

# Conception et Calcul d'un Amplificateur avec Etage de Sortie en Parallèle (P.S.E.)

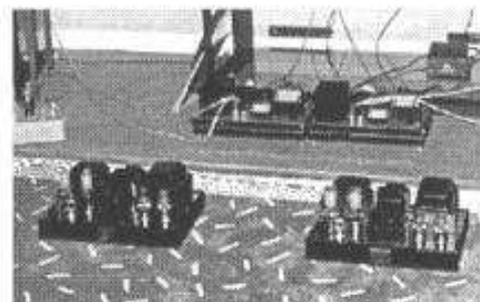
## 1<sup>ère</sup> partie

Cet article présente le parcours suivi par l'auteur pour calculer un amplificateur équipé de triodes de puissance 300B, branchées en parallèle. Avant de se lancer dans ce projet, Jorge a réalisé différents prototypes montés en simple étage. Au cours de ses expérimentations sur les circuits, sur les transformateurs d'alimentation et de sortie, il a mis en œuvre des techniques anciennes et nouvelles avec tous les déboires associés. Heureusement, son travail a abouti à un résultat convaincant. Il peut être mis à profit pour étudier le circuit de n'importe quel autre amplificateur de topologie similaire. Dans ce premier volet, il étudie les conditions de fonctionnement de l'étage de puissance à partir des caractéristiques des 300B et de ses objectifs personnels en matière de distorsion, de puissance, ... Jorge abordera dans une deuxième partie l'étude du transformateur de sortie, la suivante sera consacrée aux étages d'entrée et la dernière à l'alimentation. Curieusement, nous le verrons plus loin, c'est dans cet ordre qu'il faut aborder la question

Beaucoup de choses ont été écrites au sujet de la conception des amplificateurs. Je n'ai pas la prétention de raconter ici des choses nouvelles. Je m'inspire principalement des grands classiques, surtout les plus anciens. En effet, je me suis rendu compte que, surtout depuis les années cinquante, beaucoup d'auteurs donnent des informations incomplètes ou déroutantes. Le principal objectif de cet article est de faciliter l'entrée en la matière et épargner à d'autres le "parcours du combattant" qui consiste à essayer de reconstituer le travail de conception d'un amplificateur, du début à la fin. J'essaierai donc de présenter

la méthode classique, sous une forme accessible, à travers un exemple pratique de réalisation personnelle.

Toutefois, pour suivre cet article, il serait souhaitable que vous trouviez le temps de vous pencher sur quelques



Vue d'ensemble

ouvrages de référence. Je m'excuse si, malgré mes efforts, certaines explications restent obscures pour ceux qui n'ont jamais ouvert un livre d'électronique. Je recommande donc la lecture d'un classique très ancien, "Pratique et théorie de la T.S.F.", par Paul Berché [Les Editions de la Librairie de la Radio, Paris], qui a connu plus d'une dizaine d'éditions entre 1926 et la fin des années quarante.

Cet ouvrage d'électronique, n'est pas dédié aux amplificateurs, par contre l'exposé est très clair et constitue une excellente base d'apprentissage. J'indiquerai au fur et à mesure d'autres ouvrages de référence.

### Par où commencer?

Un amplificateur doit être conçu de l'arrière vers l'avant. Il ne sert à rien d'étudier des étages d'entrée sans savoir ce qu'ils sont censés alimenter, surtout si l'on n'a pas l'habitude de ce genre d'exercice. On choisit le tube de sortie en fonction du type d'enceintes et de leur rendement. Mon but était de construire un amplificateur capable de gérer une paire d'enceintes Lowther Fidelio (à pavillon de graves) équipées de haut-parleurs PM2AS. Ces enceintes possèdent un rendement de 102dB. Par conséquent, il me fallait un amplificateur capable de délivrer une puissance située entre 5 et 10 Watts.

FABRICANT	PRIX INDICATIF Pour une paire	OBSERVATIONS
Western Electric	± 7.000 FRF	Pas encore vraiment disponibles
Cetron		Le sont-elles encore ?
Sovtek	1.200 FRF	Médium un peu en avant, à privilégier en multi-voies.
Chinoises sélectionnées chez Billington, ... Ou Audionote à version à anode graphitée	1.500 FRF	La production chinoise s'est constamment améliorée, toutefois la qualité de la sélection est essentielle pour obtenir un tube fiable et équilibré sur l'ensemble du spectre sonore.
Chinoises rebutées	Prix variable	Qualité aussi

N'ayant pas l'intention de me servir de tubes comme la 211 ou la 845, qui nécessitent des tensions trop élevées et dangereuses, ni de tubes anciens difficilement disponibles, la 300-B s'est tout de suite imposée comme le tube le plus adéquat. Ce tube possède des caractéristiques extrêmement linéaires qui permettent de travailler avec une très basse distorsion, tout en produisant facilement la puissance nécessaire.

## I. L'étage de sortie

J'étudierai en premier l'étage de sortie, le point de repos et la charge qui permettront d'obtenir la distorsion minimum. Je m'écarte de la pratique courante qui consiste à chercher également la plus grande *puissance*. Ma démarche – et, si je puis dire, l'originalité de mon projet – est de ne demander à la 300-B que la moitié de la puissance qu'elle peut normalement délivrer, afin de profiter au mieux de la linéarité de ses caractéristiques.

### 1.1 Le transformateur et la charge

Pour faire fonctionner l'étage de sortie, il faut un transformateur qui convertit (comme une boîte de vitesses) le *haut voltage/faible courant* obtenu à la plaque du tube en un *petit voltage/fort courant* pour alimenter les enceintes. Tel un engrenage, ce transformateur va présenter à son primaire (l'entrée), relié au tube, une impédance, cfr *note 1*, (par exemple de 3500 Ohms) qui dépend de son rapport de transformation, cfr *note 2*, et de l'impédance du haut-parleur qui se trouve au secondaire (la sortie). Un transformateur ne présente une impédance à son primaire que s'il y a une charge reliée à son secondaire, cfr *note 3*.

Par conséquent, la charge "vue" par le tube de sortie sera l'impédance résultante que le transformateur lui présente du côté du primaire. C'est pourquoi, beaucoup de transformateurs ont des sorties prévues pour des enceintes de 4, 8 et 16 Ohms. En effet,

si on connecte un haut-parleur de 8 Ohms à une prise (secondaire) de 4 Ohms, l'impédance reflétée au primaire sur le tube qui précède le transfo ne sera plus du tout celle qui était prévue. Ces différentes prises (sorties) sont calculées pour éviter l'impact sur l'impédance du primaire du transfo. Mais pour choisir l'impédance du transfo, il faut sélectionner les conditions de fonctionnement de l'étage de sortie.

### 1.2 La droite de charge

En prenant le réseau de caractéristiques intensité d'anode/voltage d'anode ( $I_a/V_a$ ) du tube de sortie, je commence par dessiner la droite de charge du tube, elle représente l'impédance du primaire du transformateur de sortie. En admettant que la chute de tension due à la résistance du bobinage du transformateur soit négligeable, le point de repos P se trouve à la verticale de la tension d'anode indiquée sur l'axe des abscisses. En divisant la valeur en Volts de cette tension par la valeur de la charge en Ohms on trouve, selon la Loi d'Ohm ( $V=R.I$ ), une valeur d'intensité de courant en Ampères sur les ordonnées. La ligne A, qui unit ce voltage et cette intensité est parallèle à la droite de charge B qui passe par le point P. On n'a plus qu'à dessiner la droite de charge qui va atteindre sur les ordonnées, à droite, un voltage situé à la verticale de 0 Ampères et sur les abscisses, à gauche, une intensité située à 0 Volts plaque. Il est utile de savoir que, pour la même impédance, toutes les droites ont la même inclinaison. Dès que la droite correspondante à une impédance déterminée est tracée, on peut ajouter de nouvelles lignes parallèles à la première, pour une autre polarisation ou un autre voltage. La droite A et la droite B représentent donc toutes les deux la même charge.

### 1.3 La polarisation

Le point P nous permet de connaître la valeur de la *polarisation* nécessaire (-60 volts dans notre exemple) qui est également la valeur maximale du signal que l'on pourra appliquer sur la grille de la 300-B sans dépasser la Classe A1. Sur la *figure 1*, on trouvera à gauche du point P et à la même hauteur, sur l'axe des intensités d'anode ( $I_a$ ) la valeur du courant de repos (89 mA) et en bas, sur l'axe des voltages d'anode ( $V_a$ ) le voltage (320 Volts) auquel se trouvera l'anode (ou plaque) de la 300-B au repos, c'est-à-dire, quand aucun signal n'est appliqué sur la grille.

Quand un signal sinusoïdal de 60 Volts est appliqué sur la grille, en théorie, le point P va monter et descendre le long la droite de charge et atteindre la courbe  $V_g = 0$  Volts en haut et la courbe  $V_g = -120$  Volts, en bas. Ces courbes indiquent le voltage de grille. Ceci équivaut à dire que le signal va osciller entre +60 et -60 Volts autour du point P, rendant la grille plus ou moins négative par rapport au point de repos. En absence de signal, la grille se trouve en réalité à 0 Volts. L'objectif de la polarisation est de la rendre négative par rapport à la cathode, en rendant cette dernière positive, cfr *note 4*. Quand on dit que la grille est négative, il est sous-entendu " par rapport à la cathode ". Le voltage de plaque, lui

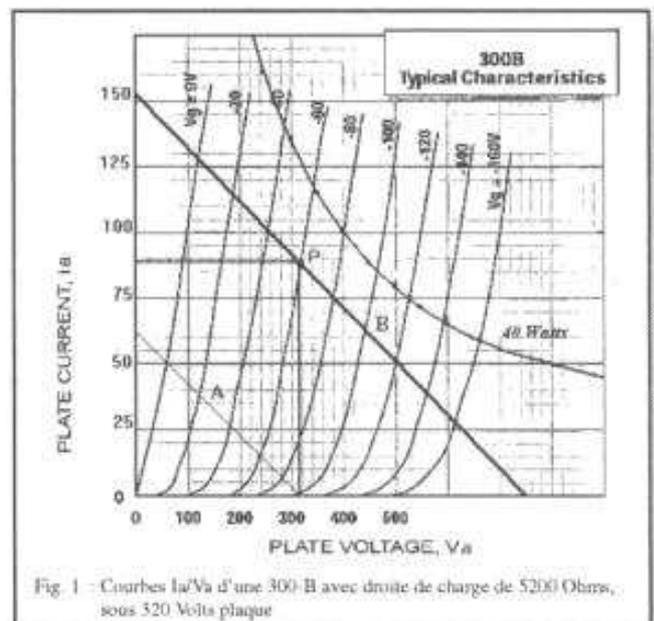


Fig. 1 - Courbes  $I_a/V_a$  d'une 300-B avec droite de charge de 5200 Ohms, sous 320 Volts plaque

aussi, est la différence de potentiel (de voltage) entre la cathode et l'anode (la plaque) et devra être mesuré entre ces deux électrodes, et non par rapport à la masse. Par conséquent, l'alimentation de l'appareil devra fournir à la plaque du tube une haute tension de  $60+320=380$  Volts. Dans la dernière partie de cet article, on étudiera les moyens à mettre en œuvre pour obtenir la polarisation et la haute tension recherchées.

### 1.3 La distorsion

La figure 2 montre la droite de charge que j'ai sélectionnée pour minimiser la distorsion par harmoniques paires. S'agissant d'une triode de puissance, la 300-B produit surtout des harmoniques d'ordre pair, peu gênantes, et une quantité négligeable d'harmoniques impaires.

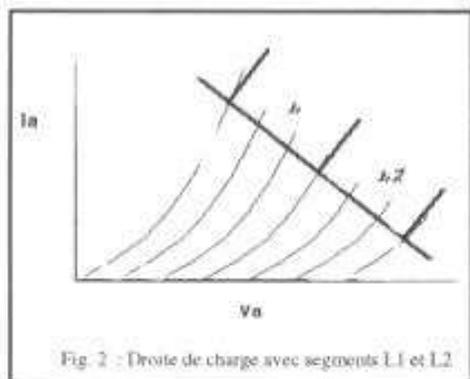


Fig. 2 : Droite de charge avec segments L1 et L2

Il faut donc évaluer la *distorsion par harmoniques paires* que nous donnera notre droite de charge. Pour cela, on mesure à l'aide d'une règle (en mm) les segments supérieur (L1) et inférieur (L2) de la droite de charge, de part et d'autre du point de repos (P)

On applique ensuite la formule donnée par PHILIPS, cfr note 5 :

$$Dh2 = \frac{1 + \left(\frac{L2}{L1}\right)}{1 - \left(\frac{L2}{L1}\right)} \times 0,5$$

formule 1

En réalité, pour choisir une droite de charge, il suffit de prendre une règle et de la promener sur les caractéristiques du tube, en faisant coïncider le chiffre 10, ou 15, avec le point de repos

que l'on a sélectionné, tout en vérifiant si la distance entre la courbe  $Vg=0$  et le point de repos est la même qu'entre celui-ci et le point qui représente le double de la polarisation. Cette méthode permet d'évaluer directement la distorsion en même temps que l'on choisit le point de repos et la droite de charge.

### 1.4 La zone de dissipation maximale

Toutefois, il faut faire très attention pour que la droite de charge ne rentre pas dans la zone de dissipation maximale du tube (celle-ci commence à environ 40 Watts, dans le cas de la 300-B).

Je conseille de dessiner d'abord la *courbe de dissipation maximale*, en divisant la valeur de 40 Watts par chaque valeur de voltage de plaque et en marquant d'un point les intensités correspondantes à la verticale de ces voltages (puisque Ampères = Watts/Volts). Ensuite, on unit ces points et on obtient une courbe que la droite de charge ne pourra en aucun cas dépasser, sous peine de faire fondre le tube par la chaleur dissipée.

### 1.5 La puissance

Ceci nous amène à la question de la puissance. Il est beau de trouver une droite qui donne une très petite distorsion, mais est-ce que cette droite nous permettra-t-elle d'obtenir une puissance suffisante pour faire fonctionner nos enceintes ? Or la puissance utile fournie par une triode en Classe A ne représente qu'environ le quart de la puissance totale dissipée... il faut donc vérifier la puissance utile disponible, à l'aide de la formule donnée par PHILIPS (Op.cit., page 99):

$$P_{out} = \frac{I_{ap}^2}{2} \times R_A$$

formule 2

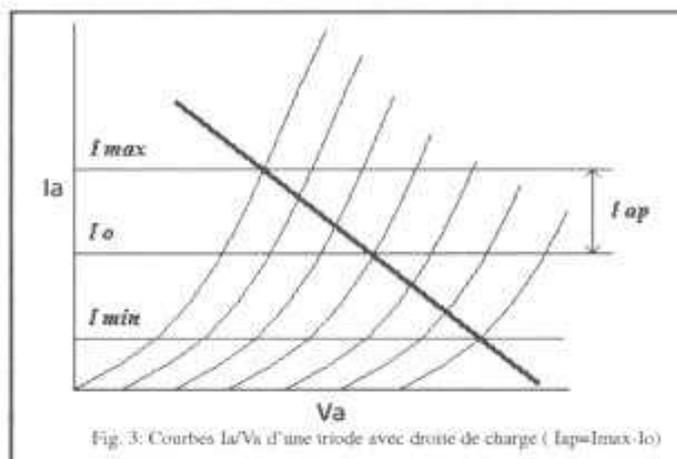


Fig. 3: Courbes Ia/Va d'une triode avec droite de charge ( $I_{ap}=I_{max}-I_o$ )

Dans cette formule,  $R_A$  représente la charge, c'est-à-dire, l'impédance du primaire du transformateur de sortie et  $I_{ap}$  la différence entre le courant de repos ( $I_o$ ) et  $I_{max}$  (en cas de modulation totale),  $I_{max}$  étant le courant existant au moment où le signal atteint la courbe  $Vg=0$  Volt grille, sur la figure 1.

Dans notre exemple,  $I_{ap}$  est de  $[130-89mA]=0,041$  Amp et la droite de charge représente 5200 Ohms; la puissance résultante n'est donc que de 4,37 Watts.

### 1.6 Encore la distorsion

Pour évaluer la distorsion, il est également nécessaire de vérifier la caractéristique dynamique. On dessine un graphique ayant pour ordonnées les intensités de courant et pour abscisses les valeurs de polarisation, on y place les points correspondants aux intersections de la droite de charge et de chacune des courbes  $-Vg$ .

Ensuite, on unit ces points et on obtient la caractéristique dynamique, celle-ci doit ressembler le plus possible à une droite. Avec les triodes, il y a toujours une courbure dans la partie inférieure, comme dans un stick de hockey. On évitera d'utiliser cette région. Les segments droits de cette courbe, de part et d'autre du point de repos, à la hauteur de  $I_{max}$  et de  $I_{min}$ , doivent avoir la même longueur (ce qui revient à dire que la distance en mm entre  $I_{max}$  et  $I_o$  doit être égale à celle qui existe entre  $I_o$  et  $I_{min}$ ). De cette façon, l'onde amplifiée aura la même forme que le signal d'entrée, sans distorsion d'amplitude.

En effet, quand on examine les caractéristiques  $I_a/V_a$  d'un tube, la distance entre les deux extrémités de la droite de charge indique les harmoniques paires, et la distance entre les points d'intersection des courbes  $-V_g$  avec la droite de charge, à l'intérieur de celle-ci, les harmoniques impaires. Les tubes qui produisent beaucoup d'harmoniques impaires présentent des caractéristiques dont les courbes ne sont pas régulières et/ou équidistantes.

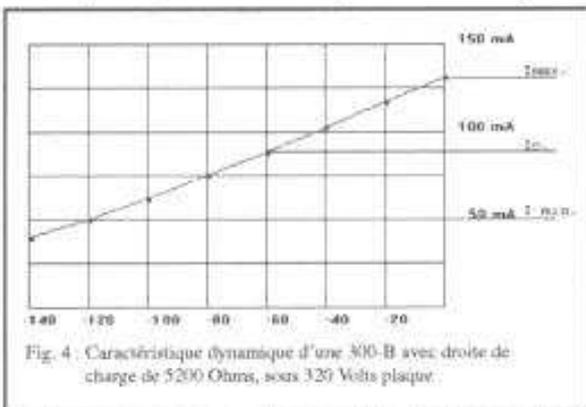


Fig. 4. Caractéristique dynamique d'une 300-B avec droite de charge de 5200 Ohms, sous 320 Volts plaque.

### 103 Trente-six solutions pour une basse distorsion ?

En procédant à ces différentes opérations, on se rend compte qu'il n'y a pas trente-six solutions, si l'on veut obtenir une distorsion inférieure à 2% et une puissance confortable. La plupart des étages de puissance équipés de 300-B qui débitent environ 8 Watts dépassent 3 ou 4% de distorsion par harmoniques paires.

Avec une charge de 5200 Ohms et une polarisation de -60 Volts, entre 305 et 320 Volts plaque, on peut obtenir avec la 300-B une distorsion par harmoniques paires de 0,82% à 100 mA, 1,6% à 89 mA et 2,5% à 78 mA. La puissance utile est d'environ 4 Watts (4,37 Watts pour la deuxième solution). Naturellement, ce calcul est peu précis, mais il est néanmoins assez proche

de la réalité. La première solution semble très bonne, mais la vie des 300-B se trouverait considérablement réduite, avec un courant de repos de 100 mA. J'ai donc sélectionné la deuxième solution.

### 103 Le "parallel-single-ended"

Une puissance de 4 Watts est assez étonnante, même pour des enceintes ayant un rendement de 102dB... C'est pourquoi j'ai pris la décision de fabriquer un ampli à étage de sortie parallèle (en anglais "parallel-single-ended", PSE), c'est-à-dire, avec deux tubes de sortie connectés en parallèle, on connecte simplement les électrodes du même type, deux à deux.

Les avantages de cette configuration sont multiples: la résistance interne des tubes se trouve réduite de moitié, leur puissance et leur pente est double et, par conséquent, la charge est la moitié de celle qui aurait été nécessaire pour un seul tube (ainsi que l'inductance minimum du transformateur de sortie, comme on verra plus loin). De cette façon, le transformateur de sortie doit avoir une impédance réelle au primaire de 2600 Ohms au lieu de 5200 Ohms. Le calcul reste le même: la droite de charge est dessinée sur les courbes normales pour une impédance de 5200 Ohms. Il suffit de savoir que le courant de repos réel sera de  $2 \times 89 = 178$  mA. Et que la puissance utile sera de

$$\frac{0,082 \text{ Amp}}{2} \times 2600 \Omega = 8,7412 \text{ Watts}$$

(Cf. formule 2).

La distorsion est inchangée.

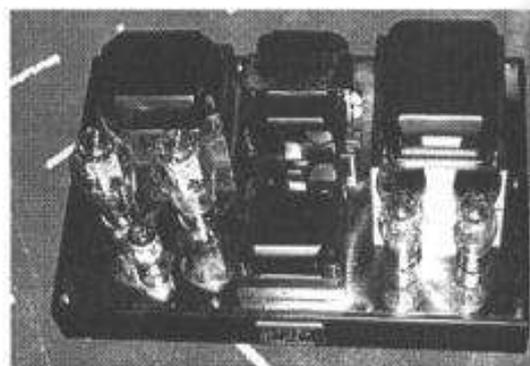
### 104 Les principaux avantages

■ En premier lieu, on pourra utiliser un transformateur de sortie beaucoup plus simple et plus performant, surtout dans le grave, ce qui n'est pas négligeable, même s'il faut tenir compte d'un courant plus élevé.

■ Deuxièmement, au lieu d'avoir (pour la même puissance) une charge de 2600 Ohms qui aurait impliqué une droite de charge beaucoup plus inclinée, avec des variations de courant beaucoup plus importantes (Cf. formule 2) et une très grande distorsion. On conserve un lap relativement faible, ce qui se traduit par une plus grande constance de fonctionnement et, par conséquent, par une reproduction beaucoup plus réaliste aussi bien des pianissimi que des forte, sans perte de relief puisque le courant (même au repos) sera double de celui d'un seul tube.

Les conditions de fonctionnement des deux 300-B se trouvent ainsi fixées à:  $V_a = 320$  Volts;  $R_A = 5200$  Ohms; Polarisation: -60 Volts à 89 mA.

*Fin de la première partie.*



1. L'impédance, mesurée en Ohms, est la résistance en courant alternatif. Dans le primaire du transfo circulent et le courant continu nécessaire à l'alimentation et le courant alternatif qui porte le signal. Alors que le premier va rencontrer uniquement la résistance due au cuivre du bobinage, le second trouvera une impédance due à l'existence du circuit magnétique

2. Le rapport entre les spires du primaire et du secondaire.

3. Raison pour laquelle il ne faut jamais déconnecter les enceintes d'un ampli allumé: soudain, il n'y a plus de charge et le tube fonctionne à vide. Il risque de fondre!

4. Je parle évidemment de la polarisation automatique par la cathode.

# Conception et calcul d'un amplificateur avec étage de sortie en parallèle

## 2ème Partie : Calcul du transformateur de sortie

Dans la première partie, nous avons étudié l'étage de sortie à 300B en parallèle. Dans ce chapitre nous allons examiner le transformateur de sortie. Vous pourrez ainsi mieux maîtriser tout l'appareil.

### Introduction

Lorsque l'impédance nécessaire, le courant de repos, ainsi que la puissance en Watts sont connus, il devient possible de calculer le transformateur de sortie. Evidemment, de nombreux transfos de bonne qualité sont disponibles, mais parfois pas avec toutes les caractéristiques recherchées. La tâche est moins compliquée qu'elle ne peut paraître. Elle présente deux gros avantages: on peut calculer les transfos en fonction du circuit et leur prix sera nettement inférieur. Pour commencer, il faut obtenir les spécifications des tôles disponibles auprès des bobineurs de transformateurs.

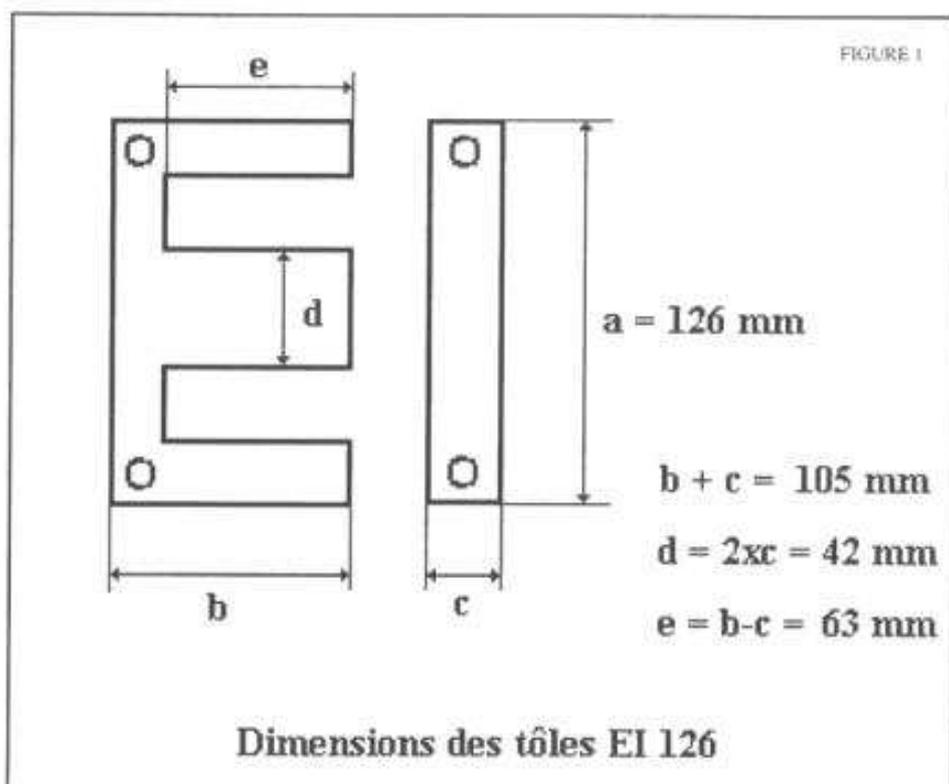
Personnellement, je suis très satisfait de cette démarche et du résultat obtenu. D'autres auront une préférence pour les transfos de marque. De toute façon, ceux qui le voudront, trouveront ici une façon simplifiée et pratique de calculer leurs propres transfos.

### ■ Les dimensions des tôles

Les dimensions du transformateur de sortie ne peuvent pas être calculées à

l'avance avec exactitude (beaucoup de textes présentent des formules empiriques qui ne sont pas fiables). Il suffit de savoir qu'un bon transfo est toujours surdimensionné. Plus bas, on verra que, pour atteindre l'inductance nécessaire

avec un flux raisonnable, il faut recommencer plusieurs fois les calculs. Au fur et à mesure que le calcul avance, on se rend compte qu'il y a lieu d'augmenter ou de réduire ceci ou cela, et on est naturellement amenés à sélectionner les dimensions de tôles qui conviennent le mieux. Une suite d'essais de calcul pour différentes dimensions de tôles m'ont amené à utiliser pour ce circuit des tôles à grains orientés (qualité M6), de format EI, de 126mm de côté, avec un empilage de 50 mm (EI 126/50).



## 2 Tension efficace du signal

Il faut d'abord trouver la tension efficace du signal aux bornes du primaire

### FORMULE 1:

$$V_j = \sqrt{\text{Puissance de sortie en Watts} \times R_L}$$

Comme nos deux tubes en parallèle débitent une puissance totale de 8,74 Watts dans une charge (l'impédance du primaire du transfo -  $R_L$ ) de 2600 Ohms, la tension efficace est de 150 Volts (Cfr 1<sup>re</sup> partie).

## 3 Calcul approximatif du nombre de spires

Il permet d'estimer le nombre de spires du primaire en fonction d'un flux magnétique déterminé, à la puissance maximum et à la fréquence la plus basse que l'on veut amplifier :

### FORMULE 2:

$$N_p = \frac{V_j \times 10^8}{4,44 \times S \times F_{\min} \times \text{Gauss}}$$

Où :  $N_p$  est le nombre de spires du primaire,  $S$  la section du noyau en  $\text{cm}^2$ ,  $F_{\min}$  la fréquence la plus basse que l'on veut amplifier. Gauss est une unité d'induction magnétique. Ici il s'agit de la valeur maximale du flux magnétique produit à la fréquence la plus basse.

Les tôles E1/126/50 ont un noyau de section de  $20 \text{ cm}^2$ . Pour éviter la distorsion, il est recommandé de prendre une valeur assez basse pour le flux magnétique: 5500 Gauss est une valeur raisonnable pour les tôles choisies (tôles M6 à grains orientés). En prenant 20 Hertz comme fréquence la plus basse, la formule 2 donne comme résultat approximatif et provisoire 1500 spires.

## 4 Calcul de l'inductance minimum du primaire (note 1)

La réponse dans les graves dépend de l'inductance ( $L$ ) du primaire (l'unité de l'inductance est le Henry). Les formules suivantes permettent de calculer l'inductance nécessaire pour une atténuation de -1 dB à la fréquence choisie.

On commence par calculer la résistance équivalente du circuit de sortie

### FORMULE 3 :

$$R_A = \frac{R_L + r_p}{R_L + r_p}$$

$R_A$  est la valeur de l'impédance du primaire du transfo ( $R_L$ ) et de la résistance interne du tube ( $r_p$ ) connectées en parallèle. La résistance interne des 300-B est d'environ 800 Ohms.

Comme les deux tubes se trouvent eux aussi connectés en parallèle, leur résistance interne dans ce circuit n'est que de 400 Ohms. L'impédance réelle du primaire étant de 2600 Ohms, le calcul donne 346 Ohms.

La formule suivante donne l'inductance minimum ( $L_0$ ) nécessaire pour atteindre la fréquence choisie:

### FORMULE 4:

$$L_0 = \frac{R_A \times 2}{2 \times \pi \times F_{\min}}$$

Où  $\pi$  est évidemment 3,1416, pour la fréquence la plus basse ( $F_{\min}$ ) de 20 Hz, le résultat est de seulement 5,5 Henrys. Pour une atténuation de -1 dB à 25 Hertz, 4,4 Henrys suffisent. Par contre, pour un seul tube ( $R_1 = 800$  Ohms) il aurait fallu le double, 11 Henrys! On comprend mieux à présent l'avantage de l'utilisation d'un étage parallèle.

## 5 Là où l'on commence à avoir une idée de la dimension des tôles

Maintenant, il faut vérifier si 1500 tours permettent d'obtenir la self-induction voulue (l'inductance  $L$ ). Ceci peut être fait selon la méthode de Hanna. Ce monsieur a eu l'excellente idée d'inventer des graphiques qui en facilitent le calcul. Toutefois, il faut faire attention car les courbes de Hanna (Fig. 3, page suivante) qui ont été publiées, à différents endroits, ne concernent pas toujours les mêmes tôles. Les courbes publiées par ITT (note 2) correspondent assez bien aux tôles dont on dispose aujourd'hui. Celles qui ont été publiées par PHILIPS (note 3) et par R. LEE (note 4) sont trop anciennes.

## 6 Application de la méthode « de Hanna »

Pour avoir une marge de sécurité, prenons le double, 11 Henrys. On utilisera les courbes de la figure 6 qui ont été élaborées en pouces pour des tôles E1 à grains orientés, avec 3,5% de silicium (Tôles M6). D'après catalogue, les tôles de dimensions 126/50 ont approximativement les caractéristiques suivantes:

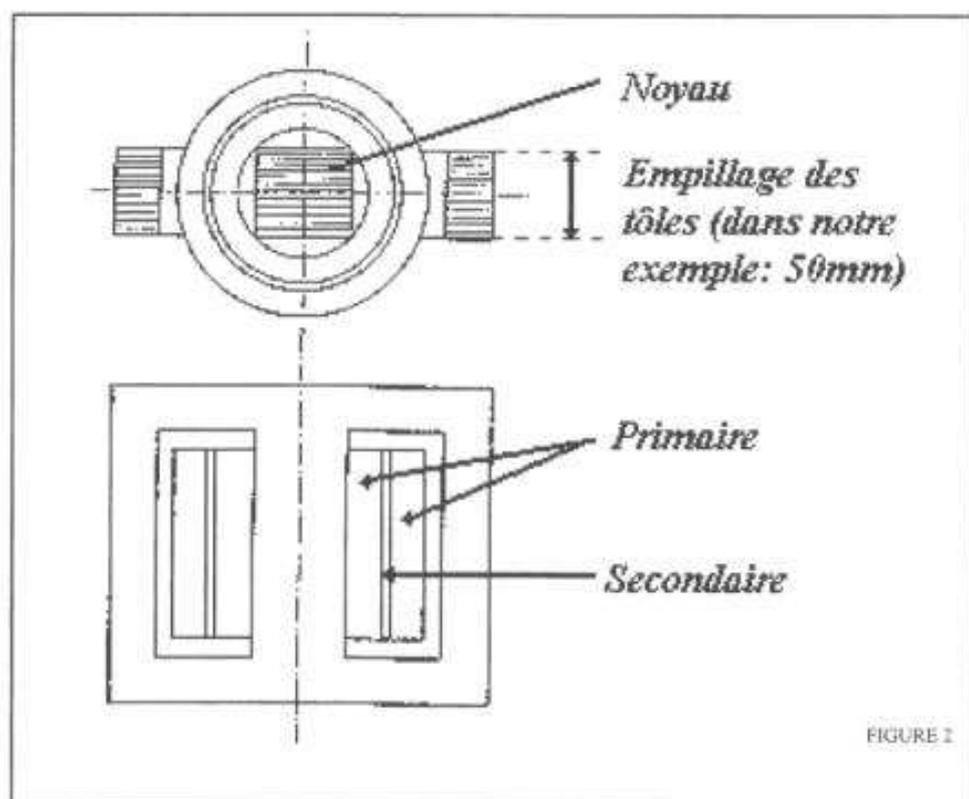
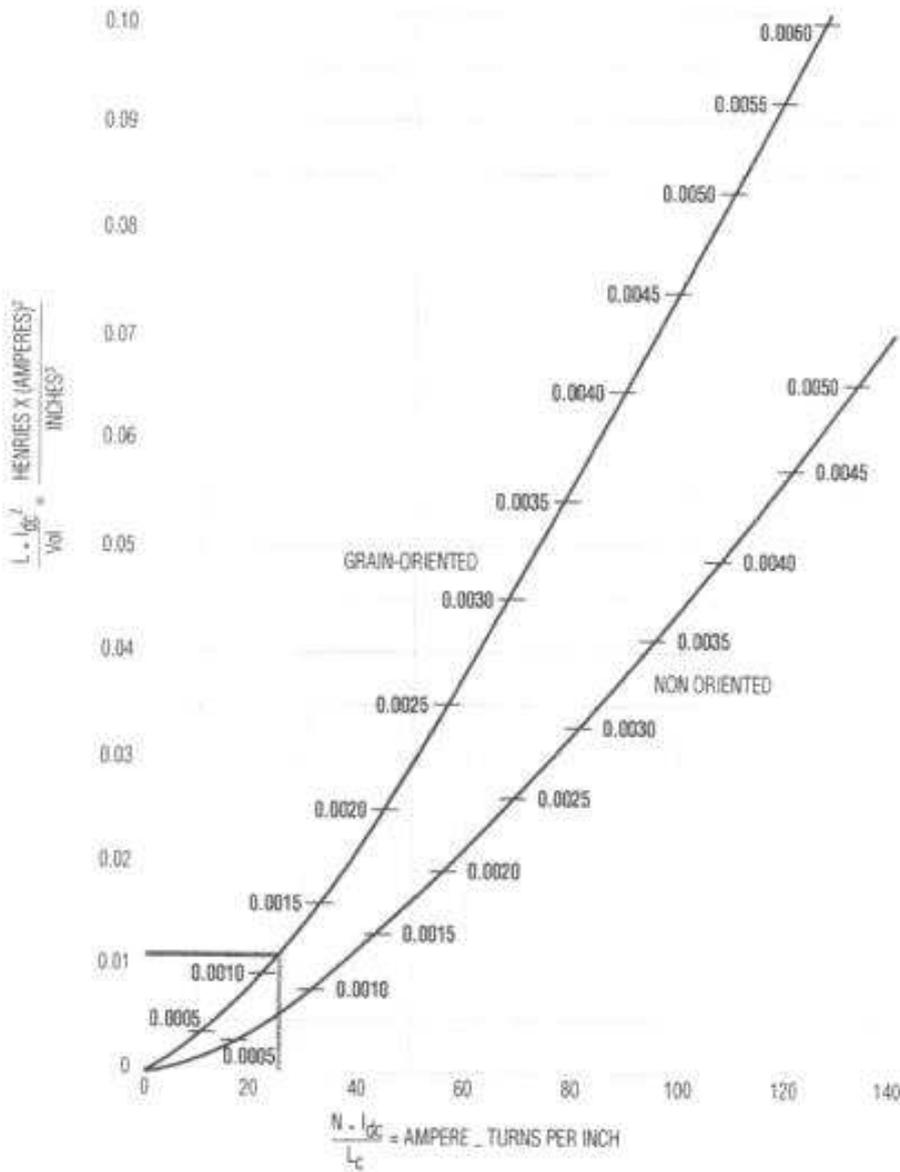


FIGURE 2

Figure 3 Courbes de Hanna



Hanna curves for silicon steel. The numbers on the curves represent length of air gap  $L_g$  / length of flux path  $L_c$ , in inches.

Volume du fer =  $500\text{cm}^3$  ( $30,5\text{ inch}^3$ )  
 $l_c$  (longueur du circuit magnétique) =  $26\text{ cm}$  ( $10,2\text{ inch}$ )

$S$  (section du noyau) =  $20\text{ cm}^2$  ( $3,1\text{ inch}^2$ )  
 $h$  (hauteur de la fenêtre, moins l'isolement) =  $60\text{ mm}$  ( $2,36\text{ inch}$ )

Le courant de repos des deux tubes (Cfr. 1ère partie)  $I_{dc}$  est de  $2 \times 89\text{ mA}$  =  $0,178\text{ Amp}$ .

FIGURE 4

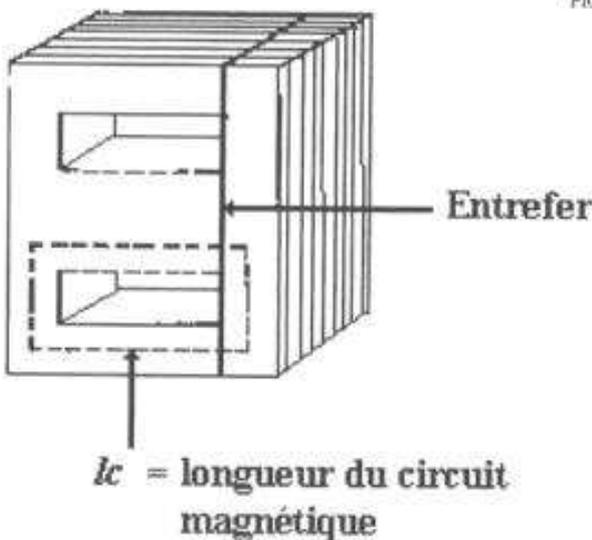
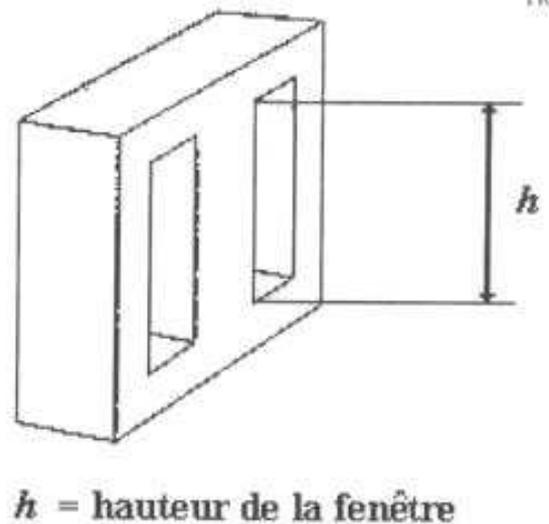


FIGURE 5



Pour utiliser le graphique, il faut d'abord calculer :

**FORMULE 5:** 
$$\frac{L * I_{dc}^2}{Vol}$$

$$L = \frac{(11 \text{ Henrys}) * I_{dc}^2 (=0,178 \text{ A})}{30,5 \text{ inch}^3}$$

$$L = 0,01142$$

Sur le graphique avec les courbes, ceci nous permet de trouver, en abscisses ( $N_p * I_{dc}/lc$ ), la valeur de 26. La deuxième formule de Hanna nous donne directement  $N_p$ .

**FORMULE 6:** 
$$\frac{N_p * I_{dc}}{lc}$$

Si la formule 6 = 26, alors le nombre de spires du primaire ( $N_p$ ) est de :

$$(26 * 10,2 \text{ inch}) / 0,178 \text{ Amp} = 1489 \text{ tours.}$$

A l'endroit où la courbe est interceptée, les chiffres indiquent le coefficient de multiplication (baptisé "alpha") qui permet de trouver l'épaisseur de l'entrefer ( $l_g$ ) à insérer dans les tôles. Dans un transformateur push-pull, il n'est pas nécessaire d'insérer un entrefer mais dans un transformateur simple étage, le courant de repos magnétise les tôles et exige la présence de ce dispositif. On peut lire une valeur d'environ 0,00115.

La formule suivante donne directement la valeur de l'entrefer en millimètres:

**FORMULE 7:**  
$$lc * \alpha * 25,4 = l_g \text{ (en millimètres)}$$

$$10,2 * 0,00115 * 25,4 = 0,3 \text{ mm}$$

Toutefois, il faudra encore diviser ce chiffre par deux, car dans les tôles de format E<sub>l</sub>, le flux traverse deux fois le circuit magnétique. L'épaisseur du carton à insérer sera donc de 0,15 mm.

**La relation de transformation (n) et le nombre de tours du secondaire**  
Pour calculer le nombre de tours du secondaire, on utilise la formule suivante (sachant que l'impédance du pri-

maire désirée dépend de l'impédance de la bobine du haut-parleur connecté au secondaire):

**FORMULE 8:**

$$n = \sqrt{\frac{\text{impédance du secondaire} = 8 \text{ Ohms}}{\text{impédance du primaire} = 2600 \text{ Ohms}}} = 0,05547$$

Comme le primaire  $N_p$  a 1500 tours, le secondaire  $N_s$  aura  $1500 * 0,05547 = 83 \text{ tours.}$

Si on connectait au secondaire un haut-parleur avec une impédance de 4 Ohms, au lieu de 8 Ohms, l'impédance du primaire serait de  $4 \text{ Ohms} / n^2 = 1300 \text{ Ohms}$ , ce qui aurait complètement changé les conditions de fonctionnement des tubes de sortie.

### La self-induction de dispersion et la réponse dans les aigus

Le calcul n'est pas fini ! Il faut maintenant calculer la self-induction de dispersion ( $L_s$ ) dont dépend la réponse dans les aigus. Dans la formule qui suit  $d$  est l'épaisseur totale des enroulements et des couches isolantes,  $h$  la hauteur de l'enroulement, et  $l_m$  le périmètre moyen des spires de cuivre, (en cm): cfr figure 6

**FORMULE 8:**

$$L_s = 0,4 * \left(\frac{N_p^2}{h}\right) * l_m * d * 10^{-9}$$

On connaît  $d$ ,  $h$  et  $l_m$  d'après les dimensions des tôles. Pour obtenir un bon remplissage et pour réduire les pertes, le diamètre du fil va être choisi de façon à ce que nos 1500 spires primaires prennent le plus de place possible (en tenant compte du fait qu'il faut également loger le secondaire et les couches d'isolement). La place disponible pour le bobinage dans ces tôles est d'environ 2 cm. Comme il faut tenir compte des isollements, prenons  $d = 1,8 \text{ cm}$ . La hauteur du bobinage dépend seulement de la place disponible dans les tôles:  $h = 6 \text{ cm}$ . Le périmètre moyen des spires de cuivre  $l_m$  est d'environ 24 cm. D'après la formule 8, pour  $d = 1,8 \text{ cm}$  qui est l'épaisseur réelle de l'enroulement réalisé,  $L_s = 0,0648 \text{ Henrys}$

### La réponse dans les aigus (fréquence maximum = Fmax)

Pour connaître la réponse dans les aigus, à -1 dB :

**FORMULE 9:** 
$$R_B = R_L + r_p$$

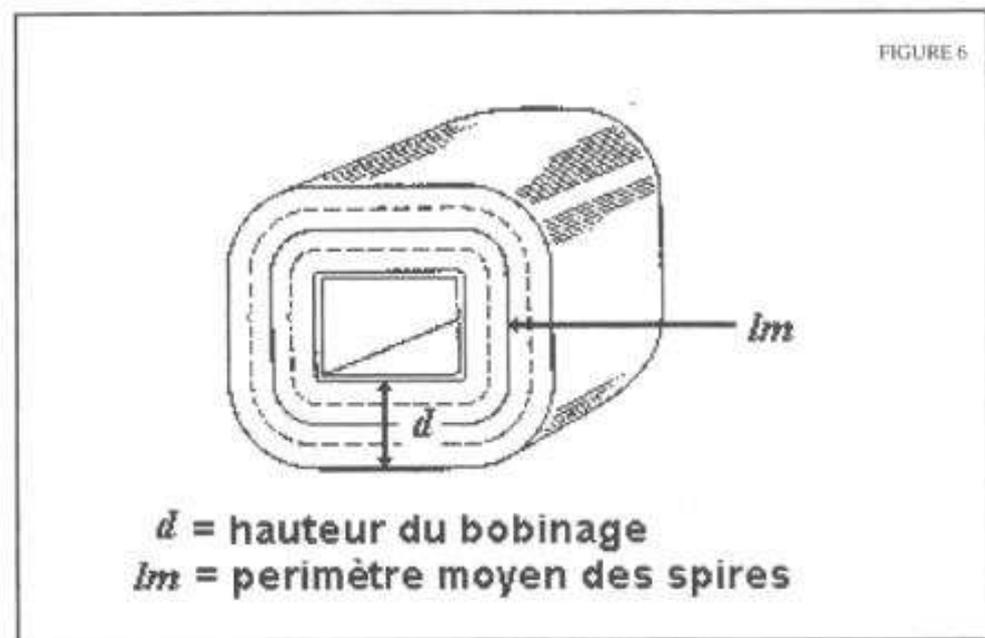
Où  $R_L$  est l'impédance du primaire du transfo et  $r_p$  la résistance interne des deux tubes:  $R_B = 2600 \text{ Ohms} + 400 \text{ Ohms} = 3000 \text{ Ohms}$

**FORMULE 10:**

$$2 \pi * F_{max} * L_s = \frac{R_B}{2} \quad \text{c-à-d:}$$

$$F_{max} = R_B / 2 / L_s / 2 \pi$$

$$F_{max} = 1500 / 0,0648 / 6,283 = 3684 \text{ Hertz}$$



Pour arriver à une fréquence de 20 KHz, il aurait fallu  $L_s = 0,01189$  Henrys. Ceci veut dire que notre résultat est manifestement insuffisant ! Toutefois, il existe une solution.

### 10 Fractionnement des enroulements

Si on effectue un fractionnement des enroulements,  $L_s$  est divisée par un nombre sensiblement égal au nombre de zones de contact entre les couches, à condition d'avoir des demi-sections au début et à la fin du bobinage. Si les sections sont toutes identiques, la réduction de  $L_s$  est proportionnelle au nombre de sections du primaire. Toutefois, il ne faut pas oublier que l'épaisseur totale des enroulements (en pouces), divisée par trois fois le carré du nombre de zones de contact, ne peut pas être inférieure à l'épaisseur (toujours en pouces) de chaque couche isolante (note 5).

On va donc séparer chaque enroulement en 5 morceaux. Le primaire sera divisé en cinq morceaux identiques, le cinquième morceau étant encore divisé en deux moitiés que l'on placera au début et à la fin du bobinage. Entre ces (six) primaires, on placera les (cinq) secondaires. Il est facile de vérifier que, de cette façon, on dispose de dix surfaces de contact. Ainsi, d'après les propriétés des transformateurs qu'il serait trop long d'expliquer ici, on pourra connecter les (six) primaires en série et les (cinq) secondaires en parallèle, chacun de ces derniers ayant la totalité du nombre de tours que l'on avait trouvé au point 7: connectés en parallèle, les impédances des secondaires ne s'ajouteront pas.

On arrive ainsi à la séquence suivante : Primaire 150 tours ; Secondaire 83 tours ; Primaire 300 ; Secondaire 83 ; Primaire 150.

De cette façon, dans notre exemple  $L_s$  devient  $0,07/10 = 0,007$  Henrys :

$$F_{max} = 1500 \text{ Ohms} / 0,00648 \text{ Henrys} / 2 * \pi = 36,84 \text{ KHz}$$

### 11 La réponse dans les graves (fréquence minimum = $F_{min}$ )

Pour connaître la réponse dans les graves, à -1 dB :

FORMULE 12 :

$$2 * \pi * F_{min} * L = R_A * 2$$

Dans laquelle  $R_A$  est la valeur calculée à l'aide de la formule 3.

FORMULE 13 :

$$F_{min} = R_A * 2 / L / (2 * \pi)$$

$$F_{min} = 692 \text{ Ohms} / 11 \text{ Henrys} / 2 * \pi = 10 \text{ Hertz}$$

11 Henrys étant l'inductance du primaire que l'on a calculée au point 6.

Dans le circuit pour lequel il a été conçu, le transfo aura une réponse théoriquement linéaire (à -1dB) entre 10 Hz et 37 KHz. Avec une telle marge de sécurité, on peut garantir des résultats presque parfaits entre 20 Hz et 25 KHz.

### 12 Encore l'épaisseur des fils

L'épaisseur du fil utilisé pour le primaire sera calculée sur base d'un courant maximum de 2 Ampères par mm carré. Notre courant de repos n'est que

d'environ 0,2 Ampères, mais il est bon de compter le double: l'épaisseur minimum du fil sera de 0,2 mm carrés. La formule suivante donne directement le diamètre au lieu de la surface :

FORMULE 14 :

$$1,13 * \sqrt{\frac{0,4 A}{2,0 A}} = 0,5 \text{ mm}$$

Si l'on n'avait qu'un secondaire, le diamètre du fil utilisé aurait dû être :

FORMULE 15 :

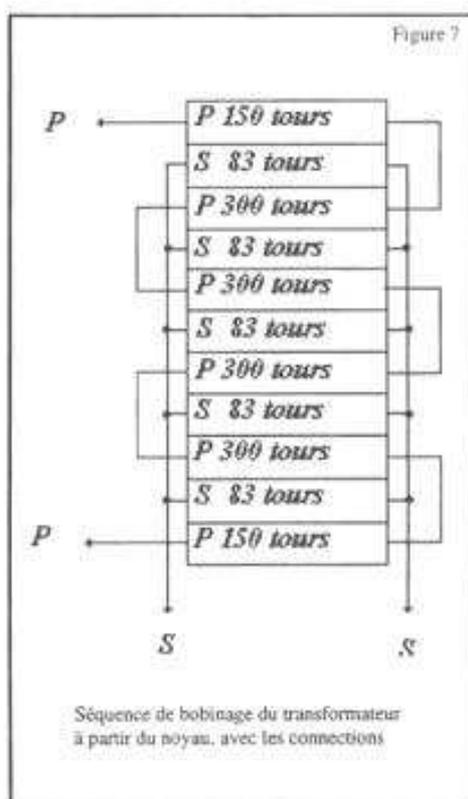
$$\frac{1}{\sqrt{n}}$$

fois plus grand que celui du primaire, n étant le rapport de transformation calculé en 7. Il aurait été de  $4,2459 * 0,5 \text{ mm} = 2,12 \text{ mm}$ . Comme le secondaire se trouve divisé en cinq sections parallèles, on pourra également diviser 2,12 mm par 5, ce qui donne 0,4245 mm. Primaire et secondaire seront bobinés avec le même fil de diamètre 0,5 mm.

Quant à l'isolement, une couche de ruban adhésif de 0,07 mm entre chaque primaire et chaque secondaire convient parfaitement. Pour ceux qui désirent un calcul plus précis, ou des renseignements complémentaires, il y a lieu de consulter les ouvrages indiqués dans les notes.

Notes :

1. "Radiotron Designer's Handbook", F. Langford-Smith, Iliffe & Sons, London, 1953, Chap 5.
2. "Reference data for radio engineers", Howard H. Sams & Co. "a subsidiary of ITT", Indianapolis/Kansas City/New York, 1974, Section 12-15, Fig. 18.
3. "Utilisation du tube électronique dans les appareils récepteurs et amplificateurs", [Manuels techniques PHILIPS, Tome II], Eindhoven, 1952, page 71 ; seulement pour les tôles à 4% Si.
4. Reuben Lee, "Electronic transformers and Circuits", N. York, 1955, page 99.
5. "Radiotron Designer's Handbook", page 217.



# Conception et calcul d'un amplificateur avec étage de sortie en parallèle

## Dernière partie

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié la conception de l'étage de puissance et le calcul des transformateurs de sortie. Nous découvrons dans cette dernière partie à la fois l'étage d'entrée et l'alimentation, domaine sur lequel beaucoup d'information est disponible, ce qui ne justifie pas un développement aussi détaillé. Vous trouverez également les schémas et les photos des appareils terminés. En conclusion, une série de trucs et d'astuces vous permettront d'optimiser les calculs pour en tirer le meilleur parti.

### LES ETAGES D'ENTREE ET L'ALIMENTATION

Une fois établies les conditions de fonctionnement de l'étage de sortie (avec son transformateur), on peut passer à l'étude des étages d'entrée. Les 300-B sont polarisées à +60 Volts, ce qui veut dire que leur grille se trouve, elle, à -60 Volts par rapport à la cathode (rappelons que les voltages se mesurent par rapport à la cathode; seule la haute tension à la sortie du filtre est mesurée par rapport à la masse).

Par conséquent, pour profiter de toute la puissance disponible sans que la grille des 300-B devienne positive (c'est-à-dire, sans sortir de la Classe A1), il faut que le signal amplifié atteigne au maximum, à pleine puissance, 60 Volts.

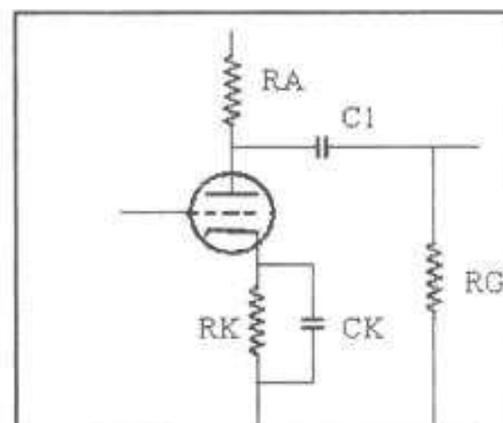
Comme le signal provenant d'un lecteur CD ou d'un tuner présente en général une tension de 1 Volt, il faudra étudier un étage capable d'amplifier environ 60 fois ce signal d'entrée, en introduisant la plus basse distorsion possible.

La façon dont le signal amplifié va se présenter aux grilles des 300-B est très importante: pour éviter les pertes, l'impédance de sortie de l'étage précédent doit être faible et le signal doit être porté par un courant d'au moins une dizaine de milliampères. Malgré leur coefficient d'amplification élevé, les tubes du type ECC83 ou 6SL7 ne conviennent pas, car leur résistance interne est trop grande et leur courant trop faible.

Notre choix s'est porté sur la 6SN7, double triode dont chaque section pré-

sente une résistance interne de 7700 Ohms, avec une pente de 2,6 mA par Volt. Cependant, ce tube présente un coefficient d'amplification ( $\mu$ ) de 20 seulement. Pour pallier ce faible gain, la solution consiste à utiliser non pas un seul, mais deux étages d'entrée successifs, le premier monté en préamplificateur et le deuxième en «driver». Comme il s'agit d'une double triode, chaque étage utilisera une moitié du même tube.

Pour relier ces étages, j'ai choisi une liaison par résistance-capacité. Dans une liaison de ce type, l'amplification effective (le gain) est toujours inférieure au coefficient d'amplification ( $\mu$ ) du tube utilisé.



RA = résistance de charge anodique  
RK = résistance de cathode (de polarisation)  
CK = condensateur de cathode  
C1 = condensateur de liaison  
RG = résistance de fuite de grille du tube suivi

Ainsi, dans une configuration classique, avec condensateur de cathode, le gain est exprimé par la formule suivante:

$$\text{Gain}_1 = \frac{(\mu * R_A)}{(R_A + R_I)}$$

Formule dans laquelle  $\mu$  représente le coefficient d'amplification du tube,  $R_I$  sa résistance interne et  $R_A$  la résistance de charge insérée dans le circuit anodique du tube ( $\mu$  et  $R_I$  sont connus d'après les caractéristiques publiées par les fabricants de tubes).

Toutefois, il est presque impossible d'obtenir ainsi le gain nécessaire pour ce circuit sans une grande distorsion ou sans devoir utiliser un très faible courant. Le premier étage préamplificateur ne présente aucun problème, étant donné qu'il doit simplement amplifier un signal de 1 Volt. Toutefois, ce signal aura déjà une toute autre valeur quand il sera arrivé à la grille du «driver» et c'est là que les choses se compliquent: si l'on demande encore beaucoup de gain au driver il faut augmenter sa résistance de charge, ce qui va augmenter son impédance de sortie et réduire le courant. Si par contre, on confie la plus grande partie de l'amplification au premier tube, le driver va devoir accepter un signal déjà trop grand pour qu'il puisse l'amplifier sans introduire une distorsion importante.

Après plusieurs essais, j'ai trouvé une solution qui utilise une configuration tout aussi classique, mais moins courante, dans laquelle on supprime simplement le condensateur de cathode: celle que les anglo-saxons appellent «cathode-degenerative».

En effet, le courant qui traverse la résistance de cathode (et qui permet d'obtenir la polarisation) est le courant total du tube. Le condensateur  $C_K$  que l'on connecte d'habitude en parallèle avec la résistance de cathode a comme fonction de stabiliser les variations de courant qui se produisent quand un signal est présent: pendant que le tube fonctionne, le courant varie mais le conden-

sateur lui oppose une réactance (variable en fonction de la fréquence) en parallèle avec la valeur (fixe) de la résistance de cathode, permettant de stabiliser le gain et la polarisation.

Quand on supprime ce condensateur, le circuit devient «dégénératif», c'est-à-dire, que plus il est sollicité, moins il amplifie: c'est un phénomène de contre-réaction négative en courant, qui a pour conséquence une augmentation spectaculaire de la linéarité du circuit, avec une petite réduction du gain. Ce phénomène a aussi une conséquence qui est pour nous du plus grand intérêt: la polarisation devenant variable, le recul de grille, c'est-à-dire, la place disponible pour le signal, sera variable elle aussi. Ceci signifie que notre tube driver va pouvoir «avalier» un voltage beaucoup plus élevé sans distorsion appréciable, ce qui n'aurait pas été possible avec le circuit habituel.

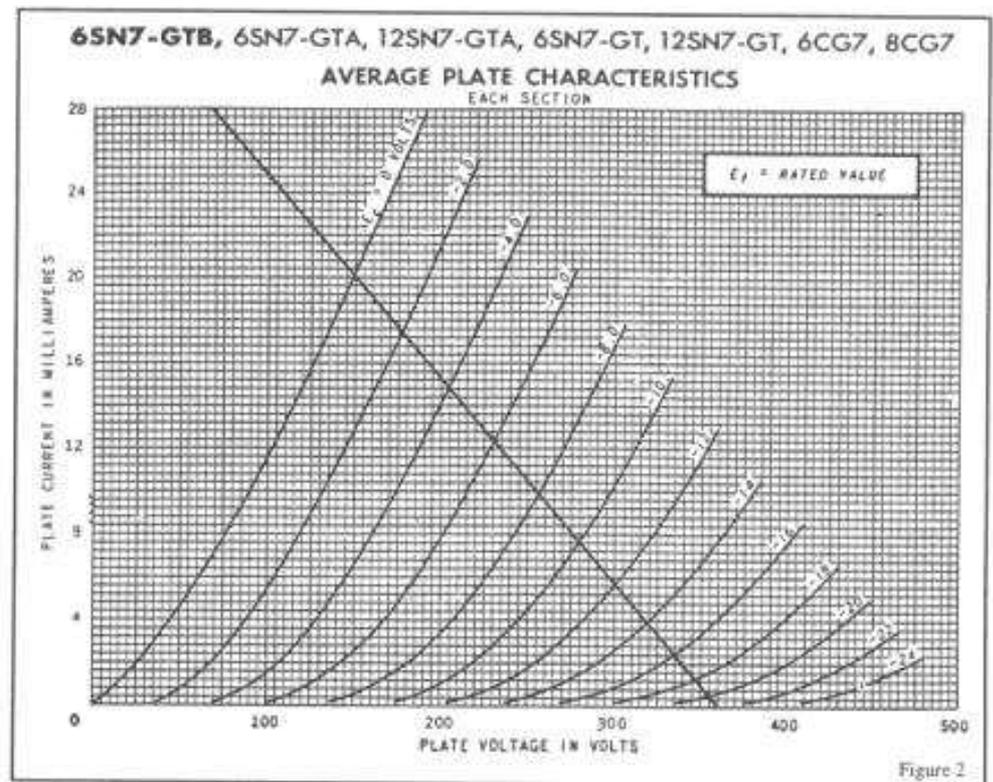
contre-réaction classique le signal est réinjecté à un étage précédent après avoir traversé tout ou presque tout le circuit, et il est impossible de faire varier le taux de contre-réaction sans changer une résistance ou sans agir manuellement sur un sélecteur!

Dans la configuration sans condensateur de cathode, le gain est donné par la formule suivante:

$$\text{Gain}_2 = \frac{\mu * R_A}{[(\mu + 1) * R_K] + R_I + R_A}$$

Le «Radio designer's handbook» I explique en détail comment procéder pour les calculs, sans devoir utiliser des caractéristiques spéciales.(fig.2)

On commence par dessiner la droite de charge correspondante à la somme des valeurs de la résistance de charge  $R_A$  et de la résistance de cathode  $R_K$ , qui constituent la charge totale du tube.



Cette contre-réaction est d'un type entièrement différent de celle qu'on rencontre d'habitude, de plus elle ne présente pas les mêmes défauts. En effet, elle agit en temps réel et de plus elle est variable, l'adaptation se faisant automatiquement en parfaite synchronisation, alors que dans la boucle de

Prenons  $R_A = 10 \text{ KOhms}$ ,  $R_K = 470 \text{ Ohms}$ , sous une tension d'alimentation de 350 Volts. Divisons la valeur de la HT = 350 Volts par la valeur de  $R_A = 10470 \text{ Ohms}$ . On trouvera 33,4 mA (cf. la Loi de OHM). Relions par une droite les points correspondant à 350 Volts et à 33,4 mA. Ensuite, en

notant les valeurs du courant anodique à l'intersection de cette droite avec chacune des courbes  $-V_g (= E_c, \text{tension de grille})$  on pourra commencer à établir patiemment le tableau suivant:

$E_c$ (V)	$I_k$ (mA)	$E_k$ (V)	$E_c+E_k$ (V)
0	19,7	+9,259	+9,259
-2	16,9	+7,943	+5,943
-4	14,4	+6,768	+2,768
-6	11,9	+5,593	-0,407
-8	9,4	+4,418	-3,582
-10	7,2	+3,384	-6,616
-12	5,2	+2,444	-9,556

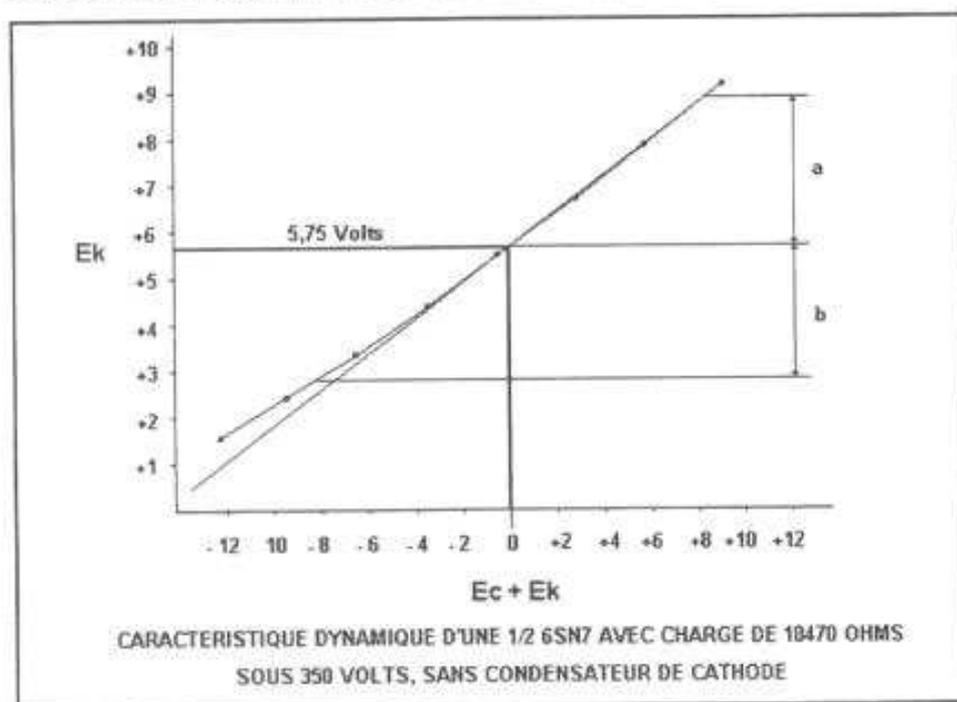
Après avoir noté le courant de cathode ( $I_k$ ) pour chaque valeur de  $E_c$ , en connaissant la valeur de la résistance de polarisation (470 Ohms, dans l'exemple), il suffit de multiplier  $I_k$  par  $R_k$  pour trouver les valeurs de  $E_k$ , c'est-à-dire, les différentes valeurs du voltage réel que va présenter la cathode (la polarisation réelle, rappelons-nous, est la différence de potentiel entre grille et cathode). La somme de  $E_c+E_k$  va nous permettre de dessiner la caractéristique dynamique, qui à son tour nous permettra de connaître le point de repos et évaluer la distorsion du circuit.

D'après la figure suivante (fig. 3), le point de repos se trouvera à 5,75 Volts; mais la polarisation, elle, pourra s'accommoder d'un signal jusqu'à 9 volts

sans distorsion appréciable! Selon la formule donnée plus haut, le gain de l'étage «driver» sera de 7,38.

La distorsion par harmoniques pairs peut être évaluée approximativement d'après la différence en longueur des distances a et b sur la figure (qui représentent l'ampleur maximum du signal): dans l'exemple, un calcul approximatif donne environ 1,09 % pour un signal de 8,24 Volts, ce qui est très peu pour un circuit de ce type. De toute façon, ce petit pourcentage sera annulé par le pourcentage équivalent de la distorsion introduite par l'étage de sortie: comme la phase du signal est inversée à chaque étage, il se produit une certaine compensation des harmoniques pairs entre les étages, à condition que les courbures des caractéristiques dynamiques soient superposables. Je dois le souligner, ceci n'est valable que pour les harmoniques pairs. La distorsion finale ne dépassera pas 0,5 %.

L'étage que je viens de décrire est en effet l'étage «driver». Les conditions de fonctionnement de l'étage d'entrée, assez semblables, ont été fixées après quelques essais d'écoute:  $R_A = 12000$  Ohms,  $R_K = 470$  Ohms, haute tension 300 Volts, ce qui permet d'obtenir un gain de 8,24. Le gain des deux étages successifs sera d'environ  $8,24 \times 7,38 = 60,8$ .



L'étage d'entrée aura son point de repos à 4,5 Volts, sous 9,57 mA. Le courant de repos de l'étage «driver» sera, lui, de 12,2 mA, ce qui nous procurera une très bonne attaque des grilles des tubes de sortie, avec une impédance de sortie assez réduite.

Les valeurs des condensateurs de liaison et des résistances de fuite de grille ont été choisies à l'écoute. Toutefois, il y a des limites à respecter. En général et dans le cas des triodes, ces résistances ne doivent pas dépasser 470000 Ohms. De leur côté, les condensateurs de plus d'un microfarad peuvent causer différents problèmes. Pour qu'il n'y ait pas d'atténuation dans les graves, le produit de la valeur du condensateur et de la résistance (en microfarads et en mégohms, respectivement) doit être supérieur à 0,03.

Il reste à parler de l'alimentation. Celle-ci doit toujours être surdimensionnée de façon à ce que l'amplificateur puisse toujours puiser le courant nécessaire. Il faut également que sa résistance interne soit la plus basse possible pour éviter que les valeurs des tensions varient aux moments où l'amplificateur doit délivrer un maximum de puissance, encore que ce problème soit moins grave en classe A1. Cependant, il faut savoir que les tubes redresseurs provoquent une chute de tension plus importante que les diodes modernes, du fait de leur résistance interne plus élevée. Comme dans cet amplificateur, on est confronté à un courant de repos assez élevé (180 mA), j'ai décidé d'utiliser deux redresseurs en parallèle. De cette façon, et comme pour les tubes de sortie, leur résistance interne est réduite de moitié, ils pourront supporter un courant double. Le tube sélectionné a été le 5V4 G, dans sa version européenne: le GZ 32. Sur base des caractéristiques du tube, le calcul est fait également en tenant compte d'un courant équivalent à la moitié du courant réel, de façon à établir la tension que devra débiter le transformateur avant le filtrage.

L'amplificateur a été réalisé sur deux blocs mono. Comme pour l'étage de sortie, les transformateurs et les bobines de filtrage ont été calculés et réalisés sur mesure. Le filtre est configuré en double «Pi», avec un petit condensateur en tête de filtre et deux bobines (selfs) de 10 Henrys.

Je ne présenterai pas ici la méthode de calcul utilisée pour l'alimentation, puisque il est très facile de la trouver dans plusieurs ouvrages très répandus. Il faut juste savoir qu'il est souhaitable de ne pas dépasser un flux de 4000 ou 5000 Gauss dans les noyaux des transformateurs et des bobines, afin d'éviter le ronflement dû aux interférences des champs magnétiques. Pour cette même raison, il est aussi conseillé de placer les transformateurs et bobines dans le châssis de façon à ce que les différents bobinages se trouvent dans des plans perpendiculaires entre eux.

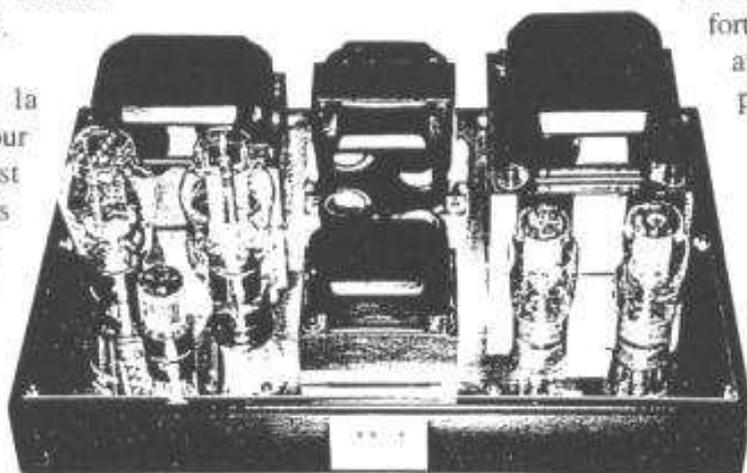
À l'écoute, cet ampli est très rapide et ne manque jamais de puissance. La restitution des timbres est très correcte et la scène sonore est assez ample et réaliste. Son principal défaut est la limitation en fréquence dans l'extrême aigu et l'extrême grave, que l'utilisation d'enceintes «full range» ne pardonne pas. Néanmoins, avec des câbles «Cello Strings» et des 300B Western Electric (pas chez moi, chez un copain plus fortuné pour qui j'ai réalisé un deuxième exemplaire), il sonne vraiment très bien.

L'étude et la réalisation de ce projet, dans les multiples configurations qui ont abouti à la version finale ici présentée, m'ont permis de faire connaissance avec certaines subtilités de l'amplification basse fréquence à triodes.

### Mes conclusions personnelles

■ **En premier lieu**, un certain niveau de distorsion dans l'étage de sortie n'est pas bien grave. Il suffit de se reporter aux réalisations classiques

d'avant guerre. Un étage de sortie qui produit 2 ou 3% d'harmoniques paires sonne tout aussi bien qu'un autre qui n'en produit que 1%. Ce sont les harmoniques impairs, même en quantité infime, qui peuvent tout gâcher.

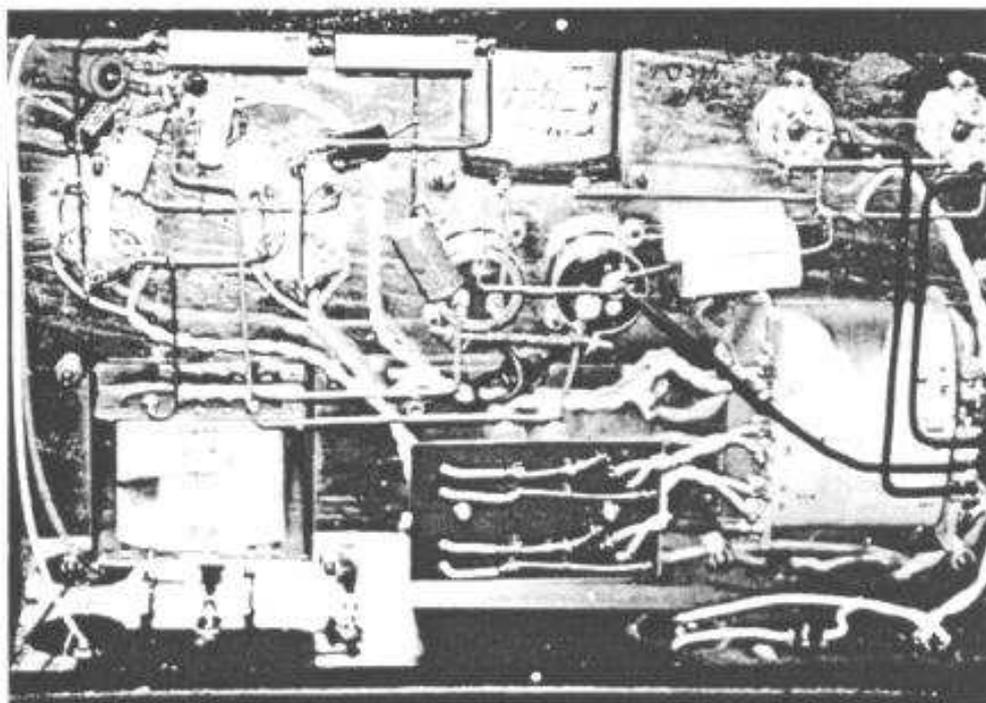


■ **Deuxièmement**, pour obtenir des graves et des aigus, il faut effectivement (cf. les textes classiques) beaucoup d'inductance et très peu de capacité. L'étage de sortie de cet ampli n'est pas l'idéal de ce point de vue-là, vu le courant important dans le primaire du transfo. Aussi, le fait d'utiliser deux tubes de sortie en parallèle et deux étages d'entrée ajoute les capacités d'entrée des tubes (15 picofarads rien que pour chaque 300B), réduisant ainsi la réponse dans les aigus.

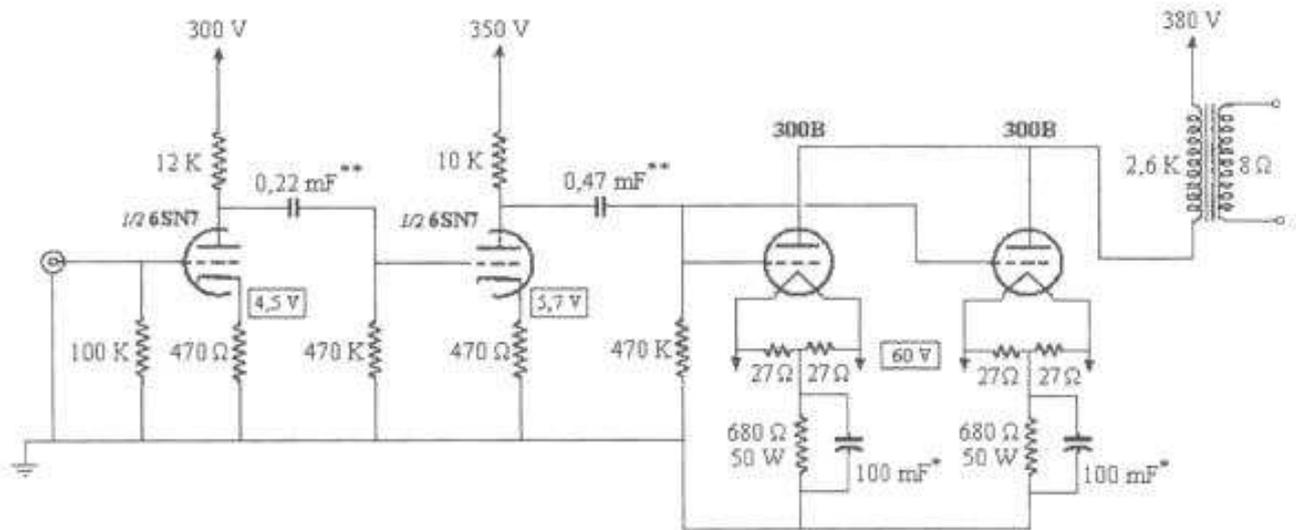
■ **Troisièmement**, l'alimentation des différents étages ne doit pas provenir de la même source (même redresseur, même filtre), surtout si elle doit fournir un courant relativement important, ce qui provoque toujours une certaine intermodulation. Je recommande fortement de concevoir des amplis avec des alimentations séparées pour chaque étage.

■ **Quatrièmement**, au niveau du traitement du signal, il faut éviter les liaisons RC: le signal subit chaque fois des pertes et des rotations de phase. Aussi, les meilleurs résultats sont toujours obtenus quand on arrive à réduire les résistances et à augmenter le courant, partout dans le circuit mais surtout dans les étages d'entrée.

Dans le dernier projet que j'ai réalisé, j'ai essayé d'améliorer encore le résultat, avec des résultats extrêmement satisfaisants. Ce nouvel ampli n'utilise qu'un seul tube en entrée, suivi d'un transfo de liaison (pas de condensateur), une seule 300B en sortie (pour 5 Watts de puissance) et des alimentations tout à fait séparées pour chaque étage. But that's a different story...



1 «Radio Designer handbook», Fourth Edition, London, 1954, pages 327-329 et 397-399.

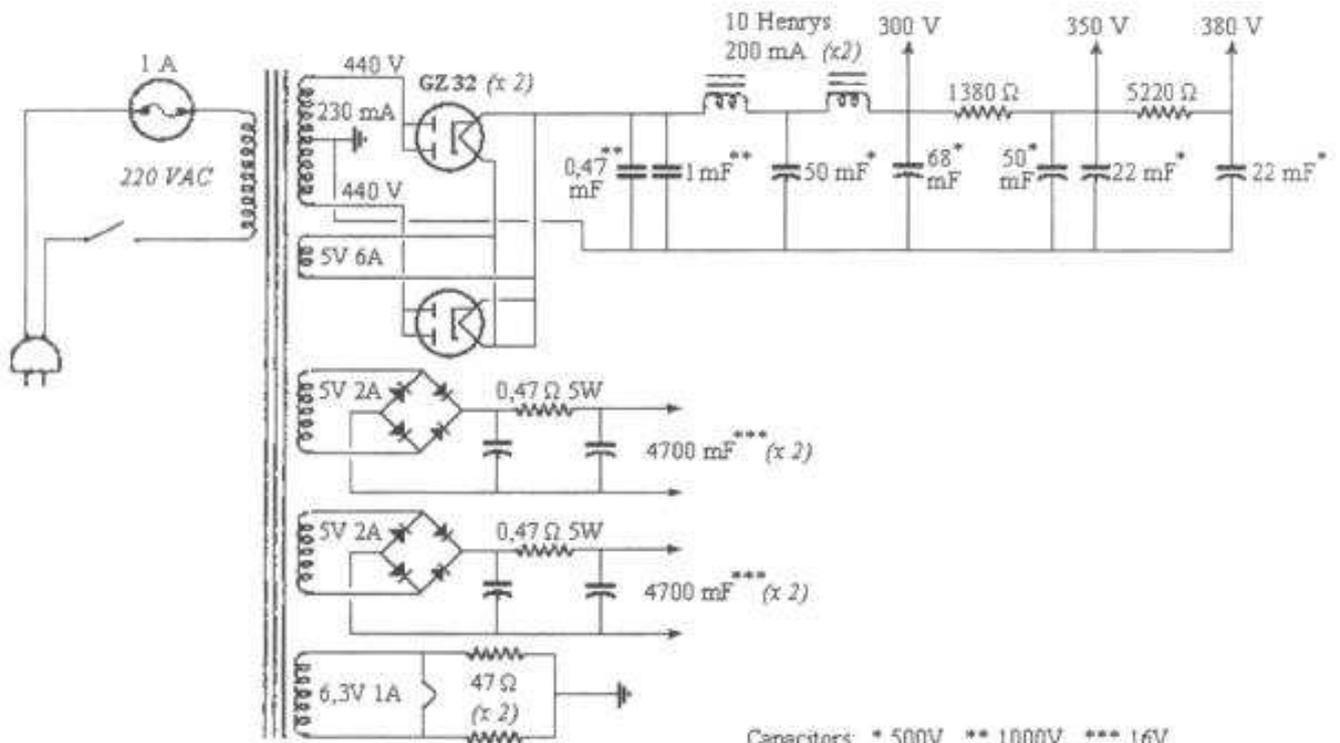


Capacitors \* 160V \*\* 630V  
All resistors 2W except otherwise indicated

**300B Parallel Single-Ended  
by JSM**

FOR POWER SUPPLY, see Sheet 2

Sheet 1 (03/98)



Capacitors: \* 500V \*\* 1000V \*\*\* 16V  
All resistors 2W except otherwise indicated

**300B Parallel Single-Ended  
by JSM**

FOR MAIN CIRCUIT, see Sheet 1

Sheet 2 (03/98)