliser.

Visser le module de stabilisation au transformateur de sortie situé au centre du châssis, le condensateur C1 orienté vers le module «Driver».

Le module est surélevé par des entretoises filetées de 10 mm afin d'être dégagé du châssis.

Visser les potentiomètres de volume en face avant.

Pour que le canon disparaisse derrière le bouton, utiliser un contre-écrou et un écrou afin que le blocage puisse s'obtenir sur un minimum de filetage.

Avant de les fixer, penser à couper l'axe de commande à une longueur de 12 à 15 mm par rapport au canon fileté. Cette longueur dépend de la profondeur du bouton qui doit masquer l'écrou.

A ce stade de l'équipement du châssis, nous pouvons commencer les interconnexions.

INTERCONNEXIONS

Elles se commencent au niveau de la prise secteur-châssis 220 V et de l'inter. Avec du fil de cuivre étamé de 10/10^e gainé (en vert sur le prototype) relier une cosse de la prise secteur à l'interrupteur. A l'autre patte de l'interrupteur souder un porte fusible, son autre extrémité étant reliée à la cosse N° 2 du transformateur d'alimentation avec du fil de cuivre étamé gainé.

Relier la deuxième cosse de la prise secteur directement à la cosse N° 4 du transformateur (fil étamé gainé).

Le circuit primaire 230 V est établi. La haute tension est disponible aux cosses N° 8 et 10. C'est sur ces cosses que viennent se souder soit 4 diodes de redressement (1 anode et une cathode sur chaque cosse) soit les pattes (-) d'un pont redresseur HT.

Dans le cas d'un pont à 4 diodes, les cathodes de deux diodes se soudent à la cosse (+) du condensateur de filtrage de tête de 1000 μ F, les anodes des deux diodes restantes allant se connecter à la cosse (-) de ce même condensateur.

Pour un pont moulé, c'est plus simple, puisqu'il n'y a que les 2 pattes (+) et (-).

Relier entre eux les canons (-) des deux condensateurs de filtrage avec du fil de cuivre étamé de 10/10^e non isolé. C'est au niveau de ce shunt que va se situer la masse générale de l'amplificateur. Souder un fil de bonne section (câble HP par exemple) à cet endroit et munir l'autre extrémité de ce câble d'une cosse à souder afin de pouvoir la visser au châssis de l'appareil en se servant de la tige filetée de fixation du transformateur.

Veiller à gratter un peu l'anodisation du châssis à cet emplacement, autour du trou de $\varnothing 5$ mm, et utiliser une rondelle «éventail» pour bien établir le contact par pression.

Le pont redresseur basse tension est vissé au châssis en se servant également d'une deuxième tige filetée du transformateur. Il est situé sous le condensateur de filtrage de 47 000 μ F / 16 V.

Raccorder ses pattes (-) aux cosses 6 et 13. La liaison avec la cosse 13 peut être «directe», de même que la patte (+) avec le condensateur de filtrage, canon (+). Afin de faciliter les interconnexions, prévoir pour chaque canon du condensateur de 47 000 μ F deux cosses à souder vissées à 90°.

Pour le deuxième condensateur de filtrage HT de 1000 μ F, prévoir 3 cosses par canon (+) et (-).

La polarisation de cathode des tubes de puissance

Dévisser les résistances de puissance du

châssis. Souder à leurs cosses, en parallèle, les condensateurs de découplage 470 μ F / 4,7 μ F. Avec des résistances visées, un fer de faible puissance (30 W) ne parvient pas à faire fondre correctement la soudure, d'où risque de provoquer des pannes ultérieures avec des «soudures froides».

Ne pas couper les pattes des condensateurs de 470 μ F qui serviront ultérieurement.

Revisser les résistances de 25 W au châssis afin que les (+) des condensateurs de 470 μ F soient orientés vers les embases OCTAL.

L'ergot détrompeur de l'embase se trouve ainsi face à la polarité (+) du 470 μ F. Se servir maintenant de la patte de ce composant pour strapper les cosses situées de part et d'autre de ce détrompeur (cathode des tubes de puissance, cosse 8 et grille supprimeuse, cosse 1 uniquement pour la pentode EL34).

Le chauffage filament

Les cosses 2 et 7 permettent d'alimenter les filaments, ici en 6,3 V continu.

Avec du fil de câblage de 1 mm², strapper entre elles les cosses correspondantes des deux supports OCTAL en passant les fils sous le module «alim. stab». Du support situé près du condensateur de filtrage de 47 000 μ F, repartir de la cosse 2 pour aller finalement souder le fil sur la cosse (+) du condensateur. Faire de même entre la cosse 7 du support et la cosse (-) du condensateur.

Le transformateur de sortie

Entre transformateur et embase OCTAL, nous avons à établir les interconnexions «anode» et «grille écran» des tubes de puissance.

Les transformateurs ACEA n'étant pas munis de cosses à souder pour les raccordements mais de fils de différentes couleurs, nous allons pouvoir souder directement ces derniers comme suit :

- Fil blanc sur la cosse 3 (anode du tube).
- Fil gris sur la cosse 4 (grille écran du tube).

UN SINGLE DE KT88/ 6550 / EL34 / 6L6

Nous poursuivons en soudant les autres fils dans l'ordre suivant :

Fil noir à la borne (-) de la sortie HP.

Fil orange (8 Ω) ou marron (4 Ω) à la borne (+) de la prise HP.

Reste le fil jaune qui est à interconnecter au (+) du deuxième condensateur de filtrage de 1000 μ F.

Un même «manipe» est également à prévoir pour le deuxième canal de l'amplificateur.

La grille de commande du tube de puissance

Il s'agit de la cosse 5 du support OCTAL. Y souder une résistance de 1 k Ω (R8 ou R17).

Entre l'autre extrémité de cette résistance et le picot de sortie du module de commande «DRIVER», souder le condensateur de liaison C2 (ou C6) de 1 μ F à sorties axiales. Isoler les fils de ce condensateur, car en fonctionnement une haute tension est présente côté module.

Au point commun de R8/C2 (ou R17/C6), souder la résistance de fuite de grille de 150 k Ω (pour la KT88), l'autre extrémité est connectée au (-) du condensateur de 470 μ F.

Nous en avons terminé avec les embases OCTAL.

Les potentiomètres de volume

Avec du câble blindé de qualité, (du GOTHAM par exemple) relier les prises CINCH vissées à l'arrière de l'appareil, aux cosses extrêmes des potentiomètres de volume, les tresses de masse étant soudées sur la droite (cosses dirigées vers le haut, fond du coffret).

Avec du blindé de faible diamètre (liaisons courtes), relier entre eux potentiomètres et entrées du module «DRIVER». Il est évident qu'il faut utiliser la cosse centrale des potentiomètres pour y souder «l'âme» des blindés qui véhicule la modulation.

L'alimentation du module

«DRIVER»

- La masse (0 V) est reliée au module de

stabilisation, par une liaison courte, de picot à picot (fil bleu).

- Idem pour le +HT, liaison encore plus courte (fil rouge).

Le picot +6,3 V est à interconnecter avec la cosse (+) du condensateur de 47 000 μ F/ 16 V (fil jaune).

Nous avons donc sur cette cosse deux arrivées de fils jaunes, et une seule sur la cosse (-) (fil vert).

Le module de stabilisation

Il ne reste plus pour ce module qu'à le raccorder avec le \pm HT que nous prélevons aux bornes du deuxième condensateur de 1000 μ F.

Les liaisons de masse

Avec du câble de forte section (câble HP), relier les bornes (-) des sorties HP au shunt des condensateurs de filtrage de 1000 μ F, canons (-).

Relier la borne (-) de la sortie HP, canal gauche, au (-) du condensateur de découplage de cathode de 470 μ F (fil bleu).

Fair de même pour le canal droit.

La haute tension

Reste à relier entre eux les canons (+) des condensateurs de filtrage de 1000 μ F :

- Soit par un strap (fil rouge de 1 mm²), ce qui relie les deux composants en parallèle et porte le condensateur de filtrage à une capacité de 2000 μ F.

- Soit par une résistance de 10 à 47 Ω , de puissance 16 W, qui forme avec C1 et C2 un filtrage en π . Ce filtrage réduit davantage encore le bruit de fond de l'appareil (inaudible à 3 m des enceintes) mais fait chuter légèrement la «SINGLE».

Les interconnexions sont terminées. Vérifier méticuleusement tout le câblage, en comparant avec la photo publiée en 3^{ème} de couverture. Si tout est correct, on peut envisager une première mise sous tension.

PREMIÈRE MISE SOUS TENSION

Commencer par mettre un fusible de 4A dans son porte-fusible, puis embrocher les tubes de puissance dans leurs supports OCTAL (des KT88 sur le prototype). Pour le moment, ne pas embrocher les ECF82.

Mettre sous tension «LE SINGLE» et attendre 3 minutes afin que les condensateurs soient bien chargés et les filaments des KT88 bien chauds. Les sorties HP sont chargées soit par des résistances de 8,2 Ω / 16 W, soit par des enceintes.

Pour une tension secteur de 228 V- nous mesurons :

- +390 V sur le condensateur de tête de 1000 μ F.

- +390 V sur le second puisque nous avons strappé C1 et C2 (sur le proto).

C'est le moment de régler la tension stabilisée qui va alimenter l'étage «Driver» à +294 V.

Nous avons entre collecteur et émetteur du transistor ballast une tension de 90 V. Le BDV65C tenant un potentiel (Vce) de 120 V à ses bornes, il ne risque rien.

Eteindre l'appareil et mettre en place les ECF82.

Remettre sous tension et attendre à nouveau 3 mn (temps de chauffe des filaments).

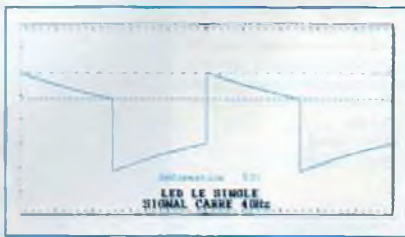
Reprendre le réglage de la tension stabilisée et faire en sorte d'obtenir un potentiel de +260 V après la cellule de filtrage située sur le module «Driver» (après la résistance de 10 k Ω).

LE SINGLE est prêt pour une première écoute.

LES TÉTRODES KT88

Avec les tensions obtenues précédemment, nous mesurons aux bornes des résistances de cathodes de 220 Ω des potentiels de +24 V.

Une vérification de la tension de «chauf-



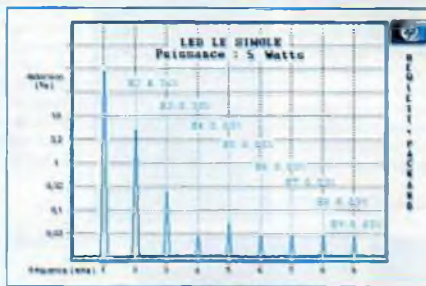
Signal carré à 40 Hz



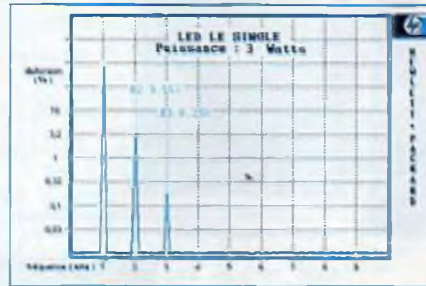
Signal sinusoïdal à 1 kHz



Signal carré à 10 kHz



Spectre de distorsion



Spectre de distorsion



Comportement sur charge capacitive

Puissance efficace : 6,25 W
Sensibilité d'entrée : 0,850 mV
Puissance impulsionnelle : 6,25 W

Rapport signal/bruit : LIN : 57 dB
Pondéré : 72 dB
Diaphonie : 57 dB

Distorsion par harmoniques totale

Fréquences	5 W (- 1 dB)	3 W (- 3 dB)	1,5 W (- 6 dB)
100 Hz	4 %	4 %	2,8 %
1 kHz	4,4 %	3,6 %	2,6 %
10 kHz	3,8 %	3,1 %	2,2 %

fage filaments» indique qu'elle est de +6,3 V.

Des mesures effectuées à 1 kHz permettent d'observer et de déduire que la puissance à l'écrêtage est de 6 Weff.

LES TÉTRODES 6L6

Avec une même résistance de polarisation de cathode de 220 Ω, la puissance maximale de sortie à 1 kHz est de 3,3 Weff.

LES PENTODES EL34

Les mêmes mesures conduisent à l'obtention d'une puissance de 5,8 Weff. Au repos, la tension de cathode et de +22 V.

LES TÉTRODES 6550

Au repos, la tension de polarisation de cathode est de + 27 V.

Toujours dans les mêmes conditions de mesures, nous trouvons une puissance de 5,8 Weff.

L'écrêtage du signal sinusoïdal s'obtient pour un signal de commande injecté à l'entrée de 910 mV.

REMARQUE

Avec une tention d'alimentation de +420 V, nous avons réussi à tirer des KT88 une puissance de 11 Weff, sans modifier celle du module «Driver» restée à +260 V.

Il faut donc augmenter la valeur de R6/10 kΩ (la consommation du module «Driver» est de 3,35 mA).

Pour cette raison nous avons demandé à la Société ACEA de prévoir une prise complémentaire sur l'enroulement HT du transformateur d'alimentation de façon qu'il fournisse des tensions alternatives de 320 V et 360 V, ce qui n'est pas le cas

sur le prototype qui ne dispose que des 320 V-.

Pour les lecteurs qui désirent «tirer» plus de puissance du SINGLE... c'est à voir.

L'ÉCOUTE

Elle reste très bonne pour les différents tubes écoutés, avec toutefois une présence du grave un peu plus soutenue avec les KT88 et les 6550.

La précision et la stabilité du médium sont remarquables.

Malgré le rendement moyen de 92 dB de nos enceintes TRIANGLE/LYRR et la puissance modeste du «SINGLE», l'écoute dans une pièce domestique de 30 m² est excellente. Nous n'irons pas jusqu'à dire équivalente à celle fournie par des 300B, mais le prix de revient n'est pas le même !

Bernard Duval

ABONNEZ-VOUS À

Led

Je désire m'abonner à **LED** (6 n° par an)

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 125 F AUTRES* : 175 F

* Ecrire en CAPITALES, S.V.P.

NOM :

PRÉNOM :

N° : RUE

CODE POSTAL : VILLE :

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

* Pour les expéditions «par avion» à l'étranger, ajoutez 50 F au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire par CCP par mandat

A retourner accompagné de votre règlement à :

Service Abonnements, **EDITIONS PÉRIODES 5**, boulevard Ney, 75018 Paris Tél. : 01 44 65 88 14



6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE DU TOUCH
(près de TOULOUSE)

Tel : 05 61 07 55 77 / Fax : 05 61 86 61 89
Site : acea-fr.com / email : bernard.toniatti@acea-fr.com

LA QUALITÉ AÉRONAUTIQUE MILITAIRE ET SPATIALE
AU SERVICE DE L'AUDIOPHILE

TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

faible induction 1 Tesla - capoté - primaire 230 V avec écran

LED N°	Secondaires	Poids	Prix TTC
136-130	2x225 V-2x6.3 V	4.0 kg	500 Frs
138	2x300 V-2x6.3 V	2.8 kg	420 Frs
142	PREAMPLI TUBES circuits -C-	1.2 kg	520 Frs
143-145	2x230/2x0 V-12 V	4.6 kg	550 Frs
145	2x280 V-2x6.3 V	2.8 kg	420 Frs
146-150	2x380-2x6.3 V-5 V	6.0 kg	580 Frs
147-148	PREAMPLI TUBES circuits -C-	1.0 kg	490 Frs
149-158	Al. IM. H.T. / Préampli tubes 2x300 V + 6.3 V	1.0 kg	490 Frs
151	2x270 V-12 V	4.6 kg	550 Frs
152	Prim. 220 V - Ecran - Sec. 2x300 V-2x6.3 V	6 kg	610 Frs
154	Prim. 220 V - Ecran - 2x360 V-5 V-6.3 V		540 Frs
155	Prim. 230 V - Ecran - 2x230 V ou 2x330 V+12 V		500 Frs
157	Prim. 230 V - Ecran - 380 V+6.3 V+4x3.15 V		560 Frs
159	Prim. 230 V - Ecran - 320 V / 360 V + 6.3 V		480 Frs

TRANSFORMATEUR DE SORTIE

LED N°	Impédance Prim	Impédance Sec	Puissance	Poids	Prix TTC
136-154	4 000 Ω	4/8/16 Ω	40 W	2.8 kg	520 Frs
138	5 000 Ω	4/8/16 Ω		1.2 kg	330 Frs
140	1 250 Ω	4/8 Ω	20 W	2.8 kg	520 Frs
143	2 000 Ω	4/8 Ω	60 W	4.0 kg	640 Frs
146	625 Ω	4/8 Ω	40 W	4.8 kg	580 Frs
Solo 145	7 000 Ω	8 Ω + 1 sortie		1.1 kg	590 Frs
148-150	8 600 Ω	4/8 Ω		2.9 kg	610 Frs
146-150-155	self 10H, 10Lc	330 Frs	circuit C		290 Frs
151	self 3H		circuit C		290 Frs
151	9 000 Ω	4/8 Ω			510 Frs
152	2.3/2.8/3.5 kΩ	4/8/16 Ω	30 W	circuit C 5.5 kg	1 300 Frs
155	8 000 Ω	4/8/16 Ω	20 W		500 Frs
157	3 800 Ω	4/8/16 Ω	50 W		640 Frs
159	3 500 Ω	4/8 Ω	circuit C en Cuve		930 Frs

Support NOVAL C.I.	Prix Unit : 22 Frs	NOVAL Châssis	Prix Unit : 30 Frs
Support 4 cosses «3008»	Prix Unit : 65 Frs		
Capot nickelé pour transfo.	Prix Unit : 120 Frs		

• AUTRES TRANSFO. ET SELFS : nous consulter
• LAMPES

ECC83	Prix Unit : 80 Frs	ECC82	Prix Unit : 60 Frs
EF 86	Prix Unit : 140 Frs	ECC81	Prix Unit : 65 Frs
ECL85	Prix Unit : 75 Frs	ECP82	Prix Unit : 70 Frs
GZ32	Prix Unit : 100 Frs	EZ80	Prix Unit : 53 Frs
EZ81	Prix Unit : 103 Frs		

• LAMPES APPAIRÉES (prix par 2)

EL34	Prix : 265 Frs	EL84	Prix : 110 Frs
KT88	Prix : 540 Frs	6550	Prix : 670 Frs
300B Sovtek	Prix : 1 280 Frs	Jeu de 7189	Patre : 320 Frs
6L6	Prix : 118 Frs		

CONDITIONS de VENTE : France métropole - Règlement par chèque joint à la commande
PORT : 78 Frs le premier transfo, 25 Frs en plus par transfo supplémentaires.
LAMPES : de 1 à 4 : 38 Frs et de 5 à 10 : 58 Frs (gratuit avec achat d'un jeu de transfos).

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
* Commande moteur unipolaire		27.00 F	43.00 F	
* Générateur vobulé 1 Hz à 1,5 MHz (Cl double face au prix du simple face, circuits non découpés)				
- Carte PHASE		52.00 F	85.00 F	
- Carte COMPAG		30.50 F	49.50 F	
- Carte COMPAT		30.50 F	49.50 F	
- Carte SELCAN		39.50 F	64.50 F	
- Carte CAN		26.00 F	42.00 F	
* Le Single				
- Carte Driver		21.00 F	34.00 F	
- Carte alim. stabilisée		17.00 F	27.50 F	
Numéro d'Abonné :		Remise consentie 25 %	(Total TTC x 3)	
Frais de port et emballage				10 F
Total à payer				F

Réalisation de vos circuits imprimés personnels à partir d'un film transparent fourni.

Simple face : 40,00 F / dm2 non percé

65,00 F / dm2 percé

Double face : 60,00 F / dm2 non percé

100,00 F / dm2 percé

Réalisation d'un film transparent à partir de votre document

Format A4 : 50,00 F

NOM :

PRÉNOM :

N° : RUE

CODE POSTAL :

VILLE :

Paiement par CCP par chèque bancaire par mandat
libellé à l'ordre de

EDITIONS PÉRIODES

5, boulevard Ney, 75018 Paris

Tél. : 01 44 65 88 14

Petites annonces gratuites

Recherche oscilloscope d'occasion : 2 x 20 MHz, bon état de fonctionnement, faire offre.
Tél. : 05 56 64 70 57

Vds revues électronique et livres type Data-Book, à très bas prix.
Tél. : 01 64 35 93 37

Vds tubes neufs 6L6GC-GE X4 : 400 F + EF86 Brim X4 : 240 F + E34L Tesla X4 : 240 F.
Tél. : 04 50 36 40 15 après 19 h

Vds ampli stéréo audiophile, EL34, classe A, aucun condensateur de liaison, commut. ultra-linéaire, face AV, tubes apparents, neuf : 4500 F + ampli HF 50 MHz, triode céramique, alim. intégrée, 25 W IN, 500 W OUT, neuf : 4990 F.
Tél. : 06 11 59 13 90

Vds GZ37 Mullard : 180 F + 5R4 WGY Cmatham : 100 F + transfo Tango XE20S, 2K5, 3K5, 5K, 20 W : 3000 F paire, tous composants neufs.
Tél. : 01 56 08 17 48

Vds 2 transfos de sortie Chrétien, fab. spéciale pour Quatuor : 1250 Ω / 1, 2, 4,

8, 16 Ω , 30 W + 1 coffret neuf TM55360.
Tél. : 01 41 95 29 43
Vds bandes magnétiques, grande marque, \varnothing 18 / 549 m en boîtes d'origine, servies une fois : 200 F les dix + magnétophone à bande Akai GX 630D, révisé avec adaptateur bobine métal, plus notice, faire offre de prix. Uher Royal avec deux jeux de têtes, neuves très bon état.
Tél. : 02 33 52 20 99

Vds 1 transfo 300VA, 2x21 V : 300 F + 1 transfo 120VA, 2x 18 V : 100 F + 4 selfs 3mH : 50 F l'unité + 3 condos 4000 μ F / 400 V : 150 F l'unité + 2 transfos séparation 220 V, 1000 VA : 400 F l'unité.
Tél. : 02 41 55 26 36

Vds tubes 6550A Tronal : 150 F + 6550C3, B Svetlana : 150 F + 6550A GE : 300 F + Grove : 250 F + EF86 : 80 F + ECC83 : 45 F + 2TR AH53B : 1200 F pce.
Tél. : 03 87 80 23 80

Vds 2 blocs mono Merlaud AM80, entièrement révisés : 4000 F + transfo sortie Chrétien 1250 Ω : 250 F pièce.
Tél. : 01 46 58 37 48

Recherche notice technique concernant TV de marque Kaïsui GH1, 69-06, 24142, 852-2, photocopies acceptées, frais remboursés.
Tél. : 04 92 51 58 20

Vds double châssis Rack 3U : 1000 F + 1 transfo HT 370V, 0,4A : 300 F + 1 transfo HT 2x300 V, 2x320 V, 0,5A : 300 F + 1 self de filtrage : 150 F.
Tél. : 01 47 00 33 61

Cherche doc. sur applications de pointe des déphasages. Merci aux lecteurs qui ont répondu à mon annonce sur article Mr Lesage, la source étant tarie.
Tél. : 02 31 92 14 80

Cherche transfo ACEA pour Mu-Follower ECL86, ampèremètre 0,9 mA/50 Ω pour Metrix type 310, lampes 6973 et EL156, nf ou occ, schéma ampli Thorens PR24.
Tél./Fax : 02 98 57 12 76

Achète tubes 5998 (USA). Vds ampli Sun Audio 300B, ampli préampli HI-TONE 225, HP coax 38, Altec 604-8K, 904-8A.
Tél. : 04 74 76 87 26 ou 03 25 46 43 33

Vds HP Supravox T215 SRTF : 1000 F la paire + condensateurs Felsic 22 000 μ F / 100 V, \varnothing 70x140 : 400 F les 4 avec fixation.
Tél. : 01 48 98 97 50

Cherche amateur ou pro susceptible de réaliser caisson de grave + filtre + satellites (Euridia) selon plans et instructions revue Led.
Tél. : 04 73 36 81 29

Vds divers tubes audio, valves et tubes d'émission utilisables en audio. Contac fax 01 34 66 34 17

Vds enceintes Audio Analyse 4 voies, caisson de grave séparé : 3000 F la paire.
Tél. : 05 53 58 46 78

Jeune amateur passionné cherche transfos, selfs, cond de filtrage pour amplis à tubes «Led» à prix raisonnables, car budget serré.
Tél. : 04 75 46 35 29

Vds 1 ampli P.P. 300B Led 157 sans les 300B.
Tél. : 02 97 66 86 94

Vds 2 bancs de mesure BF, l'un semi-professionnel de type HP339A, tbe, avec doc, l'autre associant un généra-

Kit composants de l'enceinte EURIDIA 2000

2 250 F TTC (port compris)

* Ecrire en CAPITALES, S.V.P.

NOM :

PRÉNOM :

N° : RUE

CODE POSTAL : VILLE :

Ci-joint mon règlement par :

chèque bancaire

par CCP

par mandat



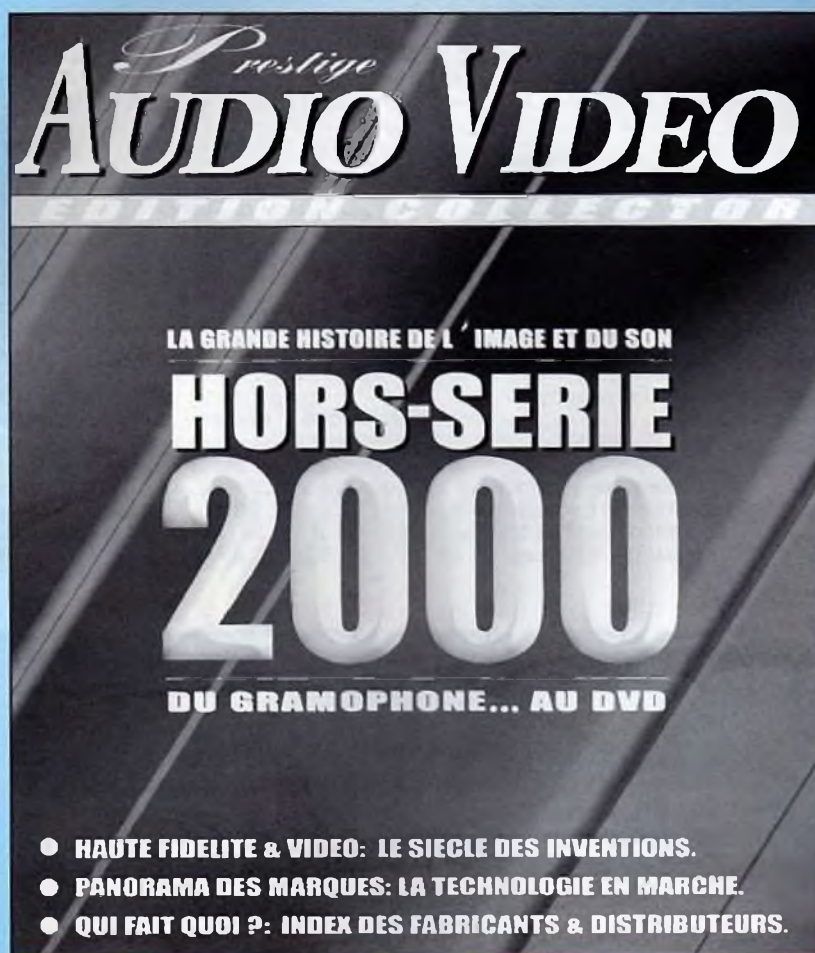
A retourner accompagné de votre règlement à :

EDITIONS PÉRIODES 5, boulevard Ney, 75018 Paris Tél. : 01 44 65 88 14

BON DE COMMANDE

Le numéro Collector que vous attendiez tous !

- *Que s'est il passé au 20^{ème} siècle, dans la Haute Fidélité et la Vidéo ?*
- *Comment sommes nous passés du Gramophone au DVD ?*
- *Qui a inventé Quoi ?*
- *Quelles technologies ont existé ? lesquelles sont restées ? pourquoi ?*
- *Quelles sont les tendances actuelles ?*
- *Qui fait Quoi ? comment contacter les marques et les distributeurs ?*



Tarifs : 25 F + 10 F de frais port pour la France métropolitaine et étranger
25 F + 15 F de frais de port par avion

Bon à retourner accompagné de votre règlement par chèque bancaire ou postal à l'ordre de :
P.V. Editions 5 Bd Ney 75018 Paris

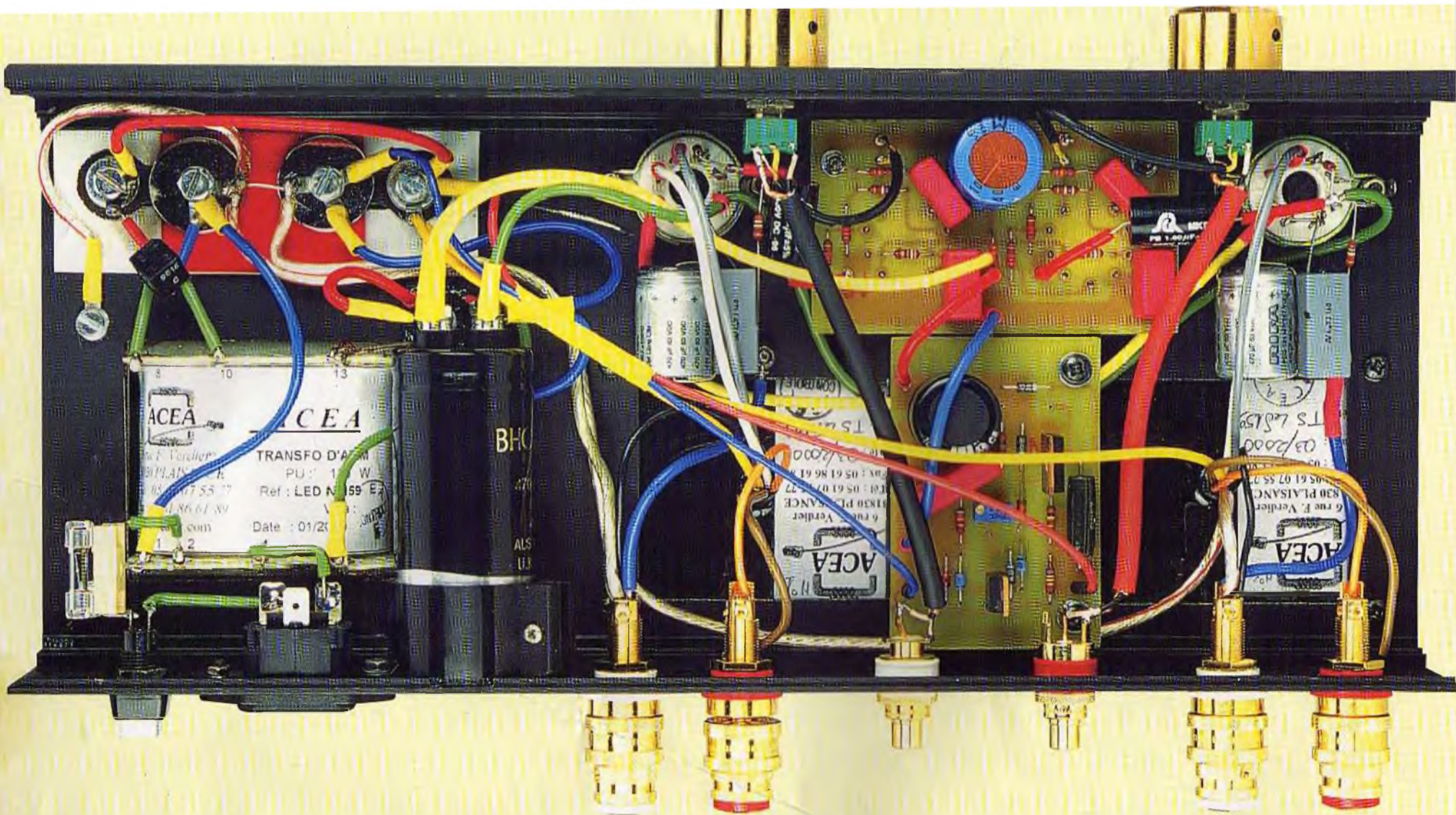
Nous n'acceptons pas les règlements par timbres postaux.

Nom : Prénom :

Adresse :

Code Postal : Ville : Tél. :

INTERCONNEXIONS DU SINGLE



Seas, quand la science du haut-parleur devient un art...



EXCEL T 25-001
Tweeter à dôme Sonotex
Bobine en fil d'argent
Rendement 90 dB
Bande passante de 2 kHz à 25 kHz



CA 25 RE4X/DC
Woofer de 26 cm
Double bobine 4 couches Ø 39 mm
Rendement 91 dB
Bande passante de 30 Hz à 1,5 kHz



EXCEL W 17 EX-002
Woofer-medium de 17 cm
Rendement 90 dB
Bande passante de 40 Hz à 2,5 kHz

seas

Haut-parleurs de prestige

BC Acoustique

ENCEINTES HAUTE-FIDÉLITÉ

BP 306 - 94709 Maisons-Alfort Cedex - Tél. : 01 43 68 25 00 - Fax : 01 43 68 37 00
informations sur internet - <http://www.bc-acoustique.com>

BC Acoustique n'est pas seulement un concepteur d'enceintes français réputé aux quatre coins du globe, nous sommes aussi connus pour être des passionnés résolus... Les fabricants des meilleurs produits mondiaux nous ont sollicités afin de distribuer leurs produits. **WBT**, **CHORD** et **SEAS** sont ainsi distribués par nos soins avec l'amour de la musique et le professionnalisme qui nous caractérisent.

Vous pouvez obtenir une documentation ou l'adresse des revendeurs agréés de ces produits **sur simple demande**.