

Etude générale du Fellow 13

Le préamp

Je suis à la recherche d'un préamp dynamique tout en offrant la possibilité d'avoir une distorsion moelleuse, chaleureuse et organique. Le préampli sera constitué de deux 12AX7.

Au final vous reconnaîtrez probablement les éléments inspirateurs de mon projet.

Ca sera aussi l'occasion d'aborder différentes manières de polariser et d'utiliser des triodes de type 12A*7 / ECC8*.

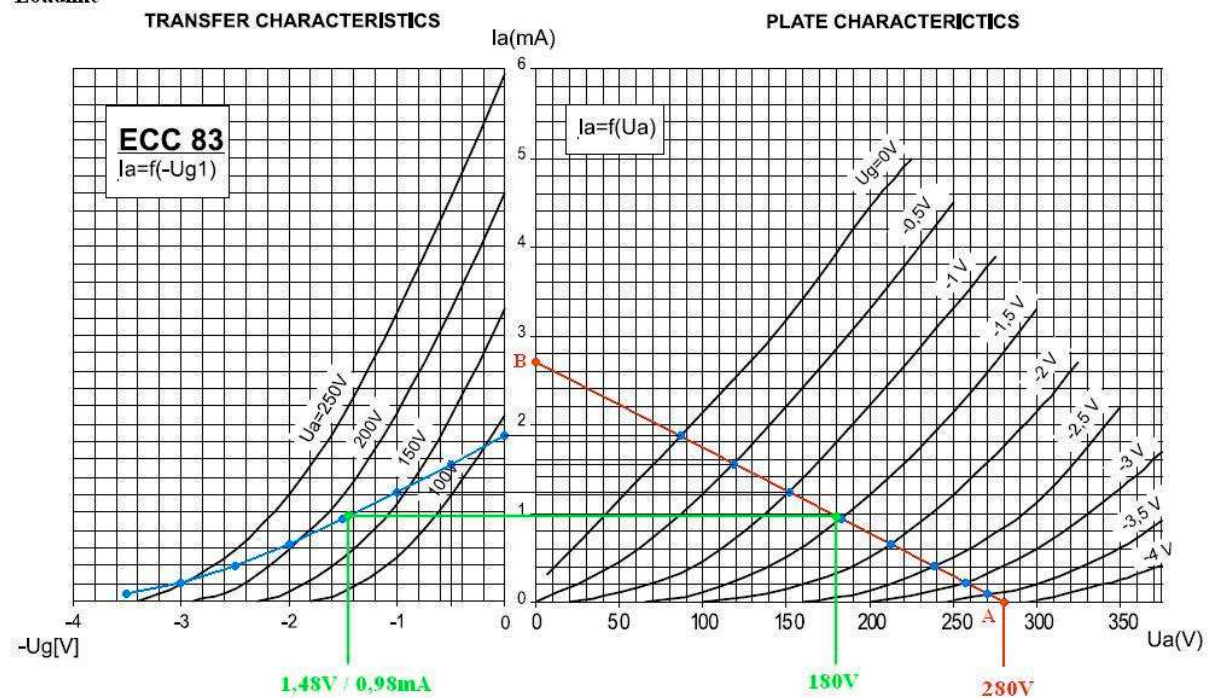
Nous allons donc étudier chaque étage un par un en commençant par V2a qui est la première triode du seconde étage du préampli.

Le design est très traditionnel en lui même avec une résistance d'anode de 100k et une résistance de cathode de 1,5k sous une tension d'alimentation de 280V, ce qui correspond à une polarisation en classe A.

Voici la droite de charge.

Fellow V2a

Loadline



V2a loadline single triode : $U = 280V$, $R_p = 100k$, $R_k = 1,5k$

Que voit-on ?

A est le point de blocage pour lequel la triode ne draine aucun courant.

C'est le premier point que je trace car il est très simple puisque n'ayant aucune consommation de courant aucune chute de tension n'existe aux bornes de la résistance d'anode.

B est quant à lui le point théorique pour lequel la lampe drainerait le maximum de courant.

Le calcul en est très simple, nous connaissons $U=280V$ et $R_a=100k$ ainsi $I = U/R = 280 / 100k = 2,8mA$.

Avec ces deux points, il est maintenant facile de tracer la droite de charge – en rouge sur le graphique.

Chaque point de croisement avec les courbes de grille de control (G1) permet de tracer la courbe de transfère.

A ce stade il est facile d'en déduire les valeurs de tension de cathode et de consommation de la lampe polarisée par notre résistance de cathode de 1,5k.

Généralement en guitare nous ne sommes pas à la recherche d'un montage des plus linéaires, une coloration harmonique est même souvent souhaitée et souhaitable. Cependant vous remarquerez que j'ai choisi un point de polarisation relativement central situé à 1,5V pour une consommation au repos de 1mA . Il existe différentes façons d'obtenir de belles colorations harmoniques et d'agréables et musicales distorsions ce que nous verrons plus loin.

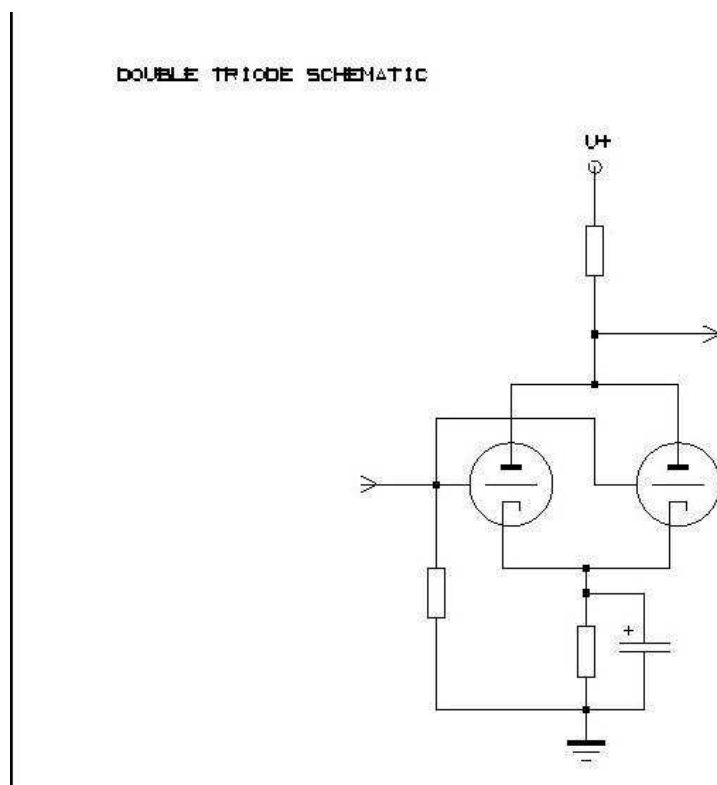
$$R = U/I = 1,5 / 0,001 = 1500$$

Partant de la droite de charge nous déduisons alors facilement les éléments suivant, $U_a = 180V$, $U_k = 1,5V$ et $I_a = 1mA$, lorsque la triode est au repos.

On peut aussi lire que les pics de consommation max de la triode de 12AX7 ainsi polarisée atteindrons 1,85mA pour $U_{g1} = 0V$ lequel et le point de blocage créateur de l'écrtage générateur de la distorsion connu aussi sous l'appellation Overdrive qui à mon sens exprime nettement mieux l'idée de surmenage de la lampe.

Jusqu'ici nous nous trouvons dans une approche très traditionnelle.

Pour continuer nous allons aborder la polarisation de V1, la première lampe et le première étage d'amplification. Il s'agit d'un montage en double triode à anodes et cathodes communes dont voici le schéma de principe.



Voici les valeurs des composants mis en œuvre :

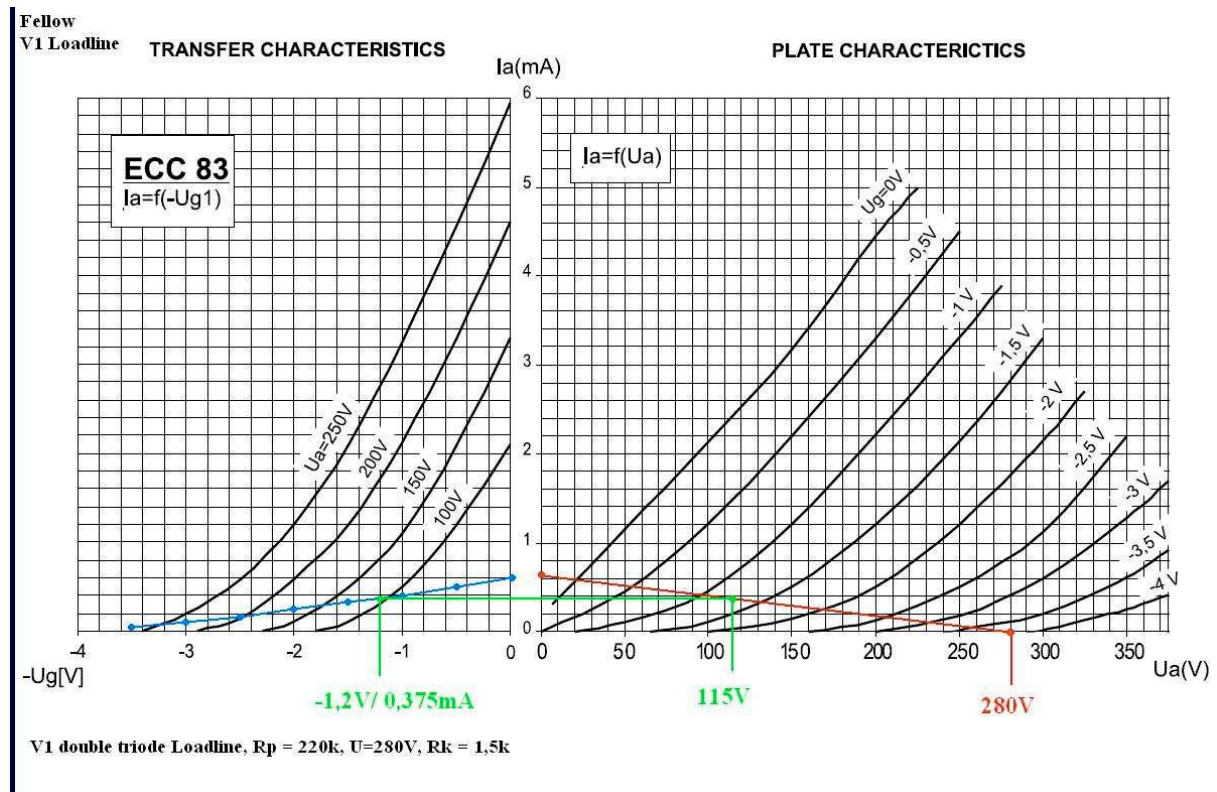
$R_a = 220k$

$R_k = 1,5k$

$U = 280V$

Il nous faut tenir compte du fait que chacun des composants sera traversé par le courant des deux triodes simultanément. De ce fait chaque valeur de composant peut-être comprise comme étant deux fois plus importante. Pour tracer la droite de charge je vais donc utiliser les valeurs suivantes, $R_a = 440k$ et $R_k = 3k$.

Voici la droite de charge.



On se retrouve avec une droite de charge dont la pente est extrêmement réduite. Attention à la capacité d'entrée qui est deux fois supérieure dû aux deux grilles qui se retrouvent en parallèle. On peut aussi remarquer que pour une variation de $-1V$ en entrée on aura une variation de la tension de sortie de $75V$ alors que pour une variation d'entrée de $+1V$ on aura en sortie une variation de $60V$ d'où une dissymétrie de 20% très largement supérieure à un montage plus standard ce qui va induire une coloration du signal très marquée. Le gain en tension global serait de $260V / 3,9V = 66,67V$ donc au final un gain sommes toutes très ordinaire.

La résistance interne serait de $110V / 0.0018A = 61k \text{ Ohms}$, valeurs trouvée à partir du tracé de la tangente à la courbe $I_a f(U_a)$ en mon point de *bias*.

Il faut ensuite diviser les $61k \text{ Ohms}$ par 2 puisque j'ai deux triodes en parallèles ce qui me donne :

$$R_{int} = 61 / 2 = 30.5k$$

Partant de cela je peux calculer l'impédance de sortie du montage qui est :

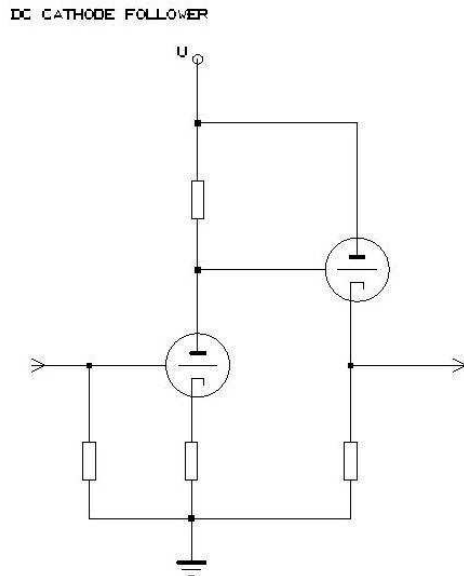
$$Z_{out} = (R_{int} \times R_a) / (R_{int} + R_a) = (30.5k \times 220k) / (30.5k + 220k) = 26.79k$$

Soit en gros $Z_{out} = 27k$ donc une impédance de sortie globalement deux fois inférieure à un montage standard.

Nous allons maintenant revenir sur le deuxième étage du préampli.

Nous avons déjà étudié plus haut la polarisation de V2a, nous allons maintenant nous pencher sur la triode qui va suivre V2a c'est à dire V2b. Je rappelle que le but au niveau de cette étage du préamp est d'obtenir une belle saturation. C'est donc l'endroit rêvé pour utiliser un montage généralement connu sous le nom de *DC cathode follower*.

Voici à quoi ressemble ce type de montage.



On reconnait aisément le *cathode follower*, c'est la triode sans résistance d'anode, on récupère alors le signal au niveau de la cathode par le biais de l'action de la résistance de cathode.

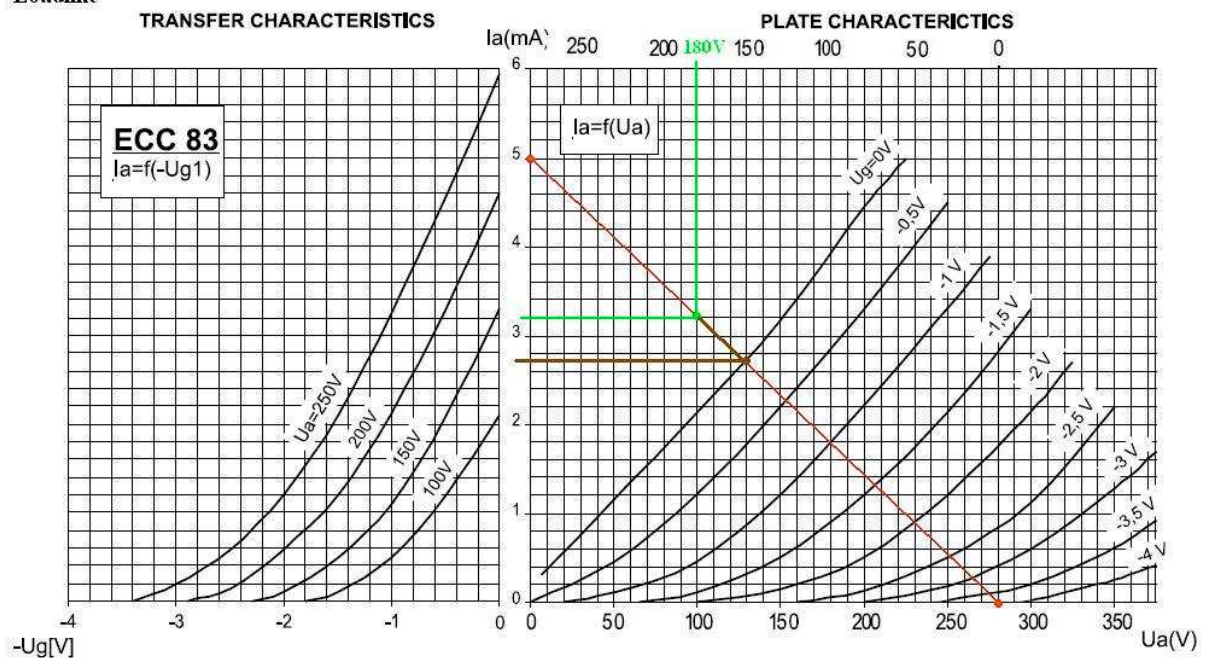
Voici les valeurs que nous devons connaître :

$U = 280V$

$R_k = 56k$

Maintenant jetons un coup d'œil à la droite de charge.

Fellow V2b
Loadline



V2b DC Cathode Follower Loadline : $U = 280V$, $R_k = 56k$

Le fait qu'il n'y ai pas de résistance d'anode fait que le tube va se comporter différemment. La tension d'anode reste donc constante et la cathode prend alors en charge le rôle habituel de l'anode. Voilà pourquoi il nous faut renverser le repérage de tension sur le haut du graphique.

On constate que la grille se retrouve en situation relative de tension positive, elle va tendre à retourner vers zéro ce qui va induire un courant de grille. Sur la partie marron de la droite de charge on peut lire que ce courant de grille va tendre vers une valeur de 0,5mA. Ce courant viendra de la résistance d'anode de la triode précédente, c'est à dire V2a ce qui va entraîner une chute de tension supplémentaire au borne de sa résistance d'anode. On peut facilement la calculer comme suit :

$$U = RI = 100k \times 0,0005 = 50V$$

Dans un premier temps on voit donc que ce montage va accentuer l'apparition de distorsion au niveau de V2a mais on peut aussi remarquer que V2b est bloquée à 0V ce qui fait que la partie la plus positive du signal sera compressée.

Ce qui peut sembler comme un très mauvais montage pour un audiophile s'avère être le moyen d'obtenir un belle overdrive chaud et doux pour un guitariste.

Voilà, la première étape pour ce qui est du design du préamp est atteinte.

Je peux maintenant déduire la consommation globale du préamp qui me sera utile lors de l'étude de l'alimentation de l'ampli.

$$I_{v2a} = 1mA$$

$$I_{v2b} = 3,2mA$$

$$I_{v1} = 0,75mA$$

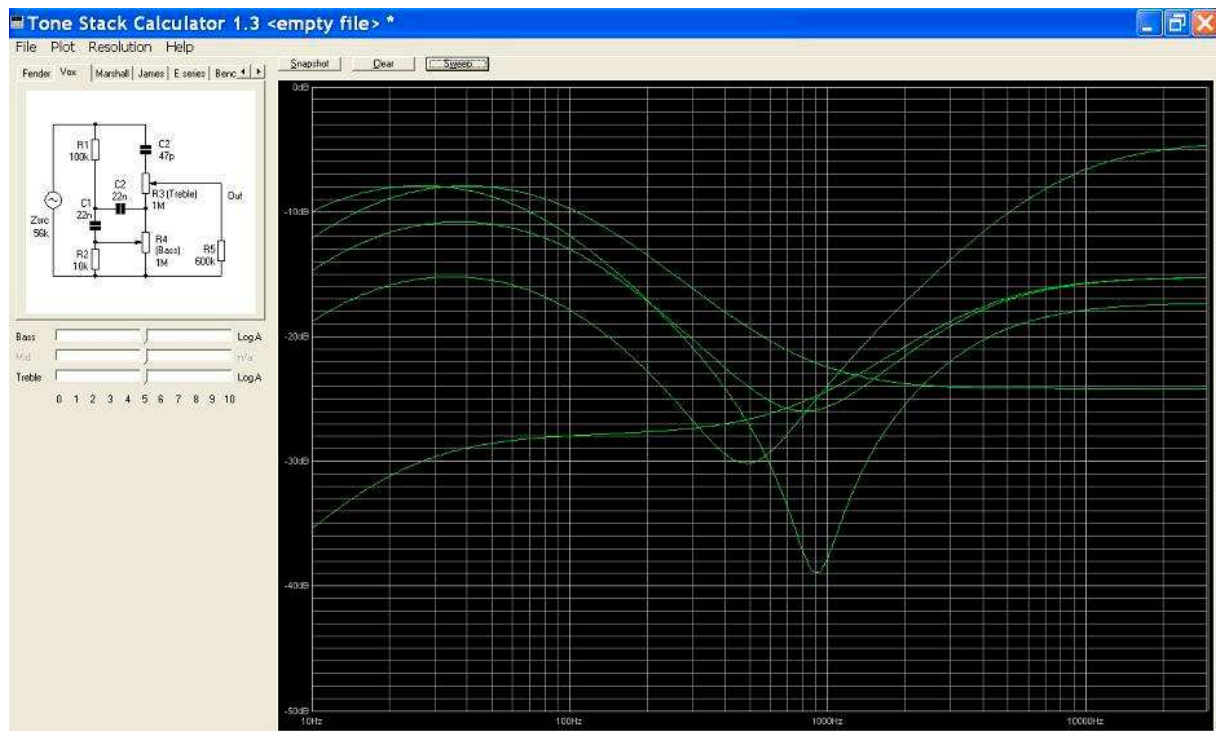
$$I_{preamp} = 4,95mA$$

Il est temps maintenant d'aborder le *voicing* de l'ampli.

Il est important à ce niveau de savoir quel sera le type de lampes de puissance utilisées. Chaque tube possède déjà sa propre couleur et sont propre *voicing* ce qui doit être pris en compte dans l'étude du *voicing* du préampli.

Pour ce projet je vais m'orienter vers un push-pull d'EL84 lesquelles sont connues pour donner un son rond et médium. En même temps je suis à la recherche d'un *Tone Stack* simple et efficace avec seulement deux potards un d'aigu et un autre de basse. Je suis à la recherche d'un son d'esprit *Vox / Mateschless* que je vais adapter à mes goûts. Le *Tone Stack* ainsi que le design du canal *Top Boost* d'un AC30 me semblent être les éléments idéaux pour atteindre mes objectifs et vous l'avez déjà compris, cette ampli sera fort inspiré par certains amplis mythiques des deux marques citée ci-dessus.

Regardons comment se comporte le TS d'un Vox AC30.



En vu de garder une bonne quantité du gain disponible je vais découpler les deux résistances de cathodes pour V1(a & b) et V2a par des condensateurs de 22μf ce qui nous donne la fréquence de coupure approximative suivante :

$$F = 1/(2\pi \times C_k \times R_k) = 1/(6,28 \times 0,000022 \times 1500) = 4,8\text{Hz}$$

Dans un même temps il s'agit d'un ampli d'esprit Rock British qui a pour but de nous donner accès à un bon niveau d'overdrive. On sait qu'un overdrive élevé ne fait pas bon ménage avec un *voicing* riche en basses. On peut aisément contrôler le niveau des basses par le biais du condensateur de liaison qui va se situer entre le couple former par V1a, V1b et V2a. Tenant compte du caractère des EL84 et du *voicing* du TS, j'ai choisi comme fréquence de coupure 700Hz laquelle va me permettre de calculer la valeur du condo de liaison comme suit.

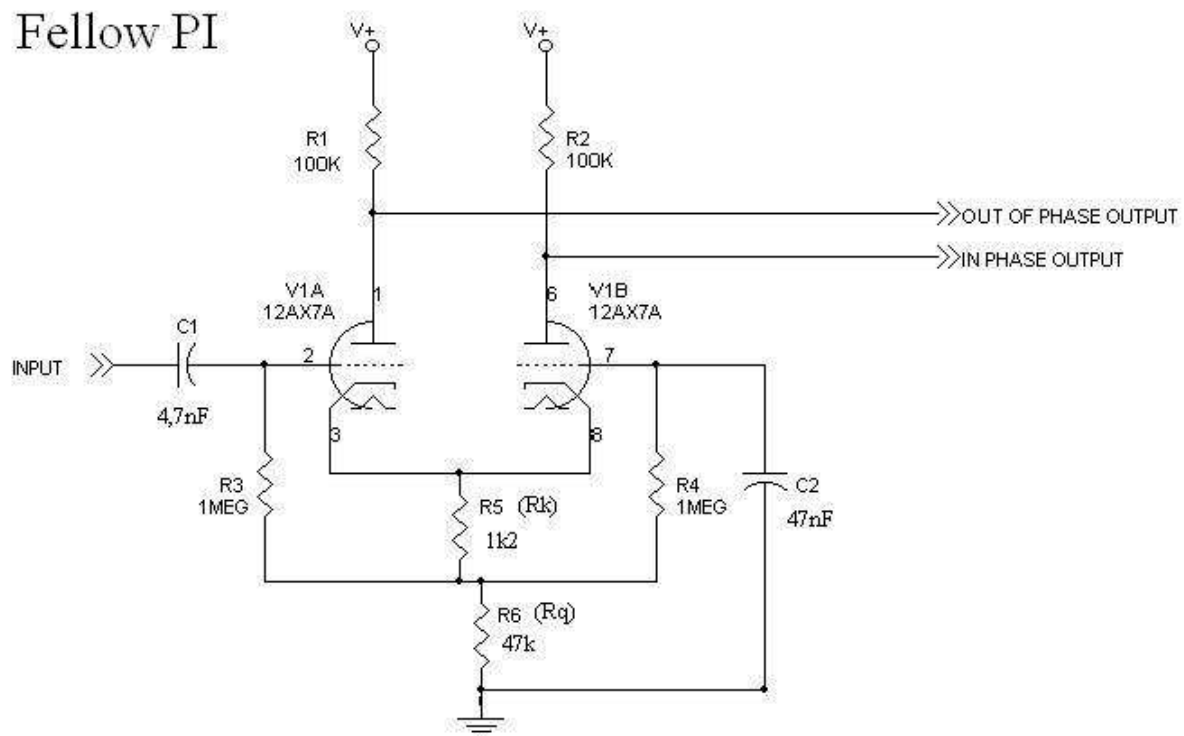
$$C = 1/(2\pi \times F \times R) = 1/(2\pi \times 700 \times 220k) = 1,034\text{nF}$$

Un condo de 1nF sera parfait.

Je choisis un potard de 500k pour ne pas surcharger l'entrée de grille de V2a et je vais lui adjoindre un *bright cap* d'une valeur entre 100p et 250p que les premiers testes me permettront de choisir à l'oreille.

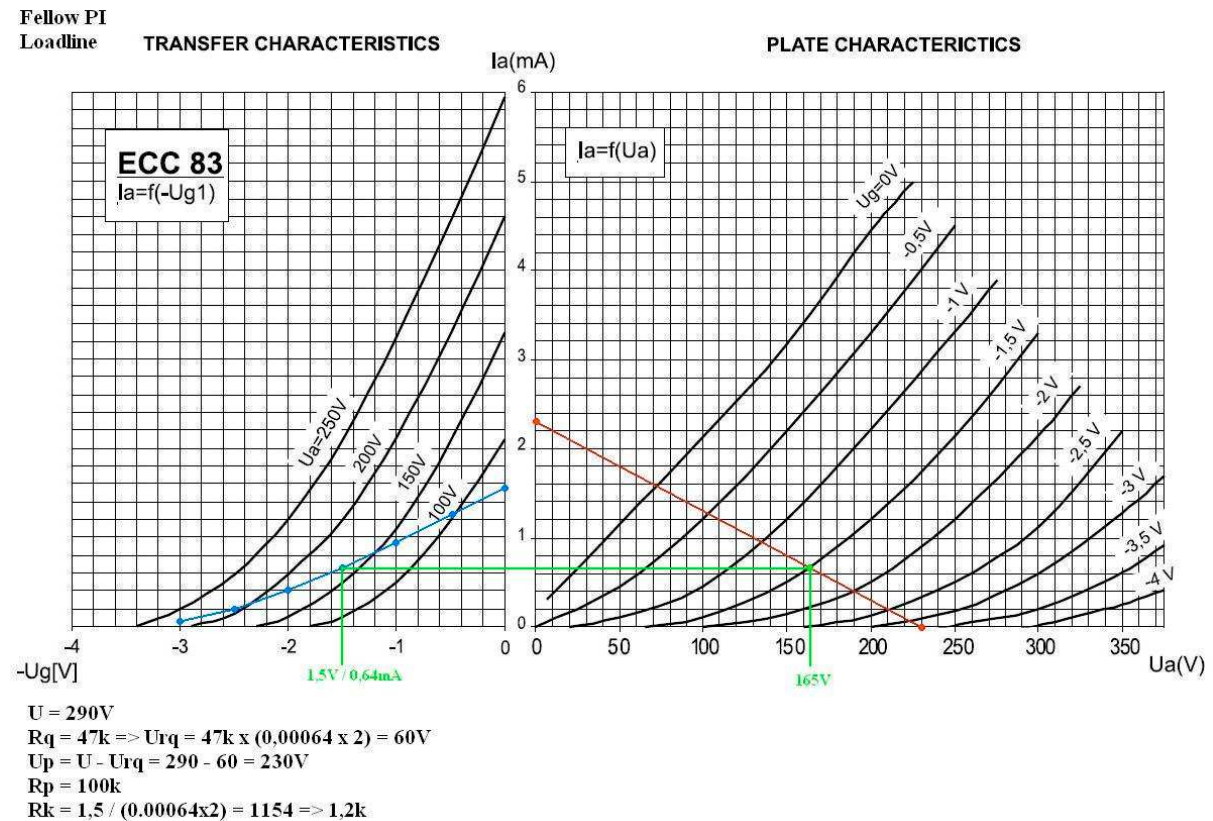
Comme c'est le cas dans la majorité des amplis dont l'étage de puissance est un push-pull, le type de déphaseur que nous allons utiliser pour ce projet est un déphaseur de Schmidt qui n'est rien d'autre qu'une variante du *long-tailed pair* qui dans notre cas ne comportera pas de boucle de contre réaction elle même connue sous le nom de *Negative Feedback NFB*.

Fellow PI



Il faut noter que la résistance de cathode R_k est commune aux deux triodes, ici des 12AX7.

Jetons un œil sur la droite de charge pour expliquer et comprendre son fonctionnement.



Du fait de la résistance de queue, la tension d'anode relative vue par les triodes est 60V en dessous de sa valeur réelle. Dans notre cas, du fait qu'il n'y ait pas de contre réaction, la résistance de queue se doit être suffisamment élevée car elle joue un rôle essentielle dans l'équilibre des deux signaux de sortie entre les deux branches du déphaseur. Cette valeur est un compromis pour un bon équilibre tout en conservant une dynamique, un *headroom* et un gain acceptable. Je sais que le préampli compressera bien et que le niveau de sortie de celui-ci sera bien maîtrisé (voir le schéma du préamp plus haut).

Me basant sur la droite de charge je peux voir que le signal d'entrée ne sera pas corrompu en dessous de 6V d'un pique à l'autre. C'est une valeur que je dois noter pour la comparer par la suite à mon signal de sortie du préamp. Non pas que je ne cherche pas à avoir de la distorsion de déphaseur, mais il est intéressant que celle-ci apparaisse parallèlement à celle du préamp ou éventuellement après et non pas avant ce qui pourrait rendre la plage d'obtention d'un son clair fortement réduite voir quasiment nul.

Maintenant nous allons faire une estimation du gain.

Pour $U_{g1} = 1.5V \Rightarrow U_a = 165V$

Pour $U_{g1} = 0.5V \Rightarrow U_a = 105V$

$165 - 105 = 60V$ pic à pic.

Ce résultat doit être divisé par un facteur de 5 car l'absence de condensateur de découplage de cathode a pour effet une contre réaction qui réduit fortement le gain du montage.

$60 / 5 = 12$

J'en conclus donc que pour un signal entrant de 6V j'aurai en sortie un signal de $6 \times 12 = 72V$ le quel est très largement suffisant pour commander (driver dit on souvent par anglicisme) un Push-pull d'EL84 plus ou moins polarisé de manière « standard ».

J'aimerais vous expliquer le choix de la valeur de la capacité de liaison d'entrée.

Il est connu que une forte valeur capacitive en entrée d'une triode va tendre à favoriser le phénomène de *Blocking Distortion* du à la forte impédance d'entrée, lequel à pour résultante un son pas du tout agréable. Si C1 est faible, moins de 10nF avec une résistance de référencement de la grille de 1M, cela va conserver au mieux une bonne réponse dans les basses fréquences et ce particulièrement si la seconde capa de grille de la seconde triode, C2, est choisie pour être dix fois supérieure.

La fréquence de coupure :

$$F = (2\pi \times C \times Z)$$

Au sujet de Z :

Si la résistance de queue est suffisamment importante pour que celle-ci puisse être considérée comme une source de courant, ce qui est notre cas, car n'ayant pas de boucle de contre réaction, alors l'impédance d'entrée sera le double de la résistance de référencement de la grille associée.

$$F = 1/(6,28 \times 4,7n \times 2M) = 17Hz$$

Il ne reste plus qu'à calculer la consommation du déphaseur.

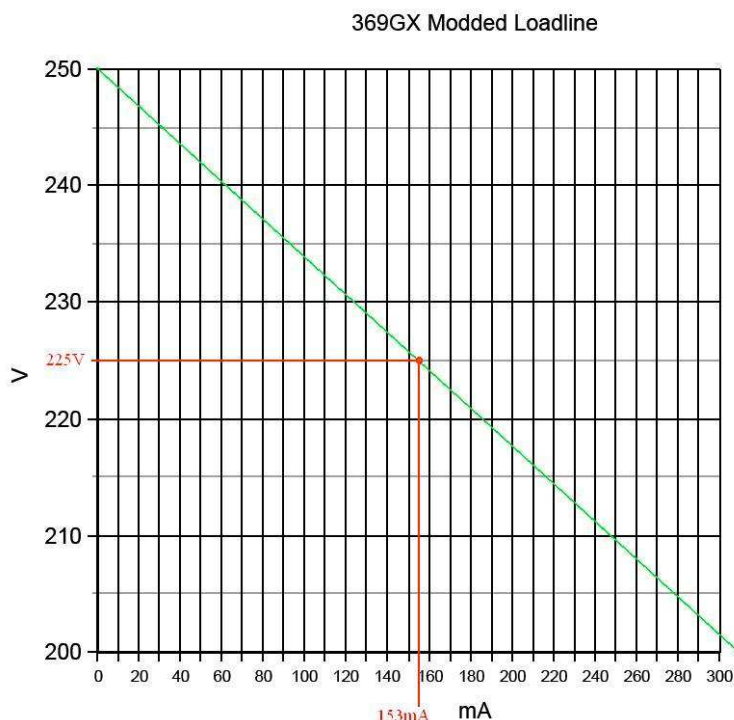
$$I = 0,00064 \times 2 = 1,28mA$$

Voilà une nouvelle étape d'accomplie.

Il s'agit à présent de polariser l'étage de puissance et ensuite de concevoir l'alimentation générale de l'ampli.

Généralement on étudie l'étage de puissance en partant d'une tension voulue puis on adapte ensuite l'alimentation en fonction des éléments obtenues, préampli compris. Mais dans mon cas c'est différent car je souhaite utiliser un transformateur déjà dans mon stock qui de surcroît est un transformateur de récupération et modifier afin d'en tirer le meilleur parti que possible en vue justement de pouvoir alimenter un push-pull d'EL84/6bq5. J'ai donc pour ce faire déjà fait une pré-étude du 369GX Hammond (voir l'article dédié) et j'ai aussi pour transfo de sortie un 125E Hammond.

Reprenons donc à partir de la droite de charge que nous avons déjà tracée du 369GX modifié.



J'ai l'intention de monter l'ampli dans un ancien combo à transistors déjà pré équipé d'un châssis d'origine et d'un HP de 8 ohms (hp pouvant être changé plus tard). C'est un projet récupé rappelez vous !

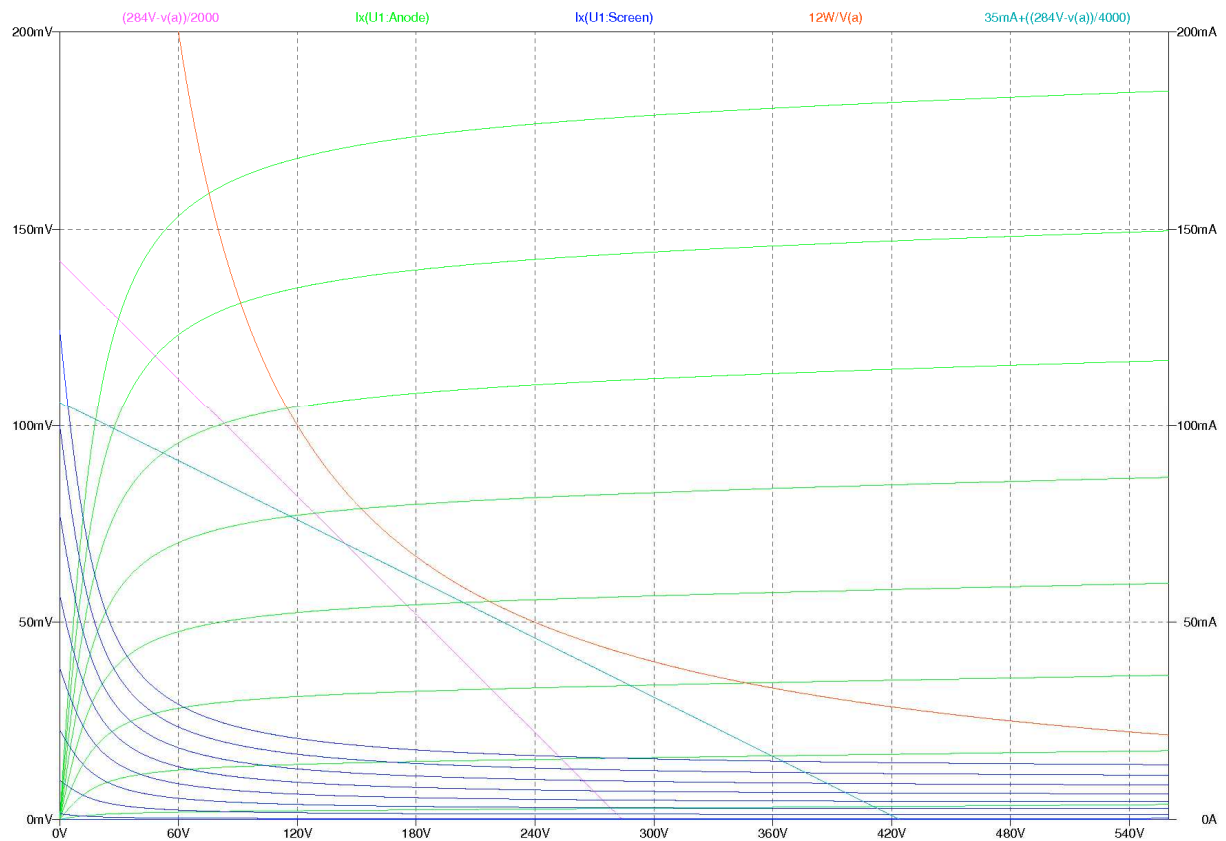


Le *datasheet* du 125E Hammond m'indique les impédances primaires possibles pour un hp de 8 ohms au secondaire comme étant de 6k8, 8k2, 11k6 et 12k8 d'anode à anode. Je recherche une puissance de sortie RMS entre 10 et 15W, avec l'espoir de réussir à obtenir 13W.

Pour l'étude de l'alimentation j'utilise le logiciel PSUDII.

Me servant donc des logiciels appropriés ainsi que de mon expérience j'en suis arrivé à ce compromis.

La droite de charge d'abord :

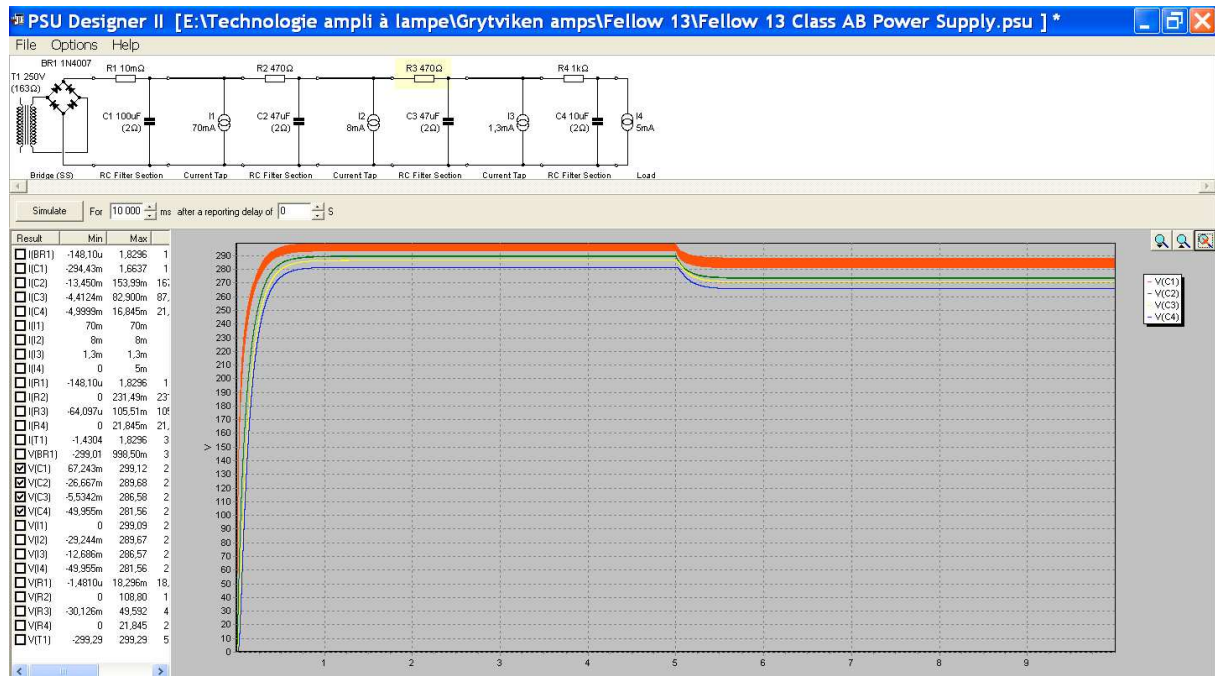


Fellow loadline

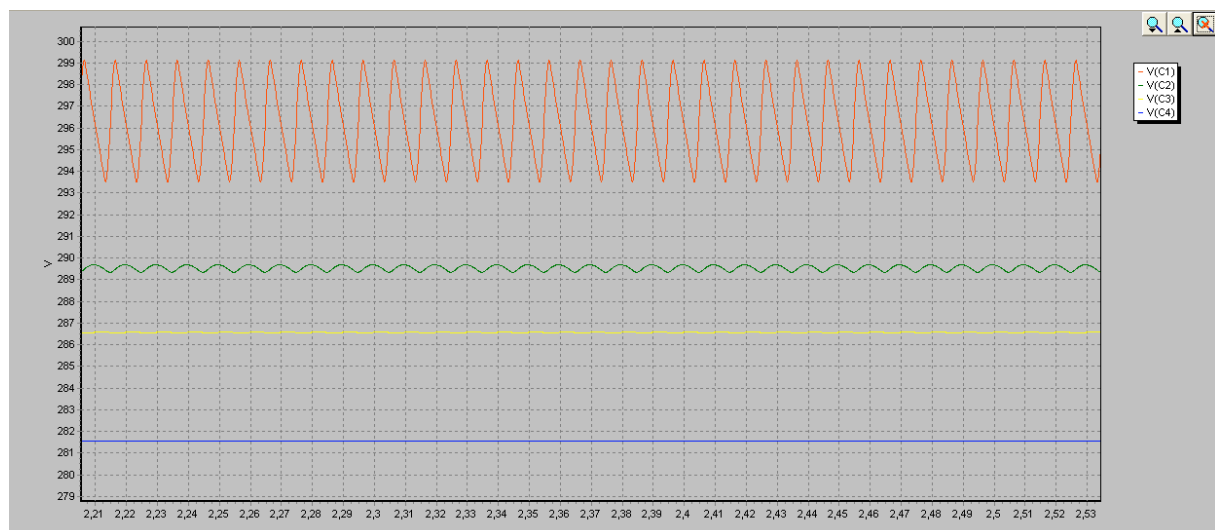
Zpp = 8k, Ua = 284V, Ug2 = 280, Ia = 35mA, Ig2 = 3,75mA, Ug1 = 9,8V, Rk = 120 Ohms

L'alimentation

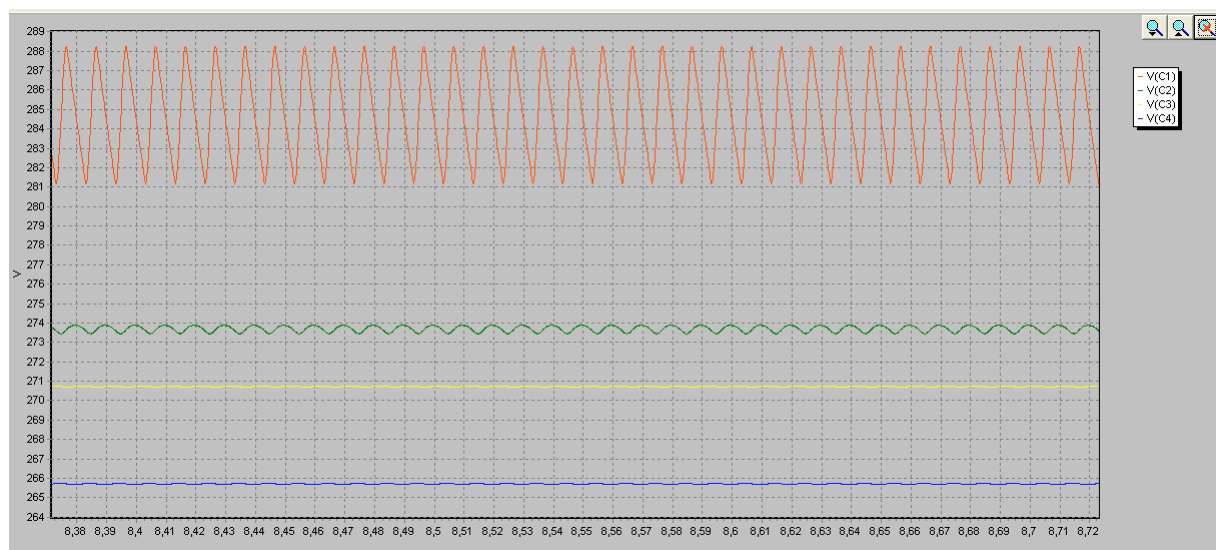
Vue général :



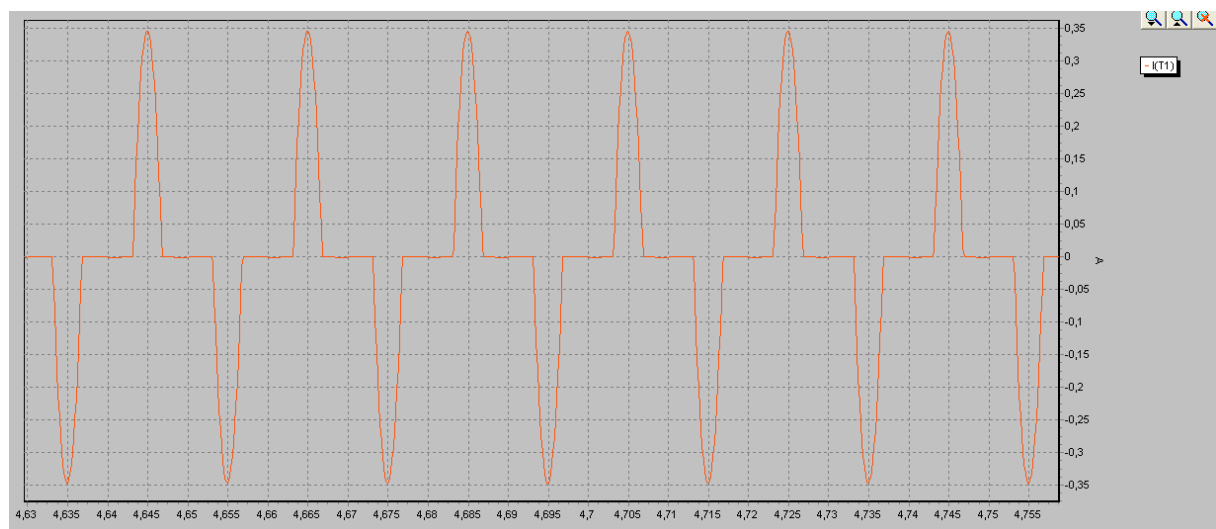
Détail au repos :



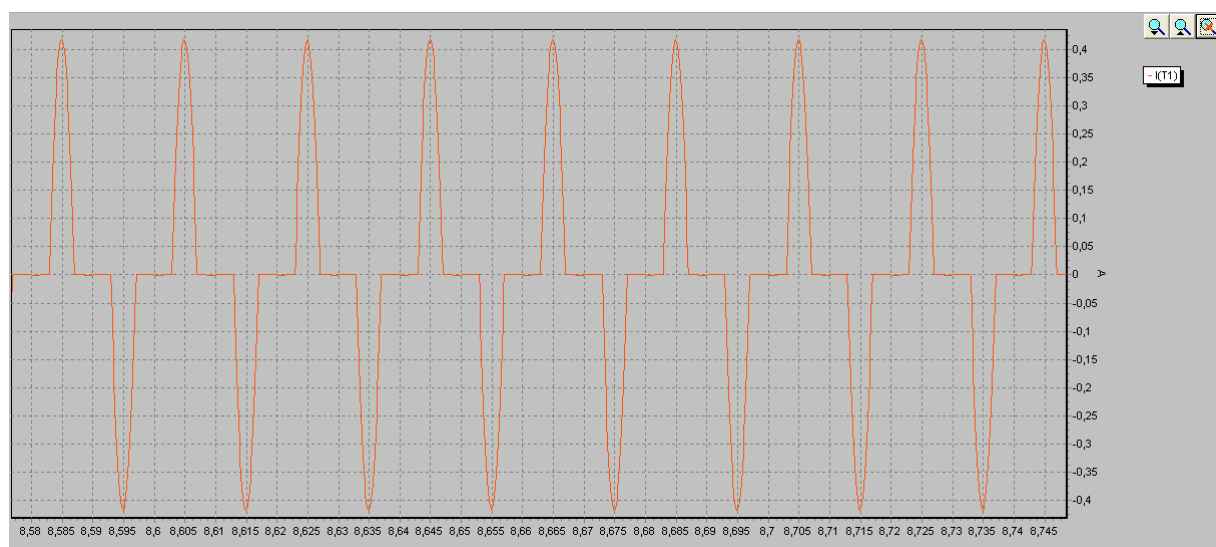
Détail à plein régime :



Détail courant secondaire du transfo au repos :



Détail courant secondaire transfo à plein régime :



Tout ceci demande quelques explications.

Pour commencer avec PSUDII les paramètres du transformateur ont été déduits dans le chapitre qui concerne l'étude du 369GX et de son passage de *center tap* à *parallel tap*. Pour ce qui est de la consommation au repos, les valeurs sont celles trouvées lors de l'étude générale du préampli ajoutez à cela les informations fournis par la droite de charge, c'est à dire (35mA x 2) pour ce qui est de la consommation d'anode et environs (4mA x 2) pour ce qui concerne la consommation des grilles écrans G2.

Suite à cela, j'ai adapté au mieux les valeurs des filtres RC afin d'obtenir le filtrage et les tensions au plus proche de ce qui est recherché. A savoir que dans un montage en push-pull le transfo de par ses deux enroulements primaires physiquement en opposition de phase auto annule la majeure partie des bruits de fond de l'étage de puissance émis principalement au niveau des anodes.

Les plus attentifs auront remarqué que l'alim annonce un A+ au repos d'environ 297V alors que le Ua de la droite de charge est donné pour 284V.

Pour comprendre il faut noter que l'étage de puissance sera en cathode BIAS, la résistance de BIAS étant annoncée à 120 Ohms et nous la calculerons un peu plus loin. Les courbes en vert sur les caractéristiques d'anode (voir la droite de charge) vont de 0V, en partant du haut vers le bas, à -16V par pas de 2V, lesquelles correspondent aux tensions de grille de commande G1. Au point de BIAS de 284V / 35mA donné sur la droite en classe A de couleur vert « turquoise » on peut lire une tension Ug1 de l'ordre des -10V. Cette tension est donc à déduire de A+ car l'anode voit A+ par rapport à sa cathode.

Ainsi

$$U_a = A+ - U_k = 296 - 10 = 287V$$

Mais il y a une erreur de 3V me diront certains !

C'est que le courant qui alimente les anodes de nos EL84 passe par ½ enroulement primaire du transfo de sortie correspondant ce qui entraîne une chute de tension.

La résistance DC mesurée sur le primaire du transfo de sortie 125E est de 155 ohms ce qui pour un demi enroulement nous donne une résistance de 77,5 ohms.

Je sais qu'au repos l'intensité consommée par l'anode d'une lampe est de 35mA.

Ainsi

$$DU_a = 0,035 \times 77,5 = 2,7V$$

$$U_a = 287 - 2,7 = 284,3V$$

CQFD

Sur le même principe B+ est donné pour un peu moins de 290V alors que Ug2 est donnée pour 280V car les grille écrans voit elles aussi la tension fournie par l'alimentation par rapport à la cathode. De plus cette tension sera probablement légèrement inférieure à cette valeur car nous ne l'avons pas encore soumise à l'existence potentielle de la résistance de grille écran qui d'expérience sera nécessaire pour protéger la grille écran de chacune des EL84 lors des piques de courant ... mais nous aborderons cela plus loin. Mais vous constaterez que je suis parti d'une consommation légèrement supérieure afin d'anticiper la chute de tension ...

Maintenant revenons à notre alim, il s'agit maintenant de comprendre comment déduire les consommations en courant de notre étage de puissance à plein régime.

Jetons tout d'abord un œil sur un *datasheet* concernant les EL84 et nous donnant un certains nombre d'informations concernant les consommations de nos lampes sous un régime relativement proche du notre.

❖ Class AB, two tubes in push-pull

Anode voltage	V _a	250		300		(V)
Grid No. 2 voltage	V _{g2}	210		300		(V)
Common cathode resistor	R _k	130		130		(Ω)
Load resistance	R _{aa}	8		8		(kΩ)
Grid No. 1 driving voltage	V _i	0	8	0	10	(V _{RMS})
Anode current	I _a	2×31	2×37,5	2×36	2×46	(mA)
Grid No. 2 current	I _{g2}	2×3,5	2×7,5	2×4	2×11	(mA)
Output power	W _o	0	11	0	17	(W)
Distortion	d _{tot}		3		4	(%)

Nous allons nous intéresser principalement à la partie droite du tableau qui nous donne des valeurs pour une tension U_a et $U_{g2} = 300V$.

On remarque d'abord une intensité d'anode au repos très proche de la notre. On voit aussi la consommation d'anode et de grille écran pour un signal de 10V RMS, le RMS est important car en fait ça correspond à des valeurs de pics de $10 \times \sqrt{2} = 14V$. Ce qui correspond à un signal qui sera déjà pas mal « saturé » par nos lampes.

Regardons, on nous donne :

$$I_a = 0.035A$$

$$I_{g2} = 0.004A$$

$$R_k = 130\Omega$$

Afin de connaître la tension de BIAS laquelle correspond à la tension max admissible par la grille de commande avant que le lampe ne sature le signal en sortie, sachant qu'il y a deux lampes, il faut procéder ainsi :

$$U_{g1} = ((2 \times 0.036) + (2 \times 0.004)) \times 130 = (0.072 + 0.008) \times 130 = 0.08 \times 130 = 10.4V$$

$$14 - 10.4 = 3.6V$$

Notre signal sera donc « tronqué » en sortie de 3,6V ce qui engendrera de la saturation. Nous avons donc bien largement atteint les limites dynamiques de la lampe.

Dans cette situation déjà extrême on nous donne pour consommation d'anode 46mA RMS pour chacune des deux lampes ainsi qu'une consommation de grille écran de 11mA RMS pour chacune des lampes.

Dans notre cas cela sera moindre car nos tensions globales sont légèrement inférieures de 7% environs.

Partant de ce constat j'en ai déduis les approximations suivantes :

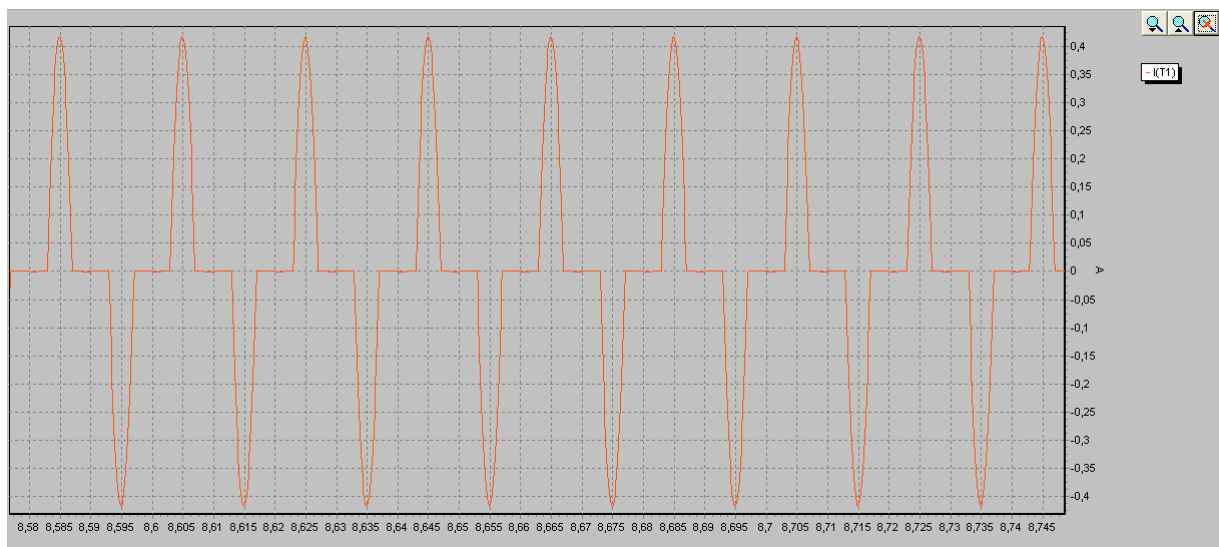
$$I_{g2max} = 22 \times 0.93 = 20.4mA$$

$$I_{amax} = 92 \times 0.93 = 85.6mA$$

J'ai inclus ces valeurs dans ma simulation PSUDII au bout de 5s et la simulation m'a donné les éléments que vous pouvez voir sur les images ci-dessus.

A ce niveau, ce qui nous intéresse c'est ce qui se passe dans le secondaire du transfo d'alim.

Repartons de l'image suivante :



Ce sont les pics de courant dans l'enroulement secondaire du transfo d'alim.
On peut lire une valeur d'environ 410mA.

Maintenant il faut calculer la valeur RMS de cette consommation de la façon suivante :

$$I_{rms\ max} = (0.410 \times 0.7) / \sqrt{2} = 0.203A \Rightarrow 203mA$$

On peut faire de même pour l'ampli au repos en se basant sur l'image déjà présentée plus haut.

$$I_{rms} = (0.350 \times 0.7) / \sqrt{2} = 0.173A \Rightarrow 173mA$$

Nota : 0.7 est un facteur dû à la forme particulière du signal qu'on peut lire sur la simulation.

On peut d'ores et déjà en déduire la puissance du transfo idéal pour ce montage.

Lors de l'étude du transfo nous avons déduit une Résistance DC interne de 163 ohms qu'on peut voir sur la vue générale.

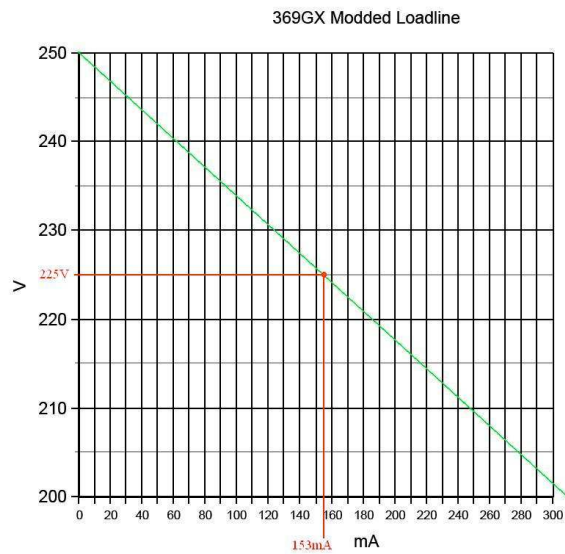
Ainsi

$$DU = 163 \times 0.203 = 33V$$

$$U_{nom} = 250 - 33 = 217V$$

$$P_{nom} = 217 \times 0.203 = 44VA$$

Voici la droite de charge du transfo :



Que nous dit cette droite dans son état actuel ?

$$P_{nom} = 225 \times 0.153 = 34.425 \text{ VA}$$

On en déduit que notre transfo est de presque 10VA nominal inférieur à nos besoins idéalement.

Ce n'est pas très grave car on a vu lors des tests que même sous 60W de consommation constante il a tenu durant une demi heure sans dommage. Ce ne sont donc pas 44VA de consommation par intermittence qui devraient poser problème.

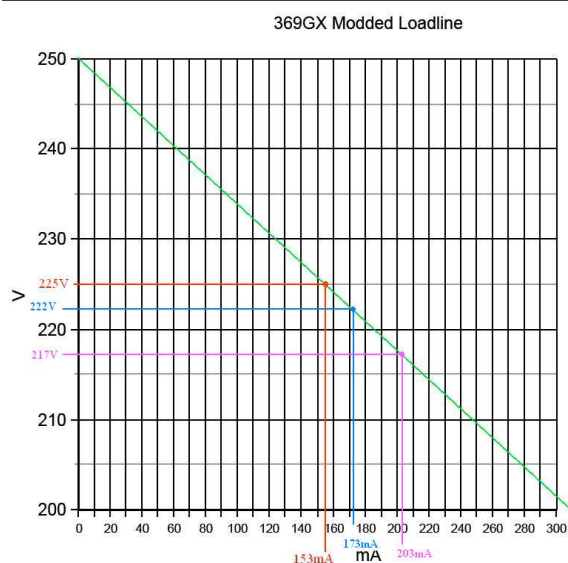
On peut aussi calculer la puissance demandée au repos.

$$DU = 250 - (163 \times 0.173) = 222 \text{ V}$$

$$P = 222 \times 0.173 = 38.4 \text{ VA}$$

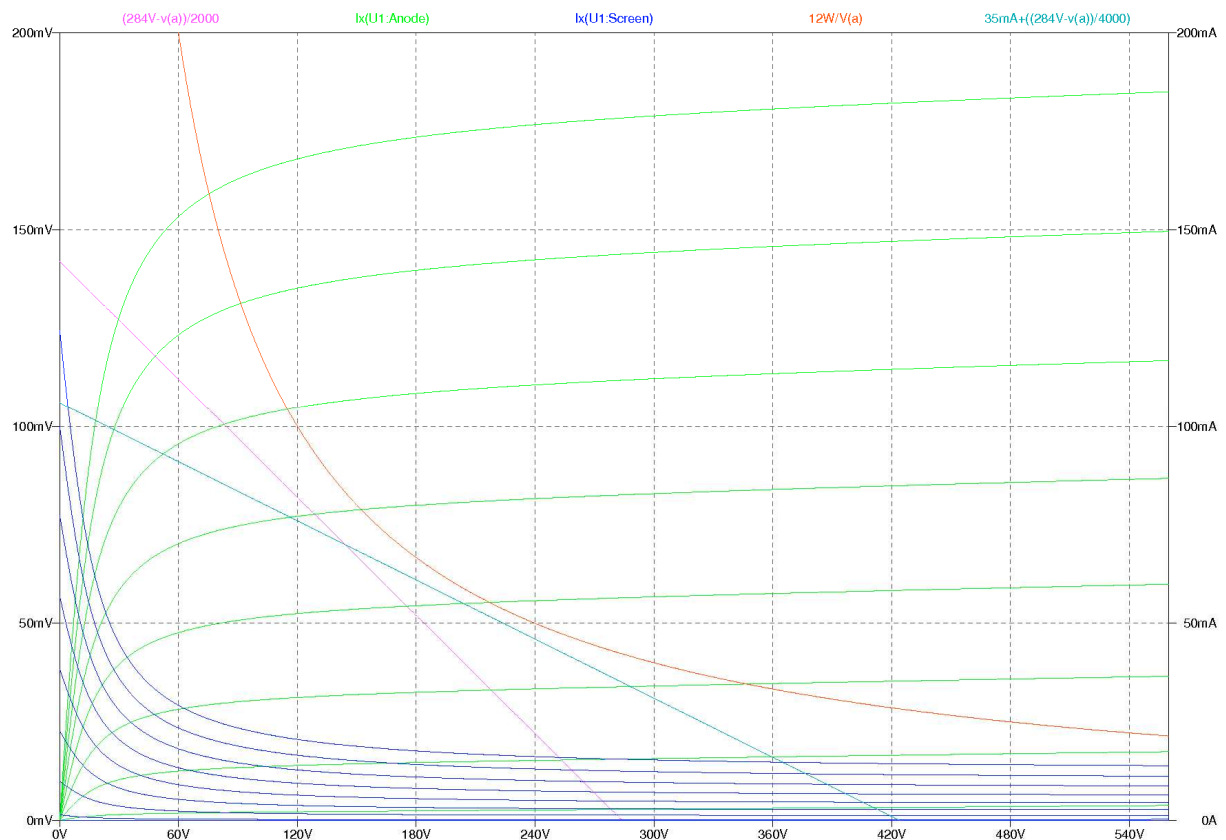
Pas de quoi s'affoler, d'autant que la simulation nous montre un SAG de 10V au niveau de l'alimentation de l'ampli, rien de très conséquent d'autant que ce SAG va jouer en notre faveur pour l'obtention d'une saturation un peu plus « vintage ».

Maintenant nous allons pouvoir tracer ces valeurs sur la droite de charge du transfo.



Nous allons maintenant voir comment calculer la résistance de cathode, les résistance de grilles écrans ainsi que la puissance RMS de l'ampli.

Pour ce faire nous allons nous servir de la droite de charge.



Fellow loadline

Zpp = 8k, Ua = 284V, Ug2 = 280, Ia = 35mA, Ig2 = 3,75mA, Ug1 = 9,8V, Rk = 120 Ohms

Pour le calcul de Rk :

PS : Rk est commune aux deux lampes

$$R_k = U_{g1} / (I_a + I_{g2}) = 9,8V / (0,07 + 0,0075) = 126,45 \text{ Ohms}$$

Sachant que sur ma droite de charge je suis légèrement sous *biasé* et qu'en cathode BIAS il n'est pas gênant de *biasé* chaud car durant le fonctionnement la droite a tendance à s'écraser un peu par l'action de l'intensité traversant la résistance de cathode. Ainsi une Rk de 120 ohms sera parfaite.

On peut s'amuser à calculer la puissance RMS potentiel du montage, je dis potentiel car un élément qu'on abordera bientôt va venir tronquer notre fonctionnement ...

Pour ce faire il nous faut déterminer DURms et DIRms.

La droite de classe B en mauve nous dit que Umax = 284V et que Umin = 40V

$$DUR_{rms} = (284 - 30) / \sqrt{2} = 179,6V$$

On lit aussi que Ia = 35mA et que Iamax = 130mA

$$DIR_{rms} = (130 - 35) / \sqrt{2} = 67,2mA$$

$$Pr_{ms} = DUR_{rms} \times DIR_{rms} = 179,6 \times 0,0672 = 12W$$

Et voilà, mon Fellow 13 n'est déjà plus qu'un Fellow 12 ... ha ha ha !

Nous allons aborder à présent un élément assez délicat, il s'agit du calcul des résistances de protection des grilles écrans des lampes de puissance.

Si on fait correspondre la droite de charge classe B en son point max c'est à dire le point de rencontre avec la courbe $U_{g1} = 0V$ avec la courbe de consommation de la grille écran en bleu on peut y lire une intensité de l'ordre des 46mA.

Nous savons aussi que la tension de grille au repos est de l'ordre des 280V.

Dans un cas extrême nous aurions donc :

$$Pg_{2t0} = 280 \times 0.046 = 12.88W$$

Cette dissipation de grille n'est valable que pour l'instant T0 du pic du signal et sans perte de tension sur la grille écran.

Si on considère celui-ci comme étant plus ou moins une sinusoïde et tenant compte du fait que le montage est en *Push pull* de classe AB on peut alors dire que :

$$Pg_{2rms} = ((280 \times 0.046) / \sqrt{2}) / 2 = 4.6W$$

Les *datasheets* indiquent qu'une EL84 à pour dissipation max de ses grilles écrans 2W.

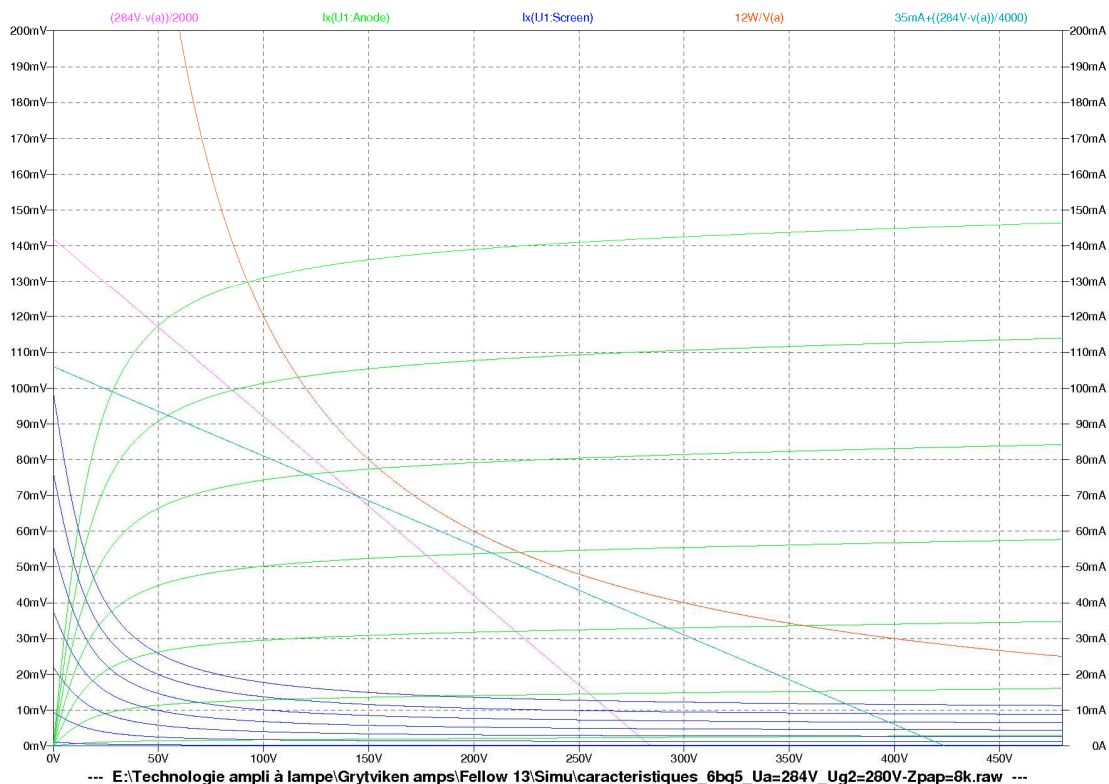
Nous sommes donc bien au-dessus.

Voilà pourquoi il va falloir prévoir une résistance de grille écran pour chacune de nos EL84, sachant que plus la résistance sera importante plus la tension de grille écran chutera et plus nous perdrons en puissance et en dynamique d'où l'intérêt de la calculer au plus juste.

Nous savons aussi que en faisant chuter la tension de grille écran nous allons aussi faire chuter l'intensité consommée par celle-ci.

N'ayant que peu d'information sur le sujet fournies par les *datasheets* constructeurs je vais passer par la simulation via *Switchercad* en utilisant la modélisation la plus proche que possible.

Voici donc les caractéristiques de notre montage sous une tension de grille écran de 240V.



On peut y lire qu'à signal max la consommation de grille écran serait de l'ordre des 26mA.
Ce qui nous donne pour valeur de puissance RMS supposée :

$$P_{g2rms} = ((240 \times 0.026) / \sqrt{2}) / 2 = 2.2W$$

Voilà qui est très proche des 2W recherchés.

Partant de cela on peut donc dire qu'il nous faudra faire chuter la tension de grille de la valeur suivante :

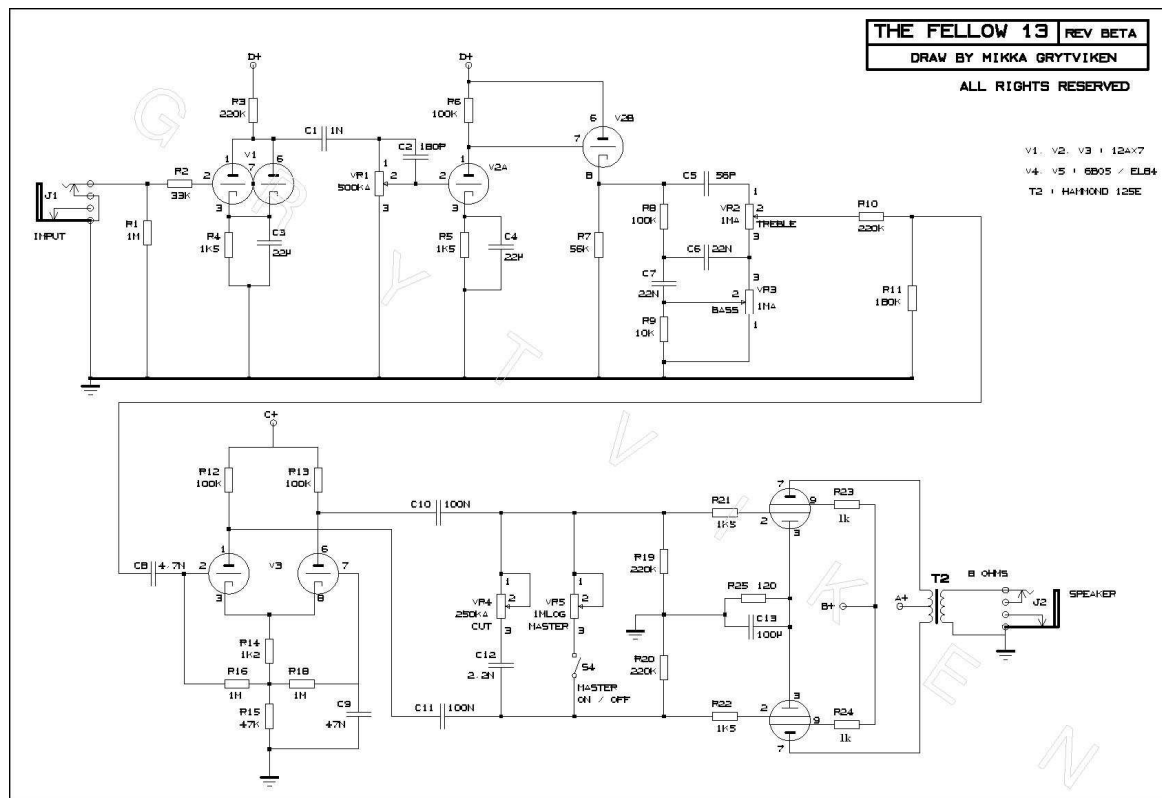
$$DU = 280 - 240 = 40V$$

Ce qui nous donne comme valeur de résistance :

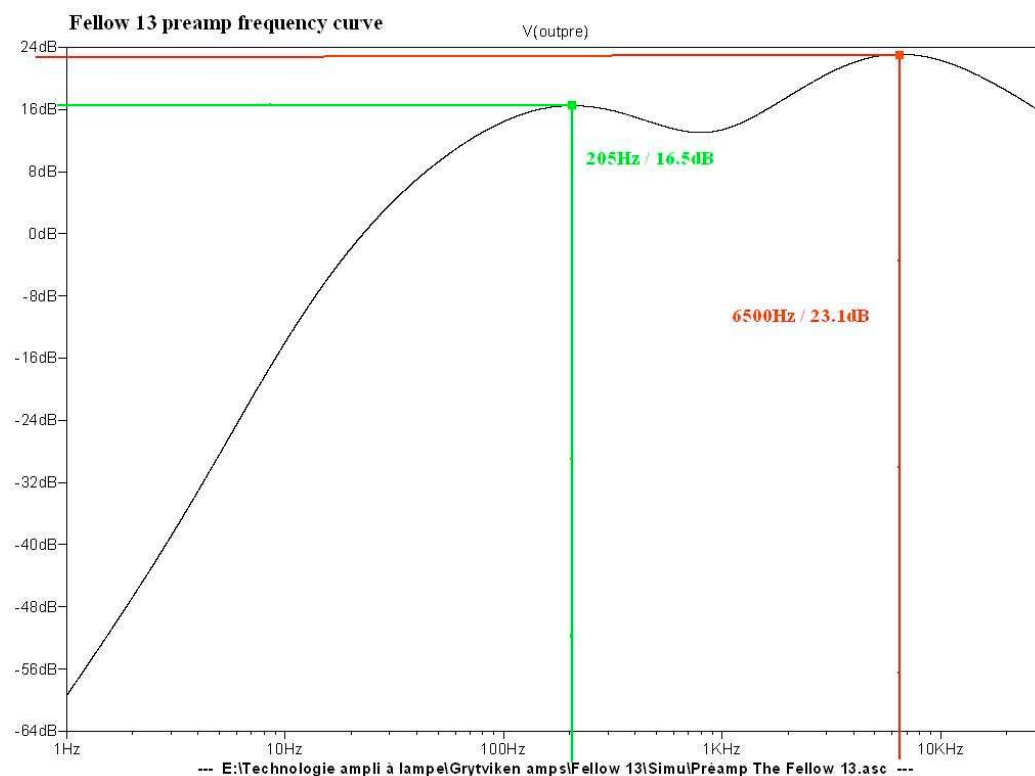
$$R = 40 / 0.026 = 1500 \text{ ohms}$$

Tenant compte que dans le premier filtre RC qui précède le point B+ d'alimentation des grilles écrans se trouve déjà une résistance proche des 500 ohms je peux donc choisir pour résistances de grilles une valeur de 1k.

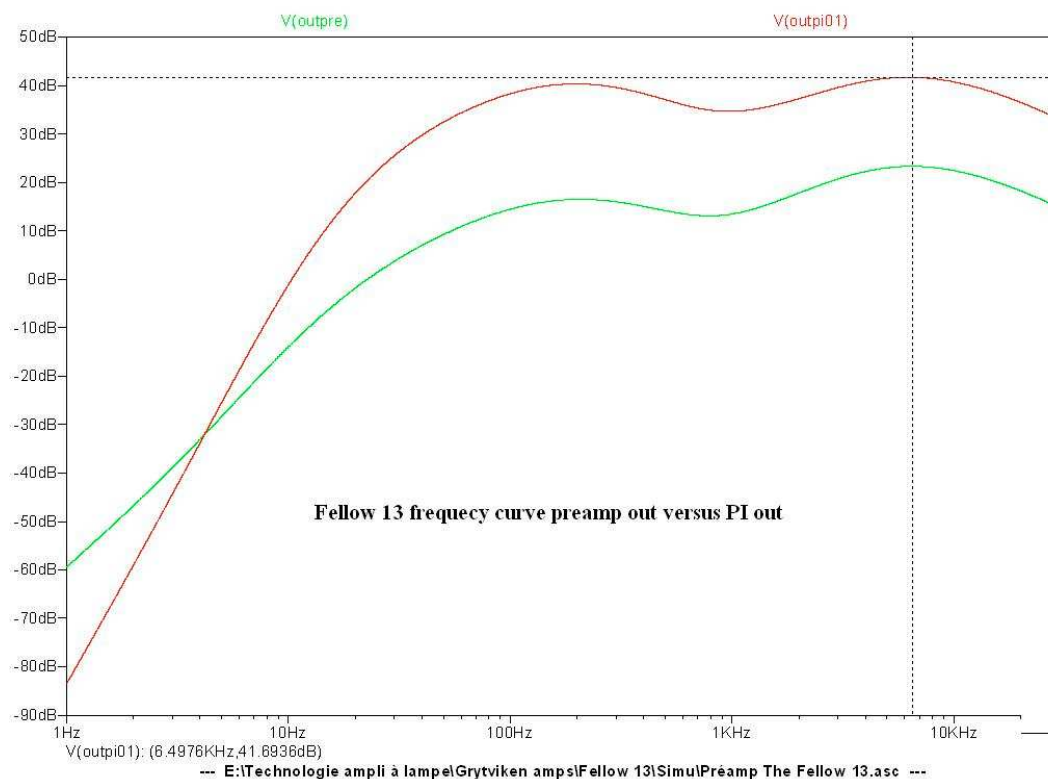
Arrivé à ce niveau on peut d'ors et déjà visualiser de façons assez précise le schéma global de l'ampli sur lequel, vous le verrez, j'ai adjoint quelques options dont nous allons faire l'analyse.



Nous avons jusqu'ici déjà abordé le sujet du *voicing* du préamp.
Je vous propose d'en visualiser la courbe des fréquences avec tous les potards réglés à midi.



C'est l'occasion pour nous d'observer l'impacte du déphaseur sur le *voicing*, sachant que celui-ci ne dispose pas d'une contre réaction on s'attend donc à ce qu'il y est une perte de haut médiums ainsi que dans les très basses fréquences ce que l'image suivante confirme.



Je précise à nouveau que tous les potentiomètres sont à midi.

Le potentiomètre de *master* volume mixe les deux signaux du déphaseur lesquels se trouvent déphasés de 180°. De ce fait, plus les signaux sont mixés ensemble et plus ils s'auto-annulent.

Le potentiomètre de *cut* fonctionne comme un filtre passe bas.

Il est partiellement influencé par le potard de *master* volume et le fait qu'il travaille entre les deux branches du déphaseur aura un impact sur le calcul de son action.

Je tiens compte du fait que les potentiomètres sont de type logarithmique.

Calcul de la fréquence de coupure :

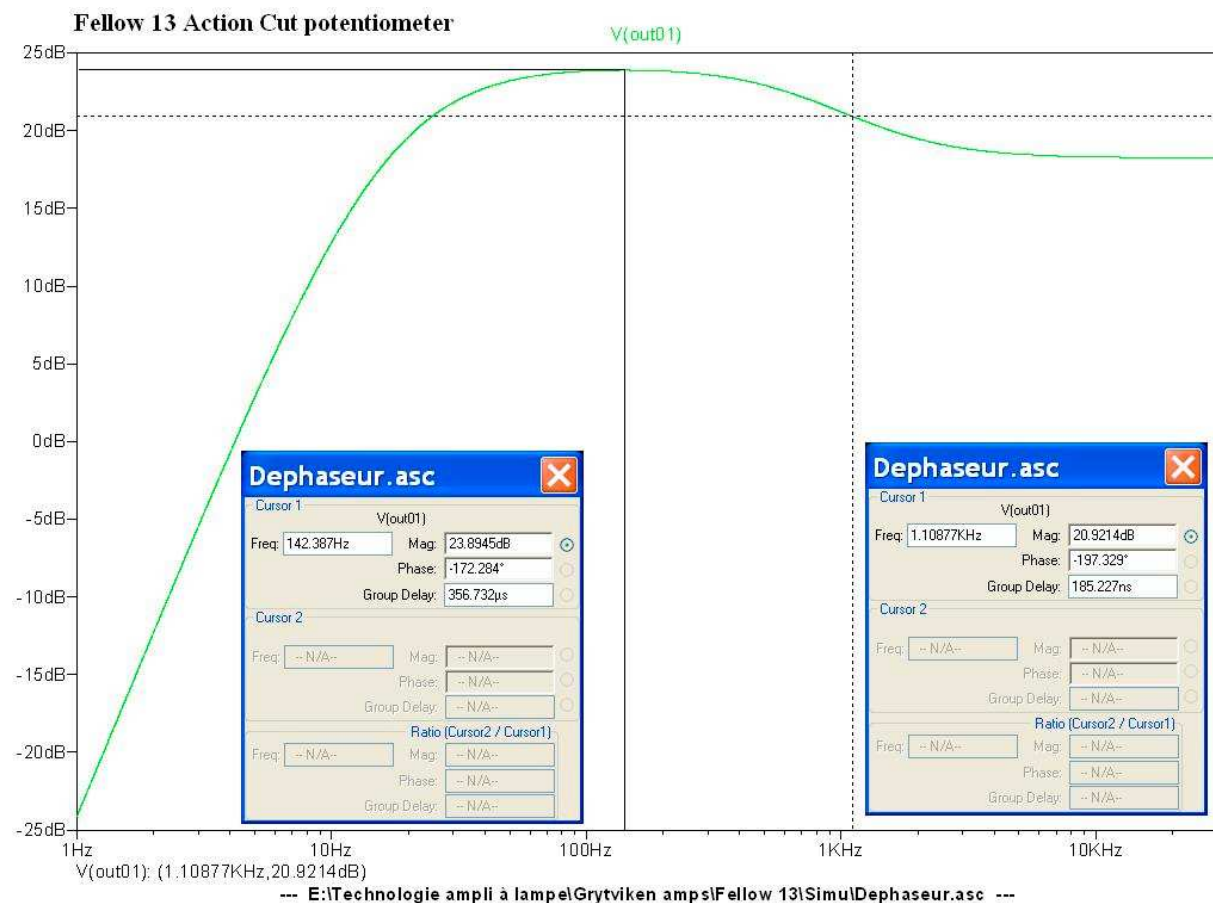
$$R_c = 250k \times 0.2 / 0.5 = 100k$$

$$R_m = 1M \times 0.2 = 200k$$

$$R = (200k \times 100k) / (200k + 100k) = 67k$$

$$F = 1 / (2\pi \times 67k \times 2.2n) = 1080Hz$$

Vérifions le par la simulation :



Nous pouvons à présent calculer la fréquence de coupure de C10 et C11, les capas de liaison de 0,1μf.

$$F = 1/(2\pi \times 220k \times 0.1\mu) = 7,2Hz$$

Calculons maintenant le capa de découplage de la résistance de cathode du « cathode BIAS ».

Je sais que la fréquence audible la plus basse est de 20Hz (c'est une base totalement subjective).

$$C = 1/(2\pi \times 120 \times 20) = 66\mu$$

Et je choisis totalement arbitrairement de passer cette valeur à 100μ dans le but de perdre un minimum de gain et un minimum de réponse dans les fréquences basses.

Il me reste à exposer le calcul qui justifie le choix des résistances de grilles R21 et R22.

Elles ont pour rôle de prévenir certains bruits de fond, de la *blocking distortion* ainsi que des auto-oscillations de hautes fréquences, pas forcément audibles mais pouvant être dommageables aux lampes.

J'ai pour habitude d'utiliser pour cet usage une fréquence de coupure de 10kHz, ce qui est largement assez haut pour un ampli guitare.

Les *datasheets* constructeurs nous indique pour les EL84 une capacité de grille / cathode de 10pF

$$R = 1/(2\pi \times 10k \times 10p) = 1592$$

$$R = 1.5k \text{ ohm.}$$

Il nous reste un dernier détail à voir, il s'agit du bilan énergétique du chauffage des lampes en 6,3V.

$$EL84 = 0.760A$$

$$12AX7 = 0.3A$$

$$I_h = (0.760 \times 2) + (0.3 \times 3) = 2.42A$$

Le transfo est donné pour un chauffage en 6,3V pour une intensité nominale de 2.5A.

Nous voilà arrivé au bout de cette étude que j'ai voulue simplifiée mais efficace afin qu'elle reste la plus accessible que possible.

Rédacteur : Mikka Grytviken

Merci au PG5 et à toute sa communauté.