

Leed

COURS N° 15 : ET SI ON PARLAIT : « TUBES »
 TOUT SUR LES CONDENSATEURS EN AUDIO
 PRÉAMPLIFICATEUR RIAA SANS COMPROMIS
 POUR CELLULES À AIMANT OU BOBINE MOBILE
 PRÉAMPLI MU-FOLLOWER AVEC ECF82
 PUSH-PULL DE 2 x 10 Weff A TÉTRODES 6005

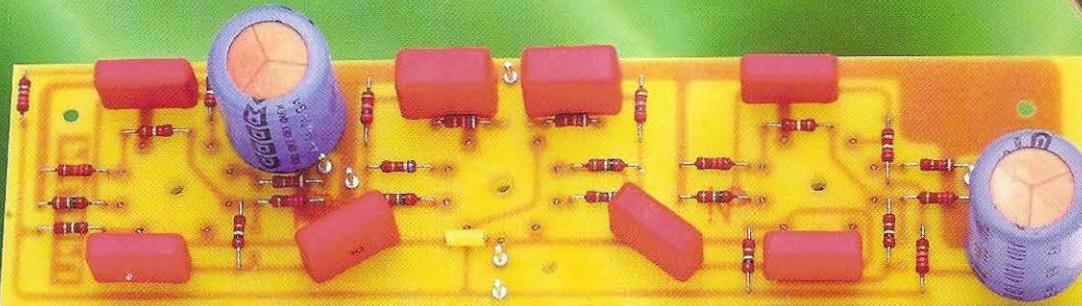
**PUSH-PULL
 DE TÉTRODES 6005
 2 x 10 Weff
 ET SON ALIMENTATION
 STABILISÉE**



**PRÉAMPLIFICATEUR
 MU-FOLLOWER AVEC
 ECF82**

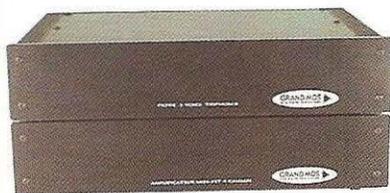


**TOUT SAVOIR
 SUR LES CONDENSATEURS
 EN AUDIO**



Quoi de Neuf chez Selectronic ...

Kits AUDIOPHILES



Kit Triphon II
Série **GRAND MOS**
C'est l'évolution ultime du filtre actif 3 voies TRIPHON



Bancs d'essai publiés dans :
AudioXpress - Août 2004 et **Nouvelle Revue du Son** n° 285 - Mai 2004

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.

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 reprenant l'esthétique du GRAND MOS, pour réaliser un ensemble harmonieux (face avant massive de 10mm et radiateurs latéraux).

Section AMPLIFICATEURS

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

L'ensemble **COMPLET** Filtre + Ampli
115D.4250-2 4829,00€ **PROMO 1650,00 € TTC**

Filtre actif
Le kit **COMPLET**
115D.4250 979,00 € TTC

Amplificateur
Le kit **COMPLET**
115D.4180 849,00 € TTC

Haut-parleurs

- Haut-parleurs HI-FI large-bande et pour système multi-voies
- Précision et qualité japonaise

Fostex



Toute la gamme
→ en stock
chez **Selectronic**

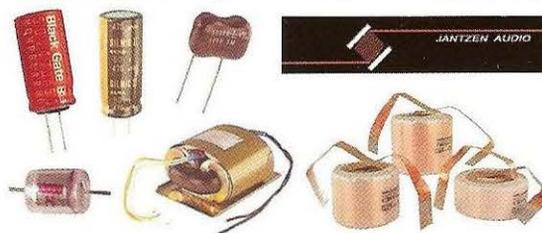


Guide de sélection
EN FRANÇAIS
sur simple demande

À PARIS : CICE
79, rue d'Amsterdam 75008
Tél. : 01.48.78.03.61

Composants Audiophiles

- Condensateurs **BLACKGATE**, **ELNA**, **Styroflex** de précision, **MICA** argenté 1%
- Transformateur type "R" - **Selfs** audio **JANTZEN**



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 vinyl sur PC.

Le kit **COMPLET**
115D.6200 199,00 € TTC

Fil ARGENTÉ



- Fil de cuivre désoxygéné (OFC)
- Argenture électrolytique
- Epaisseur d'argent : 10 µm

Pour vos cablages

- Non isolé**
 - En Ø 0,6 - 1,0 - 1,5 et 2,0 mm
- À partir de **0,50 € TTC** le mètre
- Isolé TEFLON® (PTFE)**
 - Isolation : 600V
 - En Ø 0,6 - 1,0 et 1,5 mm
- À partir de **1,00 € TTC** le mètre

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...

Le kit **COMPLET** (avec boîtiers non percés)
115D.4000 160,00 € TTC

Kit Symétriseur de Ligne

- Sortie 600 Ω sur XLR Neutrik
- Alimentations séparées

Le kit **COMPLET** (avec boîtiers non percés) 115D.1950-1 149,00 € TTC

Kit Désymétriseur de Ligne

- Sorties sur prises RCA argentées
- Alimentations séparées

Le kit **COMPLET** (avec boîtiers non percés) 115D.1950-2 149,00 € TTC



ProFet

Notre **NOUVEL** amplificateur **AUDIOPHILE**

Nouveau



- Transparence et neutralité hors du commun
- Conception simple et intelligente
- Qualité de fabrication et fiabilité exceptionnelles
- 2 versions : 2 x 15 W stéréo et Bloc mono 60 W
- Entrée symétrique ou asymétrique

Le kit **COMPLET** Version **Bloc MONO** Bridgé 60W
115D.7480-M 660,00 € TTC

Le kit **COMPLET** Version **STÉRÉO** 2x15W
115D.7480-S 660,00 € TTC



Nouvelle adresse : B.P 10050 59891 LILLE Cedex 9

Tél. 0 328 550 328 - Fax : 0 328 550 329

www.selectronic.fr



Catalogue Général 2005

Envoi contre 10 timbres-poste au tarif "lettre" en vigueur.

NOS MAGASINS :

PARIS : 11 Place de la Nation
75011 (Métro Nation)
Tél. 01.55.25.88.00
Fax : 01.55.25.88.01

LILLE (Ronchin) : ZAC de l'Orée du Golf
16, rue Jules Verne 59790 RONCHIN



Led

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

Ont collaboré à ce numéro :

Rinaldo Bassi
André Cochetoux
Bernard Duval
Jérôme Gest
Jean-Louis Vandersleyen

Abonnements :

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

Publicité :

Bernard Duval

Réalisation :

Transocéanic SAS

Dessinateur :

Pascal Mercier

Impression :

Berger Levraut - Toul

Imprimé en France

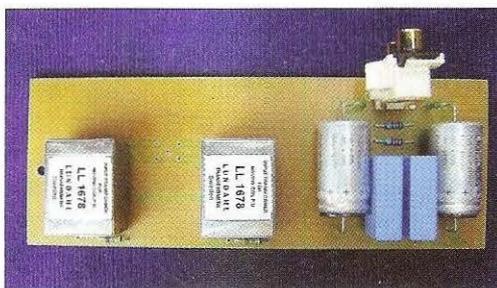
4

L'ÉLECTRONIQUE À TUBES LES ALIMENTATIONS - LE FILTRAGE (COURS N° 15)

Tout au long de notre dernière causerie, nous nous sommes étendus longuement sur le filtrage par simple condensateur, appelé aussi condensateur « réservoir ». Ce type de filtrage est quasi universellement adopté aujourd'hui par la majorité des constructeurs malgré ses défauts et ce grâce à l'utilisation de diodes à semi-conducteurs pouvant supporter des courants transitoires de surcharges de plusieurs ampères. Ce qui n'était pas le cas des braves valves de redressement utilisées en « paléo-électronique », jusque dans les années soixante... Et pourtant !

18

PRÉAMPLI RIAA AU-DESSUS DE TOUT SOUPÇON (2^e PARTIE)



La suite de ce préamplificateur RIAA est consacrée aux cartes interfaces d'entrées qui adaptent celles-ci, suivant les besoins des lecteurs, pour l'utilisation de cellules à aimant mobile (MM-Moving Magnet) ou à bobine mobile (MC-Moving Coil). L'article se termine par une série de mesures qui montrent l'exceptionnelle qualité de cette réalisation.

28

PETITES ANNONCES GRATUITES

30

LES CONDENSATEURS EN AUDIO

Mon esprit cartésien est longtemps resté emprunt de scepticisme sur le sujet. En effet, j'ai longtemps cru qu'un condensateur n'était qu'un condensateur, ni plus ni moins. Les dires des gourous et la lecture de catalogues où étaient référencés des modèles à quelque deux cents euros la centaine de nanofarads ne faisait que renforcer ma méfiance et me laissait penser que les seules différences existantes ne pouvaient être que des écarts de prix...

42

PRÉAMPLI MU-FOLLOWER À ECF82



Pour compléter les propos de Monsieur Gest sur les condensateurs en audio, nous vous proposons la réalisation d'un préamplificateur se calquant sur la figure 9 de son article. La triode supérieure est remplacée par une pentode utilisée en pseudo triode du fait que nous avons relié la grille « écran » à l'anode. Nous sommes donc bien dans la même configuration de schéma.

46

AMPLIFICATEUR STÉRÉO 2 x 10 Weff À TÉTRODES 6005

Cet amplificateur peut être utilisé soit comme ampli stéréo dans un ensemble Haute Fidélité Classique, soit comme ampli deux voies de l'ensemble Home Cinéma. Dans ce dernier cas, il faudra prévoir trois amplis de ce type pour une version 5.1 à six voies, ou quatre amplis pour une version huit voies 7.1.

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.

DE LA THÉORIE À LA PRATIQUE LES ALIMENTATIONS FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

Tout au long de notre dernière causerie, nous nous sommes étendus longuement sur le filtrage par simple condensateur, appelé aussi condensateur « réservoir ». Ce type de filtrage est quasi universellement adopté aujourd'hui par la majorité des constructeurs malgré ses défauts et ce grâce à l'utilisation de diodes à semi-conducteurs pouvant supporter des courants transitoires de surcharges de plusieurs ampères. Ce qui n'était pas le cas des braves valves de redressement utilisées en « paléo-électronique », jusque dans les années soixante... Et pourtant !

En audio, l'utilisation de l'énorme batterie de condensateurs utilisée telle quelle, placée juste après les redresseurs, est une sacrée source de pollution sonore (voir *Led* n°187). Il est cependant un cas où l'on ne peut pas s'en passer, c'est celui où les courants consommés par les circuits sont très importants. C'est le cas, entre autres, des amplificateurs de puissance à transistors où les courants atteignent plusieurs ampères, soit en consommation continue dans le cas de la classe A, soit sous forme d'appels de courant en classe B ou AB (nous étudierons les classes de fonctionnement ultérieurement).

Pour vous donner un ordre de grandeur, l'étage de puissance d'un amplificateur à transistors de 200 watts va demander à l'alimentation un courant (sans compter les pertes inévitables) de l'ordre de 5 ampères ! Or, si vous vous reportez à notre précédent cours, vous vous souviendrez que la tension d'ondulation est :

$$V_{cc} \text{ ondulation} = \frac{I \text{ ch}}{f.C}$$

V_{cc} : tension crête à crête en volts

f : fréquence d'ondulation (Hz)

C : en farads (F)

I : en ampères (A).

Cette tension de ronflement est indépendante de la tension continue redressée.

Si vous utilisez la formule **rigoureusement exacte** de l'ondulation en estimant que vous désirez obtenir une tension V_{cc} maximale de, par exemple, 0,5 % (ce qui est courant dans des amplificateurs à semi-conducteurs puissants), soit en partant d'une tension d'alimentation de l'ordre de 60 volts, la valeur de V_{cc} serait de 0,3 volt (fréquence d'ondulation : 100 Hz).

En utilisant la formule précédente, on obtiendrait une capacité de :

$$C = \frac{I \text{ ch}}{V_{cc} \times 100} = \frac{5}{0,3 \times 100} =$$

0,166666 farad, soit 166 666 μ F !

Ce qui est une valeur énorme et difficilement réaliste bien que certains kamikazes aient construit des amplis avec des batteries de condensateurs de l'ordre de 1 farad ! Ce qui ne sert rigoureusement à rien en terme de « filtrage » et reste fort contestable en terme « d'énergie », la courbe enveloppe du signal audio (*Led* n°185) risquant d'être terriblement affectée, même si le transformateur d'alimen-

L'ALIMENTATION EN AUDIO

tation présente une très faible résistance interne... Faites le calcul ! (par exemple, résistance du transfo : 1 Ω).

$$\tau = 1 \Omega \times 1 F = 1 \text{ seconde !}$$

Sur des amplificateurs aptes à délivrer 200 à 300 watts, on trouve couramment des capacités « réservoir » de l'ordre de 30 000 à 60 000 μF. Et pourtant, ils ne « ronflent » pas... Pourquoi ?

MÉTHODE DE CALCUL APPROCHÉE DE LA VALEUR DE « C »

L'utilisation de la formule :

$$v_{\text{cc ondulation}} = \frac{I_{\text{ch}}}{f \cdot C}$$

bien qu'absolument exacte, donne des valeurs de capacité parfois très importantes lorsqu'il s'agit de forts courants. On s'est donc ingénié à trouver une méthode de calcul plus simple, bien qu'approximative.

Pour vous entraîner, vous allez réaliser le petit montage de la **figure 1**.

Vous utiliserez un transformateur, par exemple, apte à délivrer une tension alternative de 300 volts. Pourquoi 300 volts ? Tout simplement pour vous habituer à manipuler des tensions élevées (car on parle « tubes » !) avec précaution et prudence...

Nous allons réaliser un redressement simple alternance (pour la simplicité). Les conclusions que nous tirerons de cette expérience seront extrapolables en double alternances, comme nous le verrons plus loin.

Nous nous proposons de mesurer la **valeur efficace** de l'ondulation résiduelle après filtrage à l'aide d'un simple voltmètre alternatif connecté aux bornes de la charge constante de 5 kΩ.

Le condensateur de 10 μF (attention à la polarité et à sa tension d'isolement : 450 volts) bloquera la tension continue et ne laissera passer que la composante alternative résiduelle (donc la tension d'**ondulation efficace**) vers le voltmètre. Si vous connectez un oscilloscope aux

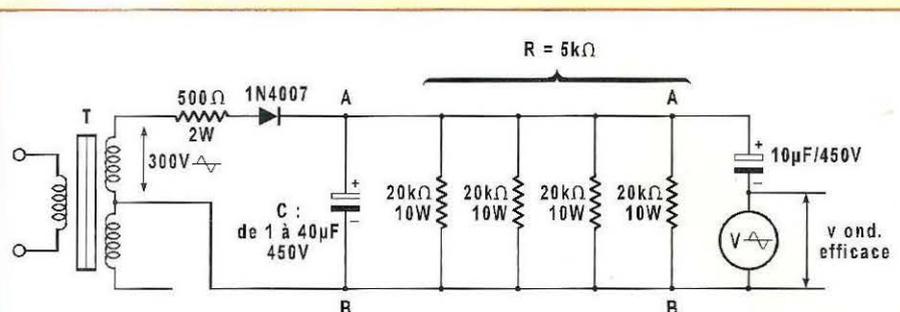


Figure 1 : A chaque mesure, on connectera un condensateur différent entre A et B. Le transformateur T sera un modèle standard de 2 x 300 V - 150mA dont on n'utilisera qu'une moitié de l'enroulement secondaire. On pourra connecter un oscilloscope entre A et B afin d'observer la tension d'ondulation crête à crête (voir texte)

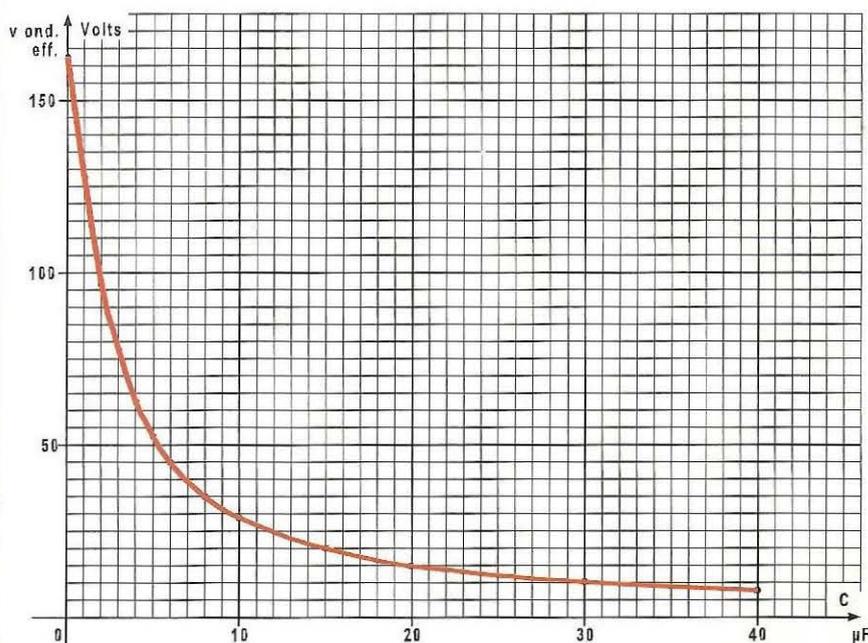


Figure 2 : Courbe v ondulation efficace en fonction de la valeur du condensateur de filtrage C à courant constant dans la charge. Au-delà d'une certaine valeur de la capacité, l'ondulation diminue de plus en plus lentement.

bornes de R en sus du voltmètre, vous mesurerez la tension V_{cc} d'ondulation crête à crête.

Munissez-vous d'une série de condensateurs de 1 μF à 40 μF, par exemple **isolés à 450 volts**, car la tension redressée serait de :

$$U_c = V_{\sim} \times \sqrt{2} = 300 \times 1,414 = 424 V$$

s'il n'y avait pas de débit (à vide). Le jeu consiste à connecter aux bornes de R (entre A et B), chaque condensateur

(avec des pinces crocodiles **isolées**).

N'oubliez pas de décharger chaque condensateur à travers une résistance de 1000 Ω après chaque mesure, vous risquez sans cela une mauvaise surprise en touchant leurs bornes nues avec vos doigts !

La résistance de 5 000 Ω sera constituée de quatre résistances de **20 kΩ/10 W**, montées en parallèle (la puissance totale dissipée sera de 36 watts pour un courant de 85 mA - $P(W) = R(\Omega) \cdot I^2(A)$).

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

C (µF)	0	1	2	3	4	5	6	8	10	15	20	30	40
U ond efficace	162	127	96	77	61,5	52	46,5	35,5	28,2	19	14	9,5	6,9

Le résultat des mesures est mentionné ci-dessus.

Reportons ces mesures sur une feuille de papier millimétré. On obtient la jolie courbe de la **figure 2**. C'est ce que l'on appelle une hyperbole équilatère (pas tout à fait, mais l'approximation est tolérable à partir de C = 10 µF).

Que constate-t-on ?

a) La valeur de $V_{ond\ efficace}$ diminue lorsqu'on augmente la capacité de filtrage. C'est évident, c'est le principe même du filtrage.

b) **Le plus important** : l'ondulation résiduelle diminue de plus en plus lentement, malgré la forte augmentation de la capacité de filtrage.

Examinez la courbe : elle descend très rapidement lorsqu'on passe de 0 à 5 µF

0 → $V_{ond} = 162\text{ V}$, 5 µF → $V_{ond} = 52\text{ V}$
soit une chute de 110 volts).

Si on se déplace plus loin sur la courbe, par exemple de 15 µF à 20 µF, correspondant à une augmentation de la capacité, ici aussi de 5 µF, la diminution de V_{ond} n'est plus que de 5 volts (de 19 V à 14 V).

Si on va encore plus loin sur la courbe, on constate que pour 40 µF, l'ondulation est encore de pratiquement 7 volts. Ce qui signifie que si on voulait descendre encore la valeur de V_{ond} , il faudrait une valeur de C absolument énorme.

En gros, on peut considérer, si on observe notre courbe, qu'à partir de C = 10 µF, le produit $V_{ond} \times C$ est sensiblement constant.

Pour 10 µF → $V_{ond} = 28,2\text{ V} \rightarrow 282$

20 µF → $V_{ond} = 14\text{ V} \rightarrow 280$

40 µF → $V_{ond} = 6,9\text{ V} \rightarrow 276$

Pour les mathématiciens, ceci est représentatif d'une hyperbole équilatère :

$$y = \frac{m}{x}$$

avec m défini

$$xy = x_0y_0$$

Pour vous qui n'êtes pas mathématicien, sachez que l'on a défini un coefficient moyen qui peut s'appliquer à la majorité des cas de figures lorsque l'on cherche à calculer le condensateur « réservoir » à mettre en tête de filtrage d'une alimentation redressée. Ce coefficient diffère en fonction des auteurs, car tout dépend de l'appréciation qui est faite lorsque l'on considère la courbe de la figure 2.

En clair, on attribue un coefficient moyen qui va satisfaire la valeur du condensateur au-delà de laquelle seule une augmentation **énorme** de ce dernier permettra une diminution **peu significative** de la tension d'ondulation.

En simple alternance (ce qui est le cas de notre expérience), on estime que la valeur **approximative** de la tension **efficace** de l'ondulation est de :

4,5 volts/milliampère/microfarad

Vérifions immédiatement cette affirmation.

Comme nous avons placé une résistance de 500 Ω en série dans le circuit afin de limiter les surcharges (figure 1), nous mesurons 310 volts en continu aux bornes de notre résistance de 5 kΩ après avoir placé un condensateur de 10 µF en filtrage, ce qui correspond à un courant de 62 mA ($I = U/R$).

Appliquons la formule précédente afin de calculer la valeur efficace de la tension d'ondulation.

$$V_{ond\ efficace} \cong 4,5 \times \frac{62}{10} = 27,9\text{ V}$$

Or, nous avons mesuré pour 10 µF une tension de 28,2 volts, ce qui est très proche.

Avec 40 µF

$$V_{ond\ efficace} \cong 4,5 \times \frac{62}{40} = 6,97\text{ V}$$

Nous avons mesuré 6,9 volts.

Attention, il s'agit de la valeur **efficace** de la tension d'ondulation et non de sa valeur **crête à crête**.

C'est pour cette raison qu'en simple alternance, la formule que vous devez appliquer pour obtenir la valeur approximative de la tension d'ondulation crête à crête est la suivante :

$$V_{cc} = 2\sqrt{2} \times 4,5 \times \frac{I_{ch}}{C} = 12,7 \times \frac{I_{ch}}{C}$$

Avec I en mA

C en µF

Halte là !, hurleront les mathématiciens ! Comment osez-vous assimiler l'horrible « sinuso - dent de scie » qui est la forme de la tension redressée en simple alternance (*Led n°187*) à une pure sinusoïde ! Tout simplement parce qu'on est au stade des **approximations** et qu'il y a une certaine logique derrière tout cela.

Comme dans nos électroniques, sauf cas particulier, nous n'utiliserons que le redressement double alternance, nous allons maintenant considérer une tension d'ondulation d'une fréquence de 100 Hz. Reportez-vous à notre dernier cours (*Led n°187*, figure 6). Nous vous avons montré une photographie représentant le spectre d'une tension redressée à 100 Hz en coordonnées logarithmiques.

En **figure 3**, nous représentons le spectre de cette même tension en coordonnées linéaires. Que constate-t-on ? Le premier harmonique du secteur à 100 Hz (grand pic à gauche sur la photo) est suivi par un train d'harmoniques rapidement décroissants (échelle 50 Hz par carreau).

Pour les mathématiciens, il s'agit d'une analyse en série de Fourier qui se décompose de la façon suivante (rassurez-vous, vous n'aurez jamais à utiliser ce genre de formule !) :

$V = 0,636 V_{max} - 0,425 V_{max} \cos 2 \omega t + 0,085 V_{max} \cos 4 \omega t - 0,036 V_{max} \cos 6 \omega t$, etc.

Ce qui signifie, en clair, qu'une tension redressée en double alternance comporte :
- une composante continue (valeur moyenne) égale à 0,636 V_{max}

L'ALIMENTATION EN AUDIO

- une composante alternative au double de la fréquence du secteur d'une amplitude de $0,425 V_{max}$ (grand pic sur la photo), suivie d'un quatrième harmonique du secteur (200 Hz) d'amplitude $0,085 V_{max}$ (deuxième pic).

- un sixième harmonique du secteur (300 Hz) d'amplitude $0,036 V_{max}$ (troisième pic), etc.

En pratique, dans tous les calculs approximatifs (j'insiste !), on peut considérer, en ne tenant compte que de l'harmonique 2 (à 100 Hz : $0,425 V_{max} \cos 2 \omega t$), on obtiendra un résultat satisfaisant. Or, qui dit harmoniques d'un signal complexe suppose **somme de pures sinusoïdes**. D'où l'extrapolation qui consiste à considérer la tension d'ondulation comme une pure sinusoïde. C'est pour cette raison que l'on se permet de multiplier par $2,2$ la valeur efficace de la tension d'ondulation afin d'obtenir une valeur dite « crête à crête ».

Avec un redressement double alternance à 100 Hz, la valeur efficace de l'ondulation est de :

$$1,7 \text{ volt/milliampère/microfarad}$$

Certains auteurs indiquent 1,5 volt, d'autres 1,9 volt, au choix !

En partant de cette affirmation, pour avoir la valeur utile de cette ondulation il convient de calculer sa valeur crête à crête.

$$1,7 \times 2,2 = 4,80$$

On va donc pouvoir calculer la valeur **approximative** de la tension d'ondulation crête à crête de la façon suivante :

$$V_{\text{ond cc}} \approx 4,8 \times \frac{I \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}}$$

D'où, si on veut calculer C en μF pour un courant donné en fonction de la tension d'ondulation maximale crête à crête tolérée :

$$C \text{ (}\mu\text{F)} \approx 4,8 \times \frac{I \text{ (mA)}}{V_{\text{ond cc}}}$$

Attention, je le dis et le répète : cette formule est approximative, elle vous servira dans le cas de forts courants.

La seule formule exacte et véritable est :

$$V_{\text{ond cc}} = \frac{I \text{ ch}}{f \cdot C}$$

Or, se traîner des ampères et des farads est fort peu pratique. Pour faciliter vos calculs avec la formule **vraie**, en ramenant les unités en milliampères et microfarads, on obtient pour une fréquence d'ondulation de 100 Hertz :

$$V_{\text{ond cc}} = 10 \times \frac{I \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}}$$

D'où

$$C \text{ (}\mu\text{F)} = \frac{10 \times I \text{ (mA)}}{V_{\text{ond cc}}}$$

QUE FAIRE EN PRATIQUE ?

En pratique, on utilisera les deux formules pour le calcul de C, sans jamais descendre **au-dessous** du coefficient 4,8 ni dépasser le coefficient 10, ce qui ne servirait strictement à rien.

Juste un mot pour l'instant concernant les tensions nécessaires aux autres circuits de notre électronique.

Nous verrons plus loin comment les alimenter en partant de l'alimentation principale.

Dans le cas d'amplificateurs à grosses puissances, cela est difficile. Dans certains cas, le transformateur d'alimentation comporte plusieurs enroulements secondaires, les tensions annexes sont alors redressées et filtrées classiquement ou bien stabilisées, ce que nous étudierons plus tard. Dans le cas de petites et moyennes puissances, on utilisera une chaîne de filtrage à résistances et capacités, ce que nous allons étudier dès maintenant.

LE FILTRAGE PAR RÉSISTANCES ET CAPACITÉS

Maintenant, abandonnons les transistors et les amplificateurs consommant plusieurs ampères (sous de faibles tensions !) et revenons à nos honnêtes électroniques à tubes qui consomment

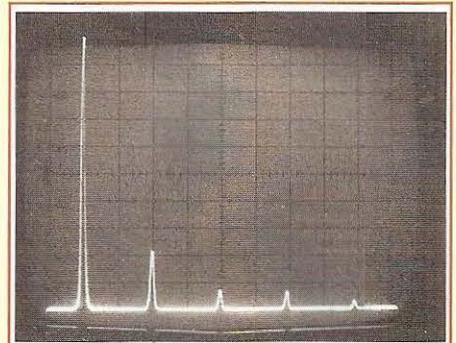


Figure 3 : Spectre harmonique en échelle linéaire d'une tension redressée à 100 Hz (double alternances). Echelle 50 Hz par carreau. Dès l'harmonique 4 (200 Hz, 2^e pic), la valeur de crête de la tension n'est plus que de 0,085 fois la tension de crête de la tension alternative à 50 Hz, alors que l'harmonique 2 (100 Hz, 1^{er} pic) est de 0,425 fois la tension de crête, ce qui est très important; C'est contre cet harmonique de 100 Hz que l'on va lutter avec le filtrage.

des milliampères sous de hautes tensions.

Imaginons un amplificateur, modeste push-pull de 30 watts, dont la consommation serait d'environ 100 milliampères sous 445 volts (ne soyez pas étonnés par les tensions et les courants, vous comprendrez plus tard !).

Nous désirons une tension d'ondulation sur les tubes de puissance de l'ordre de 0,5 %, soit 2,25 volts. Les étages d'entrée seront alimentés sous 345 volts pour lesquels on ne tolérera pas plus de 0,01 %, soit 0,03 V d'ondulation... Tout un programme !

Or, nous avons décidé de travailler à l'ancienne, histoire de retrouver le « fruité du médium » si cher à une certaine presse spécialisée. Dans ce dessein, nous avons acheté à prix d'or une bonne vieille valve : une « 5U4 ».

Calculons la valeur du condensateur « réservoir » afin d'obtenir nos 0,5 % de tension d'ondulation... car nous détestons les ronflements !

En utilisant la formule de calcul vraie :

$$C \text{ (}\mu\text{F)} = \frac{10 \times I \text{ (mA)}}{V_{\text{ond}}}$$

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

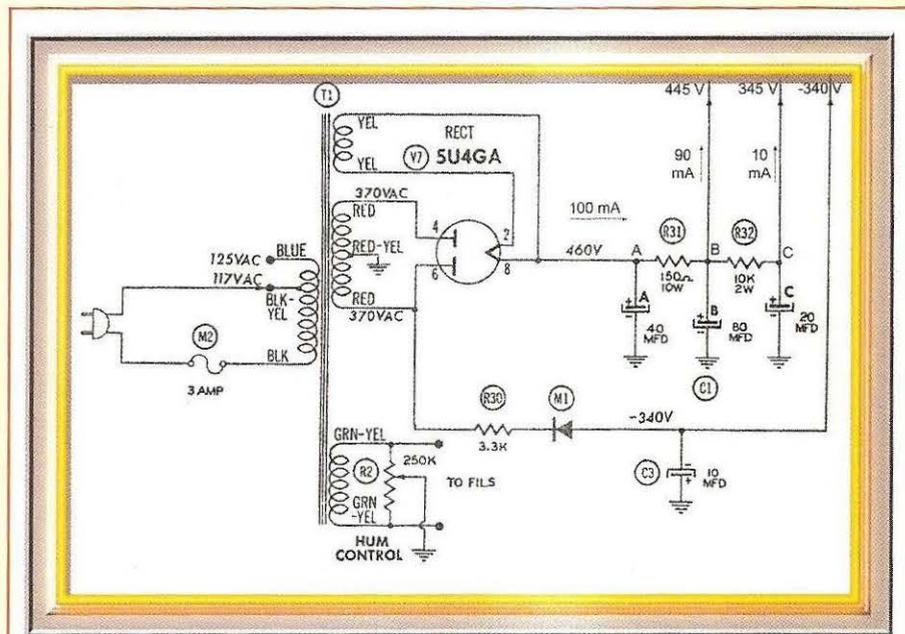


Figure 4 : Alimentation de l'amplificateur Mc Intosh MC30

Il vient :

$$C (\mu F) = \frac{10 \times 100}{2,25} = 444 \mu F$$

Aïe ! Impossible, notre pauvre 5U4 ne supportera pas ce traitement, elle rendra l'âme en quelques heures... si nous avons de la chance ! Que faire ? Le constructeur nous précisant que la valeur maximale du condensateur « réservoir » ne doit pas excéder 75 μF , essayons la formule de calcul approchée :

$$C (\mu F) \approx \frac{4,8 \times I (mA)}{V_{ond}}$$

Il vient :

$$C (\mu F) \approx \frac{4,8 \times 100}{2,25} = 213 \mu F !$$

C'est encore trop !

Je vous rassure tout de suite : la solution existe et cela fonctionne très bien car l'amplificateur dont je vous parle est le célèbre MC30 de Mc Intosh dont nous reproduisons le schéma original de l'alimentation en **figure 4**.

Qu'observe-t-on sur cette alimentation ?

a) Le redressement de la haute tension

réalisé par la 5U4 est à double alternance (Led n°185)

b) Accessoirement, une diode M1 **inversee** fournit la tension négative nécessaire au circuit et la polarisation des tubes de puissance.

c) Dans la H.T. : un premier condensateur réservoir de relativement petite valeur (40 μF), aux bornes duquel on mesure une tension continue de 460 volts, suivi par une résistance de 150 Ω (10 watts) et un condensateur de 80 μF , aux bornes duquel on mesure une tension continue de 445 volts qui alimentera l'étage de puissance (2 x 6L6) ; une résistance de 10 k Ω et un condensateur de 20 μF pour alimenter les étages préamplificateurs et inverseurs de phase... Et c'est tout !...

Vous devez faire erreur, me dites-vous ! Eh bien, pas du tout et nous allons vous expliquer tout cela.

Tout d'abord le condensateur « réservoir » de 40 μF , ridiculement petit par rapport aux 444 μF (coeff. 10) ou 213 μF (coef. 4,8) que nous avons calculé précédemment.

Calculons la tension d'ondulation au point A (figure 4).

Avec la formule vraie, elle est de :

$$V_{ond cc} = \frac{10 \times 100}{40} = 25 V$$

Ce qui est énorme et représente un pourcentage de

$$\eta = \frac{V_{ond cc}}{U} = \frac{25}{460} \times 100 = 5,43 \%$$

Avec la formule approchée, on obtiendrait (faites le calcul) :

$$V_{ond cc} \approx 12 V \text{ et } \eta \approx 2,60 \%$$

Ce qui est encore trop, bien que le montage push-pull que nous étudierons plus tard ait la propriété, c'est l'un de ses avantages d'annuler la composante alternative de l'alimentation dans le transformateur de sortie. Quelque 5,43 %, voire 2,60 %, c'est excessif.

De 0,5 % à 1 % est, en général, la valeur tolérée par les amplificateurs.

Permettez-moi ici un aparté. Dans le cas des amplificateurs « mono tube » (triode ou tétrode), la composante alternative de filtrage ne s'annulant pas dans le transformateur de sortie, on ne peut guère tolérer plus de 0,05 % de tension d'ondulation résiduelle. Ce qui complique terriblement l'alimentation.

Revenons à notre push-pull, il nous faut trouver une solution.

Tout d'abord, calculons la résistance équivalente de charge correspondant à un courant de 100 mA sous 445 volts (au point A), en appliquant l'habituelle loi d'Ohm sans laquelle l'électronique n'existerait pas.

$$U (V) = R (\Omega) \times I (A)$$

$$d'où R (\Omega) = \frac{U (V)}{I (A)} = \frac{445}{0,100} = 4450 \Omega$$

Traçons le schéma équivalent correspondant aux deux premiers condensateurs de 40 μF et 80 μF sur la **figure 5a**.

Sur la **figure 5b**, nous avons représenté le schéma équivalent en courant continu. Les condensateurs ont disparu. En effet, ils forment un véritable barrage au courant continu. On dit que leur « réactance

L'ALIMENTATION EN AUDIO

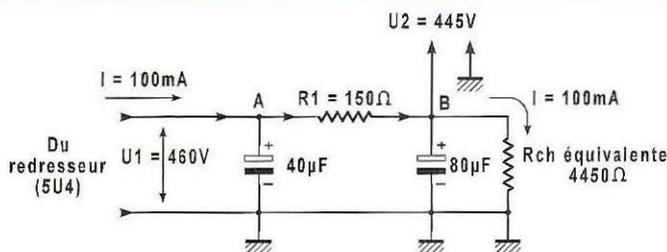


Figure 5a : Schéma équivalent. La tension de 445 volts est mesurée aux bornes de R ch

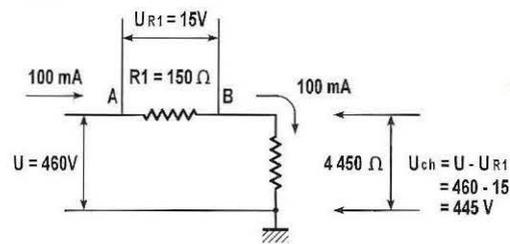


Figure 5b : Schéma équivalent en courant « continu ». Le condensateur de 80 μF est un véritable « barrage » au courant continu ($Z_c = \infty$)

Figure 5c : Diviseur de tension

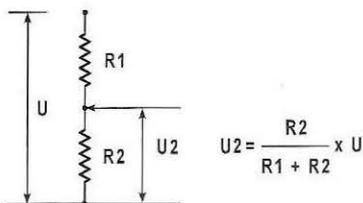


Figure 5d : Schéma équivalent en courant alternatif. Le condensateur de 80 μF est presque un court-circuit pour la composante alternative

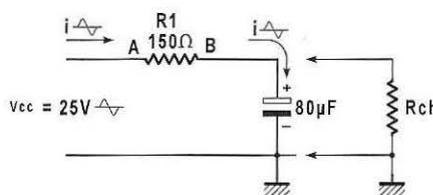
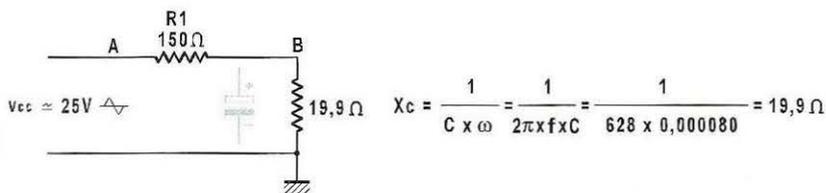


Figure 5e : La capacitance de C est de 19,9 Ω à la fréquence de 100 Hz. L'ensemble R1-Xc se comporte comme un diviseur de tension.



capacitive » ou capacitance à la fréquence « zéro » est infinie. Pour ceux qui l'auraient oublié, la formule de la capacitance d'un condensateur est la suivante :

$$X_c = \frac{1}{C \cdot \omega}$$

X_c en ohms (Ω)

C en farads (F)

$\omega = 2\pi \cdot f$

f = fréquence de la composante alternative en hertz (H)

On emploie souvent le terme « impédance » Z_c au lieu de « capacitance », ce qui est un non-sens.

Dans le cas d'une tension continue, f est bien évidemment égale à « zéro »

$$X_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{0} = \infty$$

On peut donc calculer les valeurs des tensions continues sans se préoccuper

de la tension d'ondulation résiduelle. Le calcul est extrêmement simple. Le courant de 100 mA, qui traverse la résistance de 150 Ω, entraîne une chute de tension de :

$$U = R \cdot I = 150 \times 0,100 = 15 \text{ volts}$$

On trouvera donc aux bornes de la résistance équivalente de notre circuit, une tension de 460 volts, diminuée de la chute de tension dans R1, soit :

$$U_{ch} = 460 - 15 = 445 \text{ volts}$$

Nous avons réalisé ce que l'on appelle un **diviseur de tension**. C'est pour vous en faire comprendre le principe que j'ai tenu compte du courant traversant le circuit, mais il aurait été bien plus élégant d'appliquer la formule classique du diviseur de tension qui a l'avantage de ne pas faire intervenir le courant circulant dans le montage.

Si vous avez deux résistances en série (dans notre exemple, R1 et Rch), qu'on applique une tension U aux bornes de

ces deux résistances (ici 460 volts), pour calculer la tension aux bornes de Rch, il suffit d'appliquer la formule suivante :

$$U_{Rch} = \frac{R_{ch}}{R_{ch} + R_1} \times U = \frac{4450}{4450 + 150} \times 460 = 445 \text{ V}$$

La formule du diviseur de tension est fondamentale en électronique, nous l'avons reportée sur la **figure 5c**.

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times U$$

C'est cette formule qui nous permettra de calculer la tension d'ondulation résiduelle après avoir analysé le comportement en courant alternatif de notre montage.

Observez la **figure 5d** et oublions le courant continu.

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

Comme nous l'avons calculé précédemment aux bornes du condensateur « réservoir » de 40 μF , il nous reste un résidu de 25 volts à la fréquence de 100 Hz. Ce résidu, superposé au courant continu, va circuler à travers la résistance de 150 Ω et arriver au point B, c'est-à-dire au sommet du condensateur de 80 μF . Ce dernier, qui était un véritable barrage au courant continu, offrira, au contraire, une voie royale au courant alternatif qui sera ainsi dévié vers la masse sans atteindre Rch. Le point C va être choisi de façon à avoir une très faible « capacitance » à la fréquence de 100 Hz.

La capacitance à 100 Hz sera de :

$$X_c (\Omega) = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{628 \times 0,000080} = \frac{1}{628 \times 80 \cdot 10^{-6}} = 19,9$$

Cette capacitance de 19,9 Ω est négligeable devant la résistance de Rch : 4450 Ω . Pour le calcul qui va suivre, nous ne tiendrons compte que de la résistance de 150 Ω .

En **figure 5e**, nous avons représenté le **diviseur de tension alternative**, car cela en est un, formé par la résistance de 150 Ω et la capacitance de 19,9 Ω .

Nous allons donc, comme précédemment en courant continu, calculer la valeur de la tension alternative développée en B. Ce sera la **vraie** valeur de la tension d'ondulation résiduelle qui affectera notre tension continue de 445 volts. Pour satisfaire nos amis mathématiciens, normalement nous ne pouvons pas additionner telles quelles une réactance capacitive (condensateur) et une résistance parcourues par le même courant alternatif.

La formule du diviseur de tension est :

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times U \text{ deviendrait}$$

$$\sqrt{2} = \frac{X_c}{\sqrt{X_c^2 + R_1^2}} \times V_{cc}$$

Cette formule est on ne peut plus ennuyeuse à calculer.

Or, que constate-t-on dans notre cas ?

$$\sqrt{X_c^2 + R_1^2} = \sqrt{19,9^2 + 150^2} = 151,31 \Omega$$

Soit une valeur très peu différente de 150.

On peut donc écrire que la valeur résiduelle de V_{cc} est de :

$$V_{cc} \text{ résiduelle} \approx \frac{X_c}{R_1} \times V_{cc} \approx \frac{19,9}{150} \times 25 \approx 3,31 \text{ V}$$

La condition à respecter, dans le cas d'un filtrage par résistance et capacité, est que **la résistance utilisée doit avoir une valeur de l'ordre de dix fois la capacitance du condensateur à la fréquence de l'ondulation**.

Patatras ! Ce n'est pas le cas ici ! Mais si, voyons ! Le problème est l'Atlantique ! Eh oui, notre Mc Intosh est né aux Etats-Unis et là-bas, le secteur est à 60 Hz, la fréquence de l'ondulation en double alternance est de 120 Hz.

Dans ce cas, la capacitance de notre condensateur est à 120 Hz de :

$$X_c = \frac{1}{C \cdot \omega} = \frac{1}{6,28 \times 120 \times 80 \cdot 10^{-6}} = 16,58 \Omega$$

Soit pratiquement 1/10^e de 150 Ω .

Utilisé aux USA, la tension d'ondulation aux bornes du condensateur de 40 μF sera à 120 Hz de :

$$V_{cc} = \frac{I_{ch}}{f \cdot C} = \frac{0,100}{120 \times 40 \cdot 10^{-6}} = 20,83 \text{ V}$$

Après le filtre RC, elle devient à 120 Hz de :

$$V_{cc} \text{ résiduelle} \approx \frac{16,58}{150} \times 20,83 = 2,30 \text{ V}$$

Ce qui représente :

$$\eta = \frac{V_{ond}}{U} \times 100 = \frac{2,30}{445} \times 100 = 0,51 \%$$

Tel était le taux recherché.

Pour nous autres Européens, le taux sera, bien entendu, plus important à 100 Hz :

$$\eta = \frac{V_{ond}}{U} \times 100 = \frac{3,31}{445} \times 100 = 0,74 \%$$

Ce qui reste plus qu'acceptable et croyez-moi un MC30, cela ne ronfle pas ! Si je me suis appesanti sur tous ces calculs, somme toute très simples, c'est pour vous habituer à manier sans crainte des notions élémentaires qui vous rendront d'énormes services et vous éviteront bien des déboires.

À propos, pourquoi avoir limité la valeur des capacités à 40 μF et 80 μF ... Tout simplement pour respecter cette fichue courbe enveloppe du signal audio (*Led* n°185).

Nous avons mesuré la résistance équivalente du transformateur d'alimentation du MC30 et de la valve 5U4. On obtient une résistance totale de 215 Ω .

La constante de temps à l'entrée du filtre s'établit à :

$$\tau = R \cdot C = 215 \times 0,000040 = 8,6 \text{ millisecondes}$$

Après le filtre RC, la constante de temps s'établit à :

$$\tau = R \cdot C = 150 \times 0,000080 = 12 \text{ millisecondes}$$

On est donc très proche du gabarit idéal.

La règle impérative, dans le cas de **filtres RC**, est la suivante pour l'**audio** :

Les constantes de temps doivent être croissantes de l'entrée vers la sortie de la série de filtres.

Ce qui est logique car, dans le cas d'une forte impulsion, l'attaque d'un piano, par exemple, le condensateur C1 doit se recharger plus vite que le condensateur C2 afin de pouvoir fournir toute l'énergie à ce dernier à l'arrivée de la seconde impulsion.

Et pour le reste du circuit alimenté par une seconde cellule RC de 10 k Ω et 20 μF , quelle sera la tension d'ondulation résiduelle ? Il est, bien évidemment, exclu de tolérer 0,5 % d'ondulation sur des étages préamplificateurs.

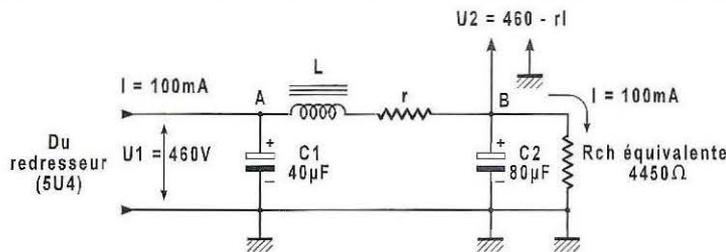


Figure 6 : Filtrage en « Π ». On a remplacé la résistance de 150 Ω par une inductance de filtrage, appelée communément « self ». Cette inductance bobinée sur un noyau de fer présente une impédance élevée à la valeur résiduelle de la composante alternative après filtrage par C1 et une faible résistance au courant continu uniquement limité par sa résistance interne (résistance de l'enroulement).

1) Calculons la capacitance du condensateur de 20 μF à 100 Hz :

$$X_c = \frac{1}{C \cdot \omega} = \frac{1}{628 \times 0,000020} = 79,6 \Omega$$

2) Quelle est la valeur de V_{CC} au point B ? Nous l'avons calculée, elle est de 3,31 volts à 100 Hz.

3) Valeur de V_{CC} en C :

$$\frac{79,6}{10\,000} \times 3,31 = 0,026 \text{ V}$$

4) Pourcentage d'ondulation pour une tension de 345 volts :

$$\eta = \frac{V_{CC \text{ ond}}}{U} \times 100 = 0,0075 \%$$

Autant dire une ondulation négligeable. Et la constante de temps, me direz-vous ? A cet endroit elle est de :

$$\tau = 10\,000 \times 20 \cdot 10^{-6} = 200 \text{ millisecondes}$$

C'est très important, vous avez raison, mais à cet endroit du circuit, il n'y a pratiquement pas d'appels de courant (+/-1,5 mA), le condensateur de 20 μF va se comporter comme une batterie et la résistance de 10 k Ω l'isolera, en quelque sorte, du circuit principal d'alimentation. C'est ce que l'on appelle un condensateur « tampon ».

Pour que le système fonctionne correctement en dehors du fait que les appels de courant ne doivent pas excéder 10 à 15 % du courant débité, le courant en amont (ici au point B) doit être égal à au moins dix fois le courant aval (au point C).

Car la tension en amont varie dans des proportions non négligeables en grande partie à cause de la résistance de 150 Ω . C'est le défaut majeur du filtrage par résistances et capacités. On ne l'emploiera donc que dans le cas de consommations faibles (maximum 100 à 150 mA).

Au-delà, le problème posé revient à ramener la résistance de 150 Ω à une valeur négligeable devant la consommation en courant continu et très élevée devant la composante alternative. Le composant qui permet la quadrature du cercle existe... Cela s'appelle une « inductance ». On l'utilise en lieu et place de la résistance de 150 Ω .

Sur notre schéma, l'ensemble « C1 + self + C2 » sera dénommé un filtre en « Π » (figure 6).

LE FILTRE EN Π À CAPACITÉ EN TÊTE (figure 6)

Qu'est-ce qu'une inductance de filtrage, appelée aussi, en bon français, « self de filtrage » ? C'est un enroulement de fil de cuivre, bobiné sur un noyau de fer... comme un transformateur, mais avec un simple enroulement.

La propriété principale d'une inductance est de s'opposer aux variations du courant qui la traverse, tant dans un sens que dans l'autre. En clair, la « self » va s'opposer aux augmentations du courant qu'on lui fournit et continuer à fournir du

courant au circuit si on diminue le courant fourni. C'est idéal pour le filtrage de la composante alternative résiduelle que l'on trouve aux bornes de C1 (figure 6).

La « réactance inductive » ou « réactance », donc la résistance apparente en courant alternatif, sera égale au produit de son inductance en Henry par la pulsation de la fréquence à filtrer. Ce qui s'écrit :

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

Avec X_L en ohms (Ω)

f en hertz (Hz)

L en henry (H)

Amusons-nous à calculer la valeur de la self en henry, si nous voulions remplacer la résistance de 150 Ω dans le schéma Mc Intosh MC30 (figures 4 et 5a) afin d'obtenir les mêmes performances de filtrage (0,5 à 1 % au point B)

$$\text{De } X_L = 2\pi \cdot f \cdot L \text{ on tire } L = \frac{X_L}{2\pi \cdot f}$$

La fréquence f est de 100 Hz, d'où :

$$L = \frac{150}{2\pi \cdot 100} = \frac{150}{628} = 0,24 \text{ H}$$

Magnifique me dites-vous, une self de 0,24 henry sera de petite taille et comportera peu de tours de fil, donc une résistance interne négligeable. Les chutes de tension seront, elles aussi, négligeables quels que soient les appels de courant...

Stop, **pas d'emballement**... En ce qui concerne le filtrage de la fréquence de 100 Hz, tout cela est vrai. Si vous aviez à alimenter **sous courant constant** votre circuit, cela serait très bien. Mais, nous, nous « faisons de l'audio » et là cela change tout car l'alimentation est en permanence sollicitée par des appels de courant qui suivent exactement le signal audio (sauf dans certains cas particuliers).

Or, comme nous vous l'avons signalé, une self va s'opposer à une baisse de tension brutale aux bornes du condensateur « tampon » de 80 μF , ce qui se passe exactement lorsque l'ampli est sollicité

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

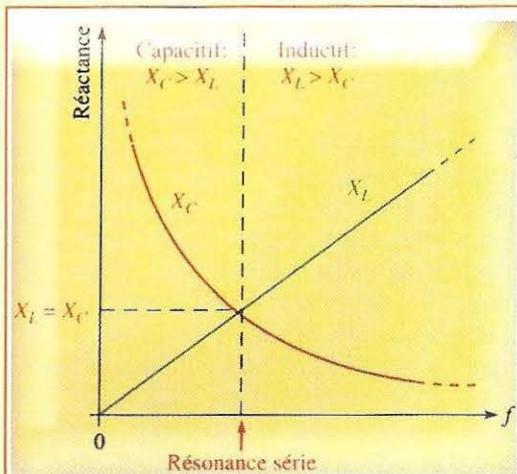


Figure 7 : A la fréquence de résonance
 $X_L (\Omega) = X_C (\Omega)$, soit $2\pi \cdot f \cdot L = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$

par une impulsion (attaque de piano, par exemple).

Si on désire maintenir une tension suffisante aux bornes du condensateur, il faut considérer la self comme étant un générateur à **tension constante**, donc de **très grande impédance** à la fréquence la plus basse à transmettre.

C'est un des points les plus délicats à comprendre. Lorsqu'on utilise une self dans un filtrage en « Π », il faut bien séparer les deux fonctions de ce composant :

- a) Son effet sur le filtrage
- b) Son effet sur la réponse en fréquence de l'alimentation

Quelles sont les valeurs des réactances inductive et capacitive de la self et du condensateur « tampon » ?

Pour la self :

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

Pour le condensateur :

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

Que constate-t-on ?

Lorsque la fréquence f augmente, la réactance de la self s'accroît, alors que la capacitance du condensateur diminue.

On démontre que lorsque :

$$X_L = X_C \text{ soit } 2\pi \cdot f \cdot L = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

On atteint la fréquence dite « de résonance » du circuit L/C (figure 7).

Ce qui se traduira par de très fortes perturbations dans la transmission des fréquences basses de l'amplificateur (figure 7).

En pratique, on va dimensionner la self non seulement en terme de « filtrage », mais aussi en terme de bande passante de l'alimentation grâce à un calcul simple en s'imposant la fréquence **basse inférieure** souhaitable pour l'ampli.

En partant de la résonance série du circuit LC à la fréquence de résonance

$$X_L = X_C$$

Il vient

$$2\pi \cdot f \cdot r \cdot L = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot r \cdot C}$$

D'où en connaissant C (F)

$$L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f \cdot r^2 \cdot C} = \frac{1}{39,43 \cdot f \cdot r^2 \cdot C}$$

Ou en connaissant L(H)

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f \cdot r^2 \cdot L} = \frac{1}{39,43 \cdot f \cdot r^2 \cdot L}$$

Si vous connaissez L et C, la fréquence de résonance sera :

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}}$$

Dans toutes ces formules :

L en henry (H)

C en farad (F)

f_r en hertz (Hz)

Attention aux unités !

Pour en revenir au célèbre Mc Intosh MC30, si nous devons remplacer la résistance de 150 Ω par une self en fixant une fréquence basse de 10 hertz (c'est la norme !) pour la fréquence de résonance avec un condensateur « tampon » de 80 μF .

$$L = \frac{1}{39,43 \cdot f \cdot r^2 \cdot C} = \frac{1}{39,43 \times 10^2 \times 80 \cdot 10^{-6}} = 3,17 \text{ henry}$$

La valeur de cette self étant bien plus importante que celle de 0,24 henry que nous avons calculée précédemment pour 0,5 à 1 % de valeur résiduelle de la tension redressée, calculons la valeur de cette tension résiduelle avec 3,17 henry :

1) Réactance X_L de la self à 100 Hz

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L = 6,28 \times 100 \times 3,17 = 1990,76 \Omega$$

2) Capacitance X_C du condensateur de 80 μF à 100 Hz

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{6,28 \times 100 \times 80 \cdot 10^{-6}} = 19,9 \Omega$$

Comme vous pouvez le constater, la réactance X_L est environ égale à cent fois X_C .

À 100 Hz, la self et le condensateur constituent un diviseur de tension.

L'ondulation résiduelle au condensateur de tête est identique, soit 25 V.

3) Valeur résiduelle de la tension d'ondulation

$$V_{cc} = \frac{X_C}{X_L} \times 25 = \frac{19,9}{1990,76} \approx 0,01 \text{ V}$$

La résistance ohmique de la self de 3,17 henry étant de 20 Ω

4) Chute de tension dans L

($I = 100 \text{ mA}$)

$$U = R \cdot I = 20 \times 0,100 = 2 \text{ V}$$

La tension en B est de 460 V - 2 V = 458 V

5) Pourcentage d'ondulation au point B

$$\eta = \frac{V_{cc \text{ ond}}}{458} \times 100 = \frac{0,01}{458} \times 100 = 0,002 \%$$

Autant dire une ondulation quasi inexistante, d'où l'avantage de la self.

Et la constante de temps dans tout cela ?

Comme on considère la self au-delà de

la fréquence de résonance comme une source de **tension constante**, seule sa résistance ohmique intervient dans le calcul de la constante de temps, soit :

$$\tau = R.C = 20 \times 80.10^{-6} = 1,6 \text{ milliseconde.}$$

Devant des résultats aussi remarquables, pourquoi le filtre en Π est-il si peu utilisé ? Essentiellement pour des problèmes de coût et de poids.

Il est évident que le filtrage par résistance et capacité est, à ce titre, imbattable. On le préférera donc pour des électroniques à tubes dont la consommation de courant n'excède pas 100 à 150 mA. De plus, le circuit en Π a le défaut de tous les circuits de redressement à condensateur en tête : surcharge du transformateur d'alimentation et des redresseurs, les courants transitoires de surcharge étant bien supérieurs aux courants consommés par le circuit.

En contrepartie, avec un filtrage en Π , on peut réduire la valeur du condensateur « réservoir » et augmenter la valeur de la self afin d'augmenter l'angle de conduction des diodes (Led n°187). En cas d'appels de forts courants, la tension au point B (figure 6) varie tout de même dans des proportions, certes nettement inférieures au circuit RC, mais relativement importantes tout de même.

Ce circuit sera utilisé pour des courants consommés de 150 mA à 400 mA.

Pour éviter des calculs fastidieux, la méthode approchée pour le calcul de la self dans un filtrage en Π est la suivante :

1) Calculer la valeur de l'ondulation résiduelle aux bornes du condensateur « réservoir » C1 (figure 6)

$$V_{cc1} = \frac{10.I \text{ (mA)}}{C \text{ (\mu F)}}$$

La valeur C1 étant définie afin de respecter la courbe enveloppe du signal audio (constante de temps $5 \text{ ms} < \tau < 10 \text{ ms}$)

2) Définir la valeur du condensateur « tampon » C2. En règle générale :

$$C2 = 2 \times C1$$

3) Calculer la capacitance du condensa-

Figure 8 : Dans un filtre en L, grâce à la self, il n'y a plus de courants transitoires de surcharge, ni dans le transformateur ni dans les redresseurs dont l'angle de conduction est de 180°. En contrepartie, la tension filtrée n'est plus que de $0,9.V_{eff}$

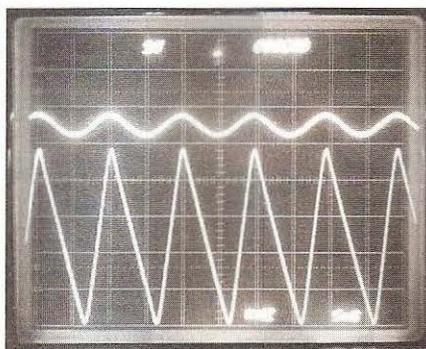
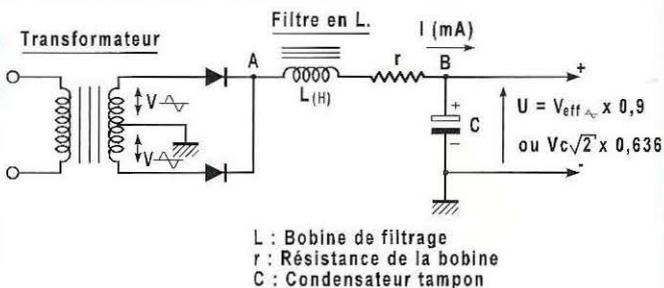


Figure 9a

**En haut : Filtrage avec self de 2 H et condensateur de 100 μ F. Aspect de la tension redressée et filtrée au point B de la figure 8 (débit : environ 180 mA). Cette ondulation est pratiquement une sinusoïde $v_{cc} = 0,6 \text{ V sinus}$.
En bas : Filtrage avec un condensateur « réservoir » en tête de 100 μ F (même courant). Ondulation en dent de scie de 5 V_{cc} .**

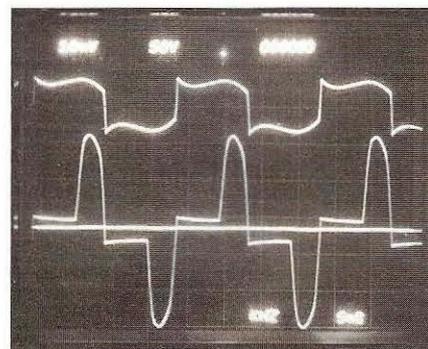


Figure 9b

**En haut : Filtrage avec self de 2 H en tête. Courant de 180 mA effectivement consommé par le circuit.
En bas : Filtrage avec condensateur de 100 μ F en tête. Courant consommé par le circuit de 180 mA et crêtes de courant dans le transformateur et les redresseurs de 425 mA.**

teur C2 à 100 Hz (en farad) :

$$X_{C2} = \frac{1}{C.\omega} = \frac{1}{628.C}$$

4) La valeur de la réactance de la self à 100 Hz est définie empiriquement de la façon suivante :

$$X_L = 100 . X_{C2}$$

5) Calculer L (à 100 Hz)

$$X_L (\Omega) = 2 \pi . f . L$$

D'où :

$$L \text{ (H)} = \frac{X_L}{2\pi.f} = \frac{X_L}{628}$$

C'est tout ! ... Au-delà de 400 mA de consommation, la régulation de la tension d'alimentation devient insuffisante.

Pour ces courants importants, seul le filtre avec inductance en tête est réellement efficace.

LE FILTRE EN « L » OU À INDUCTANCE EN TÊTE (figure 8)

Le plus grand défaut des filtres avec condensateur en tête est dû aux très importants courants transitoires de surcharge circulant dans les redresseurs et le transformateur. Les courants de surcharge, en dehors de leurs effets parfois destructeurs, sont une source de pollution sonore parfois difficile à éliminer (Led n°187).

Les oscillogrammes 9a et 9b parlent d'eux-mêmes.

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

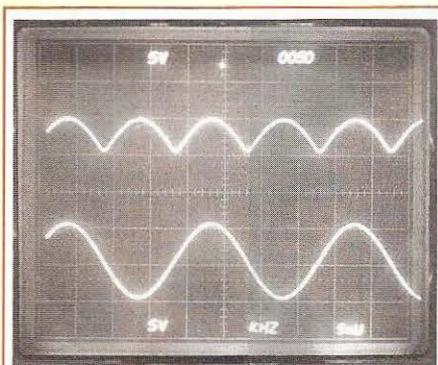


Figure 10 - En haut : Forme de la tension redressée à l'entrée de la self. C'est cette ondulation qui sera prise en compte pour le calcul de la self de filtrage.

Avec une self en tête, il n'y a plus de courants transitoires de surcharge, y compris à la mise sous tension de l'appareil. Cet avantage est primordial, il n'est plus nécessaire de sur-dimensionner le transformateur d'alimentation et les redresseurs.

Pour les redresseurs, ceci est particulièrement intéressant lorsque l'on utilise des valves.

Dans les circuits à condensateur en tête, les redresseurs et le transformateur fournissent de courtes impulsions à chaque demi-alternance afin de maintenir la charge du condensateur, ce dernier fournissant seul **tout** le courant au circuit durant le reste du cycle pendant que les redresseurs étaient bloqués.

À l'inverse, avec une self en tête, les redresseurs n'étant jamais bloqués, car ils conduisent alternativement pendant **toute la durée** de l'alternance, soit 180°, le courant consommé par le circuit est effectivement fourni **intégralement** par l'alimentation (figure 9b) car il n'y a pas ici **stockage** d'énergie mais uniquement **filtrage**.

Le condensateur C n'est plus un condensateur « réservoir », c'est un condensateur « tampon » qui va parfaire le filtrage de la même manière que le condensateur C2 du filtre en « II ». Tous les calculs que nous avons développés pour le filtre en « II » sont les **mêmes**. L'ensemble « self » et condensateur « C »

formant un diviseur de tension pour la composante résiduelle de filtrage, avec cependant une différence de taille : la tension pulsée à l'entrée de la self n'est plus un résidu de filtrage aux bornes du condensateur « réservoir », mais la **totalité** de l'ondulation en double alternance (100 Hz) en sortie des redresseurs (figure 10).

Afin de ne pas reprendre les calculs (fastidieux !) que nous avons développés pour le filtrage en II, nous vous livrons ici la formule simple qui va vous permettre de calculer le facteur d'ondulation résiduelle (figure 9a) en sortie de filtre LC pour une fréquence de 100 Hz (double alternance) et ne reculant devant aucun mal de tête, nous vous livrons cette formule en **henry** et **microfarads**...

Facteur d'ondulation

$$a \text{ 100 Hz} \approx \frac{1,2}{L \text{ (H)} \cdot C \text{ (\mu F)}}$$

$$\% \text{ d'ondulation} \approx \frac{1,2}{L \cdot C} \times 100$$

Par exemple, quel est le pourcentage d'ondulation et la valeur de la tension résiduelle d'ondulation d'une alimentation dont la tension continue filtrée est de 400 volts, dont le filtre en « L » comporte une self de 10 henry et un condensateur de 100 μF

$$\% \text{ d'ondulation} = \frac{1,2}{10 \times 100} = 0,0012 \%$$

Soit une tension d'ondulation de :

$$\frac{400}{100} \times 0,0012 = 0,0048 \text{ V}$$

Vous remarquerez que cette tension d'ondulation est **indépendante** du courant consommé par le circuit. C'est l'avantage **majeur** du filtrage avec self en tête, la self se comportant comme une **source de tension**, la tension aux bornes de C ne dépend plus du courant consommé ; la self agit comme un véritable **régulateur de tension** (la chute de tension en fonction du débit dépend de

la résistance ohmique de la self qui doit rester faible).

En audio, n'oubliez pas de tenir compte, comme pour le filtre en II, de la fréquence de résonance série du circuit LC en appliquant :

$$X_L = 100 \cdot X_C$$

Mais, me dites-vous, si le filtrage avec self en tête ne présente que des avantages, pourquoi ne pas l'utiliser plus souvent...

Votre bel enthousiasme est réjouissant, mais malheureusement il me faut tempérer votre emballement.

Tout d'abord, le volume de la self. Pour qu'une self soit efficace, il ne faut pas que son inductance « plonge » avec le courant qui la parcourt.

En effet, le circuit magnétique, donc le volume de fer, doit être important de façon à ce que la chute d'inductance soit la plus faible possible en fonction du courant.

D'autre part, il faut maintenir la résistance ohmique de l'enroulement à une valeur la plus faible possible, donc le fil de bobinage doit avoir une section suffisante. C'est d'ailleurs l'une des raisons (pas la seule) qui nous permet, dans les calculs, de confondre l'impédance Z (Ω) de la self avec sa réactance X (Ω) :

$$Z = \sqrt{X^2 + R^2}$$

Une self bien construite voit sa valeur chuter de l'ordre de moitié pour une augmentation de courant de 30 % environ. C'est pour cette raison que les constructeurs sérieux indiquent toujours la valeur de la self pour son courant nominal.

Deuxième inconvénient de la self en tête, là où la tension continue redressée dans le cas d'un condensateur « réservoir » était de :

$$U_C = V_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} = 1,414 V_{\text{eff}}$$

soit la valeur de la valeur crête de la tension au secondaire du transformateur. Dans le cas de la self en tête, la tension continue au point B (figure 8) est égale à

L'ALIMENTATION EN AUDIO

la valeur moyenne de la tension redressée en sortie des redresseurs au point A, soit : $U_c = 0,9 V_{eff}$ ou $U_c = 0,636 V$ crête, ce qui revient au même.

À tension égale, pour obtenir en sortie de filtre la même tension qu'avec un filtrage par condensateur en tête, il sera donc nécessaire de prévoir un transformateur d'alimentation dont la tension secondaire soit plus élevée. Cependant, il ne faudra pas oublier que la self agissant comme un régulateur, la tension continue filtrée sera uniquement diminuée de la chute de tension provoquée par la résistance de cette dernière (sans omettre, bien entendu, la résistance des redresseurs et du transformateur).

À l'inverse, le filtrage par condensateur en tête voyait la tension redressée varier continuellement en fonction des appels de courant du circuit.

Troisième inconvénient majeur, la notion d' « inductance critique »

L'INDUCTANCE CRITIQUE

Observez la figure 8 et supposez que l'alimentation n'ait aucun débit ($I = 0$).

À la mise sous tension, le condensateur C est totalement déchargé. Il est donc équivalent à un court-circuit franc à la sortie de la self au point B. Le fort appel de courant de charge de C va effectivement être freiné par la self puisque, par principe même, elle va s'opposer au passage du courant. Mais plus le condensateur se charge, plus le courant diminue. À pleine charge, le courant est égal à **zéro**.

Tout se passe à cet instant **comme si la self n'existait pas**. Quant au condensateur, il s'est chargé à la valeur maximale de la tension de **crête**, soit :

$$U = V_{eff} \cdot \sqrt{2}$$

L'effet de la self va effectivement se faire sentir à partir d'un courant minimum consommé par le circuit. C'est en fonction du courant consommé par le circuit, donc de la résistance équivalente de

charge, que sera définie la valeur **minimale** de l'inductance en dessous de laquelle on ne peut pas descendre ou bien du courant minimum qui doit être consommé par le circuit pour une inductance donnée.

On démontre que « l'inductance est critique », c'est-à-dire l'instant où la self agit comme une honnête self lorsque le courant consommé par le circuit est égal au courant de l'ondulation filtré par la self, ce qui s'écrit :

$$I_{continu} = I_{filtré}$$

Ce qui se traduit par une simple application de la loi d'Ohm, en ne tenant compte que du premier harmonique du courant pulsé à filtrer, soit 100 Hz (figure 3).

$$I = \frac{U}{R} \rightarrow I_{continu} = \frac{0,636 \cdot V_c \cdot \sqrt{2}}{R_{L(\Omega)}}$$

(R_L : résistance équivalente de charge)

$$i = \frac{v}{X_L} \rightarrow i = \frac{0,425 \cdot V_c \cdot \sqrt{2}}{X_L}$$

$$\text{donc } \frac{0,636 \cdot V_c \cdot \sqrt{2}}{R_L} = \frac{0,425 \cdot V_c \cdot \sqrt{2}}{X_L}$$

d'où avec $X_L = 2 \pi \cdot f \cdot L$:

$$X_L = 0,666 R_L$$

À 100 Hz

$$L_{(H)} = \frac{0,666 R_L}{2 \pi \cdot f} = \frac{0,666 R_L}{628} = \frac{R_L}{1060}$$

En général, on arrondit :

$$L_{(H)} = \frac{R_L}{1100}$$

Je sens que vous arrivez à saturation ! Désolé, mais avec un petit exemple pratique tout va s'éclairer, du moins je l'espère...

Reprenons notre exemple précédent, c'est-à-dire une alimentation constituée d'une self de 10 henry, d'un condensateur de 100 μF apte à délivrer 200 mA sous 400 volts.

Supposons que cette alimentation soit destinée à un amplificateur puissant en classe B.

À pleine puissance, le courant va swin-

guer allègrement de 40 mA à 200 mA en fonction du signal audio. L'intensité minimale est donc de 40 mA.

Calculons la résistance équivalente du circuit lorsque ce dernier consomme 40 mA.

$$R_{L(\Omega)} = \frac{U}{I} = \frac{400}{0,040} = 10\,000 \Omega$$

Quelle est la valeur de la self critique ?

$$L_{(H)} = \frac{R_L}{1\,100} = \frac{10\,000}{1\,100} = 9,09 H$$

Avec 10 henry ... on est bon ! Victoire ! Mais supposons que le courant minimum consommé par l'ampli soit 20 mA.

Dans ce cas :

$$R_L = \frac{400}{0,020} = 20\,000 \Omega$$

La self critique sera de :

$$L_{(H)} = \frac{20\,000}{1\,100} = 18,18 H$$

Là on est trop juste avec notre self de 10 henry.

Deux solutions s'offrent à nous.

- La première est de prévoir une self de ≈ 19 henry. Difficile, l'ampli est déjà construit !

- La seconde solution, la plus usitée, est de prévoir ce que les Anglo-saxons appellent une résistance « Bleeder », textuellement un « drain ».

Cette résistance va « tirer » du courant de l'alimentation en permanence de façon à permettre à la self de jouer son rôle de self.

En pratique, dans notre exemple, avec une self imposée de 10 henry, calculons R_L critique :

$$L_{(H)} = \frac{R_L}{1\,100} \rightarrow R_L = 1\,100 \cdot L_{(H)} = 1\,100 \times 10 = 11\,000 \Omega$$

Ce qui correspondrait à un débit minimum de :

$$\frac{400}{11\,000} = 0,036 A \text{ (36 mA)}$$

Or, notre circuit consomme au minimum

FILTRONS ! QUE DIABLE FILTRONS !

20 mA et, pour être efficace, la self doit être parcourue par un courant minimum de 36 mA.

La différence de courant demandé sera de :

$$36 \text{ mA} - 20 \text{ mA} = 16 \text{ mA}$$

Pour consommer ces 16 mA manquants, il faudra installer une résistance **maximale** en parallèle sur le circuit de :

$$\frac{400}{0,016} = 25\,000 \, \Omega$$

N'oubliez pas que cette résistance parcourue par ce courant de 16 mA va dissiper de la puissance :

$$P(w) = R.I^2 = 25\,000 \times 0,016^2 = 6,4 \text{ watts.}$$

Pour être en sécurité, nous choisirons une résistance normalisée de :

$$22\,000 \, \Omega / 10 \text{ watts}$$

EN CONCLUSION

Je me suis longuement étendu sur les alimentations car, comme vous l'avez compris, **l'alimentation est le cœur des montages électroniques**, surtout en audio où l'on ne peut pas se satisfaire d'approximations au risque d'obtenir des résultats médiocres.

Très souvent, par expérience, le fait d'intervenir sur des alimentations en **réduisant** la valeur de certains composants sur-dimensionnés, apporte des résultats spectaculaires, en particulier en terme de rendu des transitoires.

Il existe bien d'autres types d'alimentations, notamment les doubleurs de tension souvent fort utiles pour réduire la résistance des enroulements des transformateurs.

Ces derniers ne doivent délivrer, dans ce

cas, que la moitié de la tension utile pour le même courant.

Nous verrons tout cela plus tard, au fur et à mesure de nos cours.

Les alimentations régulées et les alimentations stabilisées à **manier avec précaution** ne seront étudiées qu'après l'étude des circuits, car leur mise en œuvre demande une parfaite maîtrise des circuits amplificateurs.

Dans notre prochain cours, nous aborderons (enfin !) l'étude des circuits amplificateurs en gardant toujours à l'esprit que nous traitons de **l'audio**.

Ce qui diffère bien souvent des règles établies de l'électronique générale. Laquelle s'occupe rarement des signaux fortement transitoires, bien loin des sages sinusoïdes et signaux rectangulaires couramment utilisés.

Bonne lecture
Rinaldo Bassi

Et si on parlait « tubes » ... 11 COURS

Led



Fichiers PDF
94 pages

Et si on parlait tubes...

En 11 cours,
apprenez à connaître et à maîtriser
le fonctionnement des tubes
électroniques

Émission thermoionique, électron-volt,
charge d'espace...

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si on parlait tubes... »

France : 25 € Union européenne : 25 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____

N° : _____ Rue : _____

Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire CCP mandat - Union européenne : règlement uniquement par mandat postal
A retourner accompagné de votre règlement à : EDITIONS PÉRIODES 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris Tél. : 01 44 84 88 28

St Quentin Radio

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

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

Prix donnés à titre indicatif

Pot. Professionnel ALPS

AUDIO stéréo log
2x20K, 2x50K 19,00€ pièce
2x10K, 2x100K 14,50€ pièce



Pot. SFERNICE P11

MONO LINÉAIRE : 470 ohms, 1K, 2K2, 4K7, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 7,80€
22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 8,90€
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€

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

Marque Profitec
12V > 220V
ou 24V > 220V



150W max 60,00€
300W max 106,00€
500W max 240,00€

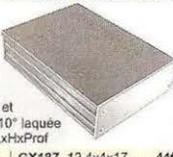
1000W max 390,00€
3000W max 910,00€
(VELLEMAN)

Transistors et Circuits Intégrés

AD 818AN	5,95€	MJ 15024	5,00€
AD 826AN	7,35€	MJ 15025	5,00€
H42-2645	20,00€	MPSA 06	0,40€
IRF 510	1,40€	MPSA 56	0,40€
IRF 530	1,80€	MPSA 42	0,30€
IRF 540	2,30€	MPSA 92	0,30€
IRF 840	2,75€	NE 5532AN	1,20€
IRF 9530	2,30€	NE 5534AN	1,50€
IRF 9540	2,00€	OPA 445A	13,00€
IRFP 150	5,00€	OPA 604	3,50€
IRFP 240	5,00€	OPA 627	22,75€
IRFP 350	5,00€	OPA 2604	4,60€
LF 356N	1,10€	OPA 2658P	10,50€
LM 317T	0,95€	TDA 2050	4,60€
LM 317K	4,00€	TDA 1562Q	15,00€
LM317HVK	10,00€	TDA 7283	8,50€
LM 337T	1,25€	TDA 7294	8,00€
LM 395T	7,00€	2N 3055	1,70€
LM 675T	7,05€	2N 3440	1,10€
LT 1028	14,00€	2N 5401	0,50€
LM 3886T	9,50€	2N 5416	1,10€
MJ 15003	4,00€	2N 5551	1,00€
MJ 15004	3,50€	2SK1058	10,55€

Coffrets GALAXY

Coffrets très robuste en 3 éléments assemblés par vis : façades avant et arrière en aluminium 30/10° anodisé, côtés en profilé d'aluminium noir formant dissipateur de chaleur. Fond et couvercle en tôle d'alacier 10/10° laquée noir. Dimensions en cm - LxHxP



GX143	12,4x4x17,3	31€	GX187	12,4x4x17	44€
GX147	12,4x4x17	37€50	GX247	23x4x17	44€
GX247	23x4x17	44€	GX243	23x4x23	45€
GX248	23x4x28	50€	GX288	23x4x28	55,50€
GX347	33x4x17	52,50€	GX387	33x4x17	61€
GX343	33x4x23	53€	GX383	33x4x23	68€
GX348	33x4x28	55€	GX388	33x4x28	68€

Auto-transfo. 220/110V

Équipé cote 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.

ATNP630/630VA/4,6Kg/A 90,00€
ATNP1000/1000VA/6,7Kg/B 125,00€
ATNP1500/1500VA/9Kg/B 145,00€
ATNP2000/2000VA/13,5Kg/B 199,00€

Import 100VA - 15€
45VA - 11€
300VA - 39€

Câble HP Professionnel

2x0,75mm ² , Cullman, type méplat	1,00€
2x1,5mm ² , Cullman, type méplat	1,60€
2x2,5mm ² , Cullman, type méplat	2,50€
2x4,0mm ² , Cullman, type méplat	3,50€
2x6,0mm ² , Cullman, type méplat	4,60€
2x1,5mm ² , Cullman, Cu argenté, type méplat	1,60€
2x4mm ² , Cullman, Cu argenté, type méplat	4,50€

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 5,4mm	2,45€
GAC 4 : Gotham, 4 cond + blind, ø 5,4mm	3,00€
2534 : Mogami, 4 cond + blindage	3,35€
2965 : Mogami, type index ø 4,6mm par canal	3,80€

New GAC2-2P : Gotham, 2 fois 2 paires type index ø4mm 3,90€

Cond. chim. haute tension SNAP

2,2µF/400V radial	0,80€	470µF/450V Snap	15,00€
4,7µF/350V radial	1,40€	680µF/200V Snap	5,40€
12µF/450V radial	1,40€	100µF/200V Snap	7,80€
47µF/400V radial	2,60€	100µF/250V Snap	13,00€
47µF/400V Snap	3,50€	220µF/63V radial	2,75€
100µF/200V radial	2,75€	470µF/50V Snap	3,70€
100µF/350V Snap	3,35€	100µF/63V radial	3,35€
100µF/400V Snap	4,60€	470µF/100V Snap	9,50€
330µF/400V Snap	9,50€	1000µF/40V Snap	7,00€
220µF/350V Snap	4,50€	1000µF/63V Snap	8,90€
220µF/400V Snap	6,80€	2200µF/25V Snap	8,40€
220µF/450V Snap	7,65€		
330µF/400V Snap	9,50€		
470µF/250V Snap	5,35€		
470µF/400V Snap	14,95€		

- SNAP pattes courtes
- radial, pattes longues

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€		

Cond. chimique SPRAGUE axial

8µF/450V - Ø12 L=45mm	4,90€
10µF/500V - Ø20 L=32mm	5,50€
16µF/475V - Ø23 L=41mm	6,50€
20µF/500V - Ø23 L=55mm	5,50€
30µF/500V - Ø26 L=42mm	7,00€
40µF/500V - Ø26 L=61mm	8,50€
80µF/450V - Ø27 L=67mm	8,50€
100µF/450V - Ø32 L=80mm	11,00€

Cond. chimique double radial

Ts = 500V continu

32µF + 32µF - Ø36 H=52mm	14€
50µF + 50µF - Ø36 H=52mm	15€
100µF + 100µF - Ø36 H=68mm	19€
100µF + 3x 20µF - Ø40 H=52mm	18€

CHIMIQUE TYPE CO39, DE NIPPON CHEMICON

470µF 500V - Ø51 L68mm	26€
1000µF 500V - Ø51 L105mm	36€
1500µF 450V - Ø51 L105mm	35€
2200µF 450V - Ø53 L105mm	45€
2200µF 450V - Ø51 L142mm	50€
4700µF 100V - Ø35 L80mm	14€
10000µF 100V - Ø51 L80mm	20€
22000µF 63V - Ø51 L67mm	25€
47000µF 25V - Ø35 L80mm	23€
47000µF 40V - Ø50 L80mm	28€
150000µF 16V - Ø51 L80mm	23€

Sonomètre digital

Réf 33 2055 Affichage digital 3 chiffres, bargraph 21 pts, de -50 à +126 dB, mémoire, moyenne intégrée, indicateur en dessous, au dessus niveaux, courbe A et C. Sélection mode de réponse, indicateur niveau max, sortie jack 79,00€

Tubes électroniques

tubes individuels		lot de 2 tubes appariés	
2A3 Sovtek	30€	*300B - EH	198€
12AX7LPS - Sovtek	13€	6550 - EH	58€
5AR4 - SOVTEK	20€	6L6GC - EH	35€
5Y3GT - Sovtek	14€	6SN7 - EH	29€
5725 CSF Thomson	6,50€	6V6 - EH	27€
5881** SOVTEK	15€	*845 CHINE	110€
6550 - EH	25€	EL 34 - EH	28€
6CA4 - EH	16€	EL 84 - EH	26€
6L6GC - EH	15€	KT 88 - EH	69€
6L6WXT - Sovtek	19,50€	EH = Electro harmonix	
6V6GT	17€		

*ECC 81 / 12AT7 EH 10€
*ECC 82/12AU7 EH 10€
*ECC 83E/12AX7 Sovtek10€
ECC 83E/12AX7 12€
ECC 84 10€
ECC 82/6U8A 14€
ECL 82/6B8S Sovtek 16€
ECL 86/6GW8 25€
EF 86 Svetlana 22€
*EL 34 - EH 12€
*EL 84 - Sovtek 6€
EL 86 14€
EM 80 / 6EIP1 22€
EZ 80 25€
EZ 81/6CA4 - EH 16€
GZ 32 19€
GZ 34 Sovtek 20€
KT 88 - EH 29€
OA2 Sovtek 10€
OB2 Sovtek 10€

Support TUBE

NOVAL C. imprimé
Ø 22mm (1) 4,60€
Ø 25mm (2) 4,60€
blindé chassis (3) 4,60€
chassis doré (4) 4,60€
OCTAL
A cosses (5) 4,60€
Pour CI (6) 4,60€
pour cosses doré (7) 6,10€
pour 300B OR 10€
pour 845 24€
7br C. imprimé
pour 300B OR 4,60€

(*) = pour ampli Marshall
(**) = voir promo ci-dessous

Promotions sur tubes du 1/4/05 au 31/5/05

EL 84 SOVTEK	50€ les 10 tubes
EL 34 EH	50€ les 5 tubes
300B EH (appariés 2 par 2)	330€ les 4 tubes
12AX7WB (ECC83) SOVTEK	90€ les 10 tubes
12AT7/ECC81 EH	90€ les 10 tubes
12AU7/ECC82 EH	90€ les 10 tubes
845 CHINE (appariés 2 par 2)	200€ les 4 tubes

Catalogue Sqr 2004/2005

2,50€ au comptoir
5,00€ par correspondance (France)
Led blanche Ø5mm
5000mcd @20mA, 20°
1,50€/1, 12€ les 10, 50€ les 50

Cond. de démarrage polypropylène

1µF/450V	7€	12µF/450V	13€
1,5µF/450V	8€	16µF/450V	13€
2µF/450V	8€	20µF/450V	13€
4µF/450V	10€	25µF/450V	14€
8µF/450V	10€	35µF/450V	14,50€
10µF/450V	12€	50µF/450V	20€

Cond. SCR polypropylène 1KV

0,01µF/1000V	2,50€	2,2µF/630V	4,50€
0,022µF/1000V	2,50€	4,7µF/250V	2,50€
0,047µF/1000V	2,50€	4,7µF/400V	4,00€
0,1µF/1000V	2,75€	10µF/250V	6,50€
0,22µF/1000V	2,90€	10µF/400V	8,50€
0,33µF/1000V	3,50€	22µF/400V	9,50€
0,47µF/1000V	3,90€	47µF/400V	16,00€
1,0µF/630V	4,00€		
2,2µF/250V	2,00€		

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€

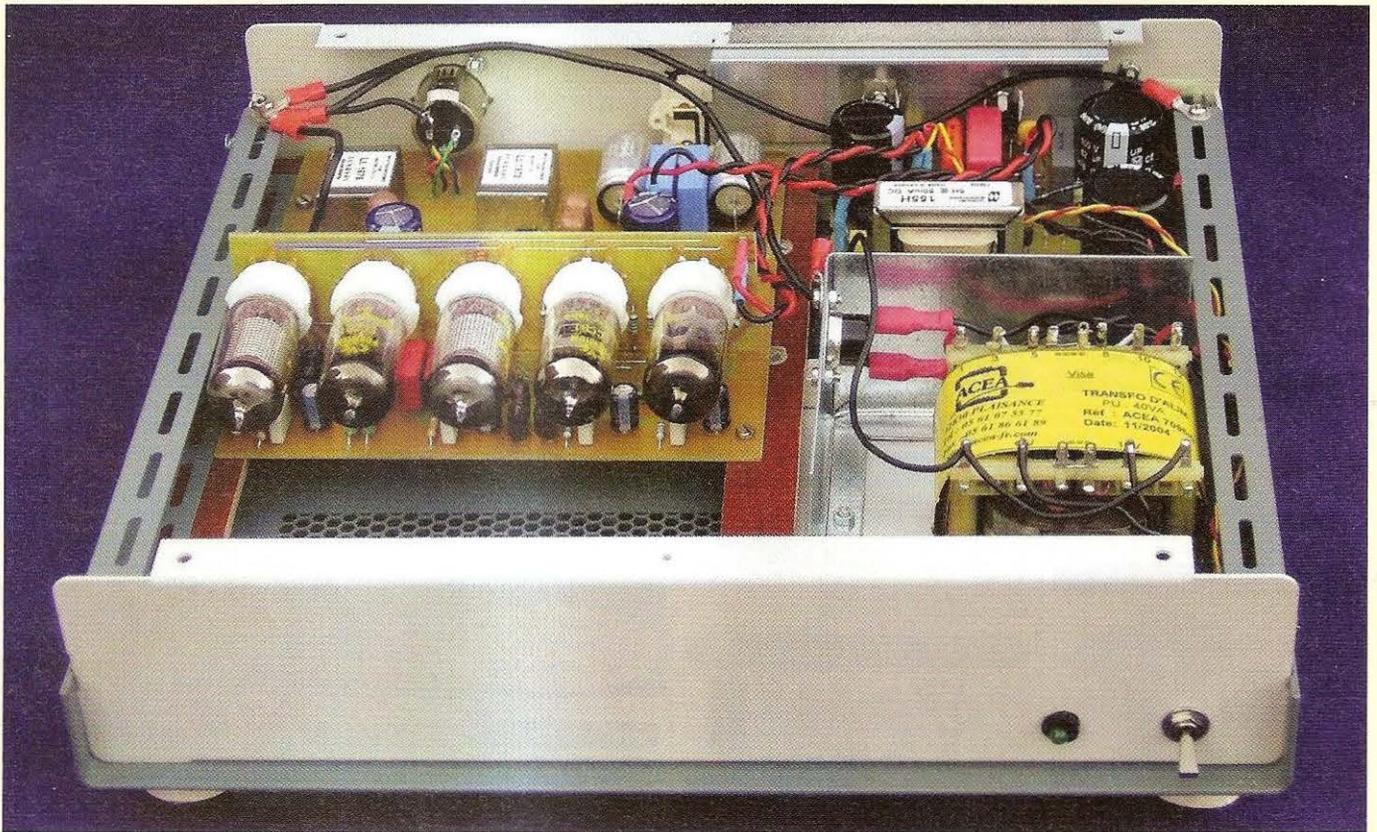
Fiches Neutrik (prix unitaire TTC)

Fiche mâle	Fiche femelle		Chassis type B corps alt.		Chassis type D doré, corps noir	
	droit	Coudé	mâle	ferm	mâle	ferm
3 4,50€/1 4 10€/10 3 6,00€/25 3 1,5€/50	7,50€ 9,50€ 6,85€	5,50€/1 4,95€/10 4,40€/25 4,13€/50	8,40€ 6,90€	4,60€ 7,35€	5,50€ 7,50€	5,50€ 8,50€
3 6,10€ 4 5,30€ 4 5,40€	9,50€ 6,85€	6,90€	6,90€	7,50€	6,90€ 7,50€	7,00€ 8,50€
5 7,80€ 6 10,70€ 7 13,00€		10,50€ 12,00€ 13,50€	8,00€ 10,50€ 17,00€	12,00€ 14,50€ 18,00€		

Embout de rechange pour XLR - 1,10€/1 Rouge, vert, jaune, bleu

Expédition mini 15€ de matériel. + Tarifs postaux : 7,00€ envoi recommandé (J+1 pour région parisienne, J+2 province). + 2€ par objets lourds (coffrets métal, transfo etc.).
CRBT : 6,00€ en plus. Paiement par chèque ou carte bleue.

UN PRÉAMPLIFICATEUR RIAA AU-DESSUS DE TOUT SOUPÇON



La suite de ce préamplificateur RIAA est consacrée aux cartes interfaces d'entrées qui adaptent celles-ci, suivant les besoins des lecteurs, pour l'utilisation de cellules à aimant mobile (MM-Moving Magnet) ou à bobine mobile (MC-Moving Coil). L'article se termine par une série de mesures qui montrent l'exceptionnelle qualité de cette réalisation.

MISE EN OEUVRE (SUITE)

LES CIRCUITS IMPRIMÉS

Les deux cartes interfaces

Il y a deux cartes imprimées : la carte pour cellule MM équipée d'un transformateur d'isolement de rapport 1/1 et l'autre carte équipée d'un transformateur d'isolement d'un rapport élévateur 1/16 ou 1/32.

Il est également possible sur chacune des cartes de raccorder directement l'entrée en asymétrique.

L'exemple sera donné pour l'interface MC. Cette interface comprend également les circuits de sortie.

Les photos J, K et L et les figures 17 à 21 présentent les trois versions des cartes interfaces.

Pour le placement des transformateurs (MM et MC), il y a lieu d'agrandir les trous recevant les broches au diamètre de 1,3 mm. Attention, les pastilles ne mesurent que 2 mm !

Les pontages repris à la figure 7/2 sont placés sous la carte (photo B). Il faut

veiller à ce que ces pontages ne traversent pas la carte complètement, au risque de faire court-circuit avec le fond du transformateur.

Le brochage du socle XLR est standard : (figure 22).

Les masses

Les masses (photo C) sont un point fondamental dans cette réalisation.

Tous les circuits sont isolés électriquement du châssis et reliés en un seul point près de l'entrée (photos d'entrée et C).

UNE ÉTUDE SANS COMPROMIS

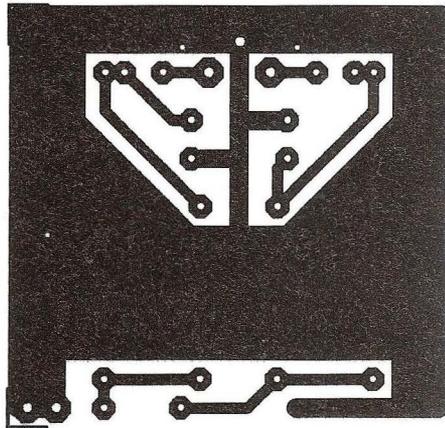


Figure 17 : Carte interface MM – Circuit imprimé

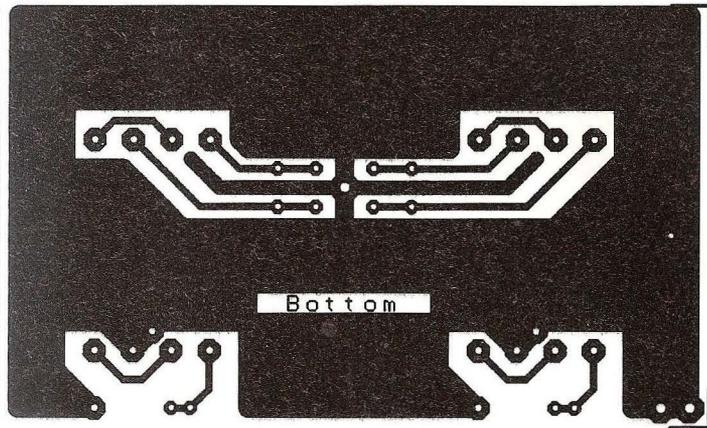


Figure 18 : Carte interface MM – Emplacement des composants

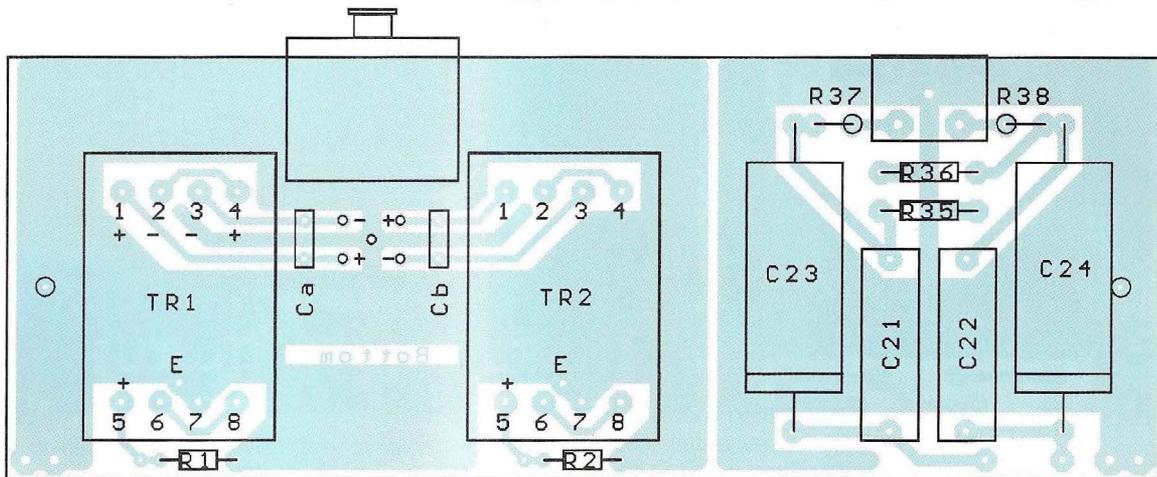


Photo J : Carte interface MM à entrées isolées

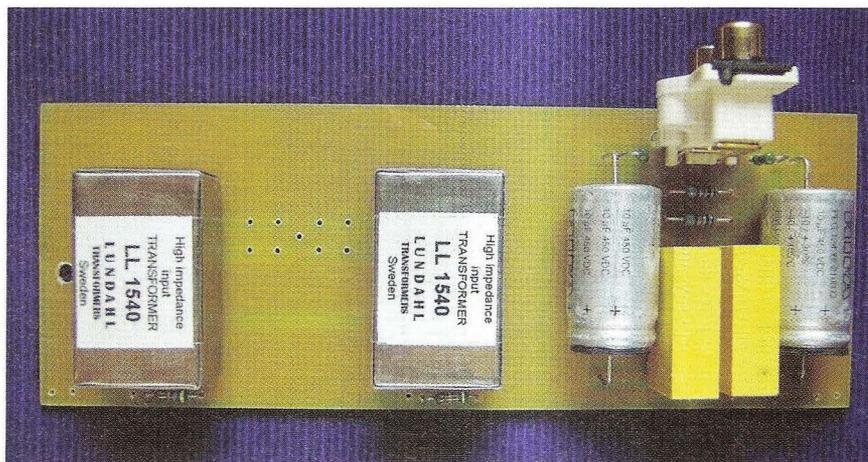


Figure 22 : Brochage XLR (Vue arrière du socle)

Brochage XLR		
1	Masse	Noir
2	Gauche +	Blanc
3	Gauche -	Bleu
4	Droite +	Rouge
5	Droite -	Vert

PRÉAMPLIFICATEUR RIAA POUR CELLULES MC OU MM

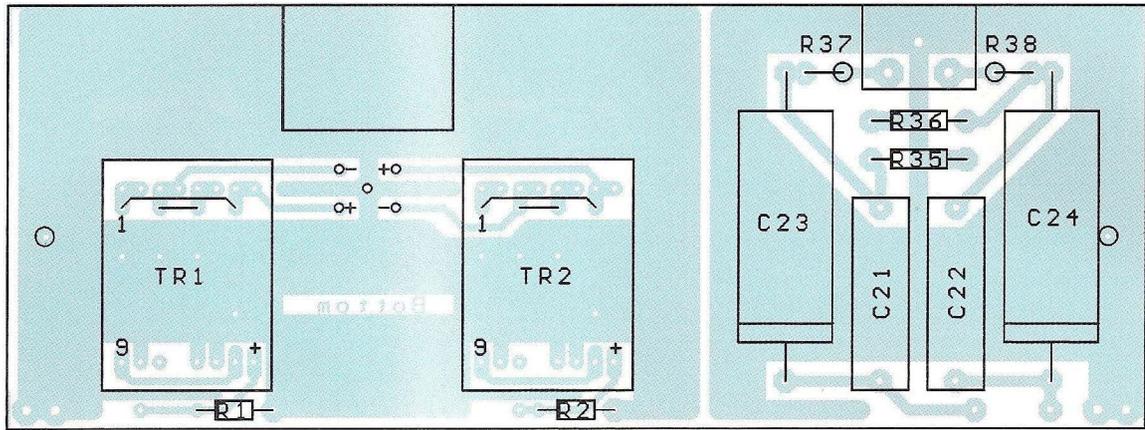


Figure 20 : Carte interface MC - Emplacement des composants

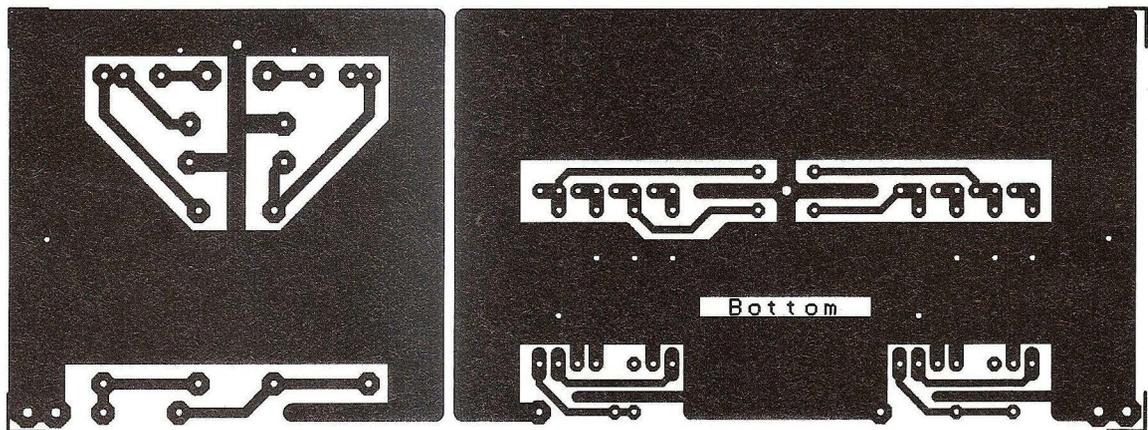


Figure 19 : Carte interface MC et MM asymétrique - Circuit imprimé

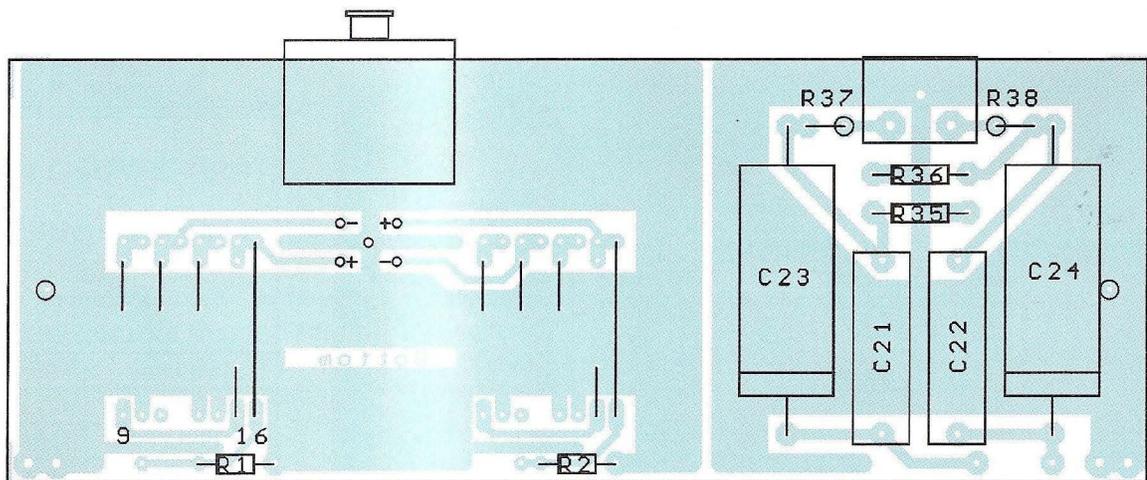


Figure 21 : Carte interface MM asymétrique (sur circuit imprimé « MC »)

UNE ÉTUDE SANS COMPROMIS

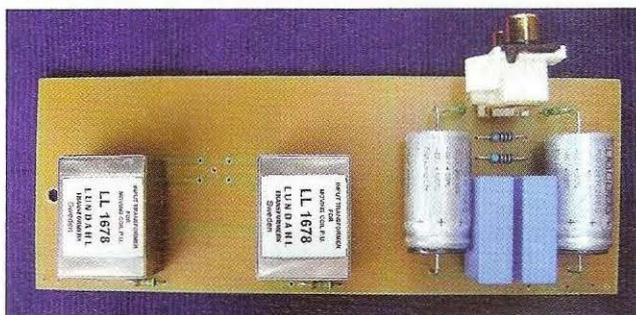


Photo K : Carte interface MC

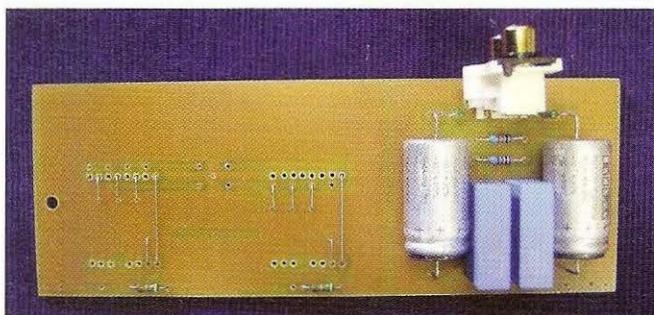


Photo L : Carte interface MM.
Entrées asymétriques (sur circuit imprimé « MC »)

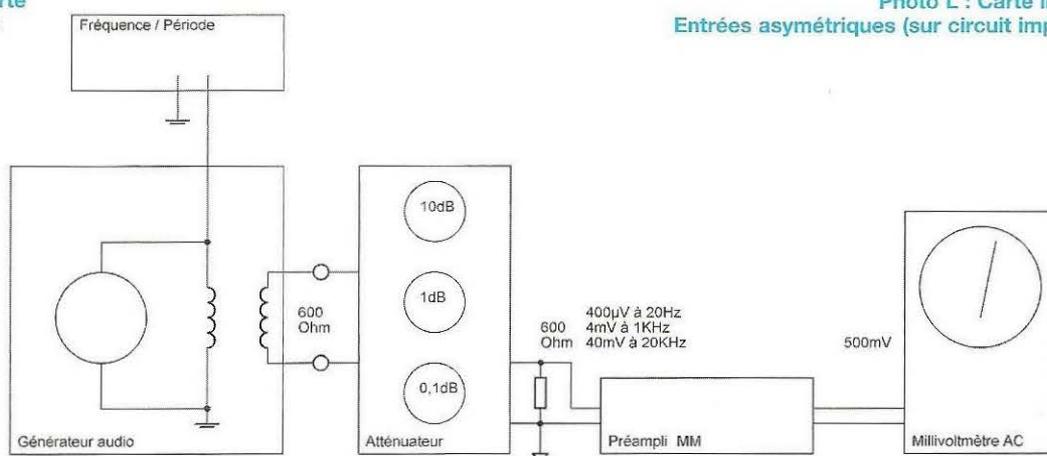


Figure 23 :
Technique de
mesure MM

La peinture des deux capots aux trous de fixation arrière gauche est enlevée à l'aide d'un foret. Une vis à tête conique et une rondelle « éventail » assurent le contact électrique.

Le coté droit du châssis et l'écran en fer doux sont aussi reliés électriquement au point de masse. En effet, la peinture étant excellente, il n'y a pas de contact via les vis du châssis intermédiaire.

L'étrier de la self de filtrage et les deux écrans du transformateur sont reliés au même point de masse (photos A et E).

Il est recommandé de raccorder le châssis de la platine de lecture au châssis du préampli par un fil souple de section 2,5 mm² et par un soulier « œillet » via la vis de masse. Ceci indépendamment du ou des blindage(s) des fils de la cellule qui, eux, arrivent sur la broche 1 du XLR. C'est indispensable pour la version MC. Pour les platines à sortie Cinch/RCA asymétrique, il y a lieu de court-circuiter les broches 1, 3 et 5 dans la prise XLR mâle extérieure.

Il faudra probablement éloigner le préampli de toute source d'induction parasite. Certains transformateurs sont de véritables arrosoirs inductifs. C'est notamment le cas des transformateurs basse tension pour lampes halogènes, pompes d'aquariums ou encore chargeurs GSM.

MISE SOUS TENSION

Une première mise sous tension est effectuée sans les tubes, de préférence avec un autotransformateur réglable (Variac). Vérifier la présence des 12,6 Vdc des filaments (les filaments flottent à + 45 Vdc par rapport à la masse), 360 Vdc de HT et 35 Vdc de polarisation à la jonction R60-R61 (il faut +/- 20 secondes pour atteindre les 360 Vdc). Débrancher et laisser les condensateurs se décharger, placer les tubes.

Contrôler la tension d'anode des EF86 (sur R11/R12) et la tension de cathode de V5 (sur C23/C24) et remettre sous

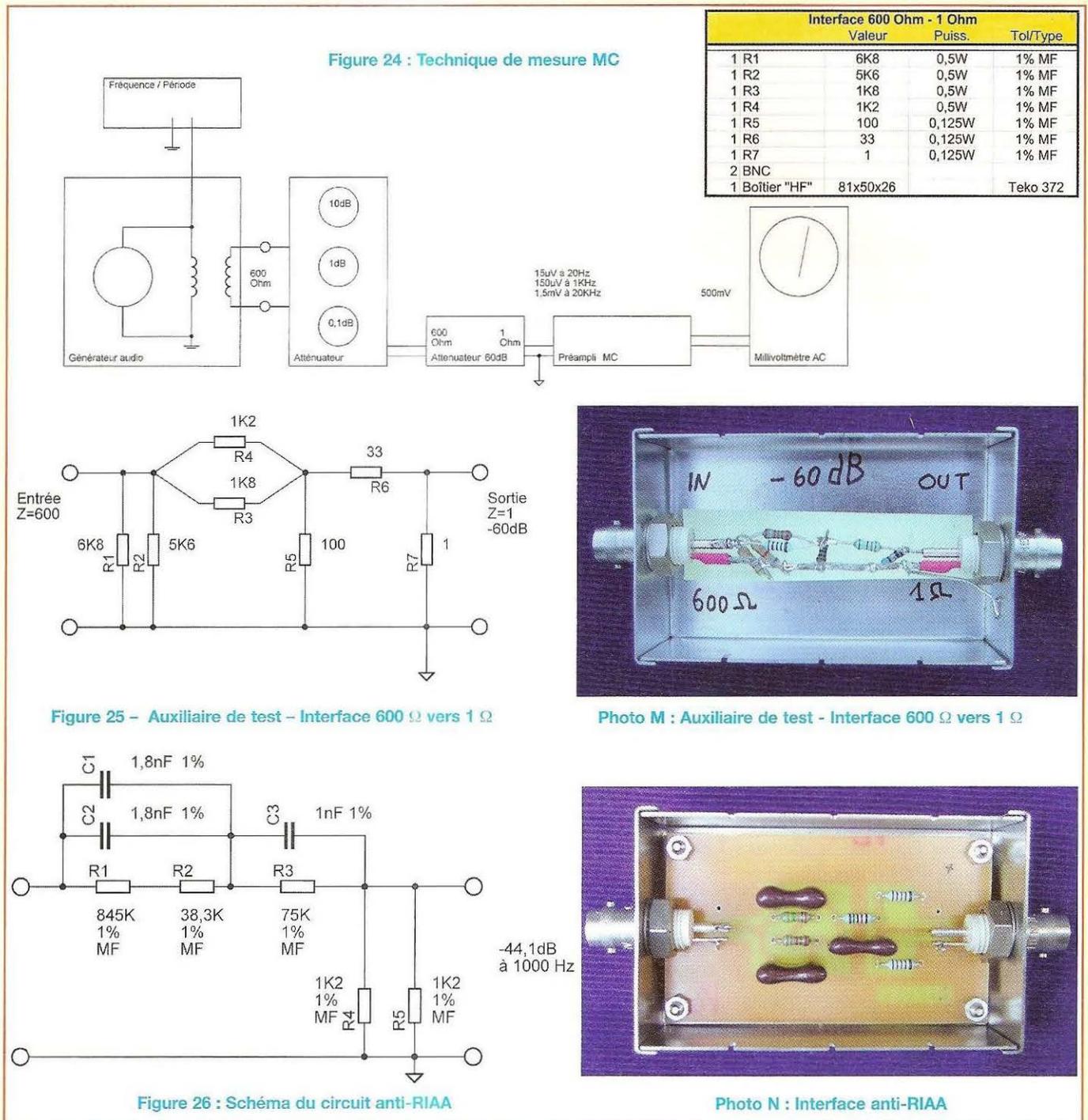
tension. La tension d'anode des EF86 doit se stabiliser à 195 Vdc (+/- 10 Vdc) et celle des cathodes de V5 à 174 Vdc (+/-10Vdc).

MESURES

La mesure de la conformité à la norme RIAA est complexe. En effet, l'amplitude est dépendante de la fréquence (exemple : entre 9,8 kHz et 10,2 kHz, il y a 0,4 dB d'écart !). Il faut donc mesurer en même temps la fréquence à 0,1 % (la période en dessous de 1000 Hz). De plus, nos générateurs et millivoltmètres AC n'ont pas une précision absolue suffisante en amplitude : +/-0,05 dB cumulés sont nécessaires.

Autre écueil, la résistance interne du transformateur MC en configuration 1/32 vaut 1,1 Ω pour une Zi de 10 Ω. Ce qui nous impose de le piloter avec une impédance de sortie de 1 Ω. La seule méthode de mesure possible est la mesure par substitution (figures 23 et 24).

PRÉAMPLIFICATEUR RIAA POUR CELLULES MC OU MM



Afin de réaliser toutes les mesures habituelles dans toutes les configurations, nous avons été amenés à fabriquer deux auxiliaires de test présentés aux **figures 25/photo M** et **figure 26/photo N**. Encore faut-il que l'amplitude du signal

que rend le générateur et que mesure le millivoltmètre soit bien constante en fonction de la fréquence (variation < 0,05 dB). Mais comme nous ne devons plus changer l'amplitude du générateur ni la

gamme de mesure du millivoltmètre qui sont fixes pour la durée de chaque mesure, la précision est reportée sur l'atténuateur extérieur (c'est la méthode de substitution). Vous constaterez que les mesures ont

UNE ÉTUDE SANS COMPROMIS

Norme		MM Direct				MM Transfo 1/1				MC Transfo 1/32			
Freq	Norme	Mesure	Diff.	Mesure	Diff.	Mesure	Diff.	Mesure	Diff.	Mesure	Diff.	Mesure	Diff.
	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)
		Canal droit		Canal gauche		Canal droit		Canal gauche		Canal droit		Canal gauche	
20	+19,3	+19,5	+0,2	+19,5	+0,2	+19,5	+0,2	+19,5	+0,2	+19,5	+0,2	+19,5	+0,2
30	+18,6	+18,6	0	+18,5	-0,1	+18,6	0	+18,5	-0,1	+18,6	0	+18,5	+0,1
40	+17,8	+17,7	-0,1	+17,7	-0,1	+17,7	-0,1	+17,7	-0,1	+17,7	-0,1	+17,7	-0,1
50	+17,0	+16,9	-0,1	+16,9	-0,1	+16,8	-0,2	+16,8	-0,2	+16,9	-0,1	+16,9	-0,1
60	+16,1	+16,0	-0,1	+16,0	-0,1	+16,0	-0,1	+16,0	-0,1	+16,0	-0,1	+16,0	-0,1
80	+14,5	+14,4	-0,1	+14,4	-0,1	+14,4	-0,1	+14,4	-0,1	+14,5	0	+14,4	0
100	+13,1	+13,1	0	+13,0	-0,1	+13,0	-0,1	+13,0	-0,1	+13,0	-0,1	+13,0	-0,1
150	+10,3	+10,2	-0,1	+10,2	-0,1	+10,3	0	+10,2	-0,1	+10,3	0	+10,3	0
200	+8,2	+8,2	0	+8,2	0	+8,2	0	+8,2	0	+8,3	-0,1	+8,2	0
300	+5,5	+5,5	0	+5,5	0	+5,5	0	+5,5	0	+5,5	0	+5,5	0
400	+3,8	+3,8	0	+3,8	0	+3,8	0	+3,8	0	+3,8	0	+3,8	0
500	+2,6	+2,7	+0,1	+2,7	+0,1	+2,7	0	+2,7	0	+2,7	+0,1	+2,7	+0,1
800	+0,7	+0,8	+0,1	+0,8	+0,1	+0,7	0	+0,7	0	+0,8	+0,1	+0,8	+0,1
1000	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1500	-1,4	-1,4	0	-1,4	0	-1,4	0	-1,4	0	-1,4	0	-1,4	0
2000	-2,6	-2,6	0	-2,6	0	-2,6	0	-2,6	0	-2,6	0	-2,6	0
3000	-4,8	-4,7	+0,1	-4,7	+0,1	-4,7	+0,1	-4,7	+0,1	-4,7	+0,1	-4,7	+0,1
4000	-6,6	-6,6	0	-6,6	0	-6,6	0	-6,6	0	-6,6	0	-6,6	0
5000	-8,2	-8,2	0	-8,2	0	-8,2	0	-8,2	0	-8,2	0	-8,3	-0,1
6000	-9,6	-9,6	0	-9,6	0	-9,6	0	-9,5	+0,1	-9,6	0	-9,6	0
8000	-11,9	-11,9	0	-11,9	0	-11,8	+0,1	-11,8	+0,1	-11,9	0	-11,9	0
10000	-13,7	-13,7	0	-13,7	0	-13,7	0	-13,7	0	-13,7	0	-13,8	-0,1
15000	-17,2	-17,2	0	-17,2	0	-17,2	0	-17,2	0	-17,2	0	-17,2	0
20000	-19,6	-19,6	0	-19,6	0	-19,5	+0,1	-19,5	+0,1	-19,6	0	-19,6	0
30000	-23,1	-23,2	0,1	-23,1	0	-22,5	+0,6	-22,5	+0,6	-23,0	-0,1	-23,0	-0,1
40000	-25,6	-25,6	0	-25,5	+0,1	-24,4	+1,2	-24,3	+1,3	-24,5	+1,1	-24,8	+0,8
50000	-27,5	-27,4	+0,1	-27,3	+0,2	-25,6	+1,9	-25,5	+2,0	-26,2	+1,3	-25,9	+1,6

Figure 27 : Résultat des mesures de réponse en fréquence

été effectuées jusqu'à 50 kHz !

Il est évident que l'entrée asymétrique directe donne les meilleurs résultats. La conformité à la norme RIAA est de +0,2/ -0,1 dB jusqu'à 50 kHz.

Le passage par les transformateurs d'entrée affecte légèrement la conformité au dessus de 30 kHz.

Pour l'entrée MC, la mesure présentée en figure 27 a été faite pour une impédance de 10 Ω (R1=10 kΩ et 1/32 en figure 7/2). Il faut noter que pour la valeur de R1 = 47 kΩ, la conformité est de +/- 0,5 dB de 20 à 30 kHz.

L'écart reste bien en dessous de la linéarité propre des meilleures cellules MC (un coup d'oeil sur le site <http://www.ortofon.com> est édifiant).

Entre 20 Hz et 30 kHz, la conformité à la norme est dix fois supérieure à la linéarité propre des meilleures cellules.

Vous trouverez les autres mesures à la figure 28.

Caractéristiques Techniques	
Conformité RIAA - Entrée asymétrique	20Hz à 50KHz: +/- 0,15dB
Conformité RIAA - Entrée isolée - MM	20Hz à 20KHz: +/- 0,2dB 20Hz à 30KHz: +/- 0,4dB 20Hz à 50KHz: +/- 1,5dB
Conformité RIAA - Entrée isolée - MC	20Hz à 30KHz: +/- 0,15dB 20Hz à 50KHz: +/- 1,0dB
Réponse en fréquence (normalisée)	20Hz à 20KHz: +/- 0,2dB (Toutes configurations)
Temps de montée - Entrée directe (Voir fig.32)	3,8µSec (Bande passante = 250KHz à -3dB)
Gain à 1KHz - Entrée MM	+42dB
Gain à 1KHz - Entrée MC	+72dB
Sensibilité Entrée MM	4mVac à 1KHz pour 500mVac de sortie
Sensibilité Entrée MC (Rapport 1/32)	125µVac à 1KHz pour 500mVac de sortie
Taux de distorsion	<0,1% à 1000 Hz à 500mVac / Entrée MC (Typ: 0,06%)
CMRR (Entrée isolée)	84dB
Ronflement 50 & 100Hz	Non mesurable
Bruit (~Bruit rose)	<2mVac (Typ: 1mVac)
Signal de sortie maximum	25Vac avant écrêtage / DHT = 1% à 8Vac en sortie
Impédance d'entrée MM	47K Ohm
Impédance d'entrée MC	Sélection 10 à 150 Ohm
Impédance de sortie	1000 Ohm
Diaphonie 100Hz	54dB
Diaphonie 1KHz	64dB
Diaphonie 10KHz	40dB
Connecteur d'entrée	XLR / 5 broches / 2 voies
Connecteur de sortie	RCA / Cinch
Consommation	230Vac / 185mA / 42VA
Dimensions	300 x 280 x 65mm
Poids	3,9 KG

Figure 28 : Caractéristiques techniques relevées sur le prototype

Auxiliaire de test « Anti-RIAA »

Un auxiliaire bien pratique pour le contrôle direct de la conformité à la

norme est une interface « Anti-RIAA ». Elle permet d'effectuer des mesures directes et normalisées. C'est extrait de

PRÉAMPLIFICATEUR RIAA POUR CELLULES MC OU MM

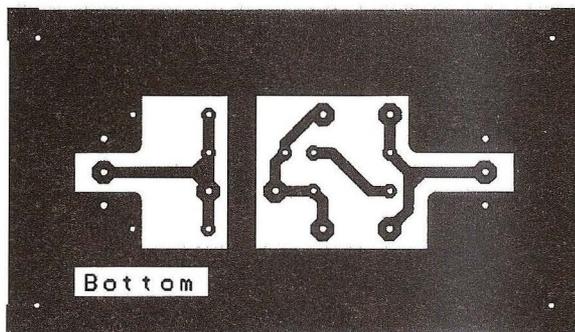


Figure 29 : Carte interface anti-RIAA - Circuit imprimé

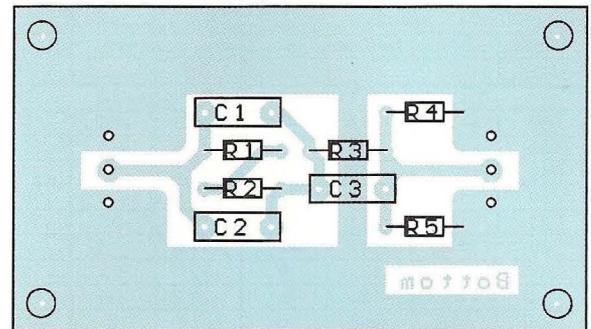


Figure 30 : Carte interface anti-RIAA
Emplacement des composants

Figure 31 : Mesure du circuit Anti-RIAA

Mesure filtre anti-RIAA				
Freq	Norme	Mesure	Ref 1KHz	Diff.
	(dB)	(dB)	(dB)	(dB)
20	+19,3	-63,4	-19,3	0,0
30	+18,6	-62,7	-18,6	0,0
40	+17,8	-61,9	-17,8	0,0
50	+17,0	-61,1	-17,0	0,0
60	+16,1	-60,2	-16,1	0,0
80	+14,5	-58,6	-14,5	0,0
100	+13,1	-57,2	-13,1	0,0
150	+10,3	-54,4	-10,3	0,0
200	+8,2	-52,3	-8,2	0,0
300	+5,5	-49,6	-5,5	0,0
400	+3,8	-47,9	-3,8	0,0
500	+2,6	-46,7	-2,6	0,0
800	+0,7	-44,8	-0,7	0,0
1000	0	-44,1	0,0	0,0
1500	-1,4	-42,7	1,4	0,0
2000	-2,6	-41,5	2,6	0,0
3000	-4,8	-39,3	4,8	0,0
4000	-6,6	-37,5	6,6	0,0
5000	-8,2	-35,9	8,2	0,0
6000	-9,6	-34,5	9,6	0,0
8000	-11,9	-32,2	11,9	0,0
10000	-13,7	-30,4	13,7	0,0
15000	-17,2	-26,9	17,2	0,0
20000	-19,6	-24,5	19,6	0,0
30000	-23,1	-21,0	23,1	0,0
40000	-25,6	-18,5	25,6	0,0
50000	-27,5	-16,8	27,3	-0,2

Anti RIAA	Valeur	Volt/Puis.	Tol/Type	Pas (mm)
2 C1,C2	1,8nF	500V	1%	8,8
1 C3	1nF	500V	1%	8,8
1 R1	845K	0,125W	1% MF	10
1 R2	38,3K	0,125W	1% MF	10
1 R3	75K	0,125W	1% MF	10
2 R4,R5	1K2	0,125W	1% MF	10
2 BNC				
1 Boîtier "HF"	81x50x26		Teko 372	

Fournisseurs des composants spécifiques (liste non exhaustive)

Transformateur d'alimentation	ACEA Réf: 7095/C: www.acea-fr.com
Coffret du Préampli	Radiospares Réf: 224-004
Tufnoj	Radiospares Réf: 374-418
XLR - Socle	Radiospares Réf: 405-691
XLR - Plug	Radiospares Réf: 405-685
Boîtiers "HF" TEK0 372	Selectronic Réf: 50.2197 Gotronic Réf: 11096
Lundahl LL1540 et 1678	AudioPlus (Fr): www.audioplus.fr Ceres (Fr): www.ceresaudio.com JacMusic (De): www.jacmusic.com DiyParadisio (Be): www.diyparadisio.com
Self de filtrage Hammond 155H	Vintage HI-FI (Italie): www.tubes.it
Pont B90 - 50V/6A	Radiospares Réf: 227-8463
C23/C24 10µF / 450V / Hi-Q	Radiospares Réf: 226-7261
C9/C10 22nF / 1% / 500V	Radiospares Réf: 495-969
Autres composants à 1%	Selectronic, Radiospares
Résistance 2W Métal Oxyde	Sélectronic, Radiospares

Divers

2	Support tube noval céramique pour PCB - Plaqué Or
3	Support tube noval céramique pour PCB
1	Chassis 305x279x65 (Voir texte)
1	Inverseur bipol ON-ON (S80)
1	Porte fusible chassis (20mm)
1	Interrupteur thermique - Coupure à 50°C
1	Socle RCA stéréo pour PCB
1	Socle XLR - 5 contacts pour chassis
2	Mica isolant TO220
1	Socle mâle 230V/1A pour chassis

l'étude *On Reference RIAA Network* de Jim Hagerman accessible à l'adresse <http://www.hagtech.com/pdf/riaa.pdf>

Il a été réalisé sous forme d'un circuit imprimé et placé dans un boîtier fermé (figures 29, 30 et photo N).

Son impédance de sortie est de 600 Ω, il doit être piloté par une impédance interne la plus faible possible, mais 50 Ω sont tout à fait satisfaisants.

La conformité « Anti-RIAA » de ce circuit est exceptionnelle (figure 31).

Il vous suffit de l'intercaler entre le générateur et le préampli sur l'entrée haute (après transfo MC), de le piloter avec une tension de 500 mVac, le filtre anti-RIAA restitue l'inverse de la courbe RIAA avec une tension de 4 mV à 1 kHz. La préci-

UNE ÉTUDE SANS COMPROMIS

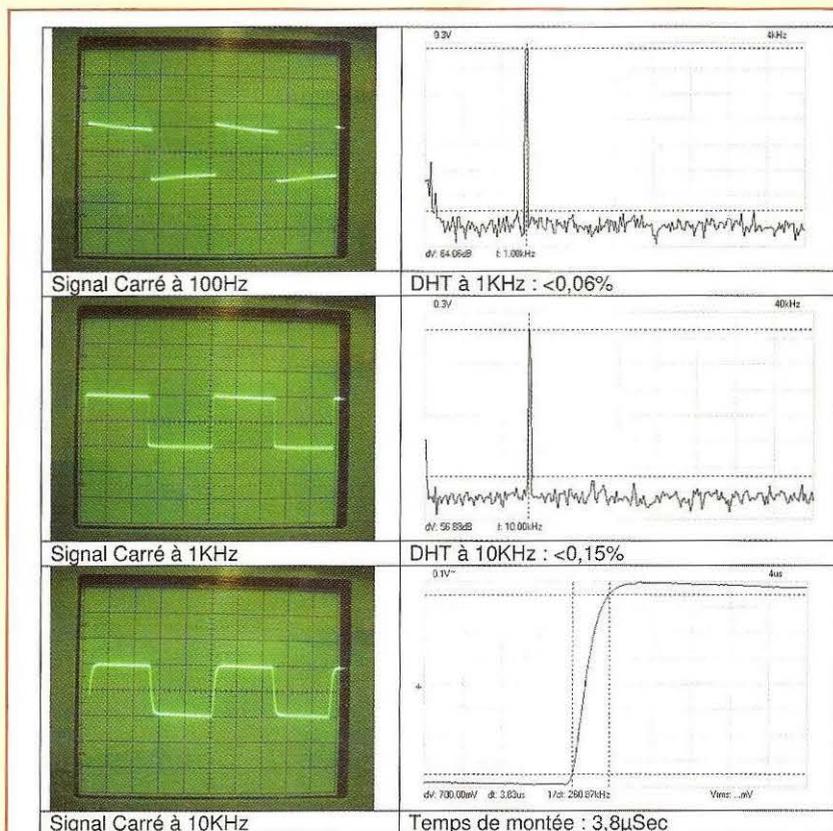


Figure 32 : Mesures normalisées : signal carré, DHT et temps de montée

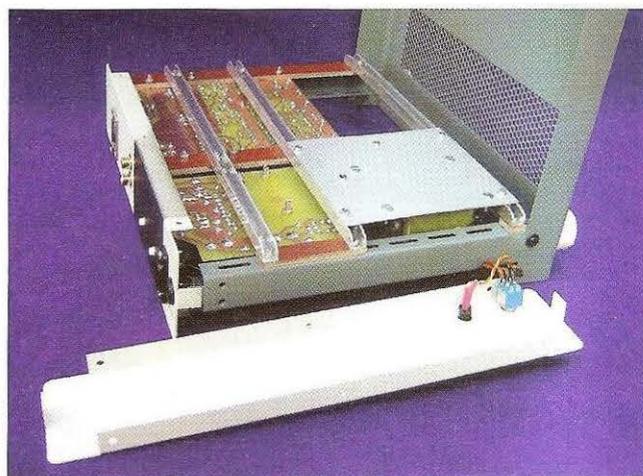


Photo 0 : Châssis ouvert autorisant une excellente accessibilité aux différents modules pour un éventuel dépannage

sion du signal de sortie du filtre équivaut à celle du générateur...

Mesures normalisées sur le préampli avec filtre anti-RIAA

La figure 32 nous présente les mesures effectuées via l'entrée asymétrique en

intercalant le filtre anti-RIAA. La sortie du filtre anticipant parfaitement la norme de la gravure, nous pouvons mesurer notre préampli « en linéaire ».

La restitution des signaux carrés à 100 Hz, 1 kHz et 10 kHz est excellente. Le temps de montée est de 3,8 μs , ce qui

indique que la courbe de réponse normalisée atteint les 250 kHz à -3 dB et va bien au delà de la fréquence de coupure de 50 kHz utilisée à la gravure.

Disque de test

Un autre auxiliaire de test concerne votre platine de lecture. Il s'agit d'un disque 33 tours proposant une série de tests qui peuvent se révéler très cruels (pour le propriétaire de la platine), comme le test de résonance du bras, le test de suivi de piste (trackability), etc.

Je connais deux tests disponibles sur le marché : « Vinyl Essentials » et « Analogue Test LP » de *HI-FI News*.

INTERVENTIONS SUR LE PRÉAMPLI

La mise au point de ce prototype a nécessité de nombreuses interventions sur les cartes. La photo 0 vous démontre que le châssis choisi est vraiment adapté à ce type de réalisation.

Test à l'écoute : la restitution du message gravé est simplement parfaite. Le souffle et le ronflement sont inexistant, même à l'écoute au casque. Ce préamplificateur RIAA vous permettra de redécouvrir votre collection de disques 33 tours ou également de l'enregistrer avec la meilleure qualité sur DVD. La platine de lecture doit évidemment être à la hauteur de la tâche. Beaucoup d'excellentes platines sont proposées sur le marché d'occasion (surfer sur <http://www.ebay.fr/>). Pour notre part, nous utilisons une Dual CS714Q équipée d'une cellule MM « ULM60E » ou « MC20 MK-II » pour la MC, toutes deux de chez Ortofon.

Nous disposons de quelques disques vinyle et CD proposant le même enregistrement, des « Shadows » aux concertos pour piano de Beethoven. A condition que le vinyle soit en bon état, la supériorité de sa restitution est sans appel.

N'hésitez pas à me contacter par courriel à l'adresse : jl.vandersleyen@skynet.be

JL Vandersleyen

FREQUENCE TUBES

La passion des tubes

LUNDI ET MARDI : 14H00 - 18H00
JEUDI ET VENDREDI : 10H00-18H00
SAMEDI SUR RENDEZ-VOUS

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



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

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

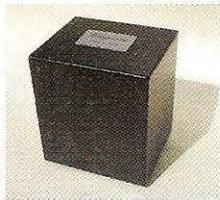
TRANSFORMATEURS

site : magnetic.com.free.fr

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°187	TRANSFO ALIM :	81,00 €
PUSH PULL 807	TRANSFO SORTIE :	67,00 €
VERSION CAPOT	INDUCTANCE :	40,00 €

Transformateurs audio

(Fabrication française : MAGNETIC SA)

TYPE	Z	CAPOT	CUVE
PUSH EL84	8000	47,00 €	65,00 €
PUSH EL34	3800	67,00 €	79,00 €
300B	3000	88,00 €	105,00 €
300B	3000	PRESTIGE	218,00 €
PUSH 6C33	3000	TORIQUE	67,00 €
211/8455E	9000		150,00 €
PUSH 6550	3800	88,00 €	105,00 €
SELF	5HY03A	35,00 €	47,00 €
SELF	10HY03A	40,00 €	54,00 €
SELF	10HY05A	48,00 €	67,00 €
ALIM	150VA	57,00 €	67,00 €
ALIM	250VA	69,00 €	84,00 €
ALIM	350VA	81,00 €	100,00 €
ALIM	500VA	115,00 €	134,00 €

N° LED	CAPOT	CUVE
151	47,00 €	T2 65,00 € C2
157	88,00 €	T4 105,00 € C4
159	67,00 €	T3 79,00 € C3
161-162		150,00 € C4
166	67,00 €	T3 79,00 € C3
169	88,00 €	T4 105,00 € C4
170	67,00 €	T3 79,00 € C3
171	67,00 €	T3 79,00 € C3
172-173		105,00 € C4
175	67,00 €	T3 79,00 € C3
177		115,00 €
183	47,00 €	T2 65,00 € C2
187	67,00 €	T3 79,00 € C3

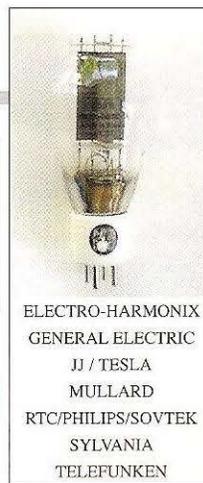
Sortie

PLUS DE 1200 REF. DE TUBES EN STOCK.

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

Promo Tubes

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



ELECTRO-HARMONIX
GENERAL ELECTRIC
JJ / TESLA
MULLARD
RTC/PHILIPS/SOVTEK
SYLVANIA
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 €
EL84	E.H.	16,00 €
6922	E.H.	23,00 €
KT90	E.H.	70,00 €
7868	NOUVEAU	54,00 €
6CA4/EZ81 PRO	E.H.	23,00 €

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 €
12BH7	E.H.	32,00 €
300B	E.H.	196,00 €
5751	E.H.	32,00 €
6922	E.H.	32,00 €

Alimentation

CAPOT	CUVE
70,00 €	T4 85,00 € C4
81,00 €	T5 100,00 € C5
70,00 €	T4 85,00 € C4
	134,00 € C6
70,00 €	T4 85,00 € C4
81,00 €	T5 100,00 € C5
70,00 €	T4 85,00 € C4
70,00 €	T4 85,00 € C4
	134,00 € C6
81,00 €	T5 100,00 € C5
	95,00 €
69,00 €	T4 84,00 € C4
81,00 €	T5 100,00 € C5

TUBES ÉLECTRONIQUES



SOVTEK

2A3	SOVTEK	50,00 €
5881	SOVTEK	22,00 €
6922	SOVTEK	20,00 €
6C45PI	promo SOVTEK	22,18 €
6EU7	SOVTEK	29,00 €
6H30PI	promo SOVTEK	23,41 €
6SL7	SOVTEK	12,00 €
6SN7	SOVTEK	14,00 €
7591XYZ	SOVTEK	23,00 €
12AX7LPS	SOVTEK	20,00 €
EL84M/7189	SOVTEK	23,00 €
5U4G	SOVTEK	22,00 €
6C19PI	SOVTEK	19,00 €
6PI45C/EL509	SOVTEK	38,00 €
EM80	SOVTEK	16,00 €
5AR4/GZ34	SOVTEK	23,00 €
6CW4	Nuvistor SOVTEK	22,00 €
6C33C-B	SOVTEK	64,00 €
6N7	SOVTEK	14,00 €
EF86/6267	SOVTEK	20,00 €
KT66	NOUVEAU SOVTEK	45,00 €

DIVERS

6N1P	SVETLANA	18,00 €
5963/12AU7A	RCA	16,00 €
6528	TUNGSOL	45,00 €
EZ81 PRO	EUROPE	24,00 €
6005	EUROPE	8,00 €
6AU6	EUROPE	11,00 €
845	CHINO	75,00 €
807	EUROPE	25,00 €
EF86	EUROPE	13,00 €
ECL82	EUROPE	12,00 €
PCL86	EUROPE	8,00 €
EL86F	EUROPE	11,00 €
EL183	EUROPE	9,00 €
EL34	JJ/TESLA	22,00 €
12 DW7/ECC832	JJ/TESLA	18,00 €
ECC 99	JJ/TESLA	30,00 €
300B	JJ/TESLA	160,00 €

USA - Military JAN tubes

6AS7G	JAN	18,00 €
6AV6	JAN	11,00 €
6C4WA	JAN	17,94 €
6U8A/VECF82	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 €
567OW	JAN	15,55 €
7199	JAN	51,00 €
6336A	JAN	95,00 €
5R4WGA CHATHAM	JAN	28,00 €
5R4GYB RCA	JAN	15,00 €

Supports tubes

NOVAL CI	2,90 €
NOVAL CHASSIS OR	6,10 €
NOVAL CHASSIS BLINDÉ	4,00 €
OCTAL CI	2,90 €
OCTAL CHASSIS USA	4,60 €
MAGNOVAL	5,00 €
JUMBO (845) OR	19,00 €
5 brochures (807) USA	8,37 €
Miniature 7 br CI	2,90 €
Capuchon (807)	3,15 €
7 brochures 6C33C-B/829B	8,40 €
Miniature 7 br CHASSIS BLINDÉ	3,50 €

NOUVEAU !

OPTOCOUPLEUR 18,00 €

2 MODÈLES DISPONIBLES

CONDENSATEURS

Condensateurs LCR

(Made in England)

16 + 16 µF	/ 450 v	24,00 €
200 µF	/ 500 v	35,00 €
200 + 200 µF	/ 500 v	55,00 €



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 "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 €
68 pF	/ 500 v	0,92 €
100 pF	/ 500 v	0,92 €
120 pF	/ 500 v	0,95 €
150 pF	/ 500 v	1,00 €
220 pF	/ 500 v	1,05 €
250 pF	/ 500 v	1,10 €
390 pF	/ 500 v	1,23 €
500 pF	/ 500 v	1,33 €
680 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 €
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 €



Potentiomètre PIHER

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



Condensateurs "XICON"

(Made in Japan) - polypropylène

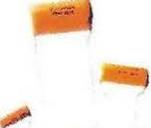
1 nF	/ 630 v	0,77 €
2,2 nF	/ 630 v	0,77 €
4,7 nF	/ 630 v	0,77 €
10 nF	/ 630 v	0,77 €
22 nF	/ 630 v	0,90 €
47 nF	/ 630 v	1,07 €
100 nF	/ 630 v	1,17 €
220 nF	/ 630 v	1,61 €
470 nF	/ 630 v	3,10 €



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 €
3,3 nF	/ 600 v	1,82 €
4,7 nF	/ 600 v	1,86 €
6,8 nF	/ 600 v	1,89 €
10 nF	/ 600 v	1,91 €
22 nF	/ 600 v	2,60 €
33 nF	/ 600 v	2,82 €
47 nF	/ 600 v	3,01 €
100 nF	/ 600 v	3,83 €
220 nF	/ 600 v	5,36 €
470 nF	/ 400 v	5,54 €



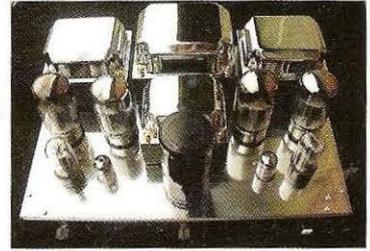
Condensateurs F&T

(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 €



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



NOUVEAU

Châssis Tub'Ox

Châssis percé standard pour réalisation Led

(PP EL34 - PP 6CA7 - PP 6550 - PP KT88 - PP KT90)

Noir mat 170,00 €

Inox miroir 250,00 €

LED N°180	Kit transformateurs :	95,00 €
LAMPÈMÈTRE	Kit Galvas + commutateurs :	100,00 €
	KIT COMPLET :	580,00 €

Filtres Secteurs Magnetic SA

Composition : transformateur hyper-isolation

suivi de 2, 4, 6 filtres (cellule double double Pi)

Fréquence de coupure : 1000 Hz

CL2	/ 1200 W	563,00 €
CL4	/ 2000 W	725,00 €
CL6	/ 2500 W	951,00 €

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 €
1000 µF	/ 250 v	10,30 €

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 CHEQUE 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 FACTURATION

BIBLIOGRAPHIE (DATA BOOK) : ÉQUIVALENCES ET BROCHAGES

Petites annonces gratuites

Vds CD « lyrique », état neuf, 8 € franco le coffret. VERDI : Nabucco, La Traviata. MOZART : Les noces de Figaro, La Clémence de Titus, Musique sacrée, Chants, canons & airs; P. Gellineau, 10 rue de la Blanchisserie 49280 Mazières-en-Mauges. Tél. : 02 41 62 76 32.

Rech. bouquin en bon état *Chasseur de sons*. Prends en charge les frais. Faire offre. Daniel Deleris, Beteille, Saint-André de Najac, 12270 Najac.

Vds superbes pavillons bois sablés Sato, grande taille : 1500 €. Tél. : 02 43 56 82 30 (HR).

Collaborateurs de *Led*, J-C. Gaertner et G. Kossman proposent de céder à prix coûtant une présérie du châssis principal de la réalisation GK Five parue en 2004. Ce châssis a été décrit dans la série d'articles au sujet du GK Five. Les châssis anodisés noir sont prêts au montage et sont à enlever sur la région parisienne. Si vous êtes intéressés, adressez votre demande à gabriel.kossmann@wanadoo.fr.

Rech. Pioneer : RT 707, préampli + K7 série 7500-9500. Revox : ampli-tuner, K7. Nakamichi : 582 pour 2 transfos sorties 6F6 PP. Teac : K7 C-1 Dolby ou DBX. Faire offre. Frais port payés. Tél. : +00 32 71 924 203 (Belgique).

Vds tubes VT25 - 10 - 10 Y Sylvania - RCA - GE. Occasion. 25 € pièce. Tél. : 03 85 50 41 18.

Vds diverses revues : *Elektror, Led, Elex, Electronique Pratique, Nouvelle Electronique*. Liste sur demande. Tél. : 01 40 35 34 62.

Vds Sugden A28 II : 150 €. DNM 2 x 1 m : 40 €. Osiris 2 x 44 cm : 35 €, 2 x 30 cm : 30 €, Le Monstre 8 W : 350 €. Fiche RCA mâle Neutrik : 20 € la paire. Contacteur pour atténuateur 21 positions : 20 €. Stock condos militaires bain d'huile. Liste sur demande. Le Monstre 2 x 350 W *Led* 141/142 : 600 €. A saisir. Tél. : 03 80 38 26 19.

Vds préampli tube + Le Monstre Hiraga, double alimentation séparée + enceintes JBL L19. Le tout : 1200 €. Tél. : 01 44 84 06 11.

Vds ampli tubes 2 x 40 W, tubes 6550 EH : 350 €. 4 condos CO39 1000 µF/ 500 V Aérovox : 10 € l'un. Tél. : 02 97 66 86 94.

Vds kit ampli Mosfet NRDS Selectronic : 200 €. Transfo « R » 120 VA/2 x 24 V : 30 €. Transfo torique 160 VA/2 x 30 V : 30 €. Transfo torique 160 VA/2 x 21 V : 30 €. 2 chimiques 10 000 µF/63 V TFRS : 50 € la paire avec collier. Ampli hi-fi Marcus Mosfet 290 Weff/8 Ω BP 4 Hz/160 kHz. DMT 0,0018 % à 1 kHz + préampli Brio 6 entrées, 6 sorties. L'ensemble : 900 €. Me contacter pour matériels audio divers. Tél. : 04 68 50 24 01.

Ach. moteurs Philips 5502, tweeters Jensen RP302, copie Pulltech PC10, préampli Kaneda, Audio Research SP8A, pavillons 8, 15 cellules, HP Altec 515A IPC LU1081,

Western Electric 2080 2090, ampli 300B Legacy, Mc Intosh MC240, transfo MC MDA pour DL103. Tél. : 03 22 43 11 46.

Vds moteurs Altec 802 8D membranes alu : 400 €. Altec 288C. Membranes alu : 1000 €. Caisnes bois sablés double 38 cm, charge pavillonnaire type Altec 817/JBL 4550 : 1000 €. filtre Altec N 800E : 50 €. JBL actif 2 voies M552 : 300 €. Petits Satos bois sablés avec trois raccords pour 1 ou 2 pouces. Tél. : 03 22 43 11 46.

Vds lampes neuves emballage d'origine 6550A et KT90. Pont RLC Waive et Kerr. Oscillos mémoire analogique et numérique; Alimentations de puissance. Tél. : 02 48 64 68 48.

Vds platine Thorens TD125 : 180 € (pas d'expédition), ampli tuner Esart à transistors PAT20 (1969) : 60 €. Tuner FM à tubes Esart (1962) : 50 €. Tél. : 04 76 27 18 75 (Isère).

Vds Klipsch La Scala 104 dB : 2200 € (VN : 7000 €), blocs 300B XLS CAT 1380 €, Altec 299-8A TBE : 990 €. Pavillons Mantaray 1,4 P, Supravox T215 TBE, tubes 6080, 829 B, Altec A7 : 2100 €, transfos torique 2 x 30 V/330 VA : 24 €. Transfos HT 2 x 350 V + 2 x 7 V : 16 € (4,2 kg). Vincent SA91 XLR : 790 €. SP991 : 1890 €. Denon PMA 320. Tél. : 06 64 17 01 72.

Vds platine Garard 401 montée sur châssis Audiophile avec bras SME long. Tél. : 06 19 50 08 31. Vds colonnes Davis/92 dB-BP, 42 à 20 kHz : 400 €. Magnéto K7 Aiwa/ADF 800, noir,

3 têtes : 150 €. Magnéto Teac X10 à bandes : 400 €. Ach. micro condensateur LEM-EMU/4520. Micro Beyer/M88 avec XLR. Bobines métal Revox, Ampex à prix raisonnable. Tél. : 05 62 79 75 06

Vds platine Era 444 : 50 €. Bloc source ERA 1970 (sans la cellule) : 45 €. Transformateur d'isolement 2500 VA primaire : 230 V, secondaires : 230 V, 100 V, 29 V, poids : 30 kg : 45 €. Magnéto à bandes 27 cm, Sony TC755 : 80 €. Tuner à lampes Esart 1962 : 50 €. Tél. : 04 76 27 18 75.

Ch. doc., schéma, renseignements sur générateur BF CRC GBT 515 pour remise en état. Tél. : 03 84 56 37 64.

Vds tubes 300B neufs appariés Svetlana : 250 € la paire. 6SN7 RCA : 20 € la paire. Condensateurs Sprague 1 µF/200V : 10 € pièce. Tél. : 02 98 66 05 38.

Vds ampli guitare USA circuit Jackson 4 x EL34/100 W, 110 V : 300 €. Tél. 04 50 36 40 15 (ap. 19h00).

Vds pour 300B/SE. 2 transfos alim Audio Note, 2 transfos sortie ICP. Pour préampli, 1 transfo alim, 2 transfos sortie et 2 x 300 B Audio Note. Condos Black Gate. Cerafine. Tél. : 03 80 20 20 02.

Vds blocs mono 50 W double push-pull P17, sortie par cathodes + 8 tubes P17 de rechange, à prendre sur place (dept 26). Tél. : 04 75 04 14 85.

Et si vous réalisiez votre ampli à tubes...

Une sélection de 9 amplificateurs de puissances 9 Weff à 65 Weff à base des tubes triodes, tétrodes ou pentodes

Des montages à la portée de tous en suivant pas à pas nos explications

Je désire recevoir le CD-Rom (fichiers PDF) « Et si vous réalisiez votre ampli à tubes... »

France : 30 € Union européenne : 30 € + 2 € frais de port Autres pays : nous consulter

Nom : _____ Prénom : _____
 N° : _____ Rue : _____
 Code Postal : _____ Ville-Pays : _____

Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire CCP mandat - Union européenne : règlement uniquement par mandat postal
 A retourner accompagné de votre règlement à : EDITIONS PÉRIODES 2-12 rue de Bellevue 75019 Paris Tél. : 01 44 84 88 28

CONRAD

ELECTRONIQUE ET LOISIRS TECHNIQUES.

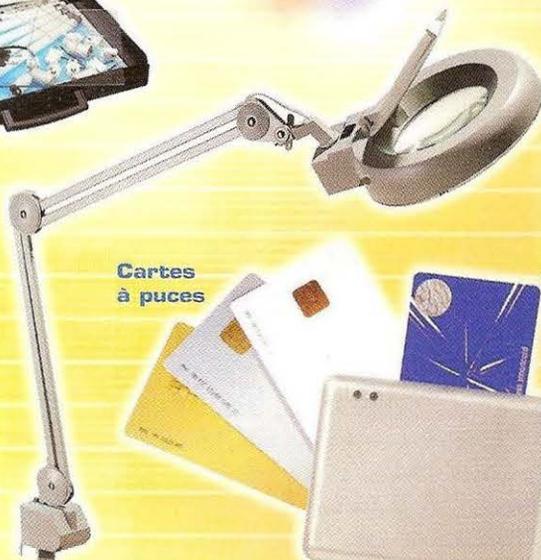
Le meilleur matériel des passionnés d'électronique



Ensemble
insoleuse
+ graveuse
et accessoires



Led a effet RVB



Lampe
loupe



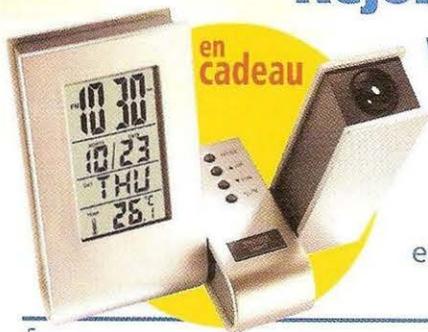
Coffret
gaine thermo

Cartes
à puces



Programmeur
Infinity USB

Rejoignez-nous sur le nouveau site
www.conrad.fr



Et recevez en cadeau ce réveil projecteur
pour toute commande égale ou supérieure à 55€,
en précisant le code commande 88779 lors de votre commande.
Offre valable 1 mois.

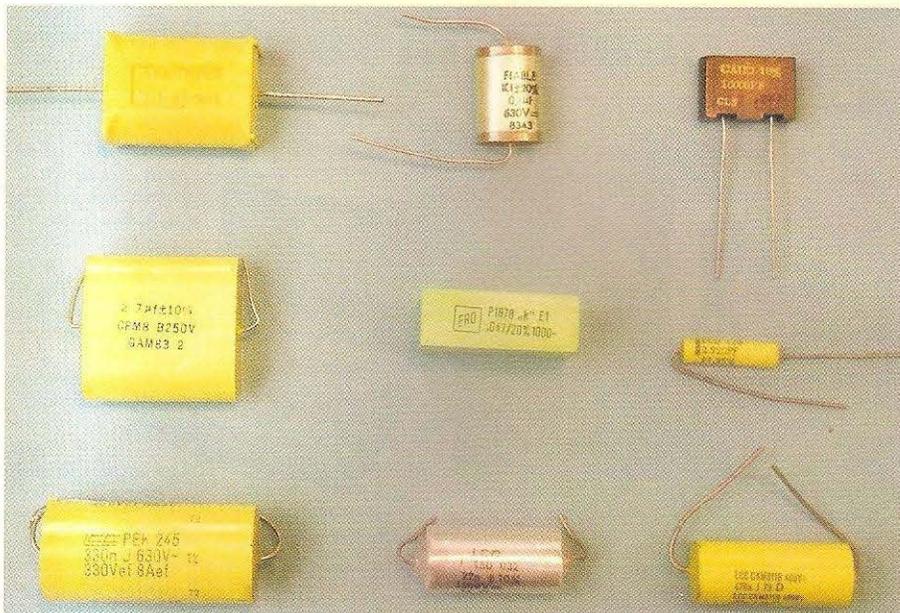
*0,34€/min

Par téléphone
0 892 895 555*

Par fax
0 892 896 001*

Par courrier
Conrad
59861 Lille cedex 9

LES CONDENSATEURS EN AUDIO



Voilà plusieurs mois que je veux vous parler des condensateurs, ce sera ici chose faite... Mon esprit cartésien est longtemps resté emprunt de scepticisme sur le sujet. En effet, j'ai longtemps cru qu'un condensateur n'était qu'un condensateur, ni plus ni moins. Les dires des gourous et la lecture de catalogues où étaient référencés des modèles à quelque deux cents euros la centaine de nanofarads ne faisait que renforcer ma méfiance et me laissait penser que les seules différences existantes ne pouvaient être que des écarts de prix...

C'est à un ami de formation littéraire que je dois mon intérêt pour les condensateurs et la reproduction sonore en général. Il y a plus de dix ans, c'est sur ses conseils que j'ai changé les condensateurs au polyester de mon premier amplificateur à tubes contre des papiers huilés qu'il m'avait donnés pour l'occasion : « Vous allez voir M. Gest... » Et j'ai vu, ou plutôt entendu. L'amplificateur était un mono-triode de

6336 avec transformateur Millerieux, construit sur plan. J'avais fabriqué cet appareil pour m'amuser, considérant alors que l'audio était à l'électronicien ce que l'œuf au plat est à la gastronomie. Trop simple pour s'y intéresser... Et pourtant, ce changement de « capa » m'a convaincu que l'audio n'était pas un parent pauvre et qu'elle méritait tous mes égards ! L'ampli qui fonctionnait bien, tout juste, avec des aiguës légèrement agressifs et des basses trop pré-

UNE LIAISON IMPORTANTE

sentes s'était équilibré, transformé...
Moi qui ne croyais pas à tout cela, j'étais convaincu.

Et pourtant, aucune différence n'était mesurable au distorsiomètre...

Depuis, l'esprit cartésien a repris le dessus et j'ai analysé avec le plus d'objectivité possible les phénomènes qui pouvaient être à l'origine des différences obtenues. C'est le fruit de ces constatations qui vous est livré aujourd'hui.

NOTIONS FONDAMENTALES

Mais avant toute chose, laissez moi vous rappeler quelques notions fondamentales sur ce qu'est un condensateur et sur les grandeurs qui y sont liées.

En fait, un condensateur est un élément très simple dans sa construction : c'est un système à deux armatures en matériau conducteur séparées sur toute leur surface par un isolant de faible épaisseur, le diélectrique (figure 1).

Outre les dimensions des armatures et la distance les séparant, c'est le diélectrique qui est le facteur déterminant des caractéristiques du condensateur.

RAPPEL DE FORMULE

Capacité d'un condensateur à armatures planes :

$$C = \epsilon \cdot \frac{S}{e}$$

où : $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$

ϵ_0 : permittivité du vide = $8,85 \cdot 10^{-12}$

ϵ_r : permittivité relative (fonction du diélectrique choisi)

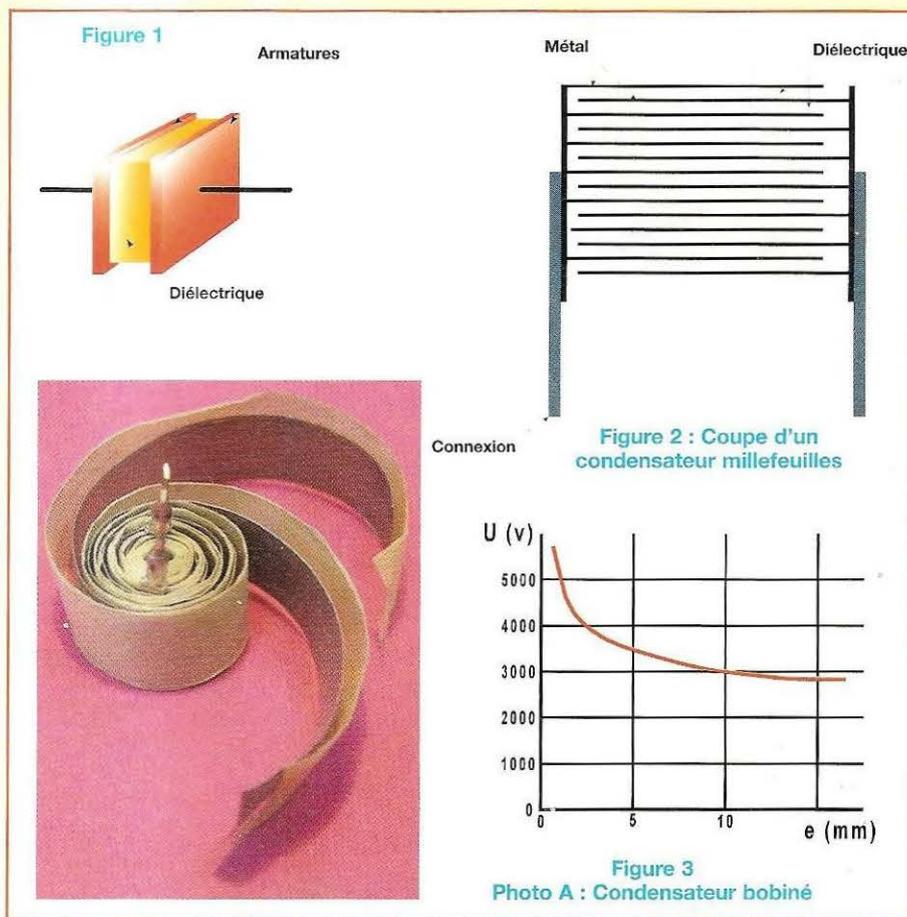
S : surface des armatures en m^2

e : épaisseur du diélectrique en m

C : capacité en farad

On tire de cette formule que « C » croît avec « S » et décroît en fonction de « e ».

De ce fait, du point de vue capacité, on aura toujours intérêt à augmenter « S » en enroulant les armatures ou en adoptant une structure « millefeuilles » (voir figure 2 et photo A) et à diminuer « e », toutefois en prenant garde à maintenir une tenue en tension suffisante.



En effet, plus l'épaisseur du diélectrique est faible, moins la couche isolante supporte les hautes tensions.

La tension pour laquelle le diélectrique claque est appelée « tension disruptive ». Il se produit alors de véritables petits arcs électriques qui vaporisent localement la couche métallique et l'isolant...

Et je vous assure que cela s'entend !

Toutes proportions gardées, les faibles épaisseurs supportent mieux la tension que les épaisseurs plus fortes.

En d'autres termes, la tension disruptive n'est pas inversement proportionnelle à l'épaisseur du diélectrique, mais suit une loi ayant l'allure de la courbe représentée en figure 3.

Détail important : certains condensateurs sont dits « auto cicatrisants », c'est-à-dire qu'en cas de claquage de l'isolant, une couche de cicatrisation composée d'oxyde métallique produit par l'étincelle

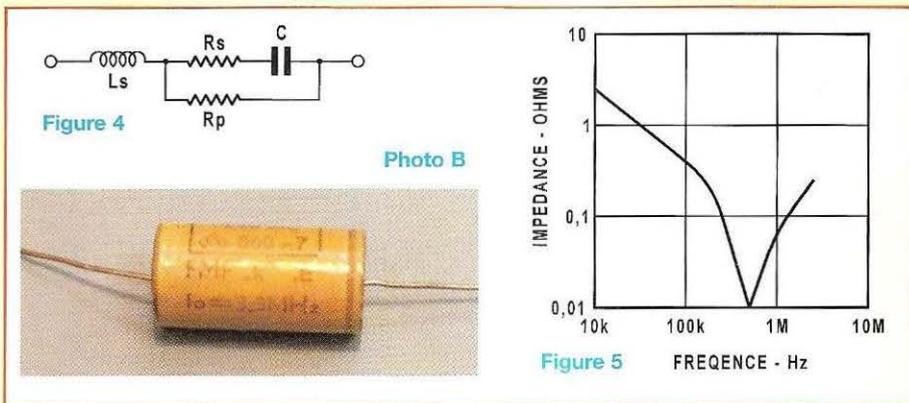
se dépose à l'endroit même où celle-ci a jailli. L'oxyde métallique issu de la vaporisation de la couche conductrice étant un bon isolant (oxyde de zinc, d'aluminium...), il n'apparaît pas de point conducteur entre les armatures et le condensateur peut continuer à vivre au sein de nos chers amplificateurs...

Ces propriétés d'auto cicatrisation sont le fait d'un grand nombre de condensateurs à film plastique métallisé.

Il faut en effet que l'épaisseur de la couche de métal soit très faible pour permettre la vaporisation, ce que n'autorisent pas les armatures métalliques.

Attention : si ces condensateurs sont pratiquement inclaquables, il est nécessaire de garder une bonne marge de sécurité pour éviter tout problème... Imaginez l'effet d'un claquage qui porterait une grille ou une « gate » à un potentiel élevé, même de façon très brève.

ET SI ON PARLAIT « CONDENSATEURS »



LOIS D'ASSOCIATION

En parallèle :

$$C = C_1 + C_2$$

En série :

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

SCHÉMA ÉQUIVALENT

Du fait de leur constitution même, les condensateurs ne sont jamais parfaits...

En effet, l'isolant n'est jamais parfaitement isolant, les armatures ne sont jamais totalement conductrices... et le condensateur jamais vraiment capacitif ! Si l'on considère un condensateur bobiné, on comprend bien vite que celui-ci va posséder une composante inductive non négligeable, conséquence même du bobinage...

Pour être bref, les condensateurs parfaits n'existent pas. Il faut en fait considérer un condensateur réel comme une association de composants parfaits correspondants à la **figure 4**.

« L_s » est l'inductance parasite due à la construction du condensateur.

« R_p » représente les défauts d'isolement entre les armatures.

« R_s » est la résistance série trouvant son origine dans la résistance non nulle des armatures et des connexions.

Et « C » est le condensateur parfait de valeur égale à celle du condensateur réel considéré...

En tenant compte de ce schéma équivalent, on comprend que la loi bien connue liant la tension aux bornes du condensateur et le courant le traversant, soit :

$$I = C \cdot \frac{du}{dt}$$

est fautive, ou du moins ne s'applique que pour un condensateur parfait.

La formule donnant l'impédance d'un condensateur qui en découle directement, soit :

$$Z = \frac{1}{C\omega}$$

appelle la même remarque.

Si cette formule était applicable en réalité, un condensateur se comporterait en véritable court-circuit en HF ($Z \rightarrow 0$ quand $f \rightarrow \infty$).

Or, il n'en est rien...

Eh oui ! La formule s'appliquant aux éléments réels est issue directement du schéma équivalent, soit :

$$Z = \sqrt{R_s^2 + \left(L_s \cdot \omega - \frac{1}{C \cdot \omega} \right)^2}$$

(en négligeant R_p).

Que constate-t-on ?

Qu'à une certaine pulsation

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C}}$$

qui correspond à la fréquence

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s \cdot C}}$$

(comme tout le monde le sait : $\omega = 2\pi \cdot f$)
le deuxième terme sous la racine

$$\left(L_s \cdot \omega - \frac{1}{C \cdot \omega} \right)^2$$

devient égal à 0... et que $Z = R_s$!

Votre condensateur n'est plus un condensateur, mais seulement une résistance de très faible valeur !

Si vous croyez qu'une capacité est un élément purement réactif, vous vous trompez. Cela dépend, en fait, de la fréquence.

Il peut être purement résistif, voire inductif. C'est ce que nous allons voir maintenant.

Cette fréquence pour laquelle la capacité se comporte comme une résistance est appelée « fréquence de résonance ».

Si vous essayez d'utiliser votre condensateur au-delà de celle-ci, vous aurez une sacrée surprise : au lieu de voir son impédance baisser quand la fréquence s'accroît, vous la verrez au contraire augmenter, comme une inductance. Normal, à partir de f_0 , c'est une inductance !

Le graphique en **figure 5** montre bien le phénomène : l'impédance du condensateur baisse dans un premier temps quand la fréquence augmente. Puis, après un point d'inflexion (f_0), la courbe remonte et Z croît avec f . Ce n'est ni plus ni moins que la courbe d'un circuit résonnant série RLC réel.

Pour la petite histoire, certains fabricants de condensateurs inscrivaient en toutes lettres la valeur de la fréquence de résonance sur le corps de leurs éléments (**photo B**).

Voilà encore une excellente pratique que le temps a effacé. Dommage, cette indication est pourtant de la plus grande importance.

ANGLE DE PERTE

L'angle de perte est une image des pertes introduites par la résistance série du modèle équivalent. Pourquoi un angle alors ?

Il est d'usage de qualifier « d'angle de perte » l'angle complémentaire de celui formé par les vecteurs représentant V et I sur le diagramme de Fresnel... Cela

UNE LIAISON IMPORTANTE

vous rappelle de bons souvenirs, n'est-ce pas ? Si l'on calcule la tangente de cet angle, on trouve qu'elle n'est autre que l'inverse du coefficient de qualité Q du condensateur, soit :

$$\text{tang } \delta = R_s.C.\omega = \frac{1}{Q}$$

Je pense qu'il est plus facile pour le néophyte de se souvenir que l'angle de perte est l'inverse du coefficient de qualité, autrement dit que plus ce facteur est petit, plus grand est Q et donc meilleur sera le condensateur.

Toujours dans les rappels mathématiques, souvenez-vous que pour un angle très petit, on peut se permettre de confondre « δ » avec sa tangente.

Pour vous en convaincre, il vous suffit de taper sur votre calculatrice « tang 0.1 » en ayant pris garde de vous mettre en mode Radian et non en degrés... Comme en pratique, la valeur de l'angle de perte est toujours très petite pour les condensateurs, l'approximation sera faite usuellement. Notez que tang δ dépend de la fréquence à laquelle la mesure est faite, ce qui ne facilite pas toujours les comparaisons, les constructeurs ne choisissant pas tous les mêmes fréquences pour faire leurs mesures. D'ailleurs, avouons qu'il serait parfaitement idiot de vouloir choisir une unique fréquence pour des condensateurs de valeurs très différentes (ex : 100 kHz pour un pF...), ce qui reviendrait à faire des mesures inutiles puisque sans rapport avec la réalité.

En fait, tang δ est une image de la qualité du diélectrique à une fréquence donnée. Il ne faut en effet jamais oublier que les pertes dans l'isolant sont proportionnelles à la fréquence du fait des frottements plus importants entre les molécules qui le composent (molécules et non atomes, les isolants usuels n'étant pas des constructions cristallines...).

Dans les facteurs d'augmentations des pertes diélectriques, on peut encore citer l'humidité, la présence d'impuretés et surtout l'augmentation du champ élec-

trique appliqué (pertes proportionnelles au carré du champ) qui provoque un arrachement des électrons périphériques des atomes constituant les molécules et donc une certaine conductibilité. Les phénomènes à l'origine des pertes diélectriques se traduisent par un échauffement de celui-ci, contribuant encore à la dégradation des caractéristiques.

Tout cela vous montre bien, une fois encore, que le schéma équivalent du condensateur n'est qu'un modèle simplifié qui permet de prévoir le comportement d'un condensateur réel et de calculer ses caractéristiques d'impédance à une fréquence donnée.

La réalité est tout autre puisque le terme « R_s » qui apparaît dans le modèle n'est pas constant et dépend d'un certain nombre de facteurs.

L'ABSORPTION DIÉLECTRIQUE (AD)

Voilà un nom bien charmant : le diélectrique serait donc comme une éponge ? Ne riez pas, je croyais à mes débuts que ce paramètre avait rapport aux essais climatiques et d'humidité ! Eh oui !

Les isolants se comportent effectivement comme des éponges, mais vis-à-vis des charges électriques. Cela revient à dire que lorsque vous tentez de décharger un condensateur, vous ne pouvez jamais en extraire toutes les charges accumulées : un certain nombre de ces charges restent bloquées dans le diélectrique et ne sont restituées qu'avec retard.

Tentez l'expérience suivante : chargez un vieux condensateur de 1000 μF sous 9 V et court-circuitez-le violemment...

Branchez votre voltmètre : vous constaterez que vous ne trouvez pas 0V à ses bornes mais quelques dixièmes de volts et que cette tension monte ! Si vous le court-circuitez de nouveau, le phénomène se reproduit, ce qui peut vous amener à penser que ce satané condensateur est indéchargable.

Cette valeur de 1000 μF est choisie volontairement élevée afin de rendre le

phénomène observable de façon claire, mais celui-ci existe même pour les éléments de quelques picofarads, ce quelle que soit la technologie employée. Pour être parfaitement honnête, ce phénomène d'absorption diélectrique n'est pas totalement expliqué et ses effets sur la qualité sonore des condensateurs ne sont pas toujours aussi évidents qu'il y paraît... On a vu des condensateurs chimiques se comporter de façon remarquable en liaison sur des montages américains, alors que leur absorption diélectrique (AD) est considérable et souvent rédhibitoire. Toutefois, il faut retenir qu'en règle générale, plus faible est l'AD, meilleur sera le condensateur dans une utilisation audio. L'explication est triviale : plus un élément est capable de restituer des charges lorsqu'on le lui demande, plus fidèle sera la restitution sonore, surtout sur les transitoires.

Quels que soient les phénomènes d'hystérésis, il est important de constater qu'ils seront toujours néfastes, engendrant des retards dans les circuits. Pour information, un matériau comme le mica est pratiquement dépourvu de ces phénomènes d'hystérésis en tension, ce qui le rend non seulement excellent en HF, mais aussi en audio où il fait merveille dans le traitement des signaux complexes, riches en transitoires. Même pour les condensateurs de découplage, l'AD pose problème en rendant illusoire une véritable stabilité des circuits en signaux rapides et fronts raides.

Le meilleur matériau, du point de vue AD, est sans aucun doute le polystyrène. Oublions le Téflon, excellent lui aussi, mais extrêmement difficile à approvisionner pour l'amateur... et même le professionnel !

N'utilisons plus que du polystyrène, allez-vous me dire... Le problème est malheureusement plus subtil, car un autre phénomène va produire des effets à peu près semblables à l'AD, bien que trouvant ses origines non plus dans le diélectrique mais dans les armatures. Cela concerne essentiellement les

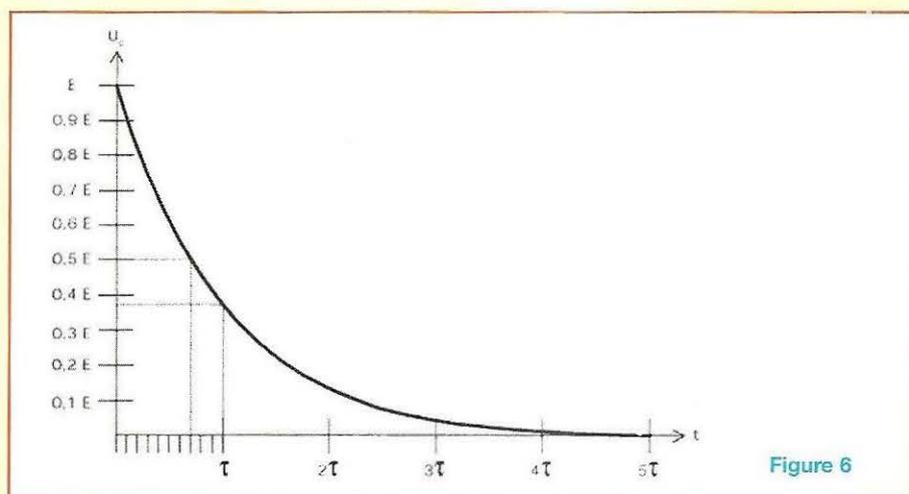


Figure 6

condensateurs à film métallique.

Dans ces éléments, les armatures ne sont pas constituées de feuilles de métal, mais d'une vaporisation métallique sur l'isolant lui-même. Dans un sens, cela est profitable puisque permettant d'accéder à de fortes valeurs pour un encombrement réduit. Mais tout se paye, en audio comme ailleurs...

Cette façon de faire présente un grave inconvénient : les armatures étant très fines (quelques μm), leur résistance n'est plus négligeable comme celle des véritables armatures métalliques. On retrouve donc l'élément résistif série R_s du schéma équivalent du condensateur, élément qui va rendre impossible la décharge rapide (décharge selon une loi RC, **figure 6**).

Les conséquences vont être à peu près identiques à celles de l'AD, à savoir : difficulté à reproduire fidèlement les transitoires et une baisse de la capacité en HF. Si ce dernier phénomène passait quasiment inaperçu pour les condensateurs de filtrage, il n'en sera pas de même pour la résistance des armatures qui limitera le courant de décharge, le rendant inopérant lors des fortes sollicitations et donc des courants de crête. Moralité : doublez toujours vos condensateurs de filtrage par des modèles de plus faible valeur mais de haute qualité, possédant la résistance série la plus faible possible. Si vous tentez l'expérience sur un ampli-

ificateur du commerce, vous constaterez sûrement une grande amélioration pour un coût très modique. Les modèles bobinés à armatures au polypropylène se prêtent très bien à cet usage et possèdent l'avantage d'être disponibles dans des valeurs relativement élevées, jusqu'à $100 \mu\text{F}$. Notez tout de même que la résistance des armatures peut varier d'un facteur 10 entre deux condensateurs au polypropylène, modèle à feuille et modèle à armatures...

Inutile de vous dire qu'en conditions réelles d'utilisations, les différences sont perceptibles. C'est pourquoi, même si le polystyrène est un excellent diélectrique, il ne faut pas en attendre des miracles... Je vous conseillerai souvent un polypropylène, même si ses caractéristiques sont un peu moins bonnes, mais du polypropylène emprisonné entre deux robustes armatures !

PROPRIÉTÉS MÉCANIQUES DES CONDENSATEURS

Bien qu'étant d'une importance capitale pour la qualité de la restitution sonore, les caractéristiques mécaniques des condensateurs sont souvent passées sous silence. Soyons clairs : le meilleur diélectrique possible pris en sandwich entre deux armatures métalliques trop fines et peu rigides ne constituera jamais un bon condensateur. En revanche, un

diélectrique sans prétention comme le mylar utilisé dans un assemblage mécanique sérieux, pourra se révéler très efficace en audio. Cela s'explique assez facilement : des armatures chargées de façon différente auront toujours tendance à s'attirer l'une l'autre. C'est là l'une des conséquences des lois de l'électrostatique. Au contraire, deux plaques portant des charges de même signe se repousseront énergiquement, toujours selon le même principe. Quelles conséquences vont bien pouvoir avoir ces lois sur le comportement mécanique des condensateurs ? Pour comprendre cela, reportons-nous à la **figure 7** schématisant un condensateur de type « mille-feuilles ».

Que se passe-t-il donc lorsque nous appliquons une différence de potentiel entre les deux bornes de ce condensateur ? Les plaques vis-à-vis étant toujours de charge contraire, elles vont s'attirer les unes les autres et conduire, en quelque sorte, à une compression du condensateur. Il est tout à fait possible, à l'aide d'un microphone très sensible, de mettre en évidence ce phénomène qui se traduit par des craquements, preuve du travail mécanique se produisant au sein de notre élément capacitif.

Quelles seront les conséquences de ce phénomène ? Elles sont discutables et discutées... Certains répondront « aucune » et cela fait preuve d'une mauvaise compréhension des effets électrostatiques mis en jeu. D'autres diront « désastreuses » et ne jureront que par des montages à liaisons directes...

La vérité est forcément ailleurs et pour être pragmatiques, nous dirons que ces phénomènes étant inévitables, il faut s'en accommoder en essayant, autant que faire se peut, de les maintenir à un niveau suffisamment bas pour être peu gênants. En fait, les conséquences sont multiples : en effet, « compression » et « craquements » vont être tous deux néfastes, mais de façon bien différente. Commençons par le phénomène de compression. Comme nous avons pu le

UNE LIAISON IMPORTANTE

voir dans notre brève approche théorique des condensateurs, la loi liant capacité et paramètres dimensionnels est :

$$C = \epsilon \frac{S}{e}$$

Lors de l'écrasement du condensateur, la variable « e » va décroître immanquablement, puisque le phénomène induit un rapprochement des plaques de charges opposées... Conséquence, la capacité augmente de concert ! Cela n'est pas très grave, me direz-vous, peut-être serait-ce même un avantage.

Détrompez-vous, chers lecteurs, il vous faut décidément perdre cette fâcheuse habitude de raisonner en courant continu et penser en grandeur variable, essence même de l'audio ! En effet, si le phénomène passe totalement inaperçu en continu, il n'en sera rien en courant alternatif.

Pour vous en persuader, reportez-vous à la petite équation exposée ici,

$$i = C \frac{du}{dt} = C \frac{\Delta u}{\Delta t}$$

équation fondamentale liant « i », « u » et « C » dans un condensateur.

L'intensité traversant le condensateur est directement proportionnelle à sa capacité ainsi qu'à la dérivée de la tension appliquée à ses bornes, autrement dit de petites variations de cette tension sur une durée très courte. Si cette loi est valable avec un condensateur parfait, il n'en sera rien avec l'élément « x » acheté chez votre détaillant préféré. Hé oui ! La capacité étant variable en fonction de la charge présente sur ses plaques ou de la tension appliquée sur celles-ci si vous préférez, nous obtenons en fait une intensité qui devient non plus proportionnelle à,

$$C \frac{du}{dt}$$

mais à

$$\frac{du^2}{dt^2}$$

la capacité dépendant elle-même de la tension et du temps... Bref, de quoi faire frémir les oreilles les mieux disposées !

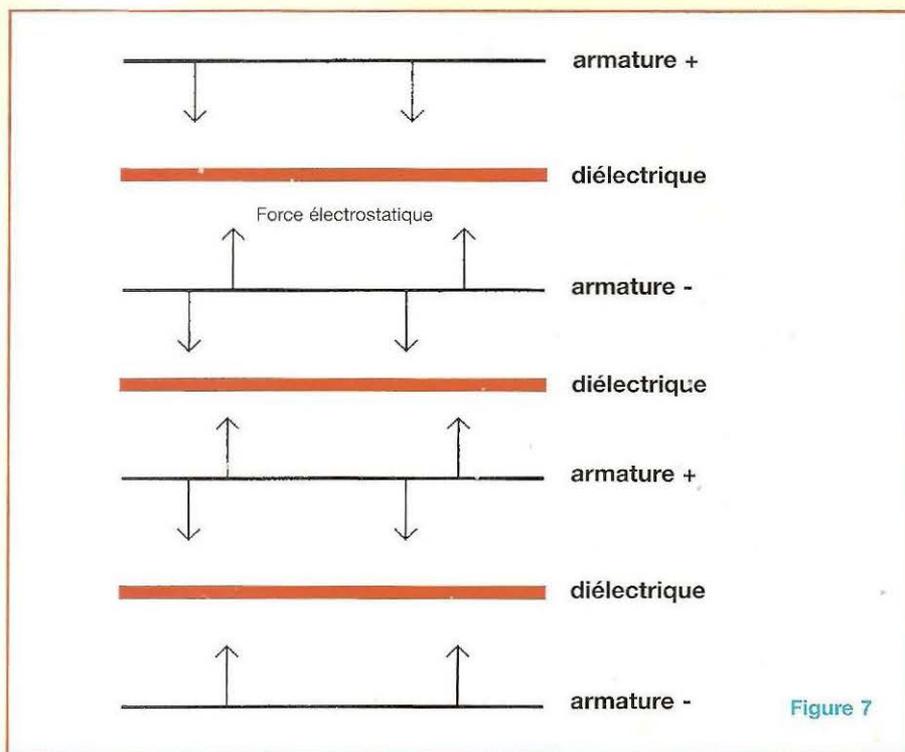


Figure 7

Mais ce n'est pas tout, puisque l'on pourrait aussi considérer des phénomènes de résonances mécaniques et même l'apparition de signaux électriques trouvant leurs origines dans le retour des plaques à leur position de repos... N'en jetez plus, la cour est pleine, laissons là ce tableau apocalyptique ! Sachez seulement que tout cela existe, mais essayez de l'oublier lorsque vous écoutez votre disque préféré...

Abordons maintenant le phénomène de craquement. En fait, je qualifie de « craquement » ce qui pourrait s'appeler « phénomène de transducteur électroacoustique ». Là encore, si nous nous limitons à observer ou plutôt à écouter ce qui se passe dans un condensateur lorsque nous appliquons à ses bornes une tension continue, nous n'obtiendrons que des craquements. En revanche, si nous appliquons un signal variable dans le temps, l'image électrique d'un morceau des Beatles par exemple, nous entendrons... les Beatles émis par notre brave condensateur.

Évidemment, me direz-vous, les arma-

tures vont se rapprocher et s'éloigner au rythme de la modulation et de la batterie de Ringo Star, et cela est bien vrai ! En quoi ce phénomène sera-t-il gênant ?

Si nous nous limitons à l'aspect énergétique des choses, vous vous doutez bien que nous pourrions noter de ce côté une légère déperdition, l'émission d'énergie acoustique s'accompagnant obligatoirement d'une consommation d'énergie électrique. Mais cela n'est pas très grave pour tout vous dire et le principal problème réside, en fait, dans le nom même du phénomène : « transducteur électroacoustique ».

Qu'est-ce qu'un transducteur ? C'est un élément chargé de convertir une forme d'énergie en une autre, par exemple de l'énergie électrique en énergie acoustique. Mais qui oserait affirmer, en ma présence, qu'un transducteur n'est pas réversible ? Certes, nombreux sont ceux qui ne le sont pas... La lampe de chevet qui vous permet de lire votre magazine *Led*, confortablement couché par exemple, est un exemple typique de transducteur non réversible, puisqu'elle

ET SI ON PARLAIT « CONDENSATEURS »

convertit l'énergie électrique en énergie lumineuse et thermique, tout en étant incapable d'assurer la conversion inverse... Ce serait trop beau !

Mais dans le monde de l'audio, quasiment tous les transducteurs électroacoustiques fonctionnent dans les deux sens. Votre haut-parleur est non seulement un émetteur de sons, mais il est aussi capable d'en capter comme un microphone et d'en donner une image électrique. Bien sûr, il n'est pas optimisé pour cela et accuserait une sensibilité et une fidélité lamentables, mais cet effet existe bel et bien... Bell, justement, l'inventeur contesté du téléphone, utilisait un seul transducteur pour la parole et l'écoute, ce qui obligeait les rares utilisateurs à une acrobatie digne de celle que l'on connaît aujourd'hui avec des téléphones mobiles si petits qu'il faut se les coller tour à tour sur la bouche et l'oreille pour pouvoir tenir décentement une conversation. Je m'égare, mais ça va mieux en le disant !

Pardonnez-moi l'aparté, mais ce problème de réversibilité est extrêmement intéressant... Il a pourtant fait l'objet de fort peu d'études sérieuses. Peut-être un jour reparlerons-nous de cette sombre histoire dans laquelle nos pauvres amplificateurs envoient non seulement de l'énergie aux enceintes, mais en reçoivent aussi, mettant lourdement à contribution leurs circuits de contre-réaction, histoire dans laquelle le fameux taux d'amortissement prendra tout son sens... Mais ne nous arrêtons pas en si bon chemin.

Certains d'entre vous vont se dire « soit, le condensateur est un transducteur électroacoustique, mais en quoi cela dégradera-t-il ses qualités ? » Hé bien, votre condensateur étant justement un transducteur électroacoustique réversible, il va émettre et capter des sons. Pour votre information, sachez qu'il existe d'ailleurs des haut-parleurs (modèles électrostatiques) et des microphones d'usage très courant qui ne sont ni plus ni moins que des armatures mobiles dont l'écartement varie au rythme de la modu-

lation, électrique ou acoustique, autrement dit des condensateurs variables. Dans le cas de notre élément condensateur, cela est bigrement fâcheux : non seulement il va émettre des sons, mais aussi en capter, en particulier ceux dont il est lui-même à l'origine : cacophonie en perspective.

Tentez une petite expérience : branchez à la sortie d'un amplificateur un condensateur de quelques μF en série avec une résistance de $8,2 \Omega$. Glissez fébrilement dans votre lecteur de CD un disque de musique douce, Led Zeppelin par exemple. Appuyez sur « Play » en ayant pris garde de mettre le bouton de réglage de volume au minimum... Augmentez jusqu'à ce que vous entendiez « schtairway tchôou heavensch »... Ca y est, il parle ! Votre condensateur est devenu un très mauvais émetteur, vous le constatez vous-même !

Si par quelques heureux hasards vous n'entendiez rien, soit votre condensateur est mort, soit vous êtes en possession d'un spécimen méritant tous vos égards et qui vous assurera sûrement de bons et loyaux services en tant qu'élément de liaison dans votre futur amplificateur à tubes ! Vous remarquerez que dans le cas contraire, plus vous augmenterez le volume, plus le son sera distordu, conséquence des non-linéarités de la fonction liant tension appliquée et distance entre les armatures, votre condensateur n'étant pas compressible à l'infini.

Plus que les publicités ou les promesses de gourous, ce test vous indiquera de façon fiable si votre condensateur est bon ou pas. Les condensateurs émettant un son très faible et clair auront toutes les chances de se comporter dignement au sein d'un amplificateur. Quant aux autres... C'est pourquoi je pense qu'au-delà des paramètres purement électriques, la construction mécanique d'un condensateur doit attirer toute l'attention de l'amateur. La supériorité souvent constatée des éléments au papier huilé n'est pas liée à la qualité du diélectrique, médiocre soit dit en passant dans la plu-

part des cas, mais plutôt à la rigueur de construction et à la rigidité de leurs robustes armatures d'étain. Il est, en effet, plus difficile de se faire mouvoir des armatures de quelques dixièmes de millimètres que des films métallisés de quelques microns.

Pour tout vous avouer, je n'ai été que très rarement déçu par ces condensateurs et j'en garde jalousement quelques excellents exemplaires pour mes meilleures réalisations ! Mais rassurez-vous, des solutions de remplacement existent... Il y a longtemps que ces phénomènes mécaniques ont été constatés et je déplore qu'ils soient si souvent passés sous silence. Il y a vingt-cinq ans déjà, Jean Hiraga en parlait dans la défunte revue *L'audiophile*, et les remarques qui y étaient faites étaient frappées du sceau du bon sens.

D'autres condensateurs révèlent, en revanche, des comportements bien plus médiocres. Je pense en particulier aux condensateurs bobinés au polystyrène. Je ne sais si des raisons de faible résistance à la traction du film sont à l'origine de leur peu de tenue mécanique, mais j'ai souvent constaté que ceux-ci fonctionnaient beaucoup moins bien que ne devait leur permettre cet excellent diélectrique. En effet, souvenez-vous de ce qui a été dit précédemment : le polystyrène est l'un des matériaux présentant la plus faible absorption diélectrique, qualité importante s'il en est lorsque l'on veut reproduire fidèlement les transitoires.

Quoi qu'il en soit, si vous trouvez des modèles de ce type sérieusement construits, n'hésitez pas un seul instant : achetez ! Sans vouloir faire de la publicité, j'ai remarqué que les condensateurs du genre « millefeuilles » au polystyrène se comportaient mieux que leurs homologues bobinés... Inconvénients : pas de fortes valeurs disponibles, ce qui est souvent réhibitoire pour une utilisation en tant qu'élément de liaison.

Notez tout de même qu'avec des Fets ou Mos qui s'accommodent sans peine de

UNE LIAISON IMPORTANTE

résistances de fuite de gate de plusieurs M Ω , des condensateurs de 47 à 100 nF peuvent faire l'affaire.

Le polystyrène sera là le meilleur choix possible grâce à sa très grande résistance d'isolement.

Dernier petit « truc » pour tirer la quintessence de vos chers condensateurs : ne les utilisez jamais sans qu'un potentiel continu ne leur soit appliqué, du moins quand la chose est possible. Cela permet, en effet, en mettant le condensateur sous tension électrique, de le mettre aussi sous tension mécanique. Ainsi, le potentiel variable superposé aura moins d'influence mécanique et le résultat sera meilleur. Cela s'applique surtout aux condensateurs d'entrées des amplificateurs à tubes. Il est d'usage, en effet, d'interposer cet élément de liaison afin de protéger la grille du premier tube contre un éventuel niveau continu.

Si vous êtes vraiment puriste, vous pouvez préférer au montage classique une mise en série de deux condensateurs dont le point commun sera porté à un potentiel continu quelconque, les 9 V d'une petite pile par exemple (**figure 8**).

Cette façon de faire peut améliorer les choses, mais il ne faut pas perdre de vue que nous apportons non plus les défauts d'un, mais de deux condensateurs. Il nous faudra choisir pour ceux-ci des valeurs doubles à celle d'un condensateur unique. N'oubliez pas qu'en série, la formule s'applique.

Très honnêtement, je ne pense pas que cette façon de faire apporte plus de bénéfices que d'inconvénients. Pour ma part, j'ai coutume d'utiliser en entrée un condensateur haute tension même si cela ne se justifie guère électriquement, et ce afin de bénéficier de leurs robustes armatures et de leur tenue mécanique. Là encore, le papier huilé peut faire merveille mais son courant de fuite relativement élevé peut provoquer des instabilités en cas de très fortes valeurs de résistances de « grille » ou « gate », ce qui me fait souvent préférer un bon polypropylène bobiné. A vous de voir...

DISTORSION ET BRUIT

Du fait de tous les phénomènes exposés plus haut, il n'est pas étonnant de constater que les condensateurs apportent leurs lots de distorsions diverses... Cependant, à l'exception des modèles chimiques et tantales, ces taux sont très faibles et, en tout cas, très inférieurs à ce que peut produire un bon amplificateur. Pourquoi en parler alors ?

Si ces taux sont faibles en signal sinusoïdal, on peut estimer qu'en régime transitoire, les déformations affligées au signal seront beaucoup plus fortes, bien que restant probablement à des niveaux inférieurs à 0,1 %. Même faibles, ces valeurs semblent apporter au condensateur une coloration plus ou moins forte, perceptible dans la plupart des cas...

Je ne m'attarderai pas davantage sur le sujet, les chiffres étant rares et les mesures totalement inaccessibles à l'amateur : des niveaux de l'ordre de - 160 dB ne sont en effet pas facilement mesurables, même pour le laboratoire le mieux équipé. Et comme je fais un point d'honneur à étayer mes propos par des chiffres...

Pour ce qui est du bruit, il y a quelques notions à préciser. Si comme tout élément permettant le transfert de charges électriques, les condensateurs sont des générateurs de bruit (lire article TFB dans *Led* n°181), ce facteur ne sera jamais important, surtout en audio.

En effet, le bruit produit par les condensateurs est très faible, beaucoup plus faible que celui émis par les éléments actifs et même les résistances. Cela s'entend, du moins pour les condensateurs à film et non pour les modèles chimiques qui, eux, peuvent être à l'origine de perturbations diverses.

En fait, dans ces condensateurs, les courants de fuite entre les armatures peuvent varier dans de très fortes proportions, et ceci de façon totalement aléatoire dans le temps, autrement dit du bruit. Le phénomène sera d'autant plus

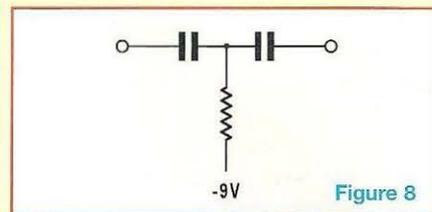


Figure 8

sensible que la tension appliquée s'approchera de la tension maximale indiquée par le constructeur et que la température s'élèvera. Dans les cas extrêmes, de véritables arcs peuvent survenir de façon sporadique entre les armatures, arcs à l'origine de craquements audibles dans les enceintes lorsque les condensateurs de filtrage de votre amplificateur vieillissent. Dans ce cas, méfiance, car cela peut conduire à leur mise en court-circuit pure et simple au bout d'un certain temps et donc à une panne grave...

Les condensateurs peuvent aussi être, non pas des générateurs de bruit, mais plutôt des capteurs de perturbations et du 50 Hz en particulier. Pour ma part, j'ai souvent constaté une dégradation du rapport S/B d'un amplificateur suite à l'adjonction d'un modèle non blindé en entrée.

Un examen attentif du bruit révélait toujours une composante à 50 Hz. Il faut effectivement se méfier de ce phénomène dans les circuits sensibles ou possédant des gains importants. Souvent, une simple inversion du sens du condensateur concerné peut améliorer les choses. Cela s'explique par le fait que l'armature reliée au point froid se trouve à la périphérie de l'élément, créant ainsi un blindage relativement efficace. En tout état de cause, je recommande d'utiliser, autant que possible, des modèles blindés et non en enrobage plastique. La mise à la masse du blindage est parfois nécessaire, mais prenez garde alors à ce que l'isolation soit parfaite entre les connexions et ce blindage.

Dans les montages mu-follower, le condensateur de liaison entre l'anode du tube inférieur et la grille du tube supérieur est particulièrement sensible au bruit, d'autant plus si les fils d'alimentation du

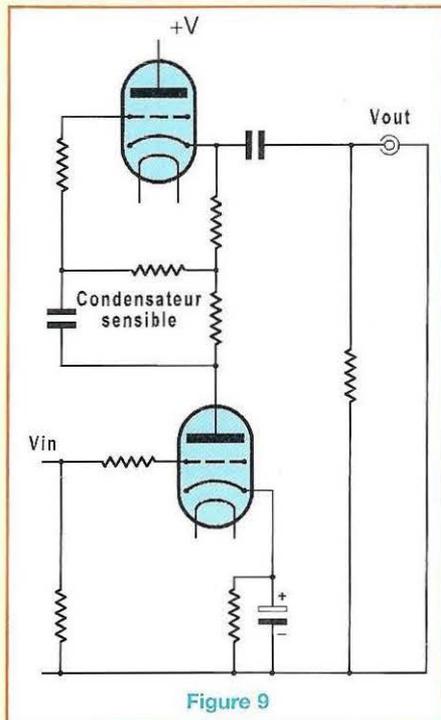


Figure 9

filament sont proches et parcourus par des courants alternatifs (figure 9).

Dans ce circuit, l'élément capacitif assure la liaison entre une grille et un point non référencé à la masse, ce qui aggrave le problème. Croyez-moi, l'utilisation d'un modèle blindé dans ce montage permet d'améliorer les choses dans des proportions non négligeables...

Si vous ne trouvez pas de condensateurs blindés de bonne qualité, vous pouvez très simplement adjoindre un feuillard de cuivre mis à la masse sur un modèle existant, bobiné de préférence (plus facile !). Bien que n'atteignant pas la qualité d'un condensateur blindé, vous constaterez sans aucun doute une amélioration significative du rapport S/B.

LES CARACTÉRISTIQUES DES CONDENSATEURS UTILISÉS EN AUDIO

POLYSTYRÈNE OU POLYSTYROL (MKS)

- $\epsilon_r \approx 2,5$
- $\delta \ll 5 \cdot 10^{-4}$ entre 50 Hz et 1 MHz
- Rigidité diélectrique > 200 kV/mm

- Résistance d'isolement > 1.10^6 M Ω/μ F à 25°C
- Coefficient de température = $-120.10^{-6}/^\circ\text{C}$
- Tenue en température -55 à 70°C (voire 85°C)
- Absorption diélectrique $\ll 0,01\%$
- Tension de fonctionnement : 63 à 1000V
- Valeurs comprises entre 100 pF et 1 μ F

Caractéristiques audio

- Excellent en impulsion, et donc l'un des meilleurs en audio.
- Très fin dans l'aigu.
- Excellent dans les filtres à fréquence de coupure précise.
- Recommandé en liaison, en raison de sa très faible fuite.
- Attention à la qualité mécanique.

POLYESTER OU MYLAR (MKS)

- $\epsilon_r \approx 3,25$
- $\delta > 70.10^{-4}$ à 50 Hz et à 25°C, augmente avec la fréquence
- Rigidité diélectrique > 275 kV/mm
- Résistance d'isolement > 5.10^4 M Ω/μ F à 25°C
- Coefficient de température = $-300.10^{-6}/^\circ\text{C}$
- Tenue en température - 40°C à 85°C voire - 55°C à 125°C
- Absorption diélectrique : 0,1 à 0,2%
- Tension de fonctionnement : 63 à 400V et 630 à 25 kV pour les modèles HT
- Valeurs comprises entre quelques nF et quelques μ F

Caractéristiques audio

- Condensateur économique pouvant réserver de bonnes surprises.
- Certains modèles bien construits peuvent donner d'excellents résultats en liaison.
- À éviter en découplage de cathode si la tension est inférieure à 10 V.

POLYCARBONATE (MKC)

- $\epsilon_r \approx 2,8$
- $\delta < 20.10^{-4}$ à 50 Hz et à 25°C
- Rigidité diélectrique > 180 kV/mm
- Résistance d'isolement > 5.10^4 M Ω/μ F à 25°C
- Coefficient de température = $\pm 75.10^{-6}/^\circ\text{C}$

- Tenue en température - 55°C à 125°C
- Absorption diélectrique : 0,1 à 0,2 %
- Tension de fonctionnement : 40 à 630 V et 630 à 25 kV pour les modèles HT
- Valeurs comprises entre quelques nF et quelques μ F

Caractéristiques audio

- A peu près identiques au polyester mais toujours de qualité professionnelle.
- Excellents pour les bases de temps en raison de leur grande stabilité.
- Recommandés en découplage de cathode en parallèle de modèles chimiques.
- Peuvent réserver de bonnes surprises en liaison grâce à leur qualité mécanique, mais difficiles à trouver dans le commerce.

POLYPROPYLENE (MKP)

- $\epsilon_r \approx 2,2$
- $\delta < 10.10^{-4}$ à 50 Hz et à 25°C
- Rigidité diélectrique > 350 kV/mm
- Résistance d'isolement > 1.10^5 M Ω/μ F à 25°C
- Coefficient de température = $- 50^\circ\text{C}$ à $+ 250.10^{-6}/^\circ\text{C}$
- Tenue en température - 55°C à 85°C (voire 105°C)
- Absorption diélectrique : 0,1 %
- Tension de fonctionnement : 160 à 1000 V et même quelques kV pour les modèles HT
- Valeurs comprises entre 47nF et 100 μ F environ

Caractéristiques audio

- Excellents en impulsion, vitesse de montée comprise entre 500 V et 1500 V/ μ s. Autrement dit, ces condensateurs sont capables de hautes performances en impulsions, pouvant fournir des crêtes de courant très élevées.
- Tout à fait adaptés à la mise en parallèle avec les condensateurs de filtrage des alimentations HT (entre 1 et 10 μ F). Résultats garantis !
- Sur les préamplificateurs et les montages de faible puissance, le remplacement pur et simple des condensateurs chimiques par des modèles au polypropylène est tout à fait envisageable et

UNE LIAISON IMPORTANTE

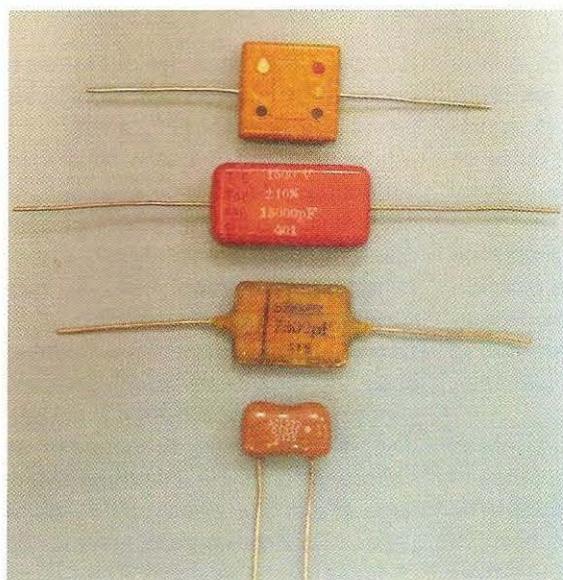


Photo C



Photo D

peut donner des résultats excellents.

- Sur les amplificateurs fonctionnant avec des tensions très élevées comme les triodes 845, l'utilisation de grosses capacités au polypropylène (style 100 μ F/400V) en série peut être une alternative intéressante aux chimiques, beaucoup moins sensibles à l'échauffement et au vieillissement. La fiabilité est gage de sécurité sur ce genre de matériel !

- Les modèles de bonne qualité bobinés se prêtent à merveille à une utilisation de couplage inter-étages, en particulier vers les étages de puissance.

MICA (PHOTO C)

- $\epsilon_r \approx 6,8$ à $7,5$
- $\delta < 2$ à $10 \cdot 10^{-4}$ à 25°C , même en HF
- Rigidité diélectrique : fait remarquable, la rigidité est fonction de l'épaisseur du diélectrique. Toutes proportions gardées, elle est plus élevée pour les faibles épaisseurs (en pratique, environ 200 kV/mm).
- Coefficient de température = -20°C à $+100 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$
- Tenue en température : fonction de l'enrobage, -55°C à 85°C pour les modèles courants, -55°C à 155°C pour les modèles professionnels. Le mica ne se

dégrade en fait que vers 600°C !

- Absorption diélectrique : extrêmement faible
- Tension de fonctionnement : 100 V à quelques kV
- Valeurs comprises entre quelques pF et 100 nF environ
- Si bien enrobé, fiabilité exceptionnelle.
- Dérive en fonction du temps et de la température pratiquement nulle.

Caractéristiques audio

- Excellent. Comme pour le polypropylène, le mica est capable de hautes performances en impulsions.
- Son hystérésis pratiquement nul le rend imbattable en présence de signaux complexes.
- Excellent dans le médium et l'aigu. Les duretés pouvant cependant apparaître sont toujours le fait d'un assemblage médiocre ou d'un mauvais contact entre les connexions et les armatures.
- Recommandé en liaison, filtre RIAA, contre-réaction.

PAPIER HUILÉ (PHOTO D)

- $\epsilon_r \approx 3,4$ à $5,5$ selon le type d'huile
- $\delta < 30$ à $60 \cdot 10^{-4}$ à 50 Hz et à 25°C

- Résistance d'isolement $> 10000 \text{ M}\Omega/\mu\text{F}$ à 20°C
- Coefficient de température = 50 à $200 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$
- Tenue en température - 55°C à 70°C ou 85°C
- Absorption diélectrique : $0,1 \%$
- Tension de fonctionnement : 160 à 10 kV
- Valeurs comprises entre $0,1$ et $250 \mu\text{F}$

Caractéristiques audio

- Fonctionne très bien en tant qu'élément de filtrage au sein des alimentations, en particulier en sortie des redresseurs.
- En tant qu'élément de liaison, il a tendance en général à « arrondir » les angles, mais dans le bon sens du terme, en gommant certaines duretés dans l'aigu dues aux électroniques.
- Dans les amplificateurs style 845, à utiliser avec le polypropylène dans l'alimentation.
- Les modèles bien construits et ne présentant pas de courant de fuite peuvent se révéler remarquables en liaison, voire supérieurs à des condensateurs extrêmement onéreux.
- Attention aux courants de fuites qui peuvent être relativement élevés.

CONDENSATEURS À ÉLECTROLYTE ALUMINIUM

· $\epsilon_r \approx 8$ (alumine Al_2O_3)

· δ élevé

· Absorption diélectrique élevée

À proprement parler, ces condensateurs ne sont pas utilisables en audio, c'est-à-dire pour traiter le signal. En revanche, leur utilisation est quasiment incontournable en tant qu'élément de découplage et de stockage d'énergie. Pour cela, les modèles choisis devront, si possible, posséder une faible résistance série (FRS), voire une très faible résistance série (TFRS). Ainsi, ils seront davantage capables de fournir des pointes de courant élevées et d'alimenter correctement les circuits à impulsions. Il faut néanmoins retenir que même les meilleurs modèles ne sauraient concurrencer les condensateurs à film plastique pour des fréquences supérieures à 100 kHz. Il y a quelques années, la limite se situait plutôt vers 10 kHz, mais le développement des alimentations à découpage a nécessité de gros progrès en la matière. En effet, l'augmentation de la fréquence ayant pour conséquence un gain de poids, d'encombrement et de coût de revient non négligeable, il a fallu faire des efforts pour mettre au point des condensateurs chimiques capables de suivre... Dans le même temps, la durée de vie et la fiabilité de ces éléments ont augmenté de paire, ce qui permet aujourd'hui de faire de bonnes alimentations pour amplificateurs à tubes. Il faudra cependant toujours prendre garde à utiliser ces éléments à une température très inférieure à la température maximale donnée par le constructeur et à une tension inférieure de un tiers à la moitié de la tension nominale. Cela vous garantira une fiabili-

té à toute épreuve. Même en cas de coup dur, cela limitera le courant de fuite (proportionnel à la température et à la tension appliquée), ainsi que les bruits divers causés par les ruptures sporadiques de l'isolant. De plus, la durée de vie de votre condensateur s'en trouvera largement augmentée.

Encore un détail : plus vos condensateurs chimiques seront à faible résistance série, plus ils seront capables de fournir des pointes de courant, mais plus ils se chargeront sous un courant bref, mais élevé.

Souvent, le remplacement de vieux condensateurs par des FRS occasionnera la destruction des redresseurs en amont qui ne supporteront pas la surintensité. Donc, usage recommandé, mais prenez garde à ce détail !

Quoi qu'il en soit, condensateur d'entrée de gamme ou FRS, il sera sûrement avantageux de les doubler par des modèles pouvant répondre aux sollicitations, brèves mais intenses, qui sont l'essence même des signaux audio. Des modèles au polypropylène sont à recommander, en alimentation comme en découplage. Effet garanti...

Un dernier mot pour ceux qui seraient tentés, abusés par la publicité, d'utiliser des chimiques en liaisons... Libre à vous, mais vous ne me ferez jamais croire qu'un condensateur peut faire baisser le taux de distorsion, ni qu'un modèle polarisé se comportera de meilleure façon sur signal alternatif qu'un condensateur non polarisé.

Les taux de distorsion des condensateurs chimiques sont toujours supérieurs à ceux des modèles à film. Que celui qui pense pouvoir me prouver le contraire se fasse connaître !

EN GUISE DE CONCLUSION

Pardonnez-moi, mais dès que je vois des publicités annoncer des « caractéristiques incroyables », je m'agace...

J'ai volontairement passé sous silence les condensateurs « céramique », trop nombreux et différents pour leur consacrer seulement quelques lignes, et je suis conscient d'être passé bien vite sur les condensateurs chimiques.

Quant aux condensateurs « tantales », nous en reparlerons prochainement à l'occasion d'une réalisation, je pense.

Je conclurai en vous disant que ce sujet est passionnant, car il laisse encore une large place aux investigations personnelles. Et bien souvent, vous pourrez conduire vos expériences à peu de frais. Il est plus facile d'essayer le condensateur X conseillé par un ami que le tube Y à plus de 100 € ! Alors, essayez !

Vous verrez qu'avec un peu d'expérience, vous saurez tirer parti des défauts des condensateurs. Ils en ont tous, il suffit de savoir s'en accommoder.

Vous constaterez qu'un condensateur généreux sur les aigus comme un polystyrène vous permettra de renforcer le haut du spectre d'un amplificateur un peu « court ».

Un condensateur au papier huilé vous permettra souvent d'arrondir un peu un amplificateur trop rapide ou agressif...

En fait, les condensateurs peuvent devenir des éléments d'égalisation de vos systèmes, bien plus que les autres éléments passifs, câbles ou résistances.

Croyez-moi, ces investigations sont enrichissantes, souvent longues, mais passionnantes... et peu onéreuses. Ne vous en privez pas !

Jérôme Gest

**Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans *Led*.
N'hésitez pas à nous joindre afin d'obtenir les renseignements nécessaires
pour une éventuelle collaboration à notre revue.**

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

Nous sommes fabricant depuis 1960

TRANSFO DE SORTIE POUR AMPLI A TUBE CAPOT NOIR

Enroulements multi couches tôles à grains orienté sortie
8 ohms pour tous les modèles - montage single
Pour 1 EL34 6L6 5998 classe A 30W
Primaire multi impédance
2100 2400 2700 temps de montée 3,8µs 60 Euros
Pour 1 6C41 classe A 100W 700ohms
Temps de montée 3,5µs 115 Euros
Pour 1 6C33 classe A 100W 300 ohms
Temps de montée 2µs en cuve 210 Euros
Pour 1 300B KT 88 6550 classe A 100W
2500 ohms temps de montée 3,5µs 140 Euros
Montage PUSCH PULL
Pour 2X EL84 OU 2X6V6 22W
2X4500 ohms tôles en C 38 Euros
Pour 2XECL 82 OU 2XELC86 22W
2X3500 ohms tôles en C 38 Euros
Pour 2XEL 84 OU 2X 6V6 30W 2
2X4500 ohms prise ultra linéaire
Temps de montée 4µs 62 Euros
Pour 2XEL 34 OU 2X6L6 OU 2X KT 88
2X6550 2XKT 66 OU 2X KT 90 90W
2X2400 ohms prise ultra linéaire
Temps de montée 4,5µs tôles en C 90 Euros
Pour 4XEL 34 OU 4X6L6 OU 4 KT 88
4X6550 OU 4X KT 66 OU 4 KT 90 200W
2X1300ohms
Temps de montée 5 µ 210 Euros
Transfo pour maquettes ou dépannages
ECL 82 ECL 86 fixa étrier 7 Euros
Pour 1 EL 84 fixa étrier 11 Euros

TRANSFO D'ENTREE POUR PREAMPLI PASSIF

GAIN 12 DB 20 HZ +0,5 Db 90 Euros
TRANSFO DRIVER AMPLIFICATEUR R/4 90 Euros
TRANSFO ENTREE SYM.SORTIE ASY R/4 90 Euros
TRANSFO ENTREE ASY SORTIE SYM. R/4 90 Euros
TRANSFO D'ALIMENTATION CAPOTE
Primaire 230v ou spécification
Secondaire 300v 300ma 6,3v 4A 43 Euros
Secondaire 400v 500ma 6,3v 4A 74 Euros

TRANSFO TORIQUE PRIMAIRE 230V

200VA SEC 220+220V/ 0,3A 60+60A,2A
6,3V 3A + 6,3V 3A 73 Euros
120VA SEC 155V+104V+51V 0,285A
6,3V 3A + 6,3V 3A 120V 0,02 A
170 VA 168V + 35V + 35 V/ 0,6A 120V 0,04 A
6,3V 3,6A
50VA P 115V+115V SEC 25V 0,5A+70V0,1 A
9V+9V 0,7A 25 Euros
40VA 150V+70V 6,3V 2A 26 Euros
100VA 250V 0,3 A + 20V 0,3 A 6,3V 3,5A 40 Euros
80 VA P 115V+115V SEC 300V+300V 0,08 A
6,3V 3,5 A 41 Euros
120VA 270V+15V 0,33 A 6,3V 3,5 A Blindé 52 Euros
180VA 360V+360V 0,15A +5V3A+5V 3A+
10V 2A+6,3V 2A 75 Euros
80VA P 115V+115VSEC 250V+20V 0,18A
6,3V 3,5A 39 Euros
TRANSFO BASSE TENSION 70 références

SUPPORTS TUBES

7 broches à cosses stéatite 2
9 broches à cosses stéatite 3
9 broches à cosses bk 2
9 broches à picots CI 1,5
9 broches stéatite pour blindage 5
Octal stéatite à cosses 8
Octal stéatite à picots CI 6
Octal bk à cosses 3
Pour 6C41 ou 6C33 stéatite 7,5

CONNECTIQUES

RCA chassis femelle dorée rouge 3
RCA chassis femelle dorée noire 3
Prise banane HP doré rouge 3
Prise banane HP doré noir 3
RCA doré Mâle pour câble rouge 3
RCA doré Mâle pour câble noir 3

Auditorium

TSM 151 rue Michel Carré
95100 Argenteuil

TUBES + DE 1500 références en stock

Quelques prix
ECC 83 PH GE 24
ECC 83 WA EST 8
ECC 88 US 22
E188 CC TESLA 15
EC 86 PH 10
ECC 81 PH 24
ECC 82 EST 8
EL 33 ZAERIX 20
EL 84 EST 10
EL 34 EST 22
KT 88 EST 32
6550 EST 33
KT 90 EST 62
300B EST 75
ECL 82 SIEM 15
ECL 86 MAZ 14
6L6 GC EST 22
EZ80 PH 10
GZ32 PH 15
5R4 PH 18
5U4 MAZ 18
5Y3 GB PH 15
6AS7G RCA 16
6V6G MAZ 10
6F6GRCA 18
6N7 RCA 15
6SN7RCA 20
6SL7 RCA 21
6S41 EST 33
6c33 CB 60

CONDENSATEUR HAUTE TENSION

Radial à picots
10µf 400v 2
22µf 385v 2
33µf 250v 3
47µf 400v 2
68µf 385v 3,5
100µf 385v 3,8
100µf 400v 4
220µf 385v 8
220µf 400v 7,5
AXIAL
8µf 350v 1,5
10µf 350v 2
22µf 350v 2,5

CONDENSATEUR TYPE BOUTEILLE

470µF 350V 15
2400µF 200V 22
3200µF 350V 24
3300µF 400V 30
4700µF 100V 9
4700µF 63V 8
6800µF 63V 11

CONDENSATEUR POLYPROPYLENE

AXIAL
1NF 630V 0,5
3NF 1200V 2
4,7NF 1600V 1
7,5NF 1200V 1
10NF 630V 1
15NF 1600V 1,3
22NF 1600V 2
33NF 400V 2
68NF 400V 2
220NF 630V 2,5
470NF 630V 2,7
1µF 250V MKT 0,6
1,5µF 400V MKT 1
1,5µF 250V MKP 2
3µF 250V MKT 2,5
4,7µF 160V MKP 2,7

RADIAL POLYPROPYLENE

22nf 2000v 2
33nf 2000v 2,2
39nf 400v 1,5
47nf 2000v 2
68nf 400v 1
220nf 250v 0,8
270nf 250v 0,9
470nf 400v 0,9
820nf 400v 1

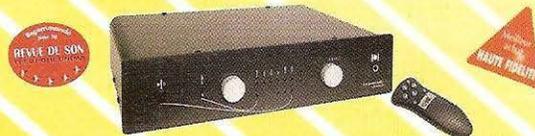
Le Dinosaur



2x15watts - 4 6V6 tétrodes

en kit sans coffret.....450
en kit avec coffret.....650
Produit fini.....850
Version 2x20watts 4 EL33 tétrodes
en kit sans coffret.....500
en kit avec coffret.....700
Produit fini.....900

Ce préamplificateur fait trembler le monde du silence



Préampli Haute Gamme - Classe A - avec ou sans
Télécommande

Banc d'essai "Revue du Son" Mai 2002 - Sono Musique N°30
Banc d'essai "Haute Fidélité" Septembre 2002

Prix manuelle 2140 €
Prix version Télécommande, M/A - sélection des canaux,
potentiomètre motorisé, dix leds de fonction 2350 €

UNIQUE AU MONDE

Le Cristal inédit par sa conception

Amplificateur sans aucun
composant précédant le tube final.

Ce qui augmente la tranparence,
la profondeur de scène,

précision médium aigu,
dynamique exceptionnelle,

rapidité surprenante dans
le grave.8 Triodes en parallèle

8 watts. Bloc mono chassis haut chromé



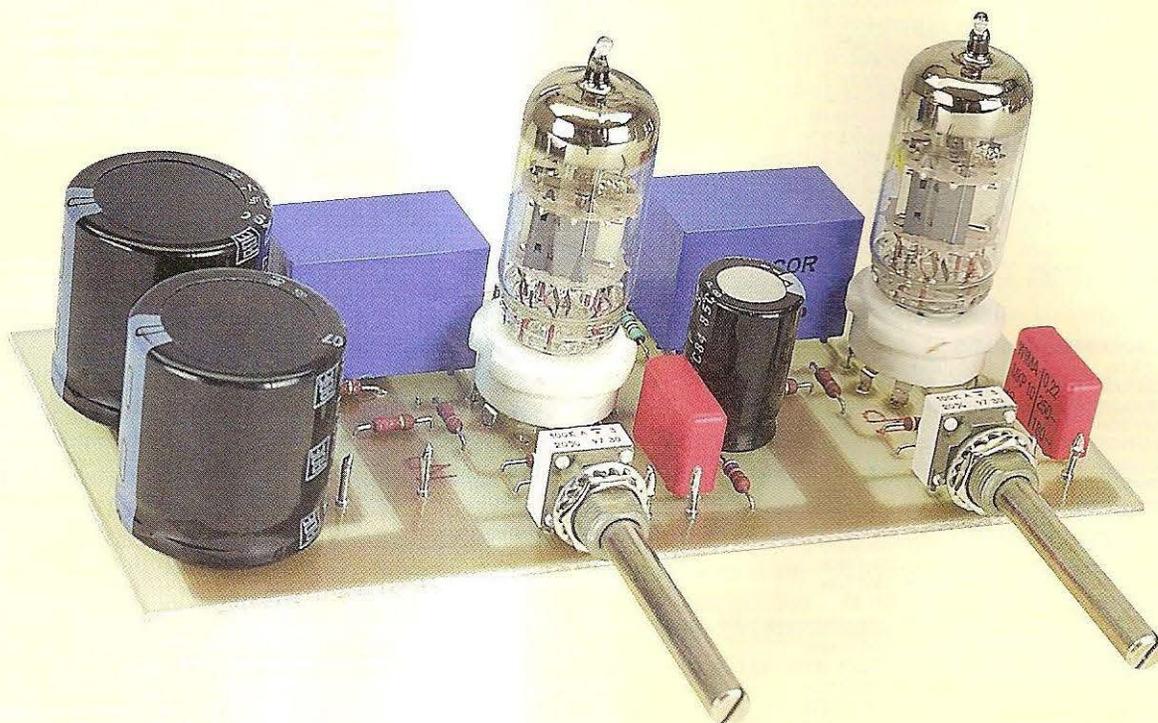
Monté prix 1490€ - En kit 950€

Tél 01 30 76 91 07 - Fax 01 39 61 67 94 www.audiotub.fr

Ecoute sur haut parleur Supravox et enceintes Audio Linéaire

L'ECF82 EN MU-FOLLOWER

PRÉAMPLIFICATEUR STÉRÉO POUR ENTRÉES « HAUT NIVEAU »
LECTEUR DE CD-TUNER-MAGNÉTOPHONE...



Pour compléter les propos de Monsieur Gest sur les condensateurs en audio, nous vous proposons la réalisation d'un préamplificateur se calquant sur la figure 9 de son article. La triode supérieure est remplacée par une pentode utilisée en pseudo triode du fait que nous avons relié la grille « écran » à l'anode. Nous sommes donc bien dans la même configuration de schéma.

Le tube utilisé est une triode/pentode ECF82 de la série NOVAL qui va simplifier la réalisation (préampli mono tube). Le brochage du culot vu de dessous fait l'objet de la **figure 1**.

LE SCHÉMA

Les deux canaux du préamplificateur sont représentés en **figure 2**. Nous n'avons pas fait apparaître le chauffage des filaments, mais comme pour tous les culots NOVAL, celui-ci s'effectue aux

broches 4 et 5 sous une tension de 6,3 V. La consommation est de 450 mA.

CARACTÉRISTIQUES DE L'ECF 82

La pentode

$V_A = 250 \text{ V}$
 $I_A = 10 \text{ mA}$
 $V_{G2} = 110 \text{ V}$
 $I_{G2} = 3,5 \text{ mA}$
 $R_k = 68 \Omega$
 $S = 5,2 \text{ mA/V}$
 $\rho = 0,4 \text{ M}\Omega$
 $K = 20$

La triode

$V_A = 150 \text{ V}$
 $I_A = 18 \text{ mA}$
 $R_k = 56 \Omega$
 $S = 8,5 \text{ mA/V}$
 $\rho = 5 \text{ k}\Omega$
 $K = 40$

Nous avons utilisé un diviseur de tension R8/R9 pour polariser l'alimentation filament à environ 1/4 du +HT.

La stabilité de fonctionnement de l'ECF82 nous a permis de supprimer la résistance de grille de « commande » de la pentode.

La grille « écran » est connectée directement au +HT.

La grille « supprimeuse » étant reliée à l'intérieur du tube à la cathode, aucune connexion extérieure n'est à prévoir, ce qui facilite l'étude du circuit imprimé.

La grille de commande de la triode est

SIMPLICITÉ ET EFFICACITÉ

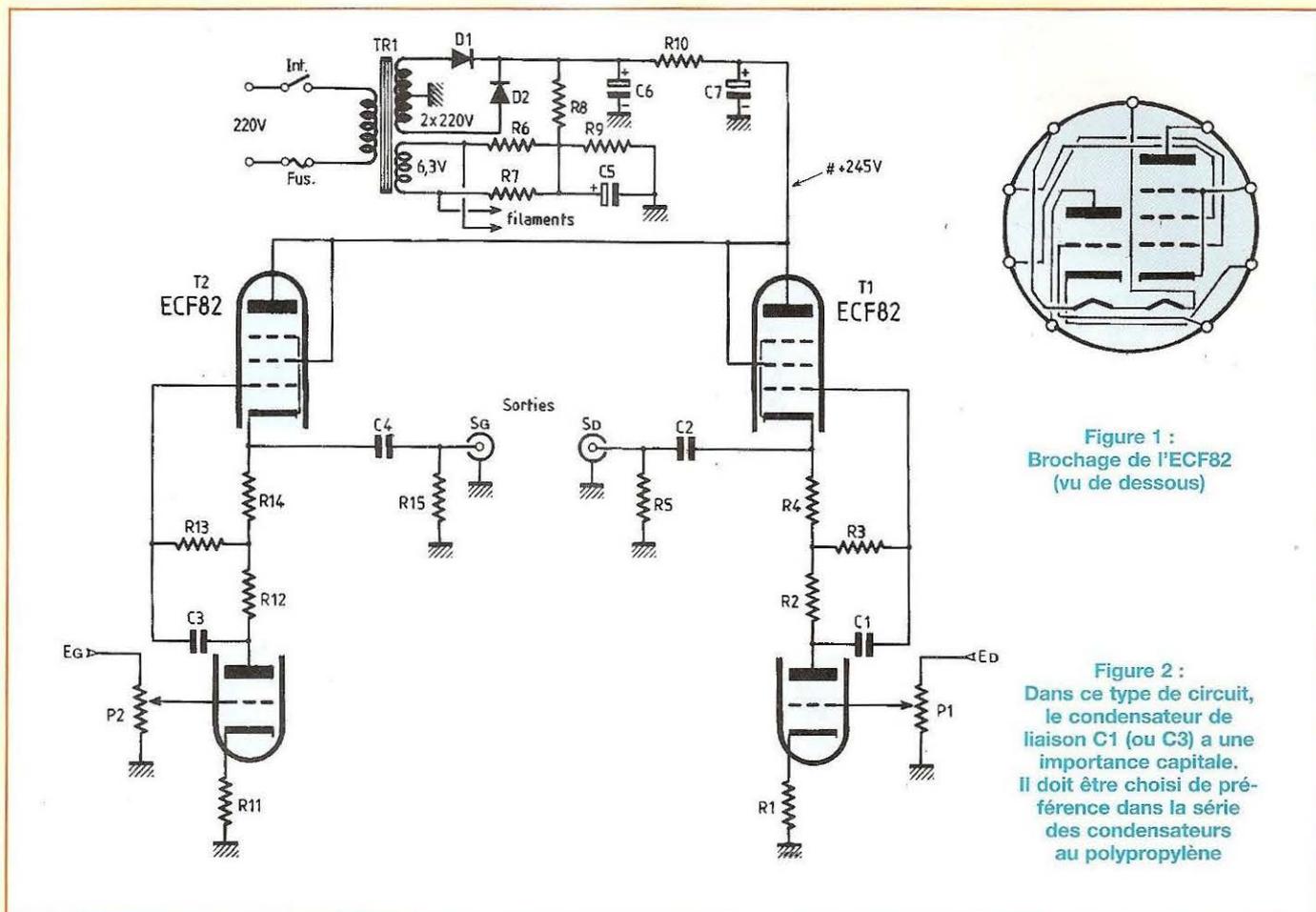


Figure 1 :
Brochage de l'ECF82
(vu de dessous)

Figure 2 :
Dans ce type de circuit,
le condensateur de
liaison C1 (ou C3) a une
importance capitale.
Il doit être choisi de pré-
férence dans la série
des condensateurs
au polypropylène

reliée à un potentiomètre de volume, ce qui rend insaturable ce préamplificateur. Sa cathode est polarisée par une résistance non découplée R1 de 2,2 k Ω , tandis que la plaque est chargée par une résistance de faible valeur R2 de 10 k Ω . Le signal amplifié est prélevé sur l'anode de la triode par C1 pour être appliqué à la grille de « commande » de la pentode. Nous le retrouvons ensuite sur la cathode mais à basse impédance. La tension continue élevée présente sur cette électrode (environ +160 V) nécessite la présence d'un condensateur de liaison C2 perméable à l'alternatif. La tension d'alimentation HT de 2 x 220 V est redressée par deux diodes. La cellule de filtrage C6/R10/C7 permet d'obtenir une tension continue de l'ordre de +245 V parfaitement filtrée.

LE CIRCUIT IMPRIMÉ

Une plaquette d'époxy de 157 x 71 mm permet de rassembler tous les composants, à l'exception du transformateur TR1 et des diodes de redressement D1 et D2 soudées directement aux cosses de celui-ci.

Nous voyons que ce préamplificateur stéréophonique « haut niveau » tient peu de place.

Les liaisons cuivrées font l'objet de la figure 3. Elles sont peu nombreuses, ce qui facilite la reproduction de la plaquette quel que soit le procédé de gravure adopté.

En ce qui concerne les perçages, nous avons prévu des grosses pastilles pour les supports des tubes. Il faut en effet uti-

liser un foret de $\phi 1,8$ mm, car les pattes des supports NOVAL doivent traverser le C.I. (ceux-ci sont, pour cette étude, implantés côté composants).

LE CÂBLAGE

Le plan de câblage détaillé de la figure 4 permet d'insérer les composants aux bons emplacements, tout en s'aidant de la nomenclature qui donne leurs valeurs nominales.

Les potentiomètres sont soudés directement au circuit imprimé, ce qui élimine toutes les erreurs d'interconnexions possibles ainsi que les risques d'accrochages.

Prévoir des picots pour les raccordements des fils d'alimentations HT et 6,3 V. Les canons filetés des potenti-

PRÉAMPLIFICATEUR MU-FOLLOWER A ECF82

Figure 3

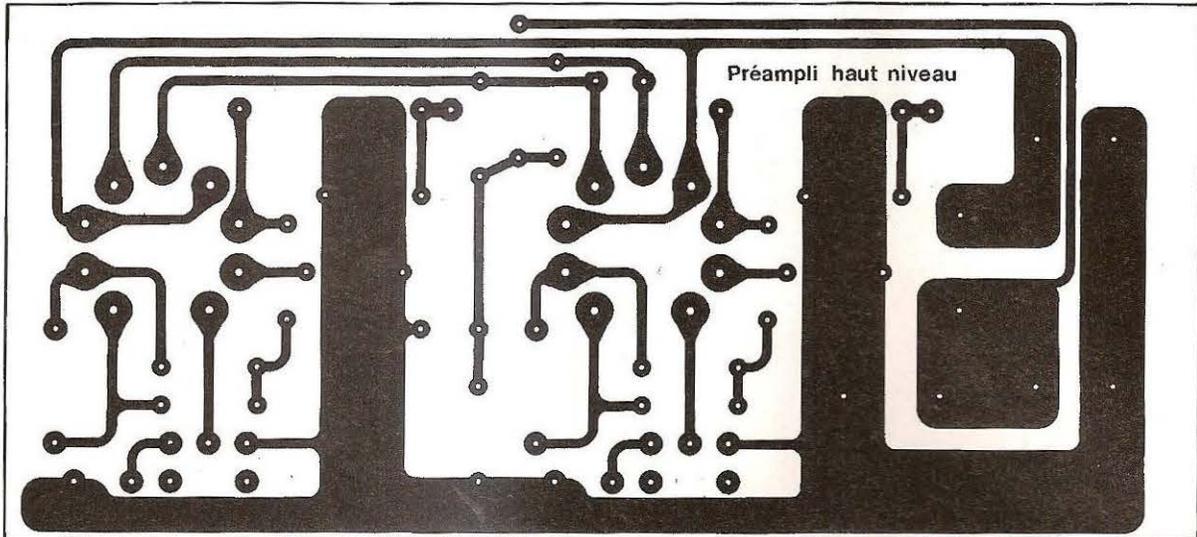
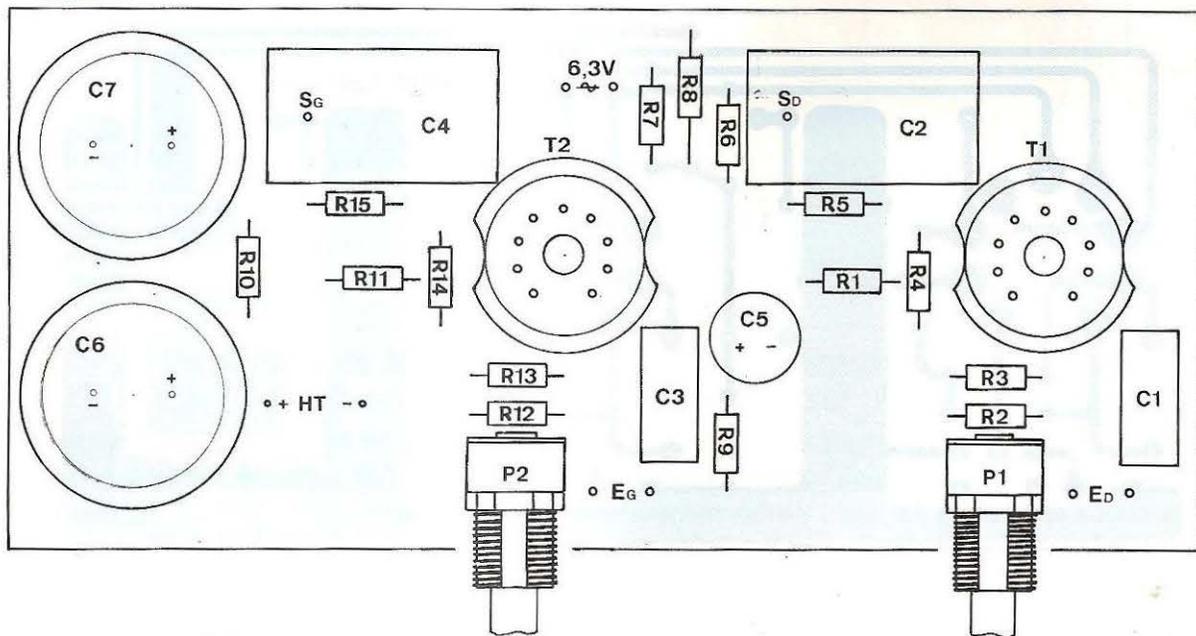


Figure 4



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

MODULE PRÉAMPLIFICATEUR

Résistances $\pm 5\%$ - 1/2 W à couche (ou couche métallique)

R1 - 2,2 k Ω
 R2 - 10 k Ω
 R3 - 470 k Ω
 R4 - 1,2 k Ω
 R5 - 22 k Ω
 R6 - 68 Ω
 R7 - 68 Ω
 R8 - 180 k Ω

R9 - 47 k Ω
 R10 - 27 k Ω
 R11 - 2,2 k Ω
 R12 - 10 k Ω
 R13 - 470 k Ω
 R14 - 1,2 k Ω
 R15 - 22 k Ω

Condensateurs

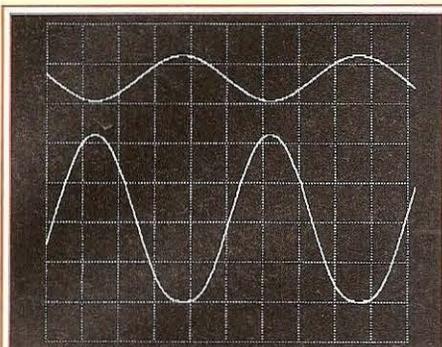
C1 - 220 nF / 250 V au polypropylène
 C2 - 2,7 μ F / 250 V

C3 - 220 nF / 250 V au polypropylène
 C4 - 2,7 μ F / 250 V
 C5 - 100 μ F / 100 V électrochimique
 C6 - 220 μ F / 400 V électrochimique
 C7 - 220 μ F / 400 V électrochimique

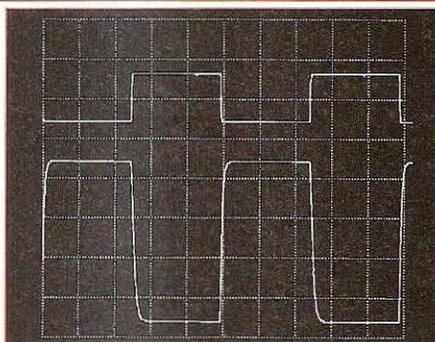
Divers

T1 - T2 - Triode / Pentode ECF82
 P1 - P2 - Pot. 100 k Ω log.
 2 supports NOVAL
 10 picots à souder

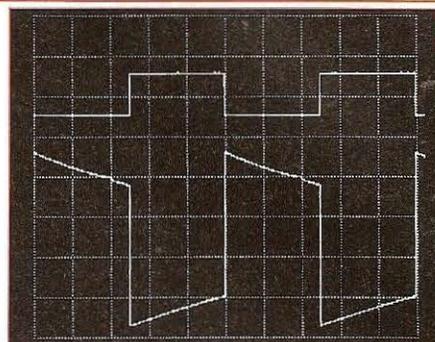
SIMPLICITÉ ET EFFICACITÉ



A : écrêtage du signal de sortie à 1 kHz.
Apparition d'une déformation dans l'alternance négative ($V_e = 1,92 \text{ Veff}$, $V_s = 31 \text{ Veff}$).



B : signal carré à 10 kHz.
Temps de montée : $1,7 \mu\text{s}$
Temps de descente : $4 \mu\text{s}$



C : signal carré à 20 Hz

mètres P1 et P2 vont permettre de fixer le module à la face avant d'un coffret.

MISE SOUS TENSION

Le module est opérationnel dès la première mise sous tension.

Il suffit de raccorder le picot (+) HT aux cathodes des diodes de redressement D1 et D2 puis le picot (-) HT au point milieu du transformateur.

Le chauffage filament des ECF82 s'obtient en reliant directement les picots 6,3 V~ aux cosses du transformateur.

Aux entrées SG et SD, on peut y raccorder toutes sources « haut niveau »

telles que : lecteur CD, tuner, magnétophone...

Les sorties SG et SD sont à relier aux entrées d'un amplificateur de puissance, sans précautions particulières. Les sorties du préamplificateur étant à basse impédance, on peut utiliser un vulgaire câble scindex (cordon secteur).

Notre première écoute s'est faite avec le Single End de KT88 décrit dans *Led* n°173 et un lecteur CD. Le gain en tension important du préamplificateur (de l'ordre de 16) n'autorise pas une rotation importante des potentiomètres de volume mais permet de déceler instantanément la vivacité de celui-ci.

C'est du nerveux, le grave est ferme et puissant, parfaitement contrôlé. Le médium est clair et aéré. Quant à l'aigu, il file très haut sans agressivité aucune.

Le «MU-follower» contrôle parfaitement les réactions de l'amplificateur en lui communiquant sa nervosité.

Une autre écoute faite avec le Push-Pull de 2A3 du *Led* n°177 donne les mêmes résultats d'écoute, avec une musique très dynamique.

Le préampli n'introduit pas de bruit (ronflette ou souffle), il se contente de donner du gain et permet d'attaquer des blocs de puissance en basse impédance.

Bernard Duval

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 μm

Circuits professionnels Kappa Industries

	Qté	Circuits percés et étamés Prix	Total
* Préamplificateur RIAA			
- Carte alimentation		13,50 €	
- Carte des tubes		7,30 €	
- Carte de base		18,30 €	
- Carte interface MM (2CI)		9,20 €	
- Carte interface MC (2CI)		9,20 €	
- Carte interface anti RIAA		3,50 €	
* Préamplificateur Mu-Follower ECF82			
- Carte préamplificatrice stéréo		14,00 €	
* Amplificateur 2 x 10 Weff			
- Carte amplificatrice stéréo		50,00 €	
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

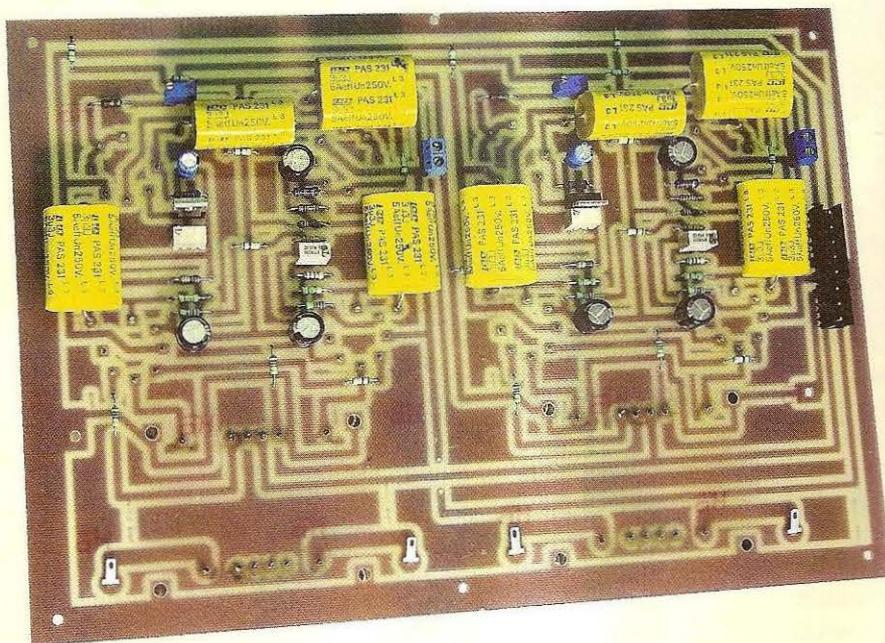
EDITIONS PÉRIODES

2-12 rue de Bellevue 75019 Paris

Tél. : 01 44 84 88 28

ENSEMBLE HOME CINEMA

Modulaire et de qualité audiophile AMPLI STÉRÉO 2 x 10 Weff



Cet amplificateur peut être utilisé soit comme ampli stéréo dans un ensemble Haute Fidélité Classique, soit comme ampli deux voies de l'ensemble Home Cinéma. Dans ce dernier cas, il faudra prévoir trois amplis de ce type pour une version 5.1 à six voies, ou quatre amplis pour une version huit voies 7.1. L'alimentation décrite dans le numéro LED 187 est suffisante pour alimenter deux amplis stéréo de 2 x 10 Weff.

Les amplificateurs décrits dans cet ensemble Home Cinema reprennent tous la même architecture, afin de simplifier la réalisation générale et l'évolutivité du système, à savoir :

- Déphaseur bicathodes système Braud modifié et équipé des tubes 5725.
- Ampli Push Pull de tétrodes 6005 fonctionnant en classe AB1, sans courant de grille.

Montage ultra linéaire, écran relié à une prise intermédiaire du transformateur de sortie.

- Libre choix de travailler avec ou sans contre-réaction globale.

L'AMPLI STÉRÉO 2 x 10 Weff

La partie amplificatrice de puissance de l'ampli 10 W sera constituée d'un simple

push pull, il comporte donc deux tubes 6005 (figure 10).

La partie amplificatrice de puissance de l'ampli 30 W sera constituée de trois ensembles de 10 W comme ci-dessus montés en parallèle.

On dira qu'il s'agit d'un triple push pull parallèle.

La partie amplificatrice de puissance de l'ampli 50 W déjà décrite est elle formée d'un quintuple push pull parallèle.

Si on souhaite réaliser un ampli de 20 W, il suffira de faire un double push pull parallèle en utilisant le même schéma.

Pour simplifier l'évolutivité, chaque ampli reprend les mêmes composants et la même numérotation de chacun des composants. Pour la version deux voies de 10 W, la numérotation des composants est donnée pour une voie, la seconde étant identique, elle est reprise avec les mêmes numérotations de composants.

Ainsi, par exemple, la résistance de fuite de grille du tube 6005/T1 de 470 k Ω porte la référence R50, aussi bien dans la version 10 W que dans les versions 30 et 50 W.

Je ne m'étendrai plus sur le fonctionnement du circuit déphaseur déjà décrit dans Led n°186 auquel chacun pourra se reporter.

L'alimentation stabilisée décrite dans Led n°187, délivre 250 V/500 mA pour la partie amplificatrice à tubes 6005 et 230V pour le déphaseur. Une telle alimentation pourra alimenter soit un ampli 50 W une voie, soit un ampli deux voies de 30 W, soit quatre voies de 10 W.

A. Cochetoux
info@isasarl.com

www.isasarl.com, section « hi-fi »

Sur le site, section « Forum », un forum de discussions est ouvert à tous. N'hésitez pas à poser vos questions et à discuter des éventuelles difficultés que vous pourriez rencontrer. Merci également de m'indiquer vos rapports d'écoutes. Ils sont toujours intéressants.

BLOC AMPLIFICATEUR 2 x 10 Weff

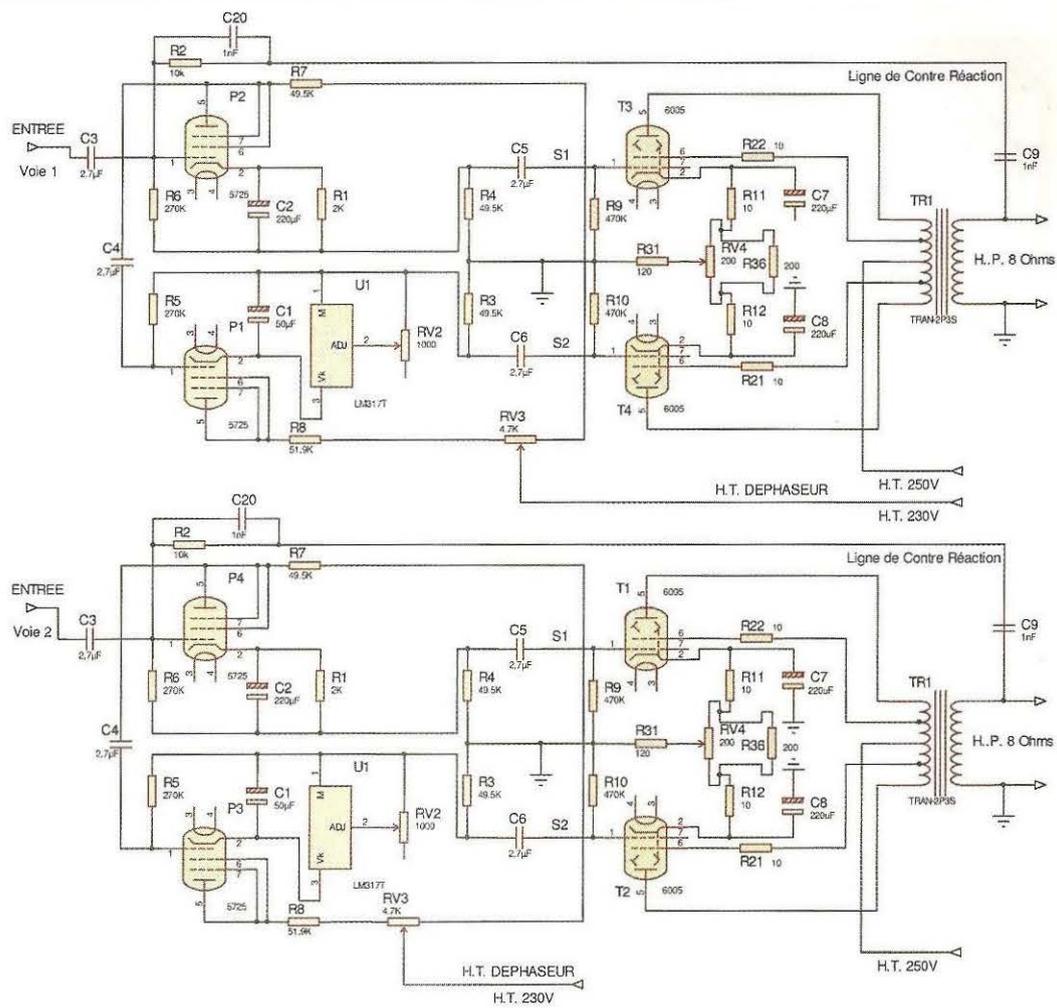
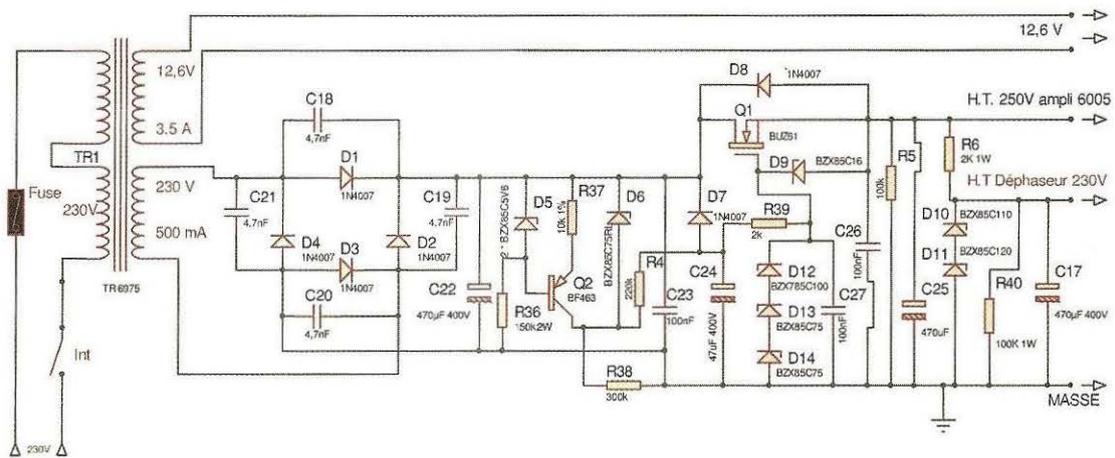
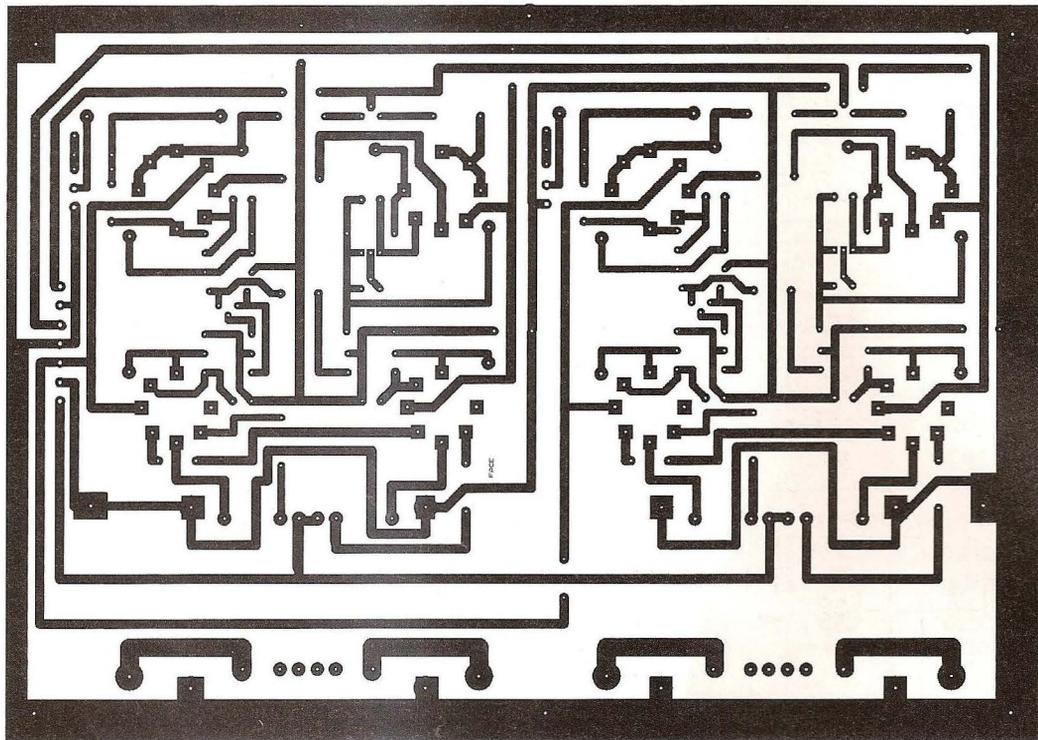


Figure 10 : Les condensateurs C9 sont à câbler dans le cas d'un fonctionnement sans contre-réaction



Cette alimentation est suffisante pour « piloter » deux amplis stéréo de 2 x 10 Weff

PUSH-PULL DE TÉTRODES 6005



Ce circuit imprimé présentant des dimensions trop importantes (279 x 195 mm), nous ne pouvons pas le publier à l'échelle 1. Nous le reproduisons, par conséquent, à l'échelle 1/2. Vous retrouverez aisément les dimensions d'origine en le photocopiant à l'échelle 2. Ci-contre, nous vous proposons le plan de câblage très légèrement réduit afin de faciliter la lecture des références des différents composants. Lesquelles sont reprises dans la nomenclature ci-dessous.

ATTENTION

Les supports de tubes ainsi que les transformateurs de sortie sont à souder côté pistes cuivrées

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

AMPLIFICATEUR

2 x 10 Weff

• Résistances

(0,5 W sauf pour R31)

R1 : 2 k Ω - 1 %
 R2 : 10k Ω - 10 %
 R3 : 49,5 k Ω - 1 %
 R4 : 49,5 k Ω - 1 %
 R5 : 270 k Ω - 10 %
 R6 : 270 k Ω - 10 %
 R7 : 49,5 k Ω - 1 %
 R8 : 51,9 k Ω - 1 %
 R9 : 470 k Ω - 10 %
 R10 : 470 k Ω - 10 %
 R11 : 10 Ω - 10 %
 R12 : 10 Ω - 10 %

R21 : 10 Ω - 10 %
 R22 : 10 Ω - 10 %
 R36 : 200 Ω - 10 %
 R31 : 120 Ω - 10 % - 2W

• Ajustables (20 tours)

RV2 : 1000 Ω - 10 %
 RV3 : 4,7 k Ω - 10 %
 RV4 : 200 Ω - 10 %

• Condensateurs

C1 : 50 μ F/16V
 C2 : 220 μ F/16V
 C3 : 2,7 ou 3,3 μ F/250V - MKP
 C4 : 2,7 ou 3,3 μ F/250V - MKP
 C5 : 2,7 ou 3,3 μ F/250V - MKP

C6 : 2,7 ou 3,3 μ F/250V - MKP
 C7 : 220 μ F/16V
 C8 : 220 μ F/16V
 C20 : 1nF/250V - MKP

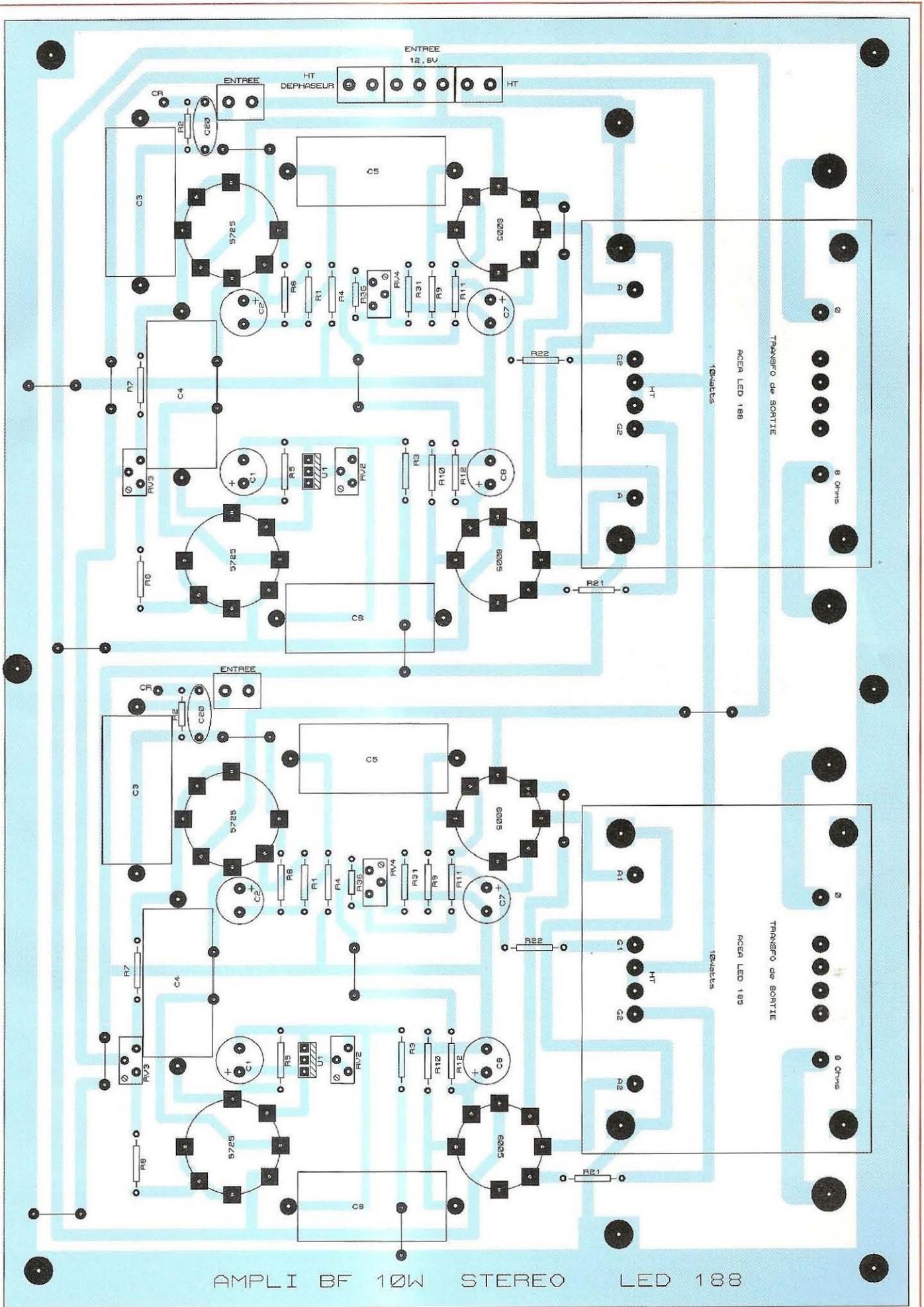
• Composants actifs

U1 : LM317T
 P1 : 5725 - CSF
 P2 : 5725 - CSF
 T3 : 6005 - CSF
 T4 : 6005 - CSF

• Divers

TR1 : 10 000 Ω plaque à plaque
 transformateur ACEA
 4 supports en stéatite 7 broches

AMPLI BF 10W STEREO LED 188



TUB'OX

CHÂSSIS pour AMPLIS à TUBES

Push Pull ECL86 >>>

Compatible avec les CI de la revue LED 183

Adapté aux transfos de sortie format 70x84 et 80x96.

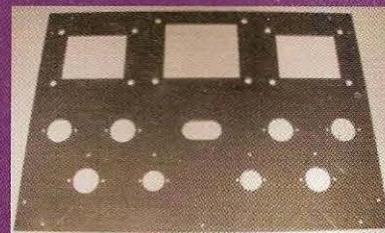
Finition noire mat : 130 €

Tous nos châssis sont livrés complets avec pieds et visserie assortis à la finition. Peinture cuisson au four.



<<< Push Pull 6550 (LED 169)

Châssis pour câblage
en l'air >>>



Brut : 130 € Noir mat 150 €

Compatible CI de LED 169 Finition
INOX brillant : 250 € Finition noir
mat : 170 €

Pour avril-mai 2005 : TUB'OX prépare 4 châssis

>>> Le Push Pull 845 bloc mono (LED 173)

>>> 3 amplificateurs de puissance du Home Cinéma de A.COCHETEUX
(2 x 10W , 2x30 W et 1 x 50 W)

Idéal pour vos câblages :



Barrette verticale 4
cosses doubles

Barrette horizontale 6
cosses



Vendues par 10 (mélange possible) : 11 €

Prix TTC. **Pour commander** : envoyez votre commande accompagnée d'un chèque (prix + port)
à : TUB'OX Le Bourg 01540 PERREX Renseignements : Rémy Arbellot 06 82 19 24 03
ou rendez vous chez un de nos distributeurs (Fréquence Tubes à PARIS, ACEA à Toulouse)
Frais de port et emballage en sus : Châssis Grand modèle : 13 euros Châssis petit modèle 11 € Barrettes : 3,5 €

Rejoignez nous sur notre site Web : www.tubox.fr Mail : infos@tubox.fr

ACEA FÊTE SES 30 ANS (1975-2005)

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

PUSH-PULL 845

40 W le bloc
Led N°s 172 - 173



kit comprenant : pour 1 bloc

- 1 transfo d'alimentation en cuve 174,45 €
- 1 transfo de sortie en cuve 259,20 €
- 2 tubes 845 appariés 148,00 €
- 2 tubes ECL86 Philips 35,00 €
- 2 supports 845 argentés 42,60 €
- 2 supports NOVAL pour C.I. 6,70 €
- 1 self de filtrage en cuve 71,65 €
- 1 transfo d'alim. 2x12 V en cuve 85,00 €
- 2 condensateurs 470 µF / 500 V 60,00 €
- 2 condensateurs 47 000 µF / 16 V 30,00 €
- Frais de port 25,91 €
- Total : 938,51 €
- Promo - 28,51 €

Total TTC pour 1 bloc 910 €
Total TTC pour 2 blocs 1 780 €
(910 x 2 = 1 820 - remise 40 €)

PROMOS

Valables pour toute commande
reçue avant le 31/05/2005

PUSH PULL ECL86

2 x 12 W Led N°183



Kit comprenant :

- Le transformateur d'alimentation 70,00 €
- 2 TS 9000 Ω (tôle 80 x 96) 130,00 €
- 1 self de filtrage 26,00 €
- 1 condo 1500 µF/350 V 27,40 €
- 4 tubes ECL86 Philips 70,00 €
- 4 supports NOVAL CI 18,40 €
- 3 capots nickelés 54,90 €
- 1 cordon alimentation 5,00 €
- Frais de port 25,91 €
- Total : 427,61 €
- Remise sur kit - 62,61 €
- Total TTC 365 €
- avec boîtier finition noir mat (port compris) 503 €
- avec boîtier finition inox miroir (port compris) 573 €

PRÉAMPLI RIAA

Led N°187



- 1 Transfo alim réf. ACEA 7095/C 45,00 €
- 2 tubes EF86 + 3 tubes ECC81 97,85 €
- + 4 supports Noval
- Frais de port 22,11 €
- Total : 164,96 €
- Remise sur kit - 14,96 €
- Total TTC 150 €

AMPLI HOME CINÉMA 2 x 10 Weff

Led N°188

- 1 Transfo alim réf. ACEA 6975 85,00 €
- 2 Transfos de sortie 10 000 Ω 120,00 €
- 4 tubes 6005 + supports CI 56,00 €
- 4 tubes 5725 CSF + supports CI 33,60 €
- Frais de port 21,34 €
- Total : 315,94 €
- Remise sur kit - 25,94 €
- Total TTC unitaire 290 €

Photos non contractuelles. IMPORTANT : sur la commande de matériel, joindre le règlement et indiquer votre numéro 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
183	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

A compter du 15 septembre, boîtiers disponibles. Nous consulter.

SELFS

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	
5725 CSF + sup. 8,40 € (par 10 et +)			
ECC81	13,70	6SN7GT	21,80
ECC82	9,10	6C33C.B Sovtek	52,00
ECC83	12,20	EL34 Tesla	24,20
ECC82	10,70	7189	22,80
EF 86	20,00	6L6 E.H.	46,00
		845 Chine	74,00
		6V6 E.H.	15,00
		300B Sovtek	122,00
		ECL86	17,50
		300B E.H.	196,00
		KT90	60,00
		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 x300 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
161-162-163-172-173	Prim. 220 V / 230 V - Ecran - 2 x 330 V - 6,3 V en cuve Prim. 230 V - Sec : 2 x 12 V - Ecran : 53,36 € avec capot et 85,00 € en cuve	174,45
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)		
167/169	Prim. 230 V - Ecran - Sec. 400 V + 6,3 V + 4 x 3,15 V + 75 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)		
Avec en plus 2 selfs 45 mH et 2 selfs 1,7 H		

SUPPORTS DE TUBES

Noval C.I.	3,35	OCTAL C.I.	4,60	4 cosse "300B"	9,90	capot nickelé	18,30
Noval Châssis	4,60	OCTAL Châssis	4,60	Jumbo (845) arg	18,00	Noval C.I. 7 broches	3,30

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 ou 01 48 78 51 15
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

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.

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	366 €..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



FOSTEX

DISTRIBUTEUR FOSTEX
Toute la gamme disponible en stock
Pièces détachées d'origine

SYSTÈMES HAUT RENDEMENT en démonstration permanente.
Équipement : **RADIAN / TAD / ELECTRO VOICE** et production
CICE Industrie, Haut Parleur et compressions.
Réalisation : en 2, 3, et 4 Voies : Actif ou Passif.
Pavillons : Bois ou Métal.
Amplification : à Transistors **ELECTRO VOICE /**
DYNACORD ou Tubes, **VERDIER** ou Réalisation **LED**.
Nos Kits sont fournis avec plan complet, et conseils de
réalisation pour petits et gros systèmes.



HAUT PARLEUR RADIAN.

Toute la nouvelle gamme en présentation et développement des
systèmes coaxiaux de tous diamètres.



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.



Pavillon bois massif



**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.

Horaires : Lundi 14H00 - 18H00

Mardi au Vendredi : 10H00 - 18H30

Samedi : 10h00 - 18H00