

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 175

Lead

COURS N°2 : ET SI ON PARLAIT : «TUBES»

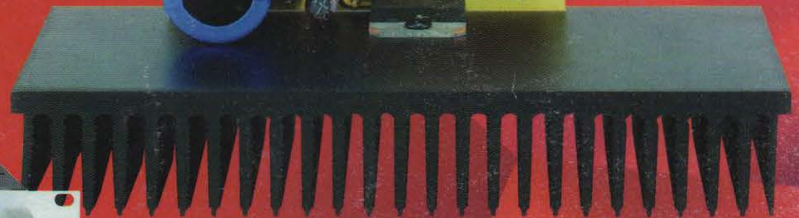
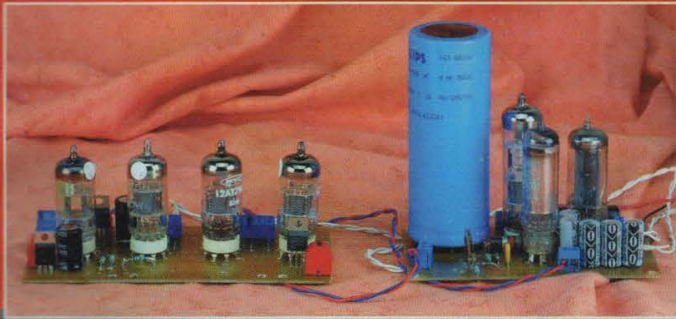
L'EMISSION THERMOIONIQUE

AMPLIFICATEUR CLASSE A DE 2 x 20 Weff/8 Ω

AVEC PENTODES 7189 OU EL84M

FILTRE ACTIF 2 VOIES 36 dB/OCTAVE

À TRANSISTORS COMPLÉMENTAIRES



**LE RÉCENT TDA 7293
«MAÎTRE OU ESCLAVE»**

**PRÉAMPLIFICATEUR 6 ENTRÉES
À TRIODES ECC81**



**AMPLIFICATEUR SINGLE END
À PENTODES 7189 / EL84M**

M 01226 - 175 - F: 4,50 € - RD



ISSN 0753-7409

BIMESTRIEL JANVIER / FÉVRIER 2003 / BELGIQUE 5 € / CANADA \$ 4,95

Quelques Best Sellers **Selectronic**

Les alimentations **Selectronic**

SL-1708SB
Alimentation universelle
* 0 à 15V (0 à 2A)



115.8292 45,00 €TTC

Avec inscriptions
en français et
bornes IEC 1010

SL-1710HSL
Mini-alimentation réglée
* 1,2 à 12V (1,5A)



115.1694 35,00 €TTC

SL-1709SB
Mini-alimentation
de laboratoire
* 0 à 15V (0 à 3A)



115.3994 69,00 €TTC

SL-1760
Alimentation 13,8 V



3A 115.9548 25,00 €TTC
6A 115.2320 34,00 €TTC
10A 115.2335 48,00 €TTC
20A 115.2344 90,00 €TTC
30A 115.6824 151,00 €TTC

SL-1730SB
Alimentation simple
* 0 à 30V (0 à 3A)



115.8065 135,00 €TTC

SL-1731SB
Double alimentation
avec mode "Tracking"
* 2 sections 0 à 30V (0 à 3A)
* 1 sortie fixe : 5V (3 A)



115.4677 270,00 €TTC

SL-1730SL
Alimentations de forte
puissance 300W et 500W
* 0 à 30V (0 à 10 ou 20A)



L'alimentation 0 à 30V (10A)
115.8018 220,00 €TTC

L'alimentation 0 à 30V (20A)
115.8240 349,00 €TTC

Multimètre **SL99 Selectronic**



* Le meilleur rapport qualité/prix.
* Bornes IEC 1010 * Multifonctions.
* Le plus complet des multimètres.

* 32 calibres * Transistomètre, thermomètre, fréquence et capacité * Polarité automatique.
* Affichage géant LCD 2000 pts (25 mm) avec indication du calibre de mesure * Test de diodes et de continuité par buzzer * Dim. : 189 x 91 x 31,5 mm.
* Poids : 310g * Fourni avec pile, cordons, thermocouple de type K et gaine caoutchouc.

Voir catalogue 2003, page 2-39.

115.4674 35,90 €TTC

Alimentations **elc**

AL-991S
Alimentation réglable
"4 en 1". Avec interface
RS 232 et programmable
* 0 à ±15V (1A)
* +2,5 à +5,5V (3A)
* - 15 à +15V (0,2A)



115.0250 239,00 €TTC

AL-936
Triple alimentation
avec mode "Tracking"
* 2 sections 0 à 30V (0 à 2,5A)
* 5V (2,5A) ou 1 à 15V (1A)



115.2578 545,00 €TTC

AL-923A
Alimentation réglable
* 1,5 à 30V (1,5 à 5A)



115.1867 151,00 €TTC

ALF-2902M
Alimentation modulaire
à découpage.
* 5 à 29V (58W)
+ chargeur de batterie

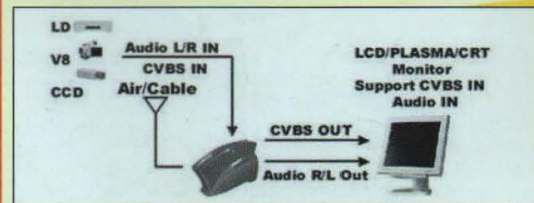


NOUVEAU

115.6272
89,70 €TTC

→ Supplément de port de 13,00€TTC sur ce produit (livraison par transporteur).

- * Compatible avec tout moniteur (LCD, PLASMA, CRT).
- * Compatible PAL / SECAM / NTSC.
- * Recherche de station automatique * Avec télécommande.
- * Entrées : 75 ohms (antenne ou câble) et vidéo composite / Audio.
- * Sorties : Vidéo composite (RCA) et audio stéréo (compatible NICAM).
- * Alimentation par bloc-secteur fourni.



Tuner TV **UNIVERSEL** externe

NOUVEAU

115.0390
145,00 €TTC



Selectronic
L'UNIVERS ÉLECTRONIQUE

86, rue de Cambrai - B.P 513 - 59022 LILLE Cedex
Tél. 0 328 550 328 Fax : 0 328 550 329
www.selectronic.fr



MAGASIN DE PARIS
11, place de la Nation
75011 Paris (Métro Nation)

MAGASIN DE LILLE
86 rue de Cambrai
(Près du CROUS)

LEP01.03.23
Photos non contractuelles



**Catalogue
Général 2003**

Envoi contre 10 timbres
au tarif "LETTRE" en vigueur
(0,46 € au 1er septembre 2002)
ou contre 5,00 € en chèque.

Conditions générales de vente : Règlement à la commande : frais de port et d'emballage 4,50€, FRANCO à partir de 130,00€.
Contre-remboursement : +10,00€. Livraison par transporteur : supplément de port de 13,00€. Tous nos prix sont TTC.

Led

Société éditrice :

Editions Périodes

Siège social :

5 bd Ney, 75018 Paris

SARL au capital de 7 775 €

Directeur de la publication

Bernard Duval

Led

Bimestriel : 4,50 €

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 :

Rinaldo Bassi

André Cochetoux

Bernard Duval

Jérôme Gest

Abonnements :

6 numéros par an :

France : 19 €

Etranger : 27 €

(Ajouter 8 € pour les expéditions par avion)

Publicité :

Bernard Duval

Réalisation :

- PV Editions

Christian Mura

Frédéric Vainqueur

Secrétaire de rédaction :

Fernanda Martins

Photos :

Antonio Delfin

Impression :

Berger Levraut - Toul

Imprimé en France**6****LA CLÉ DE L'ÉLECTRONIQUE À TUBES ?
(COURS N°2)**

L'émission thermoïonique illustre parfaitement ce que l'on a appelé l'effet Edison.

Pour qu'un tube électronique fonctionne, il lui faut une source d'électrons dans laquelle il va pouvoir puiser en fonction de la demande. Il y a plusieurs manières de produire des électrons, mais seule l'émission thermoïonique nous intéresse ici. Voyons cela ensemble.

15**BULLETIN D'ABONNEMENT**

Offre spéciale 2003 à 13,50 € au lieu de 19,00 €

16**PETITES ANNONCES****18****AMPLIFICATEUR AUDIO EN D MOS AVEC
LE TDA 7293 DE STMicroelectronics**

Le TDA7293, dérivé en grande partie de l'ancêtre TDA7294, présente la particularité de donner accès, pour l'utilisateur, à la sortie de l'étage préamplificateur sur la broche 11. Cette broche 11 va permettre de driver plusieurs boîtiers connectés en parallèle afin d'obtenir de très grosses puissances aux bornes d'une charge de 4 Ω, le courant consommé étant réparti sur les divers étages de puissance. C'est astucieux et très simple à mettre en œuvre.

22**SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS****26****LES CIRCUITS SRPP**

Tous les circuits SRPP possèdent les qualités communes de présenter une bande passante très large et une dynamique élevée et ce avec un rapport signal/bruit permettant d'amplifier des tensions d'entrées aussi faibles que quelques fractions de millivolts.

Un grand nombre de montages fonctionnant à base de ces circuits sont réputés pour leurs exceptionnelles performances musicales.

32**SINGLE END EN QUATUOR
AVEC TUBES 7189 OU EL84M**

Pour satisfaire au mieux notre lectorat, après le Push-Pull de 845 nous revenons au classe A Single End et à l'utilisation de pentodes 7189 ou EL84M. Ces tubes de puissance sont drivés par un dynamique étage Mu-Follower, le tout pouvant fonctionner avec ou sans contre-réaction. La puissance de 2x20 Weff permet de satisfaire la plupart des enceintes proposées sur le marché de la Hi-Fi.

45**ENCEINTE AVEC HP RADIAN 2312**

Après l'enceinte coaxiale présentée dans led n°173, nous allons vous proposer son complément, une enceinte de «Renfort de grave» équipée du haut-parleur Radian 2312. Ce haut-parleur de 30 cm de diamètre est une superbe pièce pesant 9,91 kg !

48**FILTRE ACTIF 2 VOIES BUTTERWORTH
ORDRE 6 - 36 dB/OCTAVE**

L'avantage d'un filtre actif n'est plus à démontrer, surtout lorsqu'il s'agit de répartir les fréquences de travail entre le boomer et le médium.

Le filtre actif permet d'éliminer la self de filtrage du filtre passif qui se trouve placée en série dans le trajet de la modulation avant d'arriver au boomer. Cette self, toujours néfaste, doit être réalisée avec un fil de cuivre de forte section pour se faire quelque peu oublier et présenter ainsi une résistivité la plus faible possible. Elle devient alors très volumineuse et très onéreuse.

58**PRÉAMPLIFICATEUR AUDIOPHILE
DE TRÈS HAUTE PERFORMANCE
(1^{ÈRE} PARTIE)**

Nous allons aborder avec cet article la description et la réalisation d'un préamplificateur de qualité audiophile dont les performances tant aux mesures qu'à l'écoute sont tout à fait exceptionnelles.

Cette description se fera en deux temps, d'abord celle d'un préamplificateur utilisant des composants classiques et ne nécessitant pas de réglage, puis celle d'un préamplificateur faisant appel à des tubes professionnels et nécessitant pour son réglage optimum l'utilisation d'un peu de matériels de mesures.

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.

VENTE AU NUMÉRO

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

N° 152

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :
- 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)
- Ampli 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 PR330M0 Audax. Le filtre actif deux voies (3^{ème} partie)
- 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)
- Gén. vobulé 1 Hz - 1,5 MHz avec marqueur (2^{ème} partie)
- Les déphaseurs : le double cathodes

N° 159

- Commande d'un moteur Pas à Pas Unipolaire avec le kit de développement 68HC11
- Enceinte deux voies Euridia 2000 (2^{ème} partie)
- Générateur vobulé 1 Hz - 1,5 MHz avec marqueur l'Anti-Barkhausen (4^{ème} partie)
- Le single : amplificateur de 2 x 8 Weff en classe A

N° 160

- Caméra Kitty : l'interface 12 bits (8^{ème} partie)
- Les Tubes KT88 / KT90 : un push-pull en ultra-linéaire classe AB1 de 2 x 50 Weff
- BC Acoustique/SEAS : kits d'enceintes pour le HC
- Le Single II : amplificateur de 2 x 11 Weff en classe A avec tétrodes 6550

N° 161

- Caméra CCD d'instrumentation : programmation de la carte 12 bits (9^{ème} partie)
- La Coaxiale : mini enceinte de 5 litres
- Le Triode 845 : amplificateur de 2 x 18 Weff en Single End sans contre-réaction (1^{ère} partie)

N° 162

- Boîte de mesure secteur
- GBF Synthésisé 0,1 Hz - 102,4 kHz (1^{ère} partie)
- Horloge murale avec fonction Thermomètre : une application du kit de développement 68HC11
- Le Triode 845 : amplificateur de 2 x 18 Weff en Single End sans contre-réaction (2^{ème} partie)

N° 163

- Horloge murale avec fonction Thermomètre : une application du kit 68HC11 (2^{ème} partie)
- Filtre actif 2 voies à triodes ECC83, pente d'atténuation de 12 dB/octave
- GBF synthésisé 0,1 Hz - 102,4 kHz : 2 sorties multifonctions à déphasage programmé ou sinus vobulé avec marqueur (2^{ème} partie)
- Le Triode 845 (3^{ème} partie)
- La Mesure des résistances de faibles valeurs Milli-Ohmmètre de précision

N° 164

- Horloge Murale dotée d'une fonction Thermomètre : application du kit de développement 68HC11 (3^{ème} partie)
- Enceinte active 2 voies Opus 2VA
- Amplificateur / mélangeur : 5 entrées mono 2 x 50 Weff avec correcteur de tonalité
- GBF synthésisé 0,1 Hz - 102,4 kHz : 2 sorties multifonctions à déphasage programmé ou sinus vobulé avec marqueur (3^{ème} partie)

N° 168

Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :
- Préampli haut niveau à tubes : ECC83 / ECC81 4 entrées / 2 sorties à basse impédance
- Un bloc amplificateur mono de très forte puissance : 280 Weff/8 Ω avec des LM3886 (1^{ère} partie)

N° 170

- Correcteur d'acoustique 10 voies à amplis OP à FET OPA-604AP
- Le MICROCONTROLEUR SX28 (Scénix). Réalisation d'un chronomètre de précision (3^{ème} partie)
- Filtre actif triphonique de 24 dB/Octave. Aiguillage à 100 Hz
- Amplificateur classe A de 2 x 15 Weff avec tétrodes 6V6

N° 173

- Le MICROCONTROLEUR SX28 (Scénix) gestion des afficheurs LCD alphanumériques et graphiques (6^{ème} partie)
- Push-Pull de 845 : bloc mono de 40 Weff (2^{ème} partie)
- Les alimentations H.T. pour amplificateurs à tubes (1^{ère} partie)
- Enceinte haut rendement avec HP coaxial
- Un classe A KT88 E.H./6SN7 surprenant avec câblage à l'ancienne sans circuit imprimé

N° 174

- Et si on parlait : « tubes » ? Remontons en arrière voulez-vous ? (Cours n°1)
- Réalisation d'un analyseur spectral audio 2x8 voies piloté par le kit SX28 (7^{ème} partie)
- Compte rendu d'écoute du push-pull 845
- Amplificateur en classe A Single-End avec MOS-FET 2SK1058, sans contre réaction
- Dispositif d'alimentation pour le rétro-éclairage des modules LCD
- Les alimentations pour amplificateurs à tubes (2^{ème} partie)

L'équipe au complet de Led vous présente ses meilleurs vœux pour cette nouvelle année

2003

Un bon cru pour l'audio à tubes ou à transistors.

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

4,60 € le numéro
(frais de port compris)

Quelques numéros encore disponibles (prix 4,60 €) :
122, 123, 125, 132, 141, 143, 149, 151, 158, 169, 172

Je désire :

...n° 153 ...n° 157 ...n° 162 ...n° 173
...n° 154 ...n° 159 ...n° 163 ...n° 174
...n° 155 ...n° 160 ...n° 164
...n° 156 ...n° 161 ...n° 170

NOM : PRÉNOM :

N° : RUE

CODE POSTAL : VILLE :

Photocopies d'articles (**préciser l'article**) :

...n° 152 ...n° 168

St Quentin Radio

www.stquentin.net

6 rue de St Quentin 75010 PARIS / Tél 01 40 37 70 74 - Fax 01 40 37 70 91

Horaire d'ouverture : du lundi au vendredi de 9h30 à 12h30 et de 14h à 18h30. Le samedi de 9h30 à 12h30 et de 14h à 17h00.

Prix donnés à titre indicatif


Pot. Professionnel ALPS

AUDIO PROFESSIONNEL double logarithmique
2x10K, 2x20K, 2x50K, 2x100K
14,00€ TTC pièce



Pot. SFERNICE P11

MONO LINEAIRE - 470 ohms, 1K, 2K, 4K, 10K
22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 5,80€
MONO LOG. - 470 ohms, 1K, 2K, 4K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 7,50€
STEREO LINEAIRE 2x20K, 2x47K, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K, 2x1M 11,30€
STEREO LOG. 2x20K, 2x47K, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 13,90€



Pot. SFERNICE PE 30

Piste Cermet, dissip max 3000°C, axe métal 40mm, cosses à souder
MONO LINEAIRE
470R, 1K, 2K, 4K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K 17,50€



Condensateur chimique

2,2µF 400V radial	0,80€	220µF 400V Snap	6,80€
4,7µF 350V radial	1,40€	330µF 450V Snap	7,85€
10µF 450V axial	3,00€	330µF 450V Snap	7,50€
15µF 450V axial	3,80€	470µF 200V Snap	5,35€
22µF 350V radial	1,40€	470µF 450V Snap	14,95€
22µF 450V axial	2,20€	470µF 450V Snap	15,00€
33µF 450V axial	3,80€	580µF 200V Snap	8,40€
47µF 250V axial	3,80€	1000µF 250V Snap	7,80€
47µF 400V radial	3,80€	1000µF 250V radial	13,00€
47µF 450V axial	3,80€	2200µF 25V Snap	2,75€
100µF 200V Snap	2,80€	4700µF 25V Snap	3,70€
100µF 250V Snap	3,30€	4700µF 35V radial	3,35€
100µF 400V Snap	4,80€	4700µF 50V Snap	8,50€
100µF 450V Snap	5,50€	10000µF 16V Snap	2,45€
220µF 16V Snap	2,80€	10000µF 35V Snap	6,10€
220µF 35V Snap	4,80€	10000µF 50V Snap	8,90€
		22000µF 25V Snap	8,40€

Condensateur démarrage

1µF 450V alternatif	7,00€
1,5µF 450V alternatif	15,00€
2µF 450V alternatif	5,80€
4µF 450V alternatif	7,00€
6µF 450V alternatif	8,00€
10µF 450V alternatif	8,40€
12µF 450V alternatif	9,00€
16µF 450V alternatif	9,50€
20µF 450V alternatif	11,00€
25µF 450V alternatif	12,20€
35µF 450V alternatif	14,50€

Condensateur CO39/Felsic85

1000µF 450V	38,15€
1000µF 500V	45,50€
1500µF 400V	35,00€
1500µF 450V	38,00€
2200µF 450V	60,85€

XLR NEUTRIK

Fiche mâle		Fiche femelle		Chassis		
droit	Coudé	droit	Coudé	mâle	fem	
3	4,50€	7,50€	5,50€	8,40€	4,60€	5,50€
3*	6,10€	-	6,90€	-	6,90€	7,35€
4	5,30€	8,40€	6,80€	10,40€	6,90€	7,35€
5	7,80€	-	9,50€	-	8,90€	12,50€
6	10,70€	-	10,70€	-	10,35€	14,50€
7	12,20€	-	12,20€	-	16,05€	19,10€

* noir doré

XLR importation

3br mâle prof. 2,50€ pièce, 22,50€ les 10
3br femelle prof. 2,50€ pièce, 22,50€ les 10

JACK 6,35 Professionel

NEUTRIK
Mono mâle droit 6,35mm 4,30€
Mono mâle coudé 6,35mm 4,60€
Stéréo mâle droit 6,35mm 5,90€
Stéréo mâle coudé 6,35mm 8,50€
Stéréo femelle droit 6,35mm 8,80€
Stéréo chassis métal 6,35mm 7,10€

FASTLINE
Mono pour câble 4mm 3,05€
Mono pour câble 6mm 3,05€
Stéréo pour câble 6mm 3,35€
Stéréo pour câble 4mm 3,35€



Coffrets GALAXY

Coffrets très robuste en 3 éléments assemblés par vis: façades avant et arrière en aluminium 30/10* anodisé, cotés en profilé d'aluminium noir formant dissipateur de chaleur. Fond et couvercle en tôle d'acier 10/10* laquée noir.

Hauteur = 40mm Largeur x profondeur
Hauteur = 80mm Largeur x profondeur



GX143	124	73	26,00€	GX187	124	170	38,90€
GX147	124	170	32,90€				
GX247	230	170	38,90€	GX287	230	170	43,00€
GX243	230	230	40,40€	GX283	230	230	45,75€
GX248	230	280	42,70€	GX288	230	280	48,00€
GX347	330	170	45,00€	GX387	330	170	55,65€
GX343	330	230	46,90€	GX383	330	230	57,90€
GX348	330	280	49,90€	GX388	330	280	59,90€

Transistors et Circuits Intégrés

AD 818AN	5,95€	MJ 15024	5,00€
AD 826AN	7,35€	MJ 15025	5,00€
HA2-2645	20,00€	MJE 340	0,80€
IRF 510	1,40€	MJE 350	0,80€
IRF 530	1,80€	MPSA 06	0,40€
IRF 540	2,30€	MPSA 56	0,40€
IRF 840	2,75€	MPSA 42	0,30€
IRF 9530	2,30€	MPSA 92	0,30€
IRF 9540	1,85€	NE 5532AN	1,55€
IRFP 150	6,75€	NE 5534AN	1,20€
IRFP 240	5,00€	OPA 604	4,45€
IRFP 350	5,80€	OPA 627	22,75€
LF 356N	1,10€	OPA 2604	4,60€
LM 317T	0,95€	OPA 2658P	10,40€
LM 317K	4,00€	PIC 16F84	7,50€
LM317HVK	10,00€	TDA 2050	4,60€
LM 337T	1,25€	TDA 15620	15,00€
LM 395T	4,15€	TDA 7294	11,45€
LM 675T	7,05€	2N 3055	1,70€
LT 1028	14,00€	2N 3440	1,10€
		2N 3904	0,50€
LM 3886T	9,50€	2N 3906	0,50€
Par 10 pièces		2N 5401	0,50€
LM 3886T	5,99€ pu	2N 5416	1,40€
		2N 6551	0,50€
MJ 15003	4,00€	2SK1058	10,55€
MJ 15004	3,50€	24C16	2,30€

Nouveau en stock !

OPA 445A 15,00€

Auto-transfo. 220/110V

Equipé côté 230V d'un cordon secteur longueur 1,30m avec une fiche normalisée 16 amp. 2 pôles + terre, et côté 115V d'un cône américaine recevant 2 fiches plates + terre. Fabrication française.

Réf	Puis.	Poids	Prix TTC
ATNP150	150VA	1,4Kg	41,00€
ATNP250	250VA	2,4Kg	51,00€
ATNP350	350VA	2,8Kg	60,85€
ATNP500	500VA	3,8Kg	71,00€
ATNP750	750VA	6,3Kg	91,00€
ATNP1000	1000VA	8Kg	120,00€
ATNP1500	1000VA	8Kg	142,00€

100VA - 19€ 300VA - 39€

45VA - 10€



Kits robots Velleman

KITS MECANIKES MOTORISEES EN BOIS

Ces kits permettent de se familiariser avec le fonctionnement d'une transmission pilotée par pignons ou par poulies et élastiques. Livré avec éléments préoccupés en bois, boîte de vitesses, pignonnerie, tiges, interrupteur, moteur, porte-piles et toutes les pièces nécessaires. Instruction de montage faciles à suivre. Alimentation : 2 x piles LR6 (non fournies). Outils requis : couteau, tournevis, pince à bec longs

KNS5... 22,50€ KNS6... 22,50€



KITS ROBOTS ELECTRONIQUES

KSR1 - voiture robot. Piloté par un capteur. La voiture change de direction quand le détecteur capte un bruit ou quand l'appareil touche un objet... 17,00€

KSR2 - Robot Grenouille. exécute différents mouvements lors de la détection de bruits, deux moteurs à engrenages non assemblés... 22,00€

KSR3 - Robot Hexapode. Petit monstre avec des yeux sous forme de LED. Exécute différents mouvements suivant obstacles et bruits. 2 moteurs... 26,00€



Câble HP Professionnel

2x0,75mm², Cullman	1,00€
2x1,5mm², Cullman	2,40€
2x4,0mm², Cullman	4,60€
2x6,0mm², Cullman	4,60€
2x2,5mm², Cullman, Cu argenté	3,75€
2x2,5mm², type coaxial, Fastline	2,30€
2x2,5mm², Fastline	2,50€
4x2,5mm², Fastline	4,00€

Câble blindé Professionnel

GAC 1 : Gotham, 1 cond + blind, ø 5,3mm	2,00€
2524 : Mogami, 1 cond + blindage	2,60€
GAC 2 : Gotham, 2 cond. + blind, ø 5,4mm	2,15€
2792 : Mogami, 2 cond. + blindage	2,70€
GAC 2 AES/EBU Gotham, (pour son digital)	5,50€
GAC 3 : Gotham, 3 cond. + blind, ø 4,8mm	2,45€
GAC 4 : Gotham, 4 cond. + blind, ø 5,4mm	2,75€
2534 : Mogami, 4 cond + blindage	3,35€

Gaine tressée et torsadée

Gaines torsadées extensibles en polythène pour câbles de différentes dimensions. Sans halogène.

SPT 125 - diam 2,0 à 13mm/ le mètre	1,20€
SPT 250 - diam 5,0 à 50mm/ le mètre	1,60€
SPT 375 - diam 8,0 à 76mm/ le mètre	2,00€
SPT 500 - diam 10 à 102mm/ le mètre	2,90€

Gaine tressée expansible PLIOSIL-PET thermaplast à haute stabilité thermique exempt d'halogène. Cette gaine est conçue pour la protection mécanique des câbles d'installations mobiles, et possède la propriété de s'adapter à des diamètres qui peuvent atteindre de 170% à plus de 200% de son diamètre nominal.

Couleur : noir. Plage d'utilisation. Prix au mètre

3 à 8mm - PET 4	1,40€
6 à 12mm - PET 6	2,00€
8 à 16mm - PET 8	2,00€
10 à 20mm - PET 10	2,00€
14 à 24mm - PET 12	2,75€

Convertisseur 12V(ou 24V) en 220V

Entrée 12VDC nominal (10-15V) ou 24VDC, sortie voltage 220VAC RMS +/- 5%, Fréquence 50Hz +/- 3%, signal sortie sinusoïde transformée, protections : softstart-batterie faible - protection survolage en entrée - surcharge en sortie - dépassement de température.

150W	300W	500W	1000W
83,70€	106,80€	242,00€	394,84€

Tubes électroniques

ECC 81	10,70€	EZ 81	15,15€
ECC 82	11,45€	KT 88 la paire	83,00€
ECC 83	10,00€	KT 90 la pièce	65,55€
12AX7 (EH)	17,00€	300B (Sovtek)	
ECC 84	9,95€	la paire	228€
ECC 83	10,00€	7189-7320	
ECL 86	19,10€	la paire	73,00€
EL 34	18,00€	6L6wt(Sovtek)	17,50€
EL 34 la paire	38,00€	6L6wt (STA)	
EL 84 (Sovtek)	10,00€	la paire	38,00€
les 2 appariés	25,00€	6SN7	26,00€
EL 84 les 10	70,00€	845	77,00€

KR845 890,00€
KR300B 459,00€

Support TUBE

NOVAL C. imprimé	4,60€	OCTAL avec cosse	4,60€
Ø 22mm	4,60€	Ø 30mm	4,60€
Ø 25mm	4,60€	pour 300B	8,10€
blindé chassis	4,60€	pour 845	22,15€
chassis	4,60€		

Offre promotionnel jusqu'au 28/2/2003

10% de remise pour la fourniture (*) des résistances, condensateurs, tubes, supports de tubes, câbles d'une réalisation complète d'un amplificateur ou préamplificateur à tubes de la revue LED.

Expédition franco** de port si votre commande est supérieure à 300€ (France uniquement) (** sans transfo, ni coffret)

Voir site internet www.stquentin.net pour les tarifs complets

*sauf transformateurs et coffrets que nous pouvons toujours vous fournir

Cinch NEUTRIK

Doré, téflon, grâce à un système de ressort, la masse est connectée en premier.

La paire... 22,50€

Jacks 3,5mm Fastine/Neutrik


Fastine	3,50€
Neutrik	5,00€



Catalogue SQR

Le Catalogue SQR
96 pages, 21x29,7

catalogue general
composants électroniques
2002/2003



Par correspondance (*) : 5€ (France uniquement)
Comptoir : 2€
** avec une commande, n'ajoutez que 2€

Cordons, Câbles et fiches

Cordons SVHS

1,20m, fiches dorées, Haute Définition	8,25€
1,80m, mâle/mâle	5,50€
3m, fiches dorées, mâle/mâle	6,90€
5m, fiches dorées, mâle/mâle	8,50€
10m, fiches dorées, mâle/mâle	10,00€

Câble SVHS

Standard type index	2,75€
Haute définition diam 8mm	3,85€

Fiches SVHS

Standard plastique	1,50€
Doré, pour câble diam 8mm	3,35€

Cordons optique

1 mètre	13,00€
5 mètres	26,00€
10 mètres	38,00€

Cordons Péritel / 6xRCA

1,20 mètre mâle/mâle	8,40€
----------------------	-------

Câble audio/vidéo

Câble comprenant
2 audio type stéréo + 1 vidéo 75 ohms 1,50€

Fer à souder

JBC 14ST - 11W/220V 31,70€
JBC 30ST - 24W/220V 25,60€
JBC 40ST - 26W/220V 25,60€
JBC 65ST - 36W/220V 29,90€
DS fer à dessouder 45,45€
SL2020 fer thermostaté 65,80€



Fer à souder importation

VTS25 25W/220V 10,50€

Pédales

FS 50 contact fugitif	13,00€
FS 50A contact tenu	13,00€
FS 60 idem FS50 professionnelle	19,00€
FS 60A idem FS50A prof.	19,00€

Atténuateur à impédance constante

AT60ST - stéréo 2x500Wmax	22,00€
AT60SK - mono 2x500Wmax	11,45€

Câble silicone extra souple

Rouge - (section 1mm²)	2,30€
Noir - (section 1mm²)	2,30€
Bleu - (section 1mm²)	2,30€
Vert - (section 1mm²)	2,30€
Jaune - (section 1mm²)	2,30€
Rouge - (section 2,5mm²)	3,05€
Noir - (section 2,5mm²)	3,05€

Composants divers

WAFER CARD	5,95€
GOLD CARD	14,00€
SILVERCARD	22,00€
ATMEL CARD	28,00€
PIC 16F84-04P	7,50€
PIC 16F873-20P	15,00€
PIC 16F876-04P	11,00€
24C16	2,30€

Support 8br	0,30€
Support 18br	0,50€

Programmeur

PIC 1A	59,00€
CAR 04	99,00€

Expédition mini 15€ de matériel. Tarifs postaux : commande de moins de 30€ : 4,30€ en colis ordinaire (1 sem) ou 6,80€ en recommandé (J+1 pour région parisienne, J+2 province).
Commande de plus de 30€ : 6,80€ (recommandé) (J+1 pour région parisienne, J+2 province).
+ 2€ par objets lourds (coffrets métal, transfo etc.). CRBT : 5,60€ en plus. Paiement par chèque ou carte bleue.

REMONTONS EN ARRIÈRE LA CLÉ DE L'ÉLECTRONIQUE À TUBES ?



Il y a ceux qui nous ont suivis en lisant la première partie de cette saga du tube électronique, et puis il y a ceux qui sont impatientes et qui ont hâte d'attaquer la construction de leur ampli de puissance sans trop attendre et pour qui Edison, Lee de Forest et autres Fleming appartiennent à une époque lointaine dont on se passerait bien !

Errer les amis, c'est justement en remontant dans le passé et en comprenant le cheminement des inventeurs de cette petite merveille qu'est le tube électronique que nous allons comprendre le fonctionnement profond de la petite lampe magique et par voie de conséquences comprendre pourquoi l'amplificateur que nous avons monté avec tant de soin, tousse et crachouille comme un fumeur impénitent et fabrique des sons bizarres sans aucun rapport avec la partition de l'œuvre enregistrée.

Mais trêve de plaisanterie, il est temps d'entrer dans le vif du sujet. Vous vous souvenez d'Edison ? (voir précédent

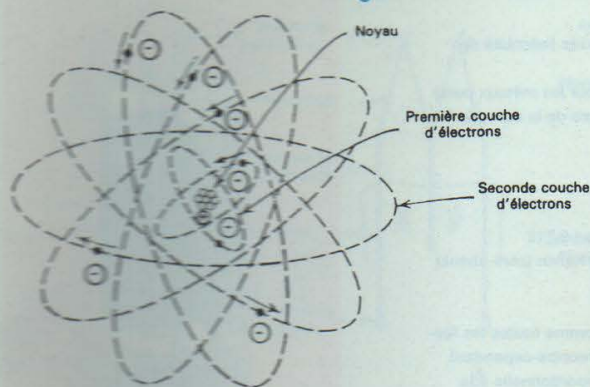
article), eh bien nous y sommes et voici la clé de toute l'électronique à tubes.

L'ÉMISSION THERMOÏONIQUE

Ce terme savant illustre parfaitement ce que l'on a appelé l'effet Edison. Pour qu'un tube électronique fonctionne, il lui faut une source d'électrons dans laquelle il va pouvoir puiser en fonction de la demande. Il y a plusieurs manières de produire des électrons (effet photo-électrique, émission secondaire, etc) mais seule l'émission thermoïonique nous intéresse ici.

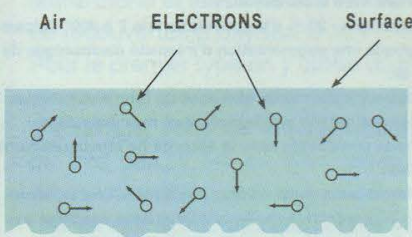
Comme nous l'avons évoqué, Thomson

Figure 1



Représentation tridimensionnelle (et très théorique) d'un atome imaginaire. Ce sont les électrons les plus éloignés du noyau central, donc moins soumis à l'attraction de ce dernier, qui seront le plus facilement arrachés de leur orbite.

A la température ambiante il y a toujours des électrons libres qui se déplacent d'un atome à l'autre à l'intérieur d'un métal, car il y a toujours agitation moléculaire dès que la température dépasse le 0 absolu (-273 Degrés Celcius). Qui dit agitation moléculaire dit chocs entre atomes et éjections d'électrons périphériques.



avait établi la théorie électronique de la matière, considérant l'atome comme le constituant fondamental de toute matière, ce qui ouvrit la voie à la théorie qui considérait les électrons négatifs et les protons positifs comme les particules élémentaires de la matière.

Depuis, nous avons découvert beaucoup d'autres particules : neutrons, positrons, mésons, photons, etc. Mais nous, ce sont les électrons qui nous intéressent et la représentation du physicien Niels Bohr est suffisante pour étudier toutes les propriétés de l'électricité et le fonctionnement des tubes (figure 1).

Ce qu'il faut savoir, c'est que dans toute matière les atomes sont en mouvement permanent et qu'ils entrent en collision. A chaque collision, des électrons sont éjectés des couches externes ; ces électrons libres, vont soit être captés par un atome soit avoir pris suffisamment de vitesse donc d'énergie pour entrer en collision avec un autre atome et éjecter à leurs tours un ou plusieurs autres électrons périphériques.

Ce qui est intéressant de savoir, c'est que plus la température du métal (s'il

s'agit d'un métal) s'élève, plus le nombre d'électrons libres est important et plus leur vitesse est grande.

La question qui vient naturellement à l'esprit est la suivante : pourquoi ces électrons qui circulent à grande vitesse ne crèvent-ils pas la surface du métal et ne partent-ils pas dans l'atmosphère ambiante ?

C'est ce qu'ils font, mais leur nombre est si petit que cela passe totalement inaperçu. Pour qu'un grand nombre d'électrons quitte un métal, il faut créer délibérément des conditions particulières.

C'est ce que démontra Richardson en 1901 ; il prouva qu'il existait à la surface de tout métal une sorte de barrière qui repoussait les électrons à l'intérieur de la matière. Pour qu'un électron puisse franchir cette barrière de surface, il lui fallait acquérir une vitesse donc une énergie cinétique suffisante pour vaincre la force qui tendait à le repousser à l'intérieur (figure 2).

On a mesuré pour tous les métaux, alliages et oxydes, ce que l'on appelle la «fonction de travail» de la matière. Pour

chaque substance, on a défini une constante qui s'exprime en électrons-volts d'énergie ou plus simplement en «électrons-volts».

QU'EST-CE QU'UN ÉLECTRON-VOLT ?

Je vous rassure tout de suite : vous n'aurez pas à manipuler des électrons-volts pour apprendre à utiliser correctement les tubes électroniques. Je vous propose un rapide détour pour étudier cette unité d'énergie, beaucoup plus petite que les unités usuelles et qui est à l'échelle de ce «personnage» fascinant qu'est l'électron. Cela va nous éclairer sur le comportement de ce dernier dans un tube électronique ; car dans cette électronique-là nous pouvons en effet nous permettre de considérer l'électron comme un objet, de très petite taille certes, mais ayant toutes les caractéristiques d'un objet, donc une masse. Oui !

L'électron a une masse, on l'a mesurée : il pèse $9,10 \cdot 10^{-31}$ kg ; ce qui est très léger ; mais comme il pèse tout de même quelque chose, les lois fondamentales de la mécanique vont s'appliquer à l'électron. Or, souvenez-vous : notre électron est non seulement un objet mais c'est aussi une charge d'électricité négative. Comme toute charge d'électricité négative, elle va être attirée par toute région de potentiel positif.

(Dans un tube électronique, l'anode est portée à un potentiel positif). On démontre que la vitesse d'un électron est proportionnelle à la racine carrée de la tension d'accélération. Qu'est-ce que cela signifie ? Cela veut dire que, il va être accéléré et il va donc acquérir une énergie cinétique ; plus sa vitesse va augmenter, plus cette énergie va être importante.

Si vous voulez vous amuser à calculer la vitesse des électrons dans les tubes de votre amplificateur, voici la formule

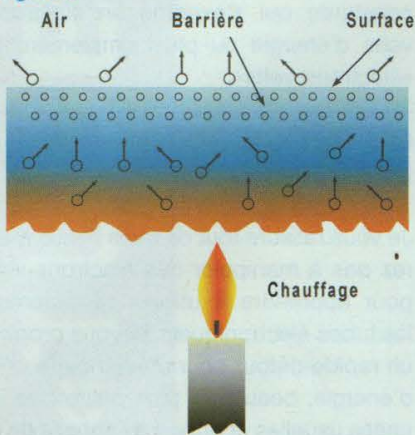
$$v = 593\sqrt{U}$$

v en km/s, U en volts.

Par exemple, dans un tube pré-amplifi-

ET SI ON PARLAIT : «TUBES»

Figure 2



Lorsque l'on chauffe le métal, l'agitation moléculaire est de plus en plus importante, un grand nombre d'électrons est libéré, ces électrons s'accumulent à la surface du métal, repoussant les nouveaux venus, c'est la barrière de surface.

Certains d'entre eux ayant acquis une énergie cinétique suffisante percent cette barrière et vont faire un tour dans l'air ambiant. Je vois d'ici les physiciens purs et durs atterrés devant cette approche élémentaire et antropomorphique de la barrière de surface. Voici pour eux la formule de Richardson directement inspirée par la théorie cinétique des gaz.

$$I_s = A \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{b}{T}}$$

où I_s : ampères par centimètres carrés (intensité de saturation de la cathode)

A = constante = 60,2 (universelle pour les métaux purs)

b = constante dépendant de la nature de la cathode

Exemple :

b pour le tungstène : 52 400

b pour le thorium : 30 000

b pour le baryum : 18 000

e = base des logarithmes Népériens : 2,718

T = température absolue en degrés Kelvin (zéro absolu : -273° Celsius)

Cette formule est expérimentale, comme toutes les formules à multiples constantes. Elle montre cependant que l'intensité de saturation est proportionnelle à la surface de la cathode et qu'elle augmente considérablement avec la température.

Par exemple : 20 % d'augmentation de T à 900° Celsius provoque une augmentation d'intensité électronique de 1 à 50.

C'est pour cette raison que dans un tube électronique on tente d'obtenir une température maximale de la cathode compatible avec la sécurité de fonctionnement du tube.

Rassurez-vous, vous n'aurez pas à manipuler la formule de Richardson (à moins que vous vous destiniez à la construction de tubes électroniques !), mais il est important de comprendre le mécanisme de production des électrons par la cathode d'un tube.



Figure 3 : une triode 845

cateur (12AU7, 12AX7, ECC88, etc) dont la tension sur l'anode est de 225 V, $v \approx 9\,000$ km/s. Dans un tube de puissance (KT88, 6550, EL34) dont la tension sur l'anode est de l'ordre de 600 V, $v \approx 14\,700$ km/s ; dans un tube de télévision dont la tension sur l'anode est de l'ordre de 25 000 V, $v \approx 100\,000$ km/s. Attention, ce dernier chiffre commence à être erroné car à cette vitesse Einstein et sa théorie de la relativité vont intervenir et cela risquerait de compliquer terriblement notre propos. Si nous vous avons parlé de la vitesse des électrons, c'est pour vous faire comprendre que ces électrons acquièrent donc une énergie, proportionnelle à leur vitesse. **C'est d'ailleurs cette énergie cinétique qui va faire chauffer vos tubes**, bien plus que le filament. Imaginez-vous des milliards d'électrons lancés dans le vide à des vitesses de plusieurs milliers de kilomètres par seconde et qui heurtent l'anode. Celle-ci va s'échauffer, et d'ailleurs dans certains tubes construits spécialement pour supporter un très

grand échauffement, l'anode va rougir (c'est le cas des 845 et des 211 utilisés en audio) **figure 3**.

Mais revenons à notre barrière de surface et aux électrons-volts. Pour faire franchir aux électrons la barrière de surface de la matière, il faut la chauffer et nous avons vu que si nous soumettons dans le vide un électron partant du potentiel zéro à une tension positive, par exemple de 20 volts, on dira à ce moment que l'électron a acquis une vitesse, donc une énergie cinétique de 20 électrons-volts.

Dans le cas qui nous intéresse - où l'électron a acquis cette vitesse grâce à une augmentation de la température du métal - on définira son énergie cinétique de la même façon : on dira qu'il a acquis une énergie équivalente à celle provoquée par une différence de potentiel de 20 V, dans le vide.

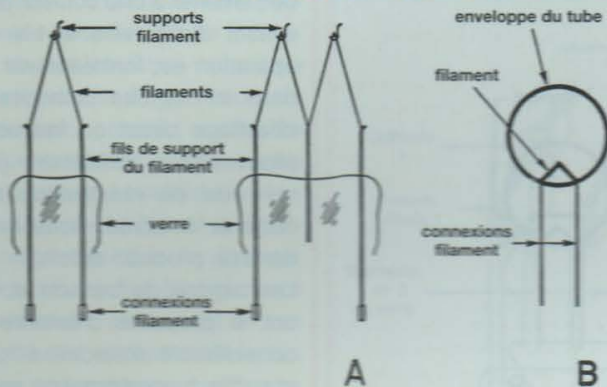
Cela est important, car il faut savoir que la force antagoniste exercée par la fameuse barrière de potentiel à la surface du métal s'exprime aussi en électrons-volts.

Donc, toutes les substances ont une certaine fonction de travail.

Dans le cas du tungstène, qui est utilisé dans beaucoup de tubes électroniques d'émission comme cathode à chauffage direct, la fonction de travail est de 2,63 électrons-volts. Le nickel recouvert d'oxyde de baryum a une fonction de travail de 1 électron-volt. On voit que plus faible est cette fonction, plus facile sera le franchissement par les électrons de la barrière de surface et moins il faudra leur fournir d'énergie pour qu'ils s'échappent de la matière. Dans un tube électronique, on utilise la chaleur afin de faire acquérir aux électrons la vitesse permettant de vaincre la barrière de surface de la cathode. Comme chaque métal, alliage ou oxyde a une fonction de travail différente, la température de fonctionnement de la cathode sera différente d'un type de tube à un autre.

Donc, le problème est de chauffer suffisamment la cathode pour que les électrons puissent franchir la barrière de surface. Comment la chauffer ? Vous me

Figure 4 : filament à chauffage direct et représentation schématique



répondrez, car vous avez tous vu un tube en fonctionnement : on utilise un filament, voyons ! Oui, c'est vrai, mais il est important de souligner ici qu'on pourrait utiliser n'importe quelle source de chauffage (bien qu'un tube chauffé au pétrole poserait certainement bien des problèmes). Cela pour dire et faire comprendre que **le chauffage d'un tube ne sert qu'à créer les conditions provoquant l'émission thermoïonique et qu'il n'intervient nullement dans le fonctionnement électronique du tube** proprement dit.

LES DIFFÉRENTS TYPES DE CATHODES

Vous l'avez compris, **la cathode est l'âme et le moteur du tube**.

Dans neuf cas sur dix, la mort d'un tube, c'est la mort de sa cathode. Il nous faut donc apprendre à bien la connaître et à bien comprendre son fonctionnement.

Il y a deux types de cathodes - nous l'avons déjà évoqué - mais nous allons les étudier plus à fond.

Tout d'abord les cathodes dites à chauffage direct. Vous en rencontrerez très peu dans les appareils vendus dans le commerce, à l'exception des amplificateurs utilisant des tubes comme la 300B, la 2A3 ou des tubes d'émission comme la 211 ou la 845. Qu'est-ce qu'une cathode (figure 4).

Elles sont de trois types : les cathodes en tungstène pur, les cathodes en tung-

stène thorié et les cathodes en tungstène recouvertes d'oxydes.

Pour le premier type on y utilise du tungstène pur comme dans les lampes d'éclairage, vous ne le rencontrerez pas ou très peu, il est en effet réservé aux tubes d'émission qui doivent supporter des tensions très élevées (plusieurs milliers de volts) et qui doivent délivrer des puissances énormes (plusieurs kilowatts). Pour que les électrons puissent vaincre la barrière de surface du tungstène, il faut porter le filament à très haute température (proche de la température de fusion du métal), soit de 2 200 à 2 500°C. Ces lampes brillent d'une lumière très blanche et consomment énormément de courant de chauffage (à l'aube de la radio, les célèbres lampes TM qu'ont connues nos grands-parents consommaient 0,6 A sous 4 V).

Alors, dirions-nous, pourquoi continuer à utiliser le tungstène ? (Car on l'utilise toujours : il faut savoir que les trois quarts des émetteurs radio ou télévision de grande puissance fonctionnent toujours avec des tubes, de même... que votre four à micro-ondes !).

La raison en est la suivante : **une cathode en tungstène convenablement chauffée produit le même nombre d'électrons quel que soit son âge** ; elle mourra, bien sûr (comme une lampe d'éclairage) mais uniquement parce que le filament aura perdu de la matière par évaporation, et devenant plus fin, il finira par fondre.

Alors, pour l'utilisation courante, il a fallu trouver une autre solution : créer un alliage dont les électrons exigeraient moins d'énergie pour franchir la barrière de surface ; donc moins de chauffage et pour corollaire moins de consommation de courant.

On créa le Tungstène «**Thorié**», que vous trouvez dans les tubes d'émission utilisés en audio, les célèbres 211 et 845.

QU'EST-CE QUE LE THUNGSTÈNE «THORIÉ» ?

C'est un alliage de tungstène et de thorium (en réalité de l'oxyde de thorio) ; le thorium a la propriété d'émettre des électrons libres en grande quantité et cela à une température plus basse que le tungstène pur. La température du filament peut descendre alors aux environs de 1 900°C ; sa durée de vie augmente en conséquence et il n'est pas rare dans certains cas de la voir dépasser 10 000 heures (ce qui signifie que vous n'avez pas à changer vos «chères» 211/VT4C ou 845 tous les huit jours, malgré certaines affirmations). Le filament de ces lampes émet une belle couleur jaune orangé, mais il faut savoir que, là encore, le tungstène s'évapore peu à peu et le filament devient de plus en plus fin ; il finira, c'est inéluctable, par fondre. Pour prolonger la durée de vie de ces tubes, il est nécessaire de maintenir à leurs bornes une tension rigoureusement constante afin de permettre au courant de s'ajuster de lui-même en fonction de l'augmentation de la résistance du filament (certains appareils élaborés sont construits avec un tel dispositif, nous en reparlerons plus tard).

Avant d'aller plus loin, il faut parler d'une curieuse propriété des filaments en tungstène thorié.

L'oxyde de thorium inclus dans le tungstène migre à la surface de celui-ci, se transformant en thorium pur et va fondre peu à peu, entraînant une diminution de l'émission d'électrons. On peut réactiver un tube épuisé en le «flashant», c'est-à-

ET SI ON PARLAIT : «TUBES»

Figure 5 : cathode à chauffage indirect et représentation schématique

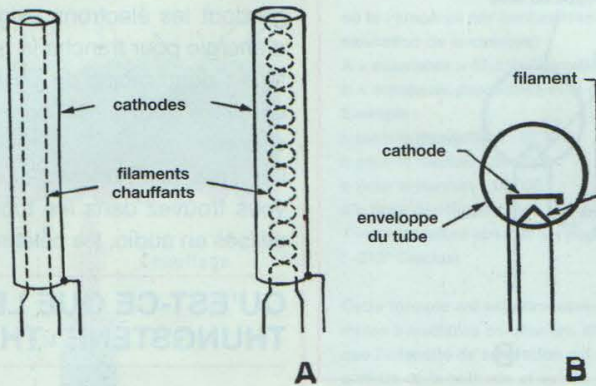
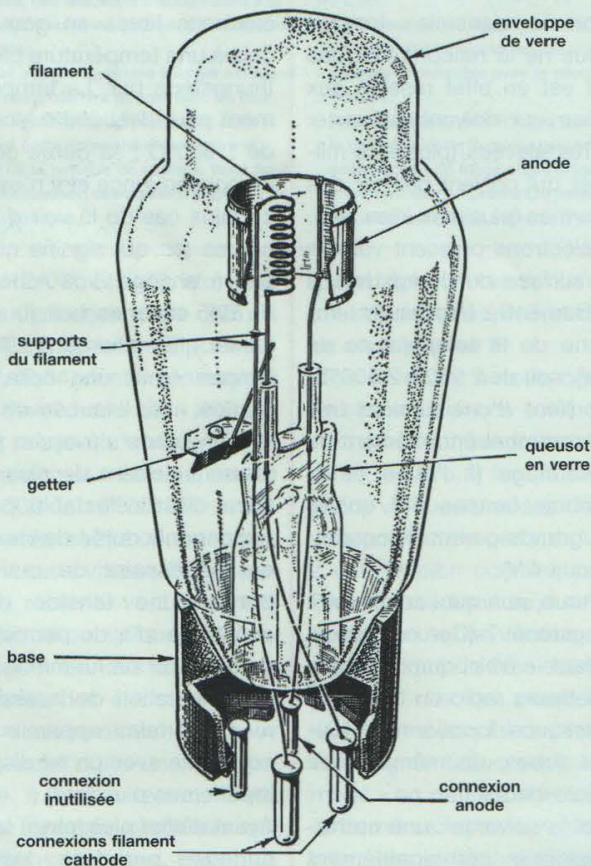


Figure 6 : diode simple à chauffage direct



dire en appliquant aux bornes du filament une tension plus élevée que la normale pendant un temps très court (15 à 20 % d'augmentation de tension pendant une minute). L'oxyde de thorium inclus dans le tungstène va migrer à la

surface de celui-ci et le tube va «rajeunir». Il est évident qu'il faut être extrêmement prudent en pratiquant cette opération, il faut bien évidemment éviter de faire fondre le filament ! Une bonne méthode consiste à monter graduelle-

ment la tension aux bornes du filament et de l'amener à une couleur jaune paille en évitant d'aller vers le blanc pur. Cette opération est formellement déconseillée dans le cas des cathodes à oxyde, à chauffage direct ou indirect dont nous allons parler maintenant (il existe une méthode de réactivation des tubes à cathode à oxyde, nous en reparlerons dans un prochain article).

Les oxydes de baryum et de strontium ont la propriété d'émettre un nombre considérable d'électrons lorsqu'ils sont chauffés à une température relativement basse.

Les cathodes à oxyde et à chauffage direct sont donc constituées d'un filament de tungstène recouvert d'oxyde de baryum ou de strontium dont le pouvoir émissif est atteint dès 900° ; mais attention, à 1 200° les oxydes se vaporisent et rendent rapidement les tubes inutilisables. Le filament de tungstène est chauffé au rouge sombre, sa durée de vie est donc très grande et la consommation de courant beaucoup plus faible ; malheureusement, les oxydes sont fragiles et la durée de vie du tube ne dépend plus que de la durée de vie des oxydes. Le filament ne prend plus part à l'émission électronique, il ne sert que d'élément de chauffage. Vous trouverez des cathodes à chauffage direct à oxyde dans des tubes de petite puissance : par exemple 2A3, 6A3, 300B et dans pratiquement toutes les grandes diodes classiques : 5Y3, 5U4 (car la constitution d'une cathode à chauffage direct permet au tube de supporter des hautes tensions sans dommage) et dans tous les tubes qui étaient destinés aux appareils portables alimentés par piles ou batteries : 1S3, 1S4, etc.

En effet, l'avantage de la cathode directe à oxyde, c'est une émission électronique intense avec une faible consommation d'énergie, donc un rendement très important.

Un des avantages majeurs de toutes les cathodes à chauffage direct, c'est leur faible inertie de chauffage ; en effet, dès

COMMENT ÇA FONCTIONNE ?

que le filament chauffe, l'émission électronique démarre ; c'est d'ailleurs pour cette raison que tous les tubes « batterie », en plus de leur intérêt en termes de rendement, sont à chauffage direct ; ils ont été mis au point pendant la dernière guerre : cela permettait à un walkie-talkie d'être immédiatement opérationnel.

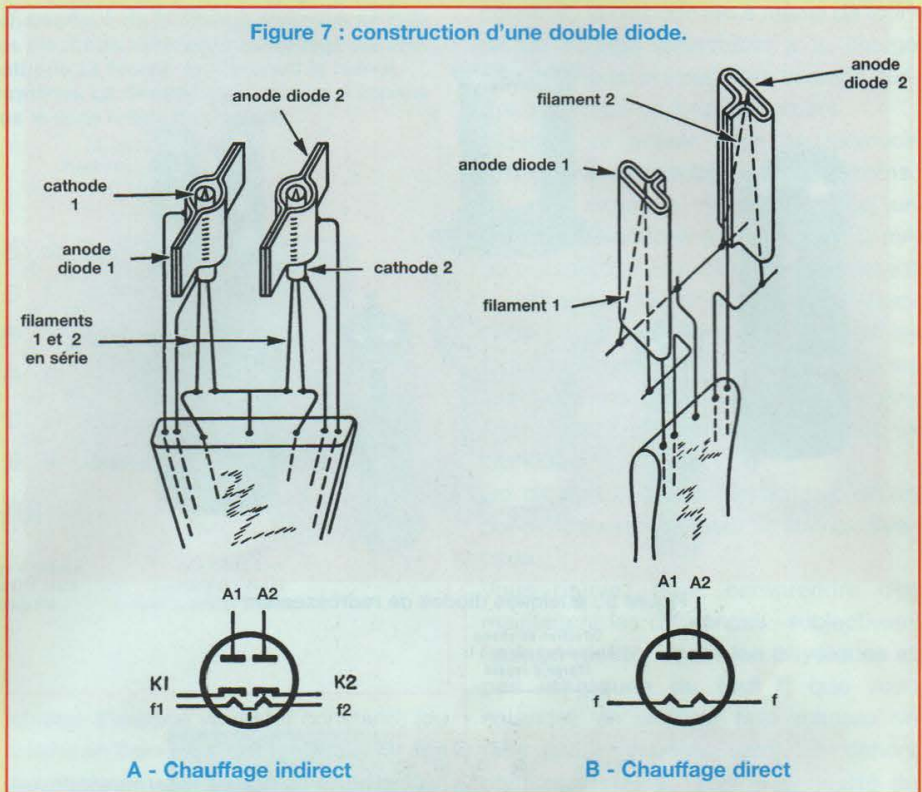
Mais cet avantage devient aussi un énorme inconvénient dès que le filament (chauffage des tubes) doit être alimenté en courant alternatif, ce qui est le cas pour la majorité des appareils alimentés par le secteur, donc bien entendu vos amplificateurs.

C'est principalement dans ce but qu'ont été créées les cathodes à chauffage indirect (figure 5). Ce n'est pas la seule raison ; la surface émissive de la cathode devient ainsi très importante et l'émission électronique est aussi fonction de la surface, comme l'a démontré Richardson.

Dans une cathode à chauffage indirect, le filament est replié dans un tube de céramique ou tout autre matériau conducteur de la chaleur.

Le filament est donc isolé électriquement de la cathode proprement dite qui, elle, est constituée en général d'un tube de nickel sur lequel est déposé un oxyde de baryum ou de strontium, parfois un mélange des deux auquel on ajoute du calcium. L'inertie calorifique est très importante et l'alimentation du filament en courant alternatif ne pose plus (théoriquement) de problème (il y en a d'autres ; nous étudierons cela plus tard). Le rendement du tube est plus mauvais (car une grande partie de la chaleur est perdue) mais sa fiabilité est augmentée. La cathode à chauffage indirect est celle que vous trouvez pratiquement dans tous les tubes dits de « réception » (terme hérité de l'aube de la radio) que vous utilisez quotidiennement dans vos amplificateurs et préamplificateurs (12AX7, 12AU7, 12AT7, EL84, 6L6, EL34, 6550, KT66, KT88, etc).

Si nous nous sommes étendus longuement sur la constitution des cathodes,



c'est que la bonne connaissance du fonctionnement de ces dernières va être la clé de la compréhension du fonctionnement électronique des tubes et, sans tarder, entrons dans le vif du sujet, en étudiant le plus simple des tubes électroniques.

LA DIODE

La diode thermoïonique, ou tube à deux électrodes est, certes, **le tube le plus simple quant à sa constitution**, mais, l'étude de son fonctionnement va nous faire comprendre les bases de fonctionnement de tous les tubes électroniques, du plus simple au plus complexe.

Qu'est-ce qu'une diode ? Comme tout tube électronique, c'est une enveloppe en verre ou en métal dans laquelle on a pompé l'air, de façon à obtenir le vide le plus parfait possible (il existe des diodes à gaz, mais leur étude serait hors de notre propos). A l'intérieur, on trouve une cathode (chauffée directement ou indirectement) qui est l'émetteur d'électrons,

et une anode, ou plaque, qui est le collecteur d'électrons. La figure 6 nous montre la constitution d'une diode simple à chauffage direct datant des années 40 et les figures 7a et 7b la constitution interne de doubles diodes telles qu'on les utilise couramment pour le redressement double alternance. Ce sont elles que vous trouverez dans vos amplificateurs, (5Y3, 5U4, GZ34, EZ80, EZ81, etc), figure 8.

Comment cela fonctionne-t-il ? Comme vous avez lu attentivement la totalité de cet article, et que vous avez assimilé « l'effet Edison », le coup de la barrière de surface et tout et tout... Vous me répondrez : « Facile ! On chauffe la cathode, on applique une haute tension sur l'anode, les électrons arrachés de la cathode vont traverser le vide de l'ampoule, fermer le circuit et le courant va s'établir ! ».

Au risque de vous décevoir, je dois vous signaler que vous avez tout faux ! Si vous raisonnez comme cela, ce n'est pas de



Figure 8 : quelques diodes de redressement

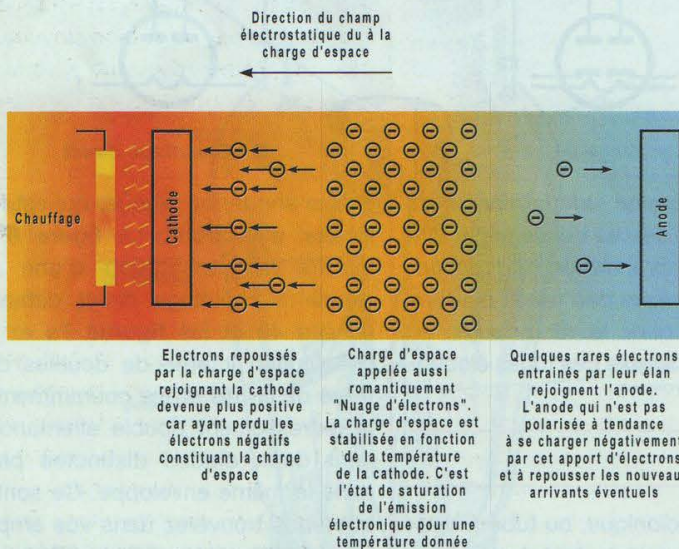


Figure 9 : représentation (très !) schématique de la charge d'espace dans un tube électronique en l'absence de tension positive sur l'anode.

votre faute, car il y a un principe primordial dans le fonctionnement d'un tube électronique dont nous n'avons pas encore parlé, c'est la notion de charge d'espace...

LA CHARGE D'ESPACE

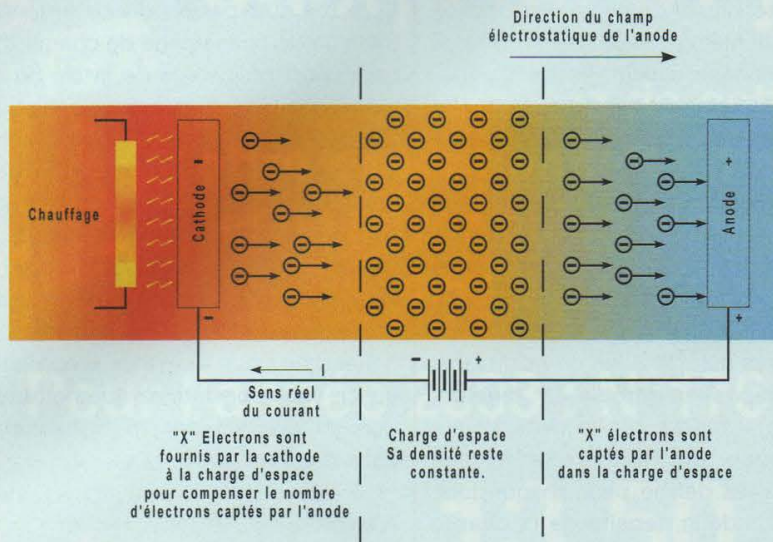
Si les tubes fonctionnaient tel que vous venez de le décrire, ce serait une catastrophe, aussi bien pour la vie du tube lui-même que pour vos oreilles qui enten-

draient les sons noyés dans un bruit de fond insupportable ! Car ce qui s'applique à la diode, s'appliquera à tous les tubes électroniques quels qu'ils soient. Il faut savoir que **les électrons sont** des individus **très indisciplinés** ! (Je demande aux spécialistes en physique fondamentale de bien vouloir excuser cet anthropomorphisme suspect qui se révèle nécessaire à l'explication de certains phénomènes complexes). Si on les laissait faire, après avoir acquis la vitesse

nécessaire pour vaincre la barrière de surface de la cathode, ils sortiraient dans le vide en ordre dispersé ; on verrait apparaître un électron par-ci, 2 000 électrons par-là en paquets, se précipitant vers l'anode en groupes plus ou moins dispersés ! Le résultat ? Un courant d'anode parfaitement erratique se traduisant dans vos haut-parleurs par un bruit de fond plus proche de la cataracte que d'un concerto pour flûte et orchestre. Heureusement pour nous, ça ne se passe pas comme cela (sauf si on atteint le courant dit de saturation, mais n'allons pas trop vite), car il y a la **charge d'espace**. Imaginons pour simplifier une cathode plane, chauffée et placée à une certaine distance d'une anode, plane elle aussi, pour l'instant non polarisée positivement (**figure 9**) et maintenue au même potentiel que la cathode. Cette anode n'attirera donc pas les électrons négatifs. Que va t'il se passer ? Dès que l'on chauffe la cathode, la vitesse des électrons libres va augmenter et certains vont franchir la barrière de surface et se retrouver bêtement dans le vide, certains d'entre eux (une toute petite minorité) auront acquis une vitesse suffisante pour atteindre l'anode. Mais, pour les autres, la majorité, que faire ? La logique serait que ces électrons perdus dans le vide regagnent la cathode, car les atomes de celle-ci ayant perdu des électrons négatifs, cette dernière se retrouve légèrement positive. Mais les choses vont se compliquer pour ces malheureux électrons perdus dans l'espace. En effet, toujours chauffée, la cathode va continuer à émettre des électrons qui, négatif, vont avoir tendance à repousser les premiers sortis et cette foule va augmenter en nombre jusqu'à un point d'équilibre. En effet, les retardataires qui veulent sortir, vont se trouver dorénavant devant un mur négatif qui va les repousser vers la cathode, elle-même étant devenue de plus en plus positive, le nombre d'atomes la constituant ayant perdu beaucoup d'électrons. **Il va se former** à proximité de la cathode **un nuage d'électrons** : c'est ce que l'on appelle la charge d'espace.

COMMENT ÇA FONCTIONNE ?

Figure 10 : représentation toujours «très» schématique de la charge d'espace en présence d'une tension positive sur l'anode. Les électrons extérieurs au «Nuage électronique» vont se diriger vers l'anode. La cathode va fournir exactement le même nombre d'électrons pour remplacer les manquants. La densité de la charge d'espace restera constante. Remarquons le sens «réel» du courant.



Cette charge d'espace va atteindre un niveau d'équilibre en fonction de la température de la cathode, donc de la tension de chauffage.

On dira alors que l'émission électronique a atteint son niveau de saturation. A chaque augmentation de la température de la cathode va correspondre un nouvel état d'équilibre de la charge d'espace, ce qui est compréhensible. En effet, toute augmentation de température va augmenter la vitesse des électrons libres qui émergeront dans le vide avec une énergie plus grande leur permettant de rejoindre le nuage d'électrons, sans être repoussés par lui.

Maintenant, appliquons une tension positive sur la plaque et fermons le circuit (**figure 10**). Que va-t-il se passer ? Les électrons les plus à l'extérieur de la charge d'espace vont être attirés par cette dernière. Pour parler plus scientifiquement, on dit qu'un champ électrostatique positif va exister entre l'anode et la charge d'espace. Immédiatement, d'autres électrons émis par la cathode vont pouvoir rejoindre le nuage électronique, ce dernier étant devenu moins négatif et, de ce fait, la densité de la

charge d'espace va rester constante (du moins en théorie). C'est fondamental : **en fonctionnement normal, l'anode d'un tube électronique puise les électrons dans la charge d'espace et non pas directement dans la cathode.**

Inversement, la charge d'espace, par son influence, va réguler l'émission électronique de la cathode.

Ces deux effets cumulés vont assurer un flux électronique, donc un courant indépendant des conditions aléatoires d'émission électronique de la cathode. **C'est certainement ce principe de fonctionnement qui explique en grande partie la suprématie en termes de qualité sonore des tubes électroniques sur les semi-conducteurs.** En effet, on conçoit aisément que, grâce au réservoir d'électrons qu'est la charge d'espace, le bruit de fond engendré par un tube en fonctionnement normal sera constant, quel que soit le niveau du signal musical à traiter alors qu'un transistor, de par son principe même de fonctionnement, verra son niveau de bruit (bien qu'inférieur à celui d'un tube) varier au rythme de la modulation.

Dans un tube bien dimensionné et bien

construit, la cathode est à même de fournir un surplus d'électrons à la charge d'espace bien au-delà des besoins normaux du tube en fonctionnement.

L'anode va puiser dans ce réservoir d'électrons **en fonction de ses besoins.** Si, par exemple, l'anode puise un nombre d'électrons équivalent à 10 mA de courant par seconde, simultanément la cathode va fournir pour 10 mA d'électrons à la charge d'espace ; la limite de fonctionnement du tube sera atteinte lorsque le courant puisé par l'anode sera égal à la capacité d'émission de la cathode.

On dit que le courant maximum débité par un tube est limité par sa charge d'espace.

Vous pouvez donc comprendre dès maintenant les différences «subjectives» (**qui, en réalité, sont bien physiques et pas magiques du tout !**) que vous entendez en utilisant telle marque de tube plutôt que telle autre. En dehors d'autres facteurs, comme la qualité du vide, ou la précision d'assemblage d'un tube, **la qualité de la charge d'espace est primordiale.**

Dans un tube bien construit, la charge d'espace est régulièrement répartie autour de la cathode et suffisamment dense pour que l'anode puisse y puiser les électrons dont elle a besoin, régulièrement et sans afflux ou manque. On peut dire qu'**une bonne cathode participe à 80 % des qualités d'un tube électronique.** Tout cela a été mesuré, quantifié et c'est grâce à la diode que nous allons pouvoir définir ce que l'on appelle les caractéristiques fondamentales d'émission électronique d'un tube thermoionique quel qu'il soit.

TACHONS D'ÉVITER LES CATASTROPHES !

Avant de passer à l'étude de la diode, permettez-moi de vous livrer ici quelques réflexions utiles et souvent vitales.

Oh ! combien d'amplificateurs (et pré-amplificateurs) mal fagottés, aux tubes

ET SI ON PARLAIT : «TUBES»

poussés à l'extrême affichent des caractéristiques époustouflantes pendant quelques dizaines d'heures seulement, le temps des quelques démonstrations dans certains magasins dits «spécialisés», et dont les performances s'effondrent lamentablement chez l'utilisateur trop confiant. En dehors de défauts structurels, ceci est le plus souvent du à la méconnaissance du phénomène de charge d'espace. Pour faire atteindre à un tube des performances olympiques, il suffit uniquement d'augmenter l'importance du champ électrostatique d'anode ; en pratique augmenter la valeur de la haute tension d'anode. Plus cette tension augmente, plus l'anode va puiser goulûment des électrons dans la charge d'espace et la cathode aura de plus en plus de mal à fournir les électrons de remplacement, à l'extrême l'anode puisera directement les électrons à la surface de la cathode. Soumise à un tel traitement la pauvre

cathode va voir ses capacités d'émission électronique plonger jusqu'à l'anorexie (ou dit alors que le tube est «pompé» !). Nous verrons plus tard que ce phénomène d'assèchement de la charge d'espace se produit même si l'on reste en deçà des puissances maximales de dissipation qui pourraient théoriquement être supportées par le tube. Deux règles d'or peuvent déjà être énoncées :

- 1) **Ne jamais sous-chauffer un tube** en réduisant sa tension de filament sous prétexte de protéger ce dernier. Non seulement vous ne protégez pas le filament, mais vous diminuez la densité de la charge d'espace donc la durée de vie du tube.
- 2) **Ne dépassez jamais la tension, maximale autorisée par le constructeur sur l'anode du tube.** Cette tension maximale est définie pour chaque tube en fonction de la **densité de la charge d'espace**, donc de la constitution de la cathode. Si vous la dépassez, même si

vous restez en deçà de la dissipation (en watts) maximale pouvant être supportée par le tube, vous altérez rapidement les propriétés émissives de la cathode.

Si je me suis permis d'insister longuement sur le phénomène de charge d'espace c'est qu'il s'agit de la clé du bon fonctionnement d'un tube électronique. Cet aspect fondamental de l'électronique à tubes est rarement développé et sa parfaite compréhension vous évitera bien des déboires faciles à éviter.

Dans le prochain article nous établirons le montage d'essais qui va permettre de mettre en relief tous les éléments théoriques que nous avons développés jusqu'ici. Vous constaterez que notre électron voyageur a encore beaucoup de choses à nous dire.

A bientôt.

Rinaldo Bassi



Prestige Audio Vidéo
La revue du haut de gamme en Haute Fidélité et Home Cinéma.



Hifi Vidéo Home Cinéma
La revue d'initiation et de bancs d'essais en Hi-Fi, Vidéo et Home Cinéma. Toute l'actualité DVD.



Sonovision

Le magazine des professionnels de la production, la postproduction et la diffusion des images et des sons.

Digital Film

Le magazine spécialisé, supplément de Sonovision, sur l'actualité du cinéma numérique

Qui Fait Quoi ?

Le guide professionnel des filières techniques de la vidéo, de l'audio, du film et du streaming



PV Editions 5 boulevard Ney, 75018 Paris
Tél. : 01 44 65 81 25 - Fax : 01 44 65 81 26

ABONNEZ-VOUS À

Led

Jusqu'au 31 janvier

profitez de cette
offre exceptionnelle d'abonnement
et ne payez qu'un numéro sur deux
4,50 € x 6 : 27,00 €

Pour l'année 2003 : N°176 à 181, seulement

13,50 €

Vous serez ainsi assurés de ne rater aucun épisode
du cours de Mr Bassi sur le tube, ni aucune
réalisation utilisant ces mystérieuses ampoules.

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

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : ~~10 €~~

13,50 €

AUTRES* : 27 €

Le premier numéro que je recevrai sera le : N° 176

* Pour les expéditions «par avion» à l'étranger, ajoutez 8 € au montant de votre abonnement.

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

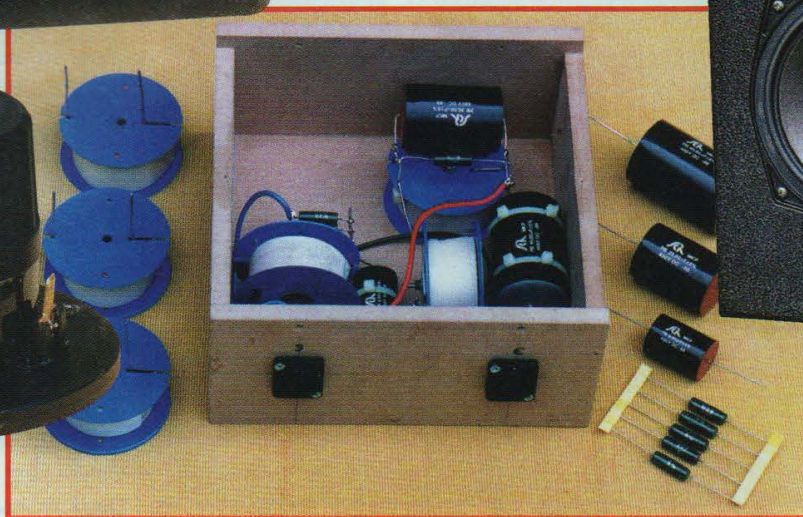
* Ecrire en CAPITALES, S.V.P.

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

A retourner accompagné de votre règlement à :

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

PHL-AUDIO / SEAS



BOOMER MEDIUM PHL AUDIO / SP 1280
TWEETER SEAS / T25FC001. CONNECTEURS SPEAKON MÂLE / FEMELLE
ENSEMBLE DES COMPOSANTS DU FILTRE PASSIF 2 VOIES. SELFS. CONDENSATEURS.
RÉSISTANCES. PRISES SPEAKON MÂLE / FEMELLE

Kit composants de l'enceinte EURIDIA 2000

345 € TTC l'unité (port compris)

* Ecrire en CAPITALES, S.V.P.

NOM :

PRÉNOM :

N° : RUE

CODE POSTAL : VILLE :

Ci-joint mon règlement par :

chèque bancaire

par CCP

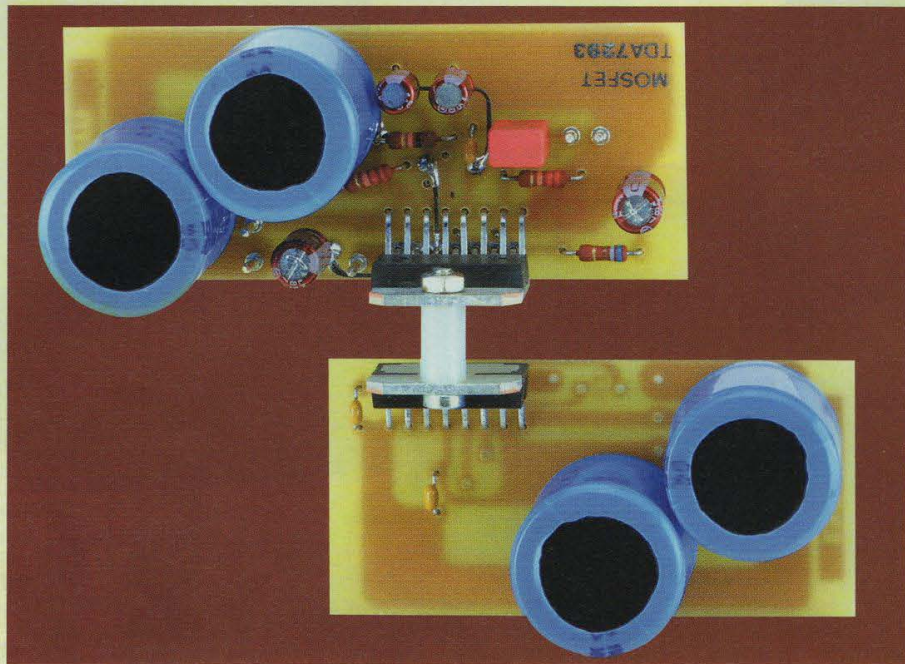
par mandat

A retourner accompagné de votre règlement à :

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



AMPLIFICATEUR AUDIO EN D MOS AVEC LE TDA 7293 DE STMicroelectronics



Durant six années, nous nous sommes «amusés» avec le TDA7294, un circuit intégré à 15 broches capable de fournir allègrement une puissance de 70 Weff dans une charge de 8 Ω, avec seulement 0,5 % de taux de distorsion. Que va nous apporter le TDA7293 par rapport à son ancêtre ? Au niveau du boîtier, aucune différence. Nous avons toujours en main un «Multiwatt 15» avec ses broches disposées en quinconce au pas de 2,54 mm.

En observant et en comparant le brochage des deux composants, nous constatons que les pattes «non connectées» du TDA7294 ne le sont plus sur le TDA7293. La patte (5) permet d'accéder à l'étage de détection de court-circuit, la patte (12) est réservée au bootstrap et la patte (11) au buffer de commande. La **figure 1** met en évidence les brochages des TDA7293 et TDA7294.

C'est la sortie n°11 qui nous intéresse le plus, car elle va nous permettre de connecter en parallèle plusieurs boîtiers afin d'obtenir des puissances de sortie très importantes. C'est ce que nous avons fait avec le LM3886 et l'étude

publiée dans les numéros 168 et 169, un monstre de 352 Weff/8 Ω !

UN SIMPLE ÉTAGE

• LE SCHÉMA

Commençons dans la simplicité et voyons ce que peut déjà fournir un boîtier à lui seul.

La structure interne et une application standard en mode «mono» vous sont présentées en **figure 2**. Nous remarquons que la sortie (11) donne accès à l'entrée de l'étage de puissance ainsi qu'à la sortie de la préamplification. Un contact permet d'activer ou de désactiver la section préamplificatrice. Il sera

donc possible dans ce cas d'appliquer le signal issu de la préamplification à plusieurs étages de puissance.

La modulation est injectée à l'entrée «non inverseuse» du TDA7293 au travers d'un condensateur de couplage C1 de 470 nF. Cette entrée est chargée par une résistance de 22 kΩ, R1, qui avec C1 forme un filtre passe-haut, limitant la réponse aux basses fréquences vers 16 Hz. L'augmentation de C1 permet de reculer la fréquence de coupure f_c à 7,2 Hz pour une valeur de 1 μF.

L'entrée inverseuse (2) est d'une part reliée à un circuit R.C qui limite lui aussi la réponse aux basses fréquences à cause de C2 dérivé à la masse et ce vers les 11 Hz.

La résistance R2 de 680 Ω avec la résistance de contre-réaction R3 de 22 kΩ détermine le gain en tension du TDA7293.

Celui-ci est donc de $22 \cdot 10^3 / 680 = 32,25$. Deux réseaux R.C permettent d'obtenir des constantes de temps pour actionner les fonctions «Muting» et «Stand-by». Nous avons relié les résistances R4 et R5 directement au +U, ce qui active d'office les deux fonctions à la mise sous tension du module. Pour les désactiver, il suffit de relier R4 ou R5 à la masse, ce qui permet de décharger les condensateurs C3 et C4 de 10 μF. Nous voyons que l'action du «Muting», par basculement de la lame d'un inverseur, permet de connecter l'entrée «non inverseuse» à la masse. Les seuils sont de 1,5 V max et 3,5 V min. L'atténuation induite par le «Muting» est de 60 à 80 dB.

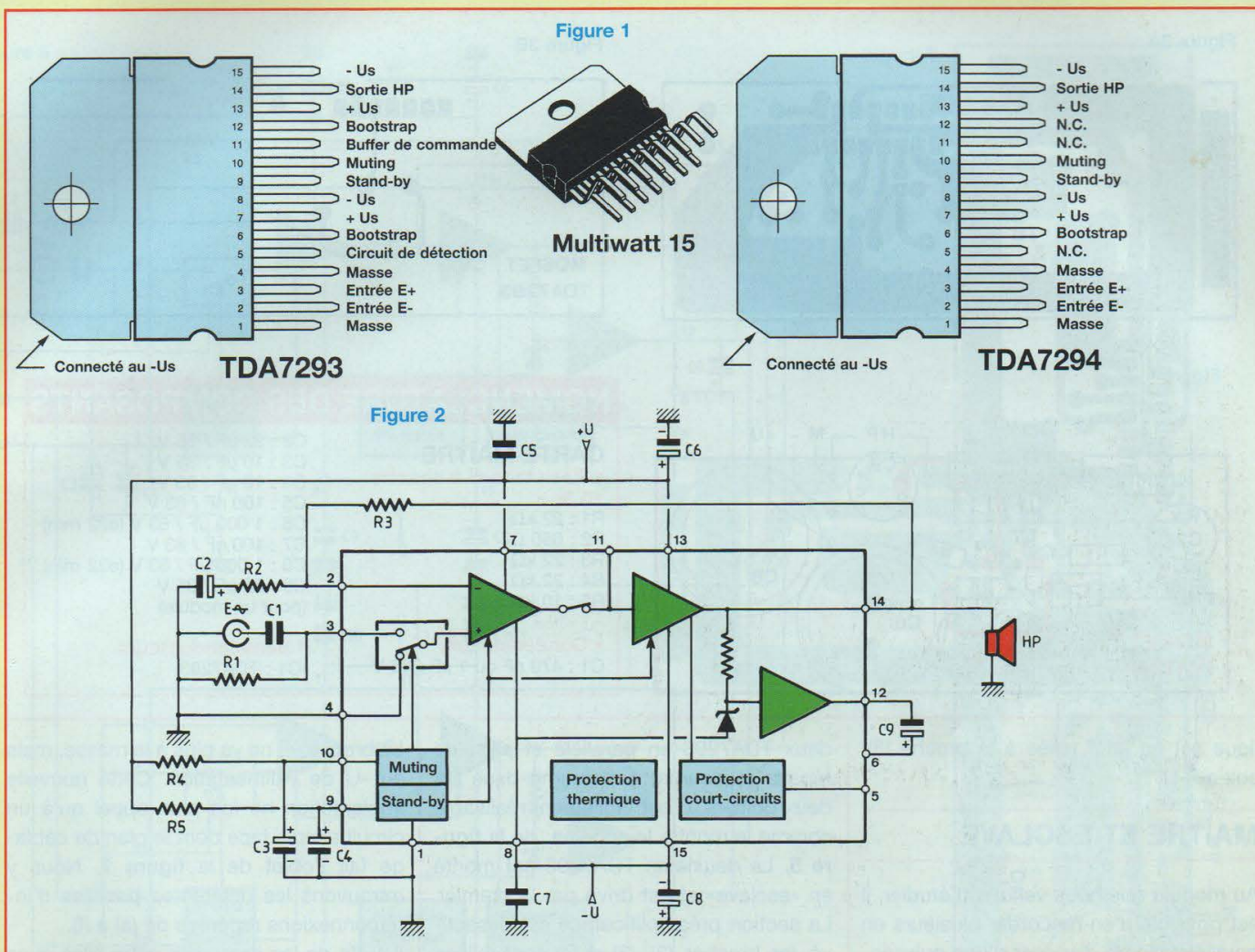
Nous retrouvons les mêmes seuils de basculement pour le «Stand-by» avec une atténuation de 70 à 90 dB.

L'étage de préamplification est alimenté par les broches (7) et (8), tandis que celui de puissance est accessible aux broches (13) et (15).

L'alimentation ±U est découplée par des condensateurs de 1 000 μF ainsi que des 100 nF en complément, réservés eux pour les hautes fréquences.

Entre les broches (6) et (12) est inséré le

APRÈS LE TDA7294... LE TDA7293



condensateur de «Bootstrap». Sa valeur est de 22 μ F. Son rôle est de réduire la distorsion aux basses fréquences.

A la broche (14) est récupéré le signal amplifié connectable à une charge de 4 ou 8 Ω . Nous y retrouvons également la résistance de contre-réaction.

La broche (5) donne accès à un détecteur d'écrtage (CLIP DET). Il suffit de charger cette broche par une résistance de l'ordre de 10 k Ω pour récupérer un signal carré de rapport cyclique 10 % - 50 %.

• UNE ÉTUDE DE CIRCUIT IMPRIMÉ

Tous les composants de notre schéma sont regroupés sur un circuit imprimé

dont les interconnexions par pistes cuivrées sont reproduites en **figure 3**. Pour obtenir une certaine compacité du module, nous avons utilisé la technique du double face.

La liaison de la broche (10) arrive ainsi à passer sans difficulté entre les broches (9) et (11) côté composants.

La masse et les liaisons $\pm U$ sont épaissies afin de véhiculer les forts courants vers l'étage de puissance, broches (13) et (15).

Les condensateurs de filtrage sont soudés au plus près de ces broches et des picots d'alimentation.

• LE MODULE

Le plan d'insertion des composants est

représenté en **figure 4**, rien de bien complexe vu le peu d'éléments à regrouper autour du TDA7293. La nomenclature donne la valeur nominale de chacun d'eux.

Veiller à la bonne orientation des condensateurs polarisés et au positionnement de la surface métallique du circuit intégré. On doit pouvoir visser le dos de celui-ci perpendiculairement à un dissipateur sans être gêné par le bord du circuit imprimé.

Dans le cas de la fixation de deux ou plusieurs modules sur un imposant dissipateur, il est indispensable d'isoler les surfaces métalliques par des intercalaires «mica», de même que la visserie par un canon en plastique. La surface métal-

Figure 3A

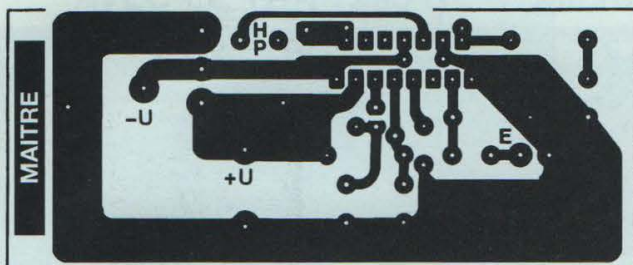


Figure 3B

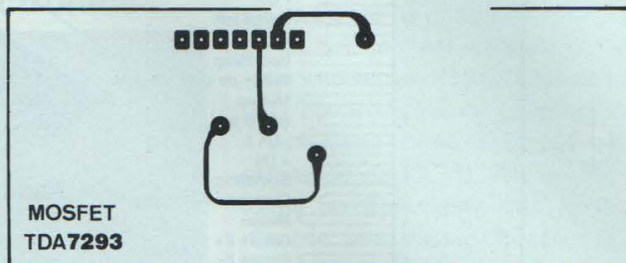
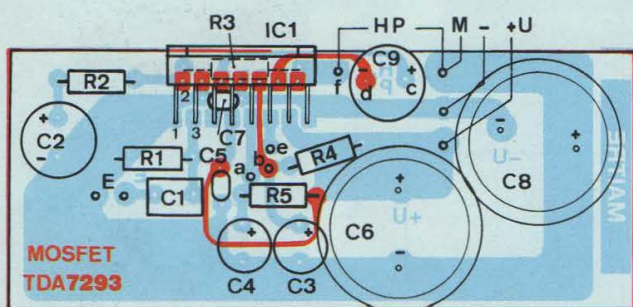


Figure 4



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

CARTE MAÎTRE

• Résistances à couche ±5 %

R1 : 22 kΩ
R2 : 680 Ω
R3 : 22 kΩ
R4 : 22 kΩ
R5 : 10 kΩ

• Condensateurs

C1 : 470 nF ou 1 µF / 63 V

C2 : 22 µF / 35 V

C3 : 10 µF / 35 V

C4 : 10 µF / 35 V

C5 : 100 nF / 63 V

C6 : 1 000 µF / 63 V (ø22 mm)

C7 : 100 nF / 63 V

C8 : 1 000 µF / 63 V (ø22 mm)

C9 : 22 µF / 35 V

(pour un module)

• Semiconducteurs

IC1 : TDA7293

lique est en effet reliée à la broche (8), soit au -U.

MAÎTRE ET ESCLAVE

Au module que nous venons d'étudier, il est possible d'en raccorder plusieurs en parallèle afin de disposer d'une puissance beaucoup plus importante aux bornes d'une même charge.

Le TDA7293 est donné pour fournir une certaine puissance maximale qui est fonction de la tension d'alimentation $\pm U$ et de l'impédance de charge en sortie. Ainsi, pour une tension d'alimentation de ± 40 V et une impédance de 8 Ω , il est possible d'atteindre 90 W avec 1 % de distorsion. Cette même puissance sera atteinte avec une impédance de 4 Ω , mais avec une tension d'alimentation de seulement ± 29 V, pas question d'augmenter davantage celle-ci sans déclencher la protection thermique. Le seul moyen d'augmenter la puissance avec une impédance de 4 Ω et une tension d'alimentation de ± 40 V est de monter

deux TDA7293 en parallèle et ainsi de répartir le courant consommé dans les deux boîtiers. C'est facilement réalisable comme le montre le schéma de la **figure 5**. Le deuxième TDA7293 est monté en «esclave» et est drivé par le premier. La section préamplificatrice est désactivée, les broches (2), (3) et (4) sont reliées au -U.

La modulation préamplifiée par le premier TDA7293 est injectée par la broche (11) dans l'étage de puissance du deuxième TDA7293.

Muting et Stand-by sont connectés en parallèle, de même que le Bootstrap. La capacité du Bootstrap voit sa valeur multipliée par le nombre de boîtiers mis en parallèle, dans notre cas 2. Elle passe donc de 22 µF à 47 µF.

Mis à part les condensateurs de l'alimentation, tous les autres composants disparaissent.

Nous avons donc modifié notre première implantation pour l'adapter au fonctionnement «d'esclave», ce qu'indique la **figure 6**.

La broche (4) ne va plus à la masse, mais au -U de l'alimentation. Cette nouvelle implantation ne fait plus appel qu'à un circuit simple face dont le plan de câblage fait l'objet de la **figure 7**. Nous y retrouvons les différentes pastilles d'interconnexions repérées de (a) à (f).

Il suffit de les raccorder entre elles avec du fil de cuivre étamé de 10/10^e, en prévoyant 1, 2, 3...x modules «esclave».

L'avantage de ce procédé «parallèle» montre que le haut-parleur reste, toujours référencé à la masse, ce qui donne un fonctionnement plus stable que le pontage.

L'ALIMENTATION SYMÉTRIQUE

Bien que chaque module possède ses propres condensateurs de filtrage, nous avons prévu après le redressement de la tension alternative deux réservoirs de 47 000 µF/40 V.

La **figure 8** montre le schéma classique retenu.

APRÈS LE TDA7294... LE TDA7293

Figure 5

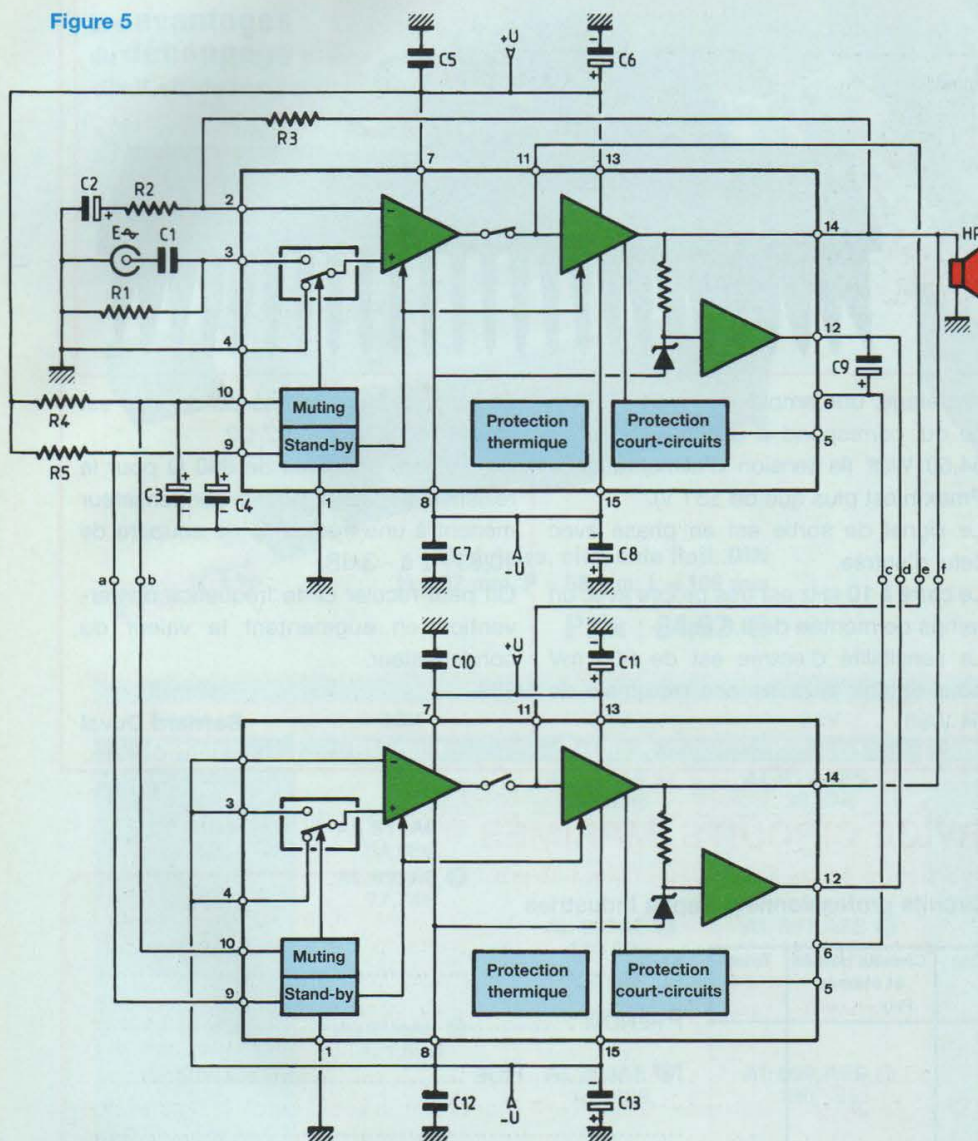


Figure 6

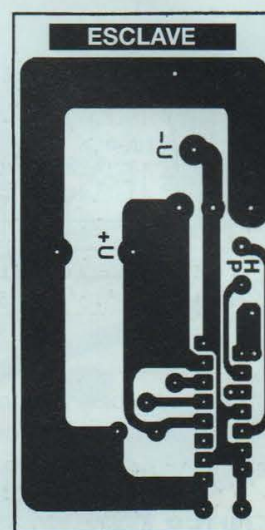
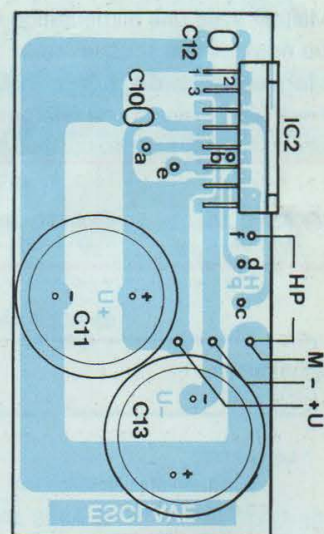


Figure 7



Un transformateur délivre au secondaire deux tensions alternatives de 30 V.

Le point milieu sert de masse de référence et, après redressement, nous obtenons deux tensions symétriques $\pm U$ entre le point milieu, le (+) du pont ou le (-) du pont. A vide, les tensions continues aux bornes des condensateurs de filtrage sont de ± 42 V.

Les condensateurs non polarisés de $1 \mu\text{F}$ améliorent la réponse impulsionnelle aux hautes fréquences.

La puissance du transformateur est fonc-

tion du nombre de modules utilisés et surtout de la puissance acoustique sollicitée.

Au repos, les modules fonctionnant en classe A-B ne «tirent» qu'un courant de 50 mA par TDA7293, ce qui est peu.

POUR TERMINER

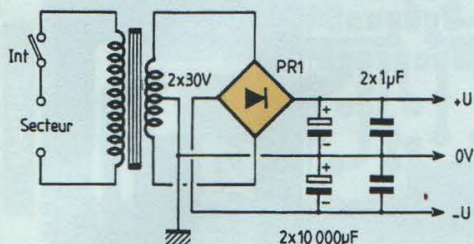
Nous venons de faire connaissance avec le TDA7293, une version améliorée du TDA7294 pourrions-nous dire.

Le point le plus important à retenir est

l'accès à la broche (11) de ce composant. Il permet une mise en parallèle de plusieurs boîtiers dans le but de réaliser des blocs de puissance modulables suivant les besoins et à partir d'une même tension d'alimentation.

Ceci est très intéressant pour l'étude d'un amplificateur destiné au Home Cinéma, là où la puissance à fournir au Subwoofer n'a rien de comparable avec celle demandée par l'enceinte arrière. Les deux circuits imprimés proposés vont vous permettre d'adapter le

Figure 8



TDA7293 à vos besoins pour construire des blocs de puissance allant de 80 Weff à 300... 400 Weff !

QUELQUES MESURES

Ces mesures ont été faites sur le module «Maître» avec une alimentation de ± 35 V que nous avons sous la main. A la fréquence de 1 kHz, nous avons relevé aux bornes d'une charge de 8 Ω , à

l'écrêtage, une amplitude de 20,75 Veff, ce qui correspond à une puissance de 54,50 Weff (la tension d'alimentation à Pmax n'est plus que de ± 31 V). Le signal de sortie est en phase avec celui d'entrée. Le carré à 10 kHz est très propre avec un temps de montée de 0,6 μ s. La sensibilité d'entrée est de 600 mV pour obtenir la puissance maximale de 54 Weff.

La réponse dans le bas du spectre est limitée par le réseau R2/C2. Les valeurs adoptées de 680 Ω pour la résistance et 22 μ F pour le condensateur mènent à une fréquence de coupure de 10,65 Hz à -3 dB. On peut reculer cette fréquence d'intervention en augmentant la valeur du condensateur.

Bernard Duval

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 μ m
Circuits professionnels Kappa Industries

	Qté	Circuits percés et étamés Prix en euro	Total
* Le TDA7293			
- Carte «Maître» (double face)		5,00 €	
- Carte «Esclave»		3,00 €	
* Le Quatuor			
- Carte principale		33,00 €	
- Carte alimentation H.T. ou B.T.		3,20 €	
* Filtre actif 36 dB / octave			
- Carte passe-haut ou passe-bas		5,00 €	
- Carte alimentation $\pm U$		7,00 €	
* Préamplificateur			
- Carte préampli		12,00 €	
- Carte alimentation		9,50 €	
- Carte volume		3,80 €	
- Carte entrées à relais		11,50 €	
Frais de port et emballage		1,60 €	
Total à payer			€

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

elc

la qualité au sommet

Moins de **stock** et plus d'**efficacité**
avec les nouvelles alimentations
à **découpage**

Les **avantages**
du **découpage** et du **linéaire**
<3mV eff. de résiduelle totale

5V 4A à 29V 2A
en une seule alimentation !
Chargeur de batterie au pb. 12 ou 24V



Prix TTC

Modulaire, clipsable Rail. DIN
H = 92 mm, P = 58 mm, L = 106 mm

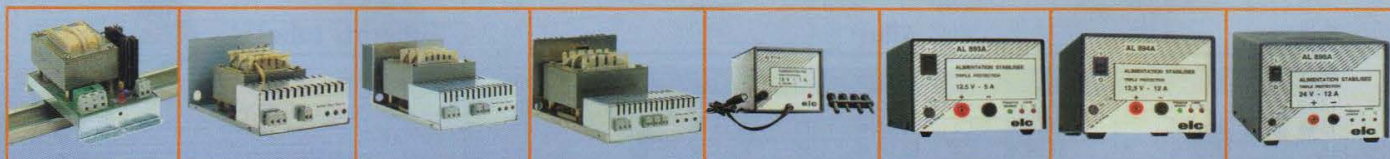
Prix : 84,92 €



Prix : 89,70 €

Autres alimentations linéaires disponibles

Entrée ~	230V		400V		Entrée	230V	
	Sortie =	12V	24V	24V		Sortie	12V
Option *	Réf./boît.	Réf./boît.	Réf./boît.	Réf./boît.	Intensité	Réf./boît.	Réf./boît.
CP 910A 6,34€		AL 912AE ① 35,88€	AL 912 AES ① 38,27€		0,8A		
CP 910A 6,34€	AL 911AE ① 34,68€				1A	AL 911A ⑤ 39,47€	AL 912A ⑤ 40,66€
CP 899AE 11,36€	AL 893AE ② 77,74€				4A		
CP 899BE 12,56€		AL 897AE ③ 120,80€	AL 897 AES ③ 123,19€		5A	AL 893A ⑥ 82,52€	
					6A		AL 897A ⑦ 131,56€
CP 899CE 25,12€	AL 894AE ③ 121,99€				10A		
CP 899DE 27,51€		AL 898AE ④ 185,98€	AL 898 AES ④ 190,16€				
					12A	AL 894A ⑦ 137,54€	AL 898A ⑧ 218,87€
CP 899EE 27,51€	AL 895AE ④ 181,79€				20A	AL 895A ⑧ 227,24€	



H = 114 mm ①	H = 188 mm ②	H = 241 mm ③	H = 273 mm ④	H = 71 mm ⑤	H = 98 mm ⑥	H = 117 mm ⑦	H = 142 mm ⑧
P = 73 mm	P = 90 mm	P = 109 mm	P = 135 mm	P = 99 mm	P = 195 mm	P = 243 mm	P = 285 mm
L = 76 mm	L = 120 mm	L = 132 mm	L = 160 mm	L = 75 mm	L = 130 mm	L = 140 mm	L = 168 mm

Montage Rail DIN (sauf AL895AE, AL898AE et AL898AES)

* Capot de protection en option

Je souhaite recevoir une documentation sur :

Nom _____

Adresse _____

Ville _____ Code postal _____

elc

59, avenue des Romains - 74000 Annecy
Tél. 33 (0)4 50 57 30 46 - Fax 33 (0)4 50 57 45 19

En vente chez votre fournisseur de composants électroniques
ou les spécialistes en appareils de mesure

FREQUENCE TUBES

La passion des tubes

OUVERT LE LUNDI
DE 14 H À 19 H
ET DU
MARDI AU SAMEDI
DE 10 H À 19 H

METTEZ EN VALEUR
VOS ÉLECTRONIQUES :
précision, assise
et transparence avec



CÂBLES MPC AUDIO
SECTEUR, MODULATION
ET NUMÉRIQUE
(PRÊT SOUS CAUTION)
FABRICATION FRANÇAISE

TRANSFORMATEURS

Tôles grains orientés M6X recuites
Cuivre OFC
Imprégnation étuve pour les capots
Résine epoxy pour les cuves

Cuve peinture au four
Transfo moule résine

Capot nickelé poli



LED N°169	TRANSFO ALIM :	115,00 €
PUSH PULL 845	TRANSFO SORTIE :	86,00 €
SCHEMA R. CARIOU	INDUCTANCE :	52,00 €
	INTERETAGE :	65,00 €

Transformateurs audio

(Fabrication française : MAGNETIC SA)

TYPE	Z	CAPOT	CUVE
PUSH EL84	8000	38,00 €	53,00 €
PUSH EL34	3800	54,00 €	65,00 €
300B	3000	68,00 €	86,00 €
300B	3000	PRESTIGE	183,00 €
PUSH 6C33	3000	TORIQUE	50,00 €
845SE	9000		125,00 €
PUSH 6550	3800	68,00 €	86,00 €
QUATUOR 6V6	8000	38,00 €	53,00 €
SELF	5HY03A	25,00 €	38,00 €
SELF	10HY03A	29,00 €	42,00 €
ALIM	150VA	43,00 €	54,00 €
ALIM	250VA	53,00 €	68,00 €
ALIM	350VA	65,00 €	82,00 €
ALIM	500VA	83,00 €	110,00 €

Sortie

N° LED	CAPOT	CUVE
143-145	68,00 € T4	86,00 € C4
151	38,00 € T2	53,00 € C2
157	68,00 € T4	86,00 € C4
159	54,00 € T3	65,00 € C3
161-162		125,00 € C4
165	68,00 € T4	86,00 € C4
166	54,00 € T3	65,00 € C3
169	68,00 € T4	86,00 € C4
170	54,00 € T3	65,00 € C3
171	54,00 € T3	65,00 € C3
172-173		86,00 € C4

PLUS DE
1200 REF. DE TUBES
EN STOCK.

COMPOSANTS :
CONDENSATEURS,
RÉSISTANCES,
POTENTIOMÈTRES
TOUTES VALEURS,
PIÈCES DÉTACHÉES,
SUPPORT DE TUBES,
TRANSFORMATEURS,
CONNECTIQUES,

RÉPARATION ET RESTAURATION
DE TOUTES LES ÉLECTRONIQUES :
TUBES ET TRANSISTORS
TOUTES MARQUES



ELECTRO-HARMONIX
GENERAL ELECTRIC
JJ / TESLA
MULLARD
RTC/PHILIPS/SOVTEK
SVETLANA
SYLVAANIA
TELEFUNKEN

Tubes ELECTRO HARMONIX

Assortiment complet des références de tubes audio
munies de leur suffixe E.H., symbole de haute fiabilité
et de tenue des spécifications

300 B	E.H.	210,00 €
300 B Gold	E.H.	255,00 €
6550	E.H.	49,00 €
EL 34	E.H.	24,00 €
6CA7	E.H.	38,00 €
6L6GC	E.H.	29,00 €
6V6GT	E.H.	18,00 €
12AX7	E.H.	20,00 €
7591	E.H.	35,00 €
6CG7	E.H.	30,00 €
6SN7	E.H.	30,00 €
12AY7	E.H.	16,00 €
12BH7	E.H.	22,00 €
12AU7	E.H.	21,00 €
12AT7	E.H.	20,00 €
KT88	E.H.	66,00 €
5U4GB	E.H.	22,00 €
EL84	E.H.	18,00 €
6922	E.H.	26,00 €

DISPONIBILITÉ D'UN VASTE ASSORTIMENT DE TUBES AMÉRICAINS.

TOUS NOS TUBES SONT TRIÉS
ET APPARIÉS PAR QUANTITÉ
SUR BANC DYNAMIQUE

CONSULTEZ-NOUS
POUR TOUTES VOS
DEMANDES SPÉCIALES
NOUS FABRIQUONS SELON
VOS SPÉCIFICATIONS

Alim

CAPOT	CUVE
53,00 € T4	68,00 € C4
53,00 € T2	68,00 € C4
65,00 € T5	82,00 € C5
53,00 € T4	68,00 € C4
	110,00 € C6
65,00 € T5	82,00 € C5
53,00 € T4	68,00 € C4
65,00 € T5	82,00 € C5
53,00 € T4	68,00 € C4
53,00 € T4	68,00 € C4
	115,00 € C6

site : magnetic.com.free.fr

TUBES ÉLECTRONIQUES



SOVTEK

2A3	SOVTEK	68,00 €
5881	SOVTEK	28,00 €
6922	SOVTEK	20,00 €
6C45PI	SOVTEK	22,18 €
6EU7	SOVTEK	19,00 €
6H30PI	SOVTEK	23,41 €
6SL7	SOVTEK	12,00 €
6SN7	SOVTEK	13,00 €
7591XYZ	SOVTEK	29,00 €
12AX7LPS	SOVTEK	20,00 €
EL84M	SOVTEK	27,00 €
5U4G	SOVTEK	16,00 €
6C19PI	SOVTEK	17,65 €
6PI45C	SOVTEK	30,00 €
EM80	SOVTEK	18,00 €
5AR4/GZ34	SOVTEK	23,00 €

DIVERS

6N1P	SVETLANA	18,00 €
6J5	EUROPE	13,00 €
EC86	EUROPE	8,00 €
EZ80	EUROPE	13,00 €
5998	USA	50,00 €
845	CHINO	75,00 €
807	EUROPE	25,00 €
EF86	EUROPE	13,00 €
ECL82	EUROPE	12,00 €
ECL86	EUROPE	13,00 €
EL509	EUROPE	30,60 €
EL183	EUROPE	9,00 €
EL34	JJ/TESLA	22,00 €

USA - Military JAN tubes

6AS7G	JAN	18,00 €
6AV6	JAN	11,00 €
6C4WA	JAN	17,94 €
6U8A/ECF82	JAN	13,00 €
6X4 WA	JAN	10,00 €
829B/3E29	JAN	64,00 €
5814 A/12AU7	JAN	15,00 €
6080 WC	JAN	22,00 €
0A2	JAN	8,00 €
0B2	JAN	8,00 €
6AN8	JAN	17,94 €
5842/417A	JAN	17,00 €
6AQ8/ECC85	JAN	24,00 €
6B4G	JAN	68,30 €
12AZ7	JAN	20,00 €
5670W	JAN	15,55 €
7199	JAN	51,00 €

Supports tubes

NOVAL CI	2,90 €
NOVAL CHASSIS OR	6,10 €
NOVAL CHASSIS BLINDÉ	4,00 €
OCTAL CI	2,90 €
OCTAL CHASSIS USA	4,60 €
MAGNOVAL	4,50 €
JUMBO (845) OR	19,00 €

Potentiomètre PIHER

axe métal, de 100 Ω à 10 MΩ - mono/stéréo - lin/log	
simple	9,15 €
double	13,72 €

CONDENSATEURS

Condensateurs LCR

(Made in England)

16 + 16 μ F	/ 450 v	24,00 €
32 + 32 μ F	/ 500 v	26,00 €
50 + 50 μ F	/ 500 v	27,00 €
100 + 100 μ F	/ 500 v	28,00 €
200 + 200 μ F	/ 500 v	45,00 €
200 μ F	/ 500 v	30,00 €
500 μ F	/ 500 v	43,00 €



Condensateurs F&T

(Made in Germany)

32 + 32 μ F	/ 500 v	18,00 €
50 + 50 μ F	/ 500 v	20,00 €
100 + 100 μ F	/ 500 v	33,00 €



Condensateurs AERO-M

(Made for Mallory-USA)

20 + 20 + 20 + 20	/ 475 v	44,00 €
30 + 30 + 30 + 10	/ 475 v	68,00 €



Condensateurs mica-argenté

10 pF	/ 500 v	0,92 €
22 pF	/ 500 v	0,92 €
33 pF	/ 500 v	0,92 €
47 pF	/ 500 v	0,92 €
100 pF	/ 500 v	0,92 €
120 pF	/ 500 v	0,95 €
250 pF	/ 500 v	0,10 €
390 pF	/ 500 v	1,23 €
500 pF	/ 500 v	1,33 €
1 nF	/ 500 v	1,33 €



Sprague "ATOM" standard

(USA)

8 μ F	/ 450 v	5,70 €
10 μ F	/ 500 v	8,00 €
16 μ F	/ 475 v	9,00 €
20 μ F	/ 500 v	8,50 €
20 μ F	/ 600 v	17,00 €
40 μ F	/ 500 v	12,50 €
80 μ F	/ 450 v	12,00 €
100 μ F	/ 450 v	16,50 €



Condensateurs

(Made in Japan) "Illinois"

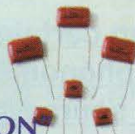
22 μ F	/ 500 v	6,00 €
47 μ F	/ 500 v	12,00 €
80 μ F	/ 450 v	9,00 €
100 μ F	/ 450 v	10,00 €
220 μ F	/ 300 v	8,50 €



Condensateurs "XICON"

(Made in Japan) - polypropylène

1 nF	/ 630 v	0,77 €
2,2 nF	/ 630 v	0,77 €
4,7 nF	/ 630 v	0,77 €
10 nF	/ 630 v	0,77 €
22 nF	/ 630 v	0,90 €
47 nF	/ 630 v	1,07 €
100 nF	/ 630 v	1,17 €
220 nF	/ 630 v	1,61 €
470 nF	/ 630 v	3,10 €



Condensateurs Sprague "orange Drops"

715 polypropylène

1 nF	/ 600 v	1,15 €
1,5 nF	/ 600 v	1,17 €
2,2 nF	/ 600 v	1,20 €
3,3 nF	/ 600 v	1,23 €
4,7 nF	/ 600 v	1,25 €
10 nF	/ 600 v	1,28 €
15 nF	/ 600 v	1,66 €
22 nF	/ 600 v	1,74 €
47 nF	/ 600 v	2,04 €
68 nF	/ 600 v	2,43 €
100 nF	/ 600 v	2,68 €
150 nF	/ 600 v	3,57 €
220 nF	/ 600 v	4,85 €
470 nF	/ 400 v	4,72 €



Condensateurs Sprague "orange Drops"

série 716 très haute performance

1 nF	/ 600 v	1,71 €
2,2 nF	/ 600 v	1,79 €
4,7 nF	/ 600 v	1,86 €
10 nF	/ 600 v	1,91 €
22 nF	/ 600 v	2,60 €
47 nF	/ 600 v	3,01 €
100 nF	/ 600 v	3,83 €
220 nF	/ 600 v	5,36 €
470 nF	/ 400 v	5,54 €



Condensateurs F&T

(Made in Germany)

22 μ F	/ 500 v	6,76 €
47 μ F	/ 500 v	10,85 €
80 μ F	/ 450 v	12,51 €
100 μ F	/ 450 v	15,06 €
220 μ F	/ 450 v	20,05 €



TOUS LES PRODUITS
PRÉSENTÉS PERMETTENT LA
RÉNOVATION
DE MATÉRIELS ANCIENS AVEC
DES COMPOSANTS D'ORIGINE.



BIBLIOGRAPHIE : DATA BOOK

GENERAL ELECTRIC
SYLVANIA
RCA
ÉQUIVALENCES ET BROCHAGES

Condensateurs "Audience Auricaps"

polypropylène - très haute performance

100 nF	/ 450 v	14,81 €
220 nF	/ 450 v	17,61 €
330 nF	/ 450 v	18,38 €
470 nF	/ 450 v	20,68 €
680 nF	/ 450 v	22,21 €
1 μ F	/ 450 v	23,48 €
2,2 μ F	/ 450 v	26,80 €
10 nF	/ 600 v	13,91 €
22 nF	/ 600 v	14,93 €
47 nF	/ 600 v	16,21 €
100 nF	/ 600 v	19,14 €
220 nF	/ 600 v	20,17 €
470 nF	/ 600 v	24,25 €
1 μ F	/ 600 v	49,78 €



Condensateurs "JJ"

32 + 32 μ F	/ 500 v	14,04 €
50 + 50 μ F	/ 500 v	15,06 €
100 + 100 μ F	/ 500 v	22,72 €
47 μ F	/ 385 v	9,95 €
100 μ F	/ 385 v	10,72 €
220 μ F	/ 385 v	13,53 €
350 μ F	/ 385 v	17,10 €
550 μ F	/ 385 v	19,14 €
800 μ F	/ 385 v	22,72 €
40 + 20 + 20 + 20	/ 500 v	38,03 €



Condensateurs "ERO" MKT

10 nF	/ 630 v	2,27 €
22 nF	/ 630 v	2,39 €
47 nF	/ 630 v	2,56 €
68 nF	/ 630 v	3,01 €
100 nF	/ 630 v	4,60 €
220 nF	/ 1000 v	5,61 €
470 nF	/ 630 v	6,80 €

LES CIRCUITS SRPP

L'amplification à tubes a connu un certain regain d'intérêt ces dernières années. Différents facteurs peuvent expliquer ce phénomène imprévisible... D'une part, chacun possède aujourd'hui à son domicile une source numérique de qualité qu'est le CD, exempt de souffle ou de crachements. Ces sources, auxquelles nombre d'amateurs ont reproché la restitution froide, gagnent beaucoup à être connectées à des appareils à tubes, certains possédant même un étage de sortie analogique faisant usage de ces composants.

D'autre part, les éléments passifs disponibles aujourd'hui présentent des qualités et caractéristiques infiniment meilleures qu'à la grande époque du tube. Les résistances et condensateurs ont en effet fait des progrès fulgurants au cours des années 70, époque à laquelle quelques passionnés de la reproduction sonore de haute qualité se sont penchés sur l'incidence de ces composants sur les performances musicales. Il faut rendre hommage à ces quelques initiés qui, à force de recherches et d'opiniâtreté, ont su mettre en évidence ce que bon nombre de techniciens et ingénieurs ont souvent ignoré, ne pouvant que se fier à des résultats de mesures. L'association souvent réussie de triodes ou pentodes à ces nouveaux éléments passifs a prouvé que la technologie du tube à vide avait été abandonnée avant d'avoir livré le meilleur d'elle-même, avant qu'amateurs et professionnels n'en aient tiré la quintessence. Dans cette quête de l'absolu, on peut faire un reproche aux concepteurs comme aux audiophiles : ces derniers ne veulent que des schémas anciens, éprouvés et réputés, ce qui arrange bien évidemment les premiers qui évitent ainsi d'avoir à investir dans des recherches coûteuses ! Certes les qualités du montage Williamson ou de la 300B sont incontestables : il n'en est pas moins ridicule de penser que seule la 300B permet de concevoir un amplificateur à tubes de qualité... Il y a bien souvent des impératifs commerciaux et marketing derrière tout cela : on veut vendre du rêve et surtout le vendre cher ! Heureusement, cette démarche passéiste ne satisfait pas quelques marques, françaises pour cer-

taines, qui commercialisent avec succès des montages totalement nouveaux présentant des performances de mesure remarquables et de réelles qualités sonores. Soyons clair : les nouveaux standards numériques possèdent des caractéristiques de bruit et de bande passante très supérieures au CD actuel. Les connecter à un amplificateur à tubes passant péniblement 30 kHz ne va pas dans le sens du progrès : 80 % des modèles du marché tireront les performances vers le bas. S'il est d'ors et déjà possible d'obtenir des bandes passantes de 100 kHz avec des amplificateurs à tubes de conception classique, ce sera toujours au prix de transformateurs de sortie de très hautes qualités dont la difficulté de mise en oeuvre justifiera le coût élevé.

Notons au passage que plus l'impédance primaire de ces éléments sera élevée, plus grande sera sa difficulté de réalisation si l'on désire obtenir une bande passante aussi large que possible. Les utilisateurs de 845 savent bien que les très bons transformateurs de sortie sont rares...

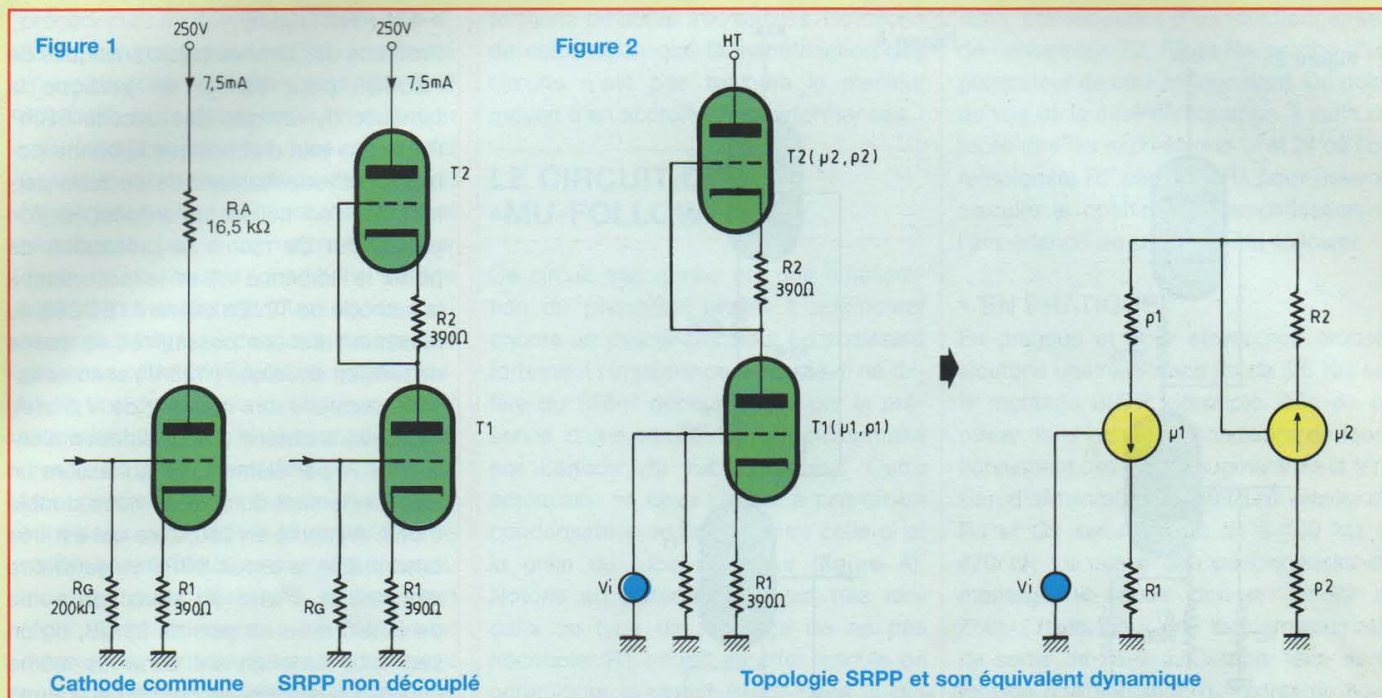
PARTI PRIS DE L'AUTEUR

La série d'articles qui va vous être présentée ici a pour ambition de permettre au lecteur intéressé par les nouveaux circuits de mettre au point des amplificateurs hybrides à hautes performances aux mesures comme à l'écoute, et ce pour un prix total sensiblement inférieur aux constructions actuelles. Il sera essentiellement fait usage de tubes TV, facilement disponibles auprès des sources habituelles et même de certains magasins

d'électronique. Ces composants sont à mon sens les meilleurs représentants de leur espèce. Leur conception s'est appuyée sur 50 ans de technologie du tube à vide, leurs caractéristiques en termes de linéarité surpassent bien souvent les tubes conçus spécialement pour l'audio et leur fiabilité est généralement excellente. Dernier avantage, leurs prix...

Les MOS-FET seront par ailleurs utilisés, leurs caractéristiques pentodiques les destinant tout naturellement à remplacer leurs vénérables ancêtres au prix de quelques précautions. Les lecteurs que laissent perplexes les circuits hybrides doivent s'interroger : pourquoi se priver de ce qu'il se fait de mieux aujourd'hui pour satisfaire un désir de cohérence, de «tout» tube. Utilisons les composants les plus adéquats aux endroits les plus adéquats et jugeons, une fois le montage terminé, des qualités du nouveau né...

Avant de commencer la description à proprement parler d'un amplificateur à tubes, il serait judicieux de présenter les différents membres de la famille des circuits SRPP afin de bien comprendre leur fonctionnement et de justifier les choix qui seront faits pour nos montages. J'ai choisi ce type de circuit pour différentes raisons. En effet, tous les circuits SRPP possèdent les qualités communes de présenter une bande passante très large (leur utilisation première étant l'amplification de signaux vidéo) et une dynamique élevée : il est en effet souvent possible d'obtenir des signaux de sortie de 100 ou 120 Veff, et ce avec un rapport signal/bruit (S/B) permettant d'amplifier des tensions d'entrées aussi faibles que quelques fractions de mV, c'est pour dire ! Ces caractéristiques



sont essentielles aujourd'hui si l'on considère les nouveaux standards audio, tout à fait remarquables en la matière. De plus, un grand nombre de montages fonctionnant à base de ces circuits sont réputés pour leurs exceptionnelles performances musicales. Le seul véritable inconvénient de la famille SRPP est de réclamer des tensions d'alimentation relativement élevées, parfois voisines de 500 V.

LE CIRCUIT SRPP SYMÉTRIQUE OU NON DÉCOUPLÉ

C'est le circuit le plus connu, introduit dès les années 60 au Japon pour une utilisation audio. Cette configuration simple se compose de 2 tubes triodes identiques montés en série (figure 1). L'utilisation de doubles triodes est possible en s'assurant que l'isolation cathode-filament est suffisante. En effet, une cathode sera portée à un potentiel proche de $V/2$ alors que l'autre sera à la masse...risque d'étincelles en perspective. La prudence conseille alors d'utiliser 2 tubes, chaque moitié étant impartie à la voie droite ou gauche.

• AVANTAGES

C'est un circuit très simple nécessitant 5 composants. La liaison entre les 2 tubes est directe, ce qui d'un point de vue subjectif peut apporter un degré de définition élevé. Le gain est modéré et l'impédance de sortie relativement basse. Bien réglé, le taux de distorsion peut être très faible grâce à l'auto compensation des courbes. La liaison directe entre les 2 tubes présente aussi l'avantage de capter moins de bruits et parasites divers qu'une liaison par condensateur. Les triodes étant par ailleurs imbattables sur le facteur du bruit, il sera possible d'obtenir un circuit parfaitement silencieux, d'autant que la configuration symétrique contribuera elle aussi à réduire ce problème. Précisons à ce sujet que plus la pente des triodes sera élevée, moins le bruit induit sera important : ce paramètre du tube est la fameuse «résistance équivalente de bruit». Ainsi, le circuit SRPP trouvera tout naturellement sa place dans les préamplificateurs et autres étages d'entrée.

• INCONVÉNIENTS

Le circuit fonctionne en véritable push-pull, ce qui n'est pas un défaut en soit !

Pour que ce fonctionnement soit correct, le courant traversant les 2 tubes doit être parfaitement identique, et la symétrie réelle... Cela est plus facile à dire qu'à faire puisqu'il sera difficile de trouver des tubes présentant par exemple des pentes égales pour un même point de fonctionnement. Le recours à un traceur de courbes pour le choix des tubes est une solution, malheureusement souvent inaccessible à l'amateur. Il est important de noter qu'il sera impossible de connecter une charge d'impédance relativement faible, ce que semble pourtant permettre le circuit vu son impédance de sortie, sans réduire à néant notre fragile symétrie ! En effet, le courant circulant dans la charge ne circulant pas dans le tube inférieur, ce rêve de symétrie est inmanquablement brisé. Notons que cette erreur est fréquemment commise, même dans des réalisations commerciales où les concepteurs veulent à tout prix conserver un circuit symétrique pour satisfaire le client.

• SCHÉMA ÉQUIVALENT

Nous allons étudier en détails le schéma et son équivalent dynamique petits

Figure 3

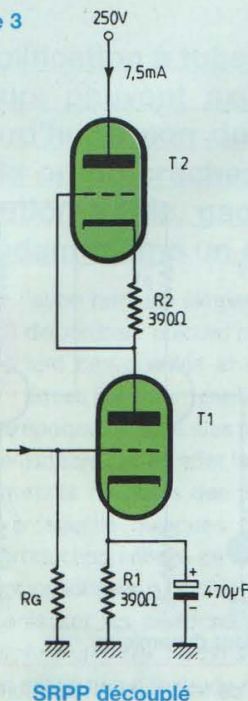
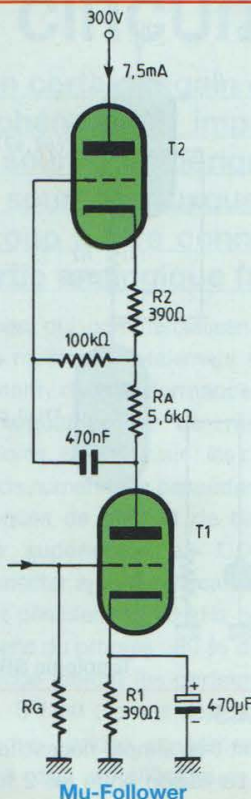


Figure 4



signaux pour le SRPP non découplé, car les équations qui s'y ramènent pourront être adaptées aux autres membres de cette famille (figure 2). Afin d'obtenir l'équation générale, nous allons appeler respectivement ρ_1 , μ_1 et ρ_2 , μ_2 les résistances internes et gain en tension des tubes T1 et T2, bien qu'il s'agisse ici d'éléments identiques, et R1 R2 leur résistance de polarisation.

$$A_v = \frac{-\mu_1(\rho_2 + \mu_2 R_2)}{(\mu_1 + 1)R_1 + (\mu_2 + 1)R_2 + \rho_1 + \rho_2} \quad (1)$$

$$Z_{OUT} = \frac{\rho_2(R_1(\mu_1 + 1) + R_2 + \rho_1)}{(\mu_1 + 1)R_1 + (\mu_2 + 1)R_2 + \rho_1 + \rho_2} \quad (2)$$

Ce qui donne dans le cas d'un circuit SRPP symétrique :

$$A_v = \frac{-\mu(\rho + \mu R)}{2((\mu + 1)R + \rho)} \approx \frac{-\mu}{2} \text{ si } \mu \gg 1$$

$$Z_{OUT} = \frac{\rho(R(\mu + 2) + \rho)}{2((\mu + 1)R + \rho)} \approx \frac{\rho}{2} \text{ si } \mu \gg 1$$

Que constatons-nous? Que le coefficient d'amplification du montage est sensiblement égal à $\mu/2$, résultat bien connu, et que l'impédance de sortie avoisine $\rho/2$.

Il apparaît d'ors et déjà que les SRPP à base de tubes ECC83 ($\rho=70 \text{ k}\Omega$), bien que possédant des qualités musicales certaines, seront incapables de pouvoir fournir une impédance de sortie suffisamment faible pour attaquer dans les meilleures conditions un étage de puissance gourmand en courant... On voit donc bien que pour atteindre un niveau de performance véritablement intéressant, il va falloir utiliser des tubes présentant à la fois un faible ρ et un μ élevé, pour autant que l'on ait besoin d'un gain important. Pour un préampli ligne ou un étage d'entrée, on peut tout à fait envisager le tube ECC88 par exemple, qui avec un μ de 33 et un ρ de $4,8 \text{ k}\Omega$ va permettre de construire un circuit déjà performant, d'autant que ce tube est très linéaire.

• EN PRATIQUE

Profitons des bonnes caractéristiques de l'ECC88 pour vérifier en pratique la fameuse dynamique des circuits SRPP. Précisons tout d'abord que la bonne isolation cathode-filament de ce tube permet de n'en utiliser qu'un seul, si l'on prend tout de même la précaution de porter le filament à $V/2$ en le raccordant à la cathode de T2. En utilisant l'ECC88 au maximum de ses possibilités en terme de tension anodique (125 V) et en lui faisant conduire un courant de 7,5 mA, nous allons obtenir une dissipation d'environ 1 W par élément, ce qui assure un fonctionnement durable de notre double triode. Alimenté en 250 V, ce qui est très raisonnable, le circuit SRPP va permettre d'obtenir à 1 kHz un signal de sortie de 80Veff avec un gain de 23 dB, où un seul tube fonctionnant dans les mêmes conditions en cathode commune n'aurait permis que 70 Veff. Lorsque l'on calcule la tension crête à crête correspondante, on se rend vite compte que le SRPP non découplé, pour peu que son impédance de sortie soit suffisamment basse, sera un driver assez efficace. A ce propos, celle-ci sera égale à $2,1 \text{ k}\Omega$, contre environ $8 \text{ k}\Omega$ pour le circuit classique. En terme de bande passante, l'avantage va là encore au SRPP qui permet d'atteindre 270 kHz contre 95 kHz pour le cathode commune ! Pas mal pour un montage à 5 composants, d'autant que la distorsion ne sera que de 0,8 % à 20 Veff en sortie contre 1 % pour son concurrent... Mais ne vous emballez pas, nous allons faire encore mieux !

SRPP DÉCOUPLÉ

• FONCTIONNEMENT

Ce circuit ne diffère du précédent que par la présence d'un condensateur de découplage sur la résistance de cathode du tube inférieur, d'où son nom (figure 3). Son fonctionnement s'en trouve bouleversé et celui-ci présente alors des caractéristiques particulières que l'on retrouvera en reprenant les équations

précédentes en donnant la valeur 0 à R1. Ainsi, on remarque que le coefficient d'amplification est bien plus élevé et approche le μ des tubes : l'appellation «mu-follower» pour ce type de circuit serait alors plus appropriée. Par ailleurs, l'impédance de sortie est notoirement plus basse, ce qui permettra d'attaquer dans de meilleures conditions l'étage suivant tout en obtenant une bande passante plus large. Le dernier avantage que présente cette configuration est de posséder une dynamique identique au SRPP précédent tout en abaissant encore le niveau de bruit. Tout cela ne doit pas faire perdre de vue que le montage y aura perdu sa symétrie et présentera de ce fait un taux de distorsion supérieur au montage non découplé parfaitement réglé... Avec l'énorme avantage sur ce dernier de pouvoir driver efficacement une charge relativement basse, et donc d'obtenir un taux de distorsion globalement inférieur. Ajoutons pour les spécialistes que la seule véritable différence entre les circuits non découplé et découplé vient du fait que la triode inférieure subit une contre-réaction en courant dans le premier cas et non dans le deuxième, ce qui explique la diminution du gain et de la distorsion, de même que l'augmentation de l'impédance de sortie.

• EN PRATIQUE

Afin de mesurer les différences existant entre les 2 circuits, reprenons le premier SRPP et effectuons la modification. Nous trouvons maintenant une impédance de sortie de 975 Ω et un signal maximal en sortie de 80 Veff pour un gain de 28,3 dB. Pour le même niveau de 20 Veff que le SRPP précédent, nous obtenons un taux de distorsion de 1,6 %, ce qui n'est pas si mal. Pour faire votre choix entre les 2 cousins, imaginez seulement ce que donnerait le SRPP non découplé si nous lui demandions, même gentiment, de servir de préampli pour casque 600 Ω , ce dont serait parfaitement capable le circuit découplé ! La distorsion serait intolérable et l'écrêtage interviendrait pour des

tensions de sortie très basses. Retenons de cette leçon que la symétrisation des circuits n'est pas toujours le meilleur moyen d'en accroître les performances...

LE CIRCUIT DIT «MU-FOLLOWER»

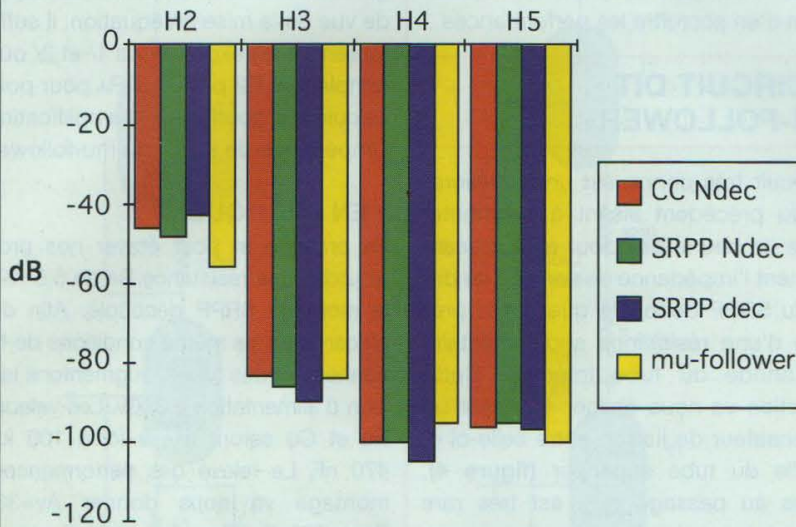
Ce circuit très connu est une amélioration du précédent visant à augmenter encore un peu le gain tout en abaissant fortement l'impédance de sortie. Il ne diffère du SRPP découplé que par la présence d'une résistance supplémentaire sur l'anode du tube inférieur. Cette adjonction va nous obliger à prévoir un condensateur de liaison entre celle-ci et la grille du tube supérieur (**figure 4**). Notons au passage qu'il est très rare dans ce type de montage de ne pas découpler R1 : il est en effet ridicule de compliquer le circuit SRPP dans le but de réduire Zout si, par ailleurs, on augmente cette impédance par la suppression de Ck... Pour être parfaitement honnête, je n'affectionne pas particulièrement ce montage, et ce pour 2 raisons principales. La première est que, pour obtenir un abaissement sensible de l'impédance de sortie, l'utilisation d'une résistance RA de valeur relativement élevée est obligatoire. Or, cette valeur engendre 3 conséquences fâcheuses : il va nous falloir augmenter la tension d'alimentation, ce qui n'est pas très grave avouons le, mais nous allons surtout constater avec regret que la bande passante s'en trouvera réduite, de même que la tension maximale de sortie. Mais ce n'est pas tout : la présence du condensateur de liaison aura pour effet de détériorer assez sensiblement le rapport S/B, si ce n'est en utilisant un modèle blindé mis à la masse (papier huilé par exemple), assez rare et onéreux, toujours encombrant et interdisant souvent de réduire les liaisons au plus court. Cela est d'autant plus dommage que le mu-follower devrait permettre, en théorie, d'obtenir une bien meilleure réjection du bruit de l'alimentation que les autres cir-

cuits, conséquence d'un fonctionnement de l'ensemble T2, R2 et RA proche d'un générateur de courant constant. Du point de vue de la mise en équation, il suffit de reprendre les expressions 1/ et 2/ où l'on remplacera R2 par R2 + RA pour pouvoir calculer le coefficient d'amplification et l'impédance de sortie du mu-follower.

• EN PRATIQUE

En pratique et pour étayer nos propos, ajoutons une résistance RA de 5,6 K Ω sur le montage SRPP découplé. Afin de se placer dans les mêmes conditions de fonctionnement des tubes, augmentons la tension d'alimentation à 300V. Les valeurs de Rg et Cg seront fixées ici à 100 k Ω et 470 nF. Le relevé des performances du montage va nous donner Av=30 et Zout=270 Ω , pour une tension maximale de sortie de 75 Veff. Compte tenu de la tension d'alimentation du montage, nous remarquons immédiatement que le circuit mu-follower n'est pas très favorable sur ce dernier point. La bande passante obtenue est quant à elle inférieure de 50 kHz par rapport au SRPP découplé. Ce circuit peut tout de même être très intéressant si l'on considère sa Zout qui atteint maintenant une valeur très faible. Il est important de remarquer à ce stade que contrairement aux deux circuits précédemment traités, le fonctionnement du tube supérieur associé à R2 et RA va approcher celui d'un générateur de courant constant de résistance équivalente très importante, ce qui est très favorable du point de vue de la linéarité. On obtient avec notre mu-follower seulement 0,38 % de distorsion à 1 kHz pour 20 Veff en sortie, ce qui est bien peu ! La résistance équivalente de cette association étant égale à $\rho + (\mu + 1)(R2 + RA)$, valeur très supérieure au ρ de T1, cette triode va pouvoir alors donner son gain maximum et être la plus linéaire possible, comme nous l'apprennent les vieux manuels d'électronique. Nous voyons ici que le montage ne se comporte plus du tout comme un push-pull, mais au contraire comme une classique triode en cathode commune, T1 chargée par une impédance très élevée,

Spectre des harmoniques des différents circuits



	CC Ndec	SRPP Ndec	SRPP dec	mu-follower
Dist à 10Veff	0,5%	0,42%	0,78%	0,38%
Dist à 20Veff	1%	0,86%	1,6%	0,17%
Gain	23,6 dB	23,8 dB	28,3 dB	30 dB
B.P à 50 Veff	96 Khz	270 Khz	400 Khz	350 Khz
Zout	8 KΩ	2,1 KΩ	975 Ω	270 Ω

A 10 Veff :	CC Ndec	SRPP Ndec	SRPP dec	mu-follower
H2	-46 dB 0,5%	-48 dB 0,4%	-43 dB 0,71%	-56 dB 0,16%
H3	-83 dB 0,007%	-86 dB 0,005%	-90 dB 0,0032%	-84 dB 0,0063%
H4	-100 dB 0,001%	-100 dB 0,001%	-105 dB 0,00056%	-95 dB 0,0018%
H5	-96 dB 0,0016%	-95 dB 0,0018%	-97 dB 0,0014%	-100 dB 0,001%

couplée à une triode montée en cathode follower T2 chargée par R2 et RA ainsi que par le tube T1. Par ces considérations, nous voyons que le montage mu-follower tend à fonctionner comme un montage single-ended...

• QUELQUES MOTS SUR LA MUSICALITÉ DE CES MONTAGES

Il ne faudrait tout de même pas oublier notre but ultime qui est de faire de la bonne musique à l'aide de nos chers tubes !

Outre l'importance qu'il faut accorder au taux de distorsion global engendré par un

circuit, plus important encore est l'aspect du spectre de distorsion de celui-ci. Il est bien connu que les harmoniques impairs, dissonants, sont de loin les plus gênants à l'écoute. Notons que la distorsion 3 est dépassée sur ce point par les harmoniques 5 et 7, bien plus désagréables encore. En fait, notre oreille ne décelant rien d'anormal pour un signal entaché par une présence d'harmonique 2 avoisinant 1%, nous sommes en droit de considérer ce critère de choix comme essentiel, à savoir peu d'harmoniques impairs, quand bien même le taux de distorsion global devrait atteindre 1%. Nous pouvons illus-

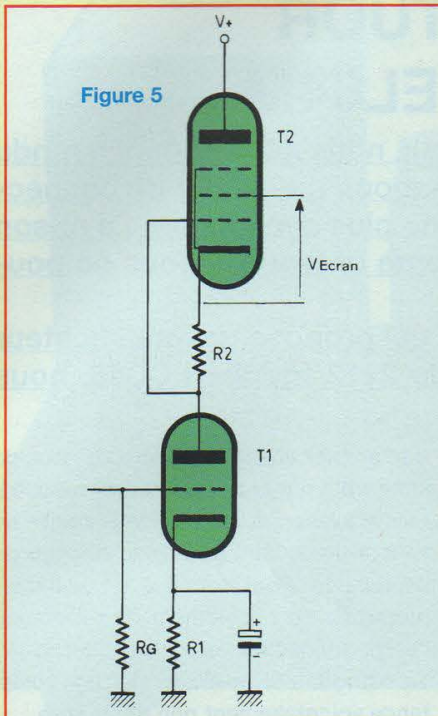
trer nos propos en comparant les deux circuits SRPP et le circuit mu-follower. Ce dernier, bien que très supérieur du point de vue de la distorsion globale, présente un spectre beaucoup moins bon que les SRPP, le modèle découplé en particulier : l'H3 n'est rejeté que 28 dB plus bas que l'H2, contre plus de 45 dB pour le SRPP ! Utilisé dans les mêmes conditions, le mu-follower génère une distorsion impaire d'environ 0,0063% contre 0,0031% pour le SRPP, ces différences, quoique faibles, étant cependant décelables à l'écoute. Ajoutons encore au profit des SRPP qu'aucun condensateur de liaison ne viendra imprimer son empreinte au signal sonore, ce qui va toujours dans le sens d'une reproduction plus réaliste. Il faut être cependant honnête et rendre justice au mu-follower ; si l'on a besoin de fournir de la puissance ou de driver un étage de sortie difficile (6C33...), ce circuit est très certainement le meilleur et produira alors moins de distorsion impaire que ses cousins qui seraient alors trop chargés par rapport à leur capacité réelle en courant. L'électronique appliquée à l'audio est décidément un art...du compromis.

SRPP ASYMÉTRIQUE TRIODE-PENTODE

Nous venons de voir qu'en dépit de ses caractéristiques très intéressantes, le mu-follower n'était pas exempt de défauts probablement dommageables sur le plan musical.

La perfection n'étant pas de ce monde, nous allons essayer, dans la mesure du possible, de préserver les qualités en éliminant autant que faire ce peu les défauts de ce circuit.

Mais qu'en est-il vraiment de nos exigences ? D'une part, il nous faut garder une faible Zout et un gain important tout en essayant d'augmenter la tension de sortie maximale et la bande passante. D'autre part, nous devons viser à l'amélioration des qualités audio en supprimant par exemple les condensateurs de liaison, mais en gardant le principe du générateur



de courant qui permet de s'approcher du fonctionnement single-ended avec une très faible distorsion... Bien que la conciliation de ces différents paramètres semblent ardue, nous allons voir qu'il est possible d'y parvenir par le biais d'un montage SRPP utilisant une pentode en lieu et place de la triode supérieure (figure 5). Comment ? Une pentode ? Ne vous offusquez pas, bien au contraire, car on ne peut que se réjouir des possibilités offertes par ce type de tube, s'il est judicieusement choisi ! Analysons un peu la situation... L'utilisation d'une pentode, vue sa résistance interne et son gain important, va nous permettre de constituer, en série avec sa résistance de cathode, un générateur de courant presque parfait de résistance équivalente égale à $\rho + (\mu + 1)R_2$, valeur notoirement plus élevée qu'avec une triode. Non contente de cela, la triode inférieure T1 dont la charge sera infiniment plus grande que sa résistance interne, va nous donner un gain et une linéarité maximale, surtout si l'on choisit pour celle-ci un tube à grille cadre, souvent très performant sur ces points et présentant habituellement un faible ρ .

Par ailleurs, la résistance RA n'étant plus nécessaire, nous la supprimerons sans autre forme de procès et retrouverons avec bonheur une liaison directe entre nos deux tubes avec les avantages que celle-ci apporte, et nous serons heureux de constater que les qualités du SRPP seront ainsi rétablies ! Certains lecteurs sceptiques peuvent penser que l'utilisation d'une pentode va dégrader le rapport S/B, le bruit généré par ce type de tube étant, il est vrai, supérieur à celui des triodes. En fait, vu son mode de fonctionnement en cathode-follower, la pentode va être ici particulièrement silencieuse, d'autant que sa pente sera élevée. Bien que les critiques envers ces tubes soient souvent fondées en amplification, force est de constater qu'ils constituent des suiveurs très performants, supérieurs en tous points aux triodes : leur très faible Cgk leur confère par exemple une bande passante extrêmement large. Tout cela paraît bien idyllique, mais qu'en sera-t-il de l'impédance de sortie du montage. Je vous propose pour éclaircir ce point de revenir une dernière fois à l'équation 2/, sachant qu'à présent ρ_2 et μ_2 sont les caractéristiques d'une pentode. Nous voyons immédiatement que Zout est proportionnelle à ρ_1 et inversement proportionnelle à la pente de T2 :

$$(S_2 = \frac{\mu_2}{\rho_2})$$

ainsi qu'à la résistance de polarisation R2. Pour être parfaitement exact, remarquons que Zout croît aussi avec ρ_2 , mais, dans des proportions bien moindres que ρ_1 , si bien que nous n'aurons pas trop à nous en soucier.

Nous possédons maintenant les critères de choix nous permettant d'atteindre notre but, à savoir choisir pour T1 une triode à faible résistance interne, et opter pour une pentode T2 à forte pente et/ou une résistance R2 élevée. Ce sont ces deux derniers points qui appellent le plus de commentaires : en effet, certaines pentodes comme l'ECL82 peuvent donner de très bons résultats bien que présentant

une pente assez modeste de 7 mA/V. Leur recul de grille étant à l'origine de tensions de polarisation assez fortes pour les faibles courants, la valeur de la résistance R2 sera relativement élevée et permettra d'accéder à une Zout plus faible qu'avec d'autres tubes à forte pente ! Nous nous heurtons fatalement à une vérité immuable : ces dernières possèdent toujours de faibles tensions de polarisation, conséquence même de leur faible recul de grille et de leur forte pente. Les lois de la physique étant impénétrables, c'est là que le savoir faire va intervenir, puisqu'il n'y a pas de recette miracle.

Heureusement, les bonnes pentodes ne manquent pas, surtout si l'on puise dans les excellents modèles à grille cadre destinés aux usages TV.

A très bientôt pour l'étude d'un montage qui permettra d'évaluer les différences entre SRPP tout triode/SRPP triode-pentode et la présentation de l'ultime amélioration de ces circuits qu'est le béta-follower.

NB : le tube utilisé pour nos différents essais n'est pas l'ECC88 comme mentionné dans cet article, mais son équivalent russe qui est le 6H23. Les différences du point de vue électrique sont négligeables, mais le 6H23 possède des qualités en terme de bruit et de microphonie qu'il est très difficile de retrouver chez les ECC88, même dans les meilleures marques. Si cette référence militaire ne vous est pas familière, sachez seulement que son équivalent civil n'est autre que la 6922 très connue de chez Sovtek, universellement utilisée par Audio-Research et facilement disponible. La 6922 possède de plus la particularité intéressante de posséder une excellente isolation cathode-filament (150V), ce qui permet de n'utiliser qu'un tube pour réaliser un SRPP complet. Il faudra dans ce cas référencer le filament directement à la masse, ce qui sera avantageux du point de vue rapport S/B.

Jérôme Gest

SINGLE END EN QUATUOR AVEC TUBES 7189 OU EL84M

Mise à part la question de puissance de sortie de l'amplificateur, nous nous sommes rendu compte à plusieurs reprises en étudiant nos différentes réalisations que le fait de connecter en parallèle plusieurs tubes permettait d'obtenir une écoute plus dynamique. La raison en est-elle l'abaissement de la résistance interne (ρ) équivalente obtenue ? Nous ne pouvons l'affirmer.

Nous n'irons pas avec cette étude aussi loin que ce fabricant qui propose un amplificateur original dont l'étage de sortie se compose d'un push-pull de 2x12 triodes ECC83, nous nous limiterons à 4 tubes.

Les tubes, suivant la tension d'alimentation et l'impédance primaire du transformateur de sortie, pourront être variés sur la base du schéma proposé. Nous avons opté pour la 7189 ou l'EL84M.

Nous savons également, pour l'avoir expérimenté sur un autre montage, que le fait d'attaquer les grilles des tubes de puissance à basse impédance permettait

d'améliorer la réponse aux fréquences élevées entre 10 et 20 kHz. Pour cette raison, l'étage de commande est en configuration Mu-Follower et utilise la triode/pentode ECF82.

NOTRE SCHÉMA SANS C.R.

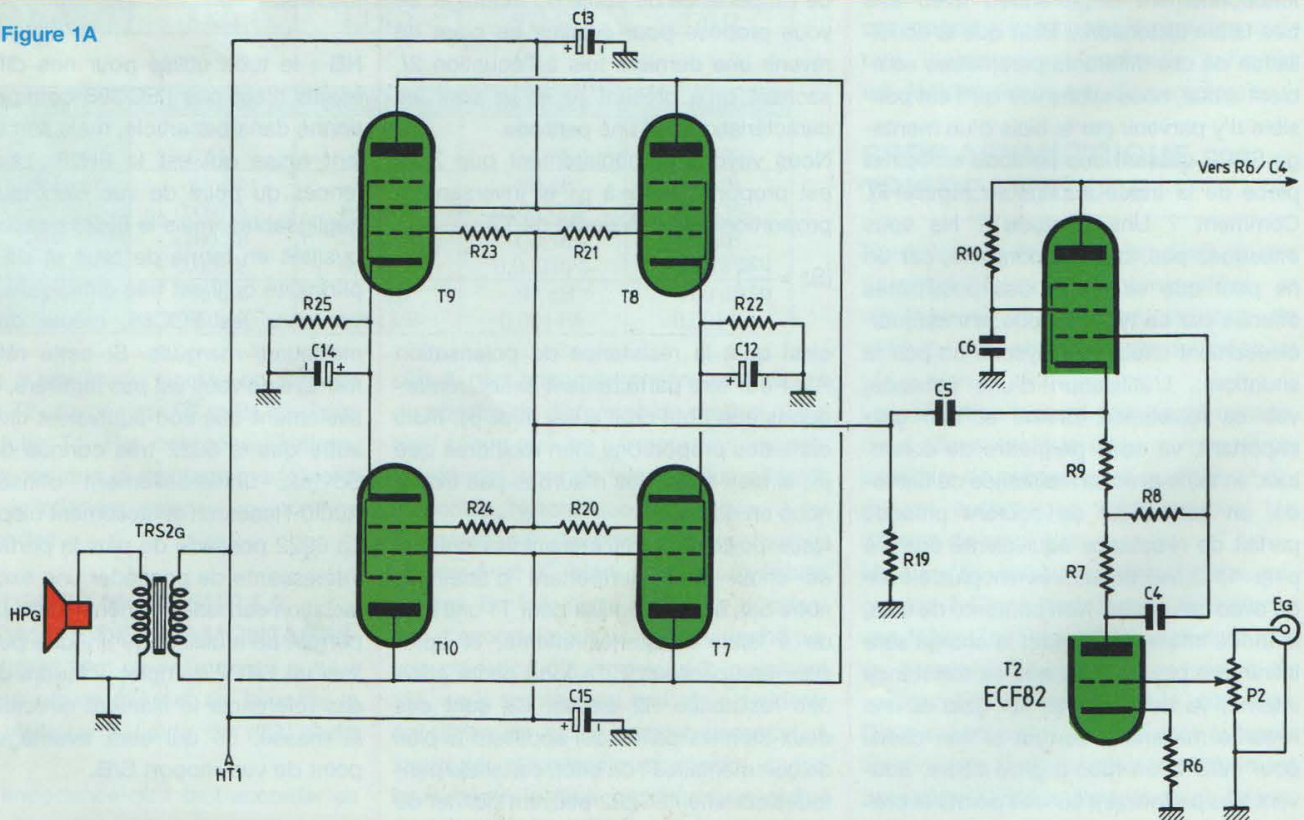
Il est simple et comporte 5 tubes par canal. La figure 1 nous propose les deux voies

de l'amplificateur. Nous voyons tout de suite qu'il n'y a pas de contre-réaction. La modulation est appliquée à la grille de l'étage triode de l'ECF82, le dosage de l'amplitude étant confié à un potentiomètre qui sert également de résistance de charge de l'entrée.

La cathode est polarisée par une résistance volontairement non découplée.

Le signal amplifié est prélevé sur l'anode

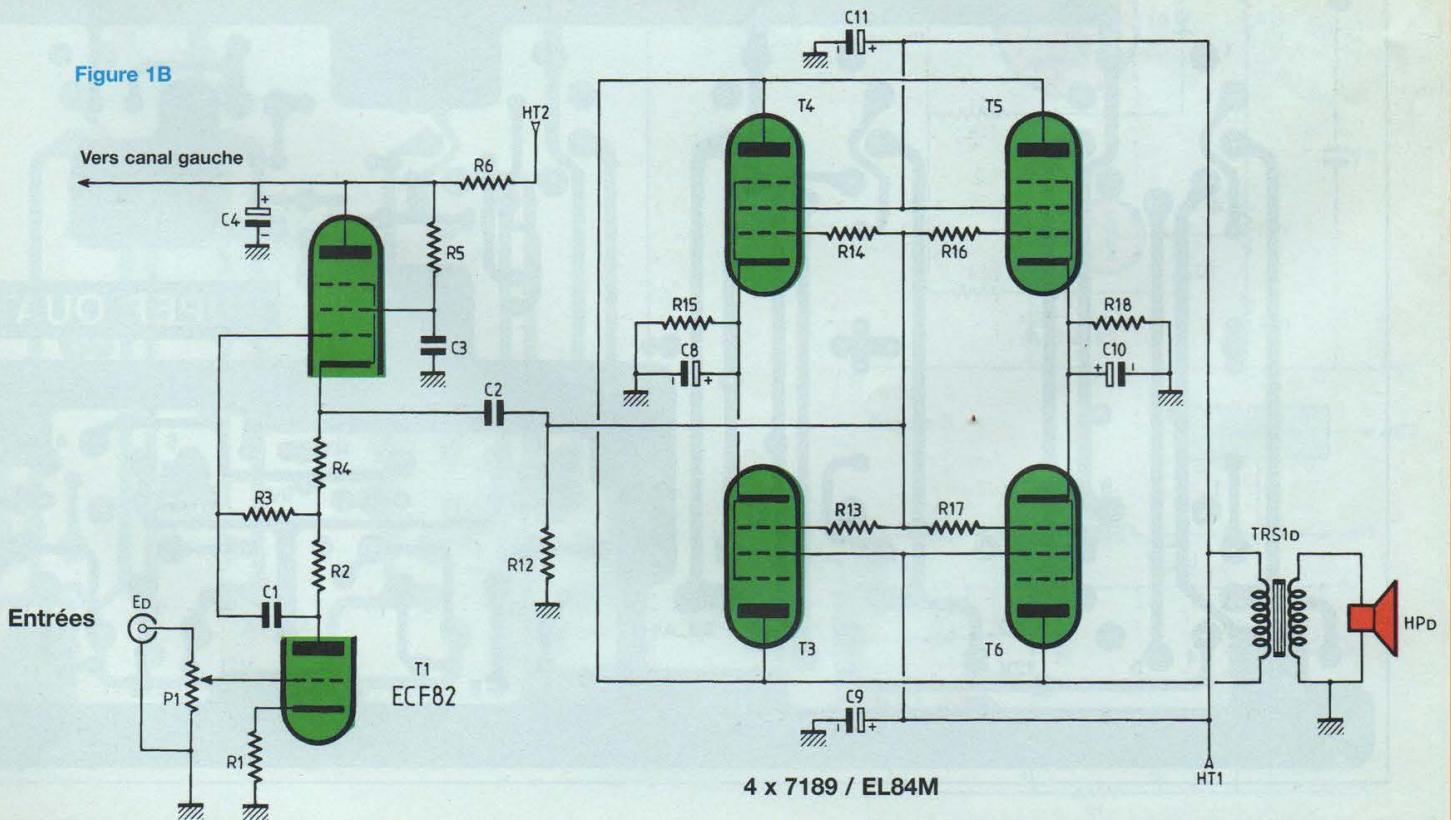
Figure 1A



AVEC... OU SANS CONTRE RÉACTION ?



Figure 1B



SINGLE END EN QUATUOR DE 2 x 20 Weff / 8 Ω

pour être injecté dans la grille de «commande» de la pentode. Sa résistance de «fuite» R3 est connectée au point commun des résistances de charge d'anode pour la triode et de cathode pour la pentode.

La grille «écran» est polarisée à partir de la HT2 par le réseau R5/C3.

L'anode est directement reliée à ce même potentiel, la HT2 étant appliquée à une cellule de filtrage R6/C4.

Le gain en tension du Mu-Follower est important, de l'ordre de 23,8, ce qui donne une basse sensibilité d'entrée pour moduler à fond les grilles des tubes de puissance.

Si la tension de cathode de la triode est relativement basse, il n'en est pas de

même pour celle de la pentode. On ne peut donc appliquer directement la modulation aux grilles des tubes de puissance, d'où la présence du condensateur de liaison C2.

Ce condensateur après s'être chargé bloque la tension continue et ne se laisse traverser que par le signal alternatif.

La résistance R12 sert de résistance de «fuite de grille» pour les pentodes de sortie, tandis que les éléments R13, R14, R16 et R17 stabilisent leur fonctionnement et leur évitent une possible mise en oscillation.

Les tubes de puissance sont polarisés deux par deux par des cellules R/C reliées à leurs cathodes.

Les grilles «écran» sont directement

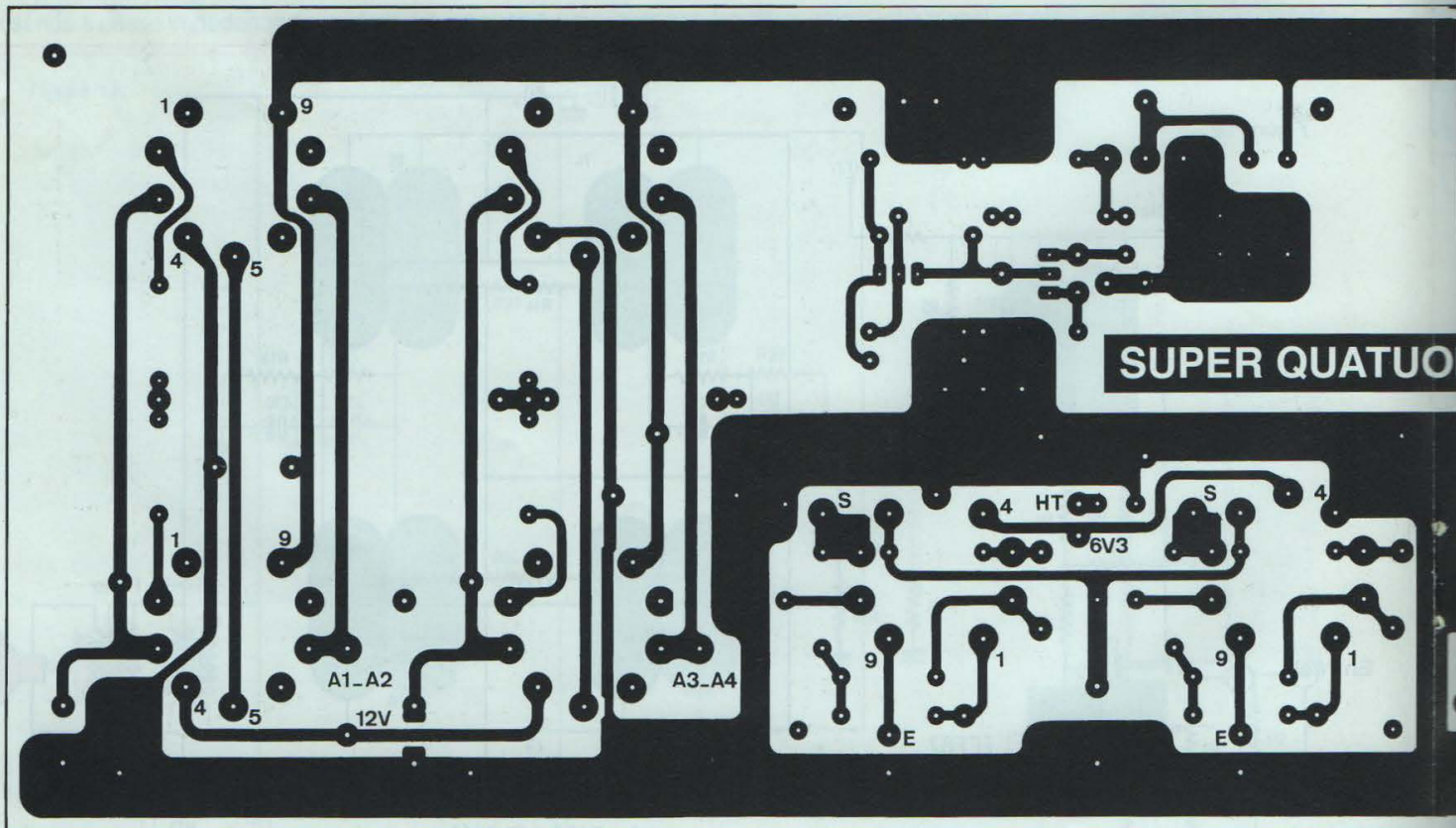
connectées à la HT1, tandis que les anodes se retrouvent réunies sur la même cosse du primaire du transformateur de sortie.

Le filtrage de la HT1 est renforcé par les condensateurs C9 et C11 afin d'obtenir un rapport signal/bruit élevé, ce que nous constaterons avec les mesures publiées en fin d'article.

• LA HAUTE TENSION HT2

Elle est obtenue à partir de notre classique stabilisation que nous reproduisons en **figure 2**. C'est un schéma éprouvé qui nous a servi à maintes reprises. Il est simple et efficace et si les diodes zéners haute tension ont tendance à générer un léger bruit de fond, celui-ci est exterminé

Figure 4



AVEC... OU SANS CONTRE RÉACTION ?

par un filtrage complémentaire en sortie avant d'alimenter les ECF82.

• LES FILAMENTS

Ils sont tous alimentés en continu, en +12 V pour les tubes de puissance et en +6,3 V pour les ECF82. La **figure 3** nous indique le processus de transformation à partir d'un enroulement 12 V~ du transformateur d'alimentation.

La consommation est importante (0,76 A par tube de puissance), après redressement le filtrage doit donc être conséquent, d'où la présence de deux condensateurs de 47 000 μ F/16 V.

Le 6,3 V est obtenu à partir d'un régulateur de tension fixe de +6 V encapsulé dans un boîtier T0220.

• LA HAUTE TENSION HT1

Elle est obtenue à partir d'un enroulement de 2x300 V~. Deux diodes effectuent le redressement et la haute tension est prélevée entre le point commun des cathodes des diodes et le point milieu du transformateur.

Une cellule de filtrage en π permet d'alimenter l'amplificateur avec une tension continue débarrassée de toute résiduelle de ronflette à 100 Hz.

LA RÉALISATION

• L'ÉLECTRONIQUE

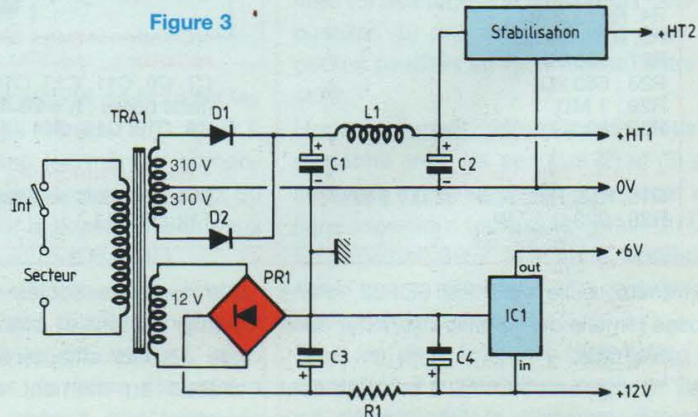
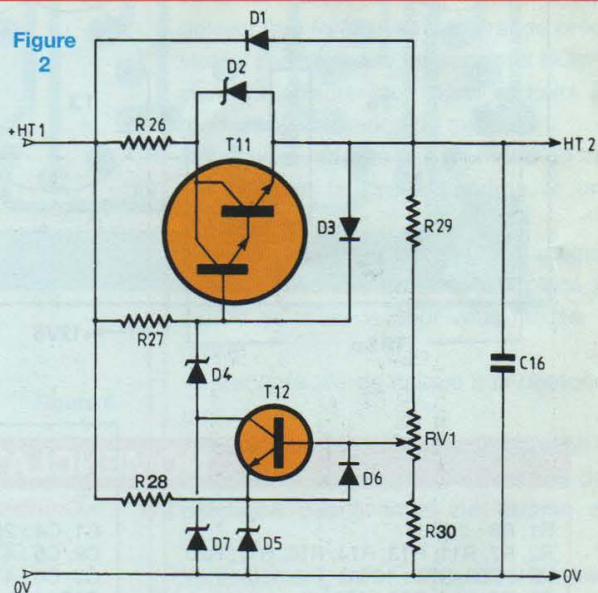
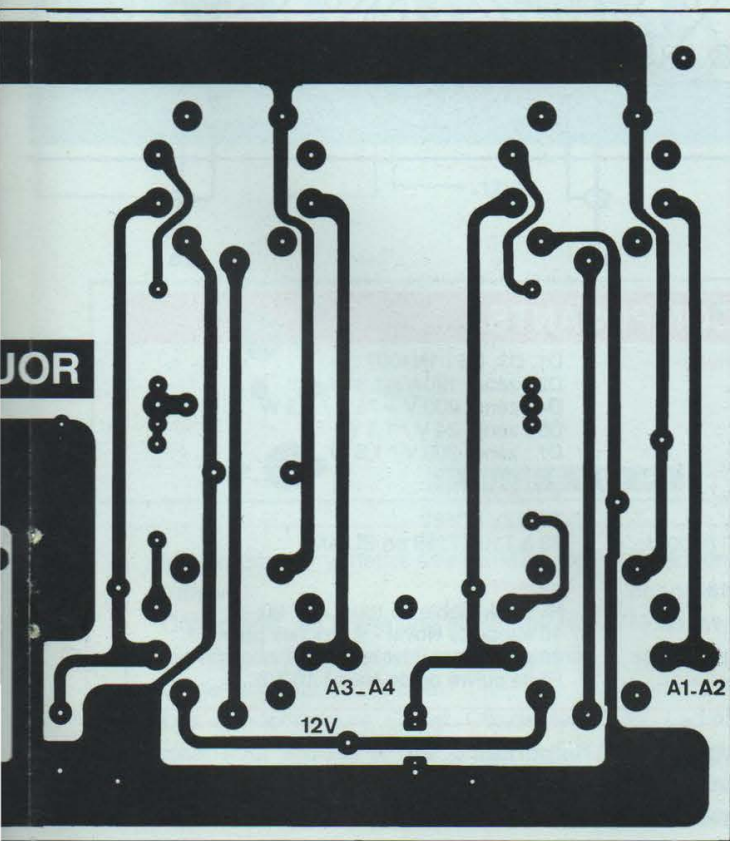
La grande majorité des composants se trouve regroupée sur un grand circuit imprimé de 285x110 mm.

Le dessin des liaisons cuivrées vous est communiqué en **figure 4** à l'échelle 1. Nous remarquons que les filaments des tubes de puissance, broches 4 et 5, sont reliés en série deux à deux, d'où cette tension de 12 V pour le chauffage. Ce potentiel est référencé par rapport à la masse.

Le plan de câblage de la **figure 5** doit vous permettre de mener à bien la mise en place et le soudage des composants en vous aidant de la nomenclature.

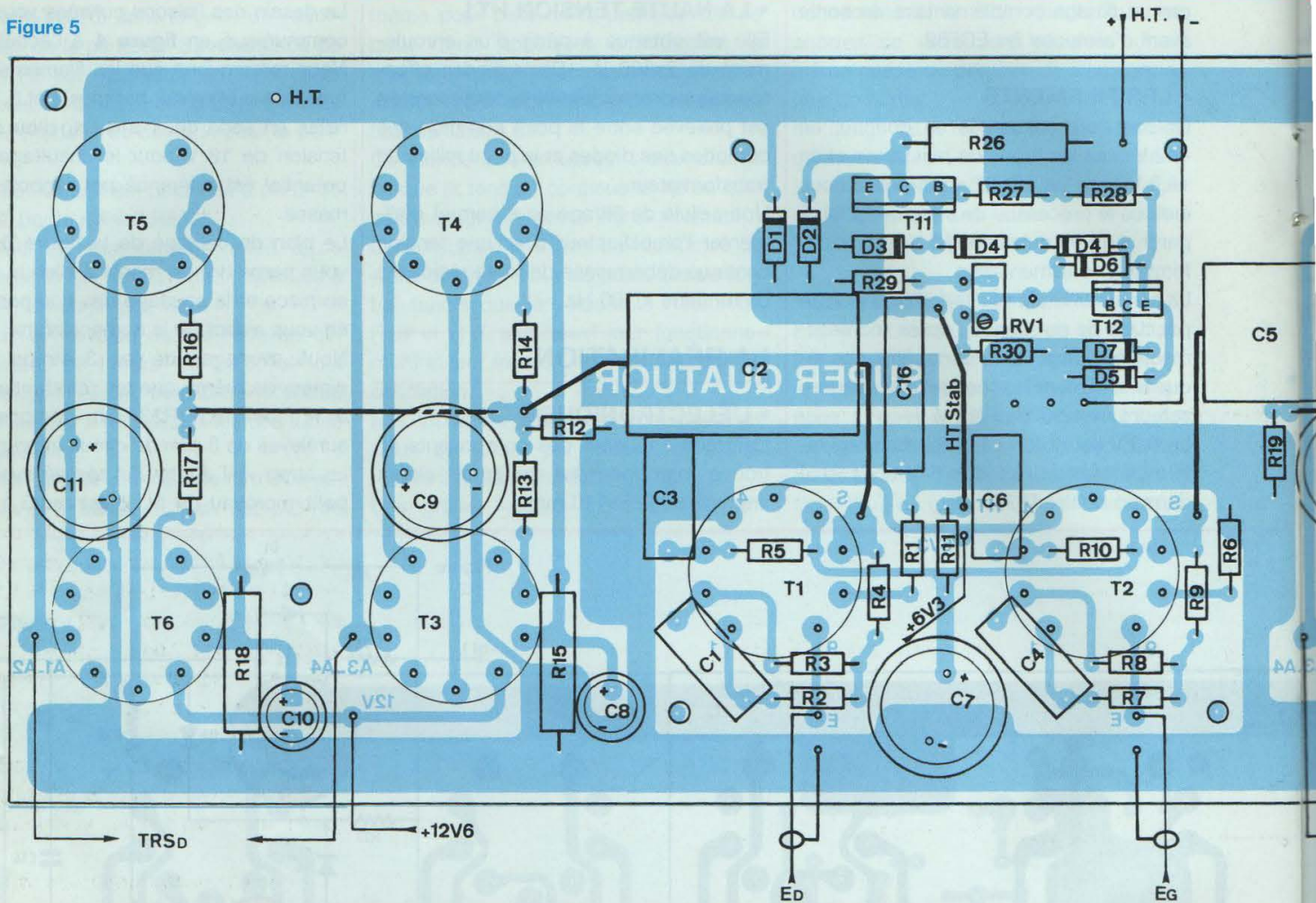
Nous avons soudé les 3 straps côté pistes, de même que les résistances de 3 W : R15/R18/R22/R25, composants surélevés de 5 mm du circuit imprimé.

Le strap «HT Stab» est réalisé avec un petit morceau de fil. Il est muni à une



SINGLE END EN QUATUOR DE 2 x 20 Weff / 8 Ω

Figure 5



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

• Résist. à couche métallique ±5 % -1 W

R1, R6 : 2,2 kΩ
 R2, R7, R11, R13, R14, R16, R17, R20,
 R21, R23, R24 : 10 kΩ
 R3, R8, R12, R19 : 470 kΩ
 R4, R9 : 1,2 kΩ
 R5, R10 : 39 kΩ
 R27 : 100 kΩ
 R28 : 680 kΩ
 R29 : 1 MΩ
 R30 : 82 kΩ

• Autres résistances

R15, R18, R22, R25 : 82 Ω / 3 W
 R26 : 220 Ω / 7 W

• Condensateurs non polarisés

C1, C4 : 220 nF / 250 V
 C2, C5 : 470 nF / 630 V (axial)
 C3, C6 : 470 nF / 250 V
 C16 : 100 nF / 630 V

• Condensateurs chimiques radiaux

C7, C9, C11, C13, C15 : 47 μF / 400 V
 (taille basse : h = 20 mm)
 C8, C10, C12, C14 : 470 μF / 16 V

• Semiconducteurs

T11 : BDV65C ou équivalent
 T12 : BUT11

D1, D3, D6 : 1N4007
 D2 : zéner 120 V / 1,3 W
 D4 : zéner 200 V + 75 V / 1,3 W
 D5 : zéner 24 V / 1,3 W
 D7 : zéner 200 V / 1,3 W

• Tubes

T1, T2 : ECF82
 T3 à T10 : 7189 ou EL84M

• Divers

RV1 : ajustable 25 tours / 47 kΩ
 10 supports Noval - 9 broches pour C.I.
 20 picots à souder ronds
 Fil de cuivre rigide étamé 10/10°

extrémité, celle vers les ECF82, d'une cosse femelle qui va aller s'enficher dans le picot mâle.

Les 10 supports NOVAL 9 broches sont soudés côté pistes cuivrées. Veillez à ce

que tous les socles soient bien à la même hauteur et bien horizontaux afin que ceux-ci affleurent à la surface du châssis au moment de la fixation du module.

Important :

La mise à la masse châssis du module se fait sous le condensateur C7.

Il faut donc que le forage à ø3 mm soit ensuite, côté composants, chanfreiné

AVEC... OU SANS CONTRE RÉACTION ?

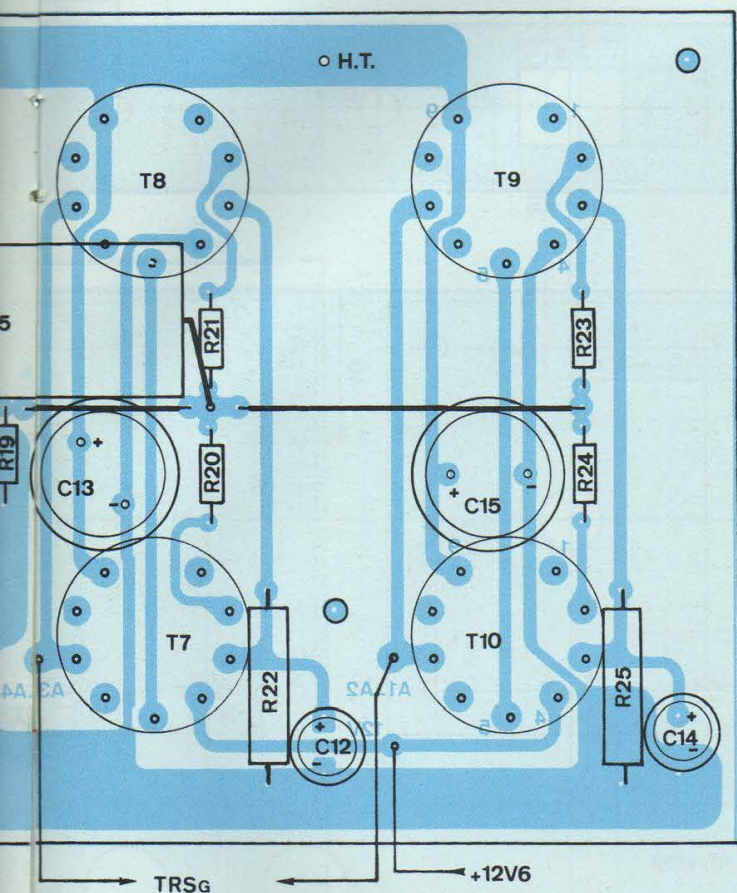
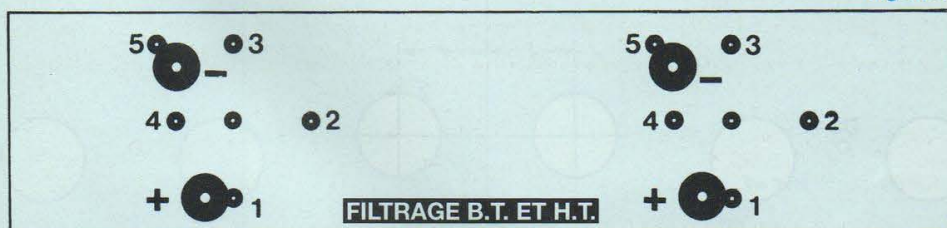


Figure 6



afin de pouvoir y mettre une vis M3 à tête fraisée.

Côté pistes, on utilise une entretoise filetée femelle/femelle de 15 mm, raccourcie à une longueur de 14 mm.

Les condensateurs C2 et C5 de type axial sont soudés à des picots mâles. Attention, côté ECF82, il y a présence de haute tension. C'est pour cette raison que nous avons isolé la patte du composant (souplisso rouge).

Extérieurs à cette platine, se trouvent les condensateurs de filtrage H.T. et B.T. Nous avons utilisé les mêmes composants pour la haute tension que ceux du Led n°170 et pour la basse tension ceux du Led n°172 (push-pull de 845).

Ces condensateurs présentent l'avantage de posséder des picots qui viennent se souder à un circuit imprimé, d'où quelques forages de faible diamètre à prévoir dans le châssis plutôt que de

grandes découpes. Le circuit imprimé vous est rappelé en figure 6.

• LA MÉCANIQUE

Très satisfaits du coffret en aluminium adopté pour les blocs de puissance P.P. 845, nous le réutilisons ici, sa surface permettant d'y regrouper aisément tous les éléments. De référence 226-117 (code Radiospares), il est maintenant distribué par nos annonceurs : Radio-Prim, Saint Quentin Radio, ACEA.

La figure 7 vous montre le travail à effectuer, que des trous à forer si vous adoptez le transformateur en «cuve», rien de bien complexe (par contre 3 fenêtres à découper pour des modèles capotés).

Le plus délicat dans ces perçages se trouve au niveau des 10 trous de $\varnothing 22$ mm qui doivent être forés avec une grande précision si l'on veut que les supports NOVAL viennent affleurer aux bons endroits au moment de la fixation du module.

Nous avons adopté une méthode de travail utilisant le circuit imprimé et une feuille de calque :

- Faire une photocopie du CI de la figure 4. Nous l'avons volontairement placé au centre de la revue pour vous faciliter la tâche.

- Fixer la feuille de calque à la photocopie.

- Tracer le pourtour du circuit imprimé et matérialiser par des croix les centres des perçages des 5 trous de fixation du module.

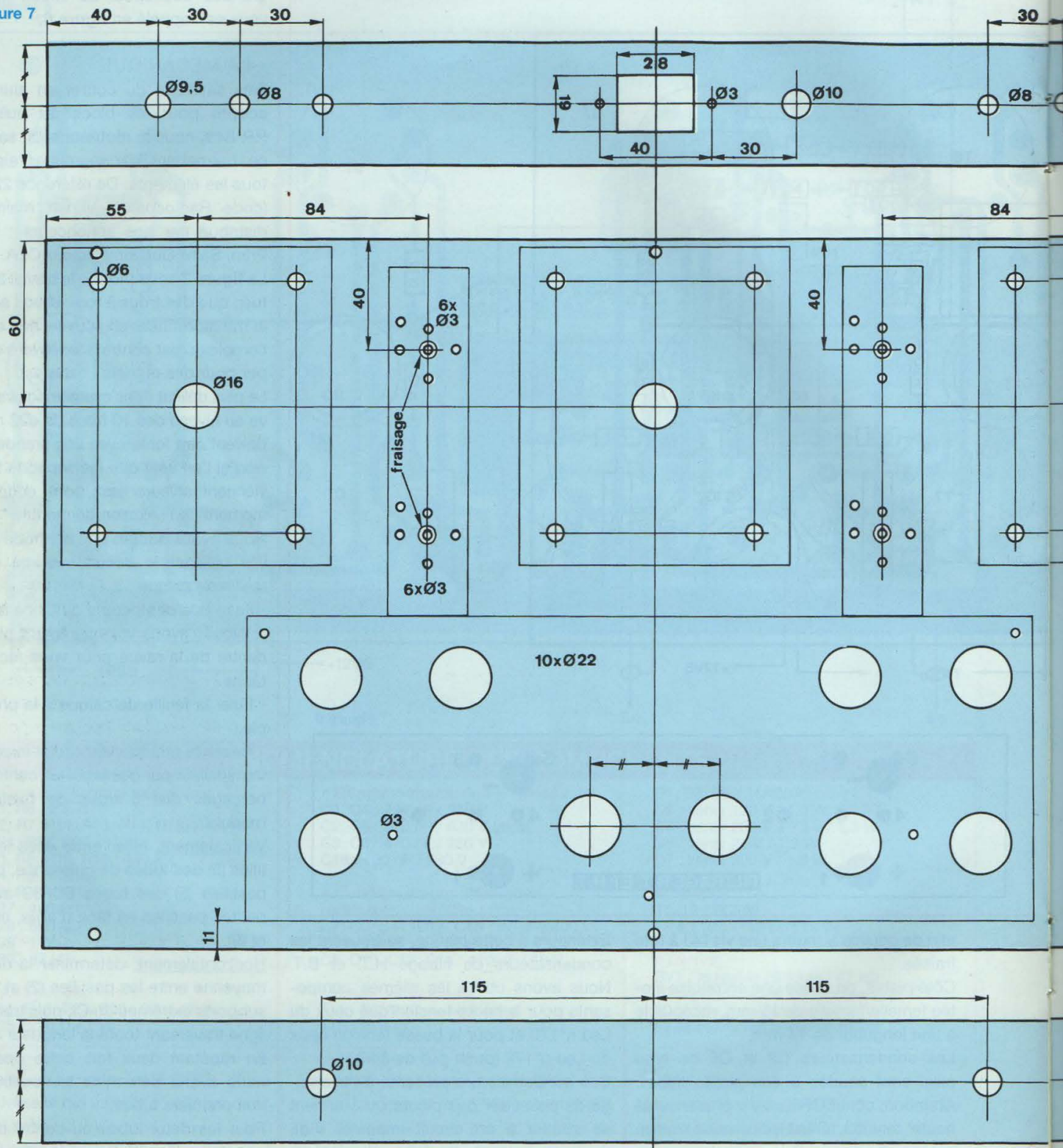
Verticalement, relier entre elles les pastilles (5) des tubes de puissance, puis les pastilles (5) des tubes ECF82 avec les petites pastilles en face d'elles, entre (1) et (9).

Horizontalement, déterminer la distance moyenne entre les pastilles (2) et (3) des supports extrêmes du CI, puis tracer une ligne traversant toute la longueur du CI. En répétant deux fois cette opération, nous avons déterminé les centres des huit premiers tubes.

Pour les deux tubes au centre de l'implantation, il suffit de faire la même chose en déterminant la distance moyenne

SINGLE END EN QUATUOR DE 2 x 20 Weff / 8 Ω

Figure 7



AVEC... OU SANS CONTRE RÉACTION ?

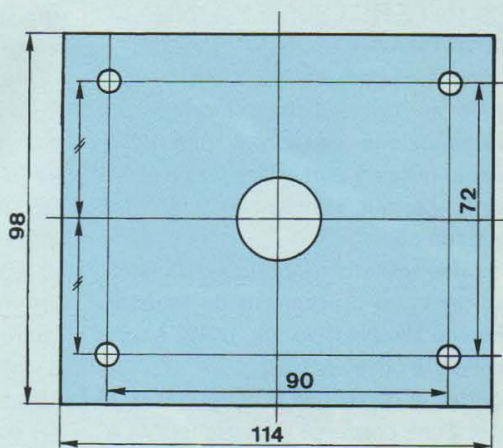
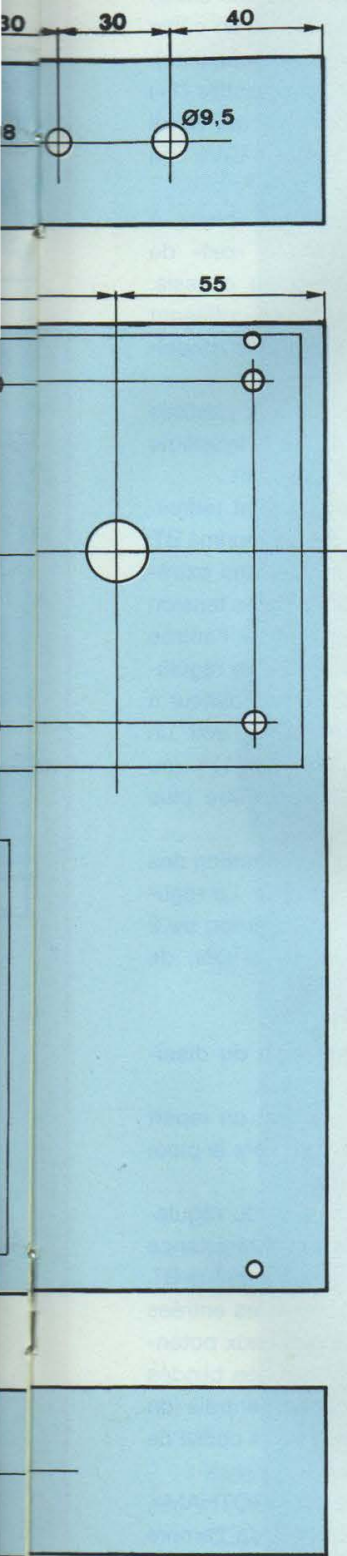


Figure 8A (échelle 1/2)

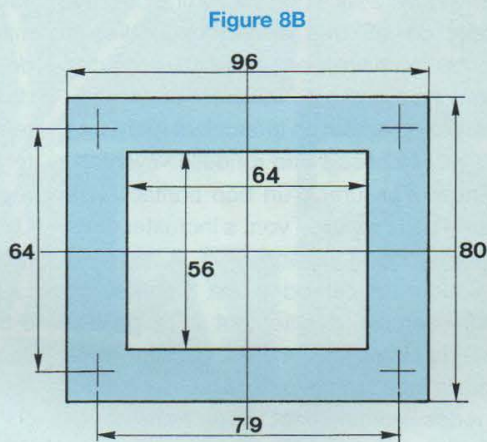


Figure 8B

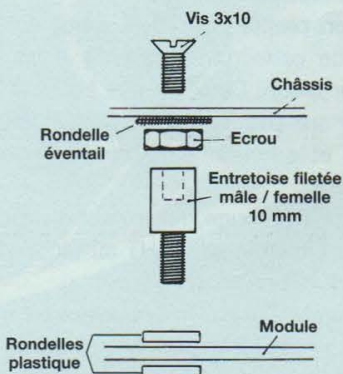


Figure 9

entre les pastilles (7) et (8) du support de gauche puis celle entre les pastilles (2) et (3) de celui de droite. Tracer la ligne horizontale qui détermine les deux autres centres.

- L'emporte-pièce de $\varnothing 22$ mm utilisé à une pièce mobile, la matrice, dont le diamètre est de $\varnothing 29$ mm.

Nous allons donc tracer 10 cercles de $\varnothing 29$ mm autour des axes déterminés précédemment.

Ces circonférences vont nous permettre de bien positionner la matrice au moment du serrage de la vis de l'emporte-pièce. Une grille de cercles de diamètres impairs facilite ce travail et permet de se passer d'un compas.

C'est terminé, ou vous utilisez votre feuille de calque ou vous en faites une photocopie.

- Il ne reste plus qu'à coller la feuille suivant les indications données en figure 7. Concernant les modules de filtrage basse et haute tension, on peut utiliser directement le circuit imprimé. Les pistes cuivrées doivent être plaquées contre l'aluminium. Il y a 12 forages à repérer chaque fois, ce qui peut se faire avec un crayon à papier.

L'utilisation de transformateurs en cuves facilite la mécanique, puisqu'il n'y a que 5 trous à forer dans le châssis pour chacun d'eux, ce qu'indique la **figure 8A**. Par contre un transformateur capoté en plus des 4 trous de fixation requiert la découpe d'une fenêtre pour laisser le libre passage à la carcasse, ce qu'indique la **figure 8B**.

- Préparation du châssis

Tous les éléments mis en place et collés au châssis, on peut procéder aux poinçonnages des trous. On commence ensuite tous les forages avec un foret de $\varnothing 2$ mm de façon à obtenir un bon centrage.

La découpe de la fenêtre de 19×28 mm dans la face arrière s'obtient aisément avec une scie à lame abrafil, la finition se faisant à la lime plate.

L'emporte-pièce de $\varnothing 22$ mm ayant une

vis de serrage de $\varnothing 10$ mm, il est souhaitable de forer les 10 trous à $\varnothing 12$ mm de façon à avoir un peu de «jeu», celui-ci permettant de centrer parfaitement la matrice au moment du serrage.

• EQUIPEMENT DU CHÂSSIS

On commence par mettre en place les 4 pattes de fixation du module (la 5^{ème} étant déjà vissée au circuit imprimé), conformément à la **figure 9**.

On peut alors descendre le module dans les 4 tiges filetées des entretoises, vérifier que les supports apparaissent correctement centrés pour parvenir à embrocher les 10 tubes au moment des essais.

On équipe ensuite la face arrière de ses différentes prises ainsi que la face avant des deux potentiomètres de volume.

Fixer les transformateurs, celui d'alimentation étant inséré au milieu de ceux de sortie.

Souder les 4 condensateurs de filtrage à leurs circuits imprimés, ceux de la basse tension étant situés vers la gauche, face avant vers soi. Bien plaquer ceux-ci contre le châssis au moment du soudage.

Vérifier à l'ohmmètre que les pastilles (1) et (5) sont bien isolées du châssis.

• L'ÉQUERRE DE DISSIPATION

Il s'agit d'une équerre en «L» en aluminium de 4 mm d'épaisseur de 40 x 40 x 70 mm.

Cette équerre est maintenue au châssis en utilisant une des vis de fixation du transformateur d'alimentation.

Elle va recevoir le pont redresseur basse tension ainsi que le régulateur 6 V.

Elle sert également de renfort de consolidation pour le châssis, sa hauteur étant juste ce qu'il faut pour tenir éloignés les capots supérieur et inférieur du châssis.

La photographie des interconnexions vous montre son positionnement ainsi que ceux des deux composants. Un plan de perçages est totalement inutile, la photo parle d'elle même.

LES INTERCONNEXIONS

Comme la plupart des composants sont soudés au grand circuit imprimé, les interconnexions ne seront pas nombreuses, mises à part celles des alimentations, ce qui supprimera bien des erreurs de câblage.

- Cas des transformateurs en cuves.

- Souder un fil du primaire du transformateur d'alimentation (fil bleu) à une cosse de la prise secteur.

- Souder le deuxième fil du primaire (fil rouge) à une cosse de l'interrupteur M/A. Repartir de l'autre cosse de l'interrupteur (fil rouge) vers l'autre cosse de la prise secteur.

- Munir les 2 fils jaune/vert d'une cosse à «œil» de $\varnothing 5$ mm et bloquer celles-ci contre le châssis en utilisant les vis des fixations arrières du transformateur d'alimentation et tout en intercalant entre tête de vis et châssis une rondelle «éventail» afin de s'assurer d'un bon contact. Les dents de la rondelle vont s'incruster dans l'aluminium au serrage.

- Souder les cathodes des 2 diodes de redressement directement à la pastille (1+) du circuit imprimé HT, pastille située vers la face arrière, puis raccorder à leurs anodes l'enroulement HT du transformateur (fils noir et orange).

- Munir le point commun de la haute tension (fils marron et jaune) d'une cosse à «œil» de $\varnothing 5$ mm et aller bloquer celle-ci avec les fils jaune/vert.

- On en profite pour faire partir également de cette masse/châssis 3 fils de couleur bleue. Deux de ces fils iront se souder aux pastilles (5-) du circuit imprimé HT et le troisième au bornier (-) de la sortie HP.

- Avec du fil rouge, relier l'autre pastille (1+) du circuit imprimé HT au picot +HT du module principal.

- Connecter l'enroulement basse-tension de 12 V du transformateur au pont redresseur vissé à l'équerre de refroidissement (fils gris et blanc).

- Relier la cosse (+) du pont à la pastille

(1+) du circuit imprimé BT, pastille située vers la face arrière (utilisation d'un câble orange de bonne section sur la maquette).

- Faire de même avec l'autre pastille (1+) et du câble de même couleur qui va lui aller alimenter les picots +12V6 du module principal.

- Equiper 3 longeurs de fils «bleu», à une extrémité, de cosses à «œil» de $\varnothing 5$ mm et visser celles-ci au châssis, comme précédemment, en utilisant l'autre tête de vis, sans oublier la rondelle «éventail».

- Souder deux de ces fils aux pastilles (5-) du circuit imprimé BT et le troisième au bornier (-) de l'autre sortie HP.

- Connecter la cosse (-) du pont redresseur à la pastille (5-) du circuit imprimé BT.

- Avec un fil «rouge», souder une extrémité à la pastille (1+) de la basse tension de 12 V, puis l'autre extrémité à l'entrée du régulateur 6 V. Concernant ce régulateur, on peut soit utiliser un régulateur à tension fixe en boîtier TO220, soit un régulateur ajustable genre LM317T (ou LM317K en boîtier TO3) peut-être plus facile d'approvisionnement).

La **figure 10** vous indique la fonction des 3 broches de ces composants. Le régulateur LM317T nécessite l'insertion de 2 résistances pour obtenir la tension de 6 V, de part la relation :

$$V_{out} = 1,2 V (1 + R2/R1).$$

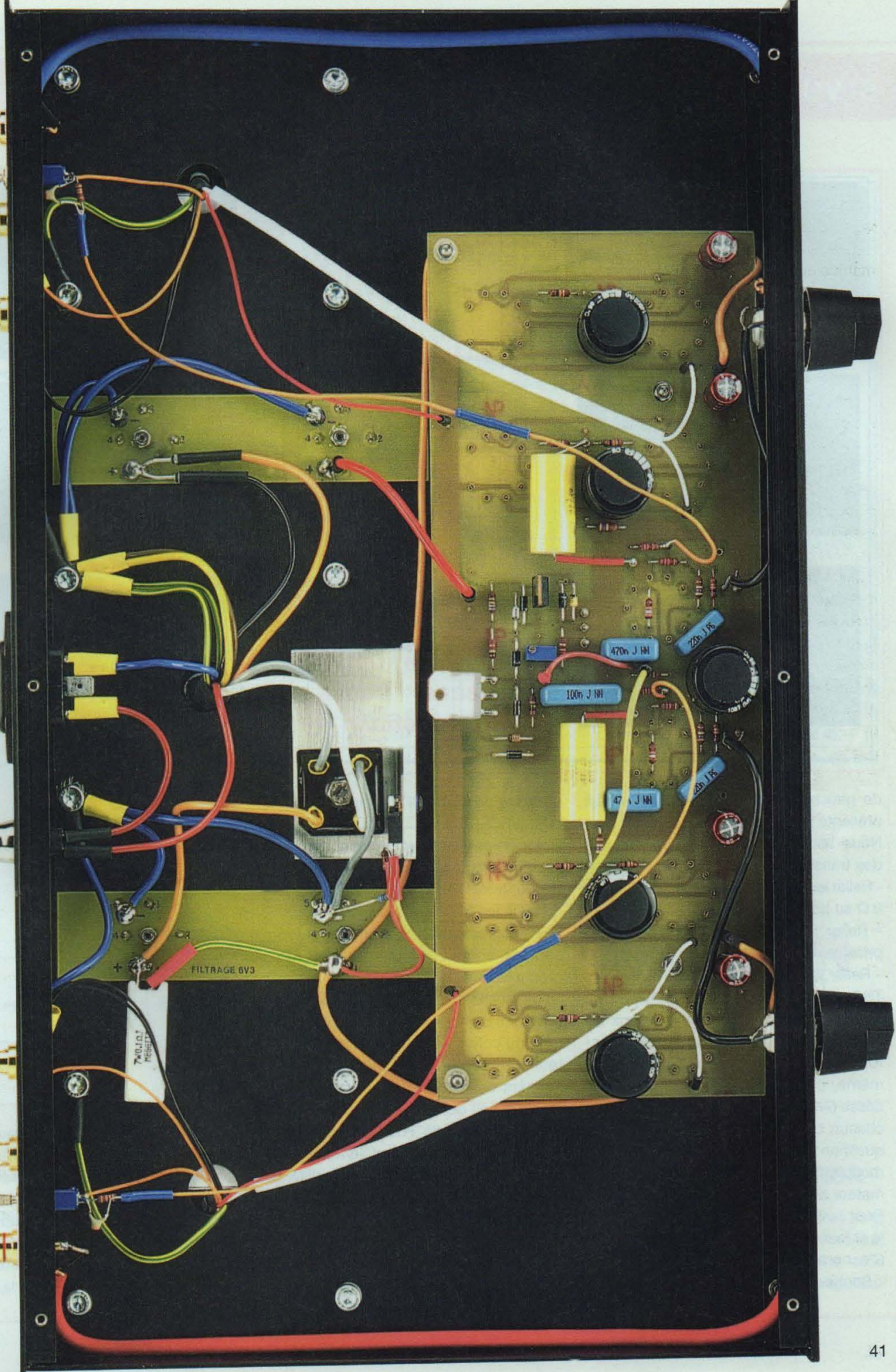
Le régulateur doit être isolé du dissipateur.

- Toujours avec un fil «jaune», on repart de la patte (S) du régulateur vers le picot +6V3 du module principal.

- Relier la patte de «masse» du régulateur fixe ou l'extrémité de la résistance R2 à la pastille (5-) du circuit imprimé BT.

- Avec du câble blindé, relier les entrées Ed et Eg du module principal aux potentiomètres de volume. L'âme des blindés est à souder sur la cosse centrale du potentiomètre et la tresse sur la cosse de droite.

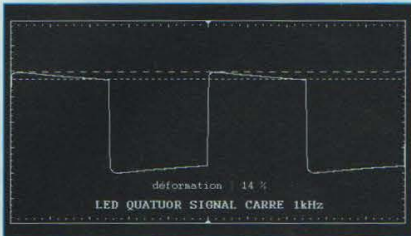
- Avec du blindé genre «GOTHAM», connecter les prises CINCH de l'arrière du châssis vers les potentiomètres de volume. L'âme est à souder sur la cosse



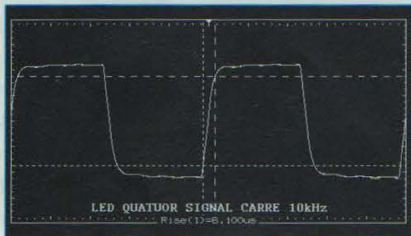
SINGLE END EN QUATUOR DE 2 x 20 W_{eff} / 8 Ω



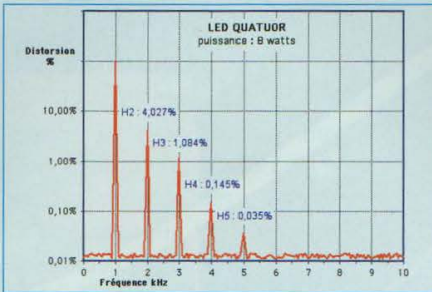
Signal carré à 40 Hz



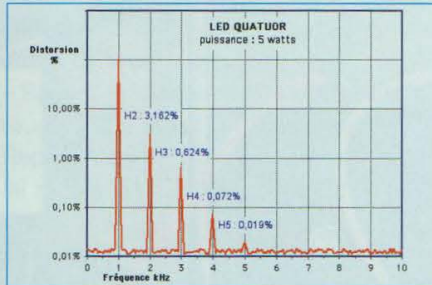
Signal carré à 1 kHz



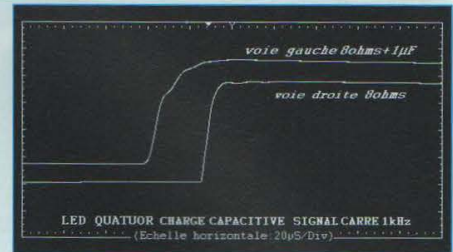
Signal carré à 10 kHz



Spectre de distorsion



Spectre de distorsion



Comportement sur charge capacitive

Puissance efficace : 10 W
Sensibilité d'entrée : 120 mV
Puissance impulsionnelle : 10 W
(Gain de 0 W ou 0 %)

Rapport signal/bruit : LIN : 60 dB
Pondéré : 79 dB
Diaphonie : 56 dB

**Quatuor
sans
contre-réaction**

Distorsion par harmoniques totale

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

de gauche et la tresse avec celle déjà présente sur la cosse de droite.

Nous allons maintenant nous occuper des transformateurs de sortie.

- Relier les secondaires aux borniers HP, le 0 Ω au bornier (-) et le (8 Ω) au bornier (+).

- Relier le HT au picot HT du module principal entre les tubes T4/T5 ou T8/T9.

- Relier les fils d'anodes (A1) aux picots TRSD ou TRSG du module principal. Du transformateur en cuve sortent deux fils pour ces interconnexions. Pour le transformateur capoté, il faudra faire de même, c'est-à-dire souder 2 fils sur la cosse (A1) qui iront se souder ensuite sur chacun des picots TRSD ou TRSG.

Pas question de strapper les picots sur le module et partir ensuite vers le transformateur avec un seul fil.

Pour les transformateurs en cuve, relier le fil jaune/vert à la masse/châssis.

C'est presque terminé !

- Souder une résistance de 0,1 Ω/11 W

entre les pastilles (1+) du circuit imprimé BT.

Reste un casse tête. Comment maintenir la self de filtrage torique ? Avec ce type de coffret elle n'est d'ailleurs utilisable qu'avec les transformateurs en cuve.

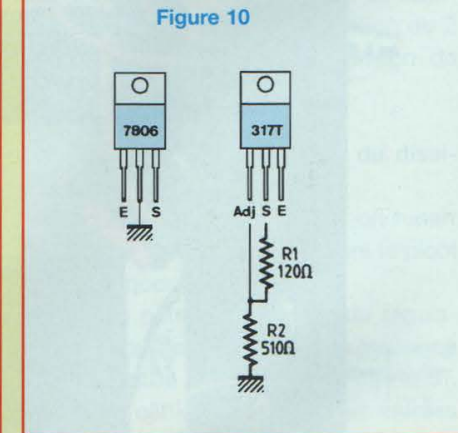
Les carcasses des transformateurs capotés entrant dans le châssis, elles prennent toute la place.

Nous avons trouvé une solution toute simple. Il suffit de la fixer à la plaque de fond du coffret au niveau du transformateur de sortie, juste au-dessus.

Au moment de la fermeture on soude les 2 fils de la self de filtrage aux pastilles (1+) du circuit imprimé HT.

On peut également utiliser des picots mâle/femelle qui procureront une plus grande facilité de raccordement, les picots mâles étant soudés aux pastilles (1+).

On peut éventuellement se passer de la self de filtrage en soudant entre les pastilles (1+) du circuit une résistance de

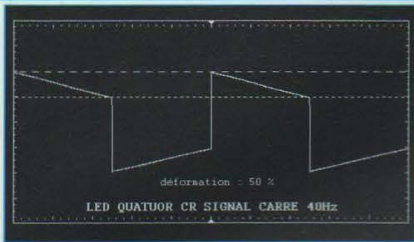


10 Ω/11 W. Le filtrage en π est moins efficace mais toutefois acceptable.

Les interconnexions sont terminées. Avant la première mise sous tension de l'amplificateur, on s'assure à l'ohmmètre que la mise à la masse châssis du grand circuit imprimé est correcte.

Cette mise à la masse se fait au moment de la fixation

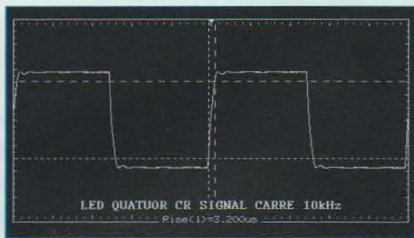
AVEC... OU SANS CONTRE RÉACTION ?



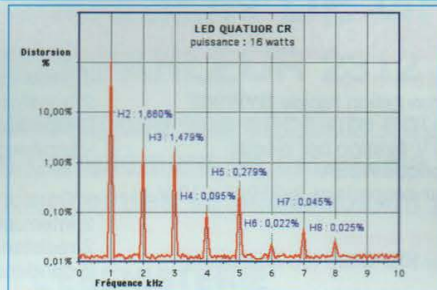
Signal carré à 40 Hz



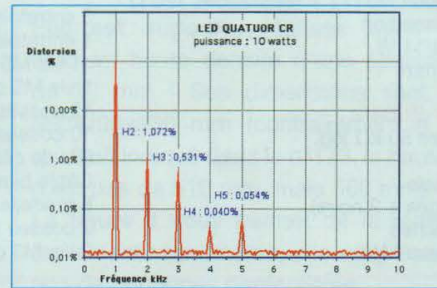
Signal carré à 1 kHz



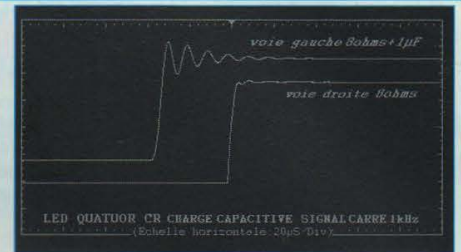
Signal carré à 10 kHz



Spectre de distorsion



Spectre de distorsion



Comportement sur charge capacitive

Puissance efficace : 21 W
Sensibilité d'entrée : 1,05 mV
Puissance impulsionnelle : 21 W
(Gain de 0 W ou 0 %)

Rapport signal/bruit : LIN : 75 dB
Pondéré : 104 dB
Diaphonie : 71 dB

**Quatuor
avec
contre-réaction**

Distorsion par harmoniques totale

Fréquences	16 W (- 1 dB)	10 W (- 3 dB)	5 W (- 6 dB)
100 Hz	2 %	0,8 %	0,65 %
1 kHz	2,1 %	1,2 %	0,7 %
10 kHz	2 %	0,75 %	0,6 %

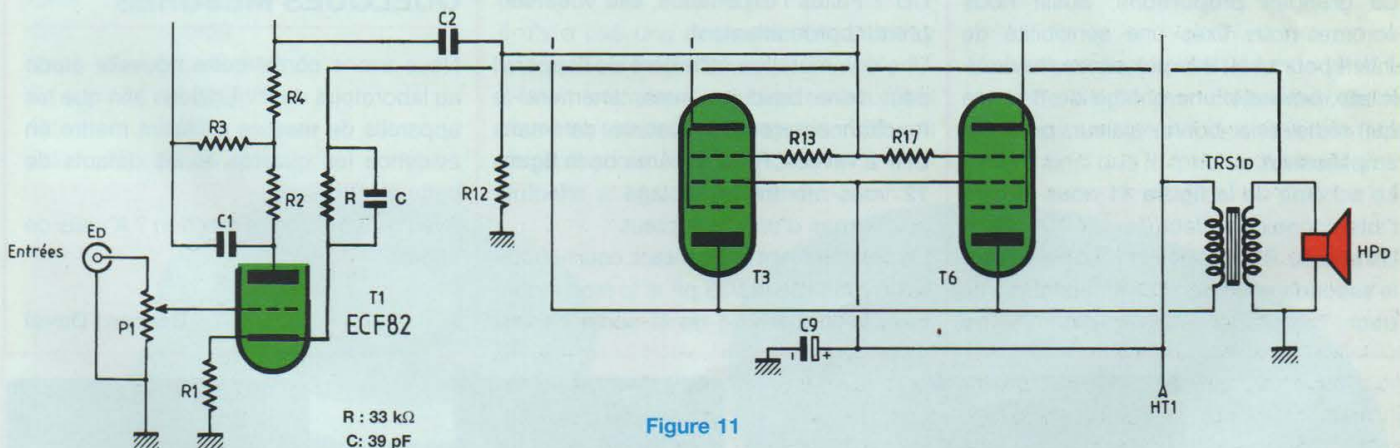


Figure 11

R : 33 kΩ
C : 39 pF

du module avec l'entretoise vissée sous le condensateur C7. **Ce point de masse est le plus important du montage.**

L'UNIQUE RÉGLAGE

Il n'y a que la tension stabilisée à régler avec l'ajustable RV1 lors de la première

mise sous tension. Celle-ci doit être de l'ordre de +310 V. Les pentodes de puissance ne sont pas embrochées ce qui évite de devoir charger les sorties de l'amplificateur.

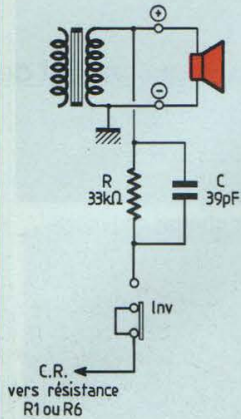
Nous avons relevé des basses tensions de +12,2 V et +6,3 V ainsi qu'une haute tension de +335 V avant la self de filtrage.

NOTRE SCHÉMA AVEC CONTRE RÉACTION

Les uns sont pour les amplificateurs sans contre réaction, les autres sont contre, difficile de trancher et de contenter tous les audiophiles ! Puisque notre amplifica-

SINGLE END EN QUATUOR DE 2 x 20 W_{eff} / 8 Ω

Figure 12



NOMENCLATURE COMPLÉMENTAIRE

• Alimentation haute tension

D1, D2 : diode à commutation rapide BYW96E (ou équivalent)
C1, C2 : 470 μF (400 V, fixation par picots)
L1 : self de filtrage torique ACEA
TRA1 : transformateur secondaire 2x310 V + 12 V

• Alimentation basse tension

PR1 : pont redresseur KBPC806 (ou équivalent 8 A/600 V)
C3, C4 : 47 000 μF/16 V, fixation par picots
IC1 : régulateur 6 V (ou LM317T + résistances 120 Ω et 510 Ω) avec kit d'isolation
R1 : résistance 0,1 Ω/11 W
1 équerre 40x40x70 mm

• Composants sur châssis

P1, P2 : potentiomètre 50 kΩ log.
2 boutons
2 prises CINCH châssis
4 borniers HP (2 rouges + 2 noirs)
1 prise secteur 3 broches
1 interrupteur unipolaire M/A

4 pieds caoutchouc
2 transformateurs de sortie (TRS1, TRS2)
- Impédance primaire : 1 250 Ω
- Impédance secondaire : 8 Ω

• Contre réaction

2 interrupteurs inverseurs
2 résistances de 33 kΩ
2 condensateurs «céramique» de 39 pF

• Divers

5 entretoises filetées mâle/femelle de 10 mm
1 entretoise filetée femelle/femelle de 15 mm
11 vis M5 de 10 mm
1 vis M5 de 15 mm
12 cosses «éventail» ø 5 mm
10 cosses à «œil» ø 5 mm
Fils de câblage semi-rigide de 1 mm²
Câble blindé GOTHAM
8 rondelles plates en plastique pour visserie de 3
7 cosses M3
3 vis M3 de 10 mm

teur s'y prête fort bien, nous allons lui appliquer une C.R., la basse sensibilité d'entrée de notre Mu-Follower nous y autorisant (120 mV_{eff} pour obtenir P_{max} à 1 kHz).

Il est évident que la contre réaction va nous modifier la sensibilité d'entrée dans de grandes proportions, aussi nous sommes-nous fixés une sensibilité de 1 V_{eff} pour obtenir la puissance maximale aux bornes d'une charge de 8 Ω, ce qui reste une bonne valeur pour un amplificateur.

Le schéma de la **figure 11** nous montre l'interconnexion effectuée.

Un réseau R.C prélève la modulation sur le secondaire du transformateur de sortie pour l'appliquer sur la cathode de

l'ECF82. Le couple 33 kΩ/39 pF nous a donné d'excellents résultats et métamorphosé la réponse en fréquence de l'appareil.

Mais des résultats obtenus en statique, ce qui est le cas des mesures, quand est-il en dynamique lors de l'écoute d'un CD ? Faites l'expérience, elle vous surprendra probablement.

Une commutation à l'arrière de l'appareil peut faire basculer instantanément le fonctionnement du Quatuor de «sans CR» à «avec CR» le schéma de la **figure 12** vous montre le câblage à effectuer aux bornes d'un interrupteur.

Le basculement du contact court-circuite le réseau 33 kΩ/39 pF et le rend inopérant. Le bornier (+) de la sortie HP est

connecté au point commun de l'interrupteur. D'une cosse extrême, un fil de faible section relie l'interrupteur à la cathode de la section «triode» de l'ECF82, soit le point «chaud» de la résistance de 2,2 kΩ (R6 ou R1).

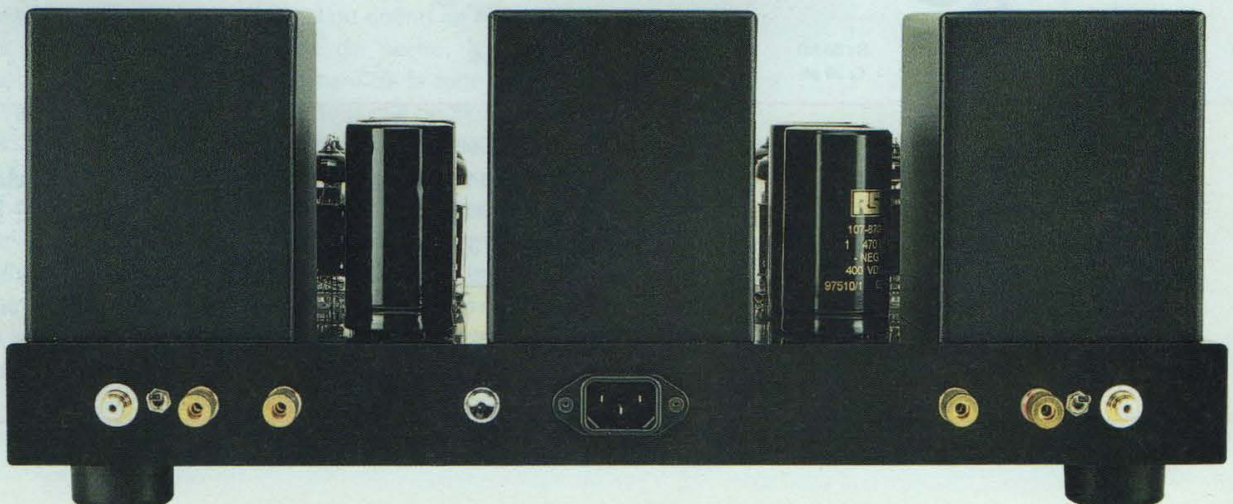
QUELQUES MESURES

Nous avons confié cette nouvelle étude au laboratoire de PV Editions afin que les appareils de mesure puissent mettre en évidence les qualités et les défauts de cette électronique.

Avec ou sans contre réaction ? A vous de choisir.

Bernard Duval

Nous remarquons entre les Cinch d'entrées et les borniers +HP les inverseurs qui permettent des écoutes avec ou sans contre-réaction.



UN CAISSON DE GRAVES AVEC HAUT-PARLEUR 2312 DE RADIAN

Dans le n°173, nous vous avons proposé une enceinte équipée d'un haut-parleur coaxial de chez Radian, le 5312. Voici en complément de cet article le caisson de graves qui reprend la même ébénisterie, les deux enceintes se superposant pour former une colonne.

LE RADIAN 2312

C'est un 30 cm pesant 9,91 kg ! une pièce superbe comme l'indiquent nos photos. Il possède un circuit magnétique plus puissant que celui du 5312 ce qui lui permet d'avoir un excellent rendement et de garder la même bobine mobile.

• SPÉCIFICATIONS

Réponse en fréquence : 50 Hz - 3 kHz
Puissance maximale : 500 W
Rendement : 96 dB
Impédance nominale : 8 Ω
Diamètre de la bobine : 101,6 mm
Cône : papier

- Paramètres de THIELE

QTS : 0,359
QMS : 1,3669
QES : 0,4869
VAS : 52,046 litres
Fs : 46,8958 Hz
RE : 5,9 Ω
SD : 88,6

L'ÉBÉNISTERIE

Elle est superbe, réalisée dans un médium haute densité d'une épaisseur de 30 mm ! Ses dimensions sont de 560x400x430 mm (contrairement à ce qui était indiqué dans le n°173, la hauteur n'est pas de 510 mm, mais 560 mm).

La **figure 1** vous permet de la réaliser facilement vous même, elle ne présente pas de découpes particulières.

Il est préférable de rainurer l'assise du haut-parleur, mais ce n'est pas une obligation.

Cette ébénisterie peut vous être fournie, prête à l'emploi, par la société CICE.

Elle sera alors entièrement assemblée en feuillures et rainurages puis montée sous presse.

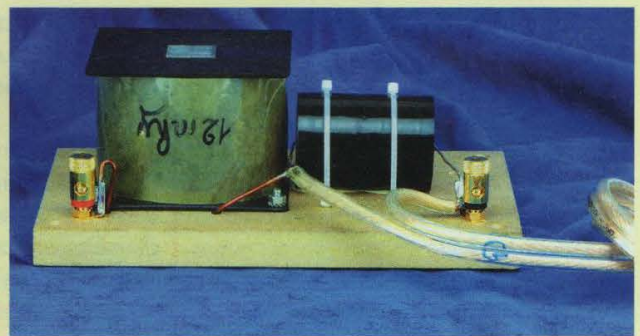
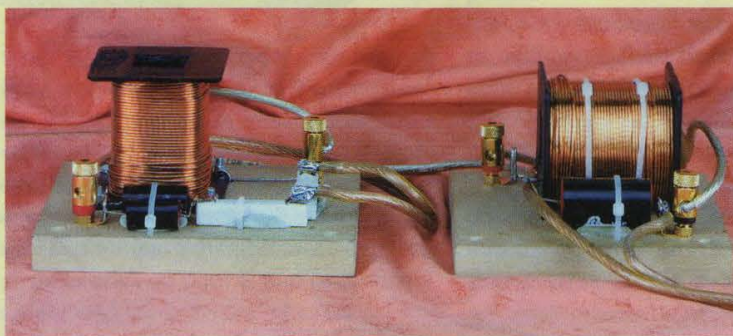
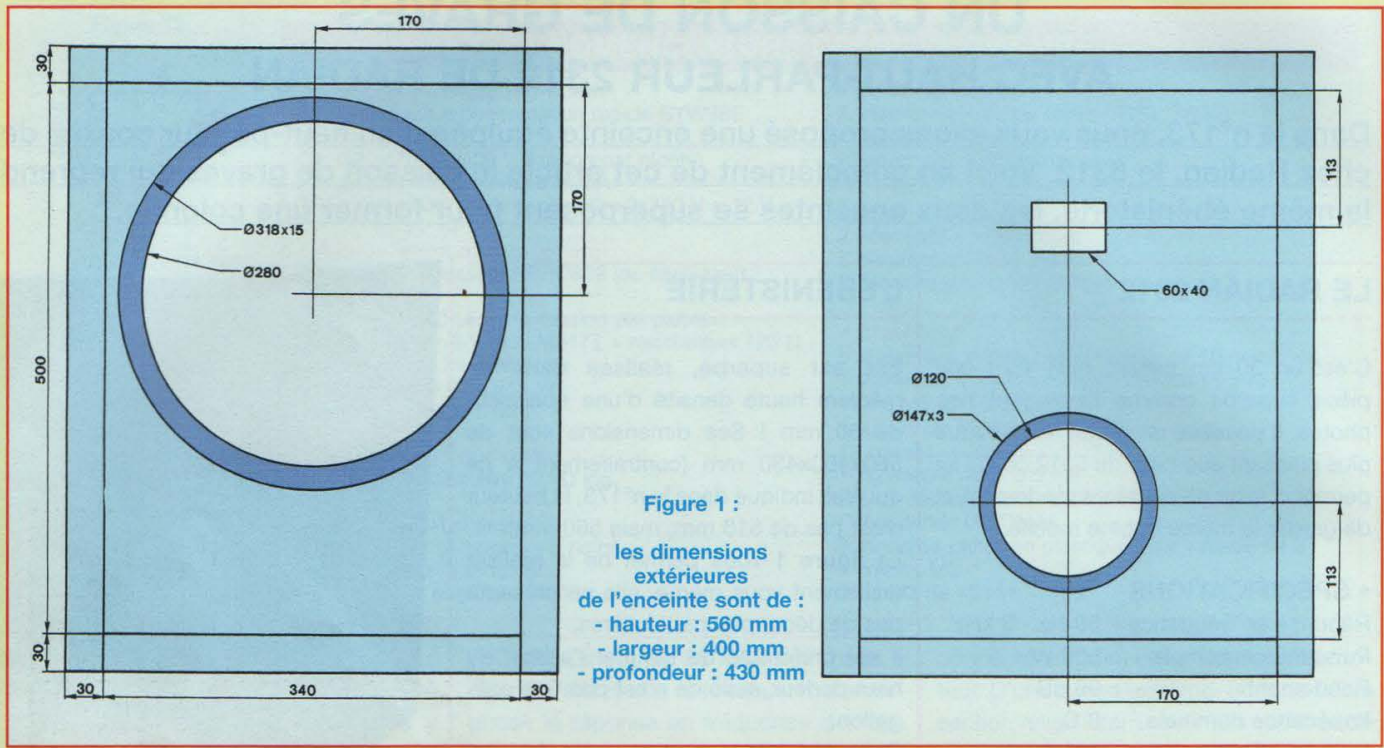
Il n'y a pas une seule vis afin d'obtenir une meilleure rigidité.

L'évent est placé en face arrière. Son diamètre est de ø120 mm pour 120 mm de profondeur.



L'amortissement se fait avec de la laine de verre de 60 mm d'épaisseur, cette laine tapissant les parois latérales, la face arrière ainsi que le fond de l'enceinte.





LE FILTRE PASSIF

Il se compose d'une simple cellule L/C, la self de filtrage étant réalisée avec un fil de cuivre de forte section afin de réduire sa résistivité.

Le condensateur est du type polypropylène, ce qui convient le mieux dans le domaine de l'audio, là où le signal est impulsionnel.

LA COURBE DE RÉPONSE

Elle vous est donnée en **figure 2**, par tiers d'octave. Elle nous indique que ce

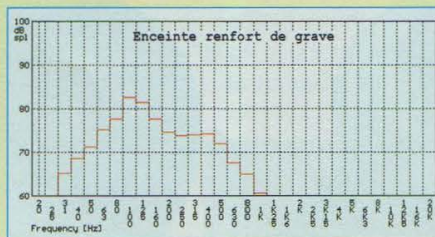


Figure 2

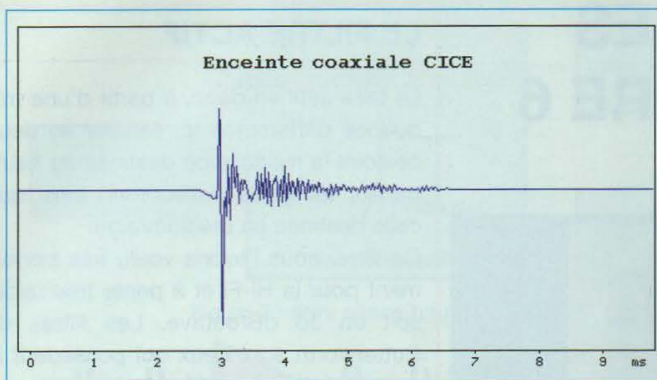
haut-parleur fonctionne bien en renfort de grave uniquement.

LA COAXIALE 5312

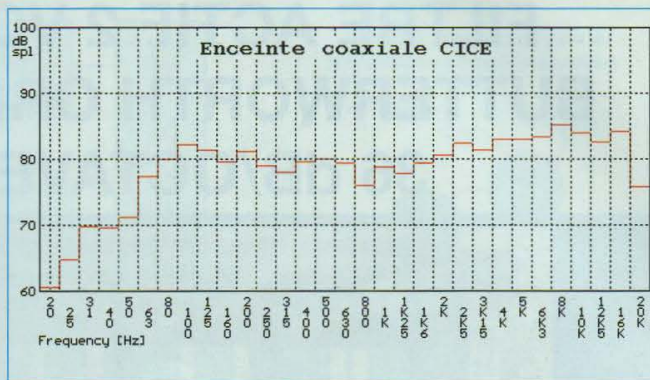
Depuis notre n°173 dans lequel nous vous présentions cette enceinte, CICE a peaufi-



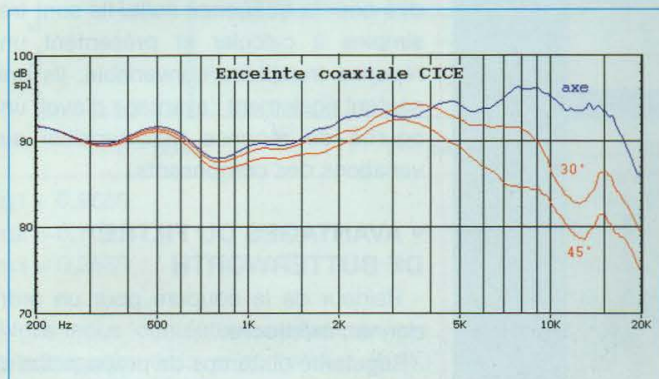
HAUT-PARLEURS 2312 ET 5312 DE RADIAN



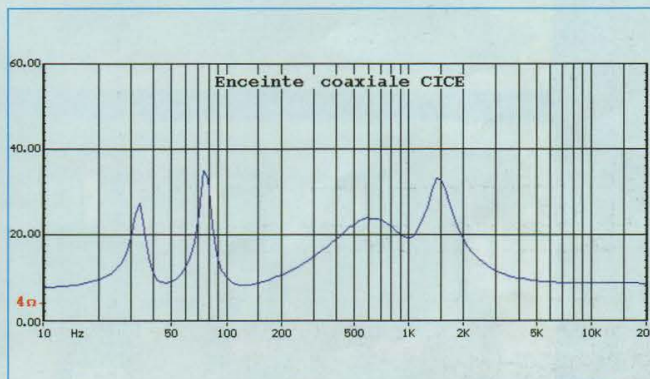
Réponse impulsionnelle



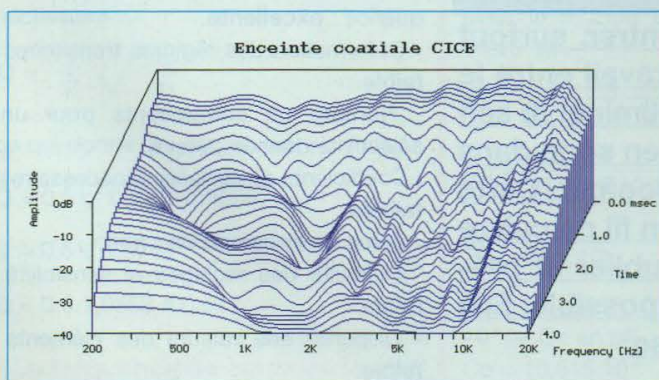
Réponse en tiers d'octave



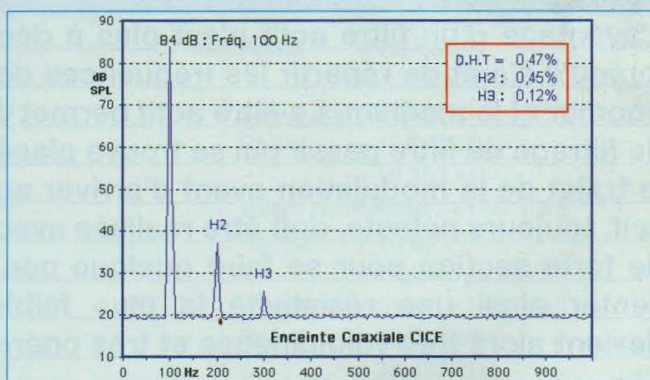
Courbe de directivité à 0°, 30°, 45° dans un plan horizontal



Courbe d'impédance en fonction de la fréquence



Réponse en 3D, amplitude, fréquence, temps



Spectre de distorsion pour un niveau de 84 dB/1 m

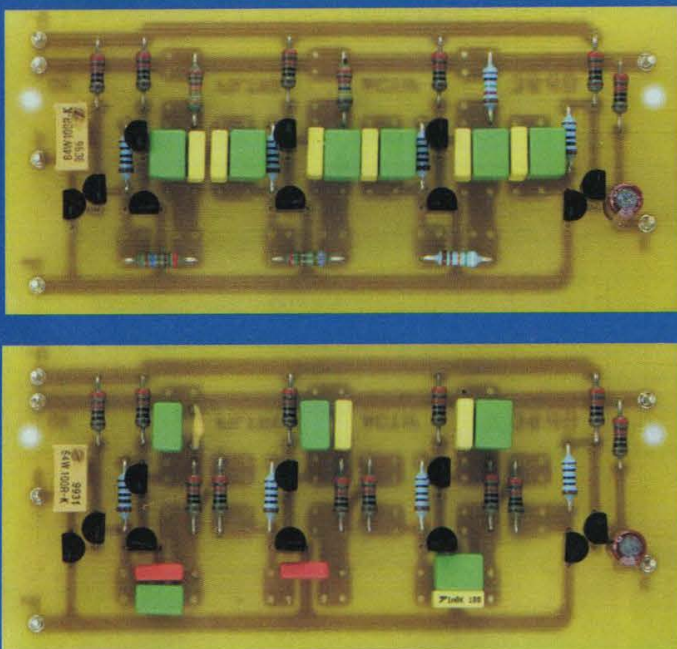
né ses filtres passifs, ce qui nous a permis de «tirer» toute une série de courbes. Les filtres passifs demeurent simples, un circuit L/C pour les basses fréquences et un circuit R/L/C pour le coaxial, le réseau de résistances permettant d'ajuster les niveaux en fonction du rendement des deux transducteurs.

Bien que simples, ces filtres n'utilisent que des composants de qualité, du polypropylène pour les condensateurs et des selfs de bonnes dimensions. Chaque filtre est indépendant, ce qui facilite les interconnexions ampli/enceinte en bi-câblage si vous le souhaitez. Nous vous conseillons de placer ces

filtres à l'extérieur de l'enceinte, en les espaçant, de façon à minimiser les interférences entre les selfs. Le double bornier de raccordement à l'arrière de l'enceinte permet des interconnexions on ne peut plus aisées.

Bernard Duval

FILTRE ACTIF 2 VOIES BUTTERWORTH ORDRE 6 36 dB/OCTAVE



L'avantage d'un filtre actif n'est plus à démontrer, surtout lorsqu'il s'agit de répartir les fréquences de travail entre le boomer et le médium. Le filtre actif permet d'éliminer la self de filtrage du filtre passif qui se trouve placée en série dans le trajet de la modulation avant d'arriver au boomer. Cette self, toujours néfaste, doit être réalisée avec un fil de cuivre de forte section pour se faire quelque peu oublier et présenter ainsi une résistivité la plus faible possible. Elle devient alors très volumineuse et très onéreuse.

Un autre avantage non négligeable du filtrage actif est de pouvoir charger directement les haut-parleurs, tout en ayant la possibilité de placer les blocs de puissance au plus près de ceux-ci.

LE PROJET

Celui-ci est concrétisé par le synoptique de la **figure 1**. Nous y voyons un préam-

plificateur stéréophonique dont les deux sorties attaquent chacune un filtre actif. Ce filtre actif deux voies va traiter la modulation fournie (en S1 par exemple) et la diviser en deux couloirs : le grave et le médium/aigu. La fréquence de séparation f_c sera bien entendu celle du filtre passif de votre enceinte acoustique et tous les éléments vous seront donnés pour effectuer facilement les calculs appropriés à vos desiderata.

LE FILTRE ACTIF

Le filtre actif va donc, à partir d'une fréquence déterminée f_c , séparer en deux couloirs la modulation destinée au haut-parleur de grave (le boomer) ainsi que celle destinée au médium/aigu.

Ce filtre, nous l'avons voulu très performant pour la Hi-Fi et à pente très raide, soit un 36 dB/octave. Les filtres de Butterworth sont ceux qui possèdent la propriété d'avoir une courbe de réponse la plus plate possible à l'origine, c'est-à-dire pour la fréquence nulle. Ils sont très simples à calculer et présentent une réponse transitoire convenable. Ils présentent également l'avantage d'avoir une courbe de réponse peu sensible aux variations des composants.

• AVANTAGES DU FILTRE DE BUTTERWORTH

- Raideur de la coupure pour un ordre donné : **médiocre**.
- Régularité du temps de propagation de groupe : **bonne**.
- Régularité de la courbe amplitude-fréquence : **excellente**.
- Déformation des régimes transitoires : **faible**.
- Nombre de composants pour une sélectivité donnée : **élevé**.
- Coefficients de surtension nécessaires : **faibles**.
- Zéros de transmission : **non**.
- Difficulté des réglages et sensibilité : **faible**.
- Disparité des valeurs des éléments : **faible**.

• FILTRE PASSE-HAUT DE BUTTERWORTH

Celui-ci est reproduit en **figure 2**, et nous montre trois cellules placées en cascade, l'ordre est de 6, soit 36 dB/octave.

Les valeurs normalisées des éléments sont données comme suit :

$$q_1 = 1,0352$$

$$q_2 = 1,4142$$

$$q_3 = 3,8636$$

LES DEUX VOIES DE LA PASSION

Figure 1 : synoptique de notre projet

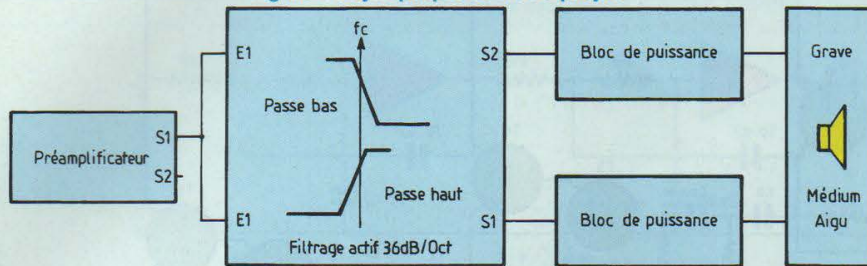
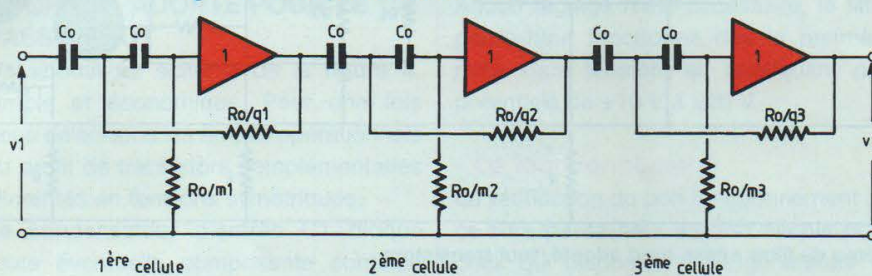


Figure 2 : filtre passe-haut d'ordre 6 : 36 dB/octave



$$m1 = 0,9659$$

$$m2 = 0,7071$$

$$m3 = 0,2588$$

(Nous nous contenterons d'utiliser ces résultats sans essayer de les démontrer.) Les trois coefficients de surtension étant inférieurs à 3, aucune réglage n'est nécessaire :

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{q}{m}}$$

ce qui donne pour la première cellule :

$$Q = 0,5 \sqrt{1,0352/0,9659}$$

$$Q = 0,5 \sqrt{1,0717}$$

$$Q = 0,5 \cdot 1,0353 \cdot 0,517$$

- La fréquence de coupure f_c

Nous allons à partir de celle-ci déterminer la valeur des éléments résistifs du filtre passe-haut. Prenons en exemple 1 500 Hz, soit $1,5 \cdot 10^3$ Hz.

Il nous faut déterminer arbitrairement l'unité d'impédance de R_o .

Nous prendrons une valeur de l'ordre de 10 k Ω qui permet de faire fonctionner les amplificateurs de gain unité dans de bonnes conditions. Il faut en effet que R_o soit beaucoup plus faible que l'impédan-

ce d'entrée de ces derniers et beaucoup plus élevée que leur impédance de sortie pour que cet élément puisse être considéré comme parfait.

Soit la relation :

$$R_o = \frac{1}{C_o \cdot \omega}$$

avec $\omega = 2\pi f_c$ et $R_o = 10$ k Ω , soit $10 \cdot 10^3 \Omega$

$$C_o = \frac{1}{R_o \cdot 2,3 \cdot 14,1 \cdot 5 \cdot 10^3}$$

$$C_o = \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 9,42 \cdot 10^3}$$

$$C_o = \frac{1}{94,2 \cdot 10^6}$$

$$C_o = 0,010615 \cdot 10^{-6}$$

$$10^{-6} \rightarrow C_o \text{ en } \mu\text{F}$$

$$C_o = 10,615 \cdot 10^{-9}$$

$$10^{-9} \rightarrow C_o \text{ en nF}$$

$$C_o = 10,615 \text{ nF}$$

Cette valeur n'étant pas normalisée, nous nous contenterons de condensateurs C_o de 10 nF + 680 pF.

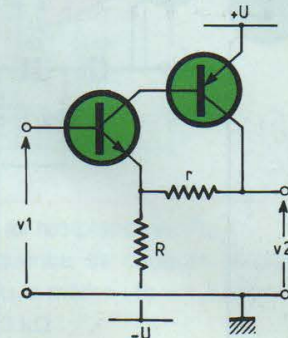
En reprenant la relation précédente, les calculs aboutissent à une impédance de 10 k Ω , ce qui est satisfaisant.

Nous avons donc :

$$R_o = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C_o = 10 \text{ nF} + 680 \text{ pF}$$

Figure 3 : étage tampon à transistors complémentaires



Connaissant R_o , nous pouvons calculer les 6 éléments résistifs avec les coefficients q et m .

$$R_o/q1 \rightarrow 10/1,0352$$

$$\rightarrow 9,659 \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée : $\pm 1 \%$ 9k53

$$R_o/q2 \rightarrow 10/1,4142$$

$$\rightarrow 7,071 \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée : $\pm 1 \%$ 7k15

$$R_o/q3 \rightarrow 10/3,8636$$

$$\rightarrow 2,588 \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée : $\pm 1 \%$ 2k61

$$R_o/m1 \rightarrow 10/0,9659$$

$$\rightarrow 10,353 \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée : $\pm 1 \%$ 10k5

$$R_o/m2 \rightarrow 10/0,7071$$

$$\rightarrow 14,142 \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée : $\pm 1 \%$ 14k0

$$R_o/m3 \rightarrow 10/0,2588$$

$$\rightarrow 38,639 \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée : $\pm 1 \%$ 38k3

• ETAGE ADAPTATEUR

Afin d'isoler entrée et sortie de ce filtrage passe-haut, nous avons prévu à chaque extrémité de celui-ci un étage tampon constitué de deux transistors complémentaires et de deux résistances R et r (voir la figure 3).

L'intérêt du montage est, outre sa simplicité et son faible prix de revient, son

FILTRE ACTIF 36 dB/OCTAVE

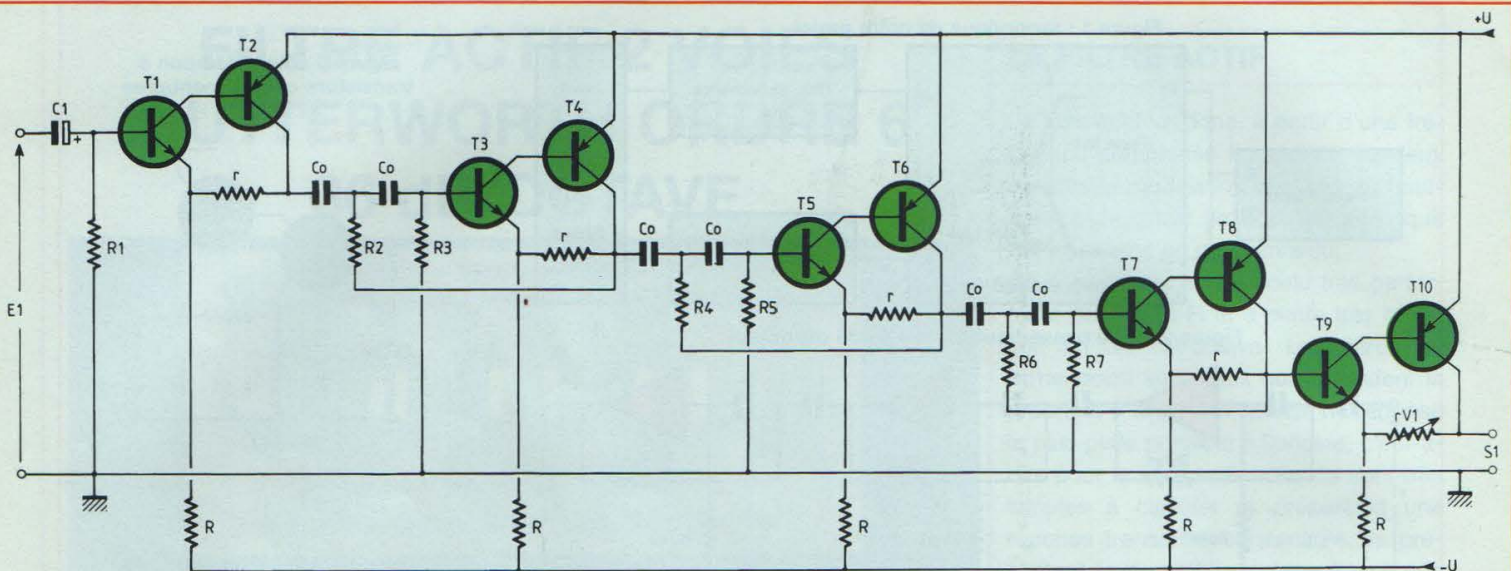


Figure 4 : schéma du filtre passe-haut adopté, tout transistors

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

FILTRE PASSE-HAUT

• Résistances $\pm 5\%$ 1/2 W

R1 : 10 k Ω
R : 5x10 k Ω
r' : 4x100 Ω

• Ajustable multitours

RV1 : 10 k Ω

• Résistances $\pm 1\%$ 1/2 W

R2 : 9k53
R3 : 10k5
R4 : 7k15
R5 : 14k0
R6 : 2k61
R7 : 38k3

• Condensateurs

C1 : 10 μ F/25 V
Co : 6x10 nF pas de 5,08 + 6 x 680 pF
Cs : 0,1 μ F

• Semiconducteurs

T1, T3, T5, T7, T9 : BC550C ou tout NPN faible bruit
T2, T4, T6, T8, T10 : BC560C ou tout PNP faible bruit

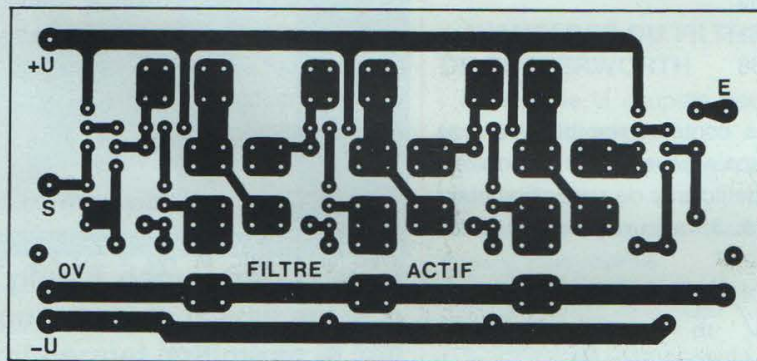


Figure 5 : un unique circuit imprimé pour les 2 filtres

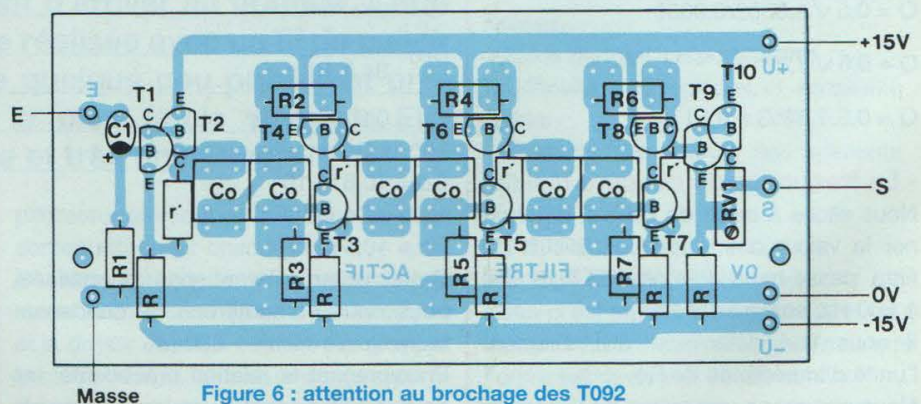


Figure 6 : attention au brochage des T092

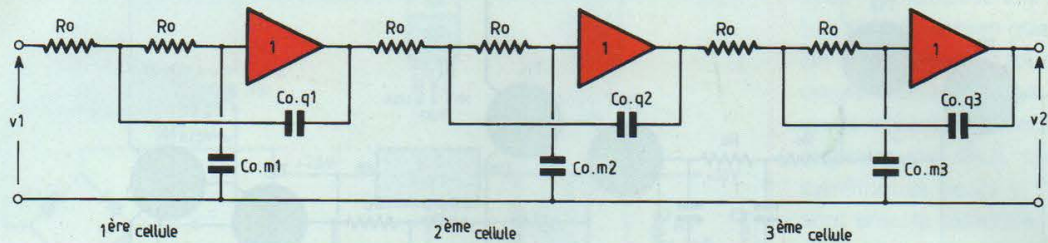
excellente tenue aux fréquences élevées. Il peut donc à la fois servir d'adaptateur d'impédance et d'amplificateur de gain

$$\frac{R+r}{R}$$

le tout avec une excellente approxima-

tion tant que K reste voisin de l'unité. L'impédance d'entrée Z_e est sensiblement égale au produit $\beta_1.\beta_2.R$.

Figure 7 filtre passe-bas d'ordre : 36 dB/octave



• SCHÉMA ADOPTE POUR LE PASSE-HAUT

On aboutit au schéma de la **figure 4**, simple et économique. Pour une fois nous délaissions les amplis opérationnels au profit de transistors complémentaires alimentés en tensions symétriques.

Le condensateur d'entrée C1 bloque toute éventuelle composante continue pouvant être appliquée à la base de T1. La paire complémentaire est constituée d'un BC550C en NPN et d'un BC560C en PNP. Bien d'autres paires complémentaires, faible bruit, NPN/PNP peuvent être utilisées. Le choix des boîtiers T092 est vaste, méfiez-vous cependant au brochage qui peut être soit E.B.C. soit C.B.E. (méplat face à l'utilisateur).

• RÉALISATION

- Le circuit imprimé

Le circuit imprimé, proposé à l'échelle 1 en **figure 5**, va servir au filtre passe-haut mais également au filtre passe-bas. L'implantation a été étudiée pour recevoir les composants des deux étages, avec la possibilité de mettre en parallèle deux éléments ou résistifs ou capacitifs ?

- Le câblage

Le plan de câblage du filtre passe-haut est proposé en **figure 6**. Tous les composants prennent place sur une plaquette de 46 x 98 mm.

La nomenclature permet d'insérer les bons composants aux bons emplacements.

Régler l'ajustable rV1 au maximum, soit 100 Ω entre émetteur de T9 et collector de T10.

Attention au brochage de vos transistors T092.

Aucun réglage n'est nécessaire, le filtre passe-haut fonctionne dès la première mise sous tension, en appliquant des potentiels de ±10 V à ±20 V.

- Le fonctionnement

La vérification du bon fonctionnement de ce filtre passe-haut est fort simple pour ceux qui disposent d'un générateur et d'un oscilloscope. Il suffit d'injecter un signal de 1 Veff (2,8 V c. à c.) en entrée du module et de connecter la sonde du scope en sortie.

Balayer de part et d'autre de la fréquence de coupure f_c (1 500 Hz dans notre cas). Au-dessus de 1,5 kHz et jusqu'à 20 kHz, l'amplitude du signal doit être constante, au-dessous l'atténuation doit être très rapide, nous avons affaire à un 36 dB/octave.

Nota

Pour les lecteurs qui vont recalculer la valeur des composants en fonction de leur fréquence de coupure f_c , nous pensons avoir suffisamment détaillé le déroulement des calculs pour qu'ils puissent mener à bien ce travail avec leur calculatrice. Garder la valeur approximative de 10 kΩ pour R_o .

• FILTRE PASSE-BAS DE BUTTERWORTH

D'une façon identique au déroulement des calculs effectués pour le passe-haut, nous allons les reprendre pour le passe-bas dont le schéma théorique fait l'objet de la **figure 7**.

Nous remarquons tout de suite que la différence réside dans le placement des éléments R.C.

C_o est ici remplacé par R_o .

La fréquence de coupure f_c reste bien entendu la même : $f_c = 1,5$ kHz

$R_o = 10$ kΩ

$$C_o = \frac{1}{R_o \cdot \omega}$$

avec $\omega = 2\pi f_c = 6,28 \cdot 1\,500$

$$C_o = \frac{1}{10 \cdot 10^3 \cdot 6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^3}$$

$$C_o = \frac{1}{94,2 \cdot 10^6}$$

$C_o = 0,01061 \cdot 10^{-6}$ μF

soit $C_o = 10,611$ nF (ce qui était prévisible !).

Il nous faut maintenant calculer la valeur des six condensateurs.

1^{ère} cellule

$C_{o,q1} = 10,611 \cdot 1,0352 = 10,984$ nF
Soit la mise en parallèle de deux condensateurs : 10 nF + 1 nF

2^{ème} cellule

$C_{o,q2} = 10,611 \cdot 1,4142 = 15$ nF
Soit la mise en parallèle de deux condensateurs : 10 nF + 4,7 nF (ou 15 nF)

3^{ème} cellule

$C_{o,q3} = 10,611 \cdot 3,8636 = 40,99$ nF
Soit la mise en parallèle de deux condensateurs : 33 nF + 6,8 nF

1^{ère} cellule

$C_{o,m1} = 10,611 \cdot 0,9659 = 10,249$ nF
Soit la mise en parallèle de deux condensateurs : 10 nF + 220 pF

2^{ème} cellule

$C_{o,m2} = 10,611 \cdot 0,7071 = 7,50$ nF
Soit la mise en parallèle de deux condensateurs : 6,8 nF + 680 pF

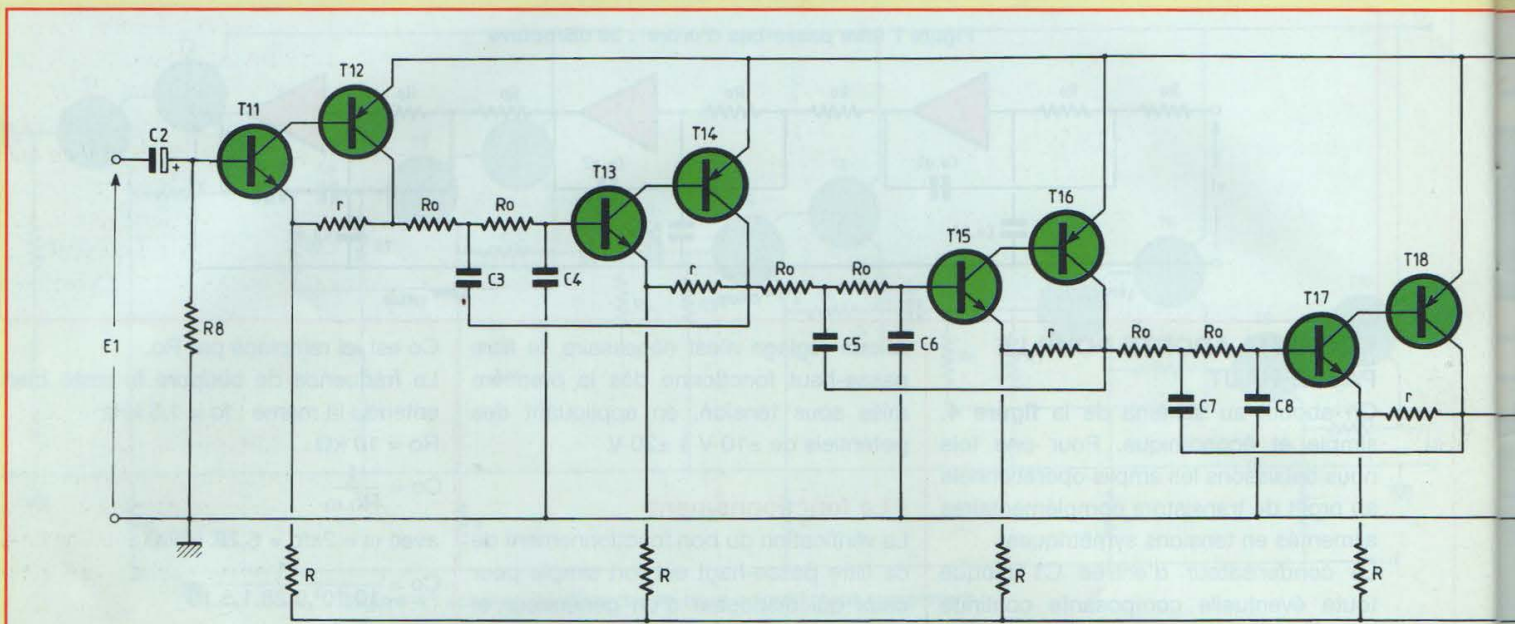


Figure 8 : schéma du filtre passe-bas lui aussi transistorisé

3^{ème} cellule

$Co.m3 = 10,611.0,2588 = 2,746$ nF
Soit la mise en parallèle de deux condensateurs : 2,2 nF + 560 pF

Nous en avons terminé avec la sélection des condensateurs. Nous retrouvons en **figure 8** le schéma du filtre passe-bas réalisé également avec des transistors complémentaires.

Les six condensateurs C3 à C8 sont en fait, de par nos calculs précédents, douze condensateurs à mettre en place sur le circuit imprimé.

Pas de problème, l'étude de celui-ci a été menée en conséquence.

• RÉALISATION

- Le circuit imprimé

Il est identique à celui du filtre passe-haut, figure 5.

- Le câblage

Un implantation des composants vous est proposée en **figure 9**, rien de bien complexe. Veiller à une bonne orientation des méplats de vos transistors en boîtier TO92.

L'ajustable rV2 sera relié à sa valeur max. de 100 Ω.

• ESSAIS

Comme pour le filtre passe-haut, aucun réglage n'est nécessaire. Ce passe-bas doit fonctionner dès la première mise sous tension en appliquant une tension symétrique de ± 10 V à ± 20 V. Des essais peuvent être menés avec deux piles de 9 V reliées en série.

Pour en contrôler le fonctionnement, il suffit de relier votre oscilloscope en sortie et d'injecter un signal de 1 Veff en entrée.

En balayant de 20 Hz à 1 kHz (si vous avez choisi notre fréquence de coupure f_c de 1,5 kHz), le signal doit garder la même amplitude.

Passé les 1,5 kHz, il doit s'atténuer très rapidement.

Nota

Nous vous conseillons de n'utiliser que des composants de premier choix pour la réalisation de ces filtres, des résistances à ± 1 % là où elles sont nécessaires et des condensateurs à ± 5 %.

Pour le filtre passe-bas, la mise en parallèle de deux éléments capacitifs permet de s'approcher au mieux des valeurs théoriques calculées. Si vous souhaitez vous en approcher encore davantage, il

vous faudra faire appel à un capacimètre pour le tri de plusieurs composants.

• MISE EN PARALLÈLE DES DEUX FILTRES

Maintenir les deux modules entre eux en vous aidant d'entretoises nylon de 15 à 20 mm et de visserie appropriée.

Avec des queues de résistances, relier entre elles les pastilles E, 0 V, +U et -U.

Si vous possédez un oscilloscope bicourbe, c'est parfait. Vous allez relier vos deux sondes aux deux sorties du filtrage actif et mettre celui-ci sous tension.

En injectant un signal de 1 Veff à l'entrée et en vous calant sur 1,5 kHz (ou votre propre fréquence de coupure f_c), vous devez observer des sinusoïdes de même amplitude.

En balayant de part et d'autre de f_c , l'une d'entre elles doit très rapidement s'atténuer, celle du passe-bas pour des fréquences supérieures à f_c , puis celle du passe-haut pour des fréquences inférieures à f_c .

L'ALIMENTATION $\pm U$

Cette alimentation symétrique ± 15 V est confiée à deux régulateurs, le LM317

LES DEUX VOIES DE LA PASSION

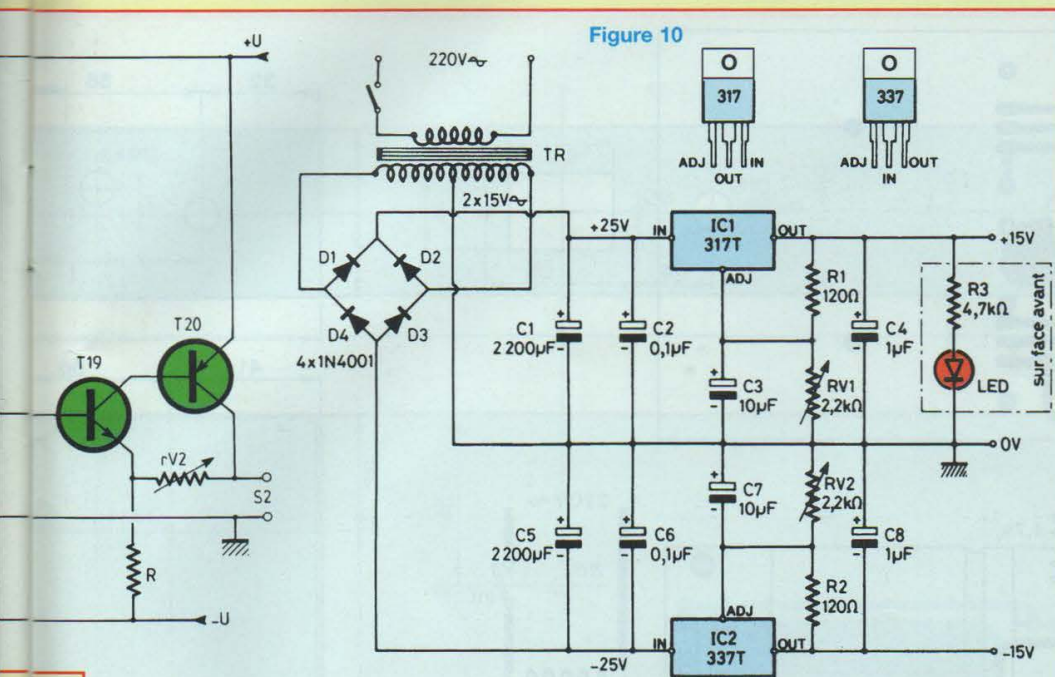


Figure 10

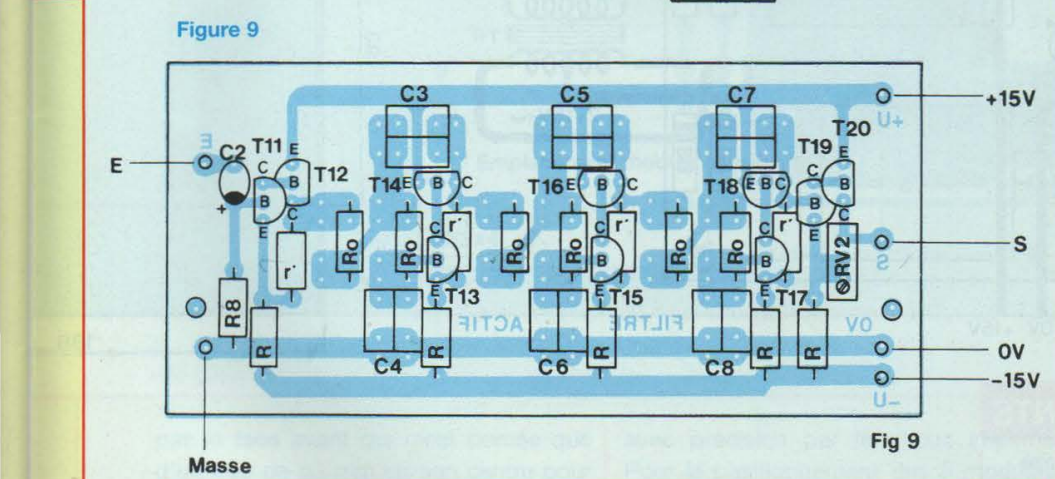


Figure 9

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

FILTRE PASSE-BAS

• Résistances ±5 % 1/2 W

R8 : 10 kΩ
R : 5x10 kΩ
r' : 4x100 Ω

• Ajustable multitours RV2 : 100 Ω

• Résistances ±1 % 1/2 W

Ro : 6x10 kΩ

• Condensateur électrochimique C2 : 10 μF : 25 V

• Semiconducteurs T11, T13, T15, T17, T19 : BC550C

T12, T14, T16, T18, T20 :
BC560C

• Condensateurs

C3 : 10 nF + 1 nF
C4 : 10 nF + 220 pF
C5 : 10 nF + 4,7 nF (15 nF)
C6 : 6,8 nF + 680 pF
C7 : 33 nF + 6,8 nF
C8 : 2,2 nF + 560 pF
Cs : 1 μF ou 2,2 μF

pour la polarité positive et le LM337 pour la polarité négative.

Nous avons préféré utiliser ces composants aux régulateurs fixes LM7815 et

LM7915 car il est possible d'ajuster les tensions de sortie et obtenir ainsi véritablement un ±15 V et non par exemple : +14,8 V et -15,2 V.

La schéma de principe de cette alimentation est proposé à la **figure 10**, elle est très classique bien que performante.

Un transformateur fournit au secondaire une tension alternative de 2x15 V ce qui, après redressement et filtrage, permet de disposer de deux tensions continues symétriques de 21 V. Ces deux tensions sont ensuite ramenées à ±15 V avec les ajustables RV1 et RV2.

• LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Le tracé des des pistes cuivrées publié en **figure 11** va permettre de regrouper tous les composants, à l'exception du transformateur bien évidemment. Nous utiliserons pour celui-ci un petit torique qui est le seul à pouvoir entrer dans notre coffret de faible hauteur.

• LE CÂBLAGE

L'insertion des composants est indiquée en **figure 12**. Il ne peut y avoir aucun risque d'erreur, certains condensateurs peuvent être polarisés ou non polarisés, tels que C2, C6...

Faire très attention de ne pas mettre en contact les deux dissipateurs. Le court circuit pourrait détruire les régulateurs irrémédiablement.

La diode Led et la résistance de 4,7 kΩ sont situées en face avant, la résistance étant soudée directement à l'anode de la Led.

Munir le module de picots mâles pour les interconnexions ce qui facilitera le travail de soudage une fois l'alimentation fixée au fond du coffret par 4 entretoises.

LE COFFRET

Le coffret est un modèle 1 U, en aluminium distribué par Radiospares, portant la référence 226-101. Il est également distribué par nos annonceurs Saint-Quentin Radio, ACEA ou Radio Prim. Les dimensions sont de 45x44x153 mm, un coffret moins profond que celui utilisé pour nos amplificateurs à tubes.

Un plan de perçages vous est communiqué en **figure 13**. Nous ne représentons

FILTRE ACTIF 36 dB/OCTAVE

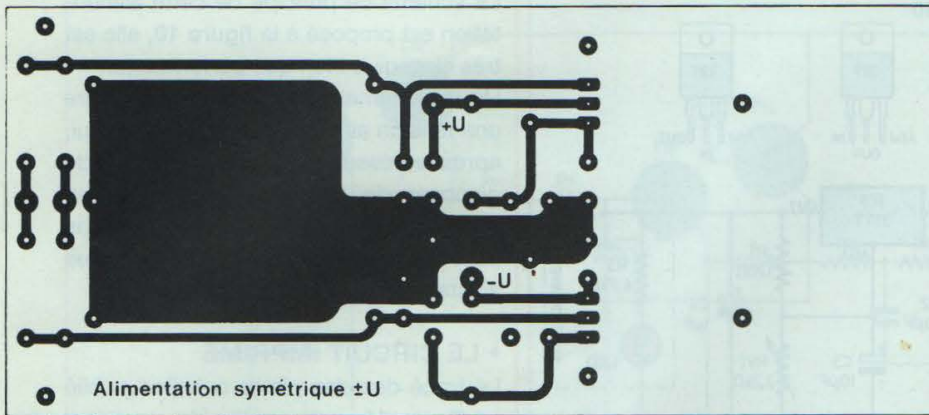


Figure 11

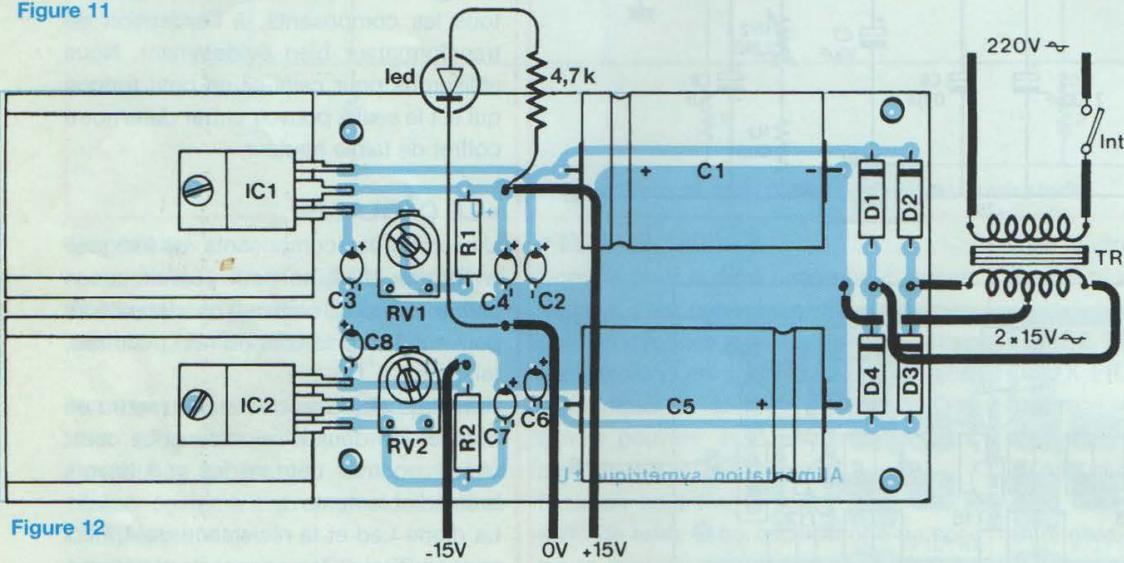
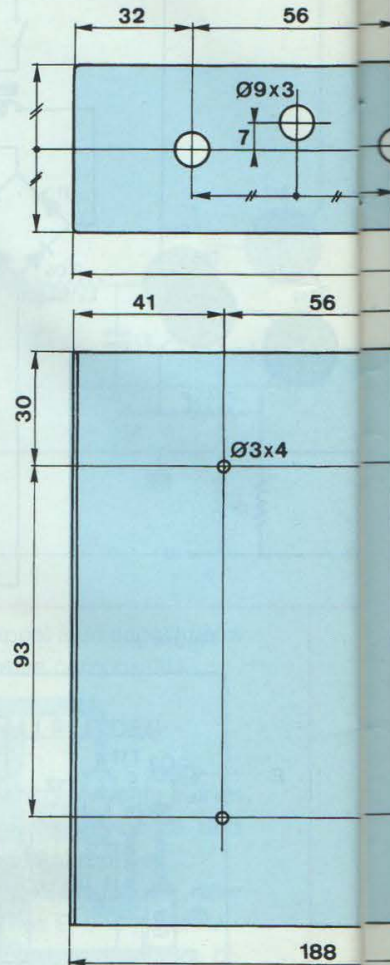


Figure 12



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

ALIMENTATION SYMÉTRIQUE ±15 V

• Résistances à couche ± 5 % - 1/2 W

R1 : 120 Ω
R2 : 120 Ω
R3 : 4,7 kΩ

• Condensateurs polarisés

C1 : 2 200 µF / 25 V
C2 : 0,1 µF / 63 V polarisé ou non
C3 : 10 µF / 25 V
C4 : 1 µF / 63 V polarisé ou non
C5 : 2 200 µF / 25 V

C6 : 0,1 µF / 63 V polarisé ou non
C7 : 10 µF / 25 V
C8 : 1 µF / 63 V polarisé ou non

• Semiconducteurs

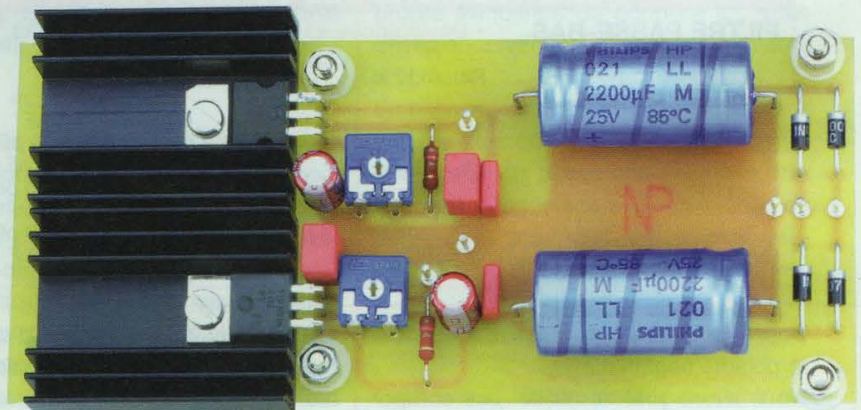
IC1 : LM 317 T
IC2 : LM 337 T
D1, D2, D3, D4 : 1 N 4001 à 1 N 4007

• Résistances ajustables

RV1 : 2,2 kΩ
RV2 : 2,2 kΩ

• Transformateur tique

TR : 2x15 V / 30 VA



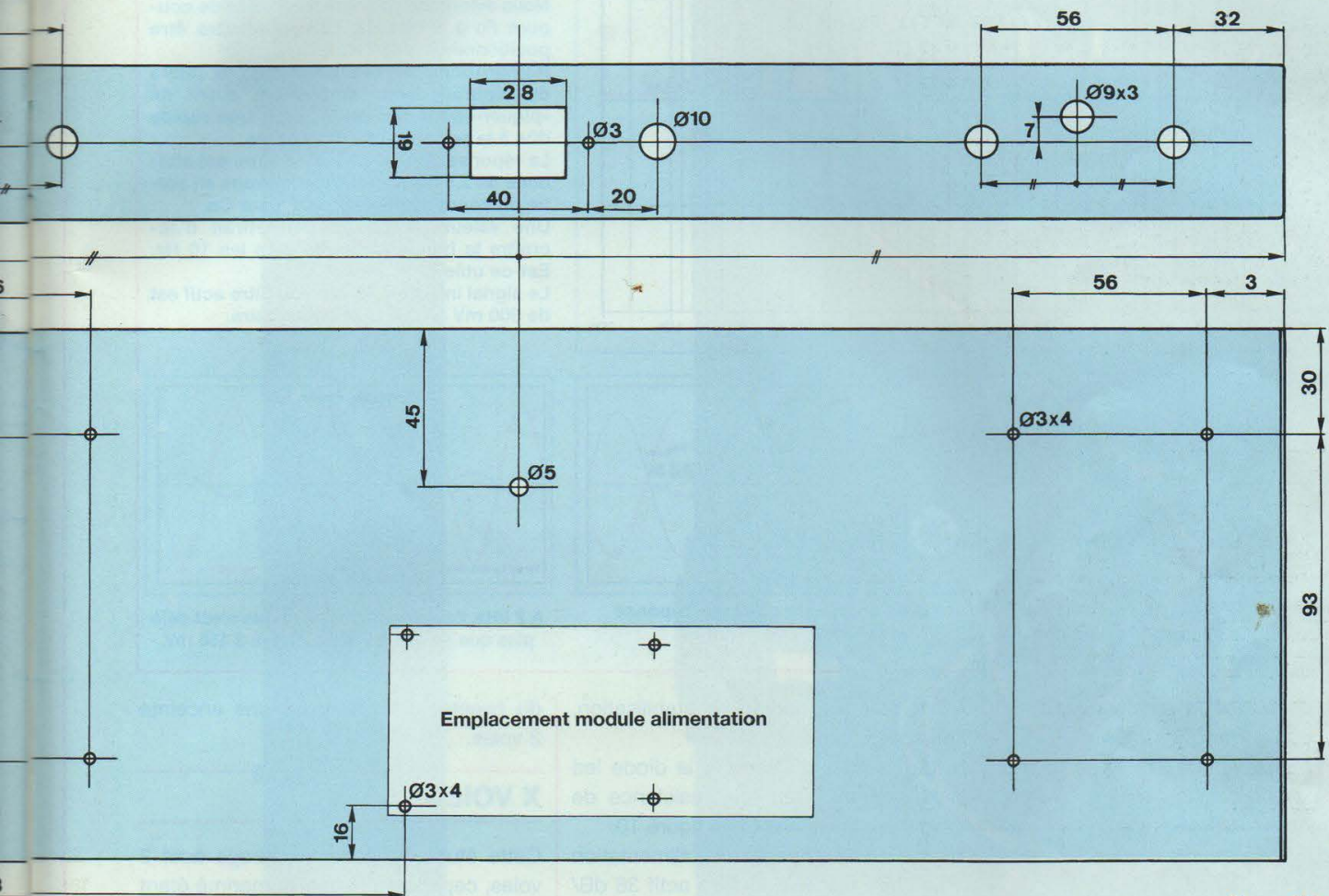


Figure 13

pas la face avant qui n'est percée que d'un trou de $\varnothing 3$ mm en son centre pour laisser le libre passage à une diode led de contrôle de mise sous tension.

Le plus délicat reste la découpe de la fenêtre de 19×28 mm qui permet d'introduire le corps de la prise secteur 3 broches.

Les raccordements aux modules «Passe-Haut/Passe-Bas» se font à l'aide de prises CINCH situées aux extrémités de la face arrière, avec au centre la prise d'entrée décalée de 7 mm par rapport aux prises de sorties PH et PB.

Pour le module alimentation, nous ne donnons le positionnement que d'un seul trou, les trois autres étant déterminés

avec précision par le circuit imprimé. Pour le positionnement des 5 modules, prévoir des pattes de fixation pour surélever les circuits imprimés du fond du coffret, conformément à la figure 14.

LES INTERCONNEXIONS

Elles sont des plus simples tant pour le traitement de la modulation que pour celui de l'alimentation.

Pour la CINCH d'entrée, utiliser un câble blindé 2 conducteurs séparés (scindex), en reliant les tresses à la cosse de masse et les **deux âmes** au centre de la prise (point chaud).

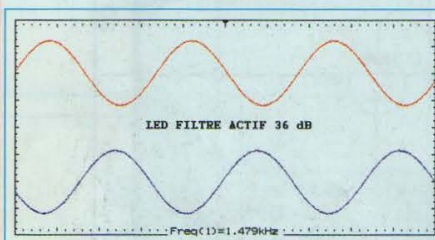
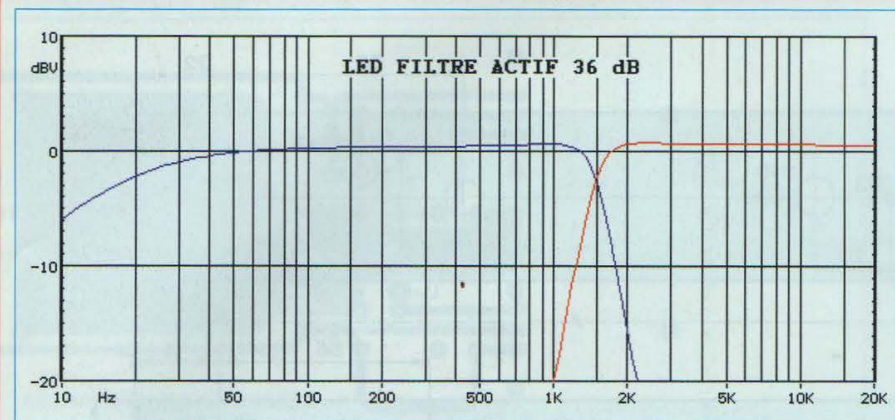
De l'autre côté, relier chacun des blindés

aux picots (E) et (Masse) des modules. Relier entre eux avec un câble en nappe 3 conducteurs, les picots d'alimentation des modules PH et PB et rejoindre le module alimentation.

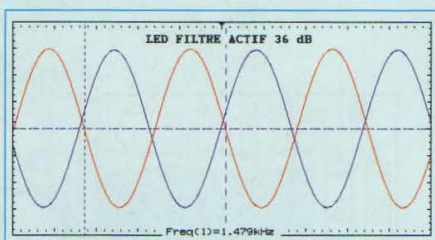
Reste le picot (S) des modules de filtrage. Ce point est relié à la prise CINCH de sortie au travers d'un condensateur C_s de $1 \mu\text{F}$ (ou $2,2 \mu\text{F}$) pour le module «Passe-Bas» et 47 nF pour le module «Passe-Haut».

Ces condensateurs permettent de bloquer la tension continue présente en ce point. C'est une précaution que nous avons prise au cas où vous auriez des blocs amplificateurs dépourvus à l'entrée d'un condensateur de liaison. Ils sont

FILTRE ACTIF 36 dB/OCTAVE



A la fréquence de coupure, les 2 signaux sont pratiquement en opposition de phase.



Même amplitude pour une réponse commune de 1 479 Hz.

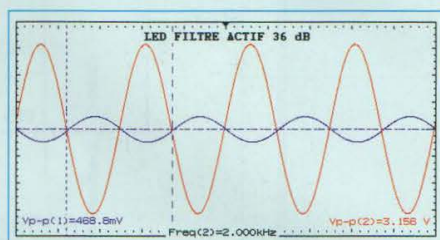
Nous avons calculé une fréquence de coupure F_c à 1 500 Hz, celle-ci s'avère être positionnée à 1 479 Hz !

Remarquons la régularité des courbes de réponse, sans atténuation, avant de « piquer » pour une atténuation très rapide due à la pente de 36 dB / octave.

La réponse dans le bas du spectre est atténuée de 2,5 dB à 20 Hz. Nous avons en sortie un condensateur de 1 μ F pour C_s .

Une valeur de 2,2 μ F permettrait d'accroître la bande passante vers les 10 Hz. Est-ce utile ?

Le signal injecté à l'entrée du filtre actif est de 800 mV eff. Le gain est unitaire.



A 2 kHz, l'amplitude du passe-bas n'est déjà plus que de 468 mV c à c contre 3 156 mV.

peu nombreux sur le marché, mais ils existent.

Avec une résistance de charge de 10 k Ω , la fréquence de coupure est de 7,23 Hz pour le module «Passe-Bas» (avec $C_s = 2,2 \mu$ F) et 338 Hz pour le module «Passe-Haut» avec $C_s = 47$ nF.

Relier entre elles les cosses de masse des 3 prises CINCH pour chacun des canaux de l'appareil.

Relier enfin le transformateur d'alimentation à la prise secteur, côté primaire

220 V, puis au module de stabilisation, côté secondaire 2x15 V.

Ne pas oublier d'alimenter la diode led en face avant avec une résistance de 4,7 k Ω , conformément à la figure 10.

Mis à part le réglage de l'alimentation symétrique à ± 15 V, le filtre actif 36 dB/octave doit fonctionner dès la mise sous tension.

LES AJUSTABLES RV1/RV2

Les ajustables RV2 de 100 Ω ne permettent pas de modifier l'amplitude du signal de sortie, ou très peu.

Par contre, avec une valeur de 10 k Ω pour RV1, il y a un réglage possible de part la relation :

$$\frac{R+r}{R} = 2$$

Ce réglage est intéressant pour intervenir sur l'enceinte acoustique si le rendement des haut-parleurs n'est pas identique ou très voisin et ainsi équilibrer le boomer/médium en fonction

du tweeter dans le cas d'une enceinte 2 voies.

X VOIES

Cette étude propose un filtrage actif 2 voies, cependant le circuit imprimé étant universel, vous pouvez accéder sans difficulté à un 3, 4, 5 voies en vous basant sur les calculs publiés et orientés ici pour une fréquence de coupure de 1 500 Hz.

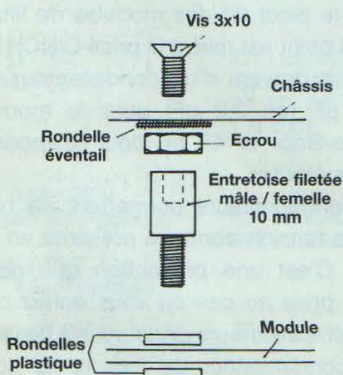
LES MESURES

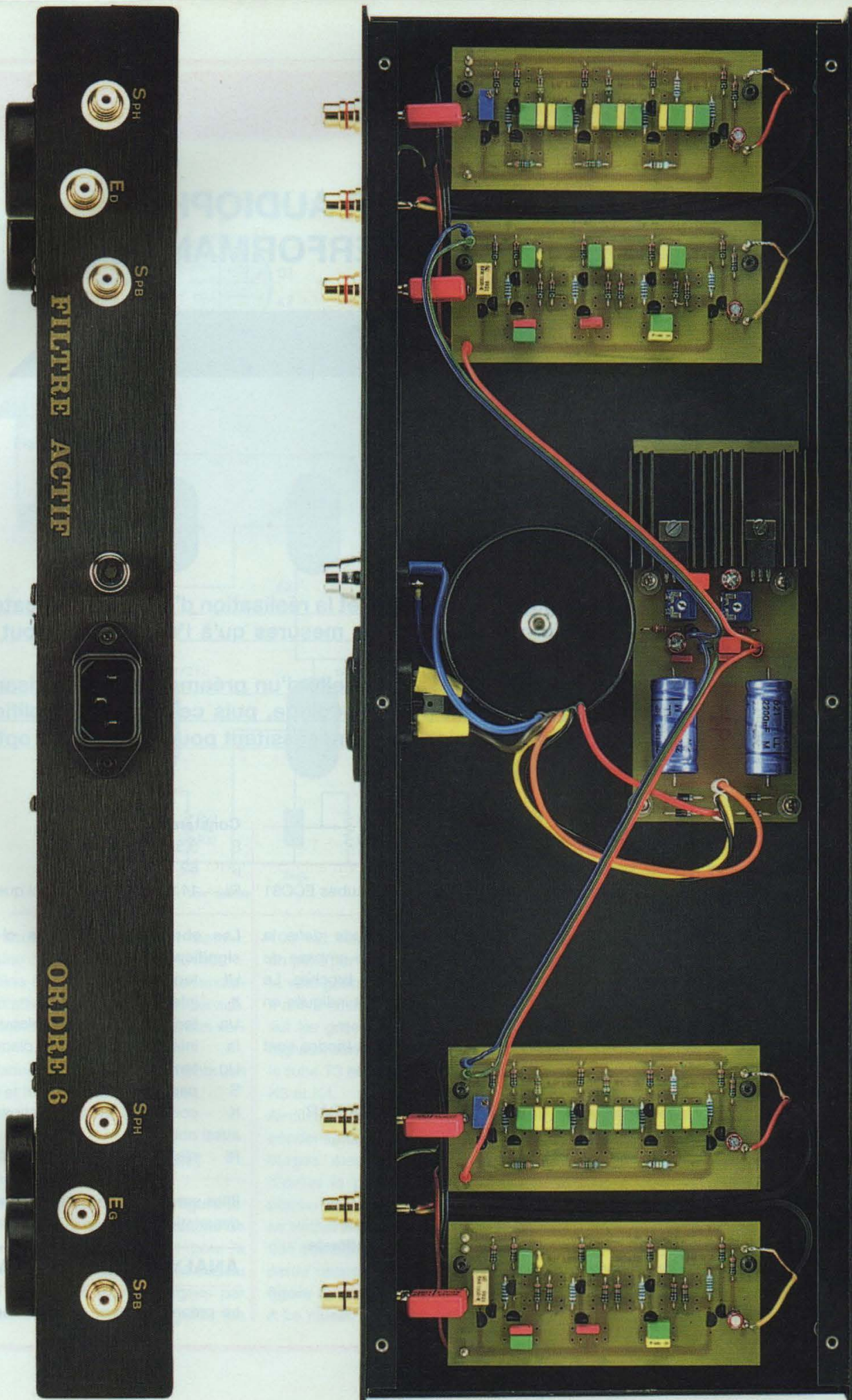
Le filtre actif a été confié pour les mesures au laboratoire de Prestige Audio Vidéo.

Ces mesures mettent en valeur les qualités de ce filtre actif à pentes très raides. Chaque haut-parleur recevra ainsi une bande de fréquences très précise à traiter, sans superposition donc sans mélange. Il n'y aura donc pas de «coloration» à l'écoute.

Bernard Duval

Figure 14





PRÉAMPLIFICATEUR AUDIOPHILE DE TRÈS HAUTE PERFORMANCE



Nous allons aborder avec cet article la description et la réalisation d'un préamplificateur de qualité audiophile dont les performances tant aux mesures qu'à l'écoute sont tout à fait exceptionnelles.

Cette description se fera en deux temps, d'abord celle d'un préamplificateur utilisant des composants classiques et ne nécessitant pas de réglage, puis celle du préamplificateur définitif faisant appel à des tubes professionnels et nécessitant pour son réglage optimum l'utilisation d'un peu de matériels de mesures.

Il s'agit d'une version simplifiée, mais qui permettra d'évoluer ensuite vers la version définitive par le simple changement des tubes et le remplacement de quelques composants sur la carte du circuit imprimé des étages préamplificateurs.

Le coffret, l'alimentation et les autres circuits imprimés resteront inchangés.

VENONS-EN À LA DESCRIPTION

Le circuit comporte deux étages, chaque étage étant composé de deux triodes ; un seul tube à un rôle d'amplification en tension dans le premier étage, et d'adaptateur abaisseur d'impédance dans le second étage.

Dans chaque étage, une seule triode est donc «active», et pourtant le circuit comporte quatre triodes.

Ceci nécessite quelques explications.

LES TUBES

Cette version utilise quatre tubes ECC81 ou l'équivalent 12AT7.

Il s'agit d'une double triode dans la même enveloppe avec une embase de type NOVAL comportant 9 broches. Le schéma et le brochage sont indiqués en **figure 1**.

Les caractéristiques de ces triodes sont les suivantes :

• VALEURS NOMINALES PAR TRIODE

Chauffage indirect

Uf 6,3 ou 12,6 V

If 0,3 ou 0,15 A

Conditions d'utilisation optimale

Ua 200 V

la 6 mA

Ug -2 V

Constantes des tubes

S 5,5 mA

μ 62

Ri 11 250 Ω , rappelons ici que $Ri=K/S$

Les abréviations utilisées ci-dessus signifient :

Uf tension filament

If intensité filament

Ua tension anodique ou plaque

la intensité anodique ou plaque

Ug tension grille

S pente du tube

K coefficient d'amplification à vide aussi noté μ

Ri résistance interne du tube

Elles seront utilisées dans ces articles et descriptions.

ANALYSE DU SCHÉMA

Le préamplificateur est construit autour

Figure 1

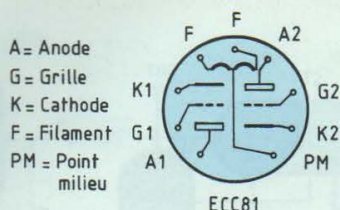


Figure 3

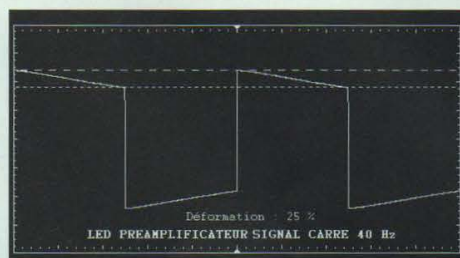
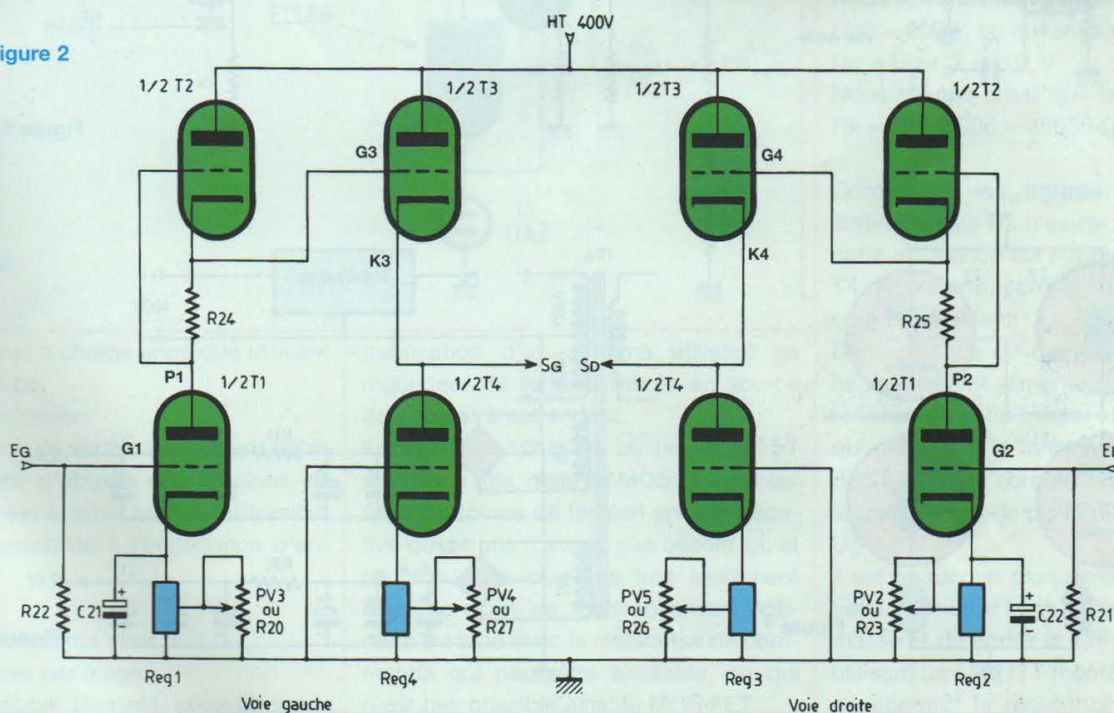


Figure 2



de 5 sous ensembles, qui sont :

- la platine commutation des entrées.
- la platine de commande de commutation et d'affichage de l'entrée en service.
- la platine de réglage du niveau des sorties.
- la platine alimentation filaments en continu et haute tension stabilisée.
- la platine préamplificatrice.

LE PRÉAMPLIFICATEUR

Son schéma y est reproduit en **figure 2**. La modulation qui arrive de la platine de sélection entre sur la grille G1 pour la voie gauche et G2 pour la voie droite du tube T1, les grilles étant chargées par une résistance de «fuite de grille» de

100 k Ω réunie à la masse. Le signal amplifié par T1 sort par la plaque P1 pour la voie gauche et P2 pour la voie droite. Il arrive en liaison directe respectivement sur les grilles G3 et G4 du tube T3. Les signaux sont adaptés en impédance par le tube T3 et en sortent par les cathodes K3 et K4.

Ainsi, le signal ne traverse aucun condensateur de l'entrée à la sortie des étages électroniques ce qui permet d'éviter le phénomène de «rotation de phase» si désagréable à l'écoute et qui se traduit aux mesures par une déformation des signaux carrés qui prennent une pente descendante. Celle-ci est illustrée **figure 3**.

A ce niveau est interposé un condensateur

d'isolement de 2,2 μ F qui bloque la composante continue existante à cet endroit.

Il achemine le signal amplifié et à basse impédance, vers le module de réglage de niveau illustré **figure 4**, puis vers les connecteurs de sorties.

Mais, me direz vous puisqu'un seul tube amplifie, pourquoi en utiliser quatre, comment ça marche ?

C'est ce que je vais tenter de vous expliquer.

Le schéma **figure 5** représente l'étage d'entrée, et le schéma **figure 6** l'étage adaptateur d'impédance.

Comme vous le savez, les caractéristiques des tubes déterminent les performances du circuit.

PRÉAMPLIFICATEUR AUDIOPHILE

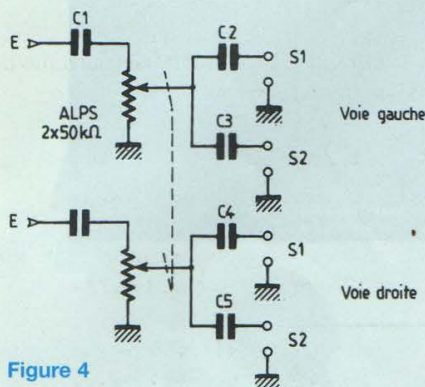


Figure 4

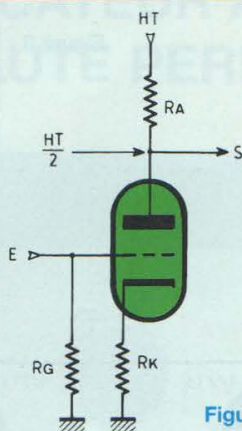


Figure 5

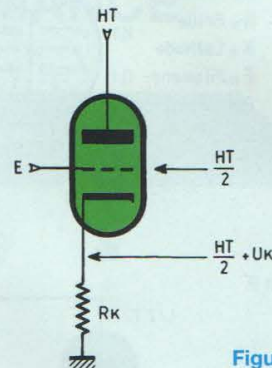


Figure 6

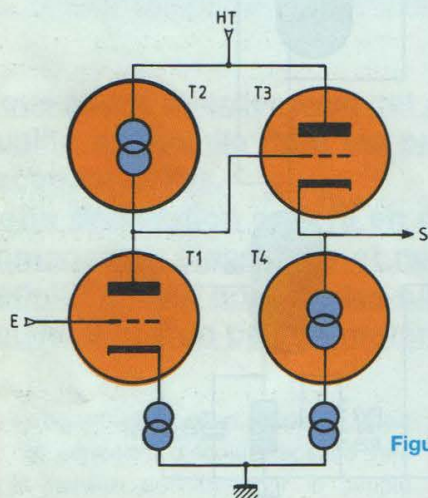


Figure 7

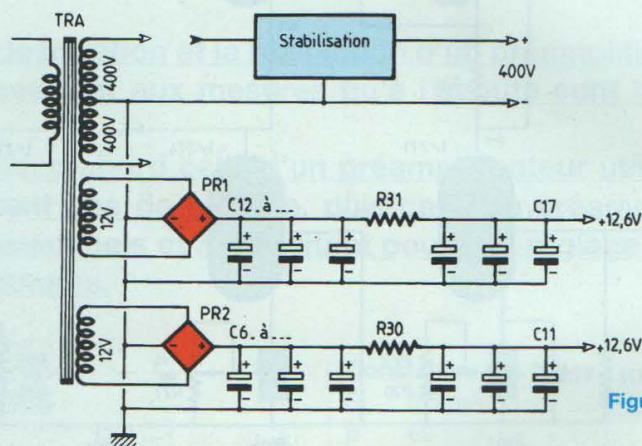


Figure 8A

• ETAGE D'ENTRÉE

Pour la 12AT7 que nous utilisons, nous connaissons le coefficient d'amplification qui est $K = 62$. Nous connaissons aussi la résistance interne $R_i = 11 \text{ k}\Omega$ et le courant optimum à utiliser, soit 6 mA . Si la tension entre cathode et plaque est de 200 V , et la haute tension aux bornes de R_a également de 200 V , il nous est facile de calculer la résistance anodique en utilisant la loi d'Ohm :

$$U = R \cdot I \text{ soit}$$

$$R_a = U / I_a$$

$$\text{D'où } R_a = 200 / 0,006 \text{ soit}$$

$$R_a = 33\,350 \, \Omega$$

De la même façon on peut calculer la résistance de cathode si

$$U_g = -2 \text{ V}, U_k = 2 \text{ V}$$

$$\text{donc } R_k = U_k / I_k \text{ soit}$$

$$R_k = 2 / 0,006 \text{ et}$$

$$R_k = 333 \, \Omega$$

Connaissant R_a on peut très facilement calculer le gain de l'étage puisque :

$$G = K \cdot R_a / (R_i + R_a)$$

$$G = 62 \cdot 33\,350 / (11\,000 + 33\,350)$$

$$G = 46$$

On démontre aussi que l'impédance de sortie du circuit est égale à :

$$Z_s = K / 2S$$

$$\text{Soit } Z_s = 62 / 2,0,0055 = 5650 \, \Omega$$

Comparons maintenant la figure 5 à la figure 2 pour constater que la triode T2 remplace R_a .

T2 est la résistance de charge dynamique du tube T1

T2 agit en fait comme une source de courant constant

Ce circuit est quelquefois appelé (à notre avis improprement) SRPP ce qui signifie Single Regulated Push Pull ou en français Push Pull à simple régulation. Il a été créé vers 1943, pour des besoins militaires sans rapport avec la basse fréquence, et son étude détaillée figure dans les publications de G. Valley et H. Wallman de 1948.

Les lecteurs intéressés pourront s'y reporter.

Les avantages de ce circuit s'il est bien réalisé et réglé sont :

- Très grande linéarité,
- Bande passante beaucoup plus large

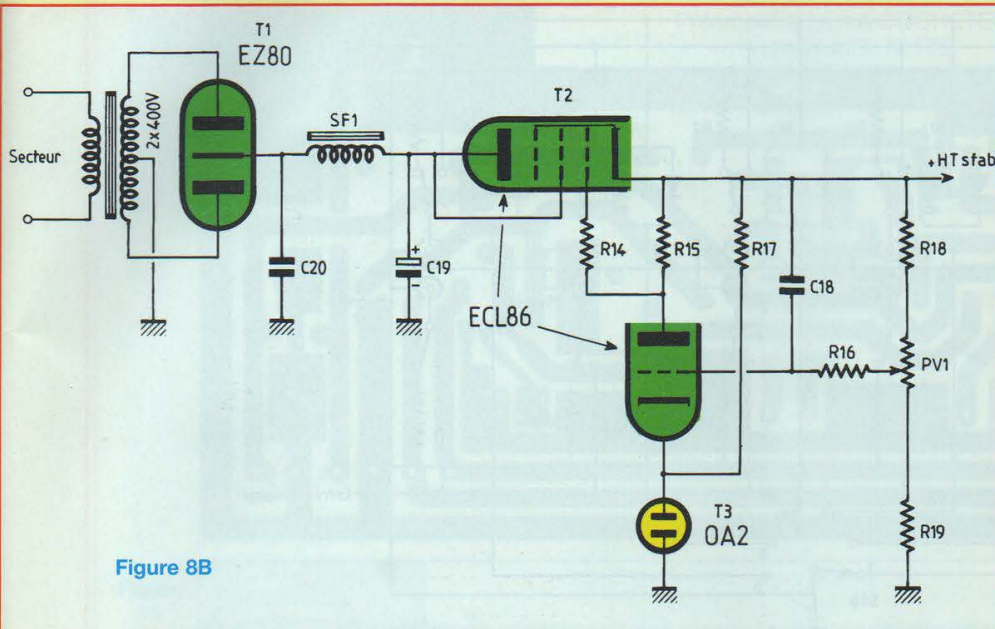


Figure 8B

que le circuit à charge anodique utilisant le même tube,

- Faible distorsion,
- Impédance de sortie relativement faible
- Possibilité d'obtenir des tensions de sortie élevées à faible taux de distorsion,
- Faible sensibilité à l'impédance d'entrée.

Les inconvénients sont :

- Deux tubes par étage,
- Alimentation filament séparée pour chaque tube,
- Tension d'alimentation élevée,
- Nécessité d'utiliser une résistance de charge de sortie élevée pour maintenir les performances du circuit.

Nous constatons aussi sur le schéma de la figure 2 que la résistance de cathode que nous avons calculée à 333 Ω n'existe pas, mais qu'elle est remplacée par un circuit stabilisateur de tension de type LM317T monté en source de courant constant.

C'est cette nouveauté dans le montage qui apporte à celui-ci une linéarité et une bande passante assortie d'un faible taux de distorsion encore beaucoup plus important.

Il s'agit bien d'une nouveauté. En effet à notre connaissance, il n'existe pas de

publication d'un schéma utilisant un régulateur de tension monté en source de courant à cet endroit.

Il existe des schémas où un MOS FET remplit ce rôle, mais ce MOS FET nécessite une source de tension annexe négative dont nous n'avons pas besoin ici, et de plus nous pouvons très facilement régler le point de fonctionnement optimum du tube avec la résistance de commande qui peut être ajustable, ce qui n'est pas possible avec le MOS FET.

Ainsi notre étage amplificateur de tension peut être assimilé à un tube amplificateur unique monté entre deux régulateurs de courant, l'un dans la cathode et l'autre dans l'anode. Ainsi drivé, cet étage nous donne des performances, exceptionnelles et ne risque pas de voir ses performances évoluer dans le temps et avec l'usure du tube.

• ETAGE ADAPTATEUR D'IMPÉDANCE

Le schéma suivant figure 6 représente le schéma équivalent à ce circuit.

L'impédance de sortie Z_k se calcule par la formule :

$$Z_k = R_i \cdot R_k / (R_i + R_k(1+K))$$

$$Z_k = 11000 \cdot R_k / (11000 + R_k(1+62))$$

si $R_k = 33650 \Omega$ (voir calcul plus loin)

$$Z_k = 11000 \cdot 33650 / (11000 + 33654 \cdot 61) = 174 \Omega$$

Mais la formule simplifiée suivante donne le même résultat

$$Z_k = 1/S$$

$$\text{Soit } Z_k = 1/0,0055 = 182 \Omega$$

Calcul de R_k

Nous sommes partis avec $HT = 400 \text{ V}$ et $U_{g3} = 200 \text{ V}$, ce qui entraîne

$$U_k = U_g + 2 = 202 \text{ V}$$

Nous savons aussi que $I_a = 6 \text{ mA}$ d'où

$$R_k = 202/0,006 = 33650 \Omega$$

Comparons les figures 6 et 2 pour constater que R_k n'existe pas, mais que cette résistance est remplacée par T4.

T4 fonctionne comme une source de courant constant.

Dans ce type de montage, la grille est habituellement alimentée par un pont de résistances entre masse et haute tension qui détermine la tension de polarisation de T4 soit 2 V, compte tenu d'une résistance de cathode portant celle-ci à $U_g + 2 \text{ V}$.

Il est beaucoup plus simple et plus efficace de mettre la grille directement à la masse et de porter la cathode à +2 V en utilisant un LM317T monté en régulateur de courant, la résistance variable permettant également un réglage précis de la valeur optimum de polarisation. De plus, la puissance dissipée par la résistance R_k l'est désormais par le tube T4, ce qui fiabilise également le circuit. Or cette puissance n'est pas toujours négligeable. Ici elle est égale à $R \cdot I^2$ soit 0,74 W. Par ailleurs ce circuit permet d'abaisser le taux de distorsion de l'ensemble.

En réalité, cette analyse théorique n'est valable que pour chaque circuit pris séparément.

Si la liaison entre T1 et T3 se faisait par l'intermédiaire d'un condensateur, cette analyse serait également juste. Mais nous avons une liaison directe entre les deux circuits qui sont donc électriquement couplés et il faut alors regarder le

PRÉAMPLIFICATEUR AUDIOPHILE

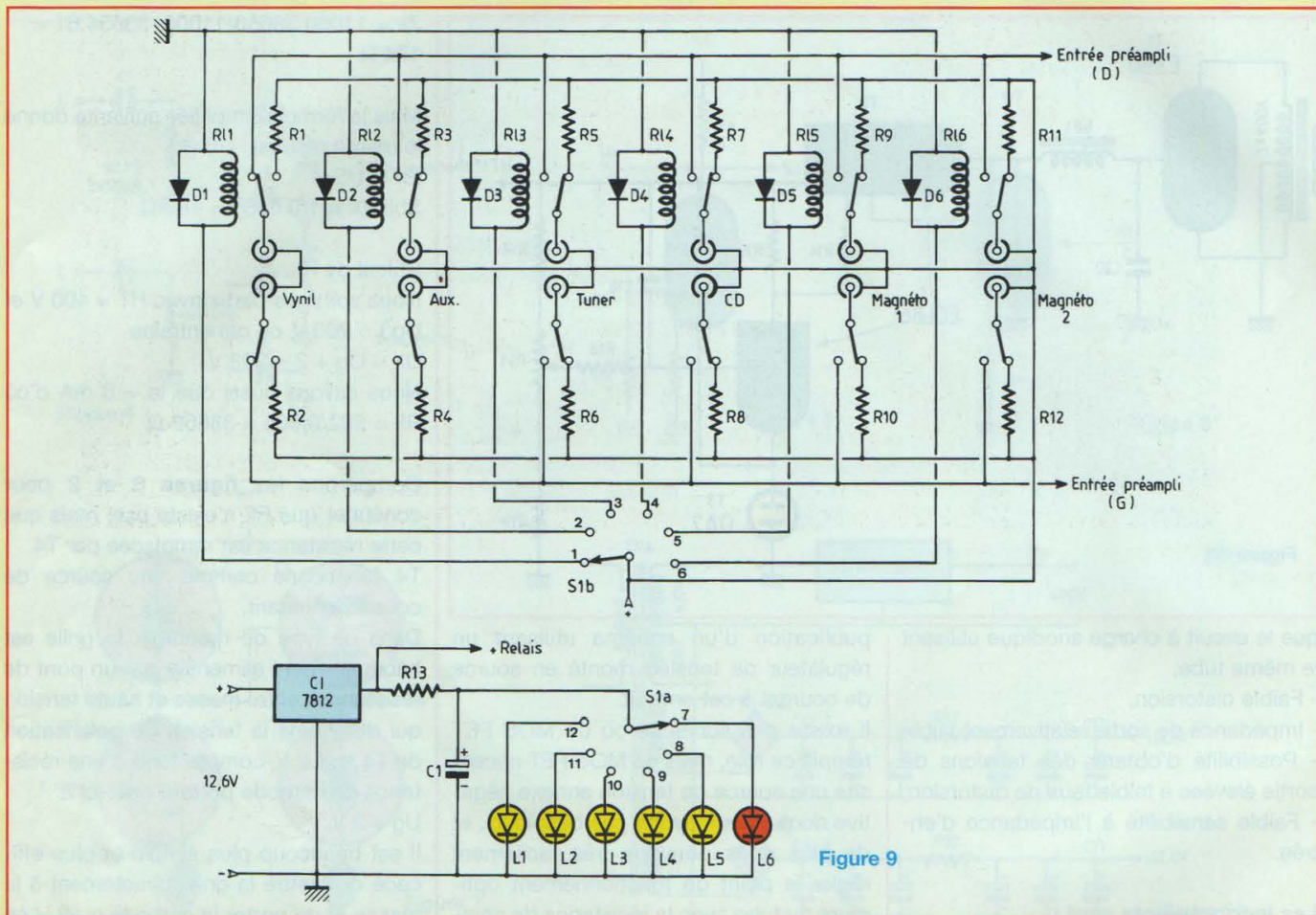


Figure 9

circuit complet comme un réseau, ce qui complique l'analyse.

Nous dirons simplement que le circuit équivalent peut être assimilé à un montage en pont comme illustré **figure 7**. On démontre aussi que dans ce cas l'impédance de sortie Z_s n'est pas égale à $1/S$ mais à environ $1/2S$, soit ici 91Ω seulement. Dès lors, lorsque l'équilibre du pont est réalisé, les performances du circuit sont optimales, et ceci se fait tout simplement par le réglage de PV2 et PV5 pour la voie droite.

Dans la description ci-dessus, chaque branche du pont est occupée par une résistance de 33500Ω environ.

Enfin, le système est auto-équilibré et auto stabilisé, ce qui nous permettra dans cette réalisation simplifiée de remplacer PV3 et PV4 par une simple résistance (pour la voie gauche).

L'ALIMENTATION

Comme indiqué **figure 8**, elle nécessite quelques précautions particulières.

L'utilisation d'un transformateur comportant deux enroulements $12,6 \text{ V}$ est indispensable.

Ce même transformateur disposera de deux enroulements de $400 \text{ V} / 30 \text{ mA}$ afin de pouvoir faire un redressement par une diode à vide (EZ80 ou 81) et non par un pont silicium. De plus, pour éviter tout rayonnement perturbateur nous utiliserons un circuit double C avec blindage μ métal.

Les filaments des tubes T1 et T4 sont alimentés en $12,6 \text{ V}$ continu, le redressement se faisant sur la carte alimentation suivi d'un filtrage sommaire par résistan-

ce bobinée et 6 condensateurs de $1000 \mu\text{F} / 16 \text{ V}$.

Les filaments des tubes T2 et T3 sont également alimentés en $12,6 \text{ V}$ continu, le redressement étant confié à un pont de diodes au silicium, suivi d'un filtre sommaire.

Les cathodes de ces deux tubes étant portées à un potentiel de $+200 \text{ V}$, il faut donc que les filaments soient aussi portés à un potentiel proche pour éviter le claquage du tube par amorçage entre filament et cathode.

C'est le rôle des deux résistances de $220 \text{ k}\Omega$ R28 et R29 soudées sur la carte préamplificatrice.

Le pont de diodes sera au minimum un 400 V .

Les filaments de la diode EZ80 et de l'ECL86 de régulation sont alimentés en alternatif par une prise effectuée sur

Figure 10

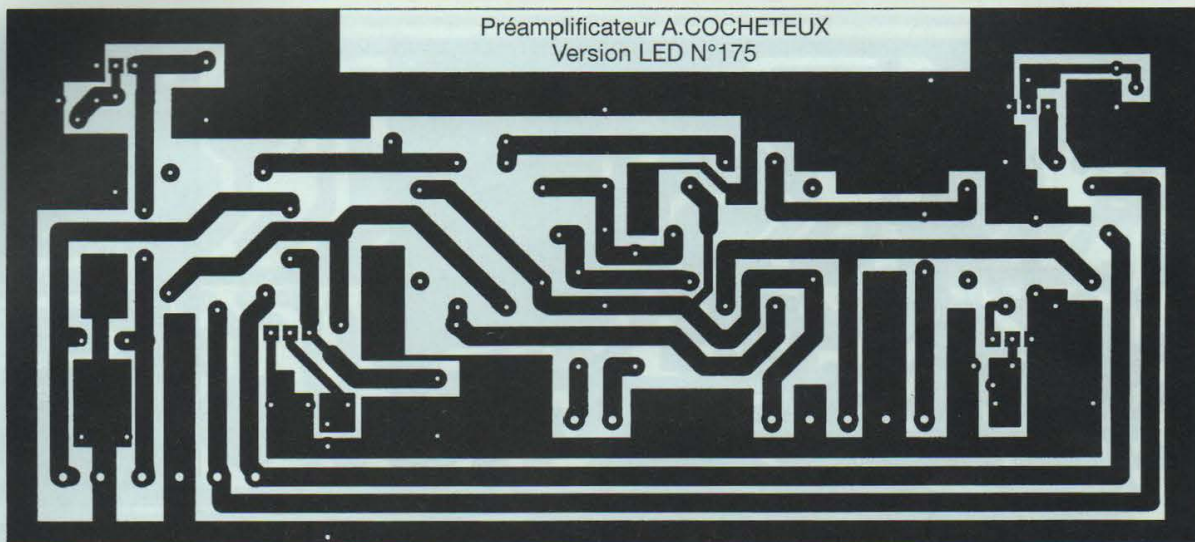
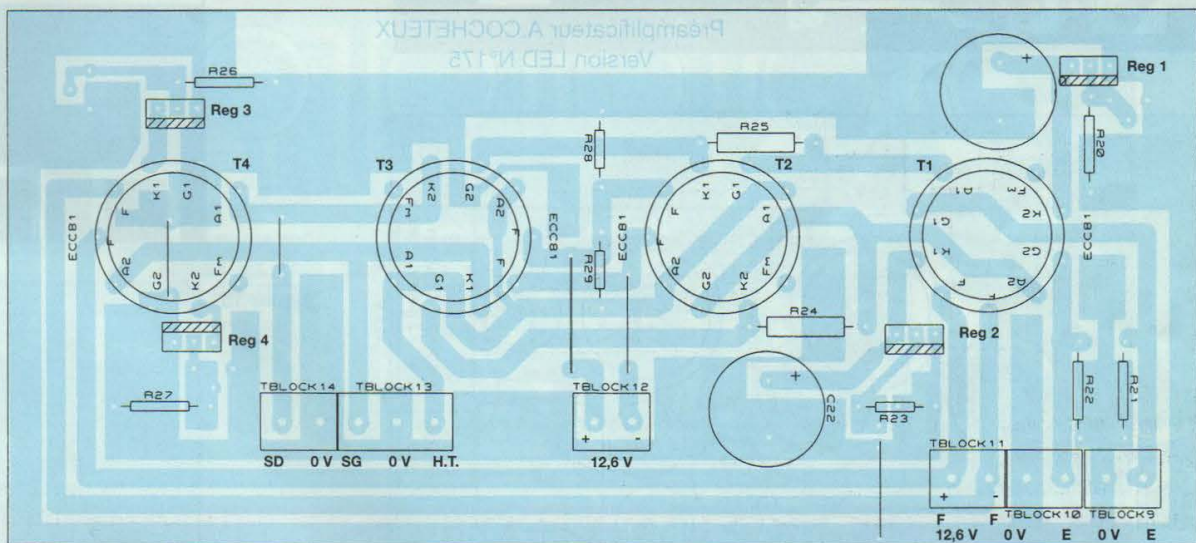


Figure 11



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

MODULE PRÉAMPLIFICATEUR

• Résistances

R20, R23 : 374 Ω
R21, R22 : 100 kΩ
R24, R25 : 2,4 kΩ
R26, R27 : 374 Ω

R28, R29 : 220 kΩ

• Condensateurs

C21, C22 : 220 μF / 16 V
chimique radial

• Tubes

T1 à T4 : ECC81 : 12A7, 12A7WA

• Régulateurs

Reg 1 à Reg 4 : LM317T

• Divers

4 supports NOVAL
4 borniers à vis 2 plots (TBLOCK 9 à 12)
1 bornier à vis 3 plots (TBLOCK 13)

l'enroulement du transformateur alimentant T1 et T4 en continu.

Après redressement par la diode EZ80, la haute tension est filtrée par la cellule C20, SF1, C19, puis elle est stabilisée par l'ECL86.

La tension de référence est donnée par la

diode à gaz OA2 (elle pourra être une OB sans modification).

La tension de sortie est réglée à 400 V par le potentiomètre ajustable PV1. Ce schéma est un classique du genre et n'appelle pas de commentaires particuliers.

LE SÉLECTEUR DE SOURCES

Comme le mentionne la **figure 9**, il permet de sélectionner 6 sources de «haut niveau» à l'aide d'un commutateur rotatif à 6 posi-

PRÉAMPLIFICATEUR AUDIOPHILE

Figure 12

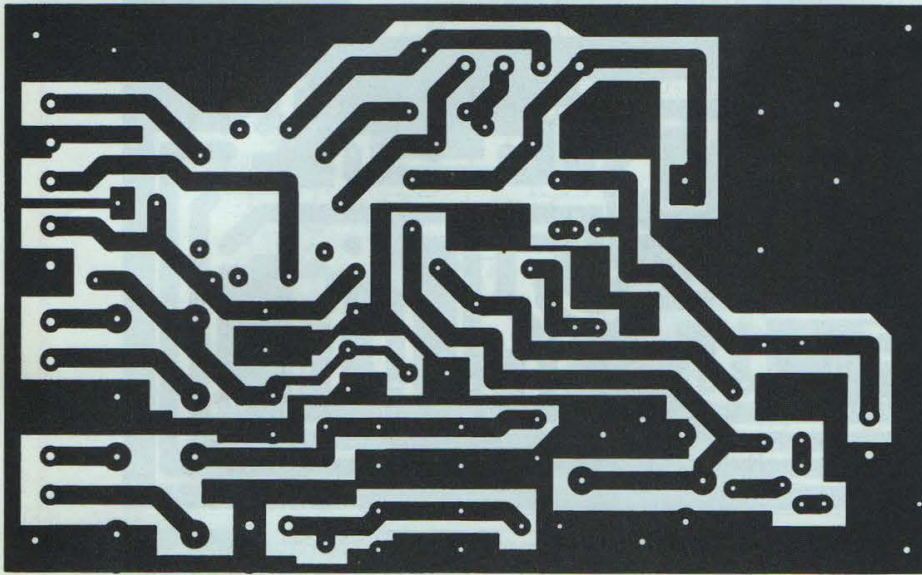
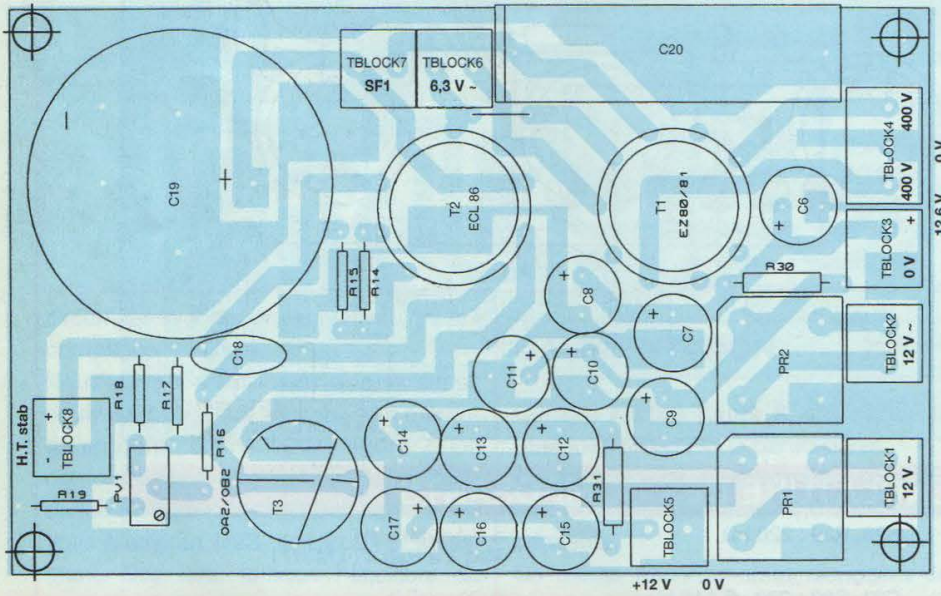


Figure 13



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

MODULE ALIMENTATION

• Résistances

R14, R16 : 100 Ω
 R15 : 150 kΩ
 R17 : 47 kΩ / 2 W
 R18 : 150 kΩ
 R19 : 15 kΩ
 R30, R31 : 0,33 Ω / 2 W
 PV1 : 5 kΩ ajustable

• Condensateurs

C6 à C17 : 1 000 μF / 25 V chimique
 C18 : 1 μF / 400 V
 C19 : 1 000 μF / 450 V chimique
 C20 : 10 μF / 450 V axial

• Tubes

T1 : EZ81
 T2 : ECL86

T3 : OA2 / OB2

• Divers

2 supports NOVAL 9b
 1 support miniature 7b
 7 borniers à vis 2 plots
 TBLOCK 1 à 3
 1 bornier à vis 3 plots
 TBLOCK 4
 PR1, PR2 : ponts de diodes
 6 A / 400 V

Figure 14

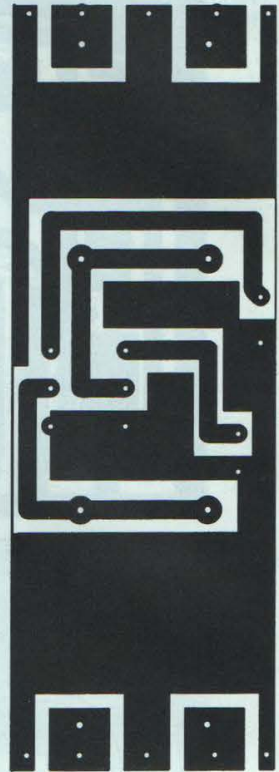
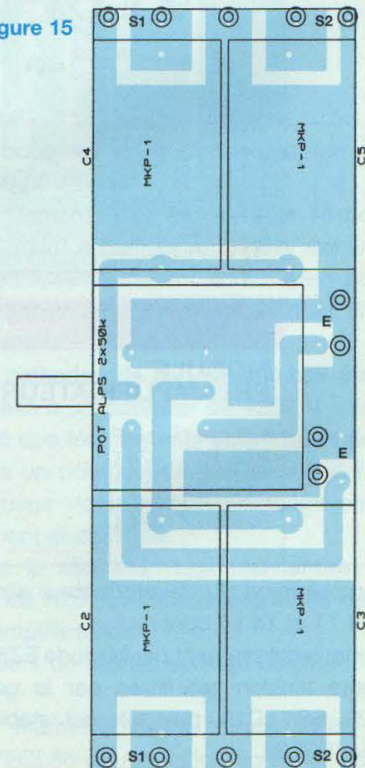


Figure 15



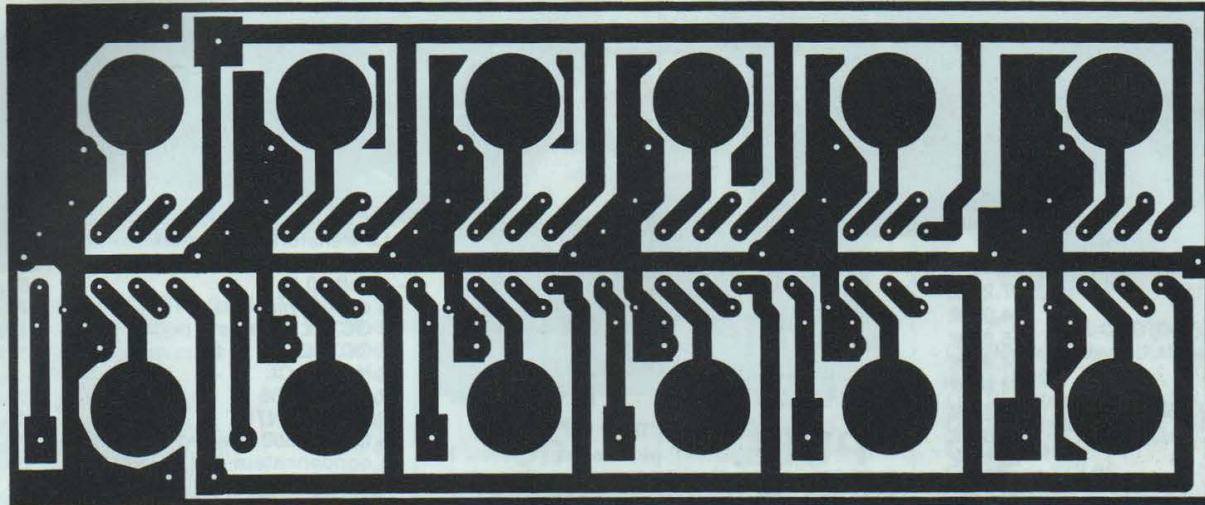


Figure 16

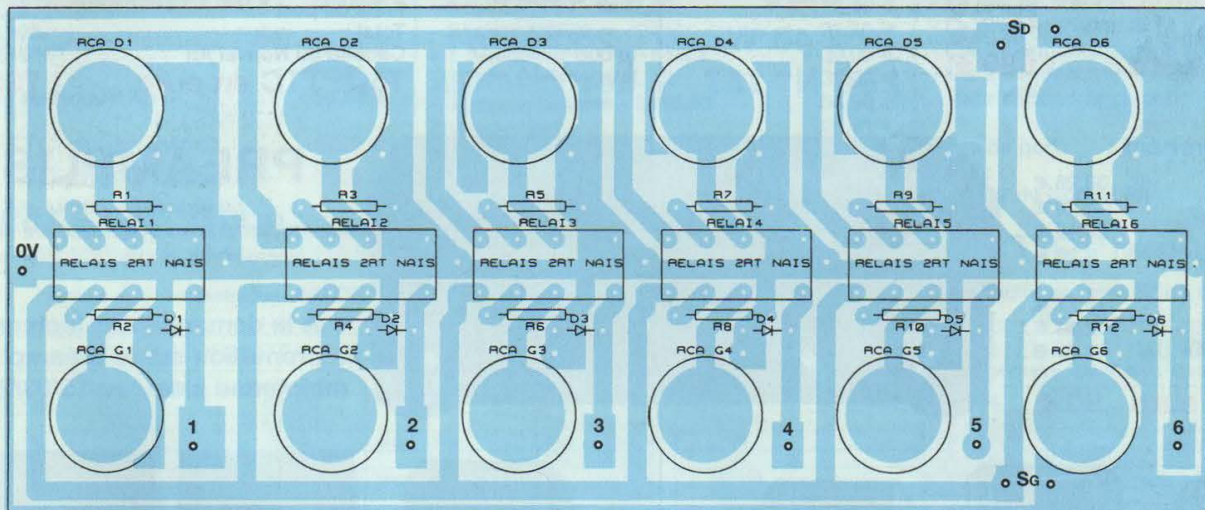


Figure 17

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

MODULE POTENTIOMÈTRE

- **Condensateurs**

C1 : 2,2 μ F MKP
C2, C3, C4, C5 : 3,3 μ F MKP

- **Divers**

1 pot double ALPS 50 k Ω log.

MODULE CONNECTIQUE ENTRÉE SORTIE

R1 à R12 : C Métal 82 k Ω
D1 à D6 : 1N4007
Rel 1 à 6 : 12 V / 290 Ω -35 m Ω
PG1 à 6 : embase RCA dorée rouge

PD1 à 6 : embase RCA dorée noire

- **Divers**

1 sachet picots pour CI
1 sachet cosses pour CI
1 fil en Nappe à souder de 1 m
2 fils blindés de 2 m

tions / 2 circuits. Il faudra souder le commutateur sur le circuit imprimé du côté des LED après avoir coupé son axe à la longueur nécessaire pour le bouton utilisé. Un circuit commute les relais de sélection des sources, l'autre allume la LED d'affichage de la source correspondante. Ce circuit comporte un régulateur de tension 7812, les relais étant des 12 V. Ces relais pourront être du type REED, cependant

dans la version définitive il est préconisé l'utilisation de relais 2RT spéciaux pour faibles signaux à contacts dorés de très faible résistance de contact (<35 m Ω).

RÉALISATION

• 5 MODULES ET UN COFFRET

4 des 5 modules de cette étude vous sont proposés dans cette première par-

tie, de quoi vous faire patienter jusqu'au numéro 176.

En ce qui concerne le coffret, celui-ci est un rack ARABEL aux dimensions standards 10 pouces disponible chez Electronique Diffusion sous la référence HAER 4809-250A.

À suivre...

André Cochetoux

PROMOS VALABLES JUSQU'AU 15/03/2003

Photos non contractuelles.



kit comprenant :

- Le transformateur d'alim Led 157 90,00 €
- 2 TS 3 800 Ω Led 157 207,20 €
- 8 tubes 6L6 E.H. 144,00 €
- 2 tubes EF86 45,80 €
- 2 tubes ECC83 24,40 €
- 3 capots nickelés 54,90 €
- 1 condo 2 200 μF / 450 V 53,40 €
- 8 supports OCTAL châssis 36,80 €
- 4 supports NOVAL CI 18,40 €

Frais de port 21,34 €
 Total : 696,24 €
 Cadeau du Nouvel An - 66,24 €
Total TTC en euro 630 €

**Double
PUSH
PULL
6L6**
2 x 40 W
Led N° 157



kit comprenant :

- Le transformateur d'alimentation 103,70 €
- 2 transfos de sortie 3 800 Ω 207,30 €
- 1 self 10 H 53,40 €
- 4 capots nickelés 73,20 €
- 4 OCTAL châssis 18,40 €
- 2 OCTAL CI 9,20 €
- 2 NOVAL CI 6,70 €
- 2 tubes EF86 45,80 €
- 2 tubes 6SN7GT 43,60 €
- 4 tubes 6550 (Electro-Harmonix) 186,80 €
- 1 condensateur 470 μF/500 V 30,00 €

Total : 778,10 €
 Frais de port 25,90 €
 Total : 804,00 €
 Cadeau du Nouvel An - 74,00 €
Total TTC en euro 730 €

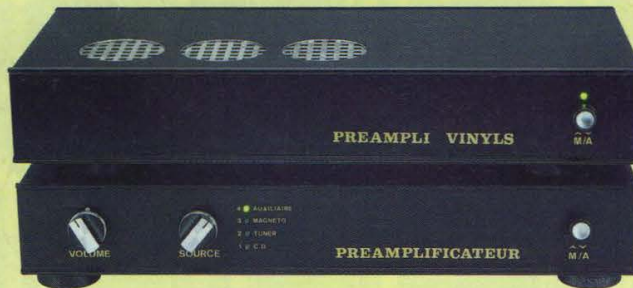
**PUSH
PULL
de
6550**
2 x 60 W
Led N° 169

kit comprenant :

- 2 transformateurs 38,26 €
- 1 lampe ECC81 13,70 €
- 2 lampes ECC83 24,40 €
- 3 supports NOVAL CI 9,20 €

Frais de port 16,77 €
 Total : 102,33 €
 Cadeau du Nouvel An - 12,33 €

Total TTC en euro 90 €



PRÉAMPLIS
Led N°s 168 - 169

A la demande des lecteurs
la promotion sur le préampli est
maintenue jusqu'au 15/03/2003



kit comprenant :

- Le transformateur d'alimentation 85,40 €
- Les deux transfos de sortie 160,00 €
- La self de 3H 44,20 €
- Les 8 tubes 6V6 (E.H.) 144,00 €
- Les 3 capots nickelés 54,90 €
- Les tubes ECC83 24,40 €
- Les supports OCTAL pour C.I. 36,80 €
- Les supports NOVAL pour C.I. 6,70 €

Frais de port 25,91 €
 Total : 582,31 €
 Cadeau du Nouvel An - 42,31 €
Total TTC en euro 540 €

**LE
QUATUOR
6V6**
Led N° 170



kit comprenant :

- 1 transfo d'alimentation Led 171 88,40 €
- 1 capot nickelé 18,30 €
- 2 transfos de sortie - 3,5 kΩ 283,60 €
- en cuve, circuit C
- 1 self circuit C de 3H 44,20 €
- 4 supports OCTAL châssis 18,40 €
- 2 tubes 6SN7 43,60 €
- 2 tubes 6550 (E.H.) 93,40 €
- 2 condensateurs 470 μF/500 V 60,00 €

Frais de port 25,91 €
 Total : 675,81 €
 Cadeau du Nouvel An - 45,81 €
Total TTC 630 €

**LE
SINGLE
6550**
Led N° 173

LE FABRICANT QUI MET AU SERVICE DE L'AUDIOPHILE LA QUALITÉ AÉRONAUTIQUE MILITAIRE ET SPATIALE

PUSH-PULL 845

Led N°s 172 - 173



kit comprenant : pour 1 bloc

- 1 transfo d'alimentation en cuve 198,20 €
- 1 transfo de sortie en cuve 259,20 €
- 2 tubes 845 appariés 152,40 €
- 2 tubes ECL86 35,00 €
- 2 supports dorés 42,60 €
- 2 supports NOVAL pour C.I. 6,70 €
- 1 self de filtrage en cuve 71,65 €
- 1 transfo d'alim. 2x12 V en cuve 85,00 €
- 2 condensateurs 470 µF / 500 V 60,00 €

Frais de port 25,91 €
 Total : 936,66 €
 Cadeau du Nouvel An - 56,66 €

Total TTC pour 1 bloc 880 €

Total TTC pour 2 blocs 1 720 €

(880 x 2 = 1 760 - remise 40 €)
 - option sur kit (vendu exclusivement avec kit)
 1 boîtier 226 117 (idem au montage Led) 110,50 €

PROMOS

valables pour toute commande reçue avant le 15/03/2003

SINGLE END EN QUATUOR

2 x 20 W - Led N° 175



kit comprenant :

- 1 transfo alim en tole (nu) Led 175 88,40 €
- 2 TS 1250 Ω Led 140/170/175 en tole 160,00 €
- 1 self torique 28,00 €
- 8 tubes 7189 - 8x22,80 182,40 €
- 2 tubes ECF82 21,40 €
- 2 condos 47 000 µF / 16 V 30,00 €
- 10 supports NOVAL CI 33,50 €
- 3 capots nickelé - 3x18,30 54,90 €

Frais de port 25,91 €
 Total : 624,51 €
 Cadeau du Nouvel An - 84,51 €
 (pour des transfos en cuve, nous contacter)

Total TTC (3 542,17 F) 540 €

LE TRIODE 845

Led N°s 161 - 162 - 163



kit comprenant :

- Le transformateur d'alimentation (sans le 12 V) en cuve 152,45 €
- Les transfos de sortie en cuve 518,40 €
- Les tubes 845 appariés 152,40 €
- Les supports 42,60 €
- Les tubes ECL86 35,00 €
- Les supports NOVAL pour C.I. 6,70 €
- La self de filtrage 44,20 €
- Le transfo d'alim. 2x12 V en boîte 77,75 €
- Les 2 condensateurs 2 200 µF / 450 V + les 2 condensateurs 150 000 µF / 16 V (fabrication française) 173,80 €

Frais de port 59,50 €
 Total : 1 262,80 €
 Cadeau du Nouvel An - 73,80 €

Total TTC (7 799,33 F) 1 189 €

Photos non contractuelles. IMPORTANT : sur la commande de matériel, joindre le règlement et indiquer votre N° de téléphone.

TRANSFORMATEUR DE SORTIE					
LED N°	Impédance Prim	Impédance Sec	Puissance	Poids	Prix TTC
136-154-166	4 000 Ω	4/8/16 Ω	40 W	2,8 kg	97,60 €
138	5 000 Ω	4/8/16 Ω		1,2 kg	50,30 €
140-170-175	1 250 Ω	4/8 Ω	Single 20 W	2,8 kg	80,00 €
143	2 000 Ω	4/8 Ω	60 W	4,0 kg	103,60 €
146	625 Ω	4/8 Ω	Single 40 W	4,8 kg	103,60 €
146-150	6 600 Ω	4/8 Ω		2,9 kg	103,60 €
146-150-152 et 165		self 10H, tôle	50 W		53,40 €
151	9 000 Ω	4/8 Ω			83,80 €
152	2,3/2,8/3,5 kΩ	4/8/16 Ω	30 W circuit C en cuve		213,40 €
155	8 000 Ω	4/8/16 Ω	20 W		94,50 €
157-160-169	3 800 Ω	4/8/16 Ω	50 W		103,60 €
159-160-171	3 500 Ω	4/8 Ω	15 W circuit C en Cuve		141,80 €
161-162	Circuit C. Modèle en Cuve pour Single tube 845 (impéd. 4/8 Ω)				259,20 €
167	2 000 Ω	4/8 Ω			103,60 €

LAMPES			
ECC83	Prix Unit : 12,20 €	ECC82	Prix Unit : 9,10 €
EF 86	Prix Unit : 22,90 €	ECC81	Prix Unit : 13,70 €
ECL86	Prix Unit : 17,50 €	ECF82	Prix Unit : 10,70 €
GZ32	Prix Unit : 15,20 €	EZ80	Prix Unit : 8,00 €
EZ81	Prix Unit : 16,60 €	6SN7GT	Prix Unit : 21,80 €

LAMPES PRIX À L'UNITÉ					
EL34 Tesla	Prix : 24,20 €	EL84	Prix : 8,40 €	6L6 E.H.	Prix : 26,00 €
KT88 Tesla	Prix : 45,00 €	7189	Prix : 22,80 €	6550 E.H.	Prix : 46,70 €
300B Sovtek	Prix : 122,00 €	KT90	Prix : 54,80 €	6V6 E.H.	Prix : 18,00 €
6L6	Prix : 18,30 €	6V6 GT	Prix : 16,00 €	300B E.H.	Prix : 200,00 €
845 Chine	Prix : 76,20 €				

Port pour les lampes : de 1 à 4 : 7,62 € et de 5 à 10 : 9,91 € (gratuit avec achat d'un jeu de 3 transfos).

TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION				
faible induction 1 Tesla - capoté - primaire 230 V avec écran				
LED N°	Secondaires	Poids	Prix TTC	
136-140	2x225 V-2x6,3 V	4,0 kg	79,30 €	
138	2x300 V-2x6,3 V	2,8 kg	64,00 €	
142	2x300 V, 2x6,3 V tôle (PR001)	1,2 kg	57,20 €	
143-145	2x230/240 V-12 V	4,6 kg	90,70 €	
146-150	2x380-2x6,3 V-5 V	6,0 kg	90,70 €	
147-148	PRÉAMPLI TUBES circuits «C»	1,0 kg	74,70 €	
149-158	ALIM. H.T. / Préampli tubes 2x300 V + 6,3 V	1,0 kg	77,80 €	
152	Prim. 230 V - Ecran - Sec. 2x300 V-2x6,3 V	6 kg	97,60 €	
154-159-160	Prim. 230 V - Ecran - 2x360 V-5 V-6,3 V		88,40 €	
155	Prim. 230 V - Ecran - 2x230 V ou 2x330 V+12 V		79,30 €	
157-160	Prim. 230 V - Ecran - 380 V+6,3 V+4x3,15 V		90,00 €	
161-162-163	Prim. 220 V / 230 V - Ecran - 2x330 V-12 V-6,3 V en cuve		198,20 €	
	Prim. 230 V - Sec. 2x12 V - Ecran : 53,36 € avec capot et 77,75 € en boîte			
163	Prim. 230 V - Sec. 2x240 V + 12 V - Ecran (Filtre Actif)		53,40 €	
166/170	Prim. 230 V ³ - Ecran - Sec. 2x230 V + 6,3 V + 6,3 V - 4,5 A		85,40 €	
167-169	Prim. 230 V - Ecran - Sec. 400 V+6,3 V+4x3,15 V+7,5 V		103,70 €	
171	Prim. 230 V - Ecran - 2x360 V-6,3 V / 2 A + 6,3 V / 5 A		88,40 €	

SUPPORTS			
Support NOVAL C.I.	3,35 €	NOVAL Châssis	4,60 €
Support 4 cosses «300B»	9,90 €	OCTAL Châssis	4,60 €
Support Jumbo (845) doré	21,30 €	OCTAL C.I.	4,60 €
Capot nickelé	18,30 €		

CONDENSATEURS			
1 500 µF / 350 V	27,40 €	150 000 µF / 16 V	33,50 €
2 200 µF / 450 V	53,40 €	470 µF / 500 V	30,00 €
		Bride condo ø50	1,50 €
		47 000 µF / 16 V	15,00 €

CONDITIONS de VENTE : France métropole : Règlement par chèque joint à la commande.
 PORT : 12,20 € le premier transfo, 4,57 € en plus par transfo supplémentaire.
 Minimum de facturation TTC : 50 € (port non compris). Si inférieur, frais de traitement de 6,40 € en sus.



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

☎ : 05 61 07 55 77 / Fax : 05 61 86 61 89

Site : acea-fr.com / email : bernard.toniatti@acea-fr.com



79, rue d'Amsterdam
75008 Paris
Tél. : 01 48 78 03 61
Fax : 01 40 23 95 66

**Réparation Haut Parleur
et vente de pièces détachées d'origines :**
TAD - RADIAN - JBL - FOSTEX - SELENIUM -
B&C - SOLTON - ALTEC - TRIANGLE - FOCAL
L'ensemble de ces produits est disponible en neuf
ainsi que leurs accessoires et leurs complémentaires,
permettant d'élaborer des systèmes audio



COMPRESSION HAUT DE GAMME



Ces compressions sont équipées de diaphragmes en alliage d'aluminium spécial et de suspensions en mylar, ce qui donne à ces drivers une linéarité surprenante et un rendement élevé du fait de la légèreté de l'équipage mobile. Ces composants sont disponibles en 8 et 16 Ω.

Compressions drivers

450 PB :	1 pouce	25 W	800 Hz à 20 kHz	105 dB	176 € TTC
465 PB :	1 pouce	40 W	800 Hz à 20 kHz	107 dB	235 € TTC
475 PB :	1 pouce	50 W	800 Hz à 21 kHz	109 dB	275 € TTC
636 PB :	1,4 pouce	50 W	500 Hz à 20 kHz	110 dB	295 € TTC
745 PB :	1,4 pouce	65 W	500 Hz à 20 kHz	111 dB	390 € TTC
835 PB :	1,4 pouce	75 W	500 Hz à 20 kHz	113 dB	530 € TTC
651 PB :	2 pouces	50 W	500 Hz à 20 kHz	110 dB	295 € TTC
760 PB :	2 pouces	60 W	500 Hz à 20 kHz	111 dB	390 € TTC
850 PB :	2 pouces	75 W	500 Hz à 20 kHz	113 dB	530 € TTC
950 PB :	2 pouces	100 W	500 Hz à 20 kHz	111 dB Neodin	850 € TTC

bobine 4 pouces.

Haut-parleurs

2208B :	8 pouces	200 W	58 Hz à 4,5 kHz	95 dB à 100 Hz	182 € TTC
2212B :	12 pouces	300 W	52 Hz à 3,5 kHz	93 dB	242 € TTC
2312 :	12 pouces	400 W	48 Hz à 3,5 kHz	96 dB	389 € TTC
2215B :	15 pouces	500 W	45 Hz à 2,5 kHz	97 dB	390 € TTC
2216 :	15 pouces	600 W	45 Hz à 3,5 kHz	96 dB	400 € TTC
2218 :	18 pouces	600 W	26 Hz à 280 Hz	95 dB	455 € TTC

Haut-parleurs coaxiaux

365 :	6,5 pouces	75 W	60 Hz à 18 kHz	92 dB	100 € TTC
365 T :	6,5 pouces	75 W	60 Hz à 18 kHz, ligne 100 V	92 dB	143 € TTC
508/2B :	8 pouces	200 W	55 Hz à 20 kHz HF 1P	95 dB	340 € TTC
5208 B :	8 pouces	200 W	55 Hz à 20 kHz HF 1P	96 dB	322 € TTC
5212 B :	12 pouces	300 W	55 Hz à 20 kHz HF 1P	94 dB	415 € TTC
5312 :	12 pouces	500 W	60 Hz à 20 kHz HF 2P	96 dB	698 € TTC
5215 B :	15 pouces	500 W	45 Hz à 20 kHz HF 2P	97 dB	803 € TTC



Pour tout achat d'un système ou d'un ensemble de composants d'une réalisation, CICE vous offre un abonnement à Led

SYSTÈMES HAUT RENDEMENT en démonstration permanente.
Équipement : RADIAN / TAD / ELECTRO VOICE et production CICE Industrie, Haut Parleur et compressions.
Réalisation : en 2, 3, et 4 Voies : Actif ou Passif.
Pavillons : Bois ou Métal.
Amplification : à Transistors ELECTRO VOICE / DYNACORD ou Tubes, VERDIER ou Réalisation LED.
Nos Kits sont fournis avec plan complet, et conseils de réalisation pour petits et gros systèmes.



HAUT PARLEUR RADIAN.

Toute la nouvelle gamme en présentation et développement des systèmes coaxiaux de tous diamètres.



Pavillon bois massif



2208B



950PB



2216

Enceintes finies RADIAN de type RCX utilisant les Coaxiaux, et une gamme très complète de composants acoustiques vous permettant de réaliser toute configuration HiFi et Home Cinéma.



Sortez des sentiers battus et ne vous laissez plus abuser par des légendes obsolètes qui n'ont plus lieu d'être, souvent de fabrication douteuse, et n'hésitez pas à découvrir des produits modernes qui bénéficient des dernières technologies que vous utilisez dans la vie de tous les jours.

**RÉPARATION ENCEINTES
HIFI ET PROFESSIONNELLES
RECONDITIONNEMENT ET RÉFECTION**

**OPTIMISATION DES SYSTEMES ACOUSTIQUES
SONORISATION
INSTRUMENTATION - HIFI**



Coaxiaux

SYSTEME d'amplification et de filtrage numérique DYNACORD

Station technique : Electro Voice - RADIAN - JBL - Reconditionnement et optimisation de tous systèmes.
Distributeur officiel : DYNACORD - Haut Parleurs Electro Voice - Composants et enceintes RADIAN.