

ÉTUDE D'UN PETIT AMPLI A TUBES

Cet article essaye d'analyser le fonctionnement d'un ampli à tubes, en prenant un exemple réel qui soit à la fois

- Simple : 2 étages seulement, et de plus réunis dans la même ampoule ECL86 (ou sa variante PCL86) ce qui facilite grandement la réalisation. Le coût de fabrication de cet ampli le met à la portée de beaucoup de DIYeurs (200 à 300€ selon composants utilisés).
- Performant : cf les courbes publiée sur http://www.dissident-audio.com/PP_ECL86/Page.html
- Moderne : tout a été dit ou presque sur les schémas à tubes. Certes, mais des composants qui n'existaient pas dans les années 50 sont aujourd'hui facilement accessibles et il n'est pas interdit d'intégrer
 - un peu de silicium dans un ampli à tubes. Exemple ici avec une source de courant constant (CCS) qui améliore grandement la performance de l'étage déphaseur.
 - Un peu d'originalité dans la boucle de contre-réaction interne de l'étage déphaseur (cf plus loin)

L'auteur de cet ampli est Yves Monmagnon (http://www.dissident-audio.com/PP_ECL86/Page.html) , bien connu sur les forums de passionnés audio, qui a accepté de répondre à mes mille questions et que je remercie chaleureusement.

Cet ampli a connu un regain de succès grâce à l'initiative de Seb (alias Wismerhill) qui a dessiné un PCB (circuit imprimé) et organisé sa diffusion (cf <http://www.audiyofan.org/forum/viewtopic.php?t=7216>)

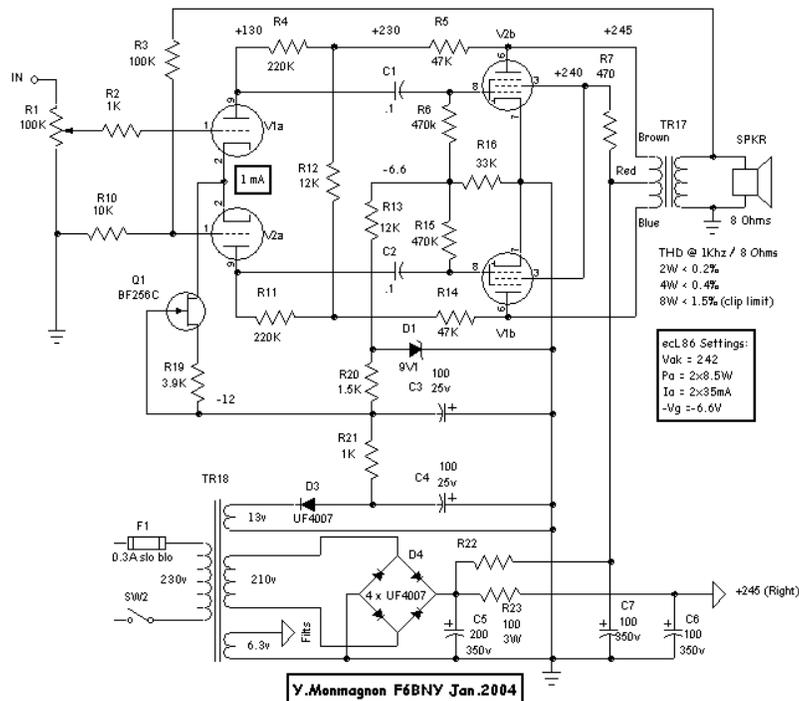
L'auteur ayant décidé de le construire s'est attaché à en comprendre le pourquoi du comment afin de ne pas « cabler idiot ».

AVERTISSEMENT : cet article ne se veut ni doctrinaire ni exhaustif. Grâce à la relecture d'experts en qui j'ai confiance, j'ai essayé de ne pas écrire de grosse bourde, mais le sujet est suffisamment complexe pour susciter des débats pertinents. Ce document ne se veut en aucun cas LA VERITE, mais simplement une approche. S'il peut aider certains à mieux comprendre ou à avoir envie de creuser tel ou tel aspect, il aura rempli son rôle.

1 LE SCHÉMA

On l'a dit, il est « simple » (au moins en apparence) :

- Etage de sortie en Push-Pull
- Etage déphaseur « LTP » amélioré
- Alimentation « solid state »



Regardons comment fonctionne chaque composant.

2 LA PENTODE EN ETAGE DE SORTIE

2.1 Montage Push-Pull

Cet étage est d'abord de type « Push-Pull ». Chaque type (PP ou SE) a ses attraits, ses partisans, et tous les choix sont respectables (on ne le redira pas chaque fois, mais c'est un credo !) mais le PP est plus simple et plus « rationnel » dans la majorité des cas. En effet, un push-pull présente les avantages suivants :

- Pas de composante continue dans le primaire du TS : les 2 demi-primaires travaillent à tour de rôle et en opposition de phase. Il n'y a donc pas de courant continu qui risque de provoquer une saturation du noyau magnétique. Pour une puissance donnée, un Transfo de Sortie PP sera plus économique (moins gros) et plus facile à construire qu'un transfo SE.
- Correction automatique des résiduelles alternatives dans la HT. Le filtrage n'a pas besoin d'être hyperfin, car les résiduelles alternatives dans la HT (appelé aussi B+) s'annulent
- Diminution de la distorsion harmonique, grâce à la suppression des harmoniques paires.
- Le courant étant constant (quand le tube du bas consomme moins, celui du haut consomme plus), l'alimentation est plus simple (impact moindre de l'impédance interne de l'alimentation)

2.2 Polarisation Fixe

Beaucoup d'amplis adoptent la **polarisation « automatique »** en insérant une résistance de cathode (R_k) : Si la grille est au potentiel de référence (0V), la cathode est ainsi toujours positive par rapport à la grille. Positive de combien ? $U=RI$. Si le courant traversant le tube (et donc R_k) est de 35mA , une résistance de 200ohms provoquera une différence de potentiel de 7V. La grille est à -7v par rapport à la cathode.

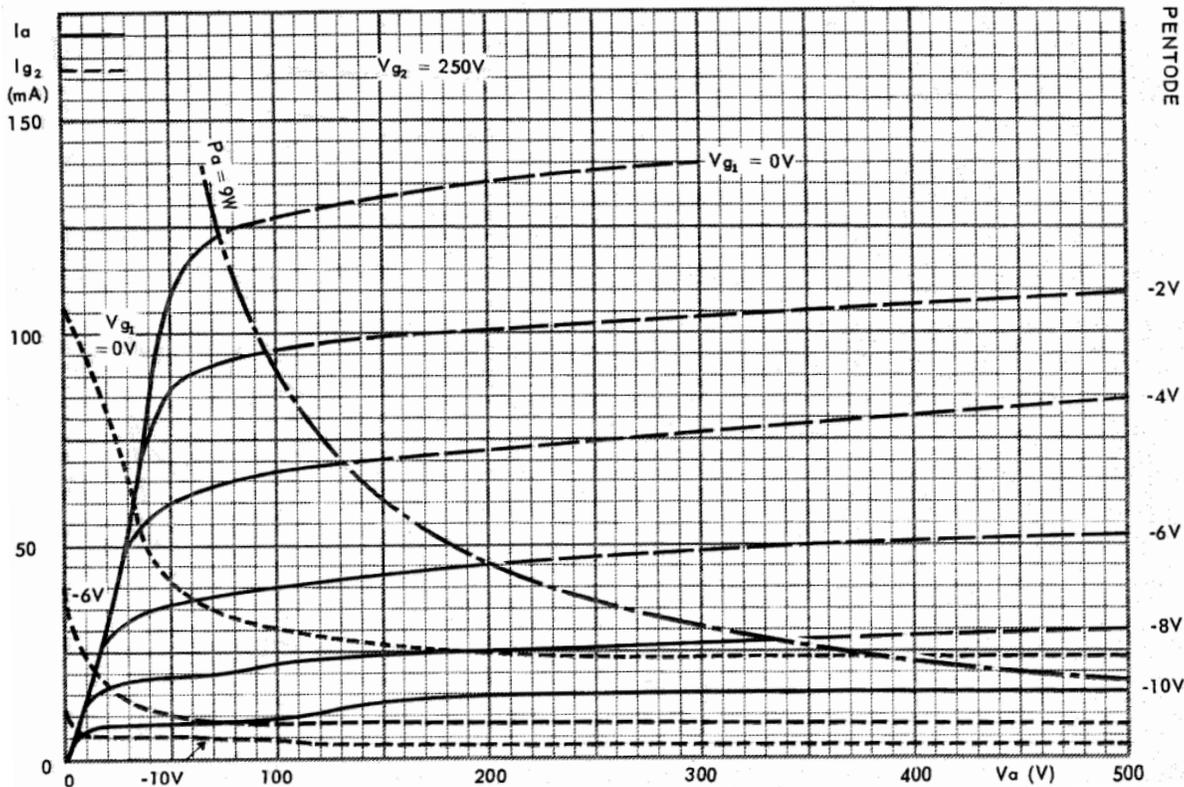
Effet de bord :

- En régime dynamique, les variations de courant dans le tube génèrent une variation de tension aux bornes de cette R_k , la tension de polarisation n'est donc pas fixe et agit en contre-réaction : pendant l'excursion grille positive, le courant augmente, la tension aux bornes de R_k augmente, la tension de polarisation monte, diminuant ainsi l'efficacité de l'excursion de grille. Il y a donc une forte diminution du gain de l'étage.
- La compensation classique est de shunter cette résistance avec un Condensateur de découplage (C_k en // de R_k). Outre le surcoût, la qualité de ce condensateur joue fortement sur la qualité finale, et dans le cas d'un montage PP, ce condensateur crée une distorsion au point de raccordement entre les 2 tubes (cf Crowhurst, « Basic Audio » part 3, chapitre « grid bias supply »). Il est vrai que beaucoup considèrent le condensateur de découplage inutile en PP car les courants s'équilibrent entre les 2 branches du push-pull. Ce n'est vrai que dans la stricte classe A et ce n'est plus le cas en classe AB.

Ici, Yves a **préféré la « polarisation fixe »** qui permet de mieux maîtriser le point de fonctionnement et d'optimiser le gain de l'étage: la cathode est reliée au niveau de référence (0V), et une alimentation spécifique fournit une tension négative pour assurer la polarisation dont la grille a besoin.

2.3 Données Constructeur

Ces choix étant faits, voyons les caractéristiques de la pentode de l'ECL86:



Les recommandations du constructeur sont

CARACTERISTIQUES NOMINALES

Pentode

Tension d'anode	Va	250 V
Tension de grille n° 2	Vg ₂	250 V
Tension de grille n° 1	Vg ₁	-7 V
Courant d'anode	Ia	36 mA

Sources

<http://tubedata.milbert.com/sheets/020/e/ECL86.pdf>

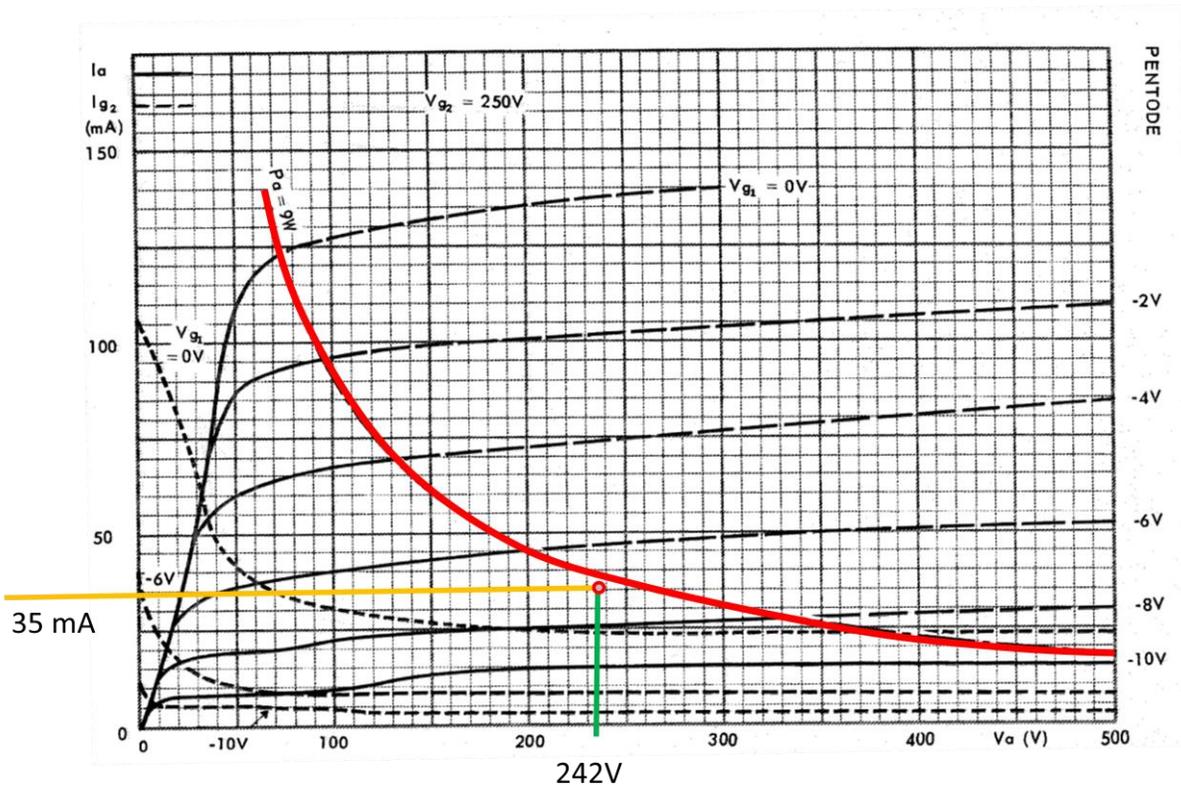
ou

<http://www.mif.pg.gda.pl/homepages/frank/sheets/010/e/ECL86.pdf>

2.4 Point de fonctionnement

Le point de fonctionnement retenu par Yves est très proche de ces recommandations :

- courant de repos de 35mA
- alimentation (B+) de 245V. Compte tenu de $\sim 3V$ de chute de tension dans le primaire du TS ($35mA \times$ résistance du primaire), il reste $\sim 242V$ pour les anodes



Ce point correspond à une **polarisation Grille** entre -6V et -8V, soit les -7V recommandés par le constructeur. Yves indique -6.6V, probablement la valeur la plus proche obtenue par son diviseur de tension (cf ci-dessous le § 4.3).

La ligne rouge dans le graphique ci-dessus indique la zone de puissance maximale à ne pas franchir en temps normal. Chaque point de la ligne correspond à $I \times V = 9Watts$. En montage PP on accorde beaucoup moins d'importance à cette limite qu'en SE, notamment parce que le montage PP supprime toutes les distorsions harmoniques paires et la plupart des auteurs s'autorisent des excursions dans cette zone interdite.

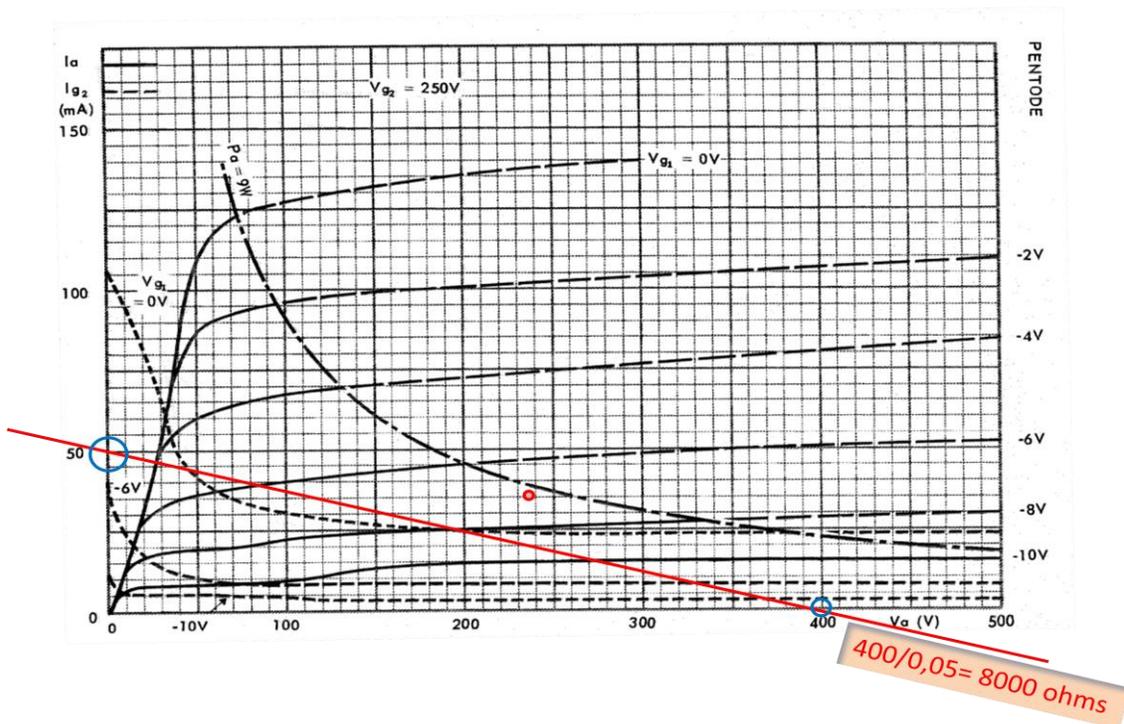
2.5 La droite de charge.

2.5.1 Si nous étions en montage SE...

(Juste en guise de rappel, ou pour ceux qui ne connaissent pas du tout la construction des droites de charge)

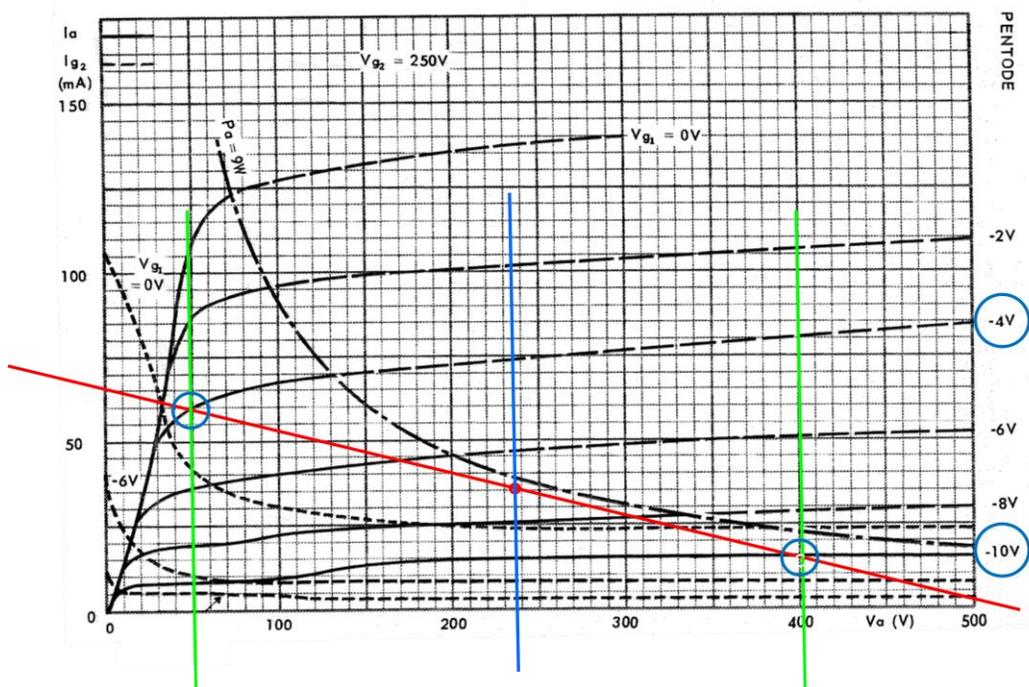
Rappel : La charge Z dont nous allons parler est constituée du transfo de sortie + son HP au secondaire. Rappelons en effet qu'un primaire de X ohms n'existe pas : seule existe une charge de Y ohms au secondaire qui réfléchit X ohms au primaire en fonction du rapport de transformation X/Y, ce rapport étant égal à $(N1/N2)^2$, N1 et N2 étant respectivement le nombre de spires du primaire et secondaire.

La charge préconisée par le constructeur étant de 8000 ohms, nous aurions la construction suivante :



La pente de la courbe étant définie grâce aux points 400V et 50mA ($400/0,5 = 8000$), nous pouvons la déplacer (sans changer d'inclinaison), ce sera toujours la droite de charge pour 8000 ohms.

Faisons passer la droite par le point de fonctionnement :



Nous voyons que pour une variation de tension grille entre -4 et -10V, nous avons une variation de tension plaque de 50 à 400V. C'est une approximation qu'il faudrait affiner, notamment la distorsion induite par la différence entre 245V au repos et point milieu de l'excursion plaque à $(400+50)/2 = 225V$, mais ne passons pas plus de temps sur ce graphique car nous ne sommes pas en SE !

J'en connais qui se sont étonnés que l'on puisse parler de tension plaque à 400V alors que l'alimentation ne fournit que 245V : c'est oublier que le 245V est la tension continue mesurée au repos. En régime dynamique, les variations de courant plaque génèrent des variations d'induction dans le primaire du transformateur, qui, en bonne self qui se respecte emmagasine de l'énergie pendant une alternance et la restitue lors de l'autre l'alternance. On peut donc parfaitement observer dans le circuit des tensions instantanées supérieures à la tension continue fournie par l'alimentation.

2.5.2 Mais nous sommes en PP !

On voit parfois des débats animés sur le sujet « quelle est la charge vue par un seul tube dans le cas d'un montage PP »

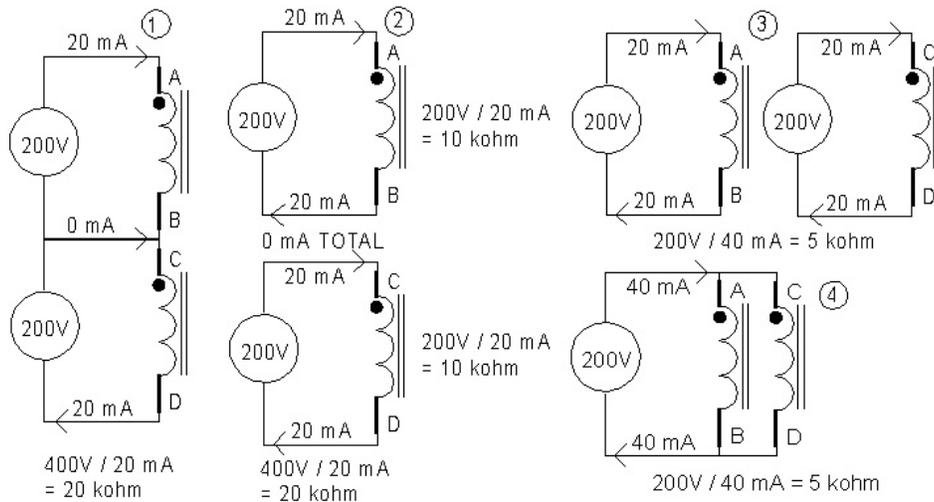
(exemple <http://www.audiyofan.org/forum/viewtopic.php?t=4132&postdays=0&postorder=asc&start=0>)

Un article très clair sur le sujet des droites de charge en PP est celui du MIT dans son "First Course in Electronics, Electron Tubes and associated circuitry", qui est publié par le Perkins Electro-Acoustic Research Laboratory.

http://www.pearl-hifi.com/06_Lit_Archive/07_Misc_Downloads/Push_Pull_Theory_MIT.pdf

Mais je propose ici cette autre démonstration que je trouve aussi très éclairante :

(source http://www.siteswithstyle.com/VoltSecond/Push-Pull_Z/Push-Pull_Pri_Z.html)



Starting with picture 1, we have a 400 V source consisting of two series 200V sources. This 400 V source is providing 20 mA into an effective load of 20 kohm. Notice that at the center tap (B C), there is zero total current flowing. The wire shown between the voltage source and the transformer does not have to be there.

In picture 2, we split the common center tap into two floating windings. The total impedance is still 20 kohm and each 200V source is driving 10 kohm (200V/ 20 mA)

In picture 3 the two sources are shown floating in parallel. Each source still sees a load of 10 kohm (200V / 20 mA), however, the composite load is 5 kohm (200V / 40 mA)

In picture 4, one source is removed and the composite load is kept the same. This one source sees a load of 5 kohm (200V / 40 mA). The single 200V source sees a lower impedance load because the other 200V source is not helping support the composite load of 5 kohm.

The composite load in picture 4 is 1/4 the load in picture 1. This is because the load in picture 4 has half the turns as the load in picture 1. This should be no surprise because we knowing the rule on reflected impedances:

- $Z1 / Z2 = (N1 / N2)^2$,
- $Z1 / Z2 = (1 / 2)^2$ or 1/4.

Picture 4 is equivalent to a class B push pull amplifier where only one source (one tube) must support the entire load. In a class B amplifier, the load line on the active tube (the voltage) source is 1/4 the plate to plate impedance shown in picture 1.

Picture 3 is equivalent to a class A push pull amplifier. The composite load is the same as picture 4, but each tube only has to supply 1/2 the current for the same voltage swing. So each individual tube in a class A push-pull amplifier sees a load of 1/2 the plate to plate impedance (20 kohm) or twice the composite impedance (5 kohm). Remember, the load line on each individual tube is twice the impedance of composite load line because both tubes are supporting the load.

Ma synthèse :

Il faut faire la différence entre la droite de charge qui s'appliquerait à chaque tube individuellement, et la droite composite, résultant des 2 tubes en PP.

- En classe A ou AB,
 - chaque tube voit $Z_{pp}/2$,
 - si l'on veut tracer la droite **composite** résultant de l'assemblage des 2 tubes, elle doit être construite avec $Z_{pp}/4$
- En classe B, seul un tube travaille, les pentes des 2 droites sont donc équivalentes : $Z_{pp}/4$ dans les 2 cas.

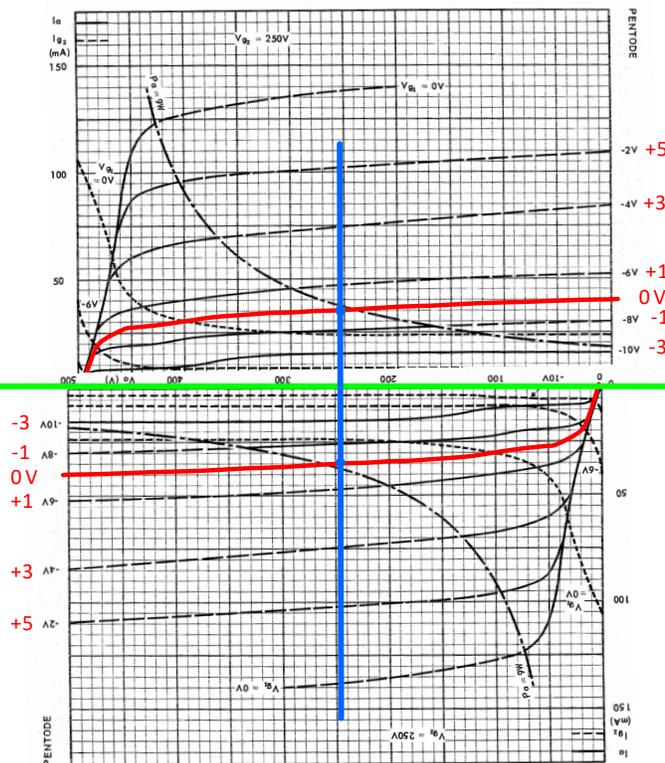
C'est aussi ce que nous dit RDH4, chapitre 13, section 5 :

"The composite loadline is a straight line with a slope corresponding to $RL' = \frac{1}{4} RL$ "

et plus loin

"The load resistance from plate to plate (RL) is equal to 4 times the plate resistance of the imaginary composite valve or approximately twice the plate resistance of one of the valves at the quiescent operating point".

Essayons-nous à l'exercice de la droite « composite » avec ses fameux graphes tête-bêche.



Que voyons-nous sur ce graphique compliqué ?

Le graphique du haut représente le fonctionnement du «tube du haut », le graphique du bas, retourné de 180° correspond au tube du bas

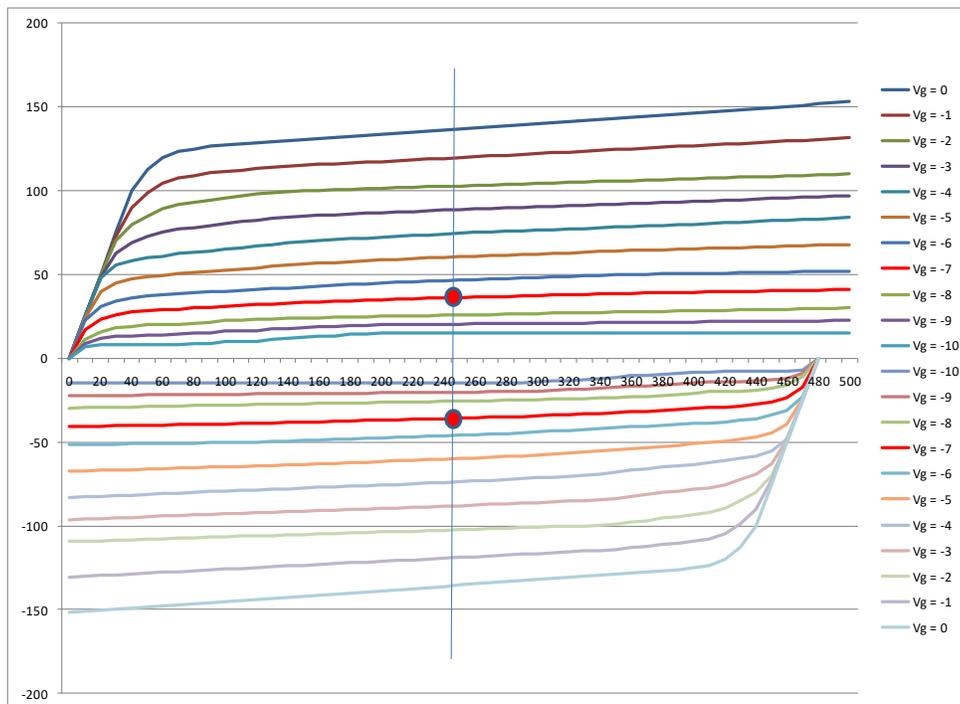
- La ligne bleue rejoint les points de fonctionnement
- La ligne verte aligne les niveaux 0mA des 2 graphes
- La ligne rouge correspond à la courbe de $V_g = -7V$ (tension de polarisation retenue pour le point de fonctionnement)

Les chiffres rouges en marge des graphiques indiquent la tension Grille fournie à l'entrée du push-pull :

- Quand la tension est de 0V, le fonctionnement des tubes suit la ligne -7V (=tension de polarisation)
- Quand la tension est de 1V en haut (donc -1V en bas), le fonctionnement des tubes suit la ligne -6V ($= -7 + 1$) en haut et -8V ($-7 - 1$) en bas

Le graphique suivant reprend les mêmes données, mais dans Excel, car cela devient difficile à gérer sur le graphique de base...

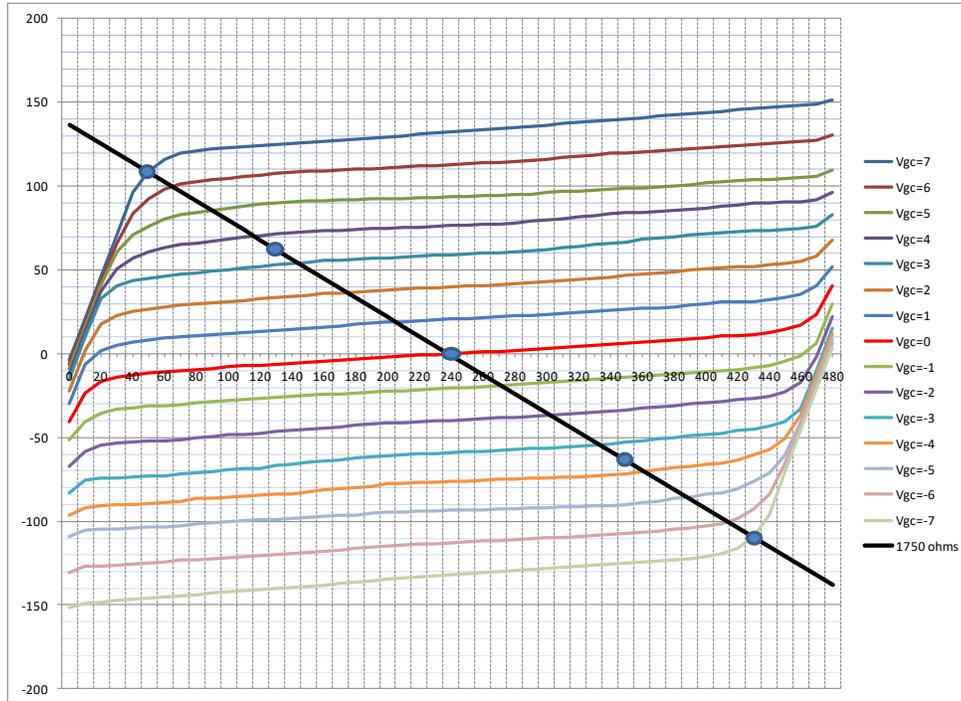
La méthode préconisée par Steve Bench nécessiterait plus d'informations que nous n'en avons, et notamment les courbes pour des tensions Grille en dessous de -10V. Notre point de fonctionnement étant choisi à -7V, il nous faudrait les données jusque -14V (2 fois la tension de polarisation). Nous avons donc choisi d'extrapoler les informations disponibles afin de présenter la méthode complète, quitte à ce que ces données soient approximatives.



Il nous faut tracer de nouvelles droites qui correspondent à la somme algébrique de chaque couple de valeur : **quand le tube du haut débite + 35mA et celui du bas -35mA, le tube composite débite 0mA**

La ligne rouge donne en guise d'exemple les points de fonctionnement au repos : La tension sur la grille du tube composite (V_{gc})=0. L'intensité anodique pour ce tube composite est alors de 0 mA.

La droite de charge (en noir), de pente 1750 ohms ($Z_{pp}/4$) nous donne le fonctionnement de ce tube composite résultant des 2 tubes en PP.



Ces courbes nous fournissent des informations sur la Distorsion harmonique : nous allons utiliser les points bleus de la droite ci-dessus

2.6 La Distorsion Harmonique

Elle résulte de l'espacement irrégulier entre les courbes de tension Grille.

Pour calculer la distorsion à la puissance maximale, regardons quelques points significatifs:

- V_a : La tension Anode quand $V_g=0$, **estimée ici sur le graphique à 52V**
- V_e : La tension Anode quand $V_g= 2x$ point de fonctionnement, donc -14V, **estimée à 430V**
- I_a : Le courant Anode au point $V_g=0v$: **estimé à 109 mA**
- I_b : Le courant Anode au point $V_g=1/2$ point de repos (3.5V) : **estimé à 62 mA**

- I_c : Le courant de repos : **0mA (par construction)**
- I_d : Le courant Anode au point $V_g = 1,5 \times$ point de repos (10.5V) : **estimé à -62 mA**
- I_e : Le courant Anode au point $V_g = 2 \times$ point de repos (14V) : **estimé à -110 mA**

Les formules de calcul des puissances et taux de distorsion étant :

- $P = (V_e - V_a) * (V_e - V_a) / (8 * R_L)$
- $TDH2 (\%) = 75 * (I_a + I_e - 2 * I_c) / (I_a + I_b - I_d - I_e)$
- $THD3 (\%) = 50 * (I_a - (2 * I_b) + (2 * I_d) - I_e) / (I_a + I_b - I_d - I_e)$
- $THD4 (\%) = 25 * (I_a - (4 * I_b) + (6 * I_c) - (4 * I_d) + I_e) / (I_a + I_b - I_d - I_e)$

(source= Steve Bench, <http://grevgum.net/sbench/sbench102/plateres.html>)

On a dans le cas présent :

P	10,2 W
TDH2	0,2 %
TDH3	4,2 %
TDH4	0,1 %

Ceci confirme que les distorsions harmoniques paires sont quasi nulles (nous rappelons que nous ne cherchons pas la vérité avec 2 décimales à partir d'un graphique approximatif !)

Au fait saviez-vous que les anglo-saxons appellent ces courbes des « french curves » ?

cf <http://grevgum.net/files/radiotronics/plotting.pdf>

2.7 L'excursion Grille (swing)

Le point de polarisation choisi étant de -7, le signal appliqué à l'entrée ne devra pas dépasser 7V sous peine de rentrer dans la zone rouge du "courant grille".

Le swing (excursion grille) à fournir par l'étage amont sera donc de +/- 7V. Les courbes ci-dessus nous montrent que cette excursion de +/- 7V génère une variation du courant anodique de +/- 110mA et une variation de tension plaque de +/- 241V.

Par précaution, voyons ce que nous donnerait une excursion grille de +/- 6V : Les courbes ci-dessus nous donnent :

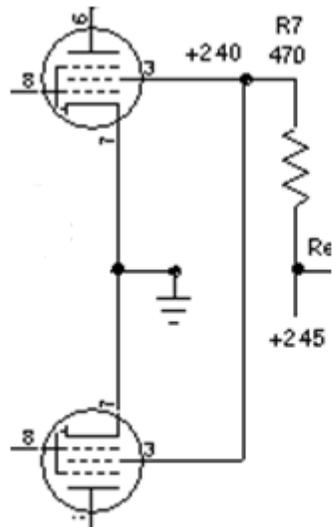
$V_a = 65V$; $V_e = 415V$

$P=(V_e-V_a)*(V_e-V_a)/(8*RL)$, donc $P= 8.8W$, ce qui paraît raisonnable.

Conservons donc cette « cible » de 12V crête à crête (+/- 6V)

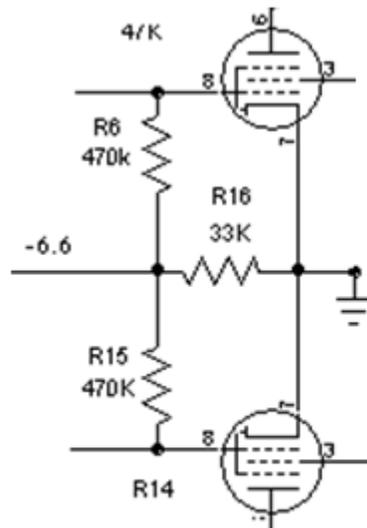
2.8 Circuits Grille

2.8.1 Tension d'écran



La résistance R7 a essentiellement un rôle de limitation de courant : la cathode étant reliée directement à la masse, sans cette résistance, sans cette résistance, il y aurait risque de court-circuit en cas de conduction maximale du tube.

2.8.2 Réseau Grille G1



Le constructeur préconise une **résistance de fuite** de 500K. Le rôle de cette résistance de fuite est d'assurer une « sortie » à d'éventuels électrons provenant de la cathode. Si la grille n'a pas ce chemin de sortie vers le 0V, ces électrons peuvent bloquer le fonctionnement du tube.

Le chemin de fuite est constitué ici pour le tube du haut par $R6+R16 (=500K)$, et bien sûr pour le tube du bas par $R15+R16$.

Le raccordement du point milieu de ce réseau à l'alimentation -6.6V permet de faire en sorte que les 2 grilles soient au **potentiel de la polarisation** lorsqu'il n'y a pas de signal à l'entrée.

2.9 Le Transformateur de Sortie

L'étude détaillée et le calcul d'un transfo de sortie sortent du cadre de cet article.

Regardons simplement et « à la grosse louche » les étapes nécessaires :

1. Choix du noyau en fonction de la puissance souhaitée
2. Détermination du nb de spires/volts en fonction de l'inductance souhaitée (pour passer correctement les fréquences basses)
3. Calculer les inductances de fuite et capacité parasites (qui shuntent le transfo en et coupent les fréquences hautes)
4. Détermination des diamètres en fonction des courants ... et de la place disponible
5. Vérifier la bande passante...
6. Itérer jusqu'à ce que le résultat soit au rendez-vous....

Le calcul est itératif, car il faut arbitrer entre des exigences contradictoires, et c'est là que joue l'expérience du Bobinier...

Par exemple, plus il y a de spires/volts, plus on descend bas en fréquence avant saturation du noyau, MAIS l'inductance de fuite (et donc la bande passante en hautes fréquences) augmente avec N^2 ...

Pour faciliter les calculs, Yves propose sur son site (http://www.dissident-audio.com/OPT_da/Page.html) un excellent calculateur, qui nous donne en première approximation les résultats suivants :

The screenshot shows a software interface for transformer design with the following sections:

- Specifications:**
 - Freq (Hz): 25, Watts: 8
 - Rp (Ohms): 48000, SE:
 - Z: 7000, Ip: 0, 237 Vrms
 - Primary: 3 sect. in serie by 1 in //
 - Secondary: 6, 6.9 Vrms
 - 2 sect. in serie by 1 in //
 - Wires in // per section: 1
- Copper (Cu):**
 - Turns per Volt: 9.32, Pri L (Hy): 161.7, Bobbin depth (mm): 9, Total Hcu (mm): 9.4
 - Amp/mm²: 3
 - Dia (mm): Computed 0.22, Actual .22, Turns 2205, Length(M) 333, R 163, -Va 13, Hcu (mm) 7.50, IL Thick .1
 - Turns per layer Max: 111, Actual: 105
 - 0.7: Turns 64, Length(M) 10, R .36, Hcu (mm) 1.91, Actual: 32
 - Turns per layer Max: 33, Actual: 32
 - Cu losses (W@40°C) Tot: 2.6, AC only: 0.7 (8.3%), (0.4dB)
- Windings:**

735 / 7	32 / 1	735 / 7	32 / 1	735 / 7
---------	--------	---------	--------	---------
- Iron (Fe):**
 - Name: EI66B
 - AFe (cm²): 6.8
 - mFe (Kg): 0.69
 - MPL (cm): 13.2
 - B DC (Tesla): 0.
 - B AC (Tesla): 1.42
 - B Total: 1.42
 - µ (Approx): 6456
 - Fe losses(W): 0.4
 - Gap (mm): 0
- Inter windings insulation:**
 - Thickness (mm): Max allowed: -0.15, Actual: .3
 - D K: 2
 - Shunt Cap: 254 pF
 - Leak L: 21.1 mH
 - Fo: 69 Khz
 - Q: 7.11, 6
- Actual Primary Z vs Frequency:**

Hz	Sec Load	Reflected Z
30	6	6277
60	6	6867
200	6	7374
600	6	7580
2000	6	7821
6000	6	8367
20000	6	10225

 - F lo (-3dB): 6. Hz
 - F hi (-3dB): 489 Khz
 - 2.0 µS

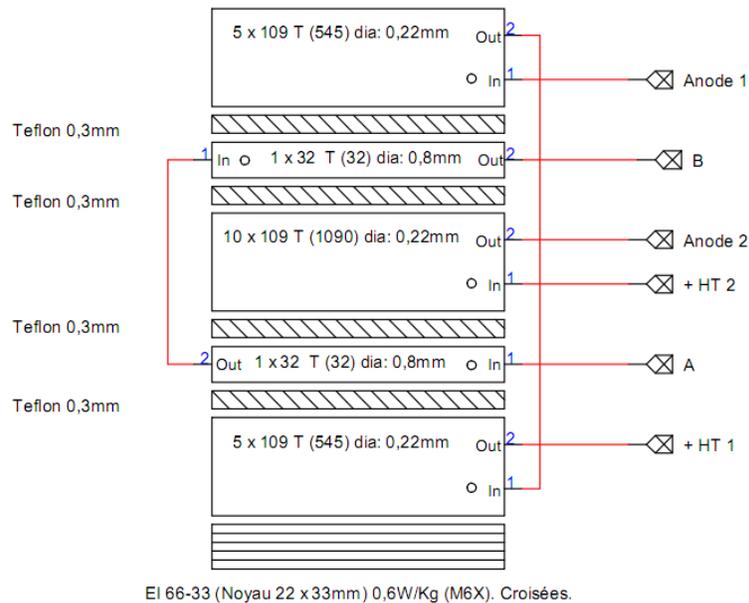
- Soit une fréquence basse visée à 25Hz,
- une puissance cible de 8 Watts
- une Résistance interne de l'ECL86 donnée à 48Kohms
- un primaire de 7000 ohms (donc tension aux bornes de 237V)
- un secondaire à 6 ohms
- un sandwichage (alternance des primaires/secondaires afin d'améliorer le couplage et réduire l'inductance de fuite) retenu P-S-P-S-P, c'est-à-dire 2 éléments du secondaires entre 3 éléments du primaire)

Le noyau retenu est un EI66B, en tôle M6x. Cette qualité de tôle magnétique supporte une induction supérieure à la qualité Standard (1 à 1.6 Tesla).

Les fenêtres de droite nous proposent le nombre de spires, et une fountitude d'informations calculées. Nous voyons que la place sera un peu juste (9.4mm occupés par el bobinage, pour une hauteur disponible de 9mm seulement... Il faut affiner un peu et jouer sur les différents paramètres.

Au final, Yves a retenu les spécifications suivantes, assez proches de la première approximation :

- Primaires : 1090 + 1090 spires de 0,22mm
- Secondaire : 64 spires de 0,8 mm
- Sandwichage décrit dans son PDF :



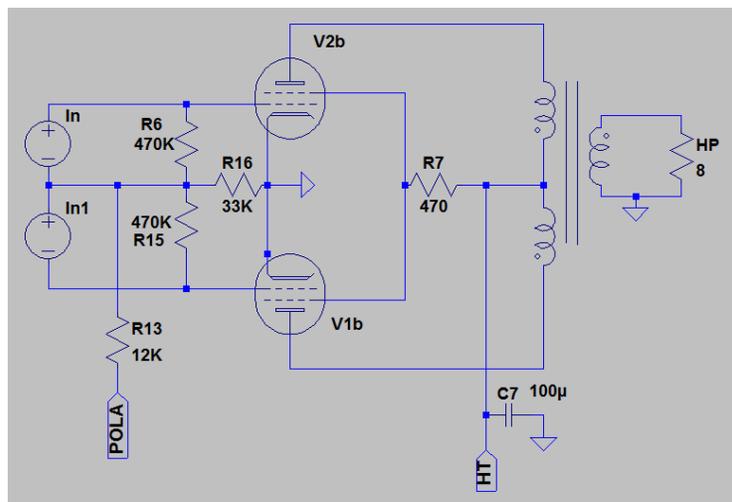
2.10 Simulation Spice

Toujours dans le but de mieux comprendre et maîtriser ce qui se passe, je me suis amusé à utiliser une version gratuite de Spice (LTSpice, cf <http://www.linear.com/designtools/software>) afin de modéliser le fonctionnement de l'étage.

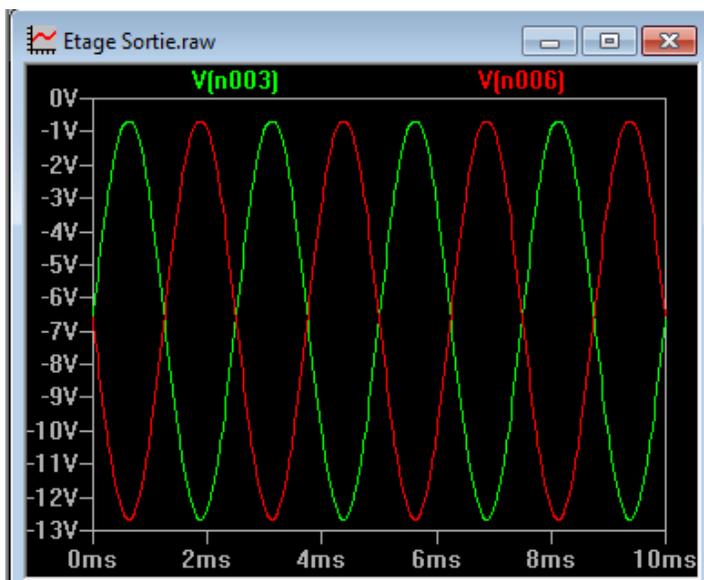
Je ne cherche pas la précision à outrance, juste à valider les principes, et je livre ici les principales conclusions.

Cet outil fera pour nous tous les calculs de courants/tensions etc, et même si la qualité de la modélisation des éléments actifs (tube, transformateur) est discutable, il nous donne une première approximation fort utile pour le projet « didactique ».

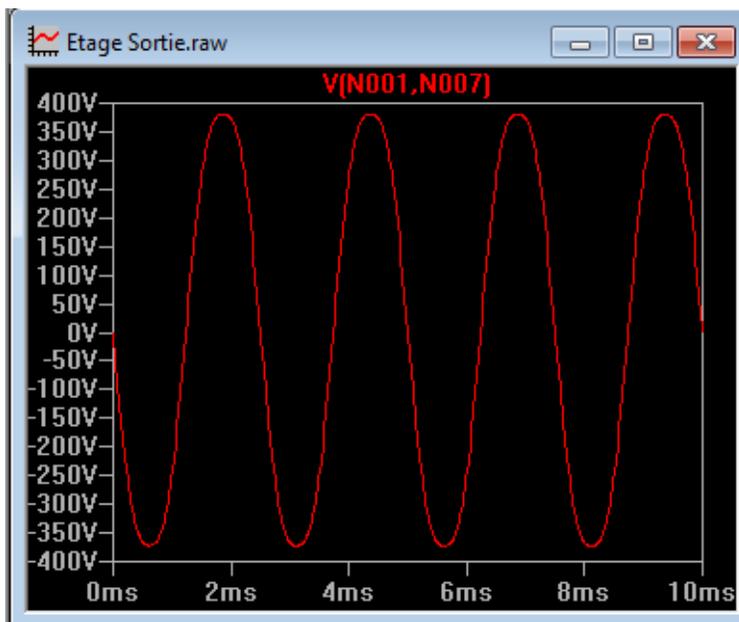
```
* Etage Sortie.asc
XV2b N001 N002 N003 0 6BQ5
V1 HT 0 245
V$In N003 N005 SINE(0 6 400)
R$HP N004 0 8
XV1b N007 N002 N006 0 6BQ5
R7 HT N002 470 tol=1 pwr=0.1
R6 N003 N005 470K
R15 N005 N006 470K
R13 N005 POLA 12K
R16 0 N005 33K
V4 0 POLA 9
C7 0 HT 100µ
V$In1 N005 N006 SINE(0 6 400)
L1 N001 HT 40 Rser=80 Cpar=200p
L2 HT N007 40 Rser=80 Cpar=200p
L3 N004 0 .137
.tran 10m
.INC 6BQ5.INC
K1 L1 L2 L3 0.99999
.end
```



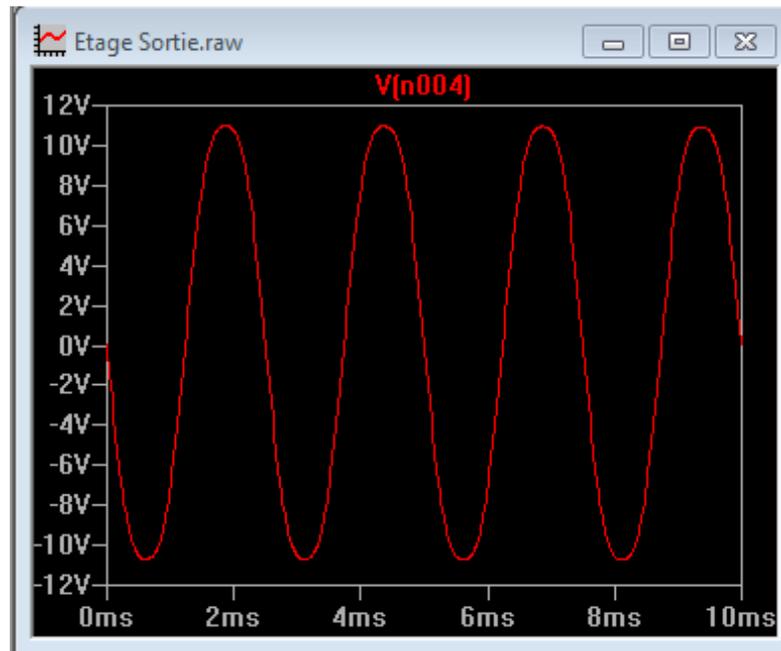
Tensions Grille (400Hz):



Tension aux bornes du primaire : +/- 370V, soit 260V RMS



Tension dans le HP : 22V crête à crête, soit 7.8 V RMS, 7.6 watts (dans 8 ohms).

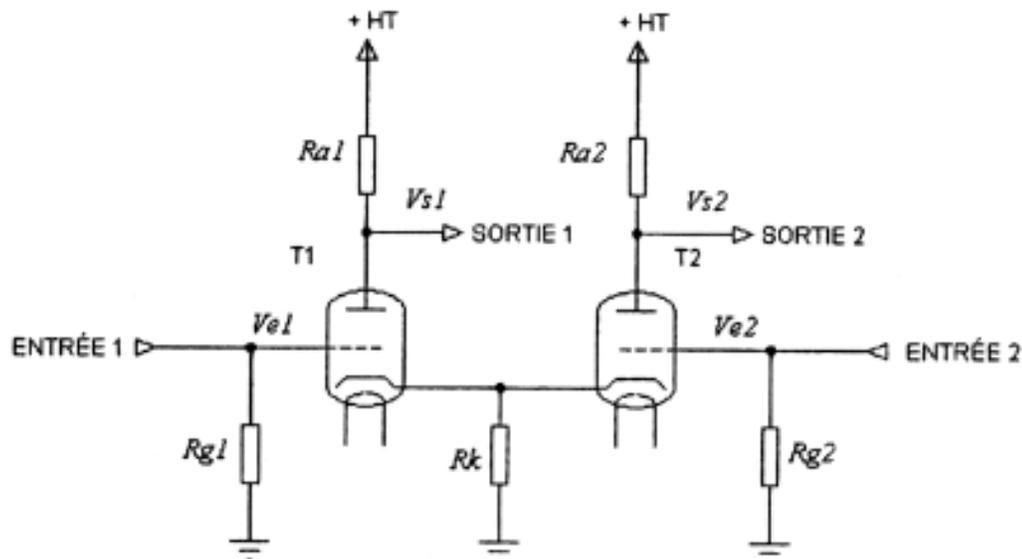


On est à peu près dans les clouds ! 🤖🤖🤖

3 L'ÉTAGE DÉPHASEUR

Le montage de base retenu est inspiré des circuits théoriques baptisés “**Déphaseur de Schmitt**”, dont le principe théorique est le suivant :

- 2 tubes sont reliés par la Cathode (avec une résistance commune de cathode R_k)
- Le tube T1 est modulé par le signal appliqué sur sa grille $Ve1$. Cette modulation induit une variation de courant dans R_k : quand $Ve1$ augmente, I augmente dans R_k et donc V_k augmente
- Le tube T2 est modulé par le biais de cette variation de potentiel cathode : la grille $Ve2$ est d'autant plus négative que V_k augmente. On a donc bien la symétrie(en oppositon de phase) entre $Ve1$ et $Ve2$.



(Source à consulter absolument :

http://pagesperso-orange.fr/franck.doucet/html/articles/Les_inverseurs_de_phase/Invert12.htm)

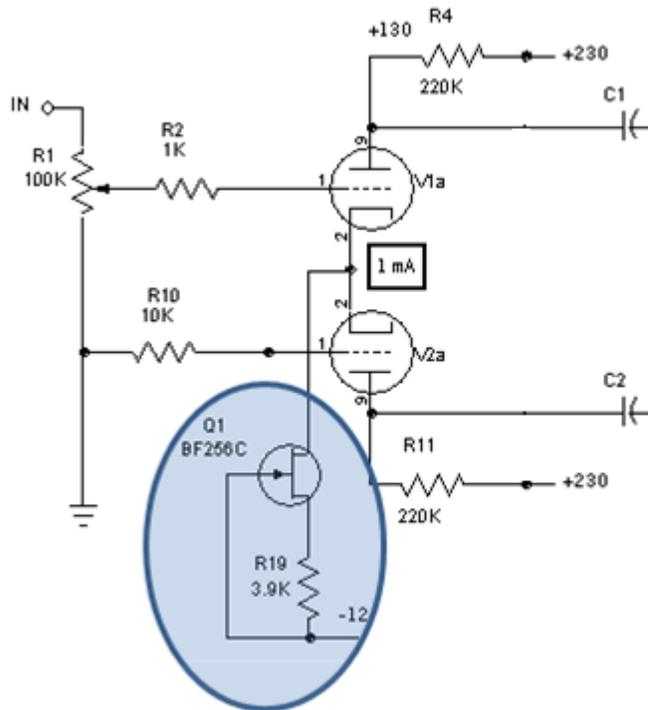
Cf Annexe 6.1 pour une modélisation Spice de ce montage « classique ».

Par contre, le montage est sensiblement modifié par Yves sur 2 plans qui en font une vraie originalité :

- La résistance R_k est remplacé par une source de courant (CCS : Constant Current Source)
- L'alimentation B+ prise dans une boucle de contre-réaction

3.1 CCS sur la cathode

Le schéma ci-dessous est parfaitement conforme au Schmitt ci-dessus, à l'exception notable de R_k qui est remplacé par un circuit appelé CCS (source de courant constant) :



3.1.1 CCS : quézako ? « Constant Current Source », ou Source de Courant Constant

Yves écrit:

« Le puits de courant (je préfère le terme "régulateur de courant") impose que la **somme des courants des deux triodes soit constante**.

Une des deux reçoit le signal à amplifier (et à déphaser) sur sa grille, cette variation de tension tend à faire varier le courant qui la traverse.

Mais comme ce dernier est imposé par le régulateur commun dans les cathodes, l'autre triode ne peut que fournir le courant manquant (ou réduire son courant pour compenser l'excédent de la première).

On retrouve donc des variations de courant égales mais de sens opposé (d'où le terme opposition de phase) dans chaque triode, qui produisent des variations de tensions égales dans les résistances R_4 et R_{11} ... qui sont égales !

De là, elles sont appliquées aux grilles respectives de l'étage de puissance »

3.1.2 Comment fonctionne le circuit en ovale ci-dessus ?

« Le BF256, comme la plupart des JFETS se comporte, entre source et drain, comme une simple résistance de quelque kilo ohms.

En rendant sa gate négative (environ 4 Volts pour le BF256C) par rapport à sa source, cette résistance augmente rapidement et considérablement.

Si cette tension est obtenue par une résistance en série avec la source, il y apparait précisément ces 4 volts.

En ramenant la gate au pied de cette résistance, le courant qui circule se stabilise donc pour cette tension.

*Si on souhaite qu'il soit de 1mA, on prend une résistance de $(R=U/I) 4 / 1 = 4 \text{ Kohms}$.
Difficile de faire un régulateur de courant plus simple !
Seule contrainte, la tension à ses bornes doit être supérieure à 4Volts, évidemment. »*

Outre la simplicité et l'élégance, la CCS apporte une très grande impédance de cette charge : la droite de charge est pratiquement horizontale. Cette grande impédance permet notamment de s'isoler des perturbations induites par l'alimentation.

Une simulation SPICE nous montre la parfaite stabilité du courant à 1mA pour une valeur de R13 à 2.1K.

Avec la valeur 3.9K (retenue par Yves), Spice affiche 0,6 mA, différence probablement due à la modélisation très approximative du BF256C.

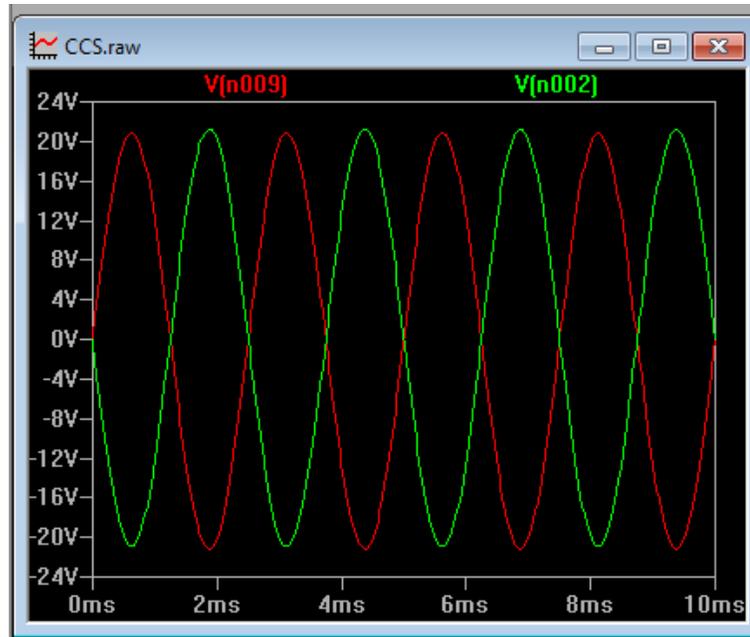
Autre avantage : « les tubes peuvent être très différents, les signaux aux anodes seront TOUJOURS égaux même si les tensions statiques (sans signal) ne le sont pas.

Je crois que Serge (vapkse) s'était amusé à utiliser une triode d'un côté et une penthode de l'autre . . . et la pratique confirme la théorie : c'est toujours symétrique. Le gain est alors celui du tube qui en a le moins, l'autre le suit !

La source (régulateur) de courant commune dans la cathode oblige le courant qui ne passe pas par un tube à passer par l'autre et, tant que les charges d'anodes sont égales, les tensions à leur bornes varieront de la même valeur mais en sens inverse, c'est tout ce qu'on demande à un déphaseur.

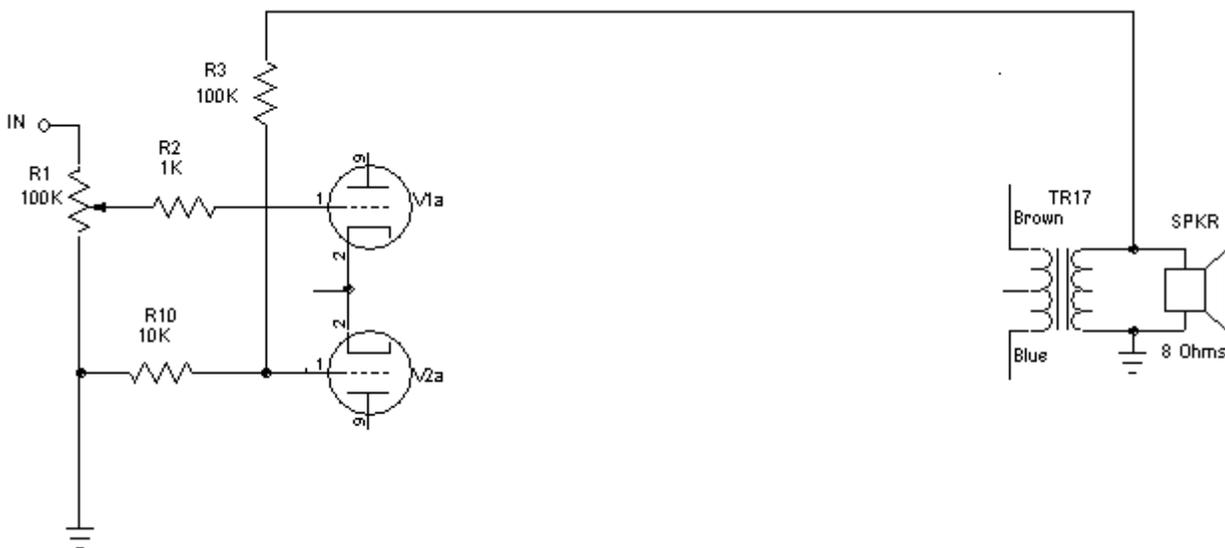
Surtout, ne pas tenter de rééquilibrer les tensions d'anodes au repos, sinon le château de cartes s'écroule. »

Le graphe ci-dessous nous montre les tensions en sortie de ce déphaseur (pour un signal à l'entrée de +/- 700mV à 400Hz) : +/-21V, soit un gain de 30.



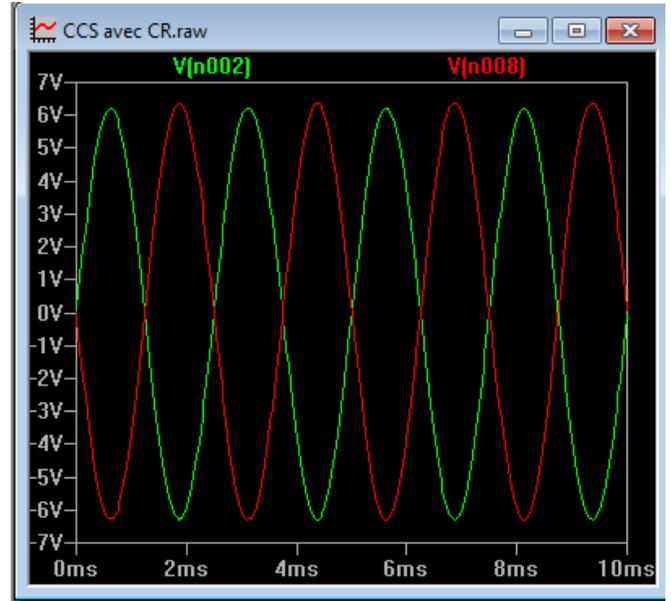
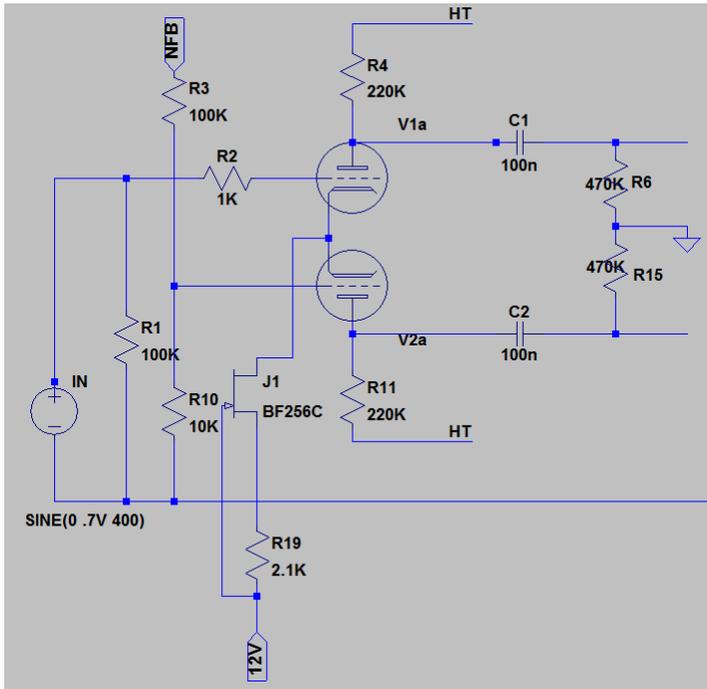
20V, c'est nettement plus qu'il n'en faut en entrée de l'étage de sortie (qui a besoin de'un « swing » de +/- 6V). Cet excès de gain va nous permettre d'utiliser une forte contre-réaction.

3.2 Contre-réaction



R3 et R10 constituent un diviseur de tension qui renvoie sur la grille de V2a 10/110èmes de la tension de sortie.

La simulation Spice nous montre que pour une tension de sortie au secondaire de 20V crête à crête, on a bien ainsi +/-6V à la sortie du déphaseur



3.3 Alimentation HT de l'étage Déphaseur

C'est ici que nous trouvons la véritable originalité de ce schéma.

*Yves le 5 avril 2010 :

C'est le "secret" de cet ampli, exactement comme sur le PP ECL86 dont il est directement issu. Elle fait partie d'une boucle de contre réaction symétrique constituée par R17, R15 et R18.

Supposons d'abord que R15 soit nulle (court circuit).

Dans ce cas, R17 et R18 ramènent deux tensions théoriquement en opposition de phase qui s'annulent et il ne reste plus que la composante continue qui alimente normalement les anodes du déphaseur.

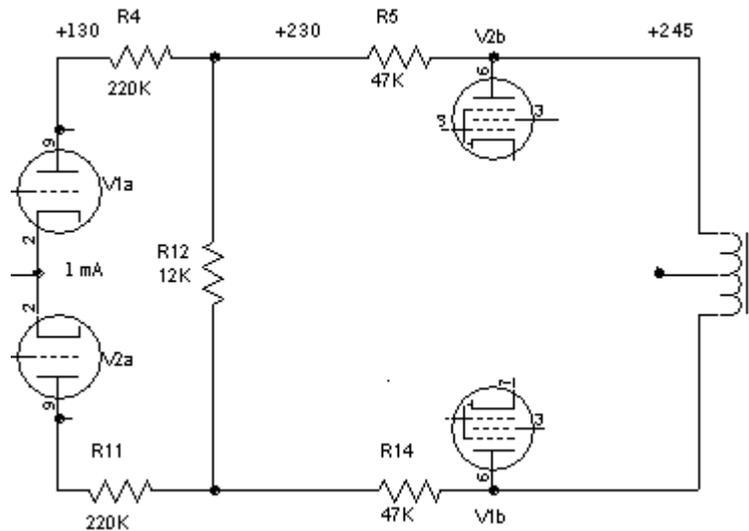
Si les tensions aux anode du PP ne sont pas parfaitement égales, il apparait une composante alternative qui tend à rééquilibrer le tout.

De plus, quand R15 n'est pas nulle, on trouve au pied de chaque résistance de charge du déphaseur deux tensions qui -parce que le déphaseur de schmidt a une impédance interne élevée- se retrouvent en partie sur les grilles des EL84 provoquant une contre réaction de tension.

Ceci réduit l'impédance interne du PP, augmente le taux d'amortissement du couple transfo de sortie + HPs. R15 fixe donc l'efficacité de cette boucle.

Le lecteur attentif voit 2 « bizarreries » :

- les tensions d'anode de l'étage déphaseur ne sont pas prises à la sortie de l'alimentation, mais aux bornes du Transformateur de sortie.
- Une résistance R12 vient relier les 2 lignes d'alimentation HT

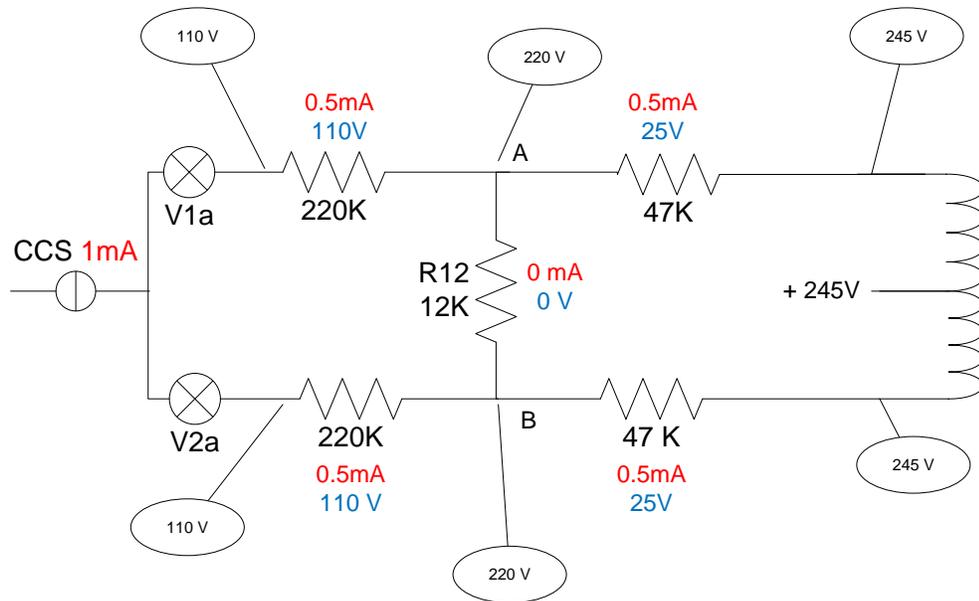


En **régime statique** (en l'absence de signal), et dans un monde idéal, R12 n'est parcouru par aucun courant car les tensions à ses bornes sont identiques.

Le courant de 1mA est donc réparti entre les 2 branches constituées de chaque côté par

- Une résistance R4 (ou R11) parcourue par 0.5mA provoquant une chute de tension de $220/0,5 \sim 110V$
- Une résistance R5 (ou R14) parcourue par 0.5mA provoquant une chute de tension de $47/0,5 \sim 25V$

(en rouge l'intensité, en bleu la chute de tension)



Tout se passe comme si V1a et V2a étaient alimentées par un ensemble en équilibre, avec un point milieu fictif au milieu de R12.

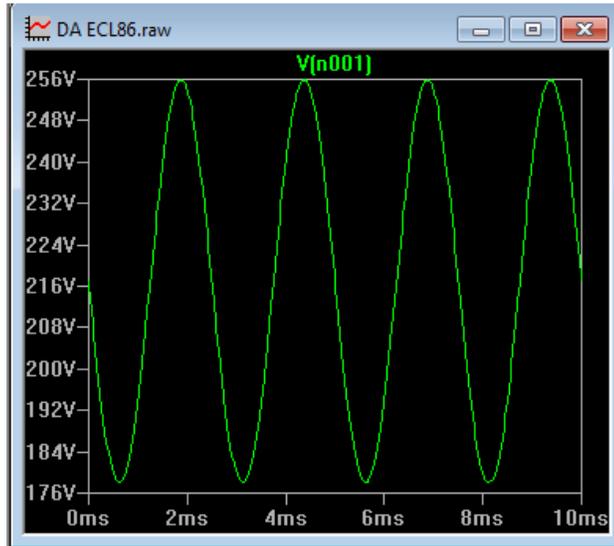
En **régime dynamique**, les choses ne se passent plus ainsi : les tensions aux bornes du TS varient de +/-240V, et donc les tensions d'alimentation de l'étage déphaseur (A et B) vont varier également considérablement : dans quel sens ?

Lorsqu'un signal positif est appliqué en entrée :

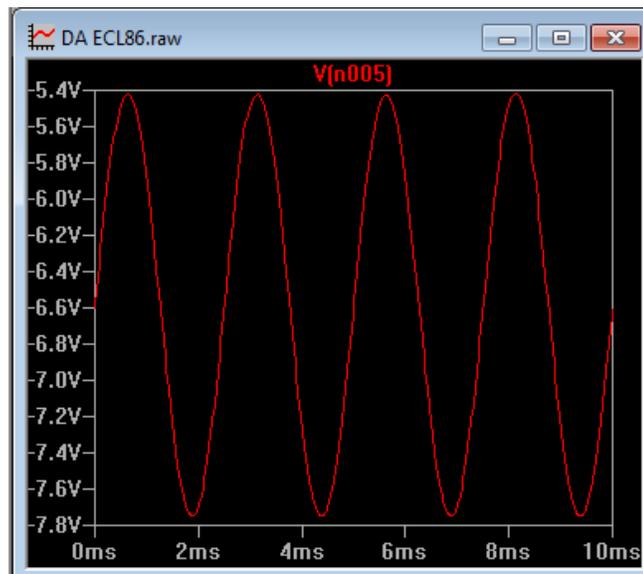
- la grille V1a voit son potentiel monter
- L'anode de V1a voit son potentiel baisser, entraînant également à la baisse la grille de la pentode V2a
- L'anode de cette pentode V2a voit son potentiel monter.

Le fait d'appliquer via R5 (ou R14) une fraction du potentiel anode V2a vers l'anode V1a (et donc la grille V2a) constitue donc **une contre-réaction dans l'étage de sortie**.

Dans un premier temps, mesurons les tensions aux bornes de A et B **en l'absence de R12** : elles oscillent entre 178 et 256V, soit une variation de +/- 39V,

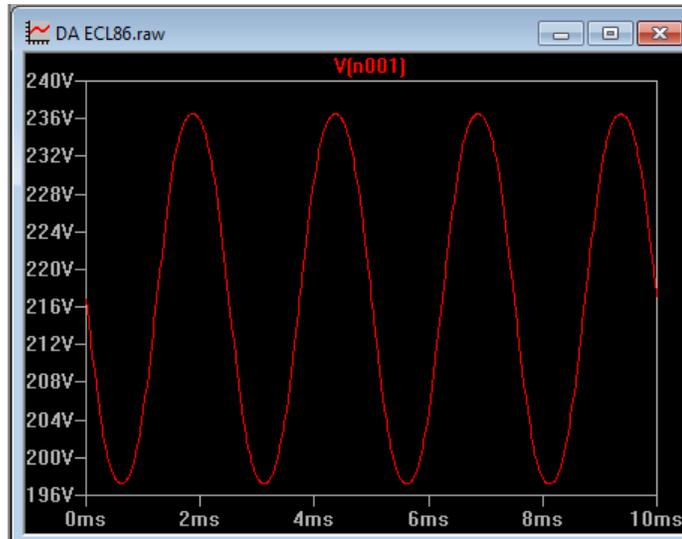


provoquant un swing aux grilles de V2 de +/- 1.2 Volts autour du point de fonctionnement (6.6V).

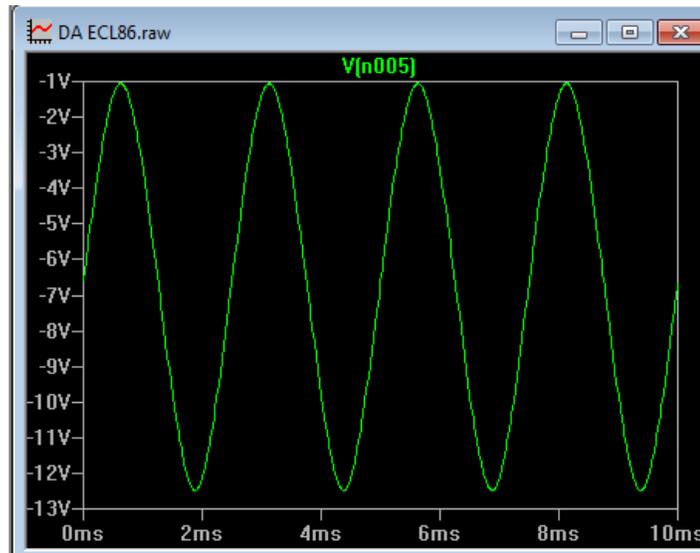


Ce swing est bien sûr insuffisant, et il faut «limiter » cette contre-réaction excessive.

C'est bien le rôle de R12 (12K) : connectons cette résistance et mesurons les tensions aux points A ou B : nous avons désormais une variation entre 197 et 236V, soit +/-19.5V,



et le swing des grilles est désormais correct (+/6V autour du point de fonctionnement)



Rappelons que la contre-réaction présente 2 avantages importants :

- Réduction de la distorsion.
- Réduction de la résistance interne (ici du tube de sortie), entraînant un meilleur **amortissement du HP** : lorsque le HP entre en vibration, il renvoie sur la source (l'ampli) une tension « de vibration » qui sera

immédiatement contre-carrée si la résistance interne de cette source est faible. Dans le cas contraire (résistance interne importante), les vibrations continuent, le HP n'est pas amorti.

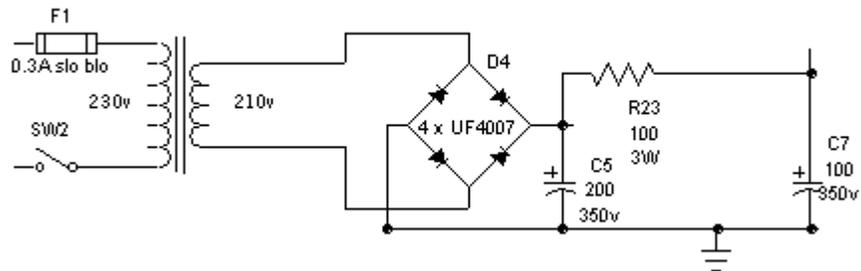
4 ALIMENTATION

Notre alimentation doit fournir plusieurs tensions:

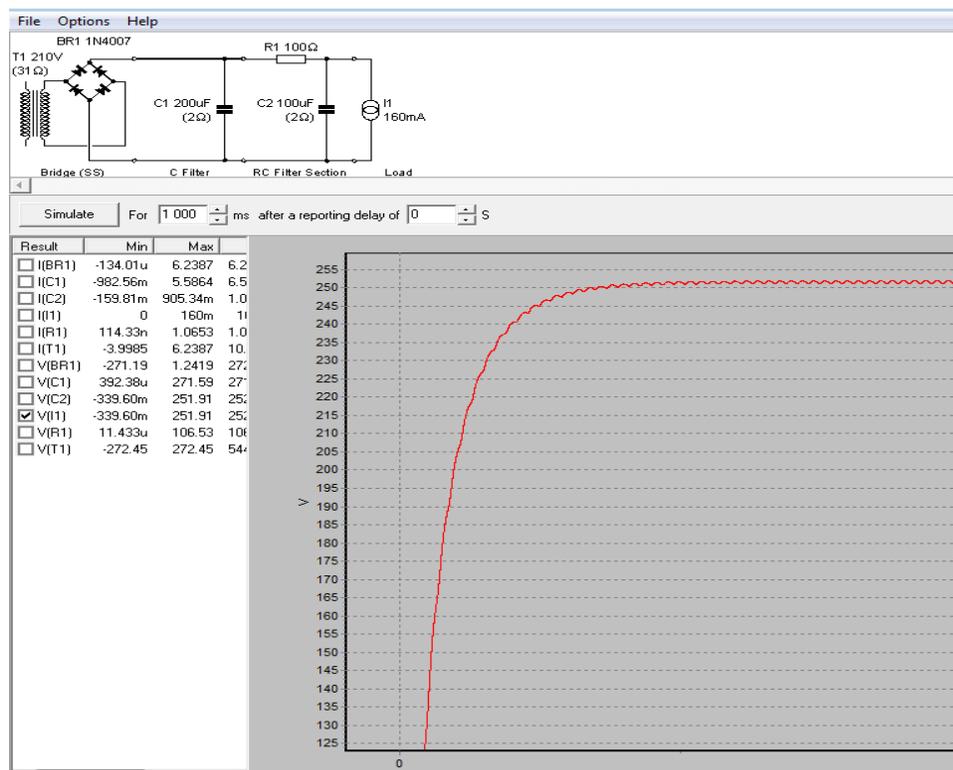
4.1 Chauffage filaments :

Cette partie est simplissime et n'appelle pas de commentaire (même pas de point milieu référencé à la masse ☺)

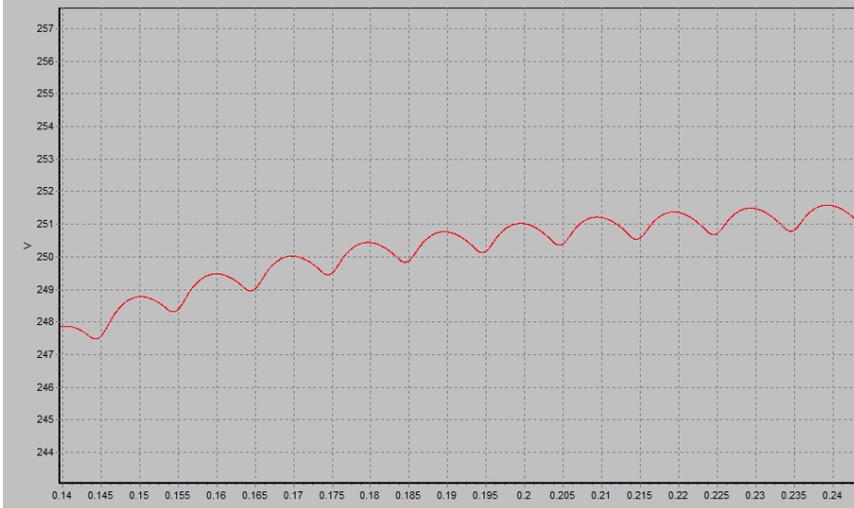
4.2 Alimentation HT (B+)



Une modélisation avec l'excellent PSU Designer (<http://www.duncanamps.com/psud2/index.html>) nous indique que ce circuit classique fournira sans problème les 250V requis dans la charge constante que représentent les 2 ECL86 (2 x 80 mA) :



Le filtrage étant simple, il reste une résiduelle alternative (inférieure à 1V) qui ne présente aucun souci pour un montage PP (cf les avantages de ce montage en 2.1):

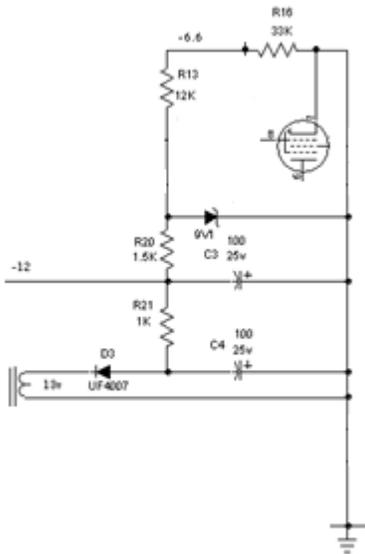


Certains s'étonneront de ne pas voir de circuit de temporisation dans la HT : l'effet nocif de l'application de la HT sur un tube « froid » n'étant pas du tout confirmé pour des tensions inférieures à 500V, Yves n'a effectivement rien prévu à cet effet.

4.3 Polarisation

Un circuit simple, avec redressement mono-alternance et lissage par circuit RC fournira les 2 tensions négatives requises par le montage :

- -12V pour la CCS de l'étage déphaseur
- Polarisation fixe (« fixed bias ») de l'étage de sortie à: La diode Zener (D1) règle la tension à la sortie de R20 à la valeur de 9V. Le diviseur de tension constitué de de de R12 (12K) et R16 (33K) délivre 6.6V à la polarisation Grille des tubes de sortie.



5 FABRICATION

Après une première version minimale, je me suis attelé à quelque chose de plus « joli ».

J'ai choisi un design pompé sur le web chez une société serbe <http://www.trafomaticaudio.com>

J'aime bien le fait que le châssis bois ne fait pas « caisse avec 4 planches autour » mais plutôt « plateau de bois noble sur lequel repose une belle platine métallique ». J'aime bien aussi le doré du laiton. Des goûts et des couleurs...

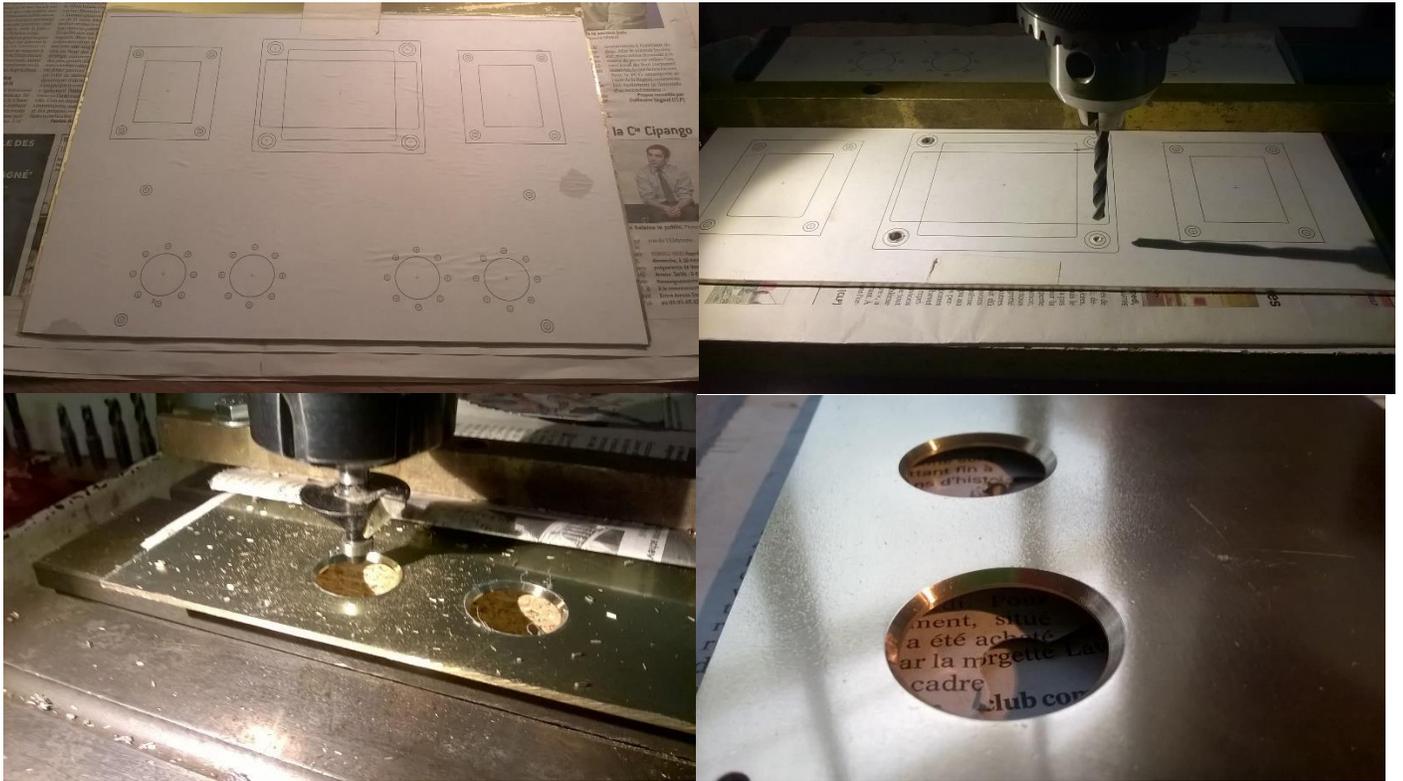


Voici donc un petit reportage sur la fabrication :

1. Le matériau de départ



2. Report du dessin et usinage de la plaque



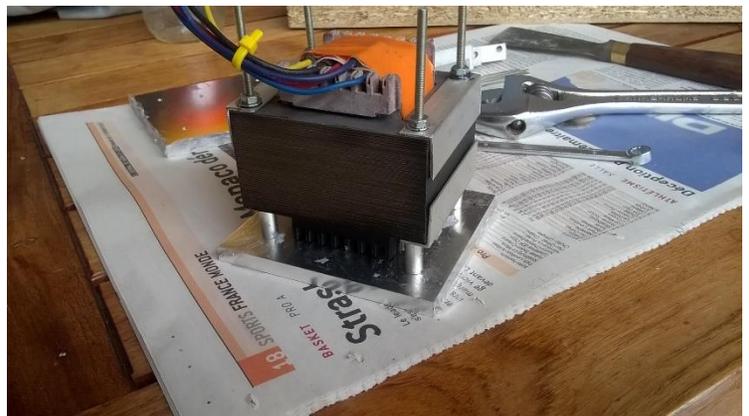
3. Préparation du coffret bois en medium plaqué noyer



4. Usinage des boutons :



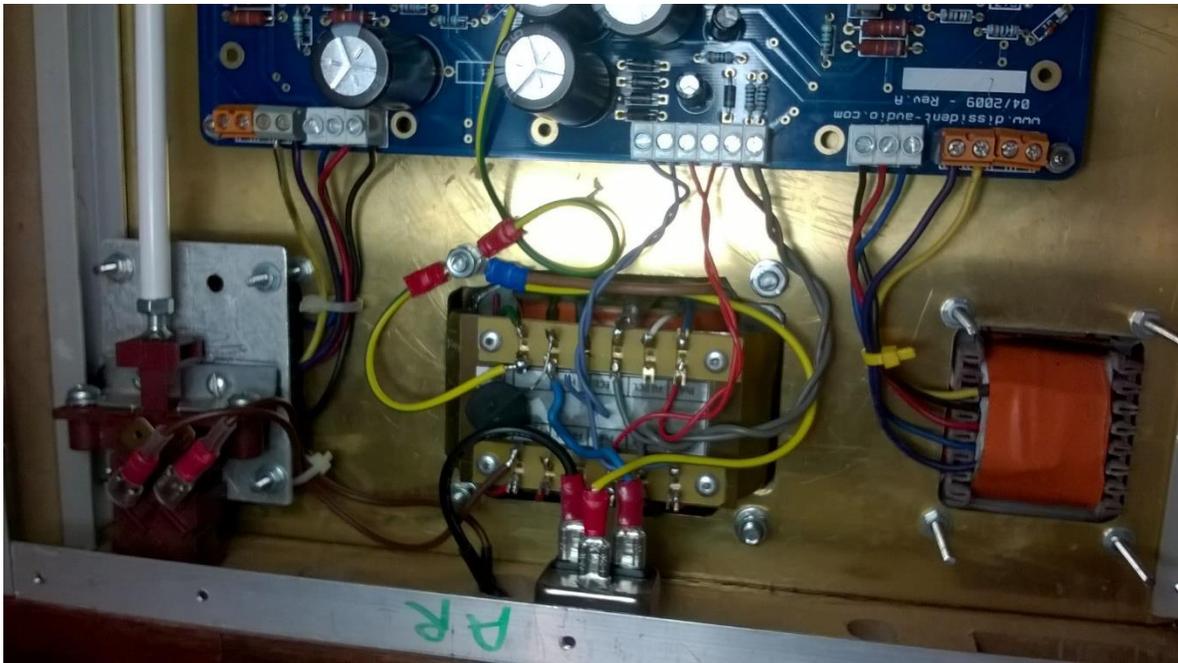
5. Les transfos sont enfermés dans une boîte constituée de tôle pliée avec un couvercle en alu d'épaisseur 6mm



6. Ca commence à ressembler à quelque chose



Le câblage intérieur est terriblement facilité par le circuit imprimé ! A gauche on voit bien l'inter secteur (actionné par une tige plastique) qui provient.. d'une machine à laver.



Vues AR et AV :



Et voilà c'est fini et ça sonne terrible !



Une autre version réalisée pour mon filleul, où j'ai opté pour un capot sz transfos unique (idée volée à Diafan) :



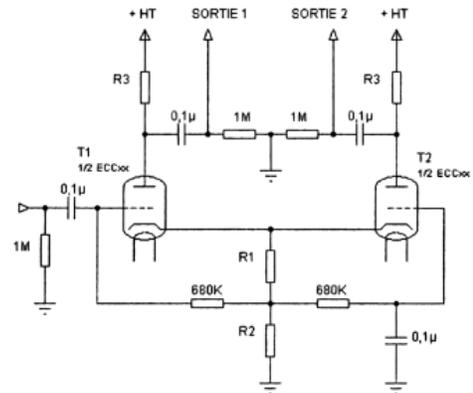
Merci de votre patience, et RV chez <http://www.audiyofan.org> !

6 ANNEXES

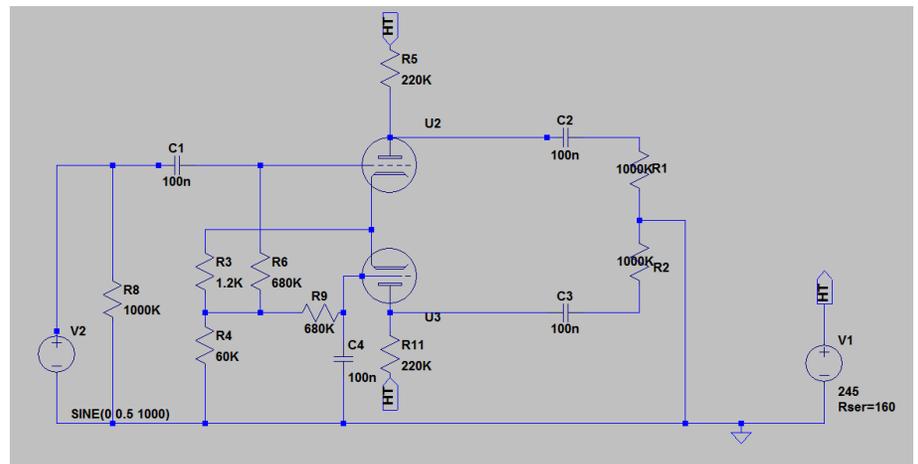
6.1 Modélisation Spice d'un "déphaseur de Schmitt" classique

Figure 20 du dossier http://pagesperso-orange.fr/franck.doucet/html/articles/Les_inverseurs_de_phase/Invert12.htm évoqué plus haut. Montage expérimental avec des ECC83 (équivalent de la triode ECL86).

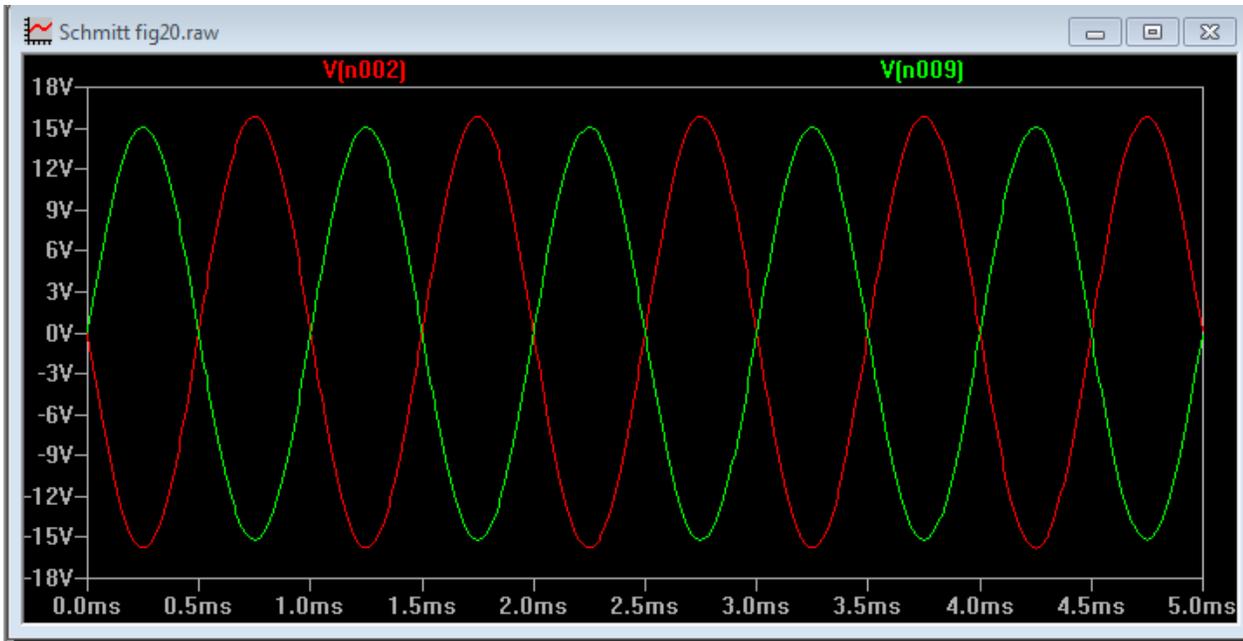
R1 en kOhms	R2 en kOhms	R3 en kOhms
1,2	60	220



```
* Schmitt fig20.asc
V1 HT 0 245 Rser=160
V2 N003 0 SINE(0 0.5 1000)
XU3 N008 N006 N005 NH12AX7
R11 N008 HT 220K
R1 N002 0 1000K
R2 0 N009 1000K
XU2 N001 N004 N005 NH12AX7
C2 N001 N002 100n
C3 N008 N009 100n
R5 HT N001 220K
R8 N003 0 1000K
C1 N004 N003 100n
R3 N005 N007 1.2K
R4 N007 0 60K
R6 N004 N007 680K
R9 N006 N007 680K
C4 N006 0 100n
.tran 5m
.INC dmtriodep.inc
.backanno
.end
```



Tensions aux bornes des resistances R1 et R2:



6.2 Norman Corwhurst, à propos de la Load-line composite (=1/4 de plate to plate)

<http://www.recordcrate.net/diy/ClassRoom/ga400ac.pdf>

Audio Classroom

Designing Your Own Amplifier, Part 4b: Push-Pull Power Stages

BY NORMAN H. CROWHURST

This article appeared originally in Audiocraft, (Sept. 1956.) ©1956 by Audiocom, Inc.

PLATE-TO-PLATE LOAD

The rated value of plate-to-plate load impedance is based on the method usually adopted for transformer design. This may be clarified by considering a true Class-A stage in which both tubes are operating all the time. Such a bias condition is illustrated in Fig. 4, for the same 45 tube. Here, for convenience, we have used 60V bias, which gives a quiescent current of a little over 25mA per tube, and the curves for grid voltage of 0, -30, -60, -90, and -120 are drawn in, with composites for each of these combinations. This is to avoid making the picture too confusing.

On the individual curves, two straight lines are drawn, each representing a load resistance of 5,750Ω for each tube separately. Then, on the composite curves (which are drawn straight), a composite load line is plotted that represents a plate-to-plate value of 6,800Ω. From this load line, the dotted curves are drawn, using the original individual curves to represent the load line applied to each tube by this composite load. This is the practical working load for each tube.

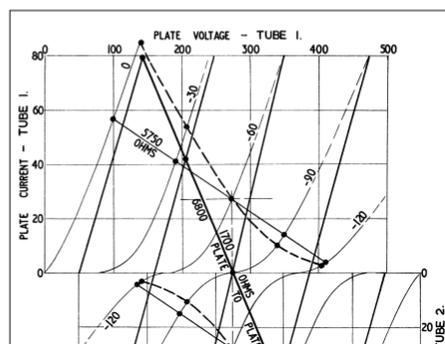
The important thing to realize is that

dropped to 200, and in the other has risen to 350, there is a change of 75V on each half of the winding.

Therefore, the load lines as drawn represent the working impedance, as measured across one half of the transformer primary winding.

Now, the actual load is connected on

pose, for example, that the transformer is a 40-to-1 step-down—that means 20 to 1 from each half of the primary—and that the secondary is loaded with a 2Ω resistor. The impedance ratio from one half of the winding to the secondary is 20², or 400 to 1, so the impedance presented to one half of the primary by the secondary



<http://www.audiyofan.org/forum/viewtopic.php?f=60&t=6322&start=1785>