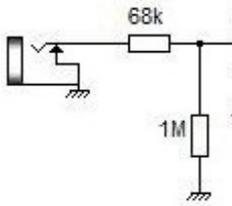


FS11 : prévention d'effets indésirables



Le signal d'entrée est de l'ordre de 100mV.

Pour éviter les pertes par rapport à la source, on place une résistance de grille de 1M qui fixe l'impédance d'entrée.

Cette résistance de grille de 1Mohm forme avec la résistance de 68k un pont diviseur de tension dont le gain est de 93,6%.

Théoriquement, on pourrait prendre une résistance d'une valeur démesurée, mais, il existe dans les résistances un bruit thermique qui devient plus important si la résistance augmente. Ainsi pour ne pas amplifier ce bruit, la résistance d'entrée n'est pas d'une valeur trop grande.

Dans le premier étage de l'amplificateur, il se peut que le connecteur jack joue le rôle d'antenne et qu'il survienne des interférences radiophoniques avec des ondes am.

Pour isoler l'amplificateur des hautes fréquences, on filtre ces fréquences indésirables en utilisant les capacités "parasites" du tube qui sont à l'origine de la limite de la bande passante.

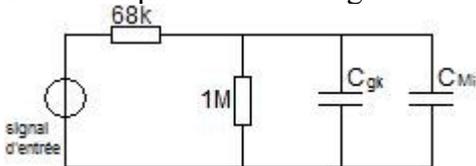
On recense :

- La capacité formée entre la grille et la cathode du tube (la datasheet donne 1,6pF)
- La capacité de Miller.

Voulant connaître l'ordre de grandeur de la capacité de Miller, on a tenté de l'approximer en supposant que la fréquence de coupure du filtre passe bas formé était de 20kHz

L'observation de schéma fixe toujours la résistance d'entrée à 68k.

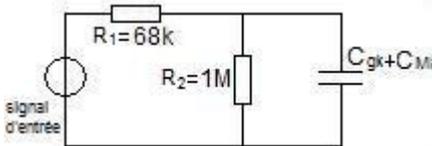
Schéma équivalent de l'étage d'entrée :



la transmittance complexe s'énonce :

|||

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2 + (R_1 \cdot C_{eq} \cdot \omega)^2} \quad \text{avec} \quad C_{eq} = C_{gk} + C_{mi}$$



on en déduit le gain adimensionnel :

$$G = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)^2 + (R_1 \cdot C_{eq} \cdot \omega)^2}}$$

De la définition de la bande passante d'un filtre : $G = \frac{G_{max}}{\sqrt{2}}$ on déduit la fréquence de coupure.

G_{max} est défini quand ω tend vers 0 $\implies G_{max} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

On trouve $f_c = \frac{R_1 + R_2}{2\pi \cdot R_2 \cdot R_1 \cdot C_{eq}} \implies C_{eq} = C_{Mi} + C_{gk} = \frac{R_1 + R_2}{2\pi \cdot R_2 \cdot R_1 \cdot f_c}$

(Cgk est donné dans la datasheet et vaut 1,6pF)

Le seuil d'audibilité de l'oreille humaine étant de 20kHz on cherche la capacité de Miller maximale pour une fréquence de coupure du filtre supposée à 20kHz

A cette fréquence $C_{eq}=125\text{pF}$.

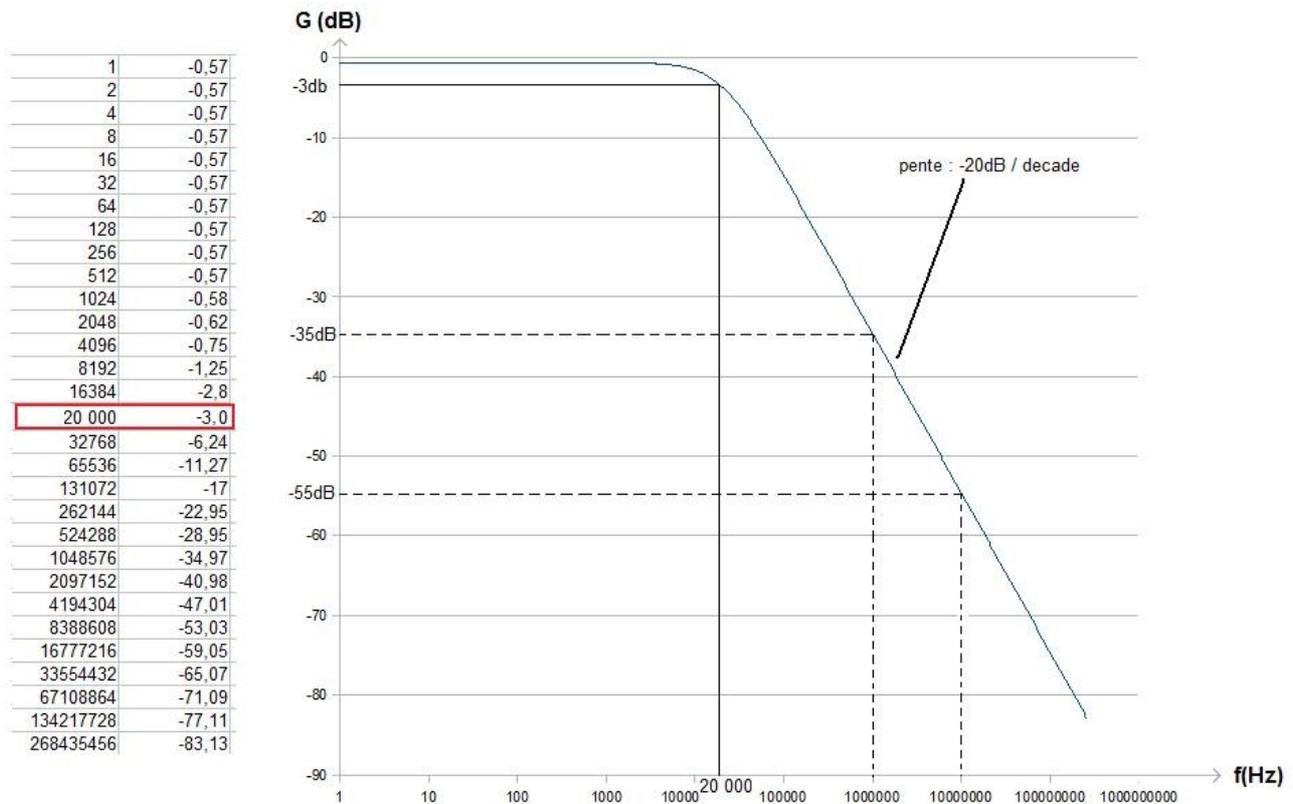
$\implies C_{mi,max} = 123,4 \text{ pF}$

Dans des cours plus poussés sur le transistor MOS on a trouvé une formule qui appliquée avec les notations adaptés aux tubes devient : $C_{mi} = (1 + S \cdot R_a) C_{ga}$

La capacité de Miller trouvée est une ordre de grandeur, puisqu'en réalité, elle dépend de plusieurs paramètres dont la transconductance et la résistance d'anode.

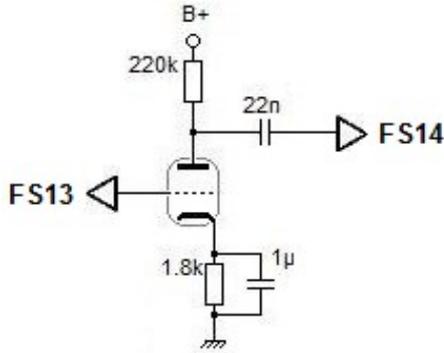
Diagramme de bode en gain du filtre :

$G(\text{dB}) = 20 \log G$



FS12: 1er étage amplificateur

Le montage amplificateur de base d'un circuit à tube est :

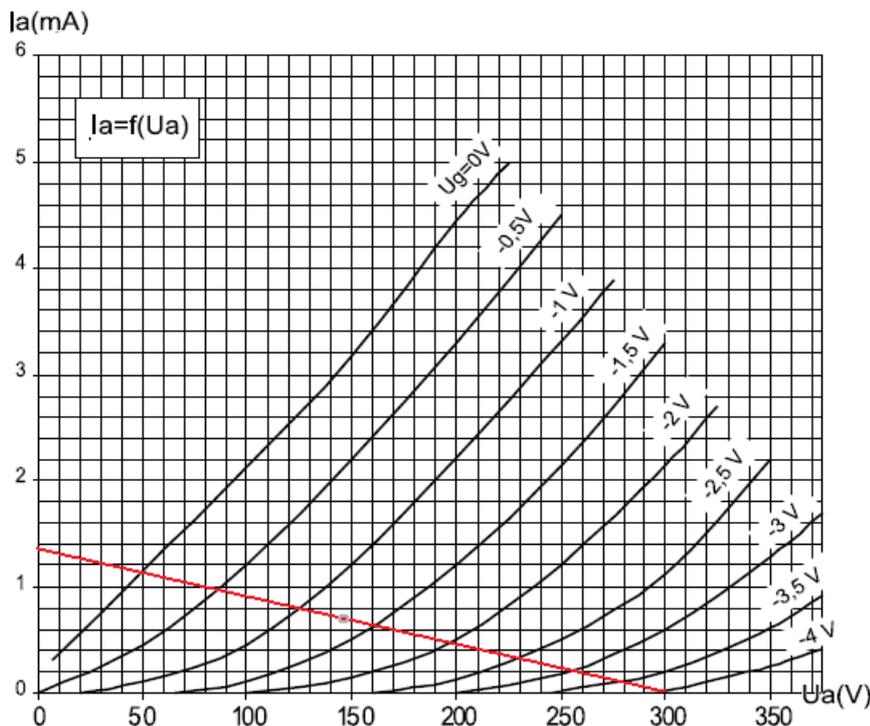


Dans la plupart des schémas électriques trouvés, il est placé sur l'anode des tubes, soit une résistance de 100k soit une de 220k.

On a opté pour la 220k pour avoir une plus forte amplification.

La résistance de cathode est de 1,8k car c'est la valeur qui permet une distorsion asymétrique minimale sans risque d'avoir de la blocking distorsion.

Polarisation du tube : droite de charge (en rouge) + point de fonctionnement (cercle gris)



Graphiquement :

Si on place sur la grille un signal sinusoïdale d'amplitude 1Vcc le gain sera de :

$$A = (180 - 105) / 1$$

$$A = 75$$

On a trouvé en simulant sous spice A= 66

l'expression générale de

l'amplification est
$$A = \frac{U_s}{U_e} = \frac{-\mu \cdot R_a}{R_a + R_i + Z_k(\mu + 1)} = \frac{-\mu \cdot R_a}{R_a + R_i}$$
 (car la cathode est découplé).

On a mesuré graphiquement les pentes des courbes des datasheet : $R_i = 70k$ et $S = 1,2mA/V \implies \mu = 84$ donc le gain théorique est de 64 (cohérent avec les valeurs trouvés précédemment)

Le condensateur de 22n et la résistance de l'étage suivant forment un filtre passe basse haut dont la fréquence de coupure est fixée pour supprimer la composante continu du signal et ne garder que la composante alternative.

L'alimentation envoyant des tensions continues particulièrement élevés, cela soumet le condensateur à de fortes contraintes notamment sur sa résistance d'isolement.

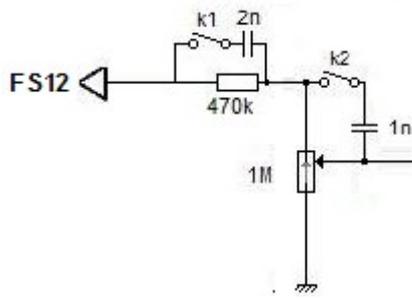
Faisons un petit calcul à titre expérimental :

la résistance d'isolement d'un condensateur est de 100Mohms, si la résistance de fuite de grille de l'étage suivant est de 1Mohm on forme un pont diviseur de tension. Si la tension d'alimentation est de 150V on aura 1,5V continu sur la grille, ce qui n'est pas souhaitable.

C'est pour cette raison que l'utilisation de condensateur possédant une très grande résistance d'isolement est préférable.

Celle que nous utiliserons possède une résistance d'isolation de 5000Mohms

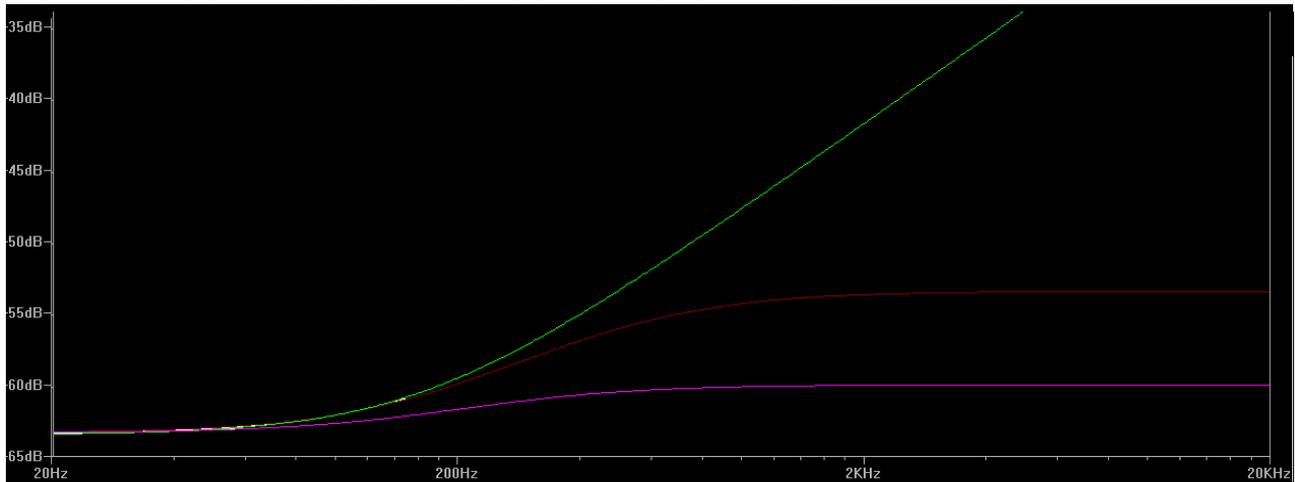
FS13: 1er correcteur de tonalité



Cet étage permet de filtrer les basses fréquences.

Pour voir l'effet des deux interrupteurs, on a tracé les diagrammes de Bode dans les trois cas possibles de fonctionnement :

La simulation a été fait avec un curseur a la moitié de sa course.



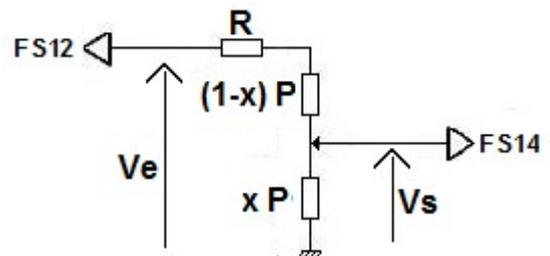
- K1 et K2 sont fermés
- K1 ouvert et K2 fermé
- K1 fermé et K2 ouvert

En faisant bouger le curseur du potentiomètre, on agit uniquement sur le gain du filtre.

Si K1 et K2 sont ouvert, le schéma équivalent est \implies

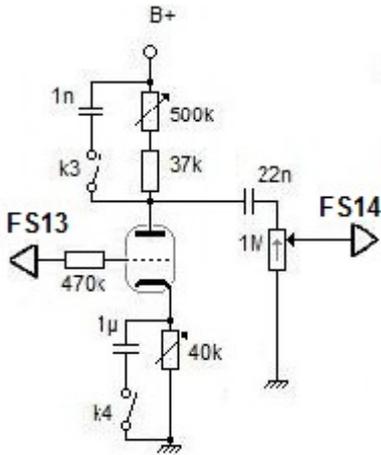
V_s et V_e forment un pont diviseur de tension.

$$A = \frac{V_s}{V_e} = \frac{xP}{R+P}$$



x est la position du curseur $0 < x < 1$

FS14: 2ème étage amplificateur



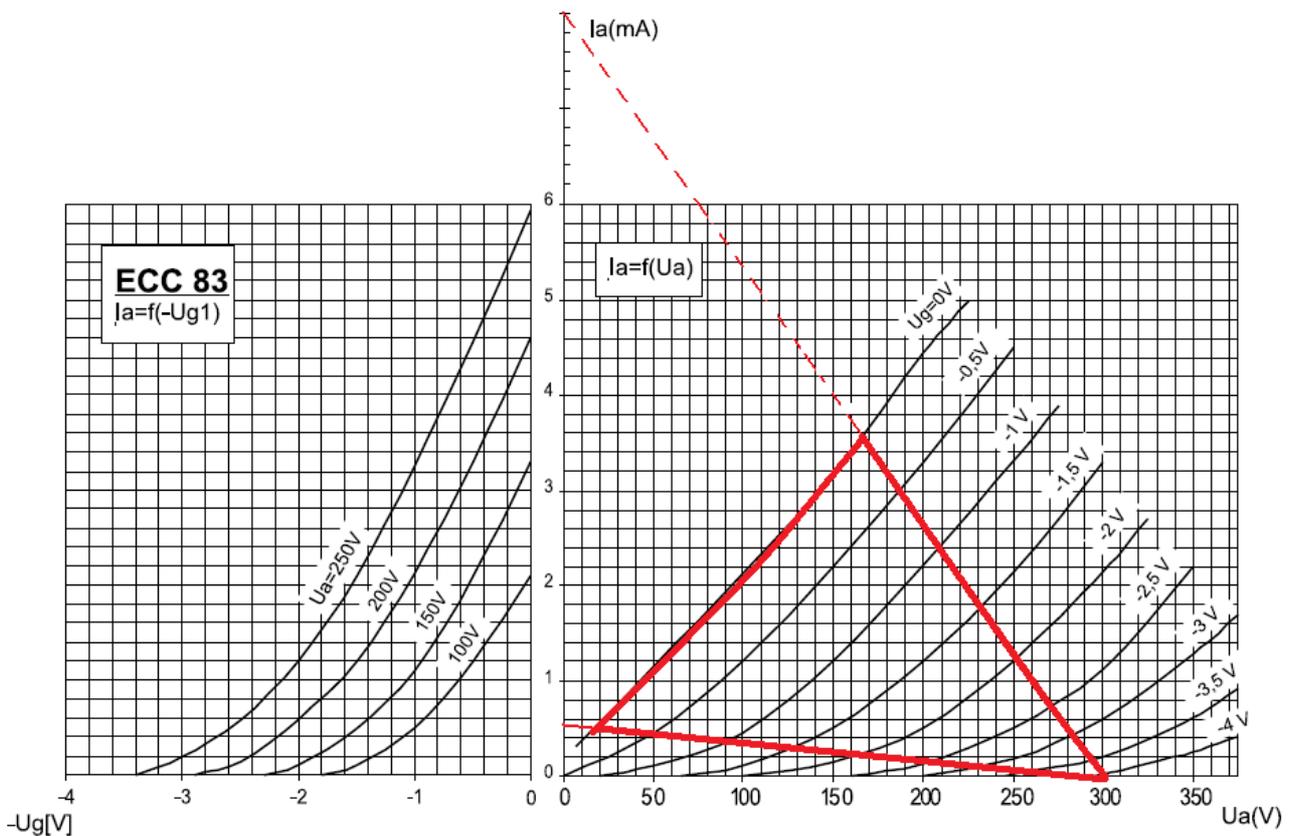
Ce circuit permet de polariser le tube dans une grande plage de fonctionnement.

La résistance de 470k sert à limiter le courant de grille.

Le potentiomètre de 500k détermine la droite de charge, et celui de 40k sur la position du point de fonctionnement sur la droite de charge.

(en audio on peut considérer globalement que les basses fréquences sont situés en dessous de 400Hz, medium entre 1kHz et 2kHz et les aigues supérieures a 2kHz).

- L'interrupteur k4 permet de découpler la cathode et d'empêcher les variations brutales de la tension de polarisation.
 - L'interrupteur k3 sert quand a lui a augmenter fortement le courant d'anode en dépis de l'amplification et en coupant les hautes fréquences.
- Une étude plus complète est faite dans l'analyse de FS15.



Quand le potentiomètre de 500k est d'une valeur :

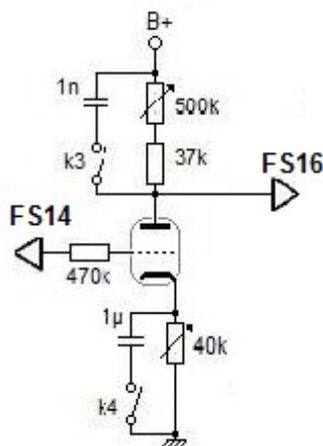
- très faible : le courant est fort (3,6mA max), le gain de l'étage est faible, mais le signal n'est pas trop distordu.
- forte : le courant est faible, le gain de l'étage est élevé mais en contrepartie le signal de sortie présente une alternance très étroites et une autre plus large (caractéristique de la présence d'harmonique de rang 2)

Quand le potentiomètre de 40k est d'une valeur :

- très faible : On polarise pour un courant d'anode assez élevé et on devrait observer la blocking distorsion.
- forte : On polarise pour un courant d'anode le plus faible et on devrait observer la distorsion de cut off.

Le condensateur de 22n sert à enlever la tension continue issue de l'alimentation et le potentiomètre de 1M à doser la quantité de signal qui ira à l'étage suivant.

FS15: 3ème étage amplificateur



Les condensateurs ne jouent aucun rôle en régime statique (c'est à dire en continu) et donc sur le courant de repos du tube. Celles ci influencent uniquement l'amplification et le contenu harmonique du signal de sortie.

Soit :

- Ra l'association série de la résistance de 37k et du potentiomètre de 500k
- Rk le potentiomètre de 25k
- Ca le condensateur de 1n
- Ck le condensateur de 1µ

Comme on l'avait déterminé précédemment :

$$A = \frac{U_s}{U_e} = \frac{-\mu \cdot Z_a}{Z_a + R_i + Z_k(\mu + 1)}$$

Le terme de gain est négatif correspondant à un signal d'entrée et de sortie en opposition de phase. Sur l'étage précédent, on a traité une alternance du signal : cet étage ci va donc permettre de traiter l'autre alternance.

Si les interrupteurs :

-k3 et k4 sont ouverts : $Z_a = R_a$ et $Z_k = R_k$ (aucun filtrage ne se fait)

-k3 est ouvert et k4 fermé : $Z_a = R_a$ et $Z_k = \frac{R_k}{\sqrt{1 + (R_k C_k \omega)^2}}$

L'amplification est maximale quand Z_k est minimale c'est à dire quand $\omega \rightarrow \infty$.

On a formé un filtre passe haut dont la fréquence de coupure a été déterminé dans la première partie :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_k C_k} \sqrt{\left(\frac{(\mu + 1) R_k}{(R_i + R_a)(\sqrt{2} - 1)}\right)^2 + 1}$$

Si la fréquence de coupure est faible, l'amplification peut s'écrire plus simplement :

$$A = \frac{U_s}{U_e} = \frac{-\mu \cdot R_a}{R_a + R_i}$$

Dans ce cas, l'amplification est maximale.

Il a été vu que cela améliore la dynamique du signal de sortie.

-k3 est fermé et k4 est ouvert :
$$Z_a = \frac{R_a}{\sqrt{1 + (R_a C_a \omega)^2}}$$

A est max quand Z_a est max, c'est à dire quand $\omega \rightarrow 0$.

On forme donc un filtre passe bas dont la fréquence de coupure a également été déterminé dans la première partie :

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_a R_a} \sqrt{\left[\frac{(\sqrt{2}-1) R_a}{R_i + R_k (\mu+1)} \right]^2 - 1}$$

Dans les fréquences audio l'impédance du condensateur n'est pas négligeable devant la résistance d'anode (à 1kHz l'impédance du condensateur est de 160k).

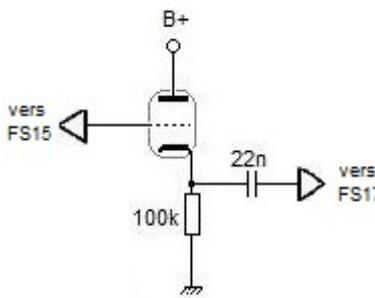
Pratiquement ce condensateur sert à éviter les bourdonnements dans les aiguës pouvant apparaître lorsqu'on distord le signal d'entrée.

-k3 et k4 sont fermés :
$$Z_a = \frac{R_a}{\sqrt{1 + (R_a C_a \omega)^2}} \quad \text{et} \quad Z_k = \frac{R_k}{\sqrt{1 + (R_k C_k \omega)^2}}$$

A est max ni quand $\omega \rightarrow 0$ ni quand $\omega \rightarrow \infty$

Ce circuit permet de l'étude précédente à la fois de garder une tension de polarisation fixe et de filtrer les aiguës.

FS16 : adaptation en impédance

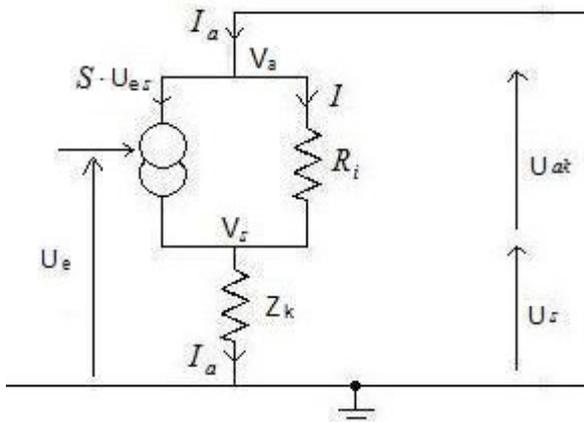


Cet étage est en couplage direct, c'est à dire que l'on reçoit la composante continu du signal issue de l'étage de gain précédent.

Nous allons déterminer l'impédance de sortie ainsi que l'amplification.

Détermination de l'amplification :

Schéma équivalent en statique :



$$I_a = S \cdot U_{es} + \frac{V_{as}}{R_i} \quad \text{comme } \mu = R_i \cdot S$$

$$\implies R_i \cdot I_a = \mu V_e - \mu V_s - V_s$$

comme $I_a = V_s / Z_k$

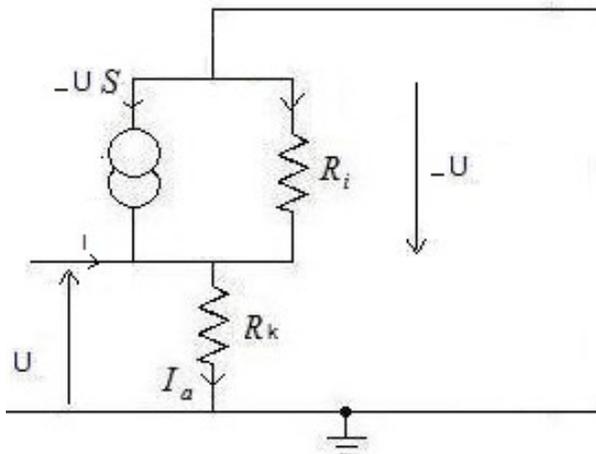
$$V_s \left(\frac{R_i}{R_k} + \mu + 1 \right) = \mu V_e$$

$$A = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\mu}{\frac{R_i}{R_k} + \mu + 1}$$

or $\frac{R_i}{R_k} + 1 \ll \mu$ donc $A \approx 1 \implies$ le signal d'entrée et le signal de sortie sont semblables.

détermination de l'impédance de sortie :

Le calcul ce fait pour $V_e=0$ et $V_k=U$

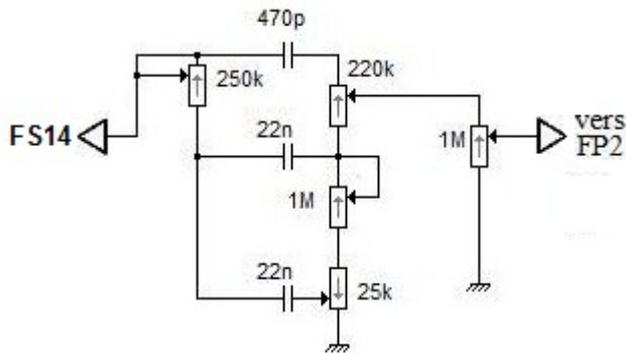


$$I - U \cdot S - \frac{U}{R_i} = \frac{U}{R_k}$$

$$U \left(\frac{1}{R_k} + \frac{\mu}{R_i} + \frac{1}{R_i} \right) = I$$

$$Z_{sortie} = \frac{U}{I} = \frac{R_i R_k}{(\mu + 1) R_k + R_i}$$

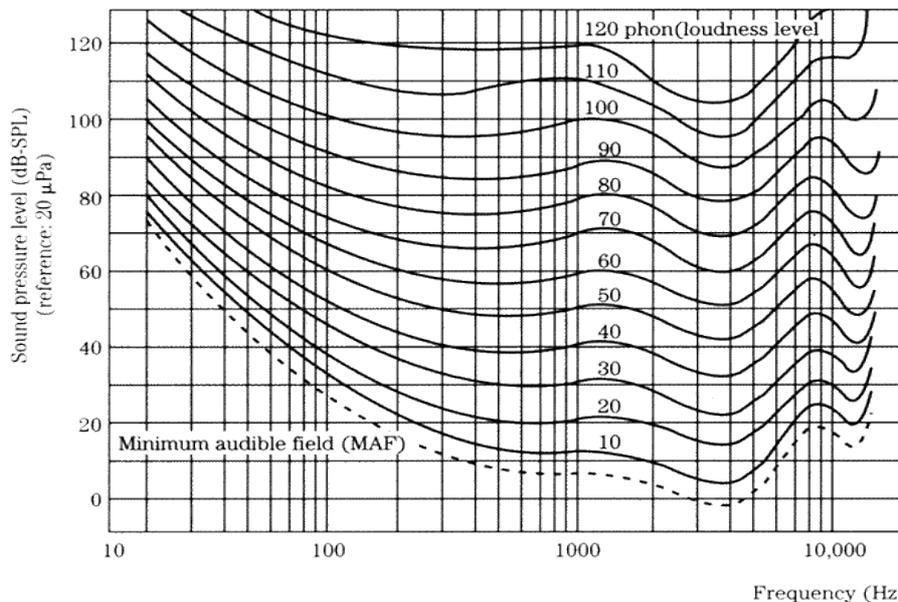
FS17 : 2ème correcteur de tonalité ou tone-stack



Cette fonction détermine plus finement le contenu harmonique du signal qui sera transmis à l'amplificateur de puissance (FP2).

Notre oreille n'est pas sensible de la même manière à toutes les fréquences du spectre sonore audible (20Hz ..20kHz), comme en témoigne les courbes de Robinson et Dadson qui sont les courbes reliant le niveau sonore d'un son et sa fréquence en fonction de la sensation auditive exprimée en "phones".

De son observation, il semble approprié de faire un correcteur de tonalité possédant un creux dans les fréquences médiums.



Le correcteur de tonalité doit aussi comporter un creux dans les basses fréquences car les hauts parleurs utilisés ne sont pas adaptés.

Le filtre audio présenté est passif, et, est constitué de cellule RC.

On n'utilise pas de bobines car elles sont chères et engendrent des phénomènes électromagnétiques pouvant perturber le circuit.

Le logiciel tonestack calculator nous a permis d'appréhender l'influence de chaque composant du correcteur de tonalité en visualisant son action sur le diagramme de Bode.

Le passage du signal par ce circuit va fortement faire baisser son gain :

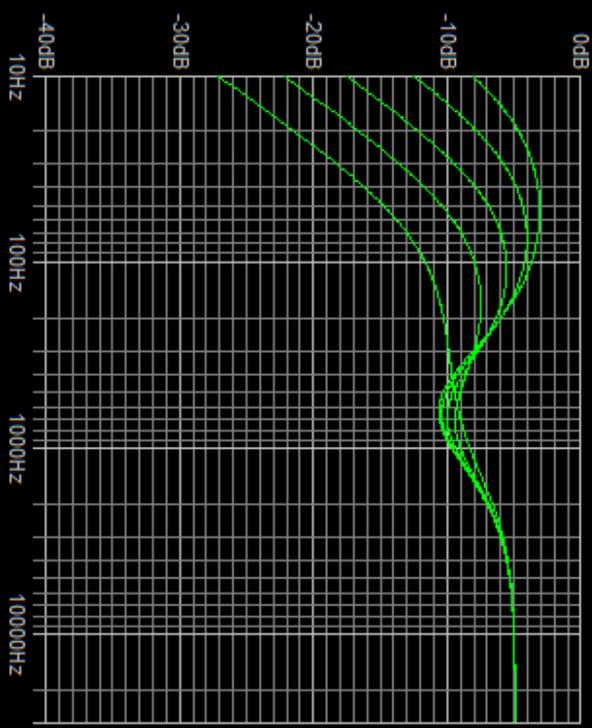
-environ -12dB quand tous les potentiomètres sont à mi-course, ce qui correspond au quart de l'amplitude du signal d'entrée.

-environ -8dB quand tous les potentiomètres sont au maximum, ce qui correspond à un peu moins de la moitié de l'amplitude du signal d'entrée.

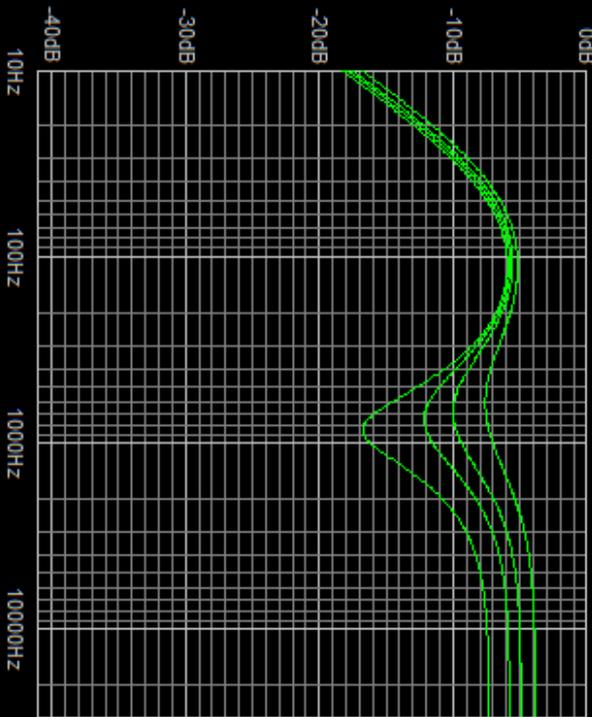
On a tracé les diagrammes de Bode du correcteur de tonalité en faisant varier les potentiomètres de basse, médium et treble.

Le potentiomètre de :
-basse agit sur des fréquences inférieures à 400Hz
-medium agit sur des fréquences entre 300Hz et 2kHz
-treble agit sur les fréquences supérieures à 1kHz

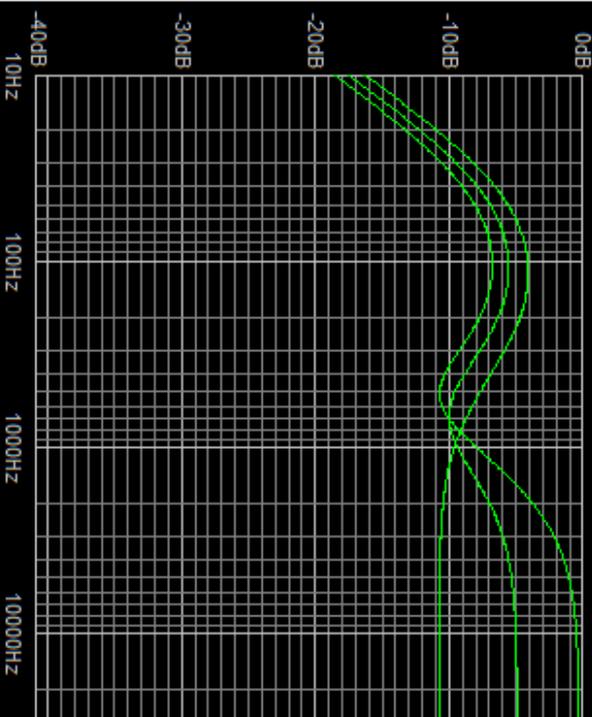
Basse



Medium



Treble



Conclusion :

Dans le domaine de l'audio, on distingue l'amplification musical dont le but est de créer une distorsion apportant une coloration plaisante au signal, et l'amplification destinée à la HIFI où le but est de minimiser la distorsion harmonique de par l'utilisation de circuit spécifique comme le SRPP.

L'observation de schémas plus élaborés d'amplificateurs destinée à la guitare fait apparaître que la qualité du son qui est entièrement subjective dépend de trois facteurs :

- La gestion des différentes fréquences effectuée par un filtrage du signal en amont et en aval des étages de gain
- La gestion de la distorsion du signal en plaçant des points de polarisations adaptée à la couleur de son recherché.
- la qualité des composants.

Cependant l'obtention d'un son plaisant tient avant tout de l'expérimentation que de la théorie pure, et, on ne pourra attendre de notre projet des performances dignes de ceux mis dans le marché puisque la réalisation du schéma de notre projet n'a été que simplement théorique ; mais notre but n'étant pas d'avoir de bonne performance mais une compréhension physique du système, celui ci fera parfaitement l'affaire .

Dans des amplificateurs haut de gammes, on compte souvent au minimum 3 ou 4 double triodes dans la partie préamplification.