

ISSN 0753-7409

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 181

Leed

COURS N° 8 : ET SI ON PARLAIT : « TUBES »

DISTORSIONS ET CAPACITÉS PARASITES

AMPLIFICATEUR MULTICANAUX

ENCEINTE EUPHONIE « DOUBLE SIX »

ALIMENTATION H.T. TRÈS FAIBLE BRUIT

PUSH-PULL DE TRIODES 845 2 x 55 Weff

AMPLIFICATEUR
5 CANAUX

ENCEINTE
« DOUBLE SIX »



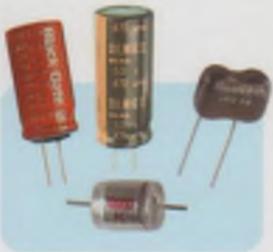
UNE TRIODE
ÉBLOUISSANTE

M 01226 - 181 - F: 4,50 € - RD



Quoi de Neuf chez Selectronic ...

Composants pour montages AUDIOPHILES ...



> Condensateurs

BLACKGATE :

- Série BG : pour découplage,
- Série BG-C : pour liaison,
- Série BG-N : non polarisés

ELNA : SILMIC-II

STYROFLEX de précision

- de 100 pF à 82 nF

MICA argenté 1%

- de 10 pF à 100 nF

> Transformateurs d'alimentation type "R"

Ce qui se fait de mieux pour vos appareils audio

- Faibles pertes.
- Très faible capacité E/S.
- De 30 VA à 500 VA.



> Supports téflon

Pour vos réalisations à TUBES

Supports en PTFE (téflon) massif usiné.

Contacts ARGENTÉS (sauf indication contraire).



Pour tubes :

300B, WE274A, KT88, 6550A, 6SN7, EL84, ECC83, 12AU7, 12AX7, 845, etc.

> Galva ronds

Design RÉTRO "AVIATION"

Dimensions : 40 x 40 x 40 mm. Perçage : Ø 39 mm.



Enjoliveur

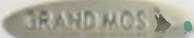
Ampèremètres 50, 150 et 300 mA

Voltmètre ±300mVDC - Vu-mètre -20 à +3 dB

Enjoliveur pour d° (Aluminium anodisé "LAITON")

> Kit PRÉAMPLI

Série



NOUVEAU

- Etages **Classe A** à FETs et MOS-FETs
- 7 entrées dont une RIAA et une symétrique
- 3 sorties dont une symétrique
- Télécommande IR • Etc

Kits Selectronic pour AUDIOPHILES



Section filtre actif

- Cellules R-C à pente 6 dB cascadeables • 3 voies configurables en 6 ou 12 dB • En 12 dB : filtre LINKWITZ-RILEY vrai • Voie Médium : configurable en passe haut ou passe bande
- Fréquences de coupure : au choix
- Câblage réduit au strict minimum

Section amplificateurs

- Alimentations totalement séparées pour les voies droites et gauches • 4 x16 W RMS / 8 ohms, pure classe A
- Technologie MOS-FET.

L'ensemble **COMPLET** Filtre + Ampli

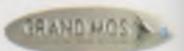
115.4250-2 ~~1828,00€~~ **PROMO 1650,00 € TTC**

Divers

- Connectique Argentée - Isolant PTFE (Téflon) • Circuits imprimés Verre-Téflon pour les cartes filtres et amplificateurs • Utilisation de transistors soigneusement triés par paires complémentaires • Coffrets représentant l'esthétique du GRAND MOS, pour réaliser un ensemble harmonieux (face avant massive de 10mm et radiateurs latéraux).

> kit Triphon II

Série GRAND MOS



Le **TRIPHON II** est l'évolution ultime du célèbre filtre actif 3 voies TRIPHON. Nous y avons apporté de nombreuses améliorations d'ordre technique et pratique. Il bénéficie d'une exceptionnelle conception audiophile. Pour compléter idéalement le filtre, nous avons conçu un quadruple amplificateur **classe A** issu du Grand Mos. **Transparence et musicalité absolues.**

> Selfs JANTZEN AUDIO



Inductances de précision pour filtre d'enceinte "High end"

- Disponibles en 3 sections
- Gamme de 0,01 mH à 24 mH
- Tolérance : ±3%.
- Résistance série négligeable

> Kit BASIC Préamp

Basique mais tout ce qu'il y a de plus **AUDIOPHILE !**



- Préamplificateur présenté en configuration minimum : 2 entrées commutables bénéficiant des meilleurs étages audiophiles disponibles • Entièrement à composants discrets, condensateurs haut de gamme (Styroflex, BLACKGATE), potentiomètre ALPS • Pourvu d'une entrée RIAA de très haute qualité ce préampli est idéal dans une installation simple, et / ou pour les personnes désireuses d'écouter ou graver leur disques vynil sur PC.

Le kit **COMPLET** 115.6200 **199,00 € TTC**

Les NOUVEAUX kits AUDIOPHILES



> Kit PRÉAMPLI PHONO

Pour cellule **MC** ou **MD**

- Impédance d'entrée adaptable
- Taux de distorsion : < 0,001%
- Respect de la courbe RIAA : < ±0,2 dB
- Circuit imprimé Verre / TÉFLON (PTFE)
- Alimentation séparée
- Condensateurs STYROFLEX, BLACKGATE, etc...

> Kit DÉSYMÉTRISEUR de LIGNE

- Sorties sur prises RCA argentées
- Alimentations séparées

> Kit SYMÉTRISEUR de LIGNE

- Sortie 600 Ω sur XLR Neutrick
- Alimentations séparées



NOUVEAU

Selectronic

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



NOS MAGASINS :

PARIS (Tél. 01.55.25.88.00
Fax : 01.55.25.88.01)

11, place de la Nation
75011 PARIS (Métro Nation)

LILLE

86 rue de Cambrai
(Près du CROUS)



NOUVEAU

Catalogue Général 2004

Envoi contre 5,00€
(10 timbres-poste de 0,50€)

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

ATTENTION !

Nouvelle adresse :

Editions Périodes
2 à 12 Rue de Bellevue - 75019 Paris

Nouveau N° ☎ : 01 44 84 88 28

Société éditrice :
Editions Périodes

Siège social :
2-12 rue de Bellevue,
75019 Paris

SARL au capital de 7 774 €
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 84 88 28

2-12 rue de Bellevue, 75019 Paris
Ouvert de 9h00 à 12h30 et de
13h30 à 18h00 - Vendredi : 17h00

Ont collaboré à ce numéro :

Rinaldo Bassi
René Cariou
Jean-Claude Gaertner
Jérôme Gest
Gabriel Kossmann

Abonnements :

6 numéros par an :
France : 19 €
Etranger : 27 €
(Ajouter 8 € pour les expéditions
par avion)

Publicité :

Bernard Duval

Réalisation :

Editions Périodes

Dessinateur :

Pascal Mercier

Impression :

Berger Levraut - Toul
Imprimé en France

6

LA CLÉ DE L'ÉLECTRONIQUE À TUBES ? (COURS N° 8)

« Pourquoi des préamplificateurs ou des amplificateurs, présentant des taux de distorsion harmonique de 0,001 %, autant dire non mesurables, sonnent-ils comme de vieilles casseroles d'occasion cabossées ? Pourquoi un « SRPP » a-t-il un son si particulier (au demeurant non désagréable) ? C'est ce que nous allons voir avec ce nouveau cours.

28

ALIMENTATION HAUTE TENSION TRÈS FAIBLE BRUIT

ET TRÈS FAIBLE IMPÉDANCE DE SORTIE
Dans notre précédent numéro, nous avons abordé le problème des alimentations à faible bruit et basse impédance de sortie. Nous poursuivons ici notre étude théorique qui s'achèvera par la réalisation d'un module.

14

LE GK « FIVE » AMPLIFICATEUR MULTICANAUX

L'amplificateur « GK FIVE », que nous allons détailler dans une série d'articles à paraître cette année, représente l'aboutissement de près d'une année de travail. Nous espérons que vous prendrez autant de plaisir à le construire et à l'écouter que nous en avons eu à le concevoir.

38

AMPLIFICATEUR PUSH-PULL DE TRIODES 845 55 W À 2 % DE DISTORSION



Présenté de façon sommaire en janvier 2002 (Led n°169) dans l'unique dessein de faire connaître le schéma aux lecteurs passionnés de tubes, le push-pull de triodes 845 remporta un tel succès que René Cariou reprend ici son article de façon développée afin de rendre plus accessible sa reproduction.

21

ENCEINTE EUPHONIE/VIFA « DOUBLE SIX »

Ce kit d'enceinte à prix particulièrement attractif a été conçu avec le plus grand soin pour le compte d'Euphonie, importateur officiel des haut-parleurs Vifa, marque réputée dans le monde pour la qualité et l'excellent rapport prix/prestations de ses produits.



25

LE SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS DE LED

A nos lecteurs

La 3^e partie de l'étude du lampemètre est reportée au prochain numéro. Veuillez nous en excuser.

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 ÉDITIONS PÉRIODES, Service abonnements, 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris

N° 151

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

N° 154

- Multimètre 4 rampes 35 000 points (2^{ème} partie)
- La 300B en push-pull classe A de 20 Weff et 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° 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° 158

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

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 Synthétisé 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 synthétisé 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° 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° 169

- Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :**
- Amplificateur de 2 x 60 Weff : un push-pull de tétrodes 6550 avec déphaseur 6SN7
 - Préampli à tubes ECC83/ECC81. Complément d'informations du haut niveau au bas niveau (2^{ème} partie)
 - Un bloc amplificateur mono de très forte puissance : 280 Weff/8 Ω avec des LM3886 (2^{ème} 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° 172

- Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :**
- Push-Pull de 845 : Bloc mono de 40 Weff (1^{ère} partie)

N° 173

- Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :**
- Push-Pull de 845 : bloc mono de 40 Weff (2^{ème} partie)
 - Les alimentations H.T. pour amplificateurs à tubes (1^{ère} partie)

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)

N° 175

- Photocopies de l'article (Prix de l'article : 4,60 €) :**
- La clé de l'électronique à tubes. (Cours n°2)
 - Single End en quatuor avec tubes 7189 ou EL84M
 - Filtre actif 2 voies butterworth ordre 6-36 dB/octave
 - Préamplificateur audiophile de très haute performance (1^{ère} partie)

N° 176

- La clé de l'électronique à tubes. Electron libre, pas pour longtemps !... (Cours n° 3)
- SRPP et béta-follower
- Réalisation pratique du Préamplificateur audiophile (2^{ème} partie)
- Amplificateur stéréophonique double Push-Pull de triodes 6AS7-G ou 6080 : 2 x 18 Weff

N° 177

- La clé de l'électronique à tubes. De l'audio à la triode (Cours n° 4)
- Mu-Follower de puissance mono-tube (1^{ère} partie)
- Préamplificateur audiophile 6 entrées (3^{ème} partie)
- K2, notre caméra CCD destinée à l'astronomie : la tête optique (1^{ère} partie)
- Push-pull de 2A3 : 2 x 12 Weff / 4 et 8 Ω sans contre-réaction

N° 178

- La clé de l'électronique à tubes. (Cours n° 5)
- Mu-follower de puissance mono-tube (2^{ème} partie)
- K2, notre caméra CCD destinée à l'astronomie : l'alimentation (2^{ème} partie)
- Correcteur R/IAA économique
- Préamplificateur audiophile 6 entrées (4^{ème} partie)
- HP coaxial radian 508/2B

N° 179

- La clé de l'électronique à tubes (Cours n° 6)
- Lampemètre professionnel (1^{ère} partie)
- K2, notre caméra CCD destinée à l'astronomie : l'interface 12 bits (3^{ème} partie)
- Amplificateur Push-Pull d'EL84 en ultra linéaire : 2 x 12 watts efficaces

N° 180

- La clé de l'électronique à tubes (Cours n° 7)
- Lampemètre professionnel (2^e partie)
- K2, notre caméra CCD destinée à l'astronomie : le programme d'acquisition Kool (4^e partie)
- Préamplificateur SRPP : 5 entrées
- Alimentation haute tension à très faible bruit

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

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

Je désire :

- ...n° 151 ...n° 159 ...n° 163 ...n° 177
 ...n° 154 ...n° 160 ...n° 170 ...n° 178
 ...n° 156 ...n° 161 ...n° 174 ...n° 179
 ...n° 158 ...n° 162 ...n° 176 ...n° 180

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

Photocopies d'articles **PRÉCISER L'ARTICLE**
 ...n° 168 ... n° 172 ... n° 175
 ...n° 169 ... n° 173

Pot. Professionnel ALPS

AUDIO stéréo logarithmique
2x10K, 2x20K, 2x50K, 2x100K
17,00€ pièce

Pot. SFERNICE P11

MONO LINÉAIRE : 470 ohms, 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 7,50€
MONO LOG : 470 ohms, 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 7,50€
STÉRÉO LINÉAIRE 2x2K2, 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K, 2x1M 11,30€
STÉRÉO LOG : 2x2K2, 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 13,90€

XLR NEUTRIK

Fiche mâle	Fiche femelle		Chassis	
	droit	Coudé	droit	Chassis
3	7,50€	7,50€	4,60€	5,50€
3*	6,10€	6,90€	6,90€	7,35€
4	5,30€	8,40€	10,40€	6,90€
5	7,80€	9,50€	8,00€	12,00€
6	10,70€	10,70€	10,35€	14,50€
7	12,20€	12,20€	16,05€	19,10€

* no doré
** mâle droit 3br 4,50€/1, 4,10€/10, 3,60€/25, 3,15€/50
*** femelle droite 3br 5,50€/1, 4,95€/10, 4,40€/25, 4,13€/50

JACK 6.35 Professionnel

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 metal 6.35mm 7,10€

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

Convertisseur 12V > 220V (ou 24V > 220V)

Marque Profitec

12V > 220V ou 24V > 220V	83,00€
150W max	106,00€
300W max	240,00€
1000W max	390,00€
3000W max (VELLEMAN)	899,00€

Gaine torsadée

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

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

Gaine tressée expansible PLIOSIL-PET thermoplast à haute stabilité thermique exempt d'halogène.

Couleur : noire. Plage d'utilisation Prix au mètre

3 à 8mm - PET4	1,40€	10 à 20mm - PET10	2,00€
6 à 12mm - PET6	2,00€	14 à 24mm - PET12	2,75€
8 à 16mm - PET8	2,00€		

Protecteur thermique

Utilisation pour le contrôle automatique de température. Spécifications : gamme de 60°C à 140°C, tolérance ±5°C, supporte le 220V, endurance : 30000 cycles @ 240V AC/6A. Contact normalement fermé (NF) ou contact normalement ouvert (NO).

NO-60°C ou NF60 3,85€ NO-100°C ou NF100 3,85€
NO-70°C ou NF70 3,85€ NO-120°C ou NF120 3,85€
NO-80°C ou NF80 3,85€ NO-140°C ou NF140 3,85€

Coffrets GALAXY

Coffrets très robuste en 3 éléments assemblés par vis : façades avant et arrière en aluminium 3010° anodisé, côtes en profilé d'aluminium noir formant dissipateur de chaleur. Fond et couvercle en tôle d'acier 10/10° laquée noir.

Dimensions en cm - LxHxProf

GX143 12,4x4x7,3	28,00€	GX187 12,4x4x17	38,90€
GX147 12,4x4x17	32,90€		
GX247 23x4x17	43,00€	GX287 23x4x17	43,00€
GX243 23x4x23	45,00€	GX283 23x4x23	50,00€
GX248 23x4x28	42,70€	GX288 23x4x28	53,00€
GX347 33x4x17	45,00€	GX387 33x4x17	55,65€
GX343 33x4x23	46,90€	GX383 33x4x23	68,00€
GX348 33x4x28	49,90€	GX388 33x4x28	62,00€

Câble HP Professionnel

2x0,75mm ² Cullman type méplat	1,00€
2x1,5mm ² Cullman type méplat	2,40€
2x2,5mm ² Cullman type méplat	2,50€
2x4,0mm ² Cullman type méplat	3,10€
2x6,0mm ² Cullman type méplat	4,60€
2x2,5mm ² Cullman,Cu argentée type méplat	3,75€
2x2,5mm ² type coaxial Fastline, rond	2,30€
2x2,5mm ² Fastline, rond	2,50€
4x2,5mm ² Fastline, rond	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	2,20€
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€
2985 Mogami, type sindex ø 4,6mm par canal	3,80€

Cond. chim. haute tension SNAP

2,2µF/400V radial	0,80€	680µF/200V Snap	5,40€
4,7µF/350V radial	1,40€	1000µF/200V Snap	7,80€
22µF/450V radial	1,40€	1000µF/250V Snap	13,00€
47µF/400V radial	2,60€	2200µF/63V radial	2,75€
100µF/200V radial	2,75€	4700µF/50V Snap	3,70€
100µF/350V Snap	3,35€	4700µF/63V radial	3,35€
100µF/400V Snap	4,60€	4700µF/80V Snap	9,50€
100µF/450V Snap	5,50€	10000µF/16V Snap	2,45€
220µF/350V Snap	4,50€	10000µF/63V Snap	7,00€
220µF/400V Snap	6,80€	10000µF/25V Snap	8,90€
220µF/450V Snap	7,65€	22000µF/25V Snap	8,40€
330µF/400V Snap	7,50€		
470µF/250V Snap	5,35€		
470µF/400V Snap	12,50€		
470µF/450V Snap	15,00€		

Cond. chimique SIC SAFCO axial

10µF/450V axial	3,05€	100µF/450V axial	6,10€
15µF/450V axial	3,50€	220µF/160V axial	4,50€
22µF/450V axial	3,50€		
33µF/450V axial	3,85€		
47µF/450V axial	3,85€		

Auto-transfo. 220/110V

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

ATNP250 250VA 2 4Kg	41,00€
ATNP350 350VA 2 8Kg	64,00€
ATNP500 500VA 3 8Kg	70,00€
ATNP1000 1000VA 8Kg	120,00€
ATNP2000 2000VA 13,5Kg	195,00€

Transistors et Circuits Intégrés

AD 818AN	5,95€	MJE 340	0,80€
AD 826AN	7,35€	MJE 350	0,80€
RAF 2645	20,00€	MPSA 06	0,40€
IFR 510	1,40€	MPSA 56	0,40€
IFR 530	1,80€	MPSA 42	0,30€
IFR 540	2,30€	MPSA 92	0,30€
IFR 840	2,75€	NE 5532AN	1,55€
IFR 9530	2,30€	NE 5534AN	1,20€
IFR 9540	1,85€	OPA 445A	13,00€
IRFP 150	6,75€	OPA 604	4,45€
IRFP 240	5,00€	OPA 627	22,75€
IRFP 350	5,80€	OPA 6604	4,60€
LF 356N	1,10€	OPA 2658P	10,40€
LM 317T	0,85€	TDA 4500	4,80€
LM 317K	4,80€	TDA 1562O	15,00€
LM317HVK	10,00€	TDA 7293	8,50€
LM 337T	1,25€	TDA 7294 les 10	50,00€
LM 395T	4,15€	2N 3055	1,70€
LM 675T	7,05€	2N 3440	1,10€
LT 1028	14,00€	2N 3904	0,50€
LM 3886T	9,50€	2N 3906	0,50€
MJ 15003	4,00€	2N 5401	0,50€
MJ 15004	3,50€	2N 5416	1,40€
MJ 15024	5,00€	2N 5551	0,50€
MJ 15025	5,00€	2SK1058	10,55€

Sonomètre digital

Réf 33 2055 Affichage digital 3 chiffres, bargraph 21 pils de 50 à 126 db mémoire, moyenne intégrée, indicateur « en dessous au dessus niveau », courbe A et C, sélection mode de réponse, indicateur niveau max, sortie jack 79,00€

Composants divers

GOLD CARD	6,00€	Support 1br	0,30€
SILVERCARD	15,00€	Support 18br	0,50€
GREENCARD	15,00€		
FUNCARD4	15,00€		
FUNCARD5	15,00€		
PIC 16F84-04P	7,50€		
PIC 16F873-20P	13,00€		
PIC 16F876-04P	11,00€		
PIC 16F876-20P	14,00€		
24C16	2,30€		

Programmeur

PIC 1A	59,00€
INFINITY USB	79,00€
CAR 04	95,00€
CAR 06 (USB)	116,00€

Tubes électroniques

ECC 81	10,70€	KT 88 la paire	83,00€
ECC 82	11,45€	KT 90 la pièce	65,55€
ECC 83	10,00€	300B (EH)	299€
12AX7 (EH)	17,00€	la paire	
ECC 84	9,95€	7189-7320	
ECL 82	11,45€	la paire	78,00€
ECL 86	19,10€	6L6WXT (Sovtek)	19,50€
EL 34 EH	18,00€	6L6 (STA)	
EL 34 la paire	38,00€	la paire	38,00€
EL 84 (Sovtek)	19,00€	6SN7	26,00€
les 2 appariés	29,00€	845	77,00€
EL 84 les 10	70,00€		
EZ 81/8CA4	18,10€		

Support TUBE

NOVAL C imprimé			
Ø 22mm (1)	4,60€	pour 300B	8,00€
Ø 25mm (2)	4,60€	pour 845	22,15€
blindé chassis (3)	4,60€		
chassis doré (4)	4,60€		
OCTAL			
A cosse (5)	4,60€		
Pour CI (6)	4,60€		
A cosse doré (7)	6,10€		

Transfo. tube pour revue LED

Fabricant ACEA ou HEXACOM

Cond. de démarrage polypropylène

1µF/450V	7,00€	12µF/450V	9,00€
1,5µF/450V	8,00€	16µF/450V	9,50€
2µF/450V	8,00€	20µF/450V	11,00€
4µF/450V	10,00€	25µF/450V	12,20€
8µF/450V	10,00€	35µF/450V	14,50€
10µF/450V	10,00€	50µF/450V	20,00€

Cond. SCR polypropylène 1KV

0,01µF/1000V	2,50€
0,022µF/1000V	2,50€
0,1µF/1000V	2,75€
0,22µF/1000V	2,90€
0,33µF/1000V	3,50€
0,47µF/1000V	3,80€
1,0µF/630V	4,00€
2,2µF/630V	4,50€
4,7µF/400V	4,00€
10µF/400V	8,50€

Condensateur mica argenté 500V

10pF	0,80€	100pF	0,80€
22pF	0,80€	220pF	0,95€
33pF	0,80€	500pF	1,10€
47pF	0,80€	1nF	1,20€

Adaptateur XLR/Jack/Cinch/svidéo

XLR 3br ↔ XLR 3br		XLR 3br ↔ Cinch	
lem ↔ lem	4,50€	mâle ↔ Cinch mâle	5,35€
mâle ↔ mâle	6,50€	lem ↔ Cinch lem	5,50€
		mâle ↔ Cinch lem	4,80€
		lem ↔ Cinch mâle	4,80€
XLR 3br ↔ JACK 6,35mm		Svidéo ↔ Cinch	
mâle ↔ mâle mono	5,00€	mâle ↔ lem	5,90€
lem ↔ mâle mono	6,00€	lem ↔ lem	5,90€
mâle ↔ lem mono	5,30€	mâle ↔ lem	5,90€
lem ↔ lem stéréo	5,50€		
mâle ↔ lem stéréo	5,50€		
lem ↔ lem stéréo	6,00€		
mâle ↔ mâle stéréo	6,00€	Jack 6,35 ↔ Jack 6,35	
		lem ↔ lem	4,50€

Speakon 4 pôles

NEUTRIK		Importation	
mâle prol.	7,50€	mâle prol.	4,50€
Chassis	3,50€	Chassis	2,75€

Coffrets série UC

Coffret métal, face avant anodisée de 2mm, Tôle supérieure perforée, intérieure, faces arrière et latérales non perforées. Couleur noir. Les profilés d'angle en aluminium extrudé sont réversibles pour monter horizontalement ou verticalement des plaques de circuits imprimés.

UC 202H - 300x57x235mm	43,00€
UC 204H - 447x82x235mm	61,00€

Fiche DIN verrouillable 1/4 tours

	Fiche mâle	Fiche femelle	Chassis
3 br	3,20€	3,50€	3,00€
4 br	3,20€	3,05€	3,00€
5 br 180°	3,50€	3,80€	2,50€
5 br			

DISTORSIONS ? VOUS AVEZ DIT « DISTORSIONS » ...



Durant le second conflit mondial, dès 1940, les constructeurs jouèrent la carte de la miniaturisation et en corollaire la chasse aux capacités parasites. Ce module équipé de six tubes sub-miniatures fabriqués dans les années 50 en est la parfaite illustration

Qui ne s'est jamais posé la question suivante : « Pourquoi des préamplificateurs ou des amplificateurs, présentant des taux de distorsion harmonique de 0,001 %, autant dire non mesurables, sonnent-ils comme de vieilles casseroles d'occasion cabossées » ? Pourquoi un « SRPP » a-t-il un son si particulier (au demeurant non désagréable) ? Pourquoi le son de cet engin, parfait à un niveau donné, change-t-il du tout au tout à un niveau différent ? Et ainsi de suite.

Toutes les questions posées en introduction ont des réponses non ésotériques mais bien physiques, croyez-moi, qui rendent l'approche de la haute qualité sonore aussi délicate, et il faut bien le dire aussi passionnante. Avant d'entrer dans les arcanes du savoir-faire en audio (et Dieu sait s'il y en a !) et comme dans notre dernière causerie nous avons abordé le problème de la distorsion en fonction de la droite de charge, de la courbe de transfert et du point de fonctionnement sur ladite courbe,

autant y aller gaiement avant de passer à la suite du feuilleton et d'étudier un peu plus à fond ce que sont ces fichues distorsions dont tout le monde parle !...

LES CONSÉQUENCES DE LA COURBURE DE LA COURBE DE TRANSFERT

Reportez-vous aux figures 6, 7a et 7b de notre dernier cours (*Led* n°180). Nous avons montré qu'en fonction du point de fonctionnement choisi sur la courbe de transfert d'une triode, la jolie sinusoïde

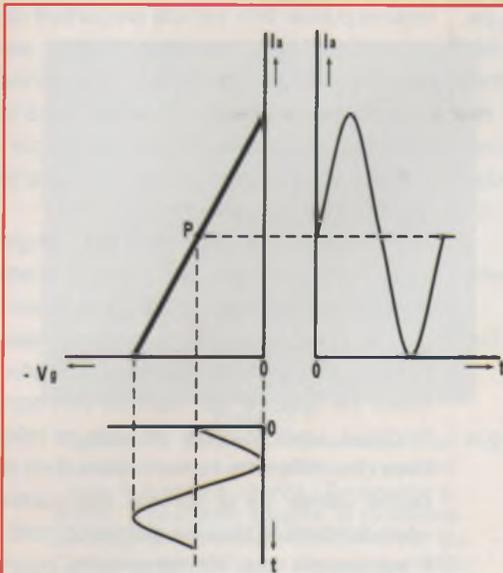


Figure 1 : Courbe de transfert « idéalisée », telle qu'elle serait tracée d'après un réseau lui aussi « idéalisé ». La sinusoïde inférieure appliquée sur la grille (axe Vg) serait amplifiée avec un taux de distorsion nul : le rêve ! (sinusoïde supérieure). L'axe Ot représente le temps car il s'agit d'un signal périodique

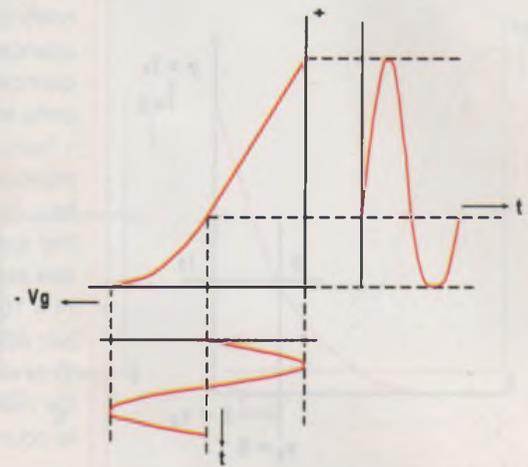


Figure 2 : La triste réalité de la « vraie » courbe de transfert d'une triode, à comparer avec la courbe « idéalisée » de la figure 1. Remarquez la déformation de la sinusoïde lorsque la courbe est balayée à 100 %. Dans la pratique, on évitera de balayer la totalité de la courbe afin de rester dans la partie à peu près droite de la caractéristique, ce qui est matériellement impossible dans le cas d'un étage de puissance mono-triode, à moins de se contenter de quelques milliwatts de puissance !

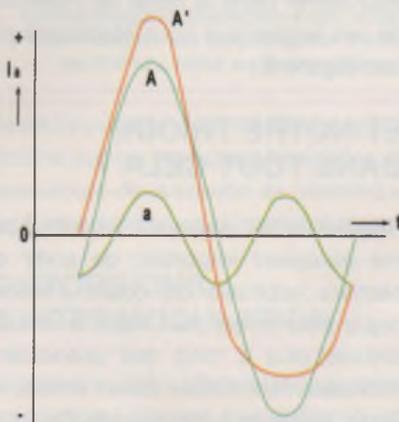


Figure 3 : Décomposition de la sinusoïde déformée (traits interrompus) que nous avons obtenue après l'amplification de la figure 2, en une sinusoïde parfaite (trait plein) appelée « fréquence fondamentale » et une petite sinusoïde du double de la fréquence (traits pointillés) appelée « harmonique 2 ». La somme géométrique de la fondamentale plus la seconde harmonique va reconstituer la « patate » amplifiée de la figure 2 (lire texte)

appliquée à l'entrée de notre montage était bien amplifiée, mais malheureusement était bancale à la sortie.

Sur la **figure 1**, nous avons représenté une courbe de transfert $I_a = f(V_g)$ parfaitement droite telle qu'on l'aurait tracée en partant d'un réseau idéalisé $I_a = f(V_a)$ à $V_g = \text{constante}$ (voir *Led* n°179).

La perfection n'existant pas en ce bas monde, la **figure 2** nous montre une courbe de transfert plus proche de la réalité (bien que fort esthétique pour les besoins de la démonstration) correspondant à une triode imaginaire. Sur les courbes 1 et 2, nous avons tracé, à gauche, la sinusoïde à l'entrée du montage et, à droite, la sinusoïde obtenue à la sortie. Sur la courbe obtenue en 1, pas

de commentaire, la sinusoïde est parfaite. En 2, à la sortie, la sinusoïde est magnifiquement déformée, si j'ose dire !... Regardez bien cette sinusoïde déformée, vous constatez qu'elle est asymétrique. Il serait trop long et fastidieux d'entrer dans la démonstration mathématique du résultat, nous nous bornerons par conséquent à une sommaire étude graphique. Car ce qui importe est le résultat final.

Sur la figure 2, nous allons noter les intensités instantanées du courant I_a , nous les appellerons $I_1, I_2, I_3, I_4...$ I_n . Nous pourrions écrire que :

$$I_a = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 \dots + I_n^2}$$

Il y a du théorème de Pythagore là-dessous, croyez-moi sur parole ! I_a est la valeur effective du courant total traversant l'anode du tube... donc du tube. Maintenant, observez la **figure 3** : qu'avons-nous représenté là ? En trait plein, la sinusoïde parfaite que nous devrions obtenir : c'est elle que l'on appellera la « fréquence fondamentale ». En traits interrompus, nous avons tracé la courbe réelle que nous obtenons à la sortie de notre montage. Comment diable passer de l'une à l'autre ? C'est on ne peut plus simple : prenez le sommet de la sinusoïde parfaite « A » (trait plein) et le sommet de la sinusoïde « déformée » « A' » (trait interrompu). En reportant sur le même axe le point que nous

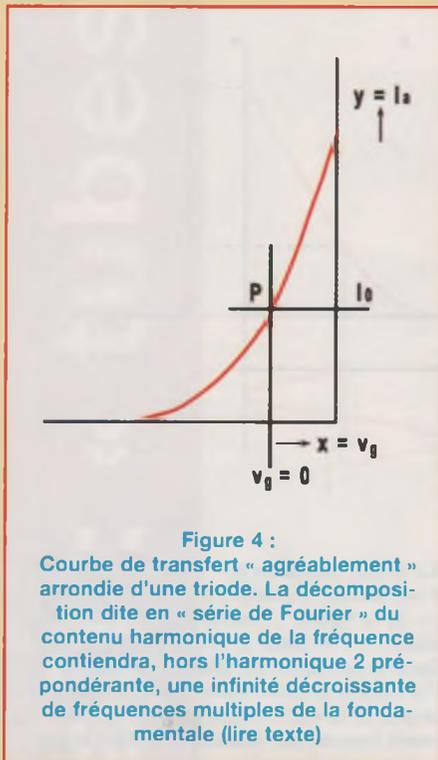


Figure 4 :
 Courbe de transfert « agréablement » arrondie d'une triode. La décomposition dite en « série de Fourier » du contenu harmonique de la fréquence contiendra, hors l'harmonique 2 prépondérante, une infinité décroissante de fréquences multiples de la fondamentale (lire texte)

avons obtenu « a », il ne faut pas être polytechnicien pour comprendre que géométriquement, en se référant à l'axe O, la distance « Oa » plus la distance « OA » est égale à la distance « OA' ».

Si vous répétez cette manœuvre pour tous les points des deux courbes (traits pleins et interrompus), vous verrez apparaître avec surprise une petite sinusoïde dont la fréquence sera exactement le **double** de la fréquence fondamentale.

Cette petite sinusoïde s'appelle le « premier harmonique » ou « harmonique pair » du signal fondamental.

En réalité, nous avons terriblement simplifié le problème par le fait que notre courbe de transfert de la figure 2 est quasi idéale ! En réalité, la vraie courbe de transfert aurait plutôt la forme de la **figure 4**, agréablement arrondie. Dans ce cas, notre sinusoïde finale aura une forme plus complexe et un monsieur qui s'appelait Joseph Fourier démontra, dès le début du XIX^e siècle, que toute fonction « périodique » pouvait se décomposer en une infinité de fonctions sinusoïdales élémentaires.

Ceci signifie que le signal à la sortie de notre montage contiendra, hors la fréquence fondamentale, une série de fréquences qui seront des multiples de cette fréquence et que nous appellerons « harmoniques de la fréquence fondamentale » et qui seront notées h₁, h₂, h₃... h_n.

Par exemple, si la fréquence fondamentale est de 1000 Hz, nous aurons :

h₁ = 1000 Hz, h₂ = 2000 Hz, h₃ = 3000 Hz, h₄ : 4000 Hz, etc.

Et la distorsion harmonique alors ?

De même que nous pouvons écrire que le courant total sera

$$I_a = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 \dots + I_n^2}$$

sur la courbe de transfert, nous pouvons écrire exactement la même chose sur la représentation de la figure 3, les courants I₁, I₂, I₃ représentant la valeur instantanée du courant des différents harmoniques. On pourra écrire que le taux de distorsion sera la racine carrée du rapport de la somme des carrés des courants des harmoniques de la fondamentale divisée par le carré du courant de la fondamentale (ouf !). Ce qui s'écrit :

$$d_{\text{tot}} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + I_5^2 \dots + I_n^2}{I_1^2}}$$

Or, dans tous les cas, la distorsion, par exemple du second harmonique par rapport à la fondamentale, sera :

$$d_2 = \frac{I_2}{I_1}$$

De même, pour le troisième harmonique

$$d_3 = \frac{I_3}{I_1}$$

et les suivants.

On pourra donc écrire, et cela est la formule de base de la distorsion, la seule que vous avez à retenir :

$$d_{\text{tot}} = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + d_4^2 \dots + d_n^2}$$

Rassurez-vous, bien que le taux de dis-

torsion puisse être calculé en partant de la courbe de transfert (pour les mathématiciens : à travers des séries exponentielles), jamais vous n'aurez à le faire. Deux appareils de mesure bien particuliers vous donneront tout de suite le résultat que vous attendez.

Tout d'abord, le distorsiomètre, engin quasi indispensable qui vous donnera directement la valeur totale de la distorsion en pourcentage de la fondamentale. Ensuite, si vous avez les moyens, l'analyseur de spectre qui, comme son nom l'indique, vous fournira les valeurs relatives des différents harmoniques dont la racine carrée de la somme des carrés vous donnera le taux de distorsion total. Il est encore trop tôt dans notre cours pour entrer dans le détail de l'utilisation de ces engins que nous étudierons plus tard (**figure 5**).

ET NOTRE TRIODE DANS TOUT CELA ?

Rassurez-vous, nous ne l'oublions pas. Il me paraissait important de sortir des sentiers habituels du cours d'électronique pour entrer plus dans le détail et creuser plus à fond des phénomènes habituellement laissés dans l'ombre.

Donc, revenons à notre triode. Pour nous résumer, sachez que la forme de la courbe de transfert de ce composant actif fort sympathique fait que les distorsions fabriquées par le tube sont essentiellement formées par le second harmonique, donc de l'harmonique pair. Le problème est que, harmonique pair ou non, il s'agit de distorsion. Et qui dit « distorsion », suppose altération du signal contre laquelle on doit lutter violemment !

Pour ce qui concerne les autres tubes, et en particulier la pentode, nous verrons plus loin, lorsque nous les étudierons, que la forme en S de la courbe de transfert est génératrice d'une prédominance d'harmoniques impairs... à un taux généralement bien moins élevé que les harmoniques pairs de la triode ! N'allons pas trop vite car il existe une autre forme

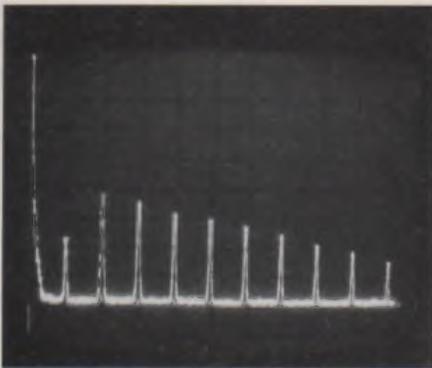


Figure 5 :

Spectre de distorsion harmonique d'un amplificateur monotriode dont nous tairons le nom par charité ! De gauche à droite : à l'extrême gauche, la fondamentale puis, dans l'ordre, H2, H3, H4, H5, etc. Curieusement, H2 a un niveau plus faible que H3, ceci grâce à l'utilisation d'une contre-réaction. Rassurez-vous, le taux de distorsion de cet amplificateur n'est que de 0,4 %... riche en harmoniques !

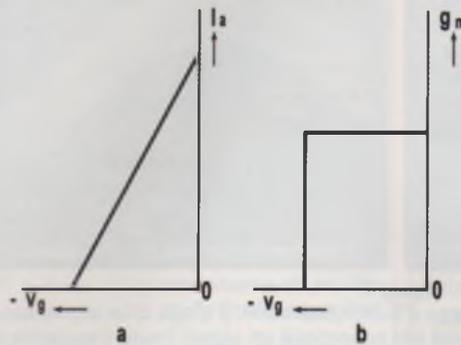


Figure 6 :

A gauche, courbe de transfert idéale d'une triode. A droite, courbe de la pente dynamique idéale correspondante. Dans ce cas idéal S (ou g_m) va rester constante et tomber brutalement à zéro au cut off du tube. On est malheureusement ici loin de la réalité



Figure 7 :

Forme réelle de la courbe de la pente dynamique d'une triode en fonction de la tension de grille $-V_g$. Laquelle dynamique va varier tout au long de la courbe de transfert du tube

de distorsion bien plus insidieuse que les distorsions harmoniques fabriquées par la courbure de la courbe de transfert, ce sont les « distorsions d'intermodulation ».

DISTORSIONS D'INTERMODULATION

Appelées aussi « distorsions de transmodulation ». Croyez-moi, celles-là c'est l'horreur totale ! Il n'est pas question ici d'entrer dans la théorie complexe des phénomènes d'intermodulation, mais nous allons essayer de comprendre physiquement, à travers une approche simplifiée bien qu'exacte, la réalité des perturbations.

Tant qu'il s'agissait d'honnêtes distorsions harmoniques, on restait sur un terrain stable et peu perturbant. Car, au fond, les distorsions harmoniques, paires ou impaires, resteront dans le « ton » si j'ose m'exprimer ainsi. Un « La » à 440 Hz aura son premier harmonique à 880 Hz. Cet harmonique ne sonnera pas « faux » ! On dira alors que le son est « coloré » ou « chaud » (!) voire « fruité » (!!). C'est le son « tube » des célèbres 300B qui affichent un taux de distorsion h2 de

l'ordre de 10 % ! On aime ou non, mais c'est dans le « ton ».

L'intermodulation, elle, va provoquer un son « soufflant » ou « chuintant » souvent agressif. C'est le son de nombreux amplificateurs et préamplificateurs à semi-conducteurs. Nous verrons plus loin, lorsque nous étudierons la contre-réaction, que cette dernière agit (en la diminuant) sur la distorsion harmonique, mais n'a pratiquement aucune action sur l'intermodulation, bien au contraire, ce qui fait que beaucoup d'amplificateurs dits « sans contre-réaction » procurent parfois des résultats auditifs satisfaisants, tout simplement parce que c'est leur taux de distorsion harmonique tellement élevé... mais dans le « ton »... qui masque les distorsions d'intermodulation !... Mais assez philosophé, tentons d'expliquer l'intermodulation.

OÙ IL EST QUESTION DE LA « PENTE DYNAMIQUE »

Reprenez le dernier numéro de Led et reportez-vous à la figure 3. Souvenez-vous, nous précisons que plus on augmentait la résistance de charge, plus la

courbe de transfert était linéaire, mais ceci au détriment de la « pente dynamique ». Or, qu'est ce que la « pente dynamique » ? Comme la pente statique, elle est mesurée en milliampères par volts et correspond à la variation du courant de plaque ΔI_a en fonction de la variation de la tension de grille ΔV_g . Nous pourrions la tracer, comme nous avons tracé la pente statique (Led n°176) et si on la traçait, on se rendrait compte qu'elle n'est pas une droite... loin s'en faut !

Dans le cas d'une courbe de transfert idéalisée, la courbe de la pente dynamique aurait la forme d'un rectangle comme sur la figure 6.

En réalité, si l'on traçait la courbe de la pente dynamique en fonction de la vraie courbe de transfert, sa forme se rapprocherait de celle de la figure 7. En pratique, cela signifie qu'à chaque point de la courbe de transfert va correspondre une valeur instantanée différente de la valeur de la pente dynamique idéale (mathématiciens, je vous en prie cessez de trépigner ! Je sais que cette approche est très élémentaire mais elle a le mérite de tenter de faire comprendre simple-

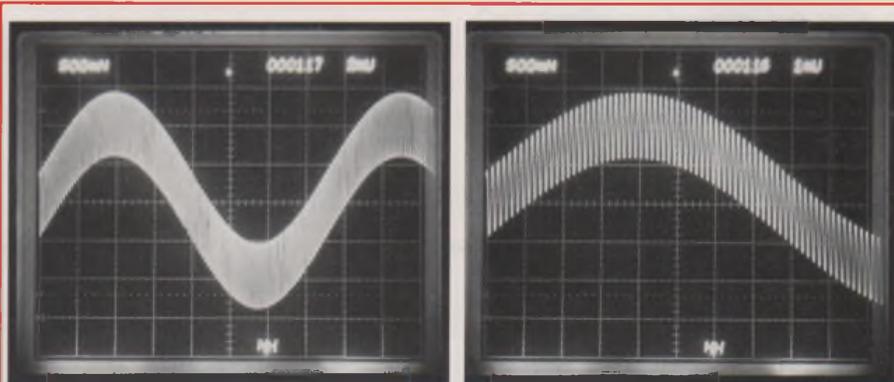


Figure 8 :

Type de signal utilisé pour les mesures d'intermodulation. Il s'agit d'un signal basse fréquence (grande sinusoïde) sur lequel est superposé un signal haute fréquence bien visible sur la photo agrandie de droite

ment un phénomène aussi complexe que la distorsion d'intermodulation). En pratique, qu'est-ce que cela signifie ? Eh bien, en simplifiant, cela veut dire que le coefficient d'amplification dynamique va changer tout au long de la courbe de transfert. Dans le cas d'une honnête sinusoïde toute simple, on fabriquera de la distorsion harmonique. C'est ce que nous avons étudié jusqu'à présent.

Mais compliquons le problème, regardez le signal de la **figure 8**. Bizarre ? Non ! On se rapproche en réalité d'un signal audio complexe. Il est constitué par un signal basse fréquence d'amplitude élevée (par exemple, un coup de grosse caisse) sur lequel est superposé un signal d'amplitude moins élevée de haute fréquence (une petite flûte, par exemple)... et l'on envoie tout cela sur la grille de notre triode.

Dans le cas des courbes idéalisées de la figure 6, aucun problème. Comme tout est rectiligne, le signal de basse fréquence va faire varier le point de polarisation du tube tout au long de la courbe de transfert droite. Le signal haute fréquence superposé sera amplifié sans déformation.

Mais avec la courbe de transfert réelle, tout au long de la courbe, la pente dynamique va changer et chaque point du signal haute fréquence sera amplifié plus ou moins d'une façon parfaitement aléatoire. L'intermodulation, c'est cela !...

Horrible, non ?

Auditivement, on entend deux phénomènes. Tout d'abord, le son haute fréquence est modulé par la basse fréquence. Ce qui est fréquent lorsqu'une chanteuse est accompagnée par une contrebasse. Le résultat est fort déplaisant. Mais il y a beaucoup plus grave. Comme il n'existe aucune corrélation entre le son basse fréquence et le son haute fréquence, ce dernier voit son taux de distorsion varier continuellement d'une façon parfaitement aléatoire. Cela se traduit (grâce à monsieur Fourier) par des sons qui n'existent pas du tout dans le message sonore d'origine. Il se produit des interférences et des battements que l'on peut mesurer et que l'on nomme des « bandes latérales ». Le taux d'intermodulation peut être calculé, le calcul est extrêmement complexe. En pratique, on le mesure avec un intermodulomètre. C'est une mesure délicate et de nombreux constructeurs se gardent bien d'indiquer le taux d'intermodulation car il n'est pas rare de mesurer des taux de distorsion harmonique très faibles qui correspondent à des taux d'intermodulation intolérables (c'est souvent le cas avec certains amplis opérationnels).

EN PRATIQUE, QUE FAIRE ?

Si vous observez la courbe de transfert, la pure logique vous guidera. Tout

d'abord, bien fixer le point de fonctionnement au centre de la partie de la courbe qui se rapproche le plus d'une droite. Ensuite, essayer de rester dans cette partie quasiment droite en évitant les excursions trop importantes du signal. C'est pour cette raison que la majorité des préamplificateurs et beaucoup d'amplificateurs de puissance possèdent un potentiomètre à l'entrée du signal. Celui-ci permet, en atténuant le signal parfois trop généreux, de rester dans la partie droite de la caractéristique de transfert. Et donc de minimiser les distorsions qui pourraient être introduites par les premiers étages, quitte à amplifier, dans les étages suivants, le signal par des tubes au gain moins élevé afin de rester toujours dans la partie droite de leurs caractéristiques de transfert. Autre avantage de la méthode, rendre le rapport signal sur bruit plus favorable, ce que nous étudierons plus tard.

Un gain trop élevé est le défaut majeur des amplis et préamplis hyper-simples. Sous prétexte de faire traverser le minimum d'éléments par le signal, on oublie souvent qu'il est très facile de surmoduler un tube (sans pour autant le saturer). Dans ce cas, merci l'intermodulation !

La caractéristique auditive première de ces engins hyper-simples est d'avoir un son différent en fonction du niveau d'écoute. Ce qui s'explique de la façon suivante : à bas niveau, on se trouve dans une portion de la caractéristique de transfert relativement droite. Plus le niveau s'accroît, plus augmentent les taux de distorsions harmonique et d'intermodulation. Résultat : la couleur du son change, ce qui est fort gênant !

D'autre part, les points de fonctionnement varient en fonction du vieillissement des tubes. C'est le plus difficile à maîtriser et c'est ce qui rend certains préamplis et amplis extrêmement complexes. Sur des appareils très élaborés, on peut dire que les 80 % du circuit sont destinés à maintenir une courbe de transfert la plus droite possible tout au long de la vie des tubes.

CAPACITÉS PARASITES

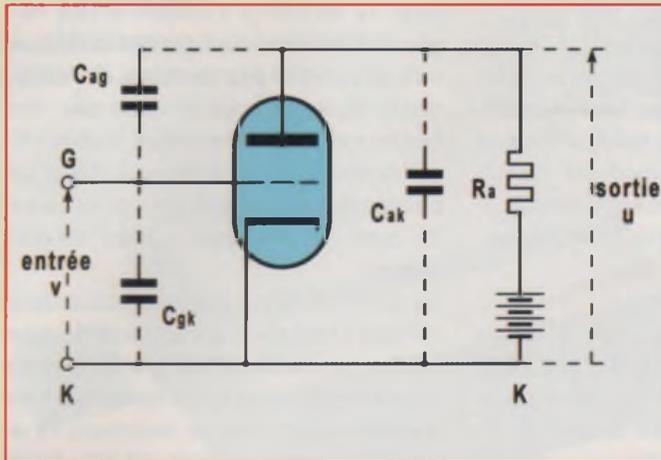


Figure 9 : Les capacités inter-électrodes d'une triode. Il existe en plus une capacité non figurée sur notre dessin, la capacité Ckf entre la cathode et le filament (non représenté ici). Cette capacité en général négligée n'intervient qu'en cas de fuite entre le sommet du filament et la cathode. C'est une source de souffle et de bruits parasites

Et maintenant, reprenons notre 12AU7. Comme promis dans notre précédent article, je vais vous apprendre à calculer le gain du montage et à polari... Comment ? Vous savez comment rendre la courbe de transfert droite ? Vous me dites qu'il suffit d'augmenter la haute tension générale et d'accroître en conséquence la résistance de charge au-delà des 3 p que je vous ai suggérés la dernière fois ? Désolé chers amis, mais vous avez tout faux. Bon ! Le montage 12AU7, ce sera pour la prochaine fois, car si je vous suivais, vous augmenteriez la résistance de charge jusqu'au point où les capacités parasites du tube feraient de votre montage un vague ampli téléphonique à la bande passante réduite. Soit ! Parlons des capacités parasites.

« CAPACITÉS PARASITES » INTER-ÉLECTRODES

Jusqu'à présent, nous nous sommes appesanti sur la linéarité de la courbe de transfert, source de distorsions. Nous reviendrons sur le sujet lors de l'étude des circuits d'accompagnement du tube (vous n'avez pas fini de souffrir !). Ce grave défaut est visible et aisément quantifiable. Mais il en est un autre beaucoup plus insidieux qui est présent mais non visible, car dépendant de la constitution même du tube électronique et non plus de la mécanique de l'électron, ce qui était le cas de la non-linéarité de la

courbe de transfert. Ce défaut insidieux, qui se traduit parfois par des phénomènes difficilement contrôlables, est causé par les capacités inter-électrodes.

CAPACITÉS INTER-ÉLECTRODES

Qu'est-ce qu'un tube ? Dans le cas de la triode, c'est une cathode qui a une certaine surface, une grille placée à une certaine distance de la cathode et une anode ou plaque placée, elle aussi, à une certaine distance de la grille et de la cathode et dont la surface est proportionnelle à la puissance que doit débiter le tube. L'emplacement de ces électrodes dans l'espace va définir les caractéristiques du tube : coefficient d'amplification, pente et résistance interne. Tout cela nous le savons déjà, mais réfléchissons un peu : deux conducteurs voisins, ce qui est le cas de nos électrodes, forment un condensateur dont la capacité est fonction de la surface et de la distance entre lesdits conducteurs.

Eh oui, notre sympathique triode, vue sous l'angle purement électrique, forme un ensemble de trois condensateurs dont on se passerait bien volontiers (figure 9). Ils sont là bien présents, leur existence dépendant de la constitution mécanique du tube, ce sont des parasites incontournables qui vont nous poser bien des problèmes dès que nous voudrons amplifier des tensions

variables. Ce qui est le cas de la musique et pis encore des hautes fréquences en radio, en télévision et en technique radar. Rassurez-vous, on y arrive très bien. Le cap du gigahertz a été franchi dès 1945 et il a fallu près de quinze ans à la technologie des semi-conducteurs pour atteindre puis dépasser les performances des tubes en terme d'ultra hautes fréquences. Mais revenons sur terre, ou plutôt dans la modeste bande de 10 à 100 kHz qui est celle qui nous intéresse en audio. Ces capacités parasites, quelle sont-elles ?

CAPACITÉ ENTRE LA GRILLE ET LA CATHODE C_{gk}

C'est la plus élevée, car la grille se trouve à une faible distance de la cathode. Pour une 12AU7, elle est de 1,6 pico farad, pour une 12AT7 de 2,2 pF, ce qui est compréhensible mécaniquement : une 12AU7 a un modeste coefficient d'amplification de 17 contre 60 pour une 12AT7. Cette dernière possède par conséquent une grille à pas serré (donc une surface plus grande) qui se trouve très près de la cathode, d'où une augmentation de la capacité.

CAPACITÉ ENTRE L'ANODE ET LA GRILLE : C_{ag}

Plus faible que la capacité C_{gk} , car l'anode est plus éloignée de la cathode que la grille. Pour une 12AU7 : 1,5 pF. Pour une 12AT7 : 1,5 pF.

CAPACITÉ ENTRE L'ANODE ET LA CATHODE : C_{ak}

Plus faible que les autres pour une 12AU7 (1^{ère} triode) : 0,5 pF, (2^e triode) : 0,35 pF. Pour une 12AT7 (1^{ère} triode) : 0,5 pF, (2^e triode) : 0,4 pF.

Il y a une capacité que nous n'avons pas représentée sur notre schéma (figure 9), c'est la capacité entre la cathode et le filament, car elle n'intervient pas sur l'altération du signal proprement dit, mais elle est la cause de bien des ronflements et bruits divers qui affectent les amplificateurs à tubes.

EFFET DES CAPACITÉS PARASITES (figure 9)

C_{gk} : cette capacité entre la grille et la cathode, négligeable aux basses fréquences, va devenir un véritable court-circuit lorsque la fréquence va s'élever, car la « réactance » en ohms d'un condensateur est égale à $1/C\omega$ avec C en farads et $\omega = 2.\pi F$, « F » étant la fréquence du signal.

C_{ak} : elle va court-circuiter la résistance de charge du tube au-delà d'une certaine fréquence. L'effet cumulé de ces deux capacités va donc entraîner une chute du gain aux fréquences élevées.

C_{ag} : en suivant le même raisonnement, on pourrait considérer C_{ag} comme C_{ak} , mais c'est là où les choses se compliquent !

L'EFFET MILLER

Il faut revenir un peu en arrière, à l'époque héroïque de la radio. Forts de la découverte des capacités parasites, les ingénieurs de l'époque tentèrent d'appliquer la formule de la réactance à l'étude des circuits haute fréquence. Or la surprise fut très désagréable, les mesures ne correspondaient pas, loin s'en faut, aux calculs d'atténuation des circuits en fonction de la fréquence. On avait beau retourner les problèmes dans tous les sens, cela ne collait pas.

C'est un ingénieur de chez Philips, James A. Miller, en Hollande, qui découvrit le pot aux roses. Il constata que plus le coefficient d'amplification du circuit dans lequel se trouvait le tube augmentait, plus la chute dans les fréquences élevées était importante. Il quantifia et démontra mathématiquement le phénomène. La science reconnaissante baptisa ce défaut inhérent au tube électronique « l'effet Miller ».

Cet effet Miller quel est-il ? Eh bien cette petite capacité parasite entre la grille et l'anode d'un tube électronique va voir sa valeur multipliée par le coefficient d'amplification du circuit.

C'est cela l'effet Miller et croyez-moi c'est bougrement ennuyeux ! Car l'effet

cumulé de C_{gk} et de C_{ag} s'écrit :

$$C_e = C_{gk} + (1 + |A|) C_{ag}$$

« C_e » étant ce que l'on appelle la capacité d'entrée du tube et « A » son coefficient d'amplification. Si nous effectuons le calcul pour notre modeste 12AU7 dans un circuit au coefficient d'amplification de 10, par exemple, nous obtenons :

$$C_e = 1,6 + (1 + 10) 1,5 =$$

$$1,6 + 1,5 + 15 = 18,1 \text{ pF}$$

Or, 18,1 picofarad c'est loin d'être négligeable. Si l'on calcule la valeur de la réactance à, par exemple, 20 000 Hz, en appliquant la formule $1/C\omega$, on obtiendra une valeur de 440 000 Ω . Lorsque plus tard, nous étudierons les circuits et si l'on ne tient pas compte de l'impédance des circuits qui précèdent ou suivent, vous constaterez que l'on utilise souvent une résistance de fuite de grille de l'ordre de 470 000 Ω . La réactance de la capacité d'entrée du tube étant approximativement de la même valeur, cela signifiera une chute de -3 dB à 20 kHz. C'est pourquoi il faut absolument tenir compte de l'effet Miller. Pour la petite histoire, James A. Miller fut l'inventeur par la suite du procédé d'enregistrement mécanico-optique qui porte son nom : le Philips-Miller. Lequel fut utilisé dans la grande majorité de stations de radio jusque dans les années 50, avant la génération de l'enregistrement magnétique.

Mais cette capacité C_{ag} n'a pas fini de nous ennuyer... Il y a pire ! Cette capacité reportée sur la grille une partie des variations du potentiel d'anode, en d'autres termes une partie de la tension amplifiée. Or C_{ag} est un condensateur et qui dit condensateur suppose rotation de phase. Nous n'entrerons pas dans le détail cette fois-ci, l'analyse du phénomène est assez complexe car elle fait entrer en ligne de compte tous les éléments du circuit (réactifs, inductifs, résistifs). Sachez seulement aujourd'hui que C_{ag} est un véritable couplage anode-grille. C'est le couplage que l'on réalise volontairement dans les oscillateurs. Dans certaines conditions, le circuit bien

sage va se mettre à osciller à des fréquences souvent très élevées (plusieurs mégahertz voire des centaines de mégahertz). Inutile de vous dire que bien des fréquences seront inaudibles, tout le circuit audio va être bouleversé. C'est un phénomène courant et qui est la cause de bien des distorsions dites inexplicables !

Ce phénomène est d'ailleurs utilisé dans certains tubes spécialement calibrés pour osciller spontanément à une fréquence prédéterminée. Ces tubes sont utilisés en oscillateur local dans les récepteurs TV et FM. C'est le cas des EC86, ECC85, EC88 et ECC88, entre autres. Ces tubes sont utilisés en audio, en particulier ECC88, mais attention danger !

Dès que l'on comprit l'effet Miller, on essaya de trouver des solutions pour réduire la capacité C_{ag} . C'est ainsi que naquirent les tétrodes, puis les pentodes. Mais ceci est une autre histoire. Pour suivre la tradition, nous affirmons aujourd'hui que nous verrons cela plus tard !

AVANT DE NOUS QUITTER

En dehors de la valeur de la capacité d'entrée, je vous ai dit tout à l'heure qu'augmenter la résistance de charge n'était pas la solution miracle pour linéariser la courbe de transfert. Reportez-vous à la figure 8 et réfléchissons un peu. Vous constatez que C_{ak} est en parallèle sur R_a . De plus, en parallèle sur C_{ak} , on trouve C_{ag} , augmentée par l'effet Miller, elle même en série avec C_{gk} . Inutile de faire un dessin, l'ensemble de ces capacités en parallèle sur R_a va entraîner une chute vertigineuse de l'amplification aux hautes fréquences, cumulée avec l'effet de la capacité d'entrée. C'est pour cette raison que R_a sera calculée au plus juste afin de maintenir une courbe de transfert relativement linéaire, sans pour autant lui donner une valeur trop élevée afin que la bande passante du montage reste dans des limites tolérables.

À bientôt
Rinaldo Bassi

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



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

Prix : 89,70 €



Autres alimentations linéaires disponibles

Entrée ~	230V			Entrée	230V	
	Sortie =	12V	24V		Sortie	12V
Option *	Réf./boît.	Réf./boît.	Réf./boît.	Intensité	Réf./boît.	Réf./boît.
CP 910A 6,70€		AL 912AE ① 37,67€	AL 912 AES ① 40,66€	0,8A		
CP 910A 6,70€	AL 911AE ① 34,68€			1A	AL 911A ⑤ 39,47€	AL 912A ⑤ 42,46€
CP 899AE 11,36€	AL 893AE ② 77,74€			4A		
CP 899BE 13,16€		AL 897AE ③ 121,99€	AL 897 AES ③ 125,58€	5A	AL 893A ⑥ 83,72€	
				6A		AL 897A ⑦ 131,56€
CP 899CE 25,12€	AL 894AE ③ 125,58€			10A		
CP 899DE 27,51€		AL 898AE ④ 185,38€	AL 898 AES ④ 190,16€			
				12A	AL 894A ⑦ 143,52€	AL 898A ⑧ 215,28€
CP 899EE 27,51€	AL 895AE ④ 181,79€			20A	AL 895A ⑧ 227,24€	

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

Montage Rail DIN sauf AL895AE, AL898AE et AL898AES

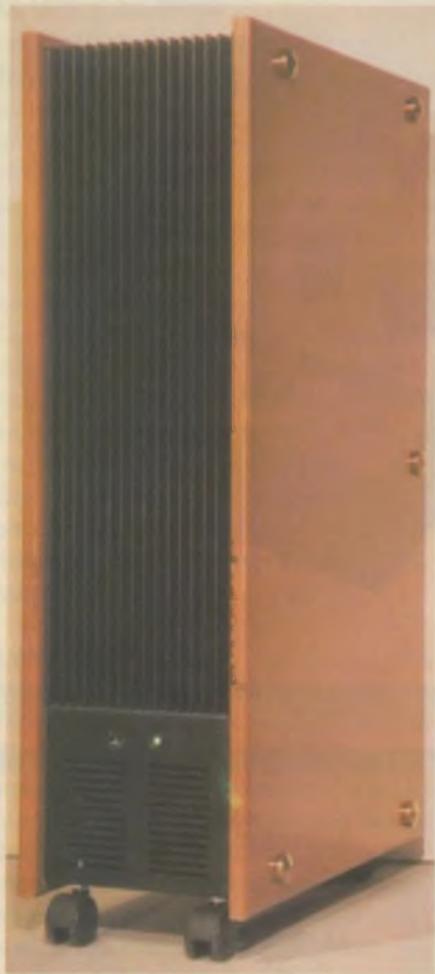
* Capot de protection en option

Je souhaite recevoir une documentation sur :

Nom

Adresse

Ville Code postal



Conception

- Jusqu'à 5 amplificateurs de puissance.
- Protections locales avec surveillance des tensions régulées et détection du courant continu en sortie.
- Protection générale avec temporisation secteur et surveillance des fusibles.
- Conception modulaire.
- Télécommande infrarouge optionnelle.
- Boîtier dissipateur vertical spécialement dessiné pour ce projet.

Le GK « FIVE » AMPLIFICATEUR MULTICANAUX

L'amplificateur « GK FIVE », que nous allons détailler dans une série d'articles à paraître cette année, représente l'aboutissement de près d'une année de travail. Nous espérons que vous prendrez autant de plaisir à le construire et à l'écouter que nous en avons éprouvé à le concevoir.

Les deux premières questions que nous nous sommes posées portaient sur le nombre de voies amplificatrices et le type d'amplificateur à adopter.

Avec notre système d'écoute multi-amplifié actuel, trois voies suffisent alors que les équipements pour « home cinema » classiques en nécessitent cinq (le sub-woofer pouvant être amplifié séparément). Nous avons donc opté pour cinq voies amplificatrices, malgré l'arrivée du 7.1 (il faut bien se fixer des limites).

La première version, **haut de gamme**, du GK « FIVE » que nous allons décrire utilisera des amplificateurs « Millenium XP », fabriqués par la société danoise LC Audio (www.lcaudio.dk).

Nous l'avons baptisée GK « FIVE^{LC} ».

Nous vous proposerons ultérieurement une version plus économique, le GK « FIVE^{NS} », équipée d'amplificateurs intégrés fabriqués par National Semiconductor.

Notez que notre conception modulaire offre une grande liberté de choix en ce qui concerne le type d'amplificateur. Nous ne doutons pas que certains de nos lecteurs n'hésiteront pas à en utiliser d'autres, par exemple les excellents amplificateurs développés par M. Plantefève (perso.wanadoo.fr/jm.plantefeve/index.htm).

Se pose ensuite la question cruciale du boîtier. C'est le casse-tête de tout constructeur amateur : très peu de boîtiers sont disponibles sur le marché et leur esthétique est souvent quelconque.

De surcroît, ils sont rarement d'un bon rapport qualité-prix.

Devant ce manque d'un coffret permettant l'installation de cinq amplificateurs, nous avons décidé d'en dessiner un nous-mêmes.

Si notre charge de travail s'en est trouvée considérablement augmentée, cette décision nous a permis de bénéficier d'une très grande liberté dans la conception du produit. Néanmoins, le coût d'un coffret sur mesure étant forcément élevé, nous nous sommes efforcés de rendre possible une évolution du système en utilisant des sous-châssis en tôle d'aluminium pliée, qu'il suffira de changer en conservant les autres éléments, solution qui permet de rentabiliser l'investissement financier.

Après plusieurs croquis, la **photo ci-contre** dévoile le résultat final de cette étude dont l'originalité porte plus particulièrement sur les points suivants :

- Un grand dissipateur en face avant muni d'ailettes orientées dans le bon sens pour une convection optimale;
- Un châssis vertical en tôle d'aluminium brossé et anodisé de 3 mm d'épaisseur offrant une très grande accessibilité et servant également de dissipateur;
- La possibilité d'installer jusqu'à six sous-châssis internes dont cinq munis de connecteurs en face arrière;
- Des panneaux latéraux dans le matériau de votre choix (bois massif, altuglas, métal, médium laqué, etc.) permettant de personnaliser votre réalisation.

La face arrière est visible à la **photo 1**.

UNE CONCEPTION MODULAIRE

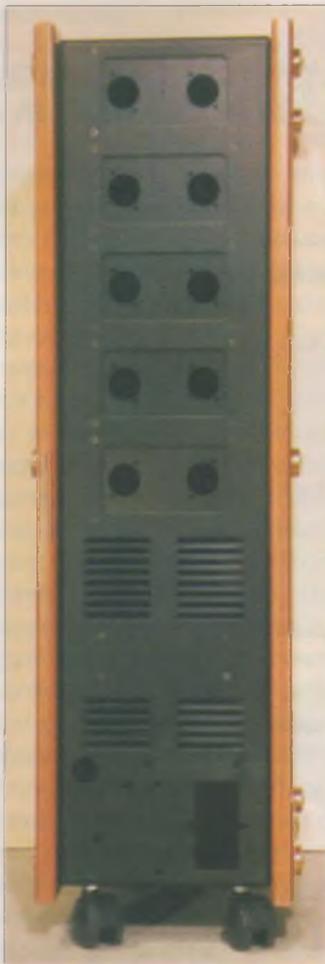
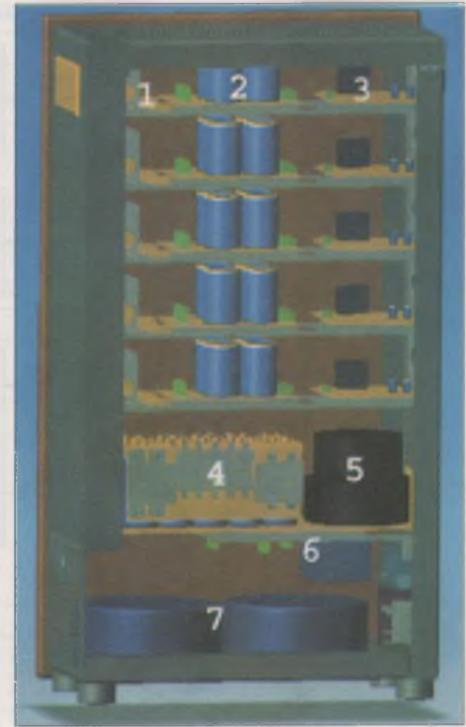


Photo 1 : La face arrière



Photo 2 : Intérieur du coffret

Pièce n° 1 : Châssis principal
Pièces n° 2, 3, 4, 5 et 6 : Sous-châssis amplificateurs
Pièce n° 7 : Sous-châssis batterie de condensateurs + transformateurs
Pièce n° 8 : Cadre d'assemblage des condensateurs
Pièce n° 9 : Dissipateur vertical
Pièce n° 10 : Panneau latéral décoratif



1: Module amplificateur
2: Module alimentation locale
3: Module protection locale
4: Redressements et alimentations communes
5: Transformateurs de l'alimentation driver commune
6: Module protection générale + alimentation +/- 12V
7: Transformateurs de l'alimentation puissance commune

Tous les connecteurs d'entrées, de sorties, le secteur et les voyants à leds de contrôles sont rassemblés à l'arrière.

Les dimensions sont : 630 mm de haut, 365 mm de profondeur et 160 mm de largeur. Le positionnement vertical et la finition personnalisable permettront à ce coffret de s'intégrer facilement dans tous les styles d'intérieur.

Nous invitons d'ailleurs les lecteurs souhaitant faire l'acquisition des éléments de ce coffret à contacter rapidement la rédaction, car plus vous serez nombreux, plus il sera facile de négocier auprès des fournisseurs le prix de ce produit haut de gamme fabriqué sur mesure.

La **photo 2** montre l'aménagement interne, réalisé avec l'ensemble des pièces de tôlerie repérées par un numéro distinct.

Ayant reçu tardivement les prototypes des dissipateurs et des châssis principaux, il ne nous a pas été possible de terminer le câblage à temps pour prendre des photos du produit fini.

Nous vous le présenterons dans la deuxième partie de notre article. En attendant, la présente visualisation en 3 D ci-dessus vous donne un aperçu de l'implantation de l'ensemble des composants et modules.

Passons sans plus tarder à une description

succincte des systèmes du GK « FIVE » à partir de son synoptique (**figure 1**).

Partant de la prise secteur avec fusible temporisé et interrupteur général incorporés, le courant 220 V arrive aux modules « Distribution 220 V temporisée » et « Récepteur Infrarouge ».

Ce dernier est optionnel, car il ne permet que de commander à distance la mise en route et l'arrêt des boîtiers du GK « FIVE ». Si vous choisissez de ne pas l'installer, le courant 220 V arrivera directement au module « Protection générale et alimentation +/-12V », qui assure les fonctions suivantes :

- Temporisation 220 V de quelques

AMPLIFICATEUR MULTICANAUX

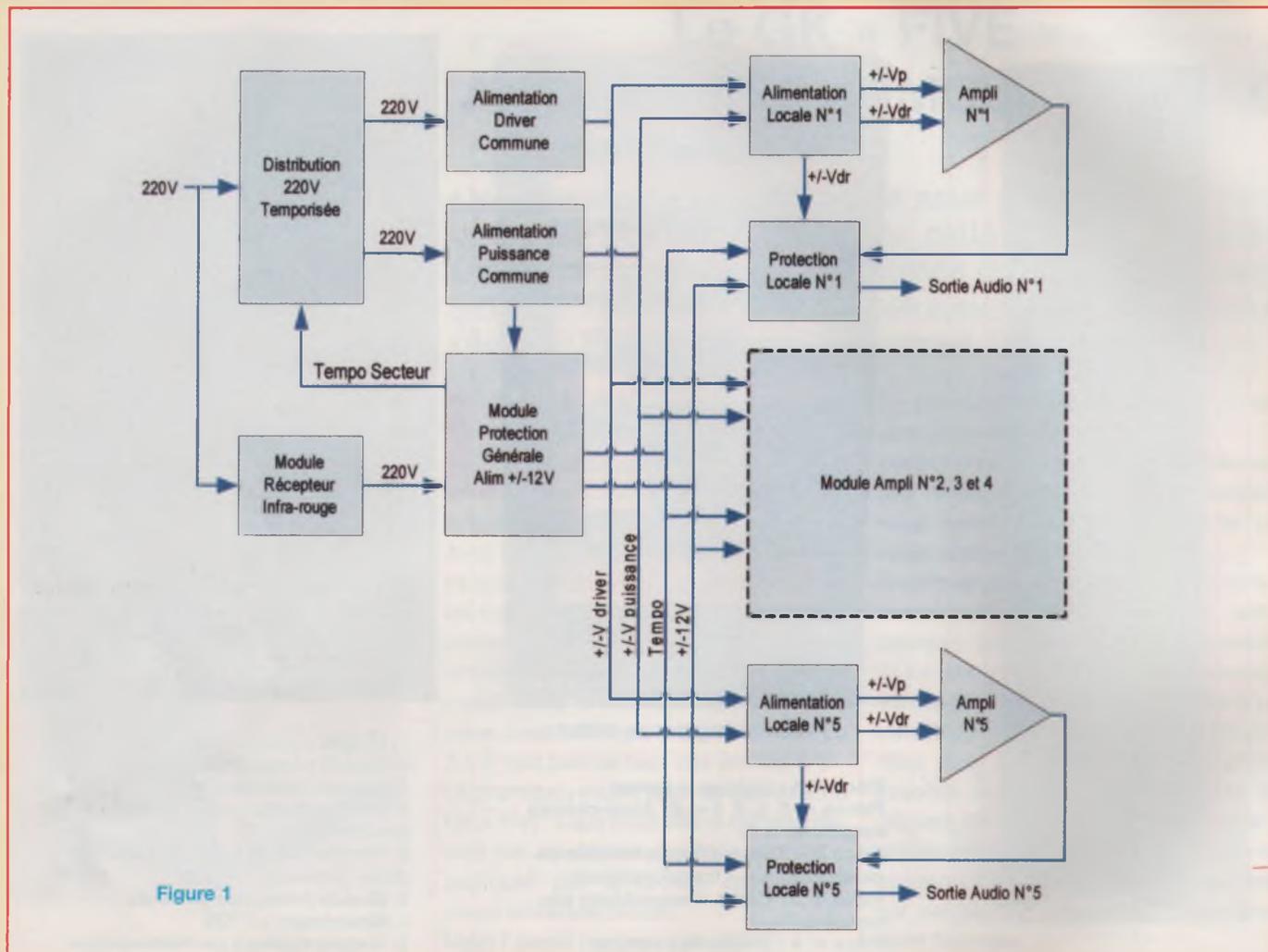


Figure 1

secondes pour éviter un appel de courant trop important à la mise en service;

- Niveau logique pour temporisation mise en route et coupure rapide des relais des sorties HP à l'extinction;
- Alimentation +/-12V pour les circuits logiques et les relais;
- Surveillance des fusibles de l'alimentation de puissance, un défaut entraînant la coupure du secteur.

Le module « distribution 220 V temporisée » est constitué de deux relais secteur, dont un est utilisé pour shunter une résistance de limitation de 25Ω/50W quelques secondes après la mise sous tension de l'appareil.

Les modules « alimentation driver commune » et « alimentation puissance com-

mune », basés sur le même modèle, consistent en un (ou plusieurs) transformateurs suivis de deux ponts redresseurs à composants discrets et de condensateurs de filtrage.

Chaque amplificateur est alimenté par ses propres alimentations, filtrées en ce qui concerne les étages de puissance et régulées en ce qui concerne les étages d'entrées.

Il dispose aussi de son propre circuit de protection, qui surveille les valeurs des tensions régulées et l'absence de courant continu en sortie.

Nous avons essayé, chaque fois que cela a été possible, de conserver l'aspect modulaire et indépendant des circuits. Ainsi, il est parfaitement possible d'utili-

ser un ou plusieurs de ces modules pour améliorer un montage existant.

LE GK « FIVE^{LC} »

Le Millenium XP fabriqué par LC Audio, est très compact. Il fonctionne en classe AB et sans contre-réaction globale. Sa puissance de sortie nominale est de 120 W sur 8 ohms. Ces amplificateurs ont acquis depuis de nombreuses années une réputation flatteuse et plus de 1800 exemplaires ont été construits dans le monde.

La version dite « XP » représente la toute dernière évolution de ce circuit. Nous reviendrons plus tard sur les détails de cet amplificateur. Pour le moment, com-

UNE CONCEPTION MODULAIRE

mençons par décrire le module d'alimentation locale.

LE MODULE « ALIMENTATION LOCALE »

On décrit généralement un amplificateur de puissance à transistors comme un circuit capable d'amplifier une tension alternative généralement faible et de la restituer au haut-parleur avec une impédance interne quasi nulle. Sans vouloir paraître iconoclaste, pourquoi ne pas voir l'amplificateur de puissance comme un réservoir d'énergie (fournie par son alimentation) qui serait modulé par un signal alternatif ? On comprend mieux alors l'importance de l'alimentation qui, dans bien des produits commerciaux, est souvent négligée au profit d'une belle façade illuminée avec de beaux boutons. Quel type d'alimentation choisir : régulée ou simplement filtrée ? C'est une question difficile et très honnêtement, nous n'avons pas de réponse définitive.

Prenons l'exemple du mythique amplificateur Kanéda 50 W (le vrai ! celui avec des transistors de puissance Nec 2SD218 et 2SA649). Il utilisait des alimentations régulées et, pour l'avoir écouté à plusieurs reprises chez M. Koizumi (firme Onken), c'est ainsi qu'il fonctionnait le mieux. Le même amplificateur (même schéma et composants), avec simplement une paire de transistors de sortie en moins et une tension réduite à 27 V au lieu de 35 V, sonnait mieux avec une alimentation hybride (régulée pour les étages de gain en tension et simplement filtrée pour les étages de puissance).

Comme vous pouvez le constater, la réponse n'est pas simple. Cependant, il nous semble que le meilleur compromis, en général, est l'alimentation hybride, c'est-à-dire régulée pour les étages de gain en tension où la stabilité et le faible bruit sont des critères importants et filtrée par des capacités de haute qualité pour les étages de sortie. Ce type d'alimentation offre plusieurs avantages :

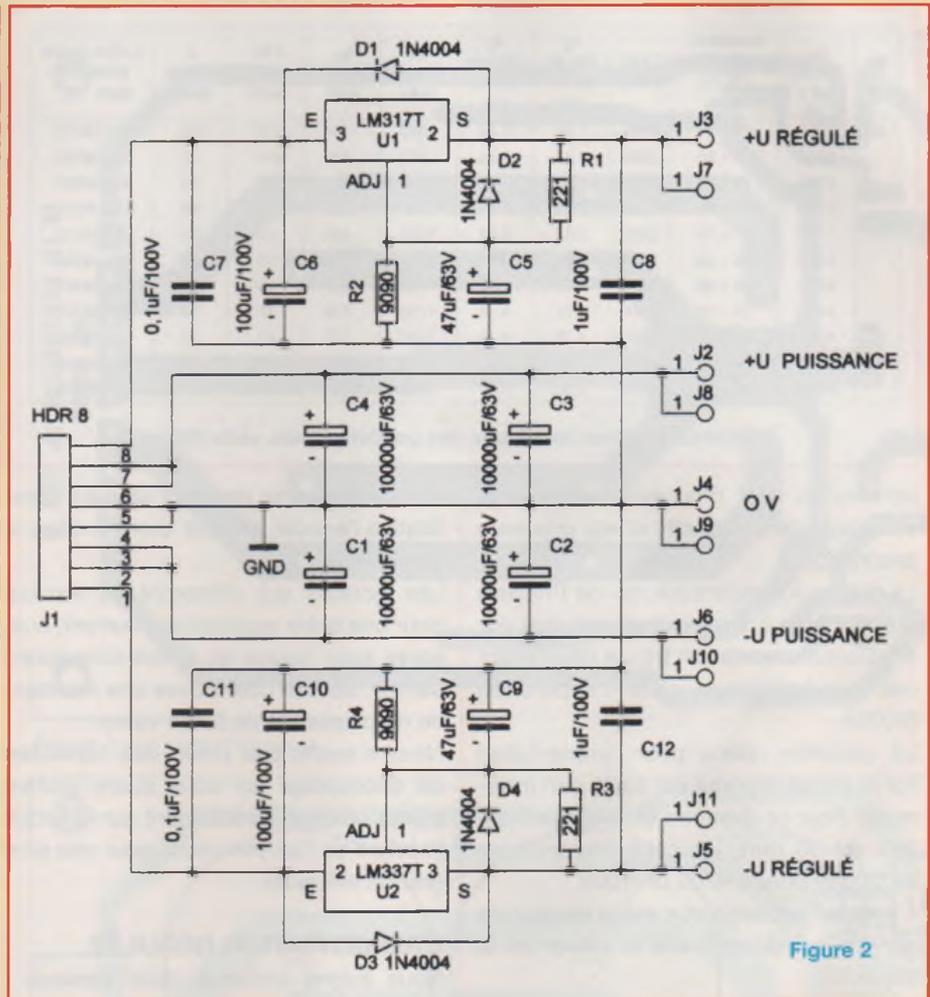


Figure 2

- La régulation est relativement simple à réaliser car elle ne traite que des courants faibles;

- Elle minimise les interactions en séparant complètement les circuits d'alimentations (y compris les transformateurs);

- Il est possible de choisir des valeurs de tensions plus élevées pour les étages d'entrées. L'écrêtage se produit alors dans l'étage de puissance, plutôt que dans ceux d'entrées.

Le Millenium XP permet de séparer très facilement les alimentations « tension » et « puissance » en coupant deux pistes sur le circuit imprimé. Nous avons choisi ce mode de fonctionnement et vous trouverez à la **figure n°2** le schéma de cette alimentation dite locale.

Pourquoi faire compliqué quand on peut

faire simple ! Par expérience, nous avons constaté que le choix des composants, leur implantation et le dessin du circuit imprimé sont primordiaux.

L'ALIMENTATION NON RÉGLÉE

Les tensions « puissance » +/-Vp issues du module « alimentation commune puissance » arrivent au connecteur J1 sur les broches 6 et 7 pour le positif, 2 et 3 pour le négatif. La masse est connectée aux broches 4 et 5. Ces tensions sont alors simplement filtrées par deux paires de condensateurs électrochimiques qui servent de réservoirs d'énergie locale.

Nous avons choisi des modèles de la série 056 fabriqués par Philips. Leurs caractéristiques électriques sont très

AMPLIFICATEUR MULTICANAUX

U _R (V)	C _R 100 Hz (μF)	NOMINAL CASE SIZE ∅D × L (mm)	CASE CODE	I _R 100 Hz 85 °C (A)	I _R ≥10 kHz 85 °C (A)	I _{L1} 1 min (μA)	I _{L5} 5 min (μA)	ESR 100 Hz (mΩ)	Z 10 kHz (mΩ)	CATALOGUE NUMBER 2222
63	1000	22 × 25	2225	1.46	1.78	382	130	148	104	056 58102
	1500	22 × 30	2230	1.87	2.28	571	193	105	72	056 58152
	2200	25 × 30	2530	2.32	2.83	836	281	79	59	056 58222
	2200	22 × 40	2240	2.54	3.10	836	281	73	53	056 48222
	3300	30 × 30	3030	2.87	3.50	1251	420	64	50	056 58332
	3300	25 × 40	2540	3.14	3.83	1251	420	55	44	056 48332
	4700	30 × 40	3040	3.67	4.48	1780	596	50	38	056 58472
	4700	25 × 50	2550	3.71	4.53	1780	596	48	38	056 48472
	6800	35 × 40	3540	4.33	5.28	2574	861	43	38	056 58682
	6800	30 × 50	3050	4.75	5.80	2574	861	42	37	056 48682
	10000	35 × 50	3550	5.26	6.42	3784	1264	35	30	056 58103

Tableau 1 : Caractéristiques des condensateurs série 056

bonnes, ils sont d'un excellent rapport encombrement/capacité et leur prix reste raisonnable.

La division « Condensateurs » de Philips a été rachetée il y a quelques années par BC Composants et on trouve maintenant ces condensateurs sous l'appellation BC056.

Le diamètre retenu pour l'implantation sur le circuit imprimé est de 35 mm maximum. Pour ce diamètre et avec une hauteur de 50 mm, les capacités vont de 68 000 μF/10V à 4700 μF/100V.

L'éventail est large et c'est la tension de service qui déterminera la valeur de la capacité.

Les valeurs des tensions d'alimentations de l'étage de puissance de l'amplificateur Millennium XP étant fixées dans notre cas à +/-50V environ, nous avons choisi des 10 000 μF/63V.

Chaque amplificateur disposera donc localement de 40 000 μF.

Prenons l'exemple de nos condensateurs 10 000 μF/63V. Le **tableau 1** livre un extrait de leurs caractéristiques.

Ils associent un faible courant de fuite (1,3 mA après 5 minutes), un courant important sur une large plage de fréquences et de températures (6,4 A à 10 kHz et 85°C) et une faible impédance (30 mΩ à 10 kHz).

Nous avons inséré une résistance en série avec les condensateurs C3 et C4 (C1 et C2) de façon à filtrer davantage les ondulations mais les essais effectués

n'ont pas permis de noter de gain significatif à l'écoute, et nous avons préféré la supprimer.

Les lecteurs qui utiliseront ce module pour une autre application pourront, eux, après avoir coupé les pistes correspondantes, souder coté cuivre une résistance de puissance de faible valeur.

Nous n'avons pas prévu des capacités de découplage car nous avons préféré placer celles-ci directement sur le circuit imprimé de l'amplificateur pour une plus grande efficacité.

L'ALIMENTATION RÉGULÉE

Nous avons construit deux versions : une alimentation flottante très performante à composants discrets de type « Sulzer » puis une à base de régulateurs intégrés LM317/LM337.

Pour l'utilisation envisagée (alimentation des étages d'entrées), nous n'avons constaté à l'écoute aucune différence entre ces deux alimentations.

C'est logique, car les paramètres les plus importants dans notre application sont la stabilité de la tension à court terme et le faible bruit.

Ce sont deux paramètres où les régulateurs intégrés sont optimaux.

Notre choix s'est donc porté sur des régulateurs intégrés 317/337 en boîtier TO220. Malgré leur ancienneté, ces circuits intégrés, dont la tension de sortie est ajustée par deux résistances, sont fiables, performants et d'un faible coût.

Bien sûr, il existe d'autres types de régulateurs intégrés encore plus performants, comme ceux que fabrique Linear Technology, mais leurs utilisations pour cette application ne sont, une fois encore, pas justifiées.

Parmi les avantages de ces régulateurs on peut noter :

- Le faible encombrement (boîtiers TO 220);
- Une grande facilité d'utilisation : ils ne nécessitent que quelques composants;
- La capacité à fournir un courant jusqu'à 1,5 A de 1,2 V à 37 V;
- La faible influence des variations de la tension d'entrée sur la tension et le courant de sortie;
- L'importante tension différentielle entre la valeur de tension d'entrée et la tension de sortie (40 V);
- La référence de tension (interne) très stable;
- Une protection contre les courts circuits en sortie;
- Une protection thermique interne, limitant le courant en fonction de la température;
- Le faible prix de revient (inférieur à 1 €);
- La masse flottante.

Les tensions +/-Vd (-60V) issues du module « alimentation commune driver » arrivent au connecteur J1, à la broche 8 pour le positif et à la broche 1 pour le négatif.

Pour la partie positive, le condensateur polyester C7 (0.1 μF) améliore la stabilité et C6 (220 μF) sert de mini réservoir d'énergie. Le pont de résistances R1 (221 Ω) et R2 (9,09 kΩ) ajuste la tension de sortie aux environs de 53 V. C5 (47 μF) assure un filtrage supplémentaire de la référence interne et améliore nettement les performances.

Nous n'avons placé qu'un condensateur polyester de 1 μF (C8) à la sortie du régulateur car un électrochimique de 220 μF de haute qualité sera implanté directement sur le circuit imprimé de l'amplificateur. La tension de sortie régulée +Vdr sera disponible aux points J3 et J7.

La partie négative est identique, excepté le brochage du régulateur.

UNE CONCEPTION MODULAIRE

Le rôle des diodes D1 et D2 (D3 et D4) est de protéger les régulateurs essentiellement dans les phases de mise sous et hors tension et dans les phases de défaut. Il faut noter que nous utilisons ces régulateurs avec une tension de sortie supérieure à 37 V et que par conséquent nous ne bénéficions pas de la protection court circuit interne.

En pratique, cela ne pose pas de problème, d'autant plus que ces tensions seront surveillées par notre circuit de protection locale.

La formule générale de calcul de la tension de sortie régulée se présente comme suit :

$$V_s = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_{adj} \times R_1$$

Avec

V_s : Tension de sortie régulée
(317 : borne 2 ; 337 : borne 3)

V_E : Tension d'entrée (317 : borne 3 ; 337 : borne 2)

V_{ref} : Tension de référence (typique 1,25V borne 1)

I_{adj} : Courant du circuit d'ajustement (borne 1, max 100 μ A)

En règle générale, la tolérance sur la tension de référence qui peut varier entre 1,20 V et 1,30 V selon les lots et les fabricants est plus déterminante que l'erreur due au courant d'ajustement. On peut ainsi simplifier la formule qui devient :

$$V_s = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Les fabricants recommandent de choisir pour R_2 une valeur comprise dans une fourchette de 120 Ω à 240 Ω .

Pour une tension de sortie de 53 V, le calcul simplifié donne 52,7 V avec :

$R_2 = 221 \Omega$ et $R_1 = 9090 \Omega$.

Le calcul est identique pour la tension négative au signe près.

Le courant circulant dans les étages d'entrées du Millenium XP est suffisamment faible pour se passer d'un dissipateur thermique.

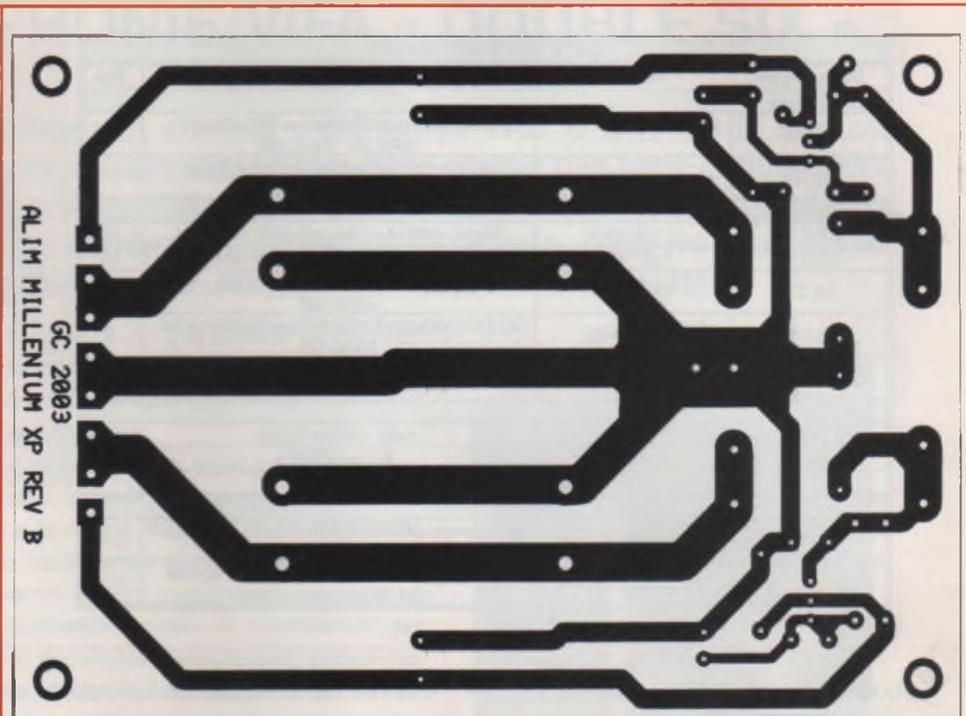


Figure 3 : Le circuit imprimé

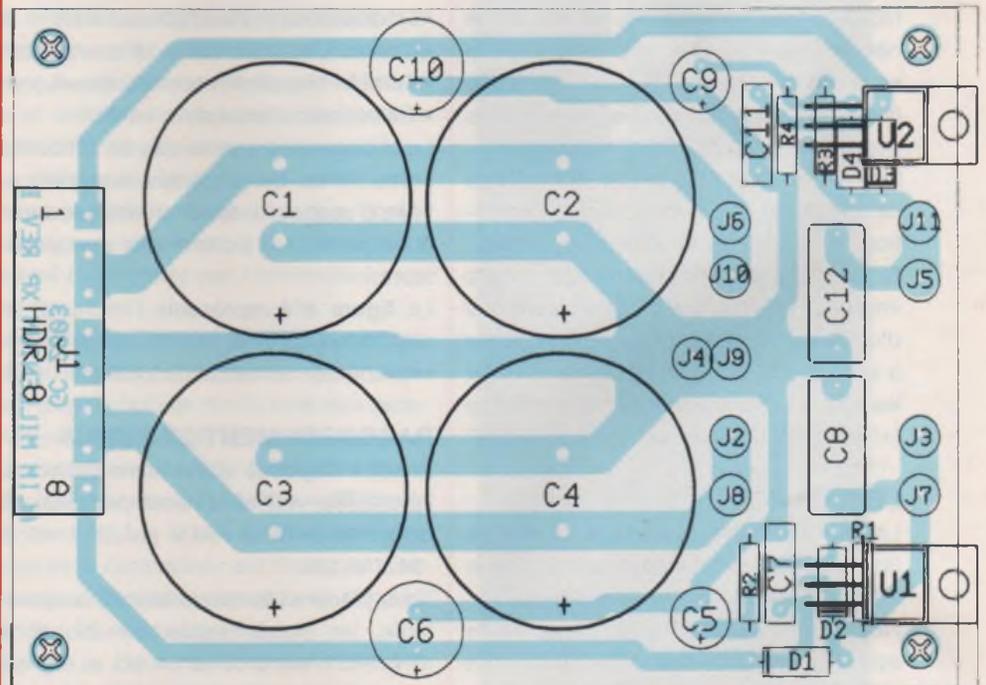


Figure 4 : Implantation des composants

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Visible figure n°3, il est en époxy 16/10, simple face, cuivre étamé 70 μ m.

Ses dimensions sont de 127 x 89 mm. Le tracé est simple, mais nous avons porté un soin tout particulier à la distri-

AMPLIFICATEUR MULTICANAUX

LISTE DES COMPOSANTS			
Désignation	Valeurs	Références fabricants	Pas
Résistances			
R1,R3	221 Ω	BC Components-couches métalliques MRS 25 1% 0,5W	
R2,R4	9090 Ω	BC Components-couches métalliques MRS 25 1% 0,5W	
Condensateurs			
C7,C11	0,1μF/100V	Wima - MKS4 - Film polyester métallisé	10
C8,C12	1μF/100V	Wima - MKS4 - Film polyester métallisé	15
C5,C9	47μF/63V	BC Components-Electrolytique liquide radial - série 135	3,8
C6,C10	220μF/63V	BC Components-Electrolytique liquide radial - série 135	5
C1,C2,C3,C4	10 000μF/63V	BC Components-Electrolytique liquide- radial Snap-In - séries 056 et 057	10
Semi-conducteurs			
D1,D2,D3,D4	1N4004	Axial - boîtier DO41	
U1	LM317T	Boîtier TO220	
U2	LM337T	Boîtier TO220	
Divers			
J1	Connecteur 8 pins	Miniconnec-MSTBA 2,5/8-G-5,08 embase 8 pins-coudée pour CI	5,08
	Connecteur 8 pins	Miniconnec-MSTB 2,5/8-ST-5,08 bomier mâle débrochable-8 pins	5,08



Le module d'alimentation locale

bution des courants autour des régulateurs et à la gestion des plans de masse. Les régulateurs sont placés de telle façon qu'il est possible de les souder, si nécessaire, coté pistes, pour utiliser le sous châssis comme dissipateur (ne pas oublier dans ce cas d'isoler les semelles des boîtiers TO220).

Des fils très courts, soudés aux bornes J2, J3 J4, J5 et J6, alimenteront l'amplificateur de puissance situé juste à côté. Si vous réalisez vous-même vos circuits imprimés, nous vous recommandons d'utiliser du 70 μ et de les étamer au fer à souder. Il n'est pas inutile de doubler les pistes concernant la partie puissance (+/-Vp) avec un fil de cuivre de 1 à 2 mm².

LE CÂBLAGE

La nomenclature **ci-dessus** donne la liste exhaustive des composants, avec les références constructeurs.

Nous avons sélectionné les composants avec beaucoup de soin, aussi nous vous suggérons de suivre nos choix.

Avant de remplacer un composant par un autre, d'une autre marque, assurez-vous que les caractéristiques soient identiques ou bien supérieures.

A titre indicatif, voilà quelques adresses

internet de distributeurs spécialisés en VPC auprès desquels nous commandons habituellement nos composants :

- Radiospares - www.radiospares.fr
- Conrad Electronic - www1.fr.conrad.com
- Farnell - <http://international3.farnell.com>
- Selectronic - www.selectronic.fr

Le câblage ne présente pas de difficultés particulières. On procédera aux vérifications d'usages : inspection des soudures et respect de la polarité des condensateurs.

La **figure n°4** représente l'implantation des composants à monter sur le circuit imprimé de l'alimentation locale.

RACCORDEMENT ET ESSAIS

Si vous disposez d'une alimentation de laboratoire, vérifiez la valeur des tensions de sortie : +52 à +54 V en J3 et -52 à -54 V en J5.

Vous placerez temporairement, au préalable, un condensateur de 22 μF à 47 μF/63V entre J3 et J4 (J5 et J4) car nous avons constaté, sur quelques exemplaires, une légère instabilité en sortie à vide.

Bien entendu, une fois raccordé à l'amplificateur où se trouve une capacité de 220μF/63V, ce circuit est parfaitement

stable et fait preuve d'un excellent comportement transitoire.

Si vous utilisez ce module pour une autre application, nous vous recommandons de souder coté pistes une paire de condensateurs de 22μF à 47μF/63V pour garantir une stabilité inconditionnelle.

Nous voici arrivés à la fin de cette première partie qui, nous l'espérons, vous aura mis « l'eau à la bouche ».

La deuxième partie traitera des modules « protection locale », « alimentation driver commune » et « alimentation puissance commune ».

La troisième partie sera consacrée à l'étude des modules « protection générale », « distribution 220V » et « récepteur infrarouge ».

Enfin, la quatrième et dernière partie traitera de l'amplificateur Millenium XP, des réglages et du montage dans le coffret.

Vous pouvez nous contacter par e-mail pour toute question relative à ce projet. Nous tenterons d'y répondre dès que possible en fonction de nos emplois du temps respectifs.

A suivre.

Jean Claude Gaertner

Gabriel Kossmann

(gabriel.kossmann@wanadoo.fr)

ENCEINTE EUPHONIE/VIFA « DOUBLE SIX »

Ce kit d'enceinte à prix particulièrement attractif a été conçu avec le plus grand soin par Dimitri Menchikoff pour le compte d'Euphonie, importateur officiel des haut-parleurs Vifa. Fort réputée dans le monde pour la qualité et l'excellent rapport prix/prestations de ses produits, cette marque fournit un nombre important de fabricants, dont les plus prestigieux. Scan-Speak, sa marque sœur, jouit d'une réputation audiophile enviable.

Dans le cas du kit « Double Six », aucune économie n'a été réalisée sur la mise au point, la topologie ou la qualité du filtre, contrairement à ce que font parfois les industriels, toujours prêts à rogner le moindre centime sur les éléments cachés d'un produit. Or, une bonne enceinte ne peut se contenter d'être l'assemblage approximatif de haut-parleurs, aussi bons soient-ils. En effet, le parfait mariage de tous les éléments nécessite des connaissances, des outils de mesure et de conception, mais aussi une expérience et oserait-on dire un goût (validation subjective de l'étude) qui donne, au final, le caractère au produit et préserve, heureusement, son côté humain.

« On ne s'improvise pas acousticien », d'où le sage conseil que l'on peut donner à l'amateur : réaliser un kit bien étudié, quitte à en peaufiner chaque détail, est le meilleur moyen de ne pas se tromper et d'être satisfait de sa réalisation. De plus, un kit constructeur émanant d'un fabricant aussi sérieux que Vifa possède une réelle valeur marchande.

CAHIER DES CHARGES :

Pour la « Double Six », le cahier des charges portait sur un grand respect de la transparence et de l'équilibre, ainsi qu'une tenue en puissance capable de combler les amateurs les plus exigeants dans le cadre d'une écoute domestique. Ces performances devaient pouvoir être obtenues avec un amplificateur de puissance et prix modestes. Cela impliquait une excellente sensibilité, d'où le choix

de deux 18 cm à la surface de rayonnement importante et une impédance régulière représentant une charge facile pour l'amplificateur.

Le catalogue Vifa étant particulièrement vaste, le choix du concepteur s'est porté sur le récent TC18WG49-08 (photo A), un haut-parleur dont chaque détail a été pensé pour maximiser le rapport coût/performance. À commencer par son excellente membrane en papier traité utilisant la technologie NRSC (Non-Resonant-Suspension-Coupling) optimisant l'interface membrane-suspension en limitant les interférences parasites. Le « spider » et la suspension ont été aussi conçus pour offrir un déplacement linéaire et de faibles pertes (important pour la définition et la tenue en puissance).

Le saladier du haut-parleur est en polymère injecté renforcé par des fibres. Léger, non-résonnant, il est solidement arrimé à l'enceinte par l'intermédiaire de six vis.

La ferrite de 73 mm est judicieusement dimensionnée pour obtenir, en conjonction avec la bobine de 25 mm, des paramètres de Thiele & Small favorables à une bonne exploration du registre grave ($F_s = 40$ Hz, $Q_{ts} = 0.48$, $V_{as} = 38$ litres). Là encore, il y aurait beaucoup à dire d'après le concepteur sur l'interprétation de ces différents paramètres et l'importance à leur accorder.

Les deux haut-parleurs sont montés dans une charge commune de type bass-reflex, utilisant un événement arrière de 66 mm de diamètre et 70 mm de longueur, afin de réaliser un accord vers 42 Hz.

Le tweeter choisi est le classique et



ENCEINTE « DOUBLE SIX »



Photo A

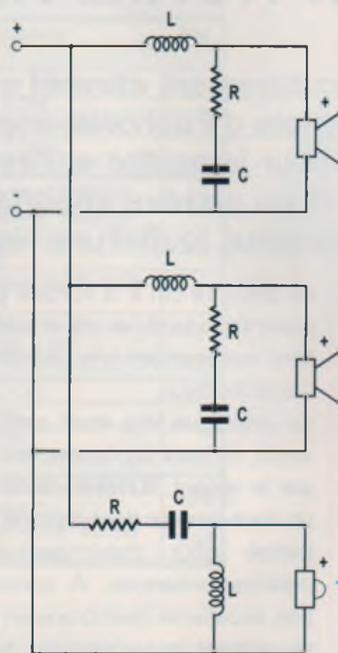


Figure 1

Boomer TC18WG49-08



Tweeter TD 19TD-05-08

Photo B

néanmoins excellent D19TD-05-08 (photo B), un dôme supronyl de 19 mm dont les performances font pâlir plus d'un concurrent : sensibilité élevée (90dB/1W/1m), linéarité exceptionnelle, très bonne tenue en puissance. Le résultat de ce choix est un registre aigu de toute beauté, extrêmement fin et détaillé, sans agressivité.

Nous pensons que les résultats obtenus avec ces enceintes combleront au-delà de toute espérance les attentes de l'audiophile amateur de kit. Lequel, pour un budget total d'environ 330 euros - en réalisant l'ébénisterie lui-même - pourra comparer sa réalisation à des systèmes de prix au moins trois fois plus élevé.

DESCRIPTIF TECHNIQUE

D'après Dimitri Menchikoff, les enceintes de type deux voies et demi sont très difficiles à mettre au point. Il faut, en effet, combiner le rayonnement simultané de deux haut-parleurs sur des plages de fréquences différentes sans oblitérer la qualité de restitution, c'est-à-dire en

conservant un bon équilibre tonal et de bonnes caractéristiques de directivité, un point essentiel sur lequel le concepteur insiste beaucoup. Rechercher la réponse la plus droite « à 1 m dans l'axe » est pour lui une hérésie, puisque ce n'est pas du tout ce que l'on perçoit dans une pièce d'habitation. La réponse « en énergie », c'est-à-dire le cumul des réponses en pression dans toutes les directions, a pour lui une signification autrement plus importante. Les outils de conception moderne - il fait une utilisation intensive de la CAO - permettent une étude fine et rapide de ces phénomènes et de trouver ainsi plus rapidement « le meilleur » compromis.

Pour le concepteur, le filtre doit rester simple mais non simpliste. Les « écoles » du filtre basé sur « tel ou tel » critère correspondent, à son avis, davantage à des considérations intellectuelles ignorantes de la pratique - ou alors basées sur une unique pratique (large bande, haut-parleurs particuliers, etc.) - qu'aux résultats obtenus sur des milliers de modèles d'enceintes conçus de par le monde...

On pourrait aussi discourir longuement au sujet des techniques, réponses en phase, sur impulsion, etc.. L'essentiel étant de trouver, à son sens, du plaisir à l'écoute de son système.

Le réglage fin d'un système se fait aussi dans l'optique de son utilisation finale. Une écoute de proximité de studio d'enregistrement, une enceinte hifi, une enceinte de sonorisation de longue portée, si tant est qu'elles puissent être comparables dans la forme, nécessitent des réglages, des choix de filtrage différents.

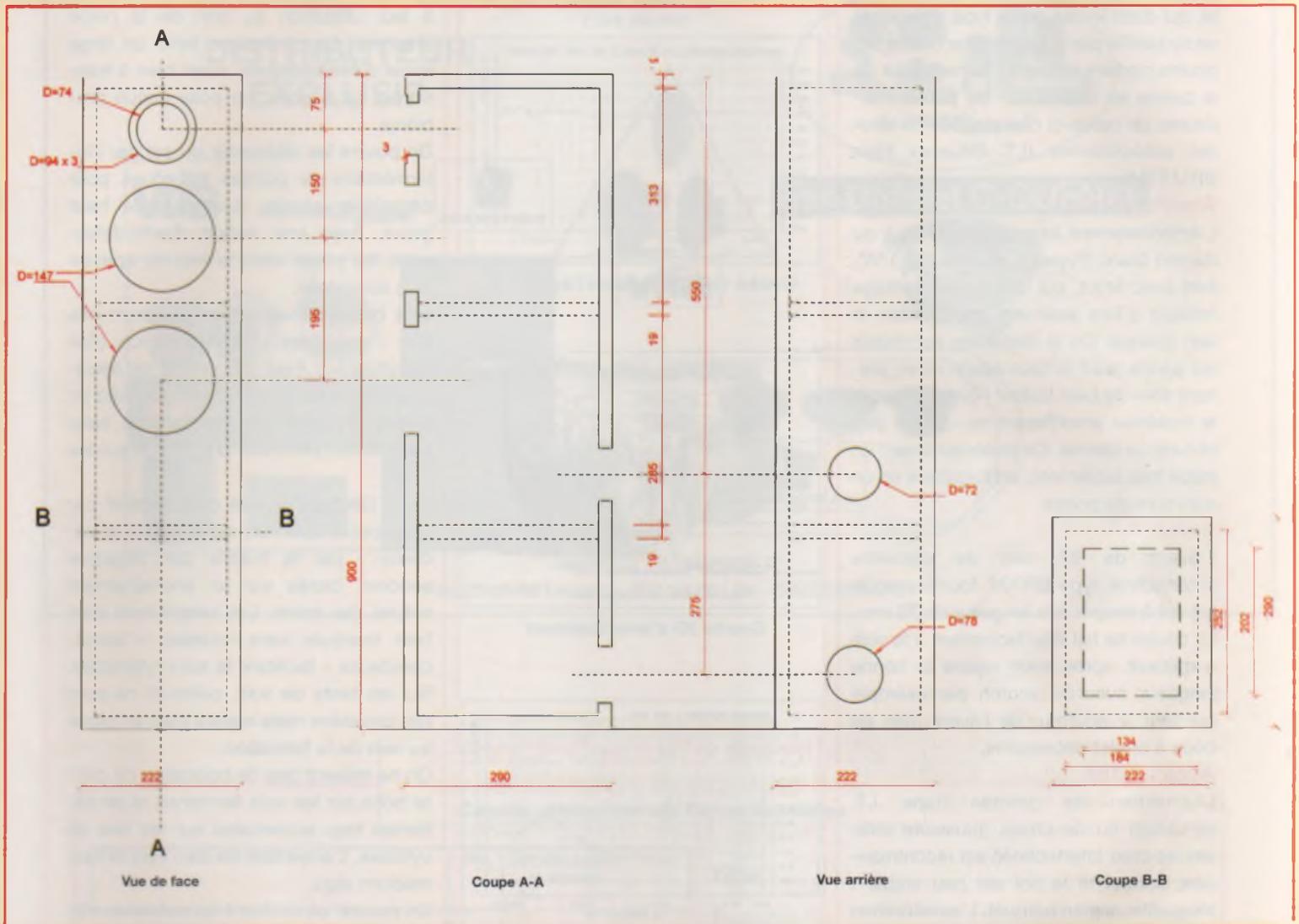
Chaque concepteur applique donc ses propres « recettes ». Le « dégustateur » est donc seul juge du résultat final !

LE FILTRE

Le filtre comprend trois sections : un filtre du premier ordre avec correction d'impédance pour la voie grave, un filtre du premier ordre avec correction d'impédance pour la voie grave/médium et un filtre du second ordre avec atténuation pour la voie aigu (figure 1).

Il y aurait beaucoup à écrire sur la topo-

UNE DEUX VOIES ET DEMI



logie des filtres et les appellations « premier, second, troisième... correction d'impédance ».

En effet, d'après le concepteur, chaque haut-parleur « appelle » un filtre idoine, de même que la combinaison de deux haut-parleurs marche ou pas en fonction des filtres utilisés.

Les selfs sur air utilisent un fil de cuivre désoxygéné de 14/10°.

Les condensateurs sont de types MKP, et les résistances à couche métallique de 10 W sur les graves et 4 W sur l'aigu.

Le tout est à câbler « en l'air », au plus court.

Un plan sera fourni avec le kit.

L'ÉBÉNISTERIE

L'ébénisterie sera à réaliser de préférence en médium ou médite (aggloméré de haute densité), que l'on trouve facilement partout, dans une épaisseur de 19mm. Il est important que la coupe du bois soit très précise (au moins au demi-millimètre), cela facilite grandement le travail de montage de l'ébénisterie.

Si vous êtes outillés, le mieux est de réaliser un assemblage à 45° avec languette mais un assemblage classique à 90° est parfait même s'il demande plus de travail de finition. Il est très important de faire des pré-trous dans le bois avant le vissage : cela évite au bois d'éclater et de

gonfler. Une bonne vis est utile. Je recommande la marque Spax. Il peut être aussi pratique de réaliser un assemblage « à blanc », sans colle, afin de positionner au mieux les planches. Des serres-joint sont utiles mais pas indispensables en utilisant cette méthode.

Pour le collage, on utilisera une colle à bois classique à prise lente (les colles à prises rapides sont moins pratiques). Une fois la colle prise et sèche, après deux jours par exemple, on peut retirer les vis qui ne servent plus à rien.

La présence de deux renforts à chaque tiers de l'enceinte permet de ne pas utiliser une épaisseur de bois trop importan-

ENCEINTE « DOUBLE SIX »

te, qui dans le cas de ce type d'enceinte ne se justifie pas vraiment. Par contre, on pourra parfaire utilement la neutralité de la caisse en collant sur les parois intérieures de celles-ci des plaques de bitume autocollantes (I.T. Bitumex type BITU/FG4).

Amortissement

L'amortissement interne est confié à du dacron blanc (Type I.T. Sonofil SO/1/W), livré avec le kit, qui présente l'avantage notable d'être aisément manipulable et non toxique. On le disposera sur toutes les parois, sauf la face avant, et en prenant soin de bien laisser l'évent dégagé, le matériau amortissant ne devant pas obturer ce dernier. Ce matériau tenant en place très facilement, on l'agrafera en un minimum de points.

Event

L'évent de 66 mm de diamètre (Intertechnik type BR70V, fourni avec le kit) est à couper à la longueur de 70 mm. La coupe se fait très facilement à la scie à métaux, après avoir repéré la bonne longueur avec du scotch par exemple sur tout le pourtour de l'évent (pas de boîte à onglet nécessaire).

Accessoires

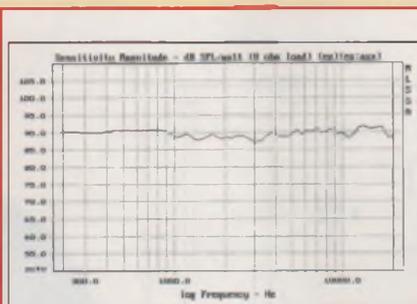
L'utilisation de pointes (type I.T. SP10/SB) ou de cônes (plusieurs références chez Intertechnik) est recommandée, surtout si le sol est peu stable : moquette, ancien parquet. L'amélioration de l'écoute peut être importante, avec un son plus propre et mieux défini.

Le kit d'origine n'est pas conçu pour être bi-câblé, mais rien n'empêche de le modifier dans ce sens. On séparera alors la cellule aigu de celles des haut-parleurs de grave-médium. Cependant notre conseil est d'investir plutôt dans un câble haut-parleur de qualité. L'un n'empêchant d'ailleurs pas l'autre, quitte à être perfectionniste.

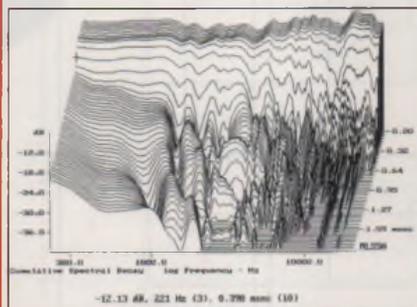
CARACTÉRISTIQUES ET PERFORMANCES

Dimensions : 900 x 222 x 290 mm (H x L x P)

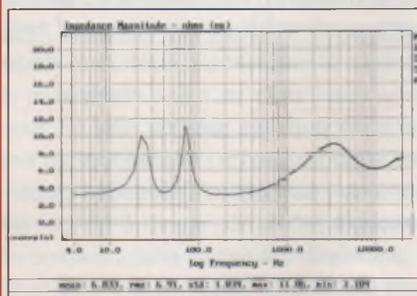
Sensibilité : 90 dB/2,83 V/1m



Courbe de réponse dans l'axe à 1 m



Courbe 3D d'amortissement



Courbe d'impédance

Réponse en fréquence :

40 à 25 000 Hz/100 à 20 000 Hz + ou - 2,5 dB

Impédance : 4 ohms, minimum : 3,2 ohms

Puissance admissible : continue 70 W, musicale 180 W

Puissance recommandée pour l'amplificateur : de 20 à 200 W

PREMIÈRES IMPRESSIONS D'ÉCOUTE

Les systèmes « Double Six » ne présentent pas de difficultés particulières quant

à leur utilisation au sein de la pièce d'écoute. Leur interface avec un large panel d'électroniques, aussi bien à transistors qu'à tubes, ne pose aucun problème.

On pourra les découpler du sol par l'intermédiaire de pointes ou cônes pour dégraisser encore davantage le haut grave, avec une notion d'articulation entre les notes dans le bas du spectre plus accentuée.

Leur bonne sensibilité ne nécessite pas des « monstres » de puissance côté amplificateur. Avec des amplis de seulement 20 W par canal, on obtient déjà un niveau d'écoute très confortable sans pour autant percevoir d'écrêtage sur les fortes.

Les « Double Six » se caractérisent par une écoute que l'on qualifierait « d'évidente » par la fluidité des registres sonores, basée sur un enchaînement naturel des notes. Les temps forts sont bien marqués sans molesse « caoutchouteuse » facilitant le suivi rythmique. Sur les tests de voix, celles-ci ne sont pas projetées mais restent bien en place au sein de la formation.

On ne ressent pas de coloration de petite boîte sur les voix féminines ni de sifflantes trop accentuées sur les fins de syllabes. L'ensemble file bien vers le haut médium aigu.

On pourra, en inclinant les colonnes très légèrement en arrière, si la zone d'écoute est proche, obtenir une image stéréo plus ample dans les deux plans, horizontal et vertical.

Enfin, les « Double Six » encaissent bien les forts niveaux sans donner l'impression de hurler, mais gardent une bonne distinction sonore, cela sur un large panel musical.

Prix conseillé du kit : 330 € la paire

Pour toute remarque ou question relative à la réalisation de ce kit, contacter Dimitri Menchikoff.

Dimitri.menchikoff@libertysurf.fr

Tél. : 06 13 14 86 78



Tel 03.20.01.95.80 - Fax 03.20.01.95.89
e-mail : euphonie-mip@wanadoo.fr

- Création personnelle de vos filtres
- Gamme câbles audio et secteur
- Accessoires
- Logiciels de création d'enceintes
- Composants et H-P haut de gamme
- Condensateurs et selfs à air pour amplificateur à tube et pour enceinte (papier huilé)
- Filtre secteur

**DISTRIBUTEUR
EXCLUSIF**



Flex Units et C-QUENZE



MIPsarl - EUPHONIE
Parc d'activité Laurent - 222 rue de Lille - 59223 RONCQ

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

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

	Qté	Circuits percés et étamés Prix en euros	Total
* Alimentation HT très faible bruit		5,80 €	
* Amplificateur multicanaux - carte alimentation régulée		12,20 €	
* Amplificateur Push-Pull 845 - Carte chauffage filaments		3,50 €	
- Carte redressement HT		2,20 €	
- Carte filtrage HT		6,25 €	

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
2-12 rue de Bellevue 75019 Paris
Tél. : 01 44 84 88 28

FREQUENCE TUBES

La passion des tubes

HORAIRES

LE LUNDI DE 14H À 18H
DU MARDI AU SAMEDI
DE 10H À 18H

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

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



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

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

PUSH PULL 845

TRANSFO ALIM

TRANSFO SORTIE :

INDUCTANCE

INTERETAGE :

122,00 €

91,00 €

55,00 €

67,00 €

Transformateurs audio

(Fabrication française : MAGNETIC SA)

TYPE	Z	CAPOT	CUVE
PUSH EL84	8000	41,00 €	56,00 €
PUSH EL34	3800	57,00 €	69,00 €
300B	3000	72,00 €	91,00 €
300B	3000	PRESTIGE	194,00 €
PUSH 6C33	3000	TORIQUE	53,00 €
211/845SE	9000		132,00 €
PUSH 6550	3800	72,00 €	91,00 €
SELF	5HY03A	28,00 €	40,00 €
SELF	10HY03A	33,00 €	45,00 €
SELF	10HY05A	41,00 €	58,00 €
ALIM	150VA	48,00 €	57,00 €
ALIM	250VA	58,00 €	72,00 €
ALIM	350VA	70,00 €	87,00 €
ALIM	500VA	89,00 €	117,00 €

Sortie

site : magnetic.com.free.fr

Alim

N° LED	CAPOT	CUVE
143-145	72,00 € T4	92,00 € C4
151	41,00 € T2	56,00 € C2
157	72,00 € T4	92,00 € C4
159	57,00 € T3	69,00 € C3
161-162		132,00 € C4
165	72,00 € T4	92,00 € C4
166	57,00 € T3	69,00 € C3
169	72,00 € T4	92,00 € C4
170	57,00 € T3	69,00 € C3
171	57,00 € T3	69,00 € C3
172-173		92,00 € C4
175		
175	57,00 €	69,00 €
177		98,00 €

CAPOT	CUVE
58,00 € T4	72,00 € C4
58,00 € T2	72,00 € C4
70,00 € T5	87,00 € C5
58,00 € T4	72,00 € C4
	117,00 € C6
70,00 € T5	87,00 € C5
58,00 € T4	72,00 € C4
70,00 € T5	87,00 € C5
58,00 € T4	72,00 € C4
58,00 € T4	72,00 € C4
	117,00 € C6
40,00 €	49,00 €
70,00 €	87,00 €
	80,00 €

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

Promo Tubes

12AT7WA/ECC81 RTC les 5 : 25,00 €
12AU7A/ECC82 RTC les 5 : 25,00 €



ELECTRO-HARMONIX
GENERAL ELECTRIC
JJ / TESLA
MULLARD
RTC/PHILIPS/SOVTEK
SYLVANIA
SVETLANA
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.	165,00 €
6550	E.H.	46,00 €
EL 34	E.H.	22,00 €
6CA7	E.H.	29,00 €
6L6GC	E.H.	26,00 €
6V6GT	E.H.	17,00 €
12AX7	E.H.	20,00 €
7591	E.H.	35,00 €
6CG7	E.H.	22,00 €
6SN7	E.H.	23,00 €
12AY7	E.H.	22,00 €
12BH7	E.H.	22,00 €
12AU7	E.H.	21,00 €
12AT7	E.H.	20,00 €
KT88	E.H.	57,00 €
5U4GB	E.H.	22,00 €
FL84	E.H.	16,00 €
6922	E.H.	23,00 €
KT90	E.H.	70,00 €

Tubes ELECTRO HARMONIX gold

2A3	E.H.	98,00 €
6C45PI	E.H.	48,00 €
6CG7	E.H.	32,00 €
6H30PI	E.H.	48,00 €
6SN7	E.H.	35,00 €
12AT7	E.H.	31,00 €
12AX7	E.H.	31,00 €
12AU7	E.H.	32,00 €
12AY7	E.H.	32,00 €
12BH7	E.H.	32,00 €
300B	E.H.	196,00 €
5751	E.H.	32,00 €
6922	E.H.	32,00 €

TUBES ÉLECTRONIQUES



SOVTEK

2A3	SOVTEK	50,00 €	
5881	SOVTEK	22,00 €	
6922	SOVTEK	20,00 €	
6C45PI	SOVTEK	22,18 €	
6EU7	SOVTEK	29,00 €	
6H30PI	SOVTEK	23,41 €	
6SL7	SOVTEK	12,00 €	
6SN7	SOVTEK	14,00 €	
7591XYZ	SOVTEK	23,00 €	
12AX7LP5	SOVTEK	20,00 €	
EL84M	SOVTEK	23,00 €	
5U4G	SOVTEK	22,00 €	
6C19PI	SOVTEK	19,00 €	
6PI45C	SOVTEK	38,00 €	
EM80	SOVTEK	16,00 €	
5AR4/GZ34	SOVTEK	23,00 €	
6CW4	Nuvistor	SOVTEK	22,00 €
GM70	SOVTEK	142,00 €	
6C33C-B	SOVTEK	64,00 €	
6N7	SOVTEK	14,00 €	

DIVERS

6N1P	SVETLANA	18,00 €
6J5	EUROPE	13,00 €
EC86	EUROPE	8,00 €
EZ80	EUROPE	13,00 €
7308	SIEMENS	21,00 €
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 €
FL34	JJ/TESLA	22,00 €

USA - Military JAN tubes

6AS7G	JAN	18,00 €
6AV6	JAN	11,00 €
6C4WA	JAN	17,94 €
6L8A/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 €
OA2	JAN	8,00 €
OB2	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 BLINDE	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

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

Condensateurs LCR

(Made in England)

16 + 16 µF	/ 450 v	24,00 €
32 + 32 µF	/ 500 v	26,00 €
50 + 50 µF	/ 500 v	27,00 €
100 + 100 µF	/ 500 v	28,00 €
500 µF	/ 500 v	43,00 €



Condensateurs F&T

(Made in Germany)

32 + 32 µF	/ 500 v	18,00 €
50 + 50 µF	/ 500 v	20,00 €
100 + 100 µF	/ 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 "JJ"

32 + 32 µF	/ 500 v	14,04 €
50 + 50 µF	/ 500 v	15,06 €
100 + 100 µF	/ 500 v	22,72 €
40 + 20 + 20 + 20	/ 500 v	38,03 €



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	1,10 €
390 pF	/ 500 v	1,23 €
500 pF	/ 500 v	1,33 €
1 nF	/ 500 v	1,33 €



Sprague "ATOM" standard

(USA)

10 µF	/ 500 v	8,00 €
20 µF	/ 500 v	8,50 €
20 µF	/ 600 v	17,00 €
40 µF	/ 500 v	12,50 €
80 µF	/ 450 v	12,00 €



Condensateurs

(Made in Japan) "Illinois"

22 µF	/ 500 v	6,00 €
47 µF	/ 500 v	12,00 €
100 µF	/ 450 v	10,00 €



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



LED N°176

PUSH PULL 6AS7G

KIT TRANSFOS :	265,00 €
KIT COMPLET :	665,00 €



LED N°180

LAMPÈMÈTRE

Kit transformateurs :	95,00 €
Kit Galvas + commutateurs	100,00 €
KIT COMPLET :	580,00 €

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 µF	/ 450 v	23,48 €
2,2 µF	/ 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 µF	/ 600 v	49,78 €

Série Standard

2,2 µF	/ 350 v	0,60 €
10 µF	/ 450 v	1,50 €
47 µF	/ 360 v	2,20 €
47 µF	/ 450 v	2,50 €
100 µF	/ 400 v	4,50 €
220 µF	/ 385 v	6,50 €
220 µF	/ 400 v	6,70 €
470 µF	/ 400 v	13,90 €

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 €

CONDITIONS DE VENTE

RÈGLEMENT PAR CHÈQUE JOINT À LA COMMANDE

PORT TUBE : 1 À 4 : 6,10 € AU-DELÀ 9,15 €

PORT TRANSFOS : COLISSIMO RECOMMANDÉ (NOUS JOINDRE)

PORT COMPOSANTS : FORFAIT 6,10 €

PAS DE MINIMUM DE FACILITATION

BIBLIOGRAPHIE (DATA BOOK) : ÉQUIVALENCES ET BROCHAGES

ALIMENTATION HAUTE TENSION TRÈS FAIBLE BRUIT ET TRÈS FAIBLE IMPÉDANCE DE SORTIE

Dans notre précédent numéro, nous avons abordé le problème des alimentations à faible bruit et basse impédance de sortie. Nous poursuivons ici notre étude théorique qui s'achèvera par la réalisation d'un module (photo ci-contre).

La réalisation à proprement parler de notre montage prendra deux variantes différentes, adaptées à des utilisations plus ou moins poussées.

PROBLÈME DE RÉFÉRENCE

Prendre une référence de tension égale à la tension de sortie est tentant mais nous met au devant d'une triste réalité : les bonnes références ne sont pas légion... Sont en effet employées quasiment exclusivement à cet effet des diodes zeners ou leurs consoeurs compensées en température que l'on a coutume d'appeler... références de tension !

Rien ne nous interdit de prendre une valeur de référence égale à la valeur de la tension de sortie que nous désirons, mais nous devons alors nous contenter de la gamme disponible pour les zeners...

Il ne faut pas perdre de vue non plus que ce composant naturellement bruyant le sera d'autant plus que la valeur de la tension zener choisie sera élevée.

C'est pourquoi il est beaucoup plus fréquent et efficace de prendre un composant compensé en température et présentant un faible bruit.

Comme nous l'avons dit, ces composants existent bel et bien, mais seulement pour des tensions comprises entre 6 et 8 V typiquement... Bref, l'utilisation du pont résistif ne serait qu'une commodité permettant l'utilisation de ces réf-

rences pour obtenir des tensions de sortie bien supérieures à leurs valeurs... Pas seulement...

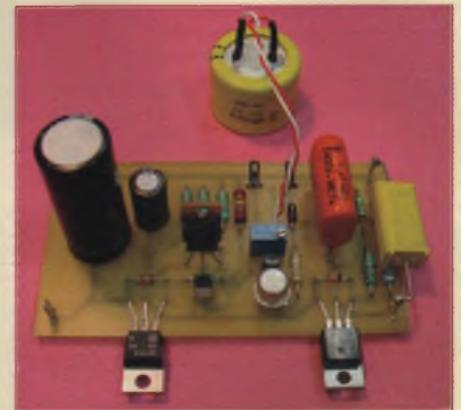
En effet, l'utilisation d'un pont résistif réglable, un potentiomètre si vous préférez, va permettre de rendre la tension de sortie réglable elle aussi. Pour vérifier cette affirmation, mettons en équation le schéma fig. 9 de la 1^{ère} partie (*Led* n°180). En négligeant la tension dite de déchet correspondant au V_{GS} de 3 à 4 V nécessaire à la conduction du Mos, ce qui est légitime dans le cas de notre alimentation qui délivrera 250 à 300V, on obtient :

$$\begin{aligned} V_s &= V_o + V_{\text{déchet}} \approx V_o = A_v \times (V_{\text{ref}} - bV_s) \\ V_s &= A_v \times V_{\text{ref}} - A_v(bV_s) \\ V_s(1 + bA_v) &= V_{\text{ref}} A_v \\ V_s &= V_{\text{ref}} \frac{A_v}{1 + bA_v} = V_{\text{ref}} \frac{A_v}{bA_v} = V_{\text{ref}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \end{aligned}$$

si $bA_v \gg 1$

La possibilité de régler la tension de sortie est intéressante, mais il ne faut pas perdre de vue que la réalisation d'une alimentation à très faible bruit réclame de prendre des précautions... comme éviter d'utiliser un pont résistif de valeur élevée qui générera et injectera un bruit non négligeable à l'entrée de l'amplificateur de différence qui se fera un plaisir de l'amplifier (n'oubliez pas que la valeur efficace de ce bruit est proportionnelle à la valeur de la résistance).

Un potentiomètre aura en plus la fâcheuse tendance de ramener un bruit supplé-



mentaire dû à la résistance de contact du curseur, qui augmentera au fil du temps et des manipulations. Ceci va totalement à l'encontre de ce que nous nous sommes fixés !

Nous vivons là un véritable dilemme : plus la valeur du pont résistif est élevée, plus le bruit généré est fort et le courant drainé par le pont est faible, et vice et versa. Or, ce courant est perdu du point de vue rendement, ce qui n'est pas très grave, mais sera aussi à l'origine de bruits si la technologie des résistances est mal adaptée.

Eh oui, comme nous l'avons dit plus haut, il existe un bruit issu du passage du courant dans une résistance réelle ! De quoi s'arracher les cheveux, n'est ce pas ?

Il suffit pour satisfaire nos besoins de supprimer purement et simplement le pont résistif qui aurait pu être à l'origine, soit dit en passant, de perturbations en haute fréquence.

Cela nous oblige à supprimer avec autant de fermeté la zener qui sert normalement de référence à toute bonne alimentation.

Il nous faut en lieu et place disposer d'une référence très stable et très peu bruyante, réglable de surcroît... Cela ne pose aucun problème pourtant, nous en avons déjà traité dans nos précédents articles.

Nous allons faire usage d'un excellent générateur de courant réglable débitant dans une résistance très stable et très

DES CARACTÉRISTIQUES HORS DU COMMUN

peu bruyante (figure 1). En vertu de la loi d'Ohm, nous voyons bien que nous obtiendrons aux bornes de celle-ci une tension de référence respectant tous les critères de qualité requis.

Disposant maintenant de notre référence de tension, nous allons pouvoir pousser plus en avant nos investigations concernant l'amplificateur de différence.

Celui-ci porte bien son nom : il est en effet chargé d'amplifier la différence de potentiel existant entre la sortie de l'alimentation et la référence afin d'accroître l'efficacité de la contre-réaction mise en oeuvre.

Cet amplificateur doit répondre à plusieurs exigences. D'une part, le gain doit être le plus élevé possible : c'est là la condition *sine qua non* à l'obtention d'une faible impédance de sortie. D'autre part, il faut que soit préservée, malgré ce gain, une bande passante aussi large que possible.

En fait, il ne faut pas perdre de vue que plus le gain sera élevé et la CR efficace, plus la bande passante ou du moins la rapidité du circuit sera grande... mais au prix d'un dépassement qui augmentera lui aussi.

Ce qui est déjà fâcheux pour un amplificateur audiofréquence l'est encore plus ici, puisque le dépassement peut être à l'origine, dans certains cas extrêmes, de la destruction du circuit connecté.

Bref, il va nous falloir faire en sorte de ne pas augmenter exagérément le gain afin que la contre-réaction ne soit pas à l'origine de plus de désagréments que de bénéfices.

Il faut aussi que notre amplificateur de différence possède une impédance de sortie suffisamment faible pour attaquer de façon optimale la « gate » du Mos utilisé en ballast, Mos qui présentera souvent une capacité d'entrée CGS avoisinant le nanofarad, et ce dans le même but de préserver une bande passante aussi large que possible...

Et tout cela, bien sûr, en maintenant le bruit généré à des niveaux très faibles. Pour concilier tous ces paramètres qui

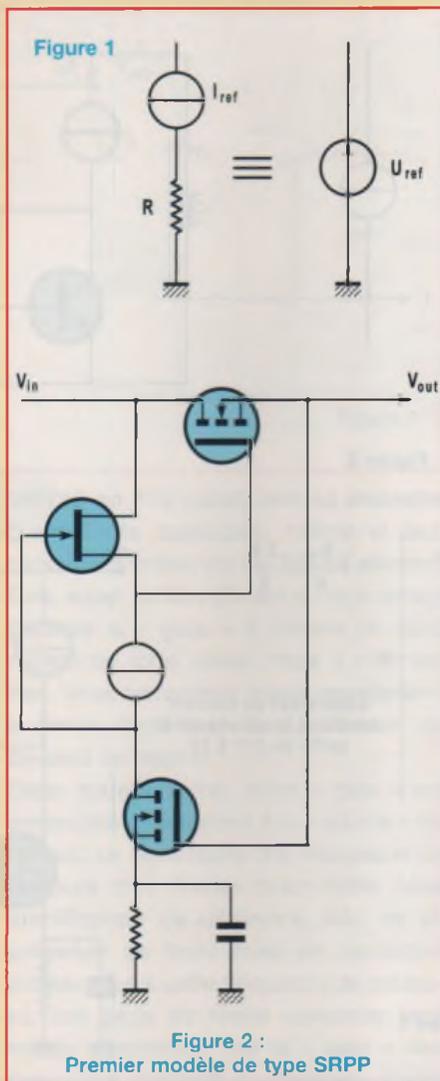


Figure 2 : Premier modèle de type SRPP

peuvent paraître contradictoires, nous n'avons pas le choix.

Si un amplificateur opérationnel remplit aisément les conditions de gain et de faible Z_{out} , il n'en est pas de même en ce qui concerne la bande passante et le dépassement.

Par ailleurs, même si nous apprécions depuis longtemps les grandes qualités des tubes en BF, force est de constater que le gain qu'il est possible d'obtenir avec ceux-ci (30 à 40 dB) ne sera guère suffisant pour avoir accès à une très faible impédance de sortie.

Nous parlons ici bien évidemment des triodes... Avec des pentodes, la condition du gain serait aisément remplie,

mais au détriment du bruit et de l'impédance de sortie, du fait de leur plus grande résistance interne.

Certes les compromis sont possibles, comme avec l'alimentation décrite dans *Led* n°174 de novembre/décembre 2002, mais l'heure est venue d'aller plus loin.

Nous allons utiliser ici une association de Mos, Fet et Bipolaires en tirant partie de leurs qualités propres, à savoir la grande transconductance des Mos, la faible capacité d'entrée et le faible bruit des Fets et la propension des Bipolaires à servir de générateur de courant.

PREMIER CIRCUIT ADOPTÉ (figure 2)

L'idée première a été de concevoir un circuit SRPP très particulier composé d'un Mos en amplificateur de tension et d'un Fet pour l'étage supérieur.

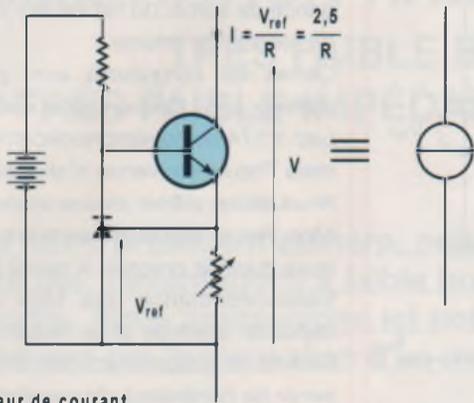
Une résistance de source couplée à un générateur de courant aurait constitué une excellente référence de tension tandis que ce dernier aurait eu aussi pour fonction de constituer une très forte impédance de charge cathodique pour le Fet supérieur.

Ainsi, avec un seul étage, il aurait été possible de respecter toutes les exigences au prix de quelques précautions dans le choix des composants.

Dans ce schéma, le condensateur de découplage est destiné à court-circuiter la résistance de référence, dans le même but d'abaisser l'impédance de sortie du montage.

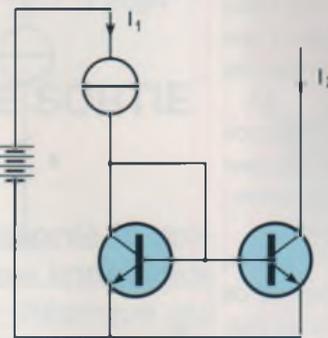
Cela a déjà fait l'objet d'une explication détaillée avec équation à l'appui dans nos précédents articles.

Notez que le couplage entre les trois composants actifs se fait en continu, ce qui laisse augurer d'une excellente réponse en régime impulsionnel. Ce schéma est très intéressant... mais n'est pas du tout facile à mettre en pratique ! En effet, plusieurs problèmes se posent. D'une part, il faut utiliser un générateur de courant fonctionnant correctement avec à ses bornes une tension inférieure



Générateur de courant fonctionnant à partir de $V \approx 3V$

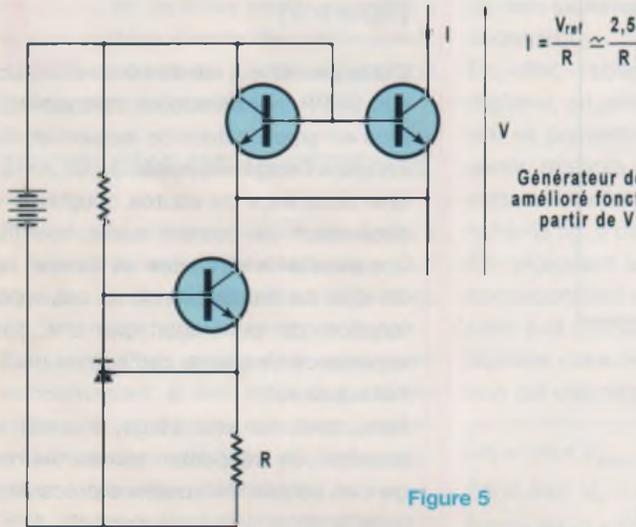
Figure 3



Miroir de courant élémentaire.

si $\beta \gg 1$
 $I_1 \approx I_2$

Figure 4



Générateur de courant amélioré fonctionnant à partir de $V \approx 0,7V$

Figure 5

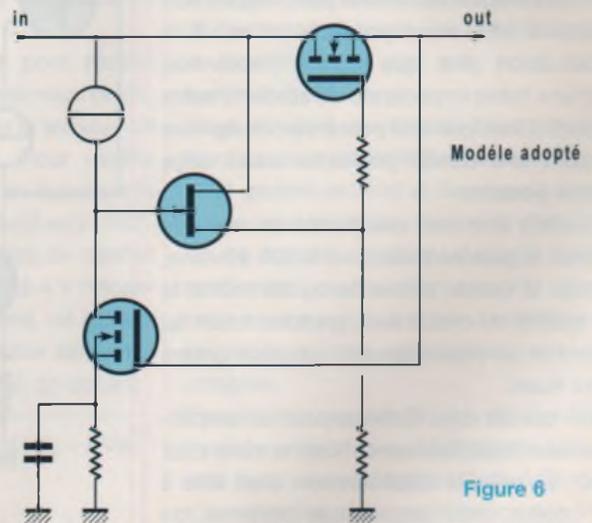


Figure 6

à 2 V. Cela est certes réalisable, mais alourdi considérablement le montage. Le générateur de courant constant à TL431 ne fonctionne bien qu'à partir de 3 V environ (figure 3).

En le couplant à un miroir de courant (figure 4), il est possible de créer un générateur se contentant de 0,7 V à ses bornes pour fonctionner (figure 5).

Voilà le problème résolu mais ce n'est pas tout car, d'autre part, il nous faut trouver un Fet associant forte pente, ce pour obtenir une impédance de sortie la plus basse possible et une bande passante très élevée, et une tension maximale V_{ds} lui permettant de fonctionner sans risque dans notre circuit.

Malheureusement, les seuls composants correspondants à ces caractéristiques ne sont disponibles qu'assez difficilement, leur production ayant cessé chez plusieurs constructeurs depuis plusieurs années.

Ces transistors sont les BF246 et 247. Leur V_{ds} max est un peu limitée (35 V) pour notre utilisation, mais nous en reparlerons. Toute tentative de remplacer ces composants par des modèles courants se solde par une diminution considérable des performances de notre alimentation.

Qu'à cela ne tienne, faisons appel au schéma équivalent pour nous sortir de ce mauvais pas...

CIRCUIT ADOPTÉ (figure 6)

Comme nous avons pu le voir, un circuit SRPP présentant pour particularité d'être construit autour d'un composant à forte résistance série (Fet, Mos) pour étage supérieur, peut être décomposé en deux étages en cascade, à savoir un amplificateur à source commune couplé à un étage à drain commun abaisseur d'impédance. Eh bien, c'est justement ce que nous allons faire !

Nous voici avec une structure parfaitement viable, laissant un choix beaucoup plus grand pour les composants utilisés. Ainsi, le générateur de courant couram-

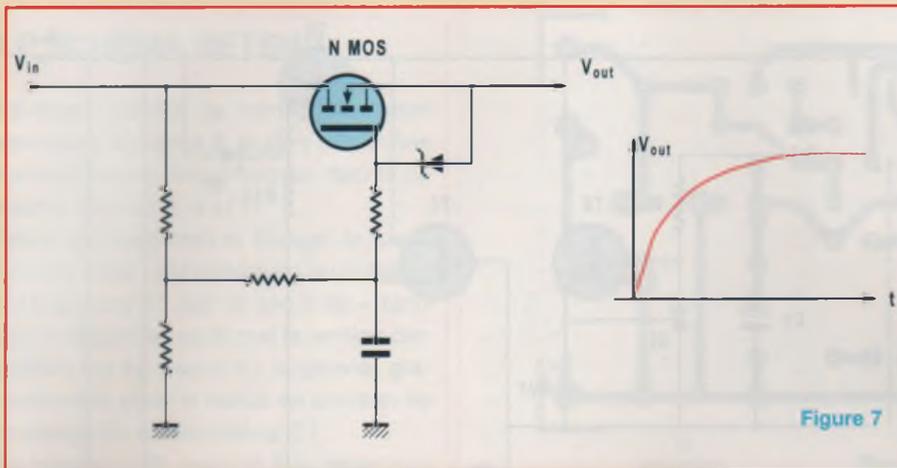


Figure 7

ment utilisé va maintenant parfaitement convenir, avec une tension de quelques dizaines de volts.

Quant au Fet, sa transconductance pourra être plus faible que dans le circuit SRPP, puisque sa résistance de source aura ici une valeur très inférieure à la résistance équivalente du Mos utilisé dans ce premier circuit. Notez que l'impédance de sortie du drain commun est donnée par la formule classique qui s'applique aussi aux tubes, à savoir :

$$Z_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_k} + g_m}$$

Un classique 2SK30AGR conviendra parfaitement à notre application, d'autant que ce composant est optimisé pour générer un faible bruit et supporte un Vds de 50 V. Les essais effectués avec des transistors plus performants présentant des transconductances de plusieurs dizaines de mA/V (2SK170) ne se sont pas révélés meilleurs, ces Fet ayant une capacité d'entrée notablement plus importante nuisant à l'obtention d'une large bande passante. Pour le Mos de l'étage amplificateur, il faudra prendre garde de choisir là aussi un modèle possédant une capacité d'entrée la plus faible possible pour une transconductance et un gain maximum.

Un transistor comme le BS170 aurait pu convenir, mais sa tenue en tension est un peu faible (75 V), ainsi que son gain. Les

IRF710 ou 713 constituent en revanche d'excellents candidats, même si leur capacité d'entrée est de 700 pF environ. Cela aurait pu être gênant si nous avions polarisé la « gate » à travers un pont résistif de forte valeur, mais il n'en est rien. Vous comprenez mieux maintenant, je pense, l'intérêt de la suppression du diviseur de tension.

Dans notre schéma, notre « gate » est connectée directement à la « source » du ballast, ce qui assure une fréquence de coupure très élevée pour notre Mos amplificateur de différence. Afin de se préserver de toute mise en oscillation consécutive à cette fréquence de coupure, une perle de ferrite salvatrice sera enfilée directement sur la « gate » des deux Mos. L'intérêt du montage réside surtout dans le fait qu'à l'instar du modèle SRPP, nous avons un couplage continu entre amplificateur et ballast.

PROBLÈME DE MISE EN ROUTE ET D'EXTINCTION

Un problème subsiste cependant, même si on le passe souvent sous silence, en l'objet de l'instant de l'allumage. En effet, si nous appliquons instantanément une tension importante à l'entrée du montage, il faudra un certain temps pour atteindre une tension de sortie stable, conséquence du régime transitoire de charge des condensateurs de sortie et de « source » du Mos amplificateur. A l'ins-

tant précis de la mise sous tension, le condensateur est traversé par un courant très élevé et se comporte comme un véritable court-circuit pour le reste du montage, d'autant plus que sa valeur sera élevée et sa résistance série faible. On comprend bien que ce phénomène est potentiellement destructeur...

Lorsque le condensateur connecté à la « source » des Mos se comporte de la sorte, la tension de référence est nulle, tout comme la tension de sortie... Cela traduit le principe physique énonçant que l'instantanéité n'est pas de ce monde. Le générateur de courant se devra alors de pouvoir supporter une grande différence de potentiel, tout comme le Fet dont la tension « drain-source » pourra atteindre des valeurs destructrices. Il en sera de même pour la tension « gate-source » du ballast qui pourra dépasser allègrement la tension Vgs max, usuellement une vingtaine de volts.

Quelques diodes zeners judicieusement choisies et placées peuvent suffire à protéger l'ensemble des composants actifs de notre alimentation, me direz vous... Je regrette d'avoir à vous décevoir, mais il n'en sera pas toujours ainsi.

En effet, l'expérience prouve que bien souvent, l'énergie dissipée par ces composants en cas de coup dur suffit à faire fondre la fragile jonction PN, rendant non seulement la zener inopérante, mais la transformant en résistance de très faible valeur...

Le remède peut se révéler parfois pire que le mal. Mais en l'absence de meilleure solution, gardons les zeners... Elles pourront souvent sauver les Mos si elles sont utilisées correctement. Le meilleur moyen de protéger notre alimentation est de mettre au point un circuit de montée progressive en tension et de le connecter en amont de celle-ci. Somme toute, cela est assez simple à mettre en oeuvre.

Nous ferons appel ici à un Mos haute tension capable de supporter les 300 V à l'allumage entre « drain » et « source », couplé à un modeste pont résistif et à un

ALIMENTATION TRÈS FAIBLE BRUIT

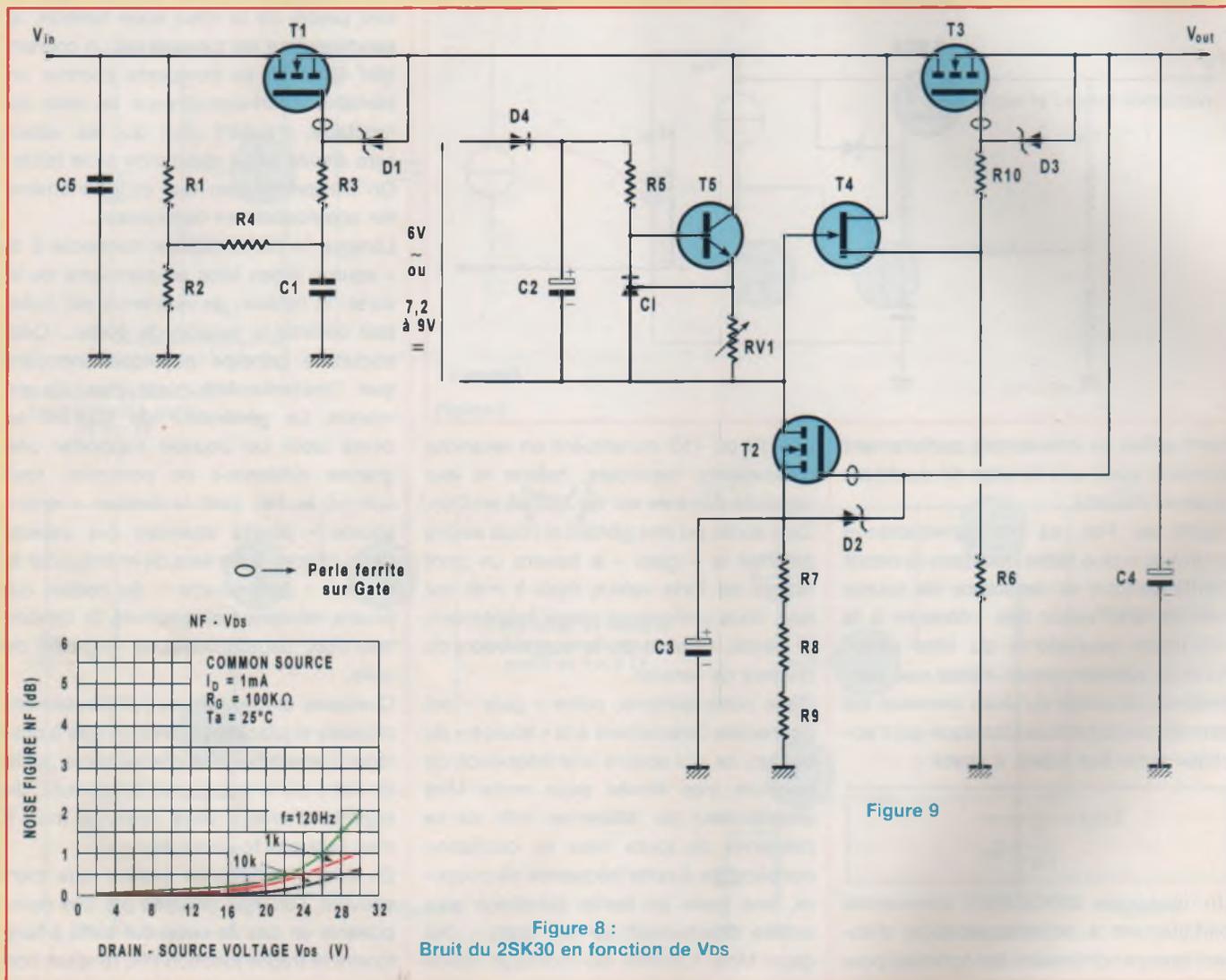


Figure 9

non moins modeste circuit RC (figure 7). Comme la « gate » du Mos ne draine aucun courant (du moins en régime statique), il est possible de la polariser à travers une résistance de très forte valeur, ce qui facilite la réalisation d'un circuit RC à grande constante de temps. Cela est extrêmement avantageux, puisqu'un simple condensateur de 1 μ F suffira pour obtenir une montée progressive de plusieurs dizaines de secondes. Il faut, à ce stade, faire une remarque ultime à ce sujet. La constante de temps de ce circuit RC devra impérativement être plus élevée que celle du circuit RC constitué par la

résistance de référence et son condensateur de découplage, sans quoi notre montage amont ne serait plus d'aucune utilité. Le circuit de montée en tension progressive va présenter un autre intérêt en permettant de maintenir une chute de tension relativement faible entre la sortie de l'alimentation et l'entrée du circuit régulateur à proprement parler. Ainsi, nous allons pouvoir limiter la puissance dissipée par notre ballast IRF710 qui, il est important de le mentionner, ne supporte que 20W. Le fait de maintenir la chute de tension sur le régulateur à une valeur aussi basse

que 30V va présenter un autre avantage plus subtil, en abaissant le niveau de bruit de l'alimentation. En effet, il faut savoir qu'un Fet (notre 2SK30 ici), bien qu'étant un composant très intéressant à ce niveau, va voir sa tension de bruit augmenter considérablement si Vds est trop importante et approche Vds max (figure 8). Ce phénomène trouve simplement son origine dans l'augmentation du courant de fuite de la jonction « gate/source », génératrice de bruit. Il va sans dire qu'une augmentation de la température aura les même effet sur le Fet, et qu'il conviendra ainsi d'éviter son échauffement.

LE SCHÉMA RETENU

Le circuit définitif de notre alimentation est visible en **figure 9**. Nous y retrouvons les trois étages fondamentaux décrits ci-dessus (figures 3, 6 et 7).

Après redressement et filtrage, la haute tension « Vin » est appliquée au « drain » du transistor T1 qui va servir de « tampon », faisant en sorte que la tension disponible sur sa « source » augmente graduellement dans le temps en fonction de la charge du condensateur C1.

Le transistor T5, associé à la zéner programmable CI, constitue le générateur de courant, courant fonction de la valeur de la résistance RV1.

Les transistors T2, T3 et T4 forment le cœur de cette alimentation haute tension, la valeur de la tension « Vout » en sortie étant fonction de la valeur de la résistance de « source » de T2, les résistances R7, R8 et R9 étant traversées par un courant constant fourni par T5.

Les zéners D1, D2 et D3 servent de protection aux jonctions « gate/source » des Mos, celles-ci ne pouvant supporter des tensions supérieures à 20 volts, même une fraction de seconde. Elles sont calibrées à 16 volts par sécurité.

La zéner programmable CI est une TL431. Celle-ci impose une tension constante de 2,5 V aux bornes de RV1, un ajustable de 1 k Ω . Le courant va donc pouvoir varier de 2,5 mA (RV1 = 1 k Ω) à théoriquement quelque 250 mA (RV1 = 10 Ω). Il va ensuite traverser le transistor T2, puis les résistances R7, R8 et R9, créant à leurs bornes une différence de potentiel.

Pour un courant de 2,5 mA et une charge de 60 k Ω dans la « source » de T2, la tension de référence sera de 150 V et donc 300 V pour un courant de 5 mA...

Les composants nécessaires au fonctionnement de notre alimentation sont regroupés sur un circuit imprimé dont l'implantation vous est proposée en **figure 10**.

Les composants seront insérés puis soudés conformément à la **figure 11**, en se

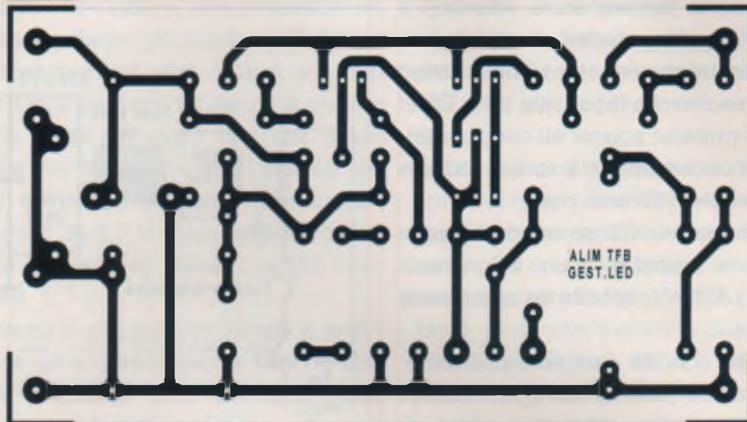


Figure 10

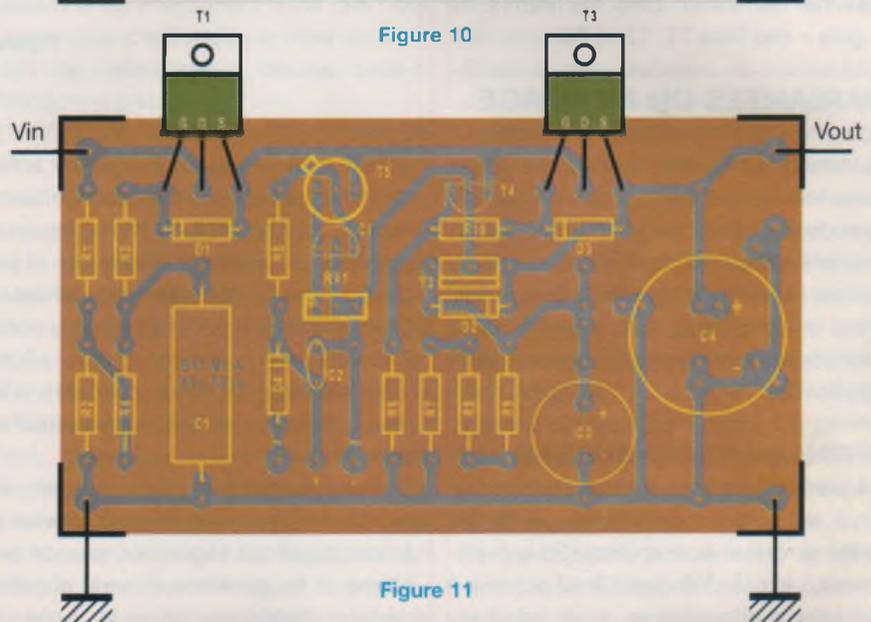


Figure 11

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

POUR Vs = 230 À 250 V

• Résistances couche métallique

- R1 : 100 k Ω - 5% - 1/2 W à 1 W
- R2 : 470 k Ω - 5% - 1/2 W à 1 W
- R3 : 1,8 k Ω - 5% - 1/2 W à 1 W
- R4 : 4,7 M Ω - 5% - 1/4W
- R5 : 560 Ω - 5% - 1/4 W à 1 W
- R6 : 180 k Ω - 5% - 1/2 W à 1 W
- R7, R8, R9 : 15 k Ω - 5% - 1/2 W à 1 W
- R10 : 220 ou 240 Ω - 5% - 1/4W
- RV1 : 1 k Ω /25 tours (pattes en ligne type 67 W ou X)

• Condensateurs

- C1 : 1 μ F - 400 V genre C 368
- C2 : 100000 μ F - 10 V (capacité de sauvegarde mémoire)

C3 : 10 μ F - 385 ou 450 V

C4 : 47 μ F - 385 ou 450 V (voir texte)

C5 : 0,1 μ F - 630V

• Semiconducteurs

- D1 à D3 : zener 16V - 1,3 W
- D4 : 1N4007
- CI : TL431
- T1 : BUZ80 ou BUZ80A ou BUZ50
- T2, T3 : IRF710 ou 712 ou 713
- T4 : 2SK30AGR
- T5 : 2N3439 ou 2N3440

• Divers

- PF : perle ferrite (sur chaque gate de Mos)

ALIMENTATION TRÈS FAIBLE BRUIT

servant de la nomenclature. Attention à l'orientation des diodes et condensateurs électrochimiques. L'implantation est prévue de telle façon que pour C3 et C4 vous puissiez souder au circuit imprimé des condensateurs à sorties radiales ou axiales de différents pas.

Le condensateur C2 se soude hors du module, s'agissant d'un volumineux 100 000 $\mu\text{F}/10\text{V}$ (capacité de sauvegarde mémoire).

Les perles « ferrite » ne sont pas représentées sur le plan de câblage, n'oubliez pas de les enfiler dans les pattes de « gate » des Mos T1, T2 et T3.

VARIANTES DU MONTAGE

Comme vous le savez maintenant, j'aime vous laisser le choix, un peu d'initiative, que diable ! Ainsi, deux variantes du circuit présentant un bruit résiduel plus ou moins faible vont vous être proposées. Vous n'aurez plus qu'à opter pour le modèle qui conviendra le mieux à votre application.

MODÈLE À PILE (FIGURE 12)

La première variante permet d'obtenir un bruit en sortie aussi faible que 80 μV crête à crête, soit environ 30 μV efficaces... excusez du peu ! Pour parvenir à de telles performances, il va falloir alimenter le générateur de courant à TL431 à l'aide d'une source extérieure totalement isolée du réseau.

La consommation de ce générateur n'étant pas critique (7 à 8 mA), une simple pile, ou mieux un accumulateur, vous autoriseront des dizaines d'heures de fonctionnement. Une alternative peu coûteuse est d'utiliser un pack 7,2 V employé en modélisme, de capacité généralement égale à 1,2 A/H. De quoi vous garantir environ 160 heures d'utilisation.

Dans cette configuration avec source externe, nous allons devoir utiliser un interrupteur double afin de mettre en circuit ou hors circuit la HT et le générateur de courant simultanément.

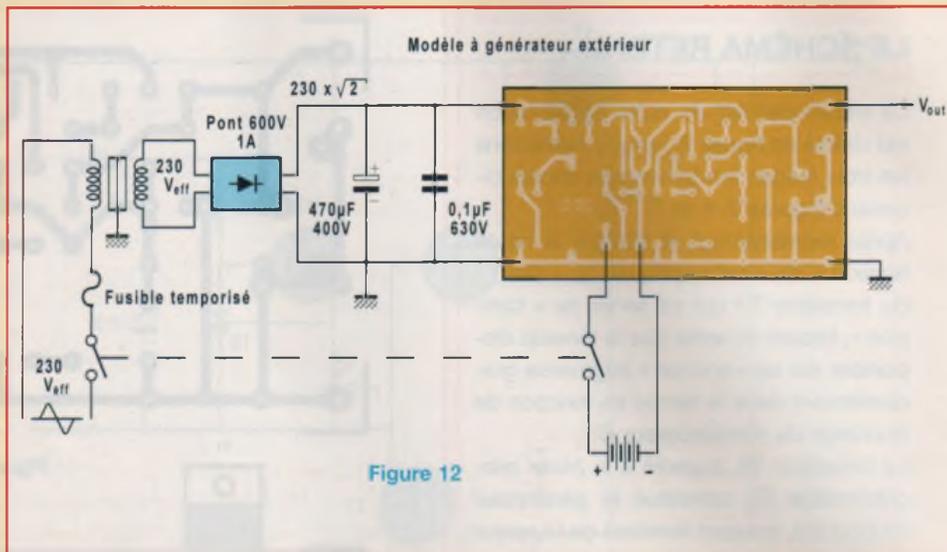


Figure 12

Voilà le moment de vous expliquer le rôle du condensateur de valeur inhabituellement élevée de 0,1 F. Rassurez vous, celui-ci est facilement disponible et peu cher, ce n'est qu'un simple condensateur de sauvegarde pour mémoire ou autre. Réfléchissons... Lorsque l'on allume notre alimentation, nous connectons au même instant la H.T et le générateur de courant.

Comme le premier étage permet une montée très progressive de la tension en amont du circuit régulateur, pas de problème : le générateur sera alimenté depuis longtemps lorsque nous lui demanderons de travailler, c'est-à-dire quand la tension d'entrée du régulateur commencera à atteindre quelques dizaines de volts. Que l'alimentation soit mise en service à vide ou en charge ne change rien, le scénario se déroulera ainsi.

En revanche, que se passera-t-il lors de la mise hors service de notre montage ? Si une charge drainant quelques dizaines de milliampères est connectée en sortie, rien de grave n'advient. Le condensateur de sortie n'excédant pas 47 μF , la tension à ses bornes va baisser rapidement, préservant ainsi le générateur de courant d'une surtension fatale. En effet, celui-ci a été coupé en même temps que la HT, mais presque instantanément.

Notez pour information que c'est dans ce cas particulier que les zeners jouent leur rôle de protection. En effet, vu la décroissance rapide de la tension de sortie et du fait de la tension en amont du régulateur, la « source » du premier Mos se trouve à un très faible potentiel tandis que sa « gate » sera encore à près de 250 V. Eh oui ! Celle-ci ne drainant aucun courant, c'est notre brave zener qui va être en charge d'accomplir cette tâche ardue, en d'autres mots la décharge du condensateur de 1 μF .

C'est pourquoi il vaut mieux opter pour un condensateur n'excédant pas cette valeur afin de ne pas malmener la zener trop longtemps.

Si nous regardons de près, nous nous situons en dehors des limites de dissipation de celle-ci.

En effet, un modèle 16V/1,3 W autorisant un courant max de 81 mA, nous allons être bien au-delà puisque, si nous considérons les 250 V présents sur la « gate », nous aurons $(250-10)/R3 = 133 \text{ mA}$. Cela n'est pas dangereux toutefois, une zener pouvant dissiper bien plus que sa puissance nominale pendant un temps très court. Une solution élégante aurait pu être d'augmenter R3 de façon à réduire le courant la traversant... Certes, cela est faisable, mais non souhaitable. Il faut en effet se rendre compte que la valeur de

DES CARACTÉRISTIQUES HORS DU COMMUN

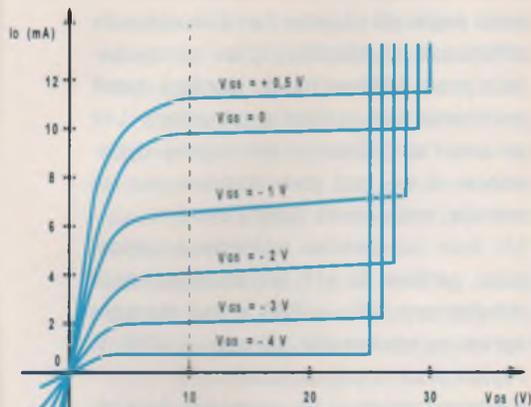


Figure 13 :
Tension d'avalanche en fonction de I_D

cette résistance conditionne le temps de réponse du premier étage de l'alimentation face aux sollicitations extérieures, et qu'une trop forte valeur nuira au bon fonctionnement de celui-ci et, par conséquent, du circuit de régulation connecté en aval.

En bref, une valeur de 1,8 k Ω permet de ménager la chèvre et le chou et constitue, à mon sens, un compromis intéressant.

Pour ce qui est du IRF710 constituant l'amplificateur de différence, il en sera de même à l'instant de la mise hors service du montage. Le générateur de courant étant coupé, le condensateur de découplage des résistances de référence va se décharger dans celles-ci, ce qui va lui demander un certain temps.

Comme sa valeur est raisonnablement faible, nous allons avoir une constante de temps $t = 45 \text{ k}\Omega \times 10 \text{ }\mu\text{F} = 0,45 \text{ s}$ qui pourra être supérieure au temps de décharge du condensateur de sortie. Cela dépend uniquement du courant drainé par la charge.

Si ce courant est faible, il n'est pas impossible d'avoir alors $V_{gate} > V_{source}$, c'est-à-dire $V_{sortie} > V_{ref}$. La zener protégera alors efficacement le Mos.

Si, en revanche, la décharge en sortie est rapide, on pourra avoir $V_{ref} \gg V_{sortie}$.

Un Mos ne supportant que +/- 20 V entre

« Source » et « Gate », une protection est nécessaire. Faut-il pour autant ajouter un composant à cet effet ? Bien sûr que non ! On a souvent tendance à oublier qu'une zener est avant tout une diode utilisée en inverse. Ainsi, utilisée en direct, elle aura à ses bornes une tension de l'ordre de 0,7 V. Vous voyez, V_{GS} ne pourra jamais et en aucun cas être inférieure à -0,7 V.

Ne passons pas plus de temps à expliquer ce qui se passe pour le Mos de sortie, le problème sera identique. Mais revenons-en maintenant à ce qui nous préoccupe, c'est-à-dire la mise hors circuit de l'alimentation lorsque celle-ci fonctionne à vide.

Dans ce cas, les choses se corsent. En effet, nous constatons alors que la tension de sortie va choir très lentement, laissant amplement le temps au générateur de courant de devenir totalement inactif. Le scénario est alors le suivant : sans courant, V_{ref} tombe rapidement à 0 V, ou plutôt tomberait, car notre zener de protection du Mos amplificateur de différence va entrer en action.

Ainsi, la tension V_{ref} va suivre V_{sortie} à V_{zener} près. Or, si cette tension de sortie chute, il n'en est pas de même de celle se trouvant en amont du régulateur. En effet, le Mos de sortie voyant sa « gate » portée à un potentiel inférieur à celui de sa « source », conséquence de l'extinction du générateur de courant, il va se bloquer.

Bref, l'étage amont ne se décharge pas, seules les condensateurs de filtrage se vident lentement dans les résistances du pont d'entrée.

Jusque-là, rien de très grave me direz-vous, les Mos sont protégés. Comme il n'en est pas de même pour le Fet (une zener connectée entre « drain » et « source » serait à l'origine de toutes sortes d'instabilités), le courant va se frayer un chemin en le traversant pour décharger l'étage amont. Comment ? Simplement par avalanche...

Eh oui, notre brave 2SK30AGR ne supporte que 50 V max entre « drain » et

« source », ce qui est bien faible en regard de la tension pouvant effectivement se trouver entre ses bornes lorsque $V_{ref} = 0\text{V}$ et que l'étage amont n'est pas déchargé.

Nous savons que la valeur donnée par le constructeur n'est qu'une moyenne, l'avalanche se produisant pour des tensions plus ou moins faibles selon le courant traversant le Fet. En fait, plus I_D est élevé, plus notre transistor supporte des V_{DS} élevés (figure 13). Or, nous avons justement ici un courant potentiellement nul ! Bref, de quoi occire un Fet en peu de temps.

D'après mes mesures, le constructeur est assez pessimiste puisque sur mes échantillons, l'avalanche n'intervient que vers 70 V. Mais cela n'est nullement garanti et de toute façon cette valeur est bien trop faible pour un fonctionnement en toute sécurité. L'avalanche n'est pas forcément destructrice, c'est la valeur du courant atteint lors de celle-ci qui l'est.

En fait, en éteignant votre alimentation non chargée, vous avez environ une chance sur trois de la tuer... En général, mort des trois Mos, du Fet, et parfois des zeners se transformant en court-circuit ! Mort en cascade !

L'un des problèmes que l'on rencontre avec les Mos provient du fait que ceux-ci ont une fâcheuse tendance à mourir de façons différentes pour des raisons identiques... Si vous tuez volontairement dix de ces transistors par surcharge, surtension, V_{GS} trop élevé, etc., vous constaterez que les dix transistors ne présenteront pas les mêmes causes de décès lors de leur autopsie... Il y aura des « gates » court-circuitées avec le canal « drain-source », des canaux ouverts, fermés...

Cela pose un problème au concepteur qui doit prévoir ces différents cas pour ne pas se trouver bien ennuyé lors d'un dysfonctionnement de son montage.

Il existe deux solutions pour résoudre le problème de la destruction du Fet.

Soit vous effectuez une mise hors tension en deux temps, c'est-à-dire générateur de courant après la HT. Il vous faut

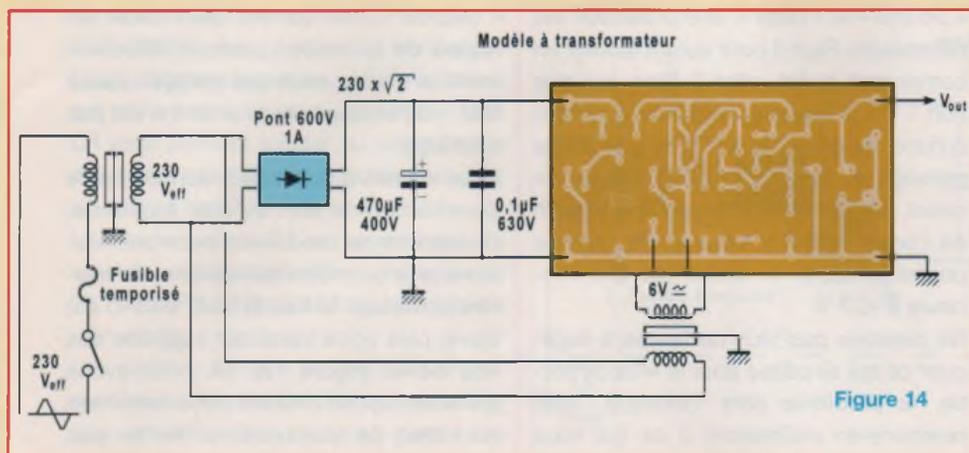


Figure 14

pour cela deux interrupteurs... Efficace mais pas très élégant, vous en conviendrez.

Soit vous branchez en parallèle sur l'alimentation du générateur de courant un condensateur de très forte valeur, en amont de l'interrupteur général (modèle double, rappelons-le). Ainsi, lorsque vous mettez l'alimentation hors tension, le condensateur va continuer à fournir de l'énergie à ce générateur, permettant ainsi la décharge du circuit de filtrage et du condensateur de sortie. Simple, non ? Une durée de 30 à 40 s est suffisante en pratique, un petit calcul va nous permettre de déterminer la capacité minimale du condensateur qu'il nous faudra utiliser.

Nous avons $Q = C \cdot U$, « Q » étant la quantité d'énergie emmagasinée en Coulomb, « C » la capacité du condensateur et « U » la tension à ses bornes.

Optons pour un modèle 0,1 F pour commencer nos investigations. Cette valeur nous permet d'obtenir une charge assez considérable de 0,75 C en prenant $U = 7,5V$. Comme la quantité d'énergie et le courant sont liés par la variable temps t , nous avons $I = Q/t$.

Nous trouvons donc $t = Q/I$, ce qui nous donne en prenant un courant de décharge de 7,5 mA, $t = 100$ s. Compte tenu du fait que le générateur de courant ne pourra fonctionner que jusqu'à 3 V environ à ses bornes, seules les trente ou quarante premières secondes de la

décharge vont permettre de le maintenir en fonctionnement. Cela est fort bien, il ne nous en faut pas plus, une valeur de 0,1 F est parfaitement adaptée à nos besoins.

Votre alimentation est maintenant presque indestructible, du moins tant que vous ne la court-circuiteriez pas ou tant que la pile (ou l'accumulateur) ne sera pas déchargée. Un petit fusible rapide de valeur adaptée à vos besoins sera donc à prévoir en sortie pour éviter d'avoir à remplacer le ballast de la partie régulatrice dans le premier cas.

MODÈLE À TRANSFORMATEUR (FIGURE 14)

La deuxième variante de fonctionnement est identique en tout point à la description précédente, exception faite de l'utilisation d'un transformateur 230 → 6V pour l'alimentation de son générateur de courant. Avec le montage ainsi configuré, vous pouvez compter sur un bruit en sortie < 100 µVeff en prenant quelques précautions.

En effet, en connectant un transformateur comme nous allons le faire, nous allons ramener au niveau de la référence de tension une perturbation issue du réseau secteur. Et comme nous sommes superposés à la référence, inutile d'attendre de la CR le moindre effet réducteur. Simple de s'en débarrasser ? Beaucoup moins qu'il n'y paraît...

Il est en effet impossible de ramener une

phase de notre transformateur à la terre, sous peine de shunter l'amplificateur de différence. L'utilisation d'un condensateur pour s'affranchir du continu serait problématique puisque shuntant là encore l'amplificateur en régime dynamique. Il ne faut pas compter sur un miracle, mais plutôt jouer « serré ».

Un bon compromis consiste à utiliser pour générer la HT un transformateur d'isolement 230 → 230 V qui donnera après redressement filtrage ≈ 325 V. Parfait pour notre application.

Ce transformateur va permettre de s'affranchir d'une bonne partie du bruit en connectant à ses bornes de sortie (isolées du secteur) le second petit transformateur.

Il conviendra de mettre à la terre les carcasses de ceux-ci pour avoir le bruit en sortie le plus faible possible : évitez de ce fait les modèles moulés.

La connexion directe du transformateur 230 → 6V occasionne une augmentation du niveau de bruit d'un facteur 2, soit environ 180 µVeff.

Notez deux choses importantes. D'une part, la phase du petit transformateur conditionne pour beaucoup le niveau de bruit de sortie. Essayez les deux sens lorsque vous le connecterez pour obtenir le meilleur résultat. Gardez bien en tête que les résultats de mesure dépendent intimement de la qualité de votre réseau de distribution, le bruit en sortie en provenant directement. Ainsi, les valeurs données le sont à titre indicatif et ne sont de ce fait pas garanties.

Pour votre information, notez que nos mesures ont été faites en région parisienne, réputée pour la qualité de sa sinusoïde secteur... Je plaisante, il me semble parfois avoir affaire à un créneau ! Considérez donc nos mesures comme étant plutôt pessimistes.

Une dernière chose : le choix du condensateur de sortie est primordial si l'on désire aller très loin dans la qualité de la restitution sonore de l'amplificateur alimenté. En effet, lors des sollicitations brutales si fréquentes en audio, ces

DES CARACTÉRISTIQUES HORS DU COMMUN

condensateurs peuvent présenter des oscillations mécaniques de leurs armatures se traduisant par des oscillations superposées à la tension de sortie... N'oublions pas qu'il existe des microphones à condensateurs, et donc que n'importe lequel de ces condensateurs peut se comporter en transducteur électromécanique.

Je ne rentrerai pas plus dans les détails car un article complet va vous être prochainement proposé sur ce sujet. Bref, faites attention à ce que vous achetez !

J'ai remarqué que certains condensateurs chimiques étaient excellents sur ce critère. en l'occurrence les anciens modèles destinés aux téléviseurs, avec trois ou quatre « pins » de masse.

CHOIX DE LA TENSION DE SORTIE

J'ai pris l'habitude d'effectuer mes mesures avec une tension de sortie de 230 à 250 V par commodité, une simple lampe d'éclairage constituant dans ce cas une bonne charge, bien visible !

En effet, j'ai eu personnellement à déplorer nombre de brûlures en utilisant des charges résistives, même de bonne taille, et ce dans le feu de l'action...

Cette tension n'est cependant en rien figée, et vous pouvez adapter l'alimentation à vos besoins en changeant les valeurs de quelques résistances. Pour ce faire, il vous faudra d'abord déterminer la tension de sortie de votre circuit de redressement filtrage, et adapter la valeur du pont résistif d'entrée afin d'avoir environ 30 V entre la « source » du premier Mos et celle du second.

Ensuite, il vous faudra recalculer la valeur de la résistance de référence composée de trois éléments. Cela est très simple, vous devez seulement appliquer la loi d'ohm sur celle-ci en considérant un courant moyen de 5 mA, courant convenant parfaitement à notre générateur.

Notez que ce courant étant ajustable, vous pourrez retoucher très facilement la tension de sortie du montage sans avoir pour autant à changer plusieurs résis-

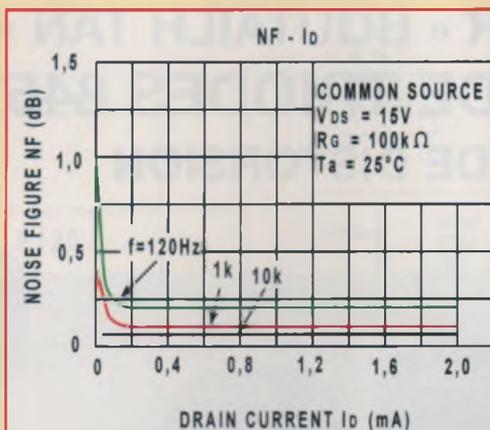


Figure 15 :
Bruit du 2SK30 en fonction de I_d .
On voit que les faibles courants I_d sont à éviter

Tableau A

Veff transfo	Vin	Vout	R1	R2	R7, R8, R9
250V	353V	300V	82 KΩ	1 MΩ	20 KΩ
300V	425V	300V	300 KΩ	1 MΩ	20 KΩ
300V	425V	350V	120 KΩ	1 MΩ	2x22,27KΩ
330V	466V	400V	82 KΩ	1 MΩ	27 KΩ

tances. Enfin, il vous faudra calculer approximativement la valeur de la résistance de « source » du 2SK30AGR correspondant à votre tension de sortie.

Le courant idéal pour ce transistor est d'environ 1,3 mA, toujours pour des raisons de bruit (figure 15), vous devrez ainsi déterminer cette résistance en divisant la tension présente sur celle-ci (à peu près égale à la tension de sortie) par 0,0013.

Toutes ces modifications faites, votre alimentation est prête à fonctionner. Pour vous faciliter la tâche (je suis décidément trop bon avec vous...), vous trouverez quelques valeurs adaptées aux tensions couramment utilisées pour alimenter les circuits à tubes (tableau A).

Attention : si vous optez pour une tension secondaire du « gros » transformateur supérieure à 230 V, il ne sera plus question d'y connecter le primaire du petit transformateur 230 → 6V ! Dans ce cas, il vous faudra le raccorder au réseau 230 V en parallèle avec le transformateur principal.

Le fonctionnement du montage n'en sera pas modifié, mais le niveau de bruit augmentera d'un facteur 2 environ.

Quoi qu'il en soit, il est impératif avant

toute mise sous tension de vérifier que la valeur de RV1 est réglée à son maximum afin d'avoir dans un premier temps $V_{out} = V_{in}$, et ce pour ne pas détruire le 2SK30AGR. Vous n'aurez plus alors qu'à retoucher cette valeur pour trouver en sortie la tension désirée.

Notez aussi qu'il n'est pas raisonnable de vouloir monter trop haut en tension avec cette alimentation... Une tension d'entrée de 470 V pour une sortie de 400 V semble être le maximum à ne pas dépasser.

Ouf, j'en ai fini avec toutes ces explications... Vous excuserez une certaine lourdeur théorique dans cette étude, mais le sujet m'intéresse particulièrement : on parle rarement du bruit, alors qu'il est d'une importance capitale en audio... Un jour prochain, nous utiliserons cette alimentation afin d'en tirer le meilleur parti. Mais d'ici là, fer à souder !

Notez que tous les schémas équivalents sont en fait inexacts, le (+) de l'alimentation devant être ramené à la masse en régime dynamique. La façon de présenter ici les schémas permet simplement de faciliter la compréhension, en ne surchargeant pas trop ceux-ci.

Jérôme Gest

AMPLIFICATEUR « BOUTAILH TAN » PUSH-PULL DE TRIODES 845 55 W À 2 % DE DISTORSION



Présenté de façon sommaire en janvier 2002 (Led n°169) dans l'unique dessein de faire connaître le schéma aux lecteurs passionnés de tubes, le push-pull de triodes 845 remporta un tel succès que nous avons demandé à son auteur, René Cariou, de reprendre son article de façon plus développée pour en faciliter la reproduction.

L'idée de départ d'hier reste présente à l'esprit : construire un amplificateur de grande qualité musicale, de conception simple et d'un prix calculé au plus juste.

LES TUBES UTILISÉS

Le tube 845, initialement créé pour l'émission radio en classe C, s'est ensuite révélé excellent en audio-fréquences. Il suppose de travailler sous de très hautes tensions, de l'ordre de 1000 V.

Le R120 était, pour les PTT et le téléphone en général, un petit équivalent du célèbre 300B. Utilisé en audio, ce tube est marqué par une extrême clarté rarement égalée par des tubes de 15 watts. Difficile à se procurer, il est hors de prix. Vous pourrez le remplacer dans le montage par d'autres tubes.

Le 6J5 est un tube audio. On le trouvait dans le célèbre amplificateur Williamson. C'est en fait un demi 6SN7. On peut le remplacer par un 6C5. Le montage permet également d'utiliser en pseudo triode un 6SJ7 ou un tube EF86.

LE CIRCUIT

J'avais d'abord commencé par construire un étage Loftin-Withe en préamplification. Il permettait de s'affranchir du condensateur de liaison inter-étages. Cette solution, bien qu'extrêmement séduisante, avec le circuit parfaitement réglé, n'a pourtant pas, sur l'étendue de la bande passante audible, la richesse du montage que j'ai retenu. Cela peut paraître étonnant, mais montre qu'un condensateur de liaison n'est pas forcément une tare dans un schéma.

Le circuit initial n'est pas modifié (figure 1a), seules quelques valeurs de résistances peuvent être différentes pour tenir compte d'un rapport de transformation plus important avec le nouveau transformateur inter-étages.

Ainsi, l'étage d'entrée est construit autour du tube 6J5. Le 6C5 est sensiblement identique et convient dans les mêmes conditions d'utilisation. J'ai également essayé des 6SJ7 et EF86 montés en pseudo triode. Si vous disposez de l'un ou l'autre de ces tubes, faites une comparaison avec les mêmes valeurs de composants (figure 1b).

Le second étage est constitué d'un tube de puissance, le R120, sensiblement identique aux 2A3 et autres 6B4G. Cela dit, je n'ai pas expérimenté et, par conséquent, ne suis pas en mesure d'en parler convenablement. Ce tube est alimenté en haute tension par le primaire d'un transformateur dont le secondaire sert de déphaseur à l'étage de puissance. Vous pouvez remplacer le R120 par des tubes plus connus tels que les 6L6, 6L6GC, EL34, KT66 (fabriqué en Chine) ou 807, tous montés en pseudo triode et sans modification de schéma (figure 1c). Il vous appartient de choisir, mais à défaut de R120, le KT66 s'impose, me semble-t-il, très largement.

Le tube 6L6 à gros bulbe de verre donne de bons résultats. Pour des raisons que je ne saurais expliquer, les gros bulbes me paraissent musicalement meilleurs.

UNE TRIODE ÉBLOUISSANTE

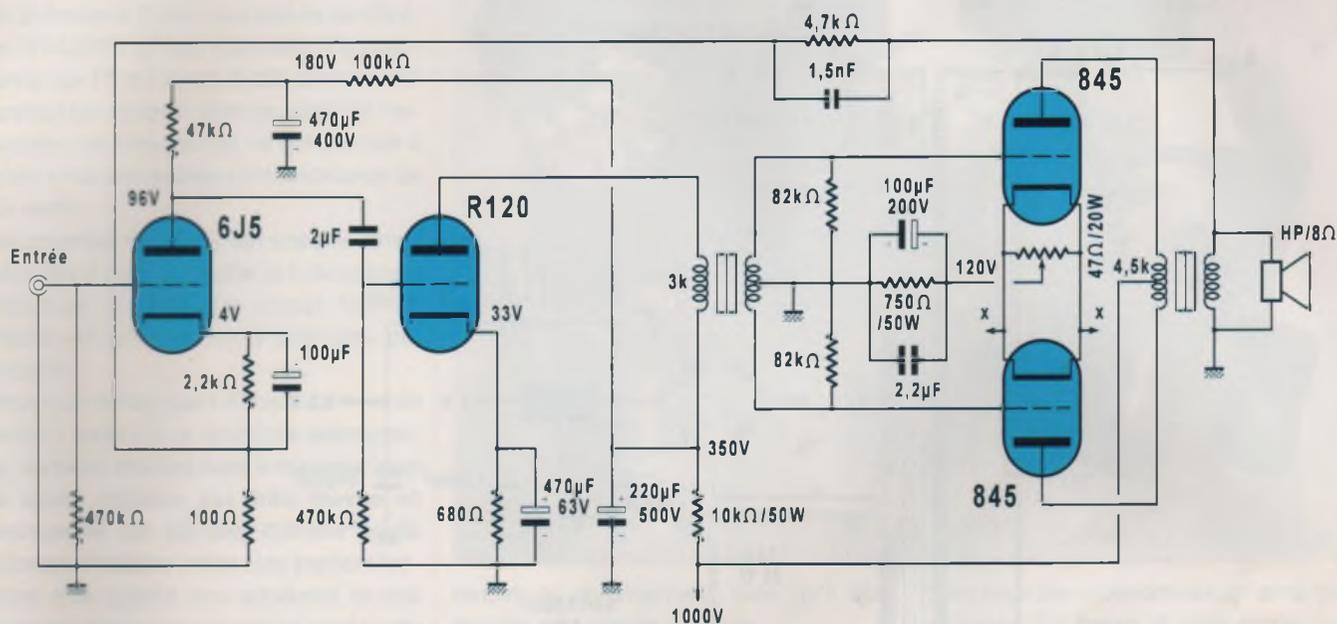
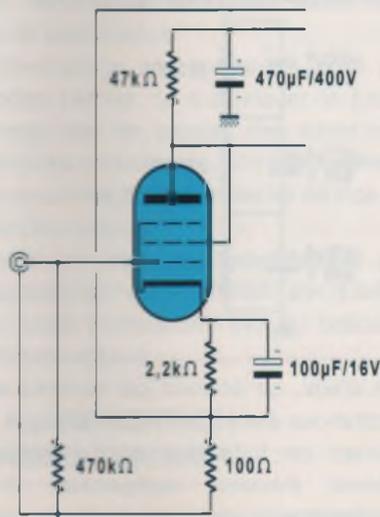


Figure 1a

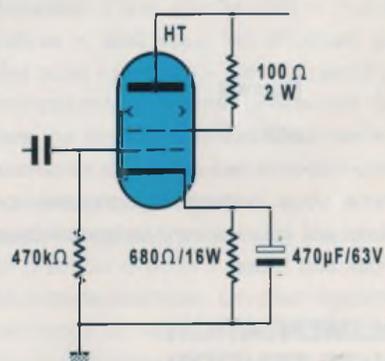
Tube d'entrée en pseudo triode



Montage avec tube 6SJ7 ou EF 86

Figure 1b

Montage du second tube en pseudo triode



KT66 - 6L6 - 807 - EL34

Figure 1c

Le R120 est polarisé par une résistance de cathode de 680Ω-16W. Une plus faible valeur (470Ω-16W) n'apporte pas de changement, si ce n'est que la consommation du tube augmente un peu. Elle est de l'ordre de 15 watts. Pouvant supporter 25 W, le vieillissement est garanti. L'étage de puissance rassemble deux

triodes 845. Leurs grilles sont connectées aux secondaires du transformateur driver, le point milieu étant relié à la masse. Deux résistances de « grille » de valeur optimisée à 82 kΩ améliorent la stabilité de l'amplificateur. Les cathodes sont chauffées en alternatif. Pour éviter la « ronflette », le point milieu réel est obtenu avec un potenti-

mètre bobiné de 47Ω-20W. On peut ainsi optimiser les résultats en jouant sur le positionnement du curseur. La résistance de cathode, commune aux deux 845, a une valeur de 750Ω-50W. Par conséquent, un seul condensateur de découplage suffit. Sa valeur est portée à 100μF-200 V. Il s'agit là d'une simplification par rapport au premier projet.

UNE TRIODE ÉBLOUISSANTE

tension continue de 350 V pour le tube de puissance R120, une cellule de filtrage $10\text{k}\Omega\text{-}220\ \mu\text{F}$ est intercalée. La résistance de $10\ \text{k}\Omega$ ayant à ses bornes une tension élevée de l'ordre de 650 V, la dissipation est importante, ce qui conduit à opter pour un modèle bobiné/châssis de 50 watts.

Ce potentiel de 350 V est ensuite ramené à 180 V pour alimenter le tube préamplificateur d'entrée. Un circuit R/C de $100\text{k}\Omega\text{-}470\ \mu\text{F}$ permet d'atteindre cet objectif.

Vous constatez que l'alimentation haute tension reste d'une simplicité élémentaire. **Je tiens malgré tout à rappeler que la haute tension est très élevée et représente un danger comme toute tension.** Il faudra veiller tout particulièrement à la qualité des soudures et aux serrages des écrous divers et variés présents sur cette partie du circuit, d'abord par sécurité, ensuite pour éviter des bruits indésirables.

L'interrupteur en sortie du pont de diodes permet de n'appliquer la haute tension sur les anodes des tubes que lorsqu'ils sont chauds, soit une trentaine de secondes après la mise en service de l'amplificateur.

Cet interrupteur est shunté par un condensateur de $1\text{nF}\text{-}1500\text{V}$ afin d'éviter les bruits indésirables lors du basculement de celui-ci.

L'ALIMENTATION BASSE TENSION

Les cathodes des tubes de puissance 845 sont alimentées par une tension alternative de 10 V. Le transformateur possède deux enroulements de 10 V couplés en parallèle. Les triodes 845 sont ainsi alimentées par le même réseau, ce qui a pour effet de simplifier cette « affaire » de point milieu. Un potentiomètre bobiné de $47\ \Omega$ et d'une puissance de 20 W est destiné à réduire le ronflement du 50 Hz. Le fil d'alimentation est du $2,5\ \text{mm}^2$ de section. Parcouru par de l'alternatif, il est torsadé pour



réduire le rayonnement, bien qu'il soit éloigné des circuits d'entrée.

Deux condensateurs de $2,2\ \mu\text{F}\text{-}250\text{V}$ sont implantés sur le circuit de chauffage pour déparasiter cette tension. Ils ont été ajoutés par rapport à la première version de cet amplificateur car de façon évidente, à l'écoute, ils « purifient » le message sonore.

La valeur de $2,2\ \mu\text{F}$ pourrait être augmentée, cependant leur présence tend à faire remonter le niveau du ronflement du 50 Hz. Il s'avère finalement que ce choix est un excellent compromis pour obtenir les effets recherchés sans avoir les effets pervers.

Les filaments des tubes d'entrée sont alimentés en courant continu par une platine qui fournit une tension régulée de 6V à la triode 6J5. La R120 est, elle, alimentée au travers d'un circuit R/C. La valeur de la résistance dépend du tube utilisé et donc de sa consommation. Un condensateur de $10\ 000\ \mu\text{F}$ « écrase » la résiduelle alternative.

LE CHÂSSIS

La plaque supérieure est en AG5 (aluminium relativement mou) de 2 mm d'épaisseur. Ses dimensions de $450 \times 350\ \text{mm}$ permettent d'y rassembler aisément

tous les transformateurs ainsi que les tubes. La **figure 3** vous donne une idée de l'implantation des différents éléments qu'il vaut mieux suivre, sauf peut-être pour le transformateur de liaison inter-étages dont le positionnement peut dépendre des condensateurs HT que vous trouverez chez votre fournisseur.

Pour découper les trous ronds, soit vous disposez d'une mèche dite « multidia-mètres », soit vous les effectuez avec des scies « cloches ». Ces dernières sont intéressantes, moins onéreuses pour faire ce travail et disponibles dans les diamètres courants. Les emporte-pièces conviennent également.

La découpe des socles des triodes 845 se pratique avec une scie « cloche » de 51 mm de diamètre. On peut également découper au même diamètre les passe-fils du transformateur de sortie, du driver inter-étages et de la self.

Pour le transformateur d'alimentation, il faudra avoir recours à une scie sauteuse ou une scie à lame « abrafil ». Pour la découpe de la fenêtre destinée au passage de la carcasse avec ses cosses d'interconnexions, prévoir un peu de marge surtout pour les côtés « cosses ». Autour des socles des 845 (**photo A**), prévoyez le perçage d'une dizaine de trous d'un diamètre de 4 ou 5 mm. Ils

PUSH-PULL DE TRIODES 845

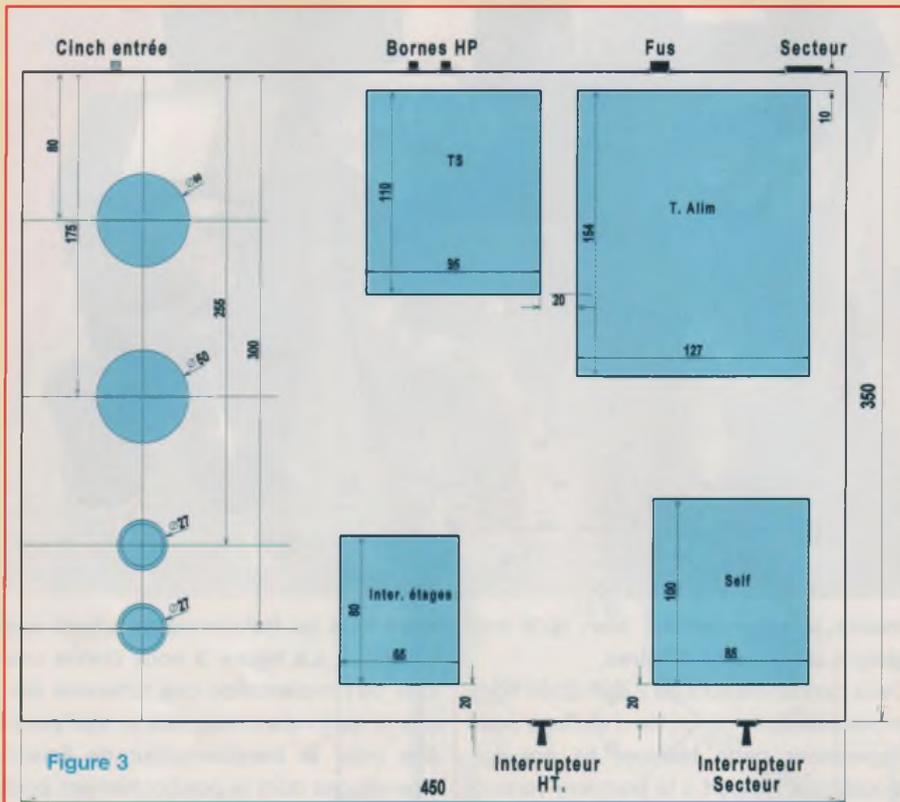


Figure 3

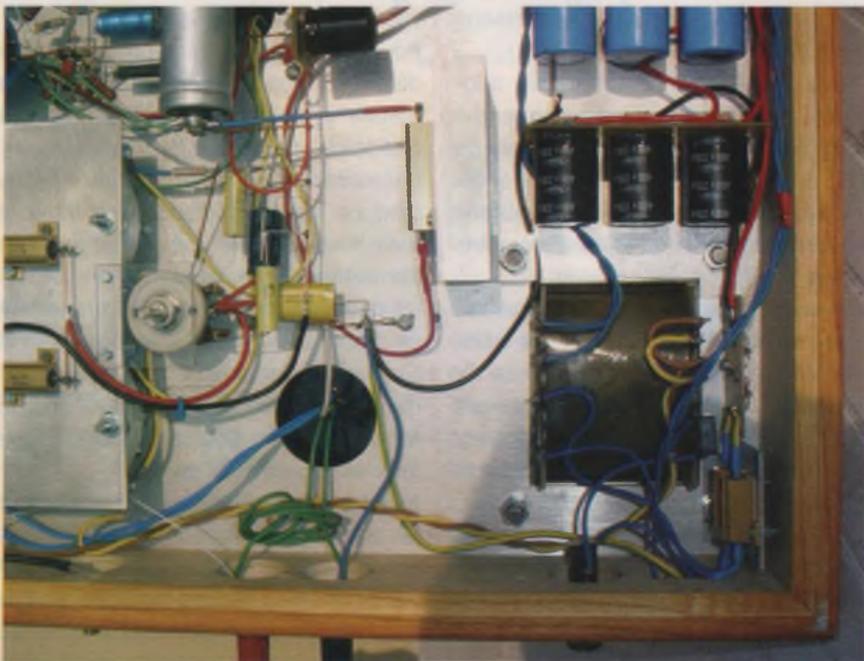


Photo B

aideront à l'évacuation de la chaleur se formant à l'intérieur du coffret. Ce coffret est réalisé au moyen de deux

plaques métalliques de 450 x 350 mm (dessus et dessous) et d'un cadre en bois comme le montre la photo d'entrée

de l'appareil terminé. Il y a en fait deux cadres en bois collés l'un à l'autre, les plaques métalliques venant se visser contre le cadre interne tout en affleurant au niveau du second (photo B). Les plaques sont peintes avec une peinture aérosol pour véhicules.

Les faces avant et arrière du cadre sont percées avec une mèche à bois de 35 mm de diamètre au niveau des organes de commande (interrupteurs, voyant de contrôle M/A, prise secteur...). N'oubliez pas de calculer la profondeur de pénétration de la mèche pour ne pas « passer au travers ». Ces perçages sont visibles en photo B.

ÉQUIPEMENT

Fixer le transformateur d'alimentation, celui de sortie et l'inter-étages en terminant par la self.

Les socles des 845 sont maintenus au châssis avec de la tige filetée de 5 mm de diamètre sur une longueur de 60 mm (la tige filetée est vendue au mètre dans les magasins de bricolage). La cheminée des socles doit sortir d'environ 20 mm de la plaque supérieure en AG5. On positionne ensuite les deux supports octal, encoches orientées vers l'intérieur du châssis.

Les interrupteurs doivent être de bonne qualité et résistants. Les diverses prises seront celles de votre choix (le prix étant souvent déterminant) et de la disponibilité chez votre fournisseur.

LES MASSES

Les ronflettes « empoisonnent » l'existence du mélomane, il convient donc de les traiter avec une attention toute particulière. Comme vous pourrez le remarquer sur les photos qui accompagnent ce rédactionnel, il existe deux points de masse : l'un de « courants faibles », l'autre de « courants forts ».

Sur la ligne de masse des « courants faibles », se trouvent uniquement :
- la cosse de masse de la prise Cinch

UNE TRIODE ÉBLOUISSANTE

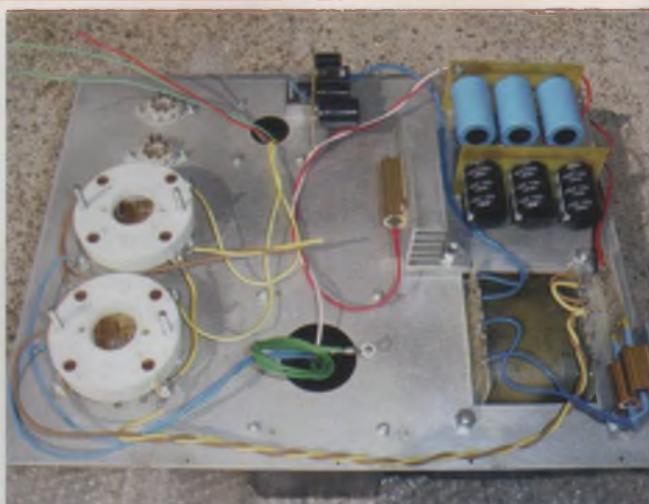


Photo C

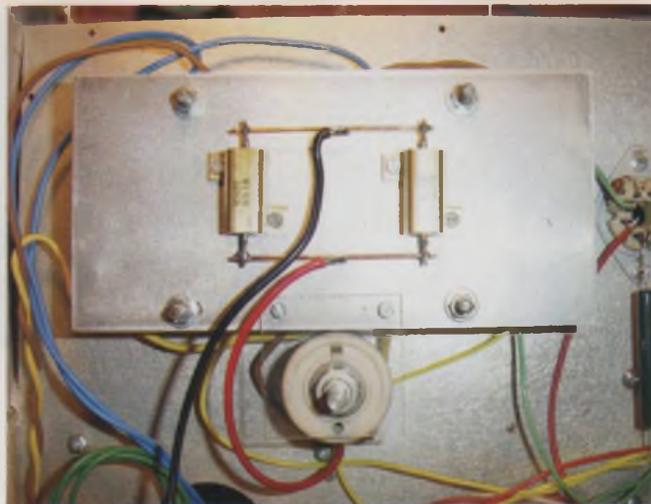


Photo D

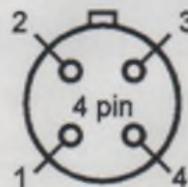


Figure 4
Les socles sont toujours numérotés vus de dessous

d'entrée de la modulation

- une extrémité de la résistance de « fuite » de grille de la triode 6J5
- une extrémité de la résistance de cathode de la 6J5 aux bornes de laquelle est appliquée la contre-réaction.

Toutes les autres masses sont connectées à la ligne de « courants forts », de la triode de puissance R120 au secondaire du transformateur de sortie.

Dans ces conditions et en s'aidant du potentiomètre bobiné de 47Ω -20W, on arrive en jouant sur la position du curseur de celui-ci à obtenir un appareil parfaitement silencieux.

LE CÂBLAGE

Le câblage « en l'air » n'est pas complexe à entreprendre. Pour le réussir, il est préférable de travailler avec des résistances de 2 W voire 3 W, tout simplement parce que leurs pattes ont un diamètre plus gros et que cela contribue à la rigidité mécanique de l'ensemble.

Les lignes de masse sont réalisées avec du cuivre rigide étamé ou non de $1,5\text{ mm}^2$.

LES INTERCONNEXIONS

LES TRIODES 845

Commencer le câblage par les socles des 845 et tout d'abord l'alimentation basse tension de 10 V.

Les cathodes sont alimentées en parallèle, ce qu'indique la figure 1a.

Tout d'abord, marquer par prudence sur les socles des 845, la correspondance cosse à souder/électrode, sachant que :

- Cosse 1 → grille
- Cosse 2 → cathode
- Cosse 3 → anode/plaque
- Cosse 4 → cathode

La figure 4 représente le socle de la 845 vu de dessous avec ses quatre connexions, en fonction du détrompeur situé entre les cosses (2) et (3).

Strapper entre elles les cosses (2) puis (4) des socles avec du câble de $2,5\text{ mm}^2$.

Avec des câbles de même section, **mais torsadés cette fois-ci**, connecter les cosses (2) et (4) du socle situé face au transformateur d'alimentation à un enroulement de 10 V.

Le transformateur ayant deux enroulements de 10 V, relier ceux-ci en parallèle. La photo C montre le travail que nous venons d'effectuer.

Connecter le primaire du transformateur de sortie aux cosses (3) des socles (anodes), pour le moment le point milieu reste « en l'air » (de même que les fils du secondaire).

Souder les résistances de « grille » de $82\text{ k}\Omega$ aux cosses (1), puis réunir les deux autres extrémités et y souder un morceau de fil. Il sera relié ultérieurement à la ligne de masse.

Sur ces mêmes cosses (1), connecter le secondaire du transformateur « driver » (inter-étages). Son point milieu sera, lui aussi, ultérieurement relié à la ligne de masse.

Connecter le potentiomètre de $47\text{ k}\Omega$ -20W (cosses extrêmes) aux cathodes

PUSH-PULL DE TRIODES 845



Photo E

Figure 6

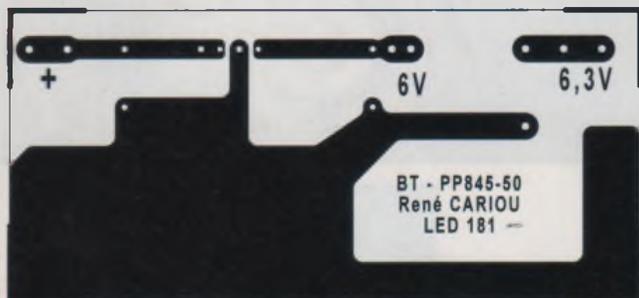


Figure 5

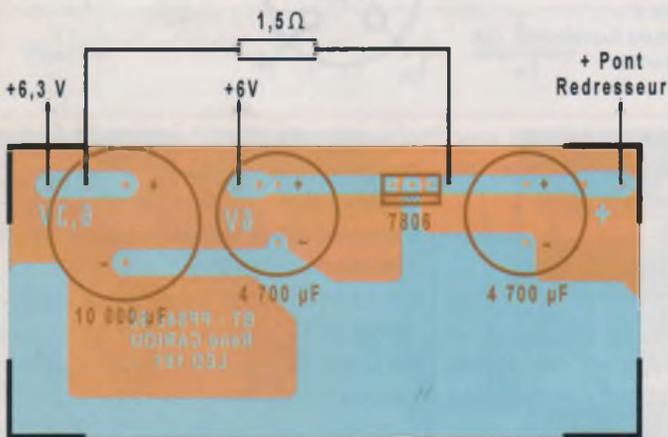
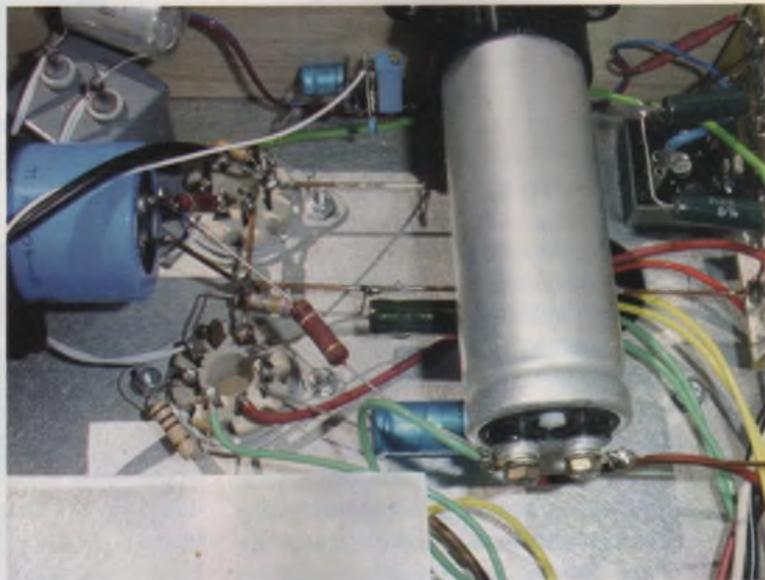
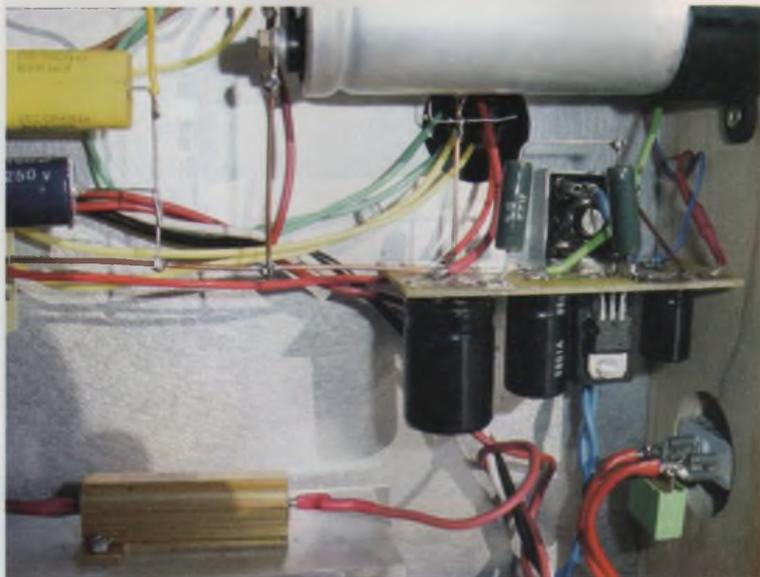


Figure 6

Photo H



des triodes 845, cosses (2) et (4). Découper une plaque d'aluminium de 2 mm d'épaisseur qui va recouvrir les socles des 845 (photo D). Cette plaque, vissée aux quatre tiges filetées qui maintiennent ces socles (photo E), servira :

- de protection en isolant la très haute tension de 1000 V appliquée aux anodes des triodes;
- de dissipateur aux résistances bobinées de 1,5kΩ-50W qui servent de « charge de cathode » aux 845
- au maintien d'une plaque en plexiglas

sur laquelle va venir se visser le canon du potentiomètre bobiné de 47Ω-20W. Relier entre elles les cosses des deux résistances bobinées de 1,5kΩ-50W avec du fil de cuivre étamé de 10/10^e, puis souder deux câbles de 2,5 mm². L'un d'eux se connecte ensuite au curseur du potentiomètre de 47Ω-20W, l'autre se soudera ultérieurement à la ligne de masse. Souder les condensateurs de 100 μF et 2,2 μF au curseur du potentiomètre bobiné en respectant la polarité (+) pour

l'électrochimique (voir figure 1a). Souder les condensateurs de 2,2 μF aux cosses extrêmes du potentiomètre bobiné (repères xx sur les figures 1a et 2).

LE MODULE ALIMENTATION BASSE TENSION

• Le circuit imprimé

Une petite surface d'époxy va regrouper les quelques composants qui vont permettre, après redressement et filtrage à partir d'une tension alternative de 8 V, d'alimenter en continu les filaments des

UNE TRIODE ÉBLOUISSANTE

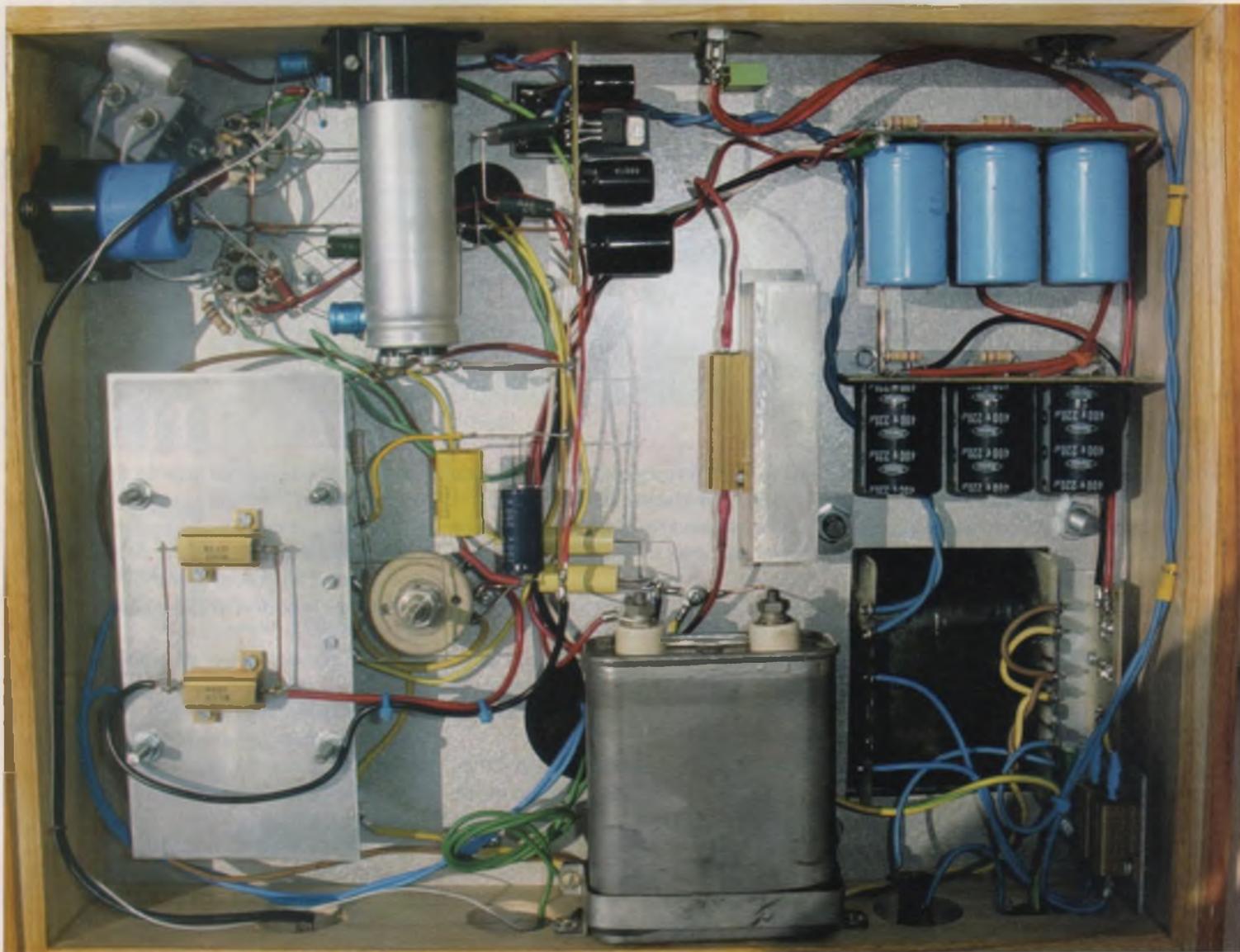


Photo G

triodes 6J5 et R120.

Le dessin des pistes cuivrées vous est proposé en **figure 5**, rien de bien compliqué à reproduire.

• Le câblage

Il doit être conforme à la **figure 6** avec les condensateurs orientés dans le bon sens. Le régulateur 7806 est plaqué contre un dissipateur en U pour boîtier TO220. La résistance chutrice est soudée côté pistes cuivrées entre le (+) du pont redresseur et le (+) du condensateur de filtrage de 10 000 μ F.

Comme l'indique la **photo F**, le module est maintenu perpendiculairement au châssis grâce à la cosse (-) du pont redresseur. En effet, la surface cuivrée du module est directement soudée à cette cosse. De ce fait, l'une des bornes alternatives (-) est pliée à 90° vers l'arrière pour ne pas gêner la mise en place du pont. Si cette disposition n'est pas la plus judicieuse, elle améliore un tant soit peu le rapport signal/bruit.

Le pont est ensuite vissé au châssis qui lui sert de dissipateur et son positionne-

ment vous est montré avec la **photo G**.

C'est de la masse de ce module que part la ligne de « courants forts », dont l'autre extrémité est soudée à une cosse vissée au châssis et que l'on aperçoit entre les canons du condensateur au papier huilé situé face au module, à l'opposé du châssis. Ce condensateur complémentaire n'est pas indispensable au bon fonctionnement de l'amplificateur et ne figure pas sur les schémas.

Sur cette ligne de masse constituée d'un fil de cuivre de section 1,5 mm², nous

PUSH-PULL DE TRIODES 845

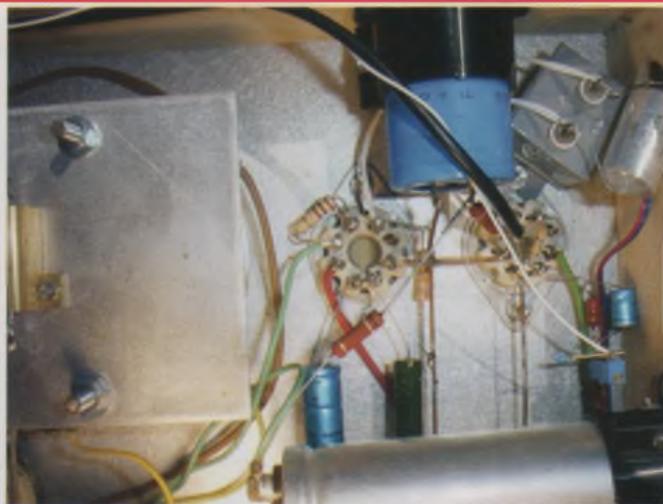


Photo I

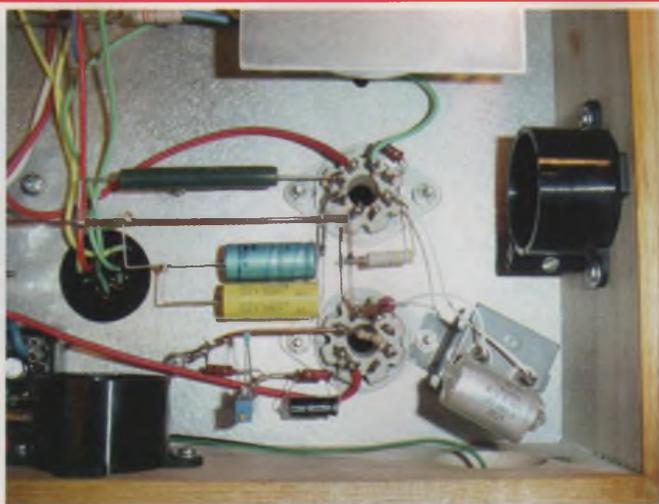


Photo J

souderons les composants mis en place précédemment, à savoir :

- les trois condensateurs non polarisés de $2,2 \mu\text{F}$ ainsi que l'électrochimique de $100 \mu\text{F}$,
- la résistance de cathode des 845 de valeur 750Ω (mise en parallèle des résistances de $1,5 \text{ k}\Omega$),
- les résistances de « fuite » de grille des 845 de $82 \text{ k}\Omega$ chacune,
- on terminera par une interconnexion entre cette ligne de masse et le point milieu du secondaire du transformateur driver inter-étages (R120/845).

LES TRIODES R120 ET 6J5

Les deux triodes R120 et 6J5 ont le même support octal 8 broches et donc le même raccordement des électrodes, à savoir :

- (2) et (7) : chauffage filament
- (3) : anode
- (5) : grille de commande
- (8) : cathode

Les interconnexions autour des supports se font conformément à la **photo H**.

Nous commencerons le câblage par le chauffage des filaments précisant que les détrompeurs des supports doivent être orientés vers le gros condensateur de filtrage de $220 \mu\text{F}/500 \text{ V}$.

Avec du filtre de cuivre de $1,5 \text{ mm}^2$, relier ensemble la cosse (7) du support de la

triode R120 à la cosse (2) du support de la 6J5, puis établir une liaison avec la masse du module basse tension. Nous rejoignons ainsi la ligne de « courants forts ».

Relier également à cette ligne de masse, le (-) du condensateur de $470 \mu\text{F}/400 \text{ V}$ et le (-) du condensateur de $220 \mu\text{F}/500 \text{ V}$. Ces deux éléments sont maintenus par des brides vissées au cadre en bois du châssis (photo G).

Relier la cosse (2) de la triode R120 au + $6,3 \text{ V}$ du module basse tension ((+) du condensateur de $10\,000 \mu\text{F}$).

Relier la cosse (7) de la triode 6J5 au + 6 V du module basse tension (sortie du régulateur 7806).

Pour en terminer avec le module basse tension, il est évident qu'il faut raccorder le (+) du pont redresseur à l'entrée du régulateur 7806 et ses cosses (-) à l'enroulement 8 V du transformateur d'alimentation.

Sur la cosse (8) de la triode R120, souder le réseau R/C composé de la résistance de 680Ω - 16 W et du condensateur $470 \mu\text{F}$ - 63 V . Le (-) de ce condensateur et l'autre extrémité de la résistance sont à connecter à la ligne de masse de « courants forts ».

L'anode de la R120 (cosse (3)) est à relier au primaire du transformateur driver avec un câble de moyenne section.

La résistance de fuite de grille de $470 \text{ k}\Omega$ est à connecter entre la cosse (5) de la R120 et la ligne de masse. À cette même cosse, souder le condensateur de liaison de $2 \mu\text{F}$ (ou $2,2 \mu\text{F}$) dont l'autre extrémité ira rejoindre la cosse (3) de la triode d'entrée 6J5.

Souder une résistance de $100 \text{ k}\Omega$ - 3 W entre les (+) des condensateurs de filtrage de $220 \mu\text{F}$ et $470 \mu\text{F}$.

Avec un câble de moyenne section, connecter le (+) du condensateur de $220 \mu\text{F}$ à l'autre cosse du primaire du transformateur inter-étages, puis à la résistance bobinée de $10 \text{ k}\Omega$ - 50 W .

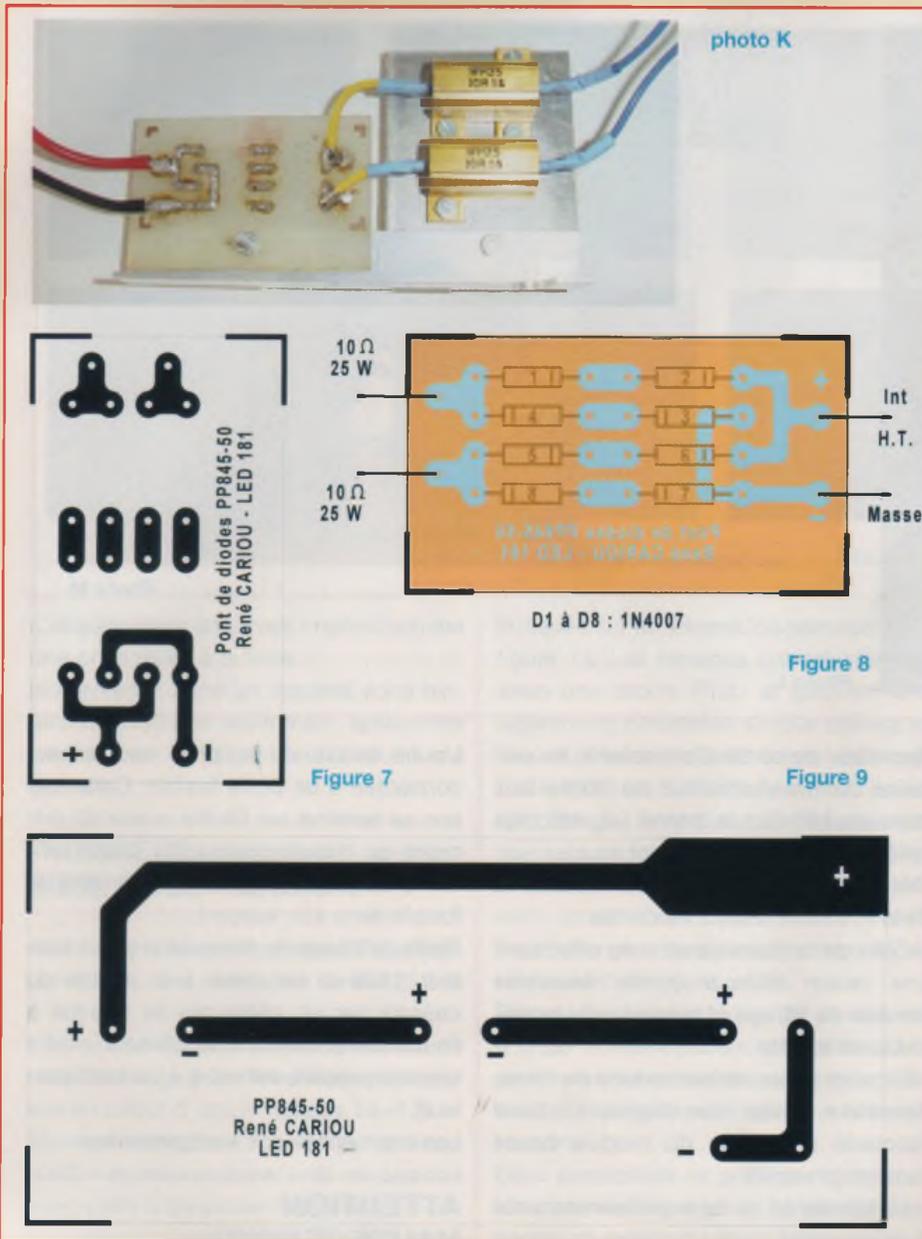
Cette résistance est vissée à un dissipateur, lui-même vissé à la plaque d'aluminium formant le dessus du châssis.

Entre la cosse (3) de la triode 6J5 et le (+) du condensateur de filtrage de $470 \mu\text{F}$, souder une résistance de $47 \text{ k}\Omega$ - 3 W .

Occupons nous maintenant de la polarisation de la cathode de la 6J5 telle que nous la voyons en figure 1a.

Un réseau R/C parallèle est soudé à la cosse (8) de la 6J5, soit une résistance de $2,2 \text{ k}\Omega$ - 1 W et un condensateur de $100 \mu\text{F}/16 \text{ V}$. Au (-) du condensateur, souder une résistance de 100Ω - 1 W . C'est également à ce niveau qu'est appliquée la contre-réaction, un circuit parallèle comprenant une résistance de $4,7 \text{ k}\Omega$ - 1 W et un condensateur de $1,5 \text{ nF}$.

UNE TRIODE ÉBLOUISSANTE



La photo J permet de voir cette cosse, le condensateur ayant été retiré de sa bride de maintien.

LA HAUTE TENSION

• Le redressement

La haute tension est obtenue à partir de deux enroulements de 400 V du transformateur d'alimentation reliés en série. Nous traitons donc une tension alternative de 800 V (figure 2).

Le redressement est effectué par huit diodes 1N4007 reliées entre elles deux à deux. Ces diodes sont rassemblées sur un petit circuit imprimé dont le tracé des pistes cuivrées vous est communiqué en figure 7 pour le recto et en figure 8 pour le verso. Attention à l'orientation des cathodes des diodes matérialisées par une bague de couleur sur le corps du composant.

La photo K montre la fixation de ce module à une petite équerre. Nous y voyons également les résistances bobinées de 10Ω-25W vissées à une plaque de dissipation. L'ensemble se fixe près du transformateur d'alimentation contre la plaque d'aluminium, ce qui est visible sur la photo G.

Les résistances de 10 Ω sont insérées entre le transformateur (tension 800 V~) et les diodes de redressement 1N4007.

Le (+) de la haute tension est appliqué à un interrupteur aux bornes duquel est soudé un condensateur de 1 nF/1500 V.

• Le filtrage

Le filtrage est du type L/C en Pi. Après le redressement de la tension alternative de 800 V, nous nous retrouvons avec une tension continue qui est « à vide », de l'ordre de 1130 V.

La figure 2 nous montre que le premier filtrage est effectué par des condensateurs de 220μF-400V reliés en série pour une question d'isolement (400 x 3 = 1200 V).

Les condensateurs vont se connecter entre eux (ainsi que les résistances d'équilibrage) sur un petit circuit imprimé dont le côté pistes cuivrées vous est montré en figure 9. Rien de plus simple.

Sur notre prototype, la résistance est remplacée par un potentiomètre ajustable. L'autre extrémité de la C.R est reliée à la borne (+) de la sortie haut-parleur.

À la cosse (5) de la 6J5, souder la résistance de « fuite de grille » de 470kΩ-1W, ainsi que l'âme d'un câble blindé. L'autre extrémité du blindé est reliée à la prise cinch d'entrée de la modulation située à l'arrière de l'appareil.

Côté tube, relier ensemble la tresse de

masse du câble blindé, la résistance de grille de 470 kΩ et la résistance de cathode de 100 Ω. C'est la masse de « courants faibles » que nous voyons en photo I.

On constate que c'est la cosse (1) du support octal de la 6J5, inutilisée pour cette triode, qui sert de relais aux interconnexions. De cette cosse (1) part un fil de cuivre de section 1,5 mm² qui va se souder à une cosse à « œil » vissé au châssis sous le condensateur de 220μF-500 V.

PUSH-PULL DE TRIODES 845

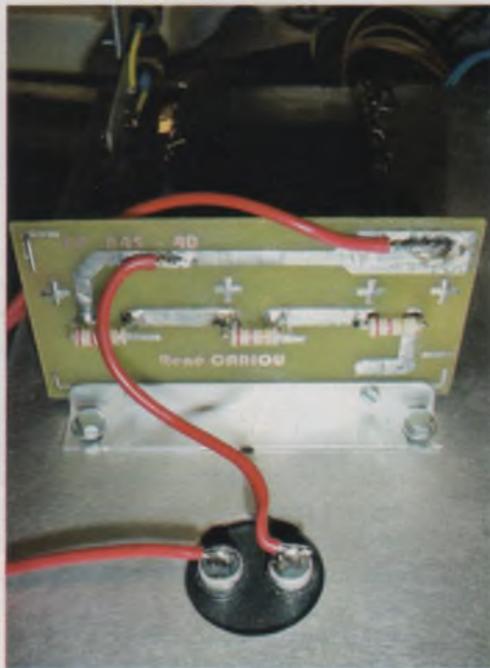


Photo L



Photo M

La **photo L** montre le module « en position », fixé à une équerre de maintien. Nous y remarquons les résistances soudées côté pistes cuivrées ainsi que les bornes de la self de filtrage. Attention à l'orientation des condensateurs, il faut respecter les polarités qui sont gravées sur la plaquette d'époxy.

Le (+) du premier élément est relié à la self de filtrage, mais également à l'interrupteur haute tension.

Le (-) du troisième élément est relié à l'autre module de filtrage au moyen d'un morceau de fil de cuivre rigide de 1,5 mm² de section (photo G).

Un autre circuit imprimé identique rassemble les condensateurs de 470µF-400V et les résistances d'équilibrage. La fixation au châssis se fait de la même façon avec une équerre en L.

Le (+) du premier élément est relié à l'autre borne de la self de filtrage et c'est à ce niveau qu'est prélevée la haute tension continue de l'ordre de 1000 V (en charge).

Cette haute tension est appliquée à la résistance bobinée de 10kΩ-50W, ainsi qu'au point milieu du primaire du trans-

formateur de sortie. Connecter le secondaire du transformateur de sortie aux borniers HP. Sur la borne (+), est déjà reliée la contre-réaction.

Côté ligne de masse pour « courants forts », il nous reste à raccorder :

- Celle de la haute tension en effectuant une liaison entre le (-) du deuxième module de filtrage et la masse du module basse tension

- Le point milieu du secondaire du transformateur driver inter-étages, lui aussi raccordé au niveau du module basse tension (photo F)

- Le bornier (-) du haut-parleur raccordé à une cosse à « œil » au point de départ de la ligne de masse pour « courants forts », cosse visible à la photo G entre les canons du condensateur au papier huilé.

Pour terminer, il reste à souder un condensateur de 100nF-250V aux cosses du primaire du transformateur d'alimentation (**photo M**). Une cosse de la prise secteur est reliée à l'interrupteur de mise sous tension de l'appareil. Cette liaison revient ensuite de la face avant vers le primaire du transformateur.

L'autre cosse de la prise secteur est connectée à un porte fusible. Cette liaison se termine sur l'autre cosse du primaire du transformateur. Le circuit primaire est établi après avoir inséré le fusible dans son support.

Reste la cosse de terre de la prise secteur. Celle-ci est mise à la masse du châssis par un câble qui se termine à l'autre extrémité par une cosse à « œil » comme précédemment ((-) du haut-parleur).

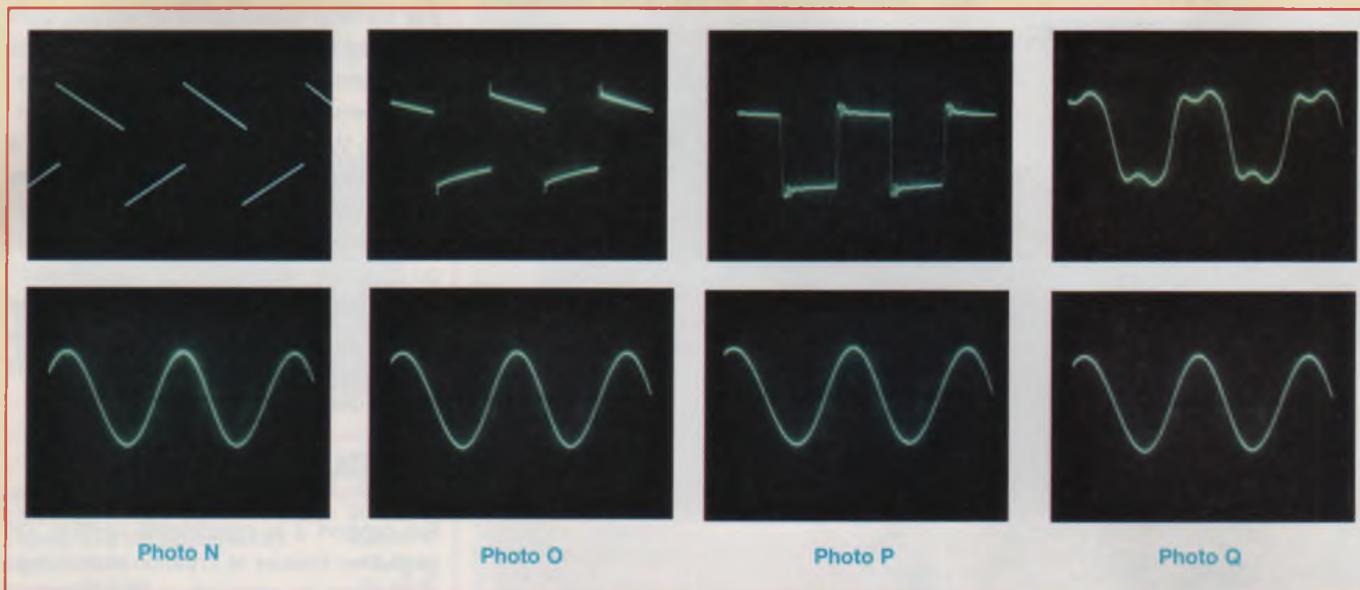
Les interconnexions sont terminées.

ATTENTION HAUTE TENSION

Les hautes tensions sont dangereuses, même si le risque s'en trouve diminué par l'application de principes simples.

Il convient de s'isoler : tapis de sol ou chaussures à semelles de caoutchouc, ou encore sol en bois. Des gants entoilés de ménagère protègent efficacement. Attention également aux gros condensateurs qui restent chargés parfois pendant un long moment.

UNE TRIODE ÉBLOUISSANTE



L'amplificateur doit avoir impérativement une prise reliée à la terre. N'intervenez dans un appareil sous tension qu'avec une seule main, la seconde peut trouver sa place dans l'une de vos poches.

PREMIÈRE MISE SOUS TENSION

Avant tout, charger la sortie HP de l'appareil avec une résistance de $8\ \Omega$ ($3,3\ \Omega + 4,7\ \Omega$).

Vérifiez une dernière fois la cohérence de votre montage avec les schémas proposés en début d'article (figures 1a et 2).

Mettre l'interrupteur de HT en position « off » et celui marche/arrêt en position « on » afin d'alimenter l'appareil.

Contrôler les tensions de chauffage des différents tubes, tant en alternatif qu'en continu pour les deux triodes d'entrée. Laisser quelques petites minutes dans cette situation pour constater que tout se passe bien.

Dès lors qu'aucune anomalie ne se manifeste :

- Fermer le circuit de haute tension, interrupteur en position « on » et vérifier cette dernière à l'aide d'un multimètre (tension continue et calibre 1000 V)
- Contrôler tous les points de tensions

indiqués sur le schéma de principe de la figure 1a. Les tensions ont été relevées avec une triode R120 et peuvent être légèrement différentes si vous utilisez en lieu et place d'autres tubes tels que EL34, KT66 ou 6L6. S'il n'y a pas d'erreur de câblage, il n'y a aucune raison pour que cela ne fonctionne pas.

Si tout est correct, couper la haute tension avec l'interrupteur, puis trente secondes plus tard éteindre l'amplificateur avec l'interrupteur M/A.

Remplacer la résistance de charge de $8\ \Omega$ par un haut-parleur et remettre l'appareil sous tension. Attendre que les filaments chauffent, puis appliquer la haute tension.

Deux possibilités se présentent alors :

- Le silence règne et la contre-réaction se trouve connectée dans le bon sens
- Un bruit sourd se fait entendre, et dans ce cas la contre-réaction devient réaction violente.

Éteindre l'appareil et inverser les fils du secondaire du transformateur de sortie aux bornes HP, étant entendu que le fil de contre-réaction reste toujours connecté sur le bornier rouge (+HP).

Il suffit ensuite de remettre l'appareil sous tension et de régler le potentiomètre bobiné de $47\ \Omega$ -20W. Ce réglage est simple et commence avec le curseur

positionné à mi-course.

• Avec un oscilloscope

Calibrer celui-ci en position 2 mV (sensibilité) et 2-50 Hz (base de temps).

Charger la sortie HP avec une résistance de $8\ \Omega$. L'entrée BF débranchée, observer la forme du signal résiduel. L'amplitude de celui-ci doit s'atténuer en modifiant la position du curseur du potentiomètre bobiné de part et d'autre de sa position centrale initiale.

• À l'oreille

Charger la sortie HP avec un haut-parleur ou une enceinte de $8\ \Omega$.

Comme précédemment, faire varier lentement la position du curseur du potentiomètre de $47\ \Omega$ -20W jusqu'à obtenir le bruit minimal, voire nul si le montage est correctement réalisé.

Attention : dans ces deux cas, vous intervenez sur un appareil sous tension, conformez-vous aux prescriptions d'usage indiquées précédemment.

DES MESURES

La sensibilité d'entrée est de 1V pour une puissance de sortie de 55 W avec un taux de distorsion de 2 % à 1 kHz. La sinusoïde commence à s'aplatir au-delà de cette valeur.

PUSH-PULL DE TRIODES 845



Vue de l'arrière du Push-pull 845 achevé avec ses prises de raccordements. A vous le plaisir de l'écoute de cette extraordinaire triode !

Les oscillogrammes publiés (photos N à Q), en régime sinusoïdal ou carré, ne montrent rien d'extraordinaire, des choses que l'on connaît déjà (on a vu des signaux bien plus attrayants). Ceci soulève tout de même toute une série d'interrogations qui restent sans réponse :

- Pourquoi de tels signaux alors que la musicalité est remarquable ?

- Comment une telle pente d'atténuation à 40 Hz (photo N) peut faire entendre un premier DO de 32 pieds d'orgue, cela ne devrait pas et pourtant...

- Le signal carré à 10 kHz (photo Q), phénomène constaté avec les transformateurs inter-étages, quelle qu'en soit la marque d'ailleurs, ressemble à un dessus de chapeau mou. Pourtant l'aigu est vif, délié et très précis.

Ceci étant, il subsiste des oscillations sur les signaux carrés à 100 Hz et 1 kHz. Il

n'y aurait aucune difficulté à les réduire, mais cela conduirait à réduire la bande passante de l'appareil.

Pourtant, j'ai laissé la même contre-réaction que sur le premier amplificateur présenté dans Led n° 169.

Musicalement, c'est bien mieux ainsi... au détriment de la perfection.

LA DISTORSION

Le tableau 1 indique les mesures de distorsion générale effectuées sur l'amplificateur. Lesquelles ne varient pas d'un appareil à l'autre.

LES TRANSFORMATEURS

Pour recréer cet amplificateur, la société Magnétic SA a mis au point deux nouveaux modèles :

- le transformateur de sortie

- le transformateur de l'inter-étages dont le rapport de transformation est plus élevé et la basse passante élargie. Ainsi, la première version de l'appareil à une puissance de 5 W passait de 30 Hz à 23 kHz à 0 dB. Cette nouvelle version dans les mêmes conditions va de 25 Hz à 40 kHz. À l'écoute, le grave est plus détaillé, l'aigu plus clair et plus fin. La spatialisation est meilleure. Il y a une réelle différence d'écoute entre les deux push-pull et une évolution positive du produit par rapport à celui décrit dans Led n°169.

L'ÉCOUTE

Par rapport à la précédente version, on gagne en finesse et création dans l'aigu mais aussi en articulation dans le grave qui paraît mieux descendre si l'on en juge par la découverte auditive de certaines notes très graves, sur l'orgue en particulier. Le médium conserve sa richesse de détails. La puissance est plus importante (12 watts de plus). Elle est essentiellement due aux nouvelles cellules de filtrage qui font remonter la haute tension en charge.

COMBIEN ÇA COÛTE ?

Soyez extrêmement vigilants sur les prix, avec quelque 600 euros, vous devez pouvoir monter un bloc complet. C'est regrettable mais force est de constater que les prix ont totalement dérapé dans notre pays. Cela conduit à construire des kits dont le prix finit par égaler le prix du neuf. Vous pouvez me contacter par mail pour d'autres renseignements sur l'approvisionnement.

TRADUCTION

D'aucuns l'auront vite trouvé, l'expression *Boutailh Tan* provient simplement du breton *Boutailh* (« Bouteille ») et *Tan* (« Feu »). Le nom de l'amplificateur peut ainsi se traduire par « Bouteille de feu ».

René Cariou
reca@tele2.fr

Puissance/Fréquence	100 Hz	1000 Hz	10 000 Hz
1 watt	1,2 %	0,3 %	0,5 %
5 watts	1,4 %	0,4 %	0,6 %
10 watts	1,8 %	0,4 %	0,8 %
55 watts	2,7 %	2 %	5 %

Tableau 1

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

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



kit comprenant :

- Le transformateur d'alim Led 157 90,00 €
- 2 TS 3 800 Ω Led 157 207,20 €
- 8 tubes 6L6 EH Appairés 2/2 208,00 €
- 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 : 760,24 €
 Cadeau du Nouvel An - 50,24 €
Total TTC 710 €

PROMOS valables pour toute commande reçue avant le 25/03/2004

PUSH PULL de 6550 2 x 60 W Led N° 169



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 €

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

LE QUATUOR 6V6 2 x 15 W Led N° 170



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 EH Appairés 2/2 120,00 €
- 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 : 558,31 €
 Cadeau du Nouvel An - 32,31 €
Total TTC 526 €

Photos non contractuelles. IMPORTANT : sur la commande de matériel, joindre le règlement et indiquer votre N° de téléphone.



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

Tél. : 05 61 07 55 77 / Fax : 05 61 86 61 89

Site : acea-fr.com / email : bernard.toniatti@acea-fr.com

TRANSFORMATEURS DE SORTIES

LED N°	Impédance Prim	Impédance Sec	Puissance	Prix TTC Euros
136-154-166	4000 Ω	4/8/16 Ω	40 W	97,60
138	5000 Ω	4/8 Ω	5 W	50,30
140-170-175	1250 Ω	8 Ω	Single 20 W	80,00
143-167	2000 Ω	4/8 Ω	100 W	103,60
146	625 Ω	4/8 Ω	Single 40 W	103,60
146-150	6600 Ω	4/8 Ω	50 W	103,60
151	9000 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	8000 Ω	4/8/16 Ω	20 W	94,50
157/160/169	3800 Ω	4/8/16 Ω	80 w	103,60
159-171-173	3500 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)			248,20
167	2000 Ω	4/8 Ω		103,60
172-173	Circuit C. Modèle en Cuve pour Push-Pull 845 (impéd. 4/8 Ω)			259,20

SELS

146-152	EI / 10 H	53,40	161-162	Circuit C/ 7H	44,20
151-170	Circuit C / 3 H	44,20	175	Torique	28,00

LAMPES PRIX A L'UNITE

Pré-amplifications + Valves			Tubes de puissance		
ECC81	13,70	6SN7GT	21,80	EL84 ironal	8,40
ECC82	9,10			EL34 Tesla	24,20
ECC83	12,20	EZ80	16,60	KT88 Tesla	46,70
ECF82	10,70	EZ81	16,60	845 Chine	74,00
EF 86	22,90	GZ32	15,20	ECL86 Philips	17,50
				300B E.H.	196,00
				2A3 Sovtek	48,00
				EL84 E.H.	12,00

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)

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION faible induction 1 Tesla - capoté - primaire 230 V avec écran

LED N°	Secondaires	Prix TTC Euros
136-140	2 x 225 V - 2 x 6,3 V	79,30
138	2 x 300 V - 2 x 6,3 V	64,00
142	2 x 300 V - 2 x 6,3 V tôle (PR001)	57,20
143-145	2 x 230/240 V - 12 V	90,70
146-150	2 x 380 - 2 x 6,3 V - 5 V	90,70
147-148	PREAMPLI TUBES circuits "C"	74,70
149-158	ALIM H.T. / Préampli tubes 2 x 300 V - 2 x 6,3 V	77,80
152	Prim 230 V - Ecran - Sec 2 x 300 V - 2 x 6,3 V	97,60
154-159-160	Prim 230 V - Ecran - Sec 2 x 360 V 5 V 6,3 V	88,40
155	Prim 230 V - Ecran - Sec 2 x 230 V ou 2 x 330 V + 12 V	79,30
157-160	Prim 230 V - Ecran - 380 V + 6,3 V + 4 x 3,15 V	90,00
161-162-163	Prim 220 V / 230 V - Ecran - 2 x 330 V - 6,3 V en cuve	174,45
172-173	Prim 230 V - Sec : 2 x 12 V - Ecran : 53,36 € avec capot et 82,00 € en cuve	
163	Prim 230 V - Sec 2 x 240 V + 12 V - Ecran (Filtre Actif)	53,40
166/170	Prim 230 V - Ecran - Sec 2 x 230 V + 6,3 V + 6,3 V - 4,5 A	85,40
KIT LED 168 ou 169 - comprenant 2 transfos d'alim, 3 Supports, 3 Tubes (port compris)		95,00
167/169	Prim 230 V - Ecran - Sec 400 V + 6,3 V + 4 x 3,15 V + 7,5 V	103,70
171	Prim 230 V - Ecran - 2 x 360 V - 6,3 V / 2 A + 6,3 V / 5 A	88,40
KIT LED 176 - PRE-AMPLI TRANSFO DOUBLE "C" + 1 SELF en "C" (port compris)		104,00
Avec en plus 2 sels 45 mH et 2 sels 1,7 H		153,00

SUPPORTS DE TUBES

Novel C.I.	3,35	OCTAL C.I.	4,60	4 cosses "300B"	9,90	capot nickelé	18,30
Novel Châssis	4,60	OCTAL Châssis	4,60	Jumbo (845) arg	18,00	Bride condo e 50	1,50

CONDENSATEURS

1 500 μF / 350 V	27,40	470 μF / 450 V	16,00	150 000 μF / 16 V	33,50
2 200 μF / 450 V	53,40	470 μF / 500 V	30,00	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 6,40 € en sus.



79, rue d'Amsterdam
75008 Paris
Tél. : 01 48 78 03 61
Fax : 01 40 23 95 66
cice.industrie@wanadoo.fr

**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	162 € TTC
465 PB :	1 pouce	40 W	800 Hz à 20 kHz	107 dB	217 € TTC
475 PB :	1 pouce	50 W	800 Hz à 21 kHz	109 dB	253 € TTC
636 PB :	1,4 pouce	50 W	500 Hz à 20 kHz	110 dB	272 € TTC
745 PB :	1,4 pouce	65 W	500 Hz à 20 kHz	111 dB	360 € TTC
835 PB :	1,4 pouce	75 W	500 Hz à 20 kHz	113 dB	490 € TTC
651 PB :	2 pouces	50 W	500 Hz à 20 kHz	110 dB	272 € TTC
760 PB :	2 pouces	60 W	500 Hz à 20 kHz	111 dB	360 € TTC
850 PB :	2 pouces	75 W	500 Hz à 20 kHz	113 dB	490 € TTC
950 PB :	2 pouces	100 W	500 Hz à 20 kHz	111 dB Neodin	780 € TTC

bobine 4 pouces.



Pour tout achat d'un système ou d'un ensemble de composants d'une réalisation, CICE vous offre un abonnement à Led

Haut-parleurs

2208B :	8 pouces	200 W	58 Hz à 4,5 kHz	95 dB à 100 Hz	168 € TTC
2212B :	12 pouces	300 W	52 Hz à 3,5 kHz	93 dB	223 € TTC
2312 :	12 pouces	400 W	48 Hz à 3,5 kHz	96 dB	358 € TTC
2215B :	15 pouces	500 W	45 Hz à 2,5 kHz	97 dB	360 € TTC
2216 :	15 pouces	600 W	45 Hz à 3,5 kHz	96 dB	368 € TTC
2218 :	18 pouces	600 W	26 Hz à 280 Hz	95 dB	420 € TTC

Haut-parleurs coaxiaux

365 :	6,5 pouces	75 W	60 Hz à 18 kHz	92 dB	95 € TTC
365 T :	6,5 pouces	75 W	60 Hz à 18 kHz, ligne 100 V	92 dB	136 € TTC
508/2B :	8 pouces	200 W	55 Hz à 20 kHz HF 1P	95 dB	313 € TTC
5208 B :	8 pouces	200 W	55 Hz à 20 kHz HF 1P	96 dB	330 € TTC
5212 B :	12 pouces	300 W	55 Hz à 20 kHz HF 1P	94 dB	382 € TTC
5312 :	12 pouces	500 W	60 Hz à 20 kHz HF 2P	96 dB	642 € TTC
5215 B :	15 pouces	500 W	45 Hz à 20 kHz HF 2P	97 dB	740 € TTC

SYSTÈMES HAUT RENDEMENT en démonstration permanente.
Equipement : 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.