

PULTEC PC-10

Etude théorique avec PSPICE

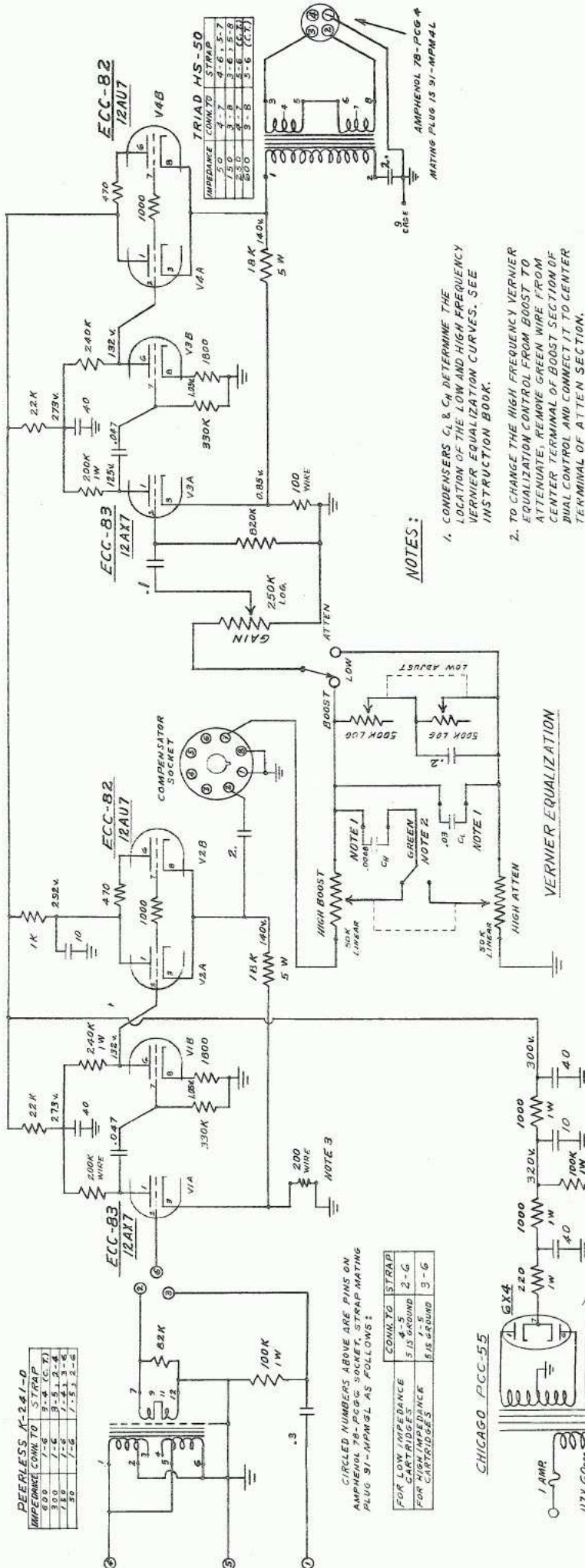
Le schéma d'origine

Le Pultec PC-10 est constitué des deux blocs amplificateurs quasi-identiques, entourant une correction LCR et un correcteur de tonalité dit « vernier equalization ».

Nous verront les différences entre les deux blocs amplificateurs qui, bien qu'étant quasi-identiques, présentent une petite différence.

A noter qu'en plus de la correction RIAA, le « vernier equalization » permet d'obtenir une multitude de courbes de correction, ce qui était utile pour lire les disques 78 tours qui ne disposaient pas de courbe de correction normalisées. Aujourd'hui, ce « vernier equalization » peut tout au plus servir de correcteur de tonalité, donc en vue d'obtenir une plus grande transparence (et aussi de simplifier la réalisation), on s'attachera à supprimer cette partie.

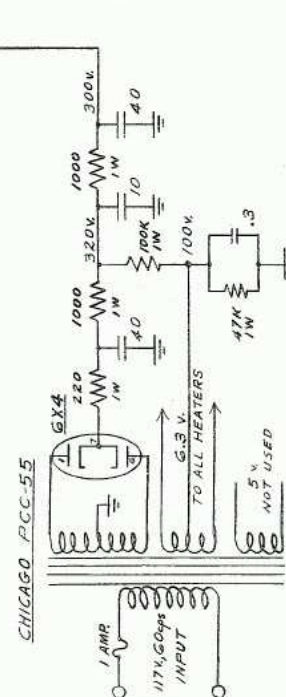
PEERLESS K-241-0	IMPEDANCE	CONK TO STRAP
6.0	1-6	9-4 (C, X)
7.5	1-6	9-5, 1-2, 4
10.0	1-6	9-5, 1-3, 6
15.0	1-6	9-5, 1-4, 6
20.0	1-6	9-5, 1-5, 6



IMPEDANCE	CONK TO STRAP
6.0	9-4
7.5	9-5, 1-2
10.0	9-5, 1-3
15.0	9-5, 1-4
20.0	9-5, 1-5

CIRCLED NUMBERS ABOVE ARE PINS ON AMPHENOL 78-PCGG SOCKET. STRAP MATING PLUG 91-MPMGL AS FOLLOWS:

CONK TO STRAP
FOR LOW IMPEDANCE CARTRIDGES 4-5
FOR HIGH IMPEDANCE CARTRIDGES 5-5 GROUND 2-6
5-5 GROUND 3-6



NOTES:

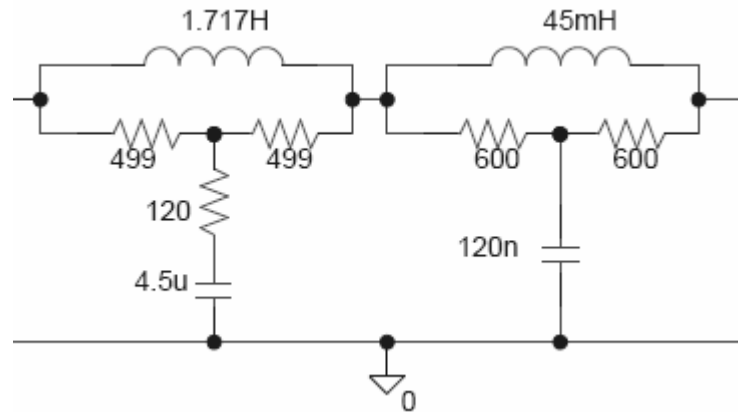
1. CONDENSERS C_L & C_H DETERMINE THE LOCATION OF THE LOW AND HIGH FREQUENCY VERNIER EQUALIZATION CURVES. SEE INSTRUCTION BOOK.
2. TO CHANGE THE HIGH FREQUENCY VERNIER EQUALIZATION CONTROL FROM BOOST TO ATTENUATE, REMOVE GREEN WIRE FROM CENTER TERMINAL OF BOOST SECTION OF DIAL CONTROL AND CONNECT IT TO CENTER TERMINAL OF ATTEN SECTION.
3. THIS RESISTOR CAN BE REDUCED TO INCREASE GAIN. SEE INSTRUCTION BOOK SECTION 5.
4. VOLTAGES SHOWN ARE TYPICAL AVERAGE VALUES READ ON 11 MEGOHM VOLTMETER WITH SIGNAL INPUT TERMINALS SHORTED.

PULSE TECHNIQUES, INC.
WEST ENGLEWOOD, N. J.
MODEL PC-10
AMPLIFIER
DWG. K-112,756-3

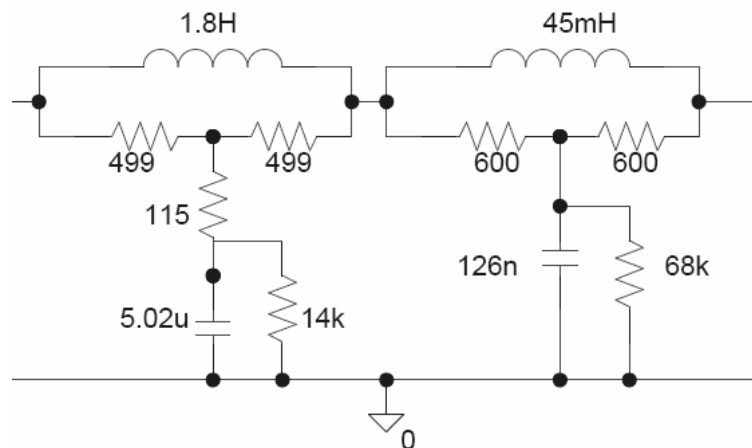
Le schéma d'origine

On constate que dans le schéma d'origine, il manque la partie du filtre RIAA, et pour cause : le Pultec PC-10 était prévu pour recevoir plusieurs filtres 600Ω enfichables dans un support octal.

Pour le filtre RIAA, on a le choix entre le « vrai » filtre normalisé de la Radio Industry American Association, et le filtre Tango, légèrement différent :



Le filtre RIAA d'origine



Le filtre Tango EQ-600

Quel que soit le filtre, il s'agit de filtre « théorique », car ils sont irréalisables en pratique : en pratique, une self a toujours une résistance série, qui est parfois loin d'être négligeable.

Dans le reste de cette étude, pour effectuer des simulations réalistes, on met en série avec les self une résistance représentant la résistance en courant continu de la self. Mais bien sûr, on compare la correction du Pultec avec la « vraie » correction RIAA théorique.

Le taux de réaction et la dynamique.

Sur le schéma d'origine, on remarque qu'une résistance fait l'objet d'une remarque « Note3 : this resistor can be reduced to increase gain ». Cette résistance (qui détermine le taux de réaction) est par ailleurs la seule différence entre le premier bloc amplificateur et le second. Le tableau suivant résume l'influence de cette résistance :

Résistance (ohm)	Gain relatif (dB) (0dB ~ R=200 ohm)	impédance de sortie (ohm)	Tension d'entrée de saturation (V)	Niveau correspondant en sortie (V)
100	+5.8	39	0.54	88.6
150	+2.4	29	0.8	89
200	0	25	1.05	89
250	-1.9	24	1.3	89
300	-3.5	24	1.55	89

Quel que soit le taux de réaction choisi, le niveau maximal de sortie avant saturation reste identique (90V environ). En revanche, cela a une influence sur le gain et l'impédance de sortie : par exemple, réduire la résistance de 200 ohm à 100 ohm augmente le gain de près de 6dB (+5.8dB exactement), mais augmente aussi l'impédance de sortie de 25 à 39 ohm. On comprend maintenant la différence entre le premier bloc et le second : dans le premier, il importe d'avoir une impédance de sortie faible pour attaquer le filtre 600 ohm dans de bonnes conditions. Dans le second bloc, il n'y a pas cette contrainte (le primaire du transformateur de sortie est égal à 20Kohm), on peut donc préférer un gain plus important.

Dynamique

Dynamique à 1KHz (100 ohm)

Tension d'entrée (V)	Niveau correspondant en sortie (V)	Gain
0.5	83.172	166.344
0.1	16.7848	167.848
0.05	8.397	167.940
0.01	1.6805	168.050
0.005	0.84032	168.064

Dynamique à 1KHz (200 ohm)

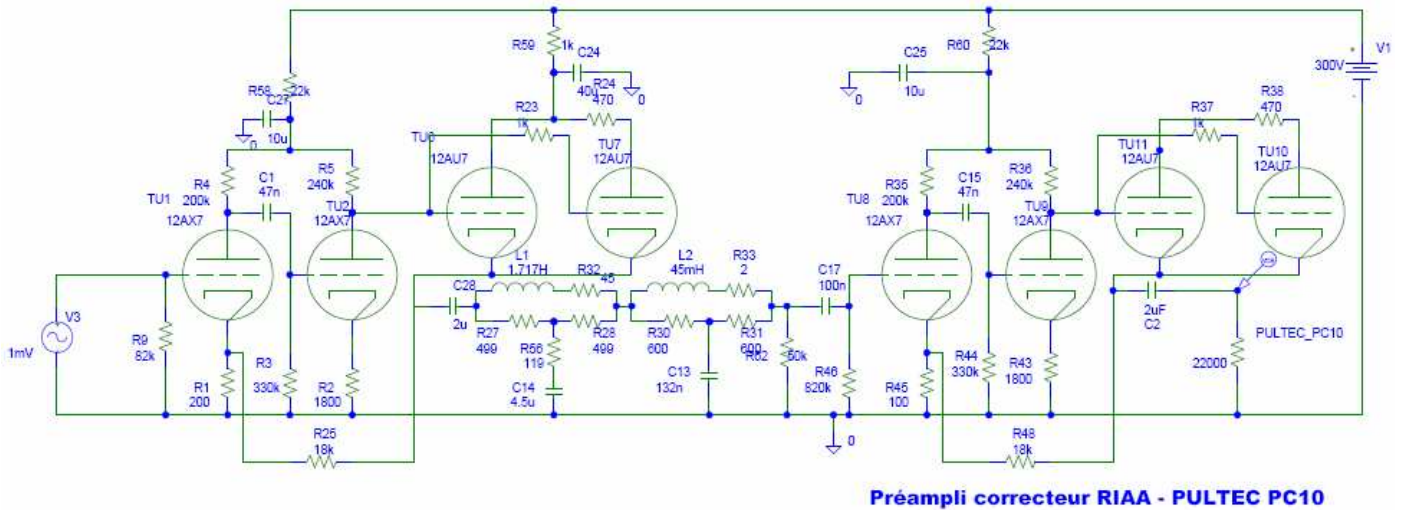
Tension d'entrée (V)	Niveau correspondant en sortie (V)	Gain
1	85.8228	85.823
0.5	43.050	86.100
0.1	8.6307	86.307
0.05	4.3166	86.332
0.01	0.86351	86.351
0.005	0.431767	86.353

On voit sur la simulation que le Pultec PC-10 respecte la dynamique (pas d'effet compresseur ni expenseur notable).

A la recherche de l'extrême grave

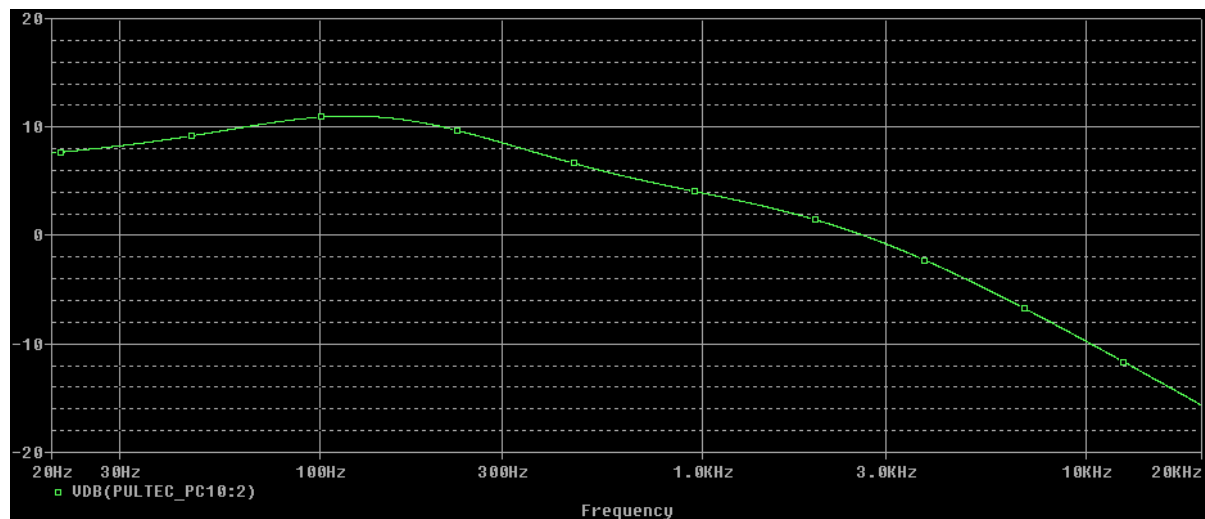
Dans cette étude, on supprime le « vernier equalization » et on le remplace par sa résistance minimale, 50k Ω . L'étude se fait avec PSPICE v9.1.

Voici le schéma d'origine (sauf le « vernier equalization », qui est supprimé) :



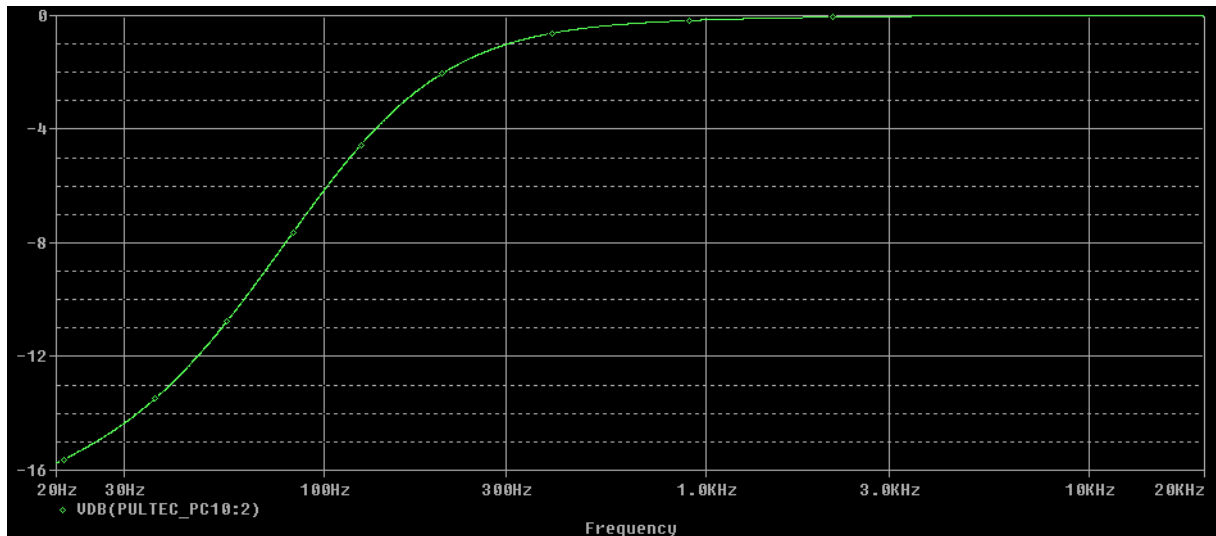
Essai N°1 (schéma d'origine privé du « vernier equalization »)

et voici la courbe obtenue avec le schéma ci-dessus :



correction RIAA du schéma d'origine privé du « vernier equalization »

Horreur ! On observe une atténuation considérable dans le grave. Visiblement, il y a un problème... Augmenter la résistance de charge de 50k Ω ne change rien, même en allant jusqu'à la supprimer.



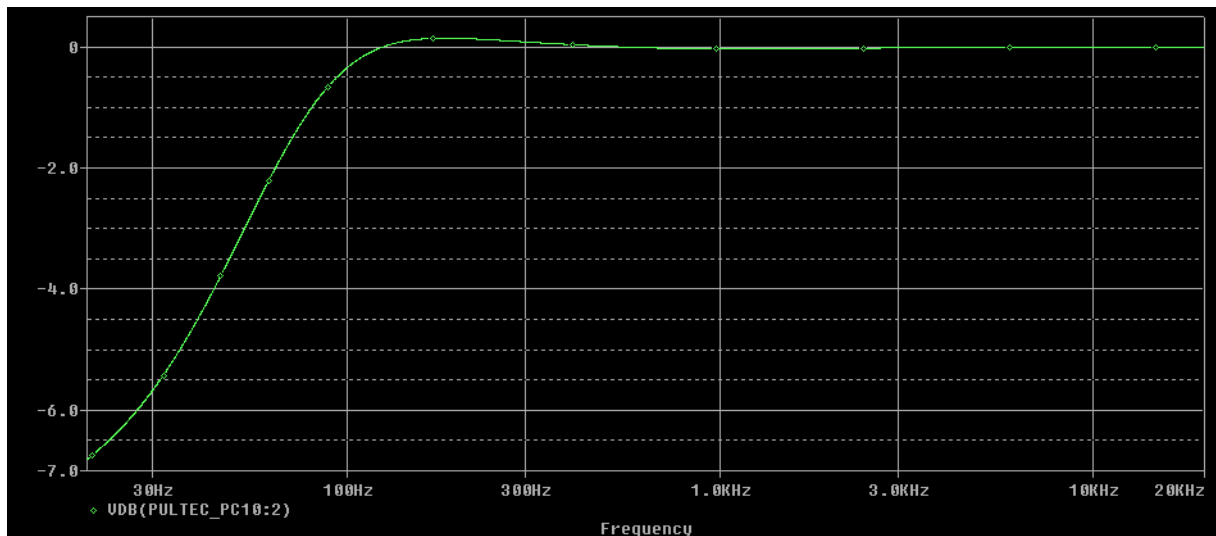
Ecart avec la courbe RIAA théorique (schéma d'origine privé du « vernier equalization »). L'atténuation dans le grave dépasse 15dB à 20Hz, et débute dès 300Hz.

C'est au vu de cette courbe qu'on comprend l'intérêt du « vernier equalization » : il faut en effet sérieusement booster le grave !

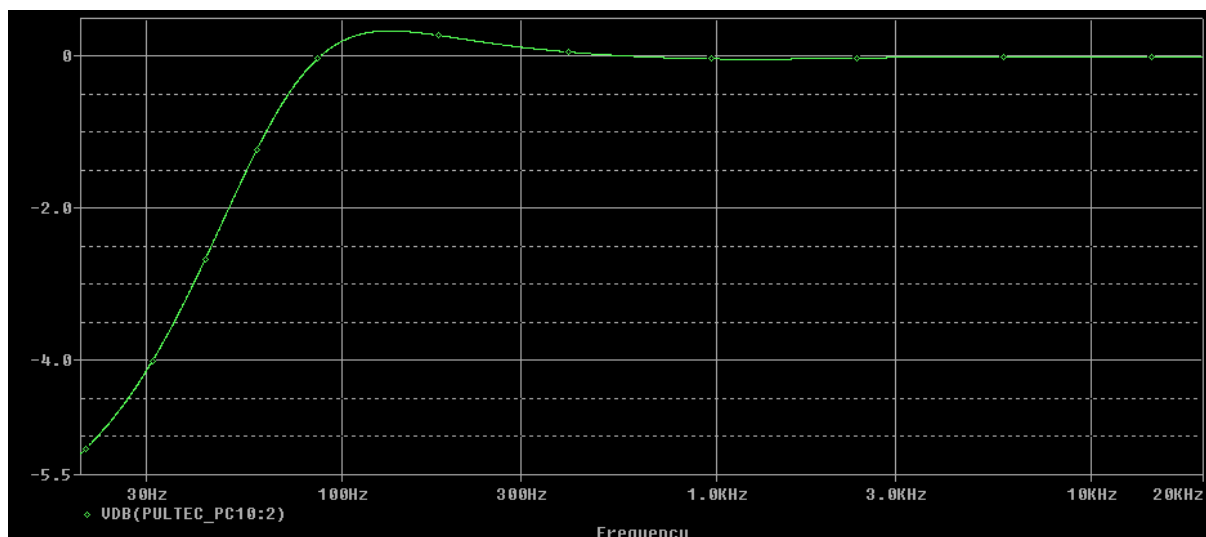
Le reste de cette étude va consister maintenant à trouver un moyen de remonter le grave, pour coller au plus près de la courbe RIAA théorique.

Essai N2 (C28 = 20μF, 200μF, 2000μF, 20000μF)

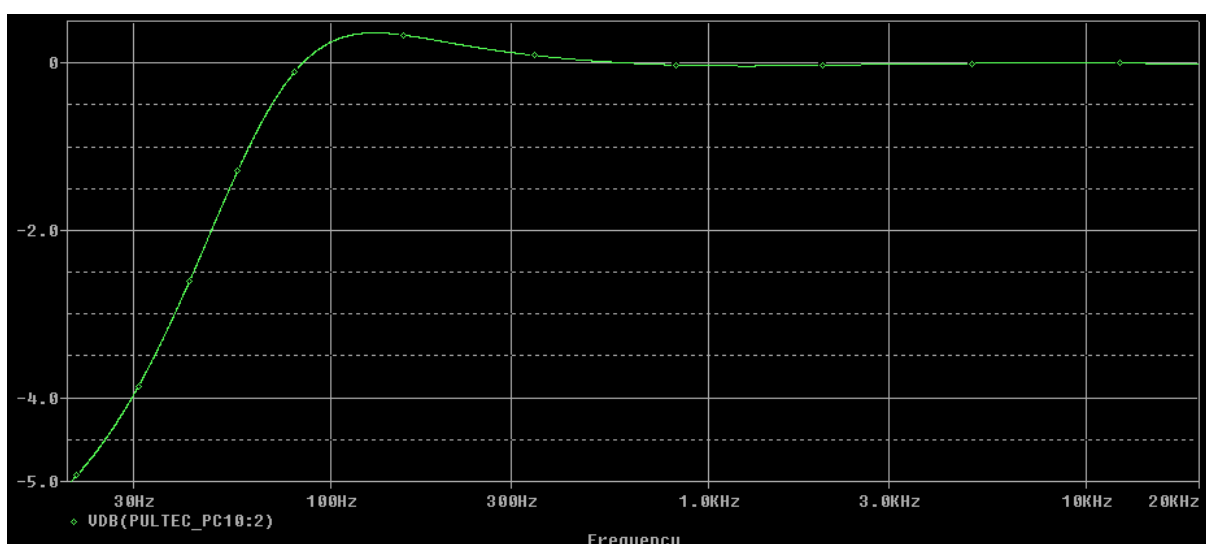
En fait, on s'aperçoit que c'est le condensateur C28 (liaison entre la première 12AU7 et le filtre RIAA) qui limite l'étendue dans le grave. Augmentons donc ce condensateur de liaison C28, avec des valeurs de 20μF, 200μF, 2000μF et même 20000μF (!), pour voir ce que cela donne :



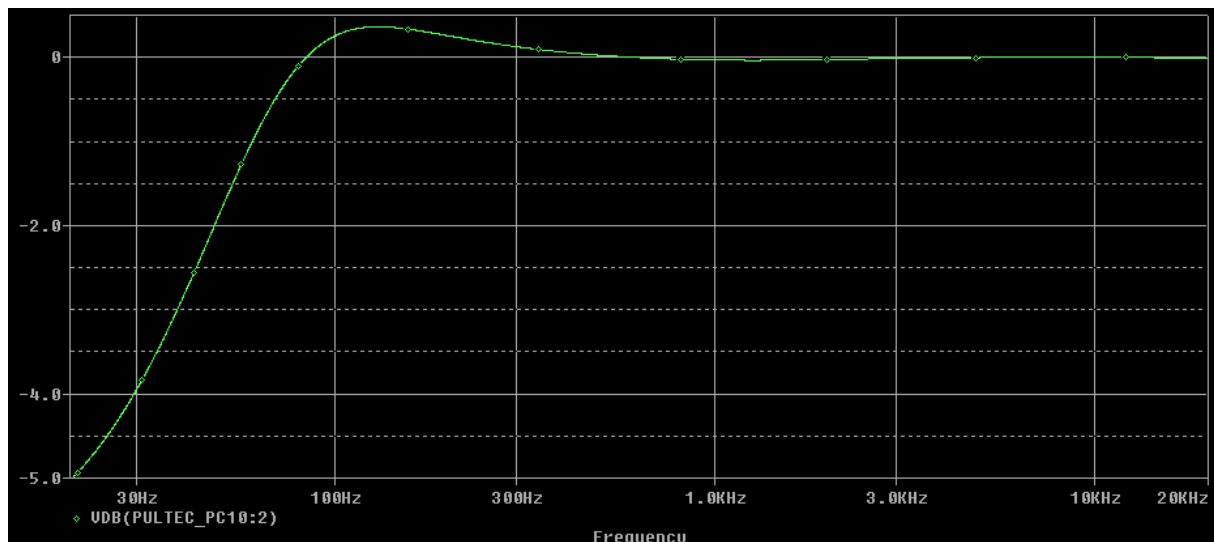
Ecart avec la courbe RIAA théorique (schéma d'origine privé du « vernier equalization », avec C=20μF au lieu de 2μF). L'atténuation dans le grave dépasse - 6.5dB à 20Hz, avec une bosse (+0.15dB) vers 200Hz.



Ecart avec la courbe RIAA théorique (schéma d'origine privé du « vernier equalization », avec $C=200\mu\text{F}$ au lieu de $2\mu\text{F}$). L'atténuation dans le grave dépasse -5dB à 20Hz, avec une bosse (+0.33dB) à 135Hz.



Ecart avec la courbe RIAA théorique (schéma d'origine privé du « vernier equalization », avec $C=2000\mu\text{F}$ au lieu de $2\mu\text{F}$). L'atténuation dans le grave est de -5dB à 20Hz, avec une bosse (+0.35dB) à 130Hz.

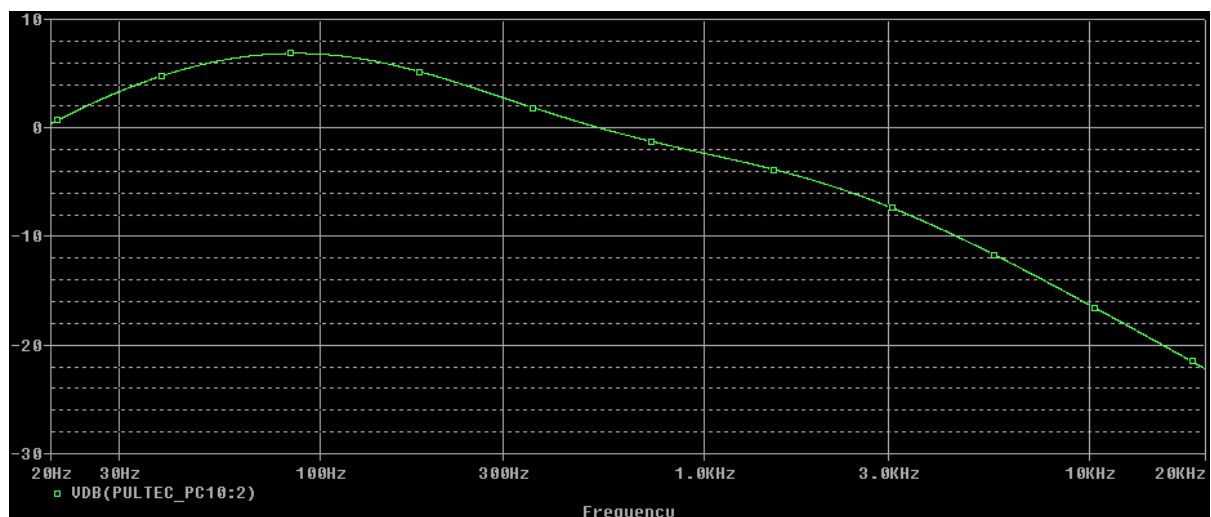


Ecart avec la courbe RIAA théorique (schéma d'origine privé du « vernier equalization », avec $C=20000\mu\text{F}$ au lieu de $2\mu\text{F}$). L'atténuation dans le grave est de -5dB à 20Hz, avec une bosse (+0.36dB) à 130Hz.

On constate donc avec regret que même avec une valeur totalement déraisonnable en pratique de $20000\mu\text{F}$, l'atténuation dans l'extrême grave reste conséquente. De plus, une légère bosse dans le haut-grave n'arrange pas la situation, créant un effet de masque pour les fréquence inférieures. Il faut donc chercher la solution ailleurs.

Essai N°3 ($R_c=600\ \Omega$, $C_{28}=2\mu\text{F}$)

Le filtre RIAA est prévu pour fonctionner avec une charge $600\ \Omega$ derrière le filtre, voyons donc ce qui se passe avec une charge de $600\ \Omega$ derrière le filtre (la résistance $50\text{k}\ \Omega$ est remplacée par $600\ \Omega$), et le condensateur C_{28} à sa valeur d'origine, $2\mu\text{F}$:



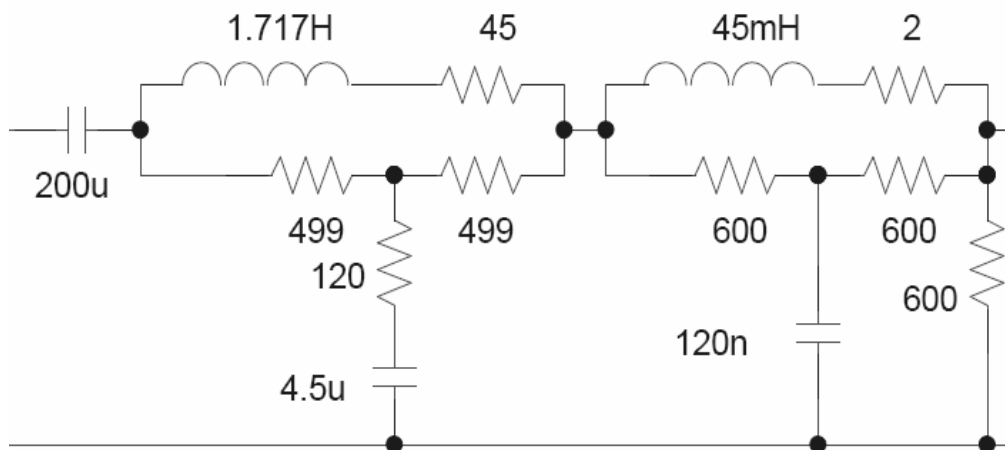
Correction RIAA du schéma d'origine privé du « vernier equalization », avec $R=600$ au lieu de 50K d'origine. Forte atténuation du grave.



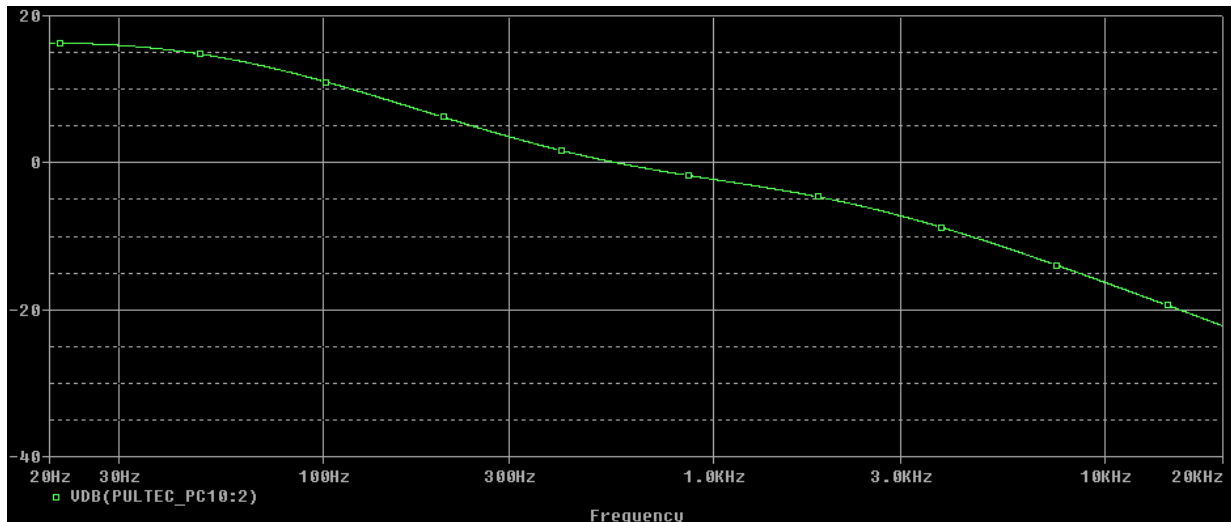
Ecart avec la courbe RIAA théorique avec $C=2\mu\text{F}$ et $R=600\Omega$. Ce n'est pas fameux... outre une baisse de niveau de 6dB par rapport à $R=50\text{K}\Omega$, l'atténuation dans le grave dépasse -17dB à 20Hz par rapport à 1KHz (pris ici comme référence 0dB).

Essai N°4 ($R_c=600\Omega$, $C_{28}=200\mu\text{F}$)

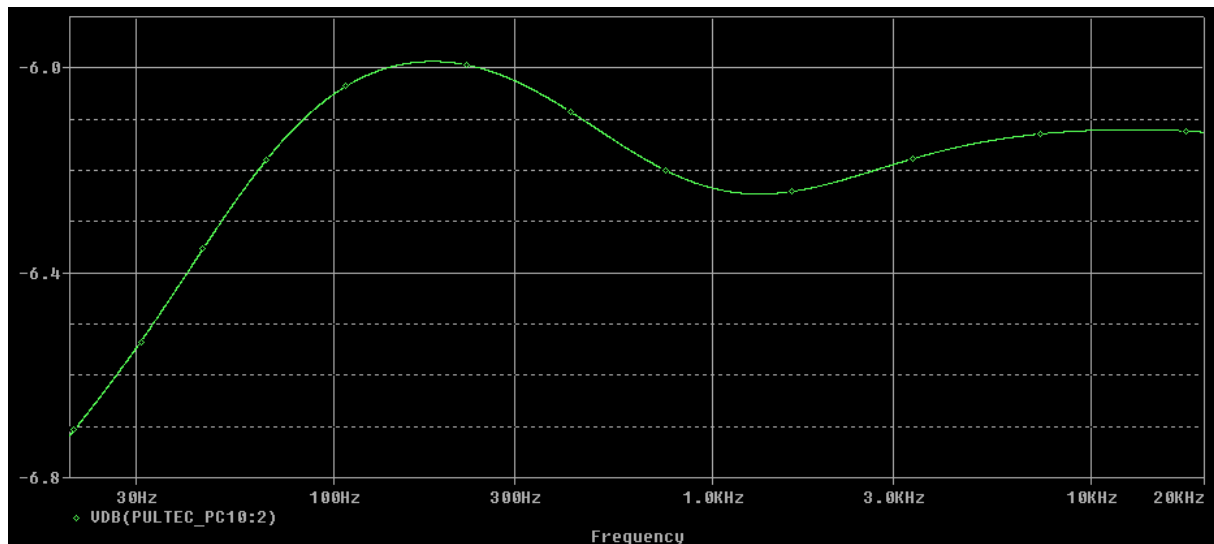
Mais en revanche, avec cette charge de 600Ω derrière le filtre, et le condensateur C_{28} à une valeur portée à $200\mu\text{F}$, le résultat est correct :



Extrait du schéma avec $C_{28}=200\mu\text{F}$ et $R_{\text{charge}} = 600\Omega$ derrière le filtre



La courbe RIAA obtenue avec $C_{28}=200\mu\text{F}$ et $R_{\text{charge}} = 600\Omega$ derrière le filtre.

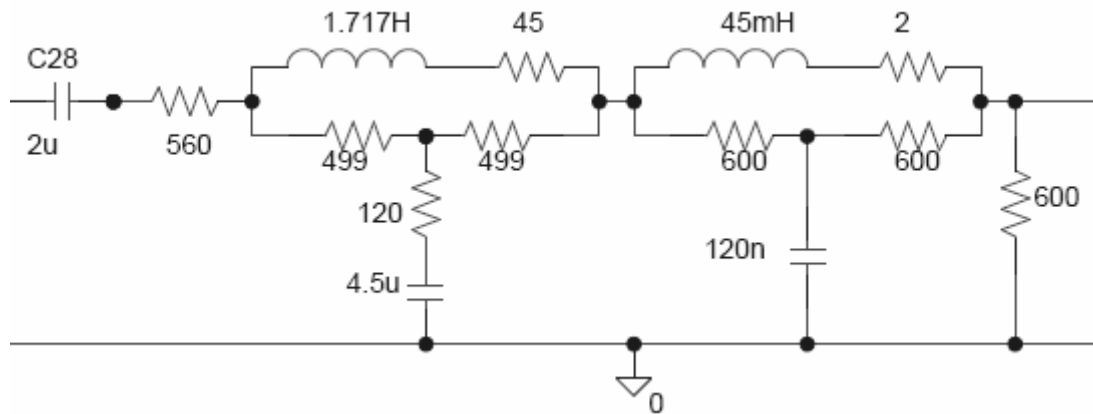


Ecart avec la courbe RIAA théorique pour $C_{28}=200\mu\text{F}$, $R_{\text{charge}} = 600\Omega$ derrière le filtre. Notez l'échelle : malgré les apparences, la courbe obtenue est très plate, puisqu'elle tient dans $\pm 0.35\text{dB}$. Par rapport à $R_{\text{charge}} = 50\text{K}\Omega$, on a toujours une perte de 6dB avec $R_{\text{charge}}=600\Omega$.

Ouf, voilà une solution ! Mais cependant, cette solution n'est pas très satisfaisante, car d'une part on perd 6dB en niveau, d'autre part le cathode follower se retrouve avec une charge contraignante (600Ω , c'est bas pour un cathode follower de ECC82), et enfin cela implique de mettre comme condensateur de liaison un modèle électrochimique, dont la réputation en audio est désastreuse... Il faut continuer de chercher !

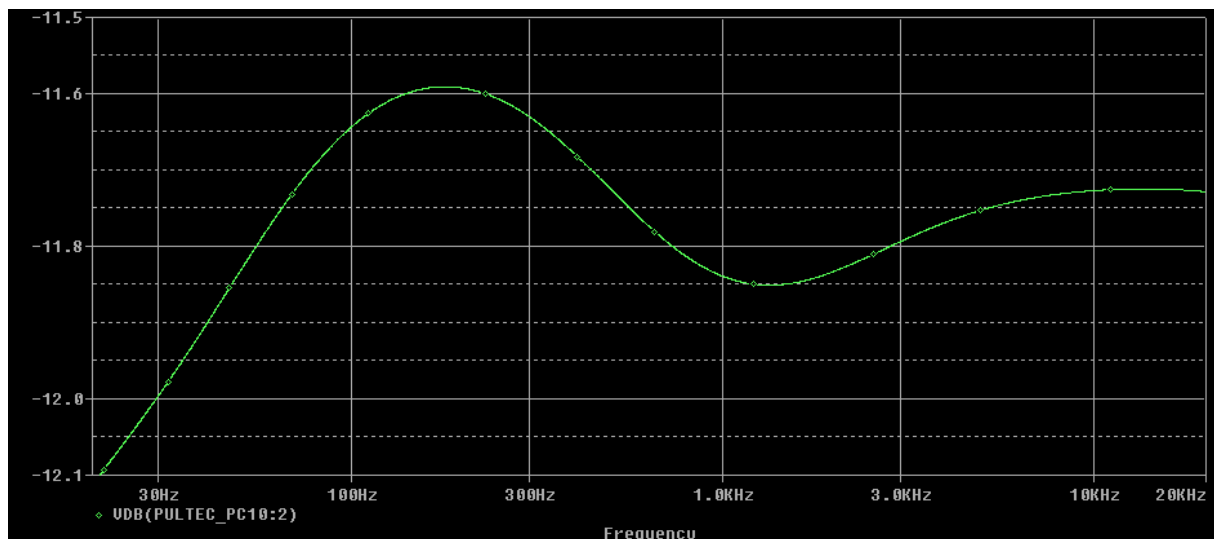
Essai N°5 ($R_a=R_c=600\Omega$, $C_{28}=2\mu\text{F}$)

Si on lit bien la norme RIAA, on a une piste : le filtre RIAA doit être chargé par 600Ω , mais aussi être attaqué par 600Ω ! Voyons ce que cela donne (on introduit une résistance de 560Ω pour tenir compte de l'impédance de sortie du premier étage, qui est entre 25 et 40Ω).



Extrait du schéma testé avec $C28=2\mu\text{F}$, $R_{\text{charge}} = 600\Omega$ derrière le filtre, et $R_{\text{attaque}} = 560\Omega$ devant le filtre

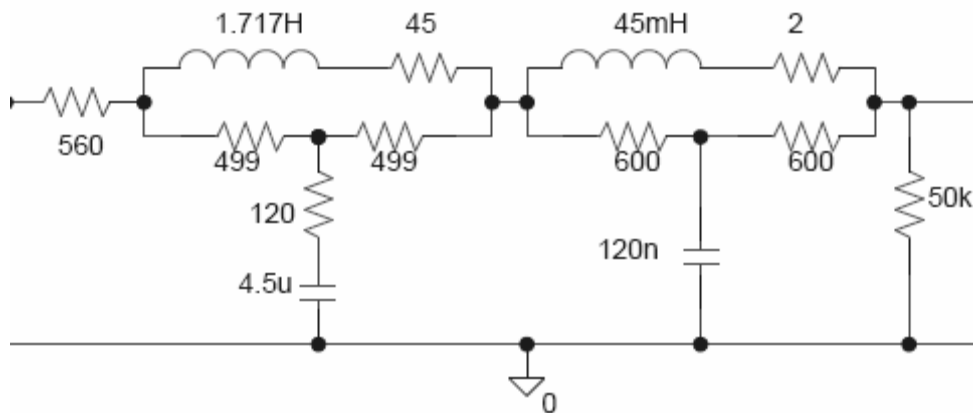
La courbe obtenue avec $C28=2\mu\text{F}$, $R_{\text{charge}} = 600\Omega$ derrière le filtre, et $R_{\text{attaque}} = 560\Omega$ devant le filtre présente une chute importante dans le grave, mais qui est rattrapée si on remplace $C28$ par $200\mu\text{F}$ (courbe ci-dessous) :



Ecart avec la courbe RIAA théorique pour $C28=200\mu\text{F}$, $R_{\text{charge}} = 600\Omega$ derrière le filtre et $R_{\text{attaque}} = 560\Omega$ devant le filtre. Notez l'échelle : malgré les apparences, la courbe obtenue est très plate, puisqu'elle tient dans $\pm 0.25\text{dB}$
 Très bon résultat, mais c'est au détriment du niveau : on perd 12dB !

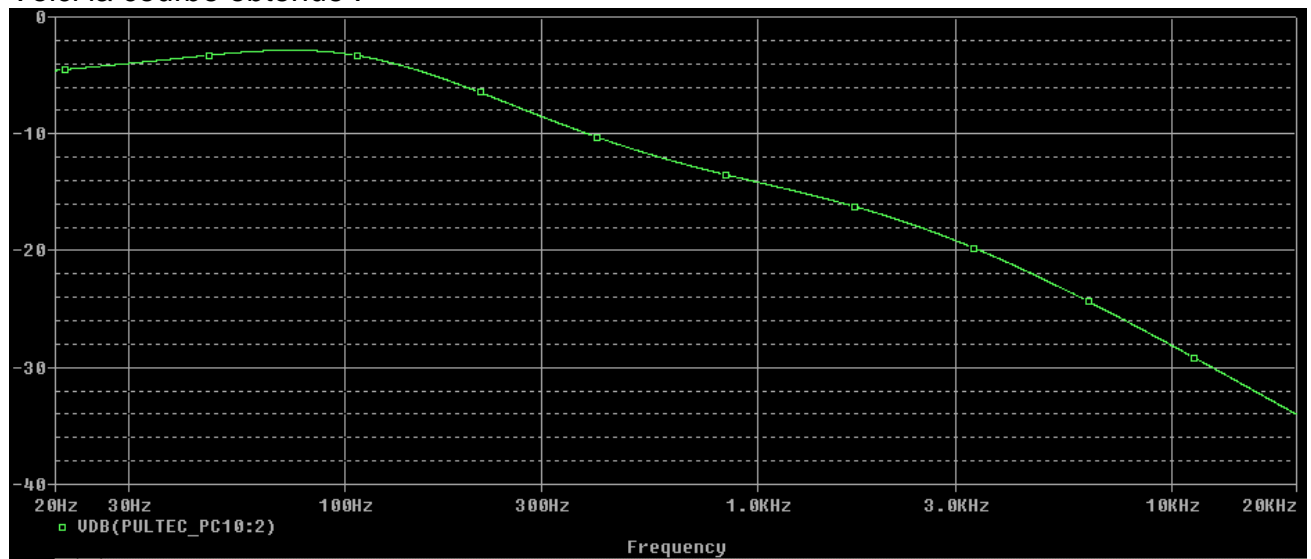
Essai N6 ($R_a=600\ \Omega$, $R_c=50K\ \Omega$, $C_{28}=2\ \mu F$)

Tiens tiens, il y a une configuration non testée, celle-ci :



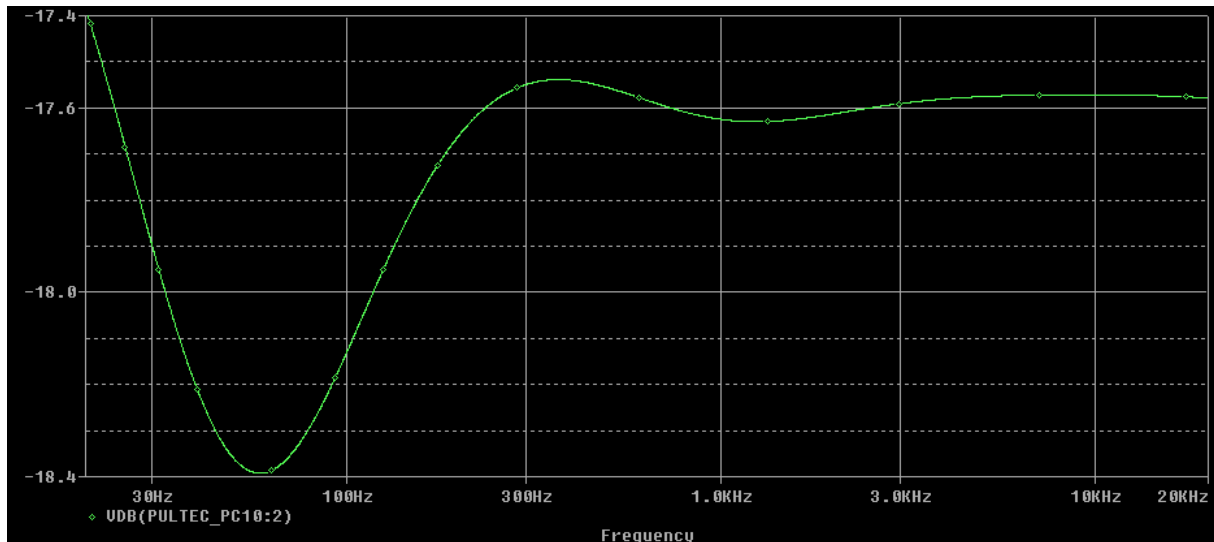
Extrait du schéma testé avec $C_{28}=2\ \mu F$, $R_{charge} = 50k\ \Omega$ derrière le filtre, et $R_{attaque} = 560\ \Omega$ devant le filtre

Voici la courbe obtenue :



Courbe avec $C_{28}=2\ \mu F$, $R_{charge} = 50k\ \Omega$ derrière le filtre, et $R_{attaque} = 560\ \Omega$ devant le filtre

Pas terrible, mais c'est mieux que sans la résistance de 560 ohm, il est donc tentant d'augmenter cette résistance, pour voir. Avec $R_{attaque} = 4000\ \Omega$, et $C_{28}=2\ \mu F$, on obtient une courbe RIAA à $\pm 0,5\text{dB}$ sur la bande 20-20000Hz, ce qui est correct :



Ecart avec la courbe RIAA théorique pour $C_{28}=2\mu\text{F}$, $R_{\text{charge}} = 50\text{k}\Omega$ derrière le filtre, et $R_{\text{attaque}} = 4\text{k}\Omega$ devant le filtre. Notez l'échelle : malgré les apparences, la courbe obtenue est très plate, puisqu'elle tient dans un canal de 1dB.

On a donc une solution qui s'approche de la courbe RIAA (à $\pm 0.5\text{dB}$), et qui ne fait pas intervenir de condensateur chimique en liaison, mais cela se traduit par une perte d'insertion importante (-18dB par rapport à $R_{\text{attaque}}=0\Omega$), donc la solution n'est pas vraiment idéale.

On peut sans doute trouver un compromis entre perte d'insertion et valeur de la capacité C_{28} : il existe (chez SCR, par exemple) des condensateurs MKP de plus de $80\mu\text{F}$, ce qui permet de diminuer la résistance d'attaque, et donc la perte d'insertion. Mais ces gros condensateurs ont en général un effet selfique à haute fréquence, en plus d'être encombrants et chers.

Bilan des essais

Résumons les essais effectués :

	Rattaque = 560Ω	Rattaque inexistante
Rcharge = 50kΩ	Mauvais avec 2μF et $R_a=560\Omega$, Correct avec 2μF et $R_a=4000\Omega$	Mauvais avec 2μF et 20μF, Pas terrible avec 200μF, 2000μF et 20000μF
Rcharge = 600Ω	Mauvais avec 2μF, Très bon avec 200μF	Mauvais avec 2μF, Bon avec 200μF

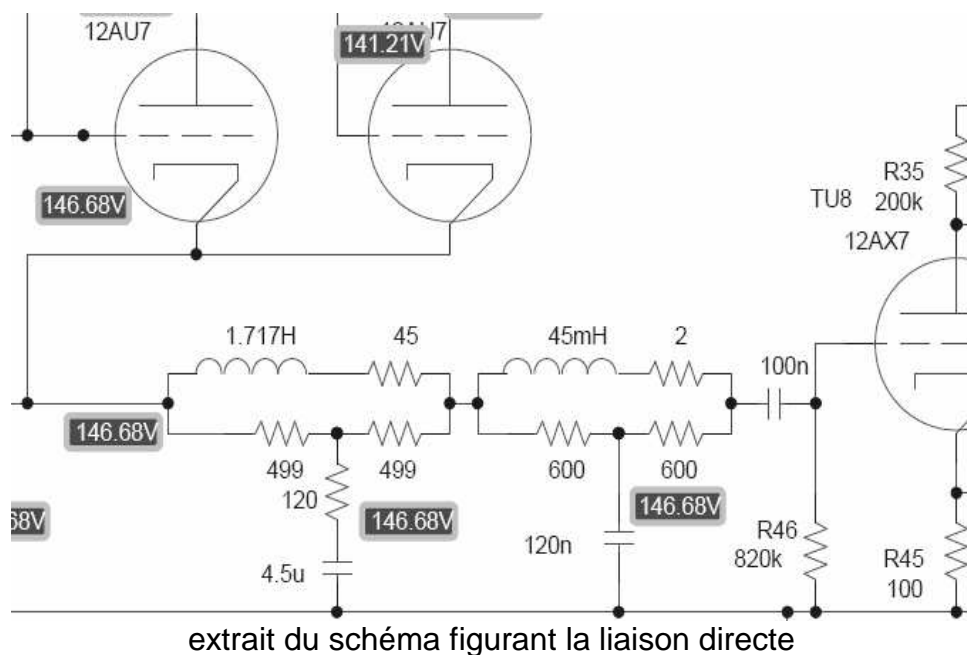
Il semble donc qu'il n'y ait pas de solution pleinement satisfaisante, sauf à utiliser un condensateur de forte valeur (donc électrochimique) et une charge de 600Ω, au prix d'une perte de 6dB par rapport à la charge 50KΩ.

Evolution du schéma

La solution consiste à chercher à supprimer ce condensateur C28 qui nous ennuie, afin d'avoir une liaison directe entre le 1^{er} étage et le filtre RIAA.

Cela n'est pas sans problème, vu que le condensateur C28 sert à isoler la sortie du cathode-follower (potentiel 146V) du filtre (relié à la masse via la résistance de charge).

Puisque le filtre est relié à la masse via la résistance de charge, supprimons cette résistance ! Le filtre est alors flottant, ce qui permet de supprimer du même coup C28 :

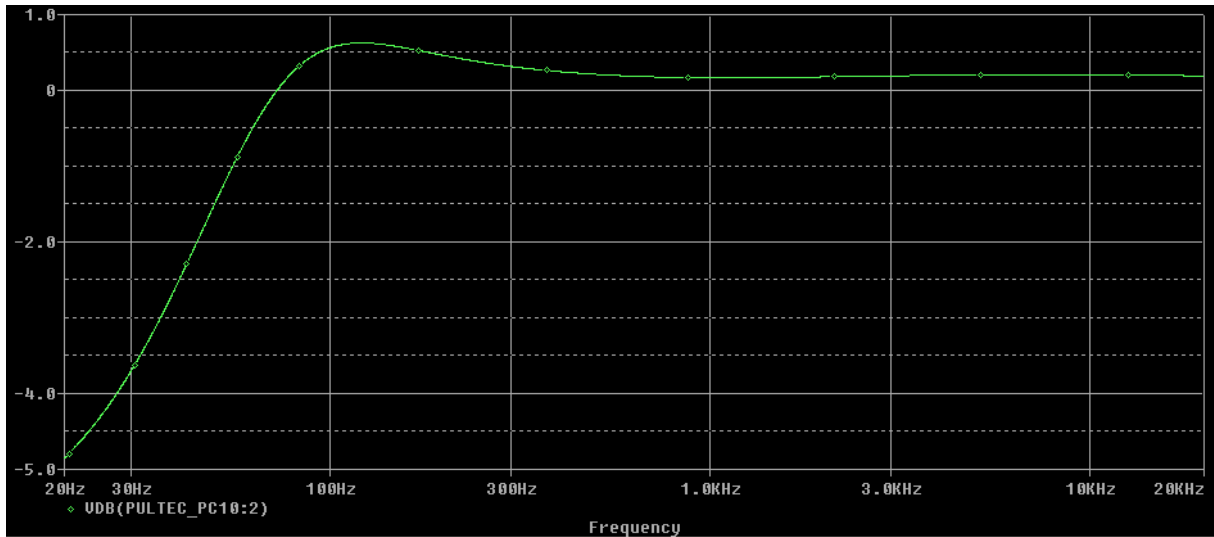


La résistance de charge du filtre est maintenant R46.

La suppression de C28 met le filtre au potentiel du cathode follower, c'est-à-dire 146V. Cela signifie que les condensateurs du filtre (4.5 μ F, 120nF) et le condensateur de liaison avec l'étage suivant (100nF) doivent maintenant supporter cette tension : alors qu'auparavant n'importe quelle tension de service convenait, il faut maintenant une tension de service minimale de 250V minimum (146Vdc + 90Vac + petite marge de sécurité), et de préférence 300V ou 400V, pour bénéficier d'une marge de sécurité plus confortable.

Mais cette petite contrainte a sa contrepartie : ces trois condensateurs sont maintenant polarisés, et ils aiment ça ! En effet, les condensateurs non polarisés voient des migrations de charge d'une armature à l'autre, en fonction du signal : une armature devient positive par rapport à l'autre, puis inversement. Cela conduit à des efforts dans un sens puis dans l'autre sur les armatures (c'est-à-dire une vibration), source de bruit et de distorsion sur les petits signaux. Lorsque les condensateurs sont polarisés, les efforts sur les armatures sont toujours dans le même sens, ce qui supprime toute velléité vibratoire des armatures, et c'est d'autant plus vrai que la polarisation est élevée par rapport aux signaux alternatifs, ce qui est justement le cas dans l'exemple qui nous intéresse...

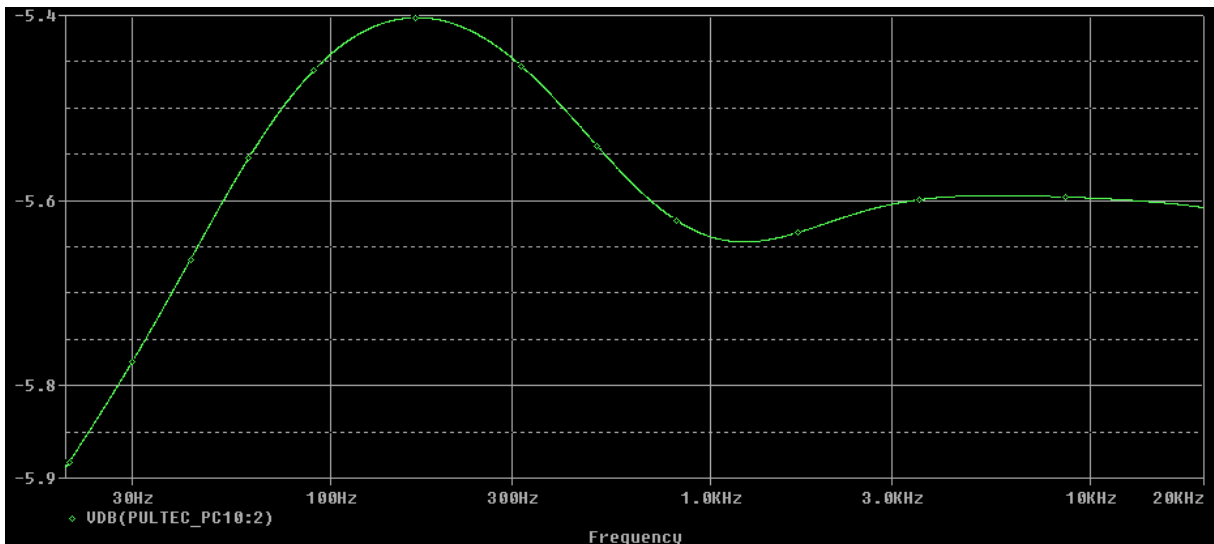
Ceci étant dit, voyons la courbe de réponse :



Courbe RIAA avec le schéma liaison directe, filtre RIAA d'origine.

On retrouve, sans grande surprise, l'allure de la courbe obtenue avec $C=20000\mu\text{F}$, avec ici une atténuation inférieure à -5dB à 20Hz , et une bosse de $+0.6\text{dB}$ à 125Hz . On a cependant fait l'économie d'un horrible condensateur électrochimique en liaison, ce qui n'est pas rien.

On peut maintenant refaire les mêmes essais concernant la résistance d'attaque, en commençant par 560ohm :

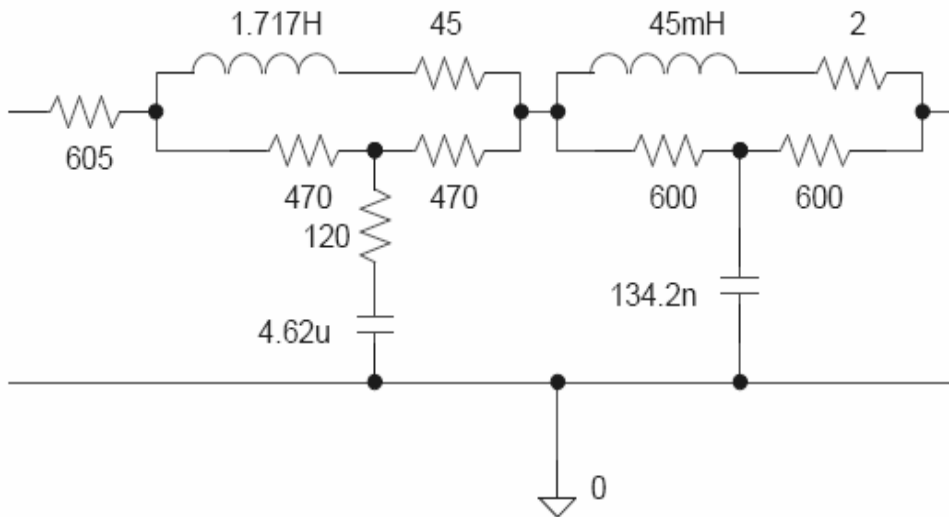


Ecart avec la courbe RIAA théorique, avec le schéma liaison directe, résistance d'attaque 560ohm , filtre RIAA d'origine.

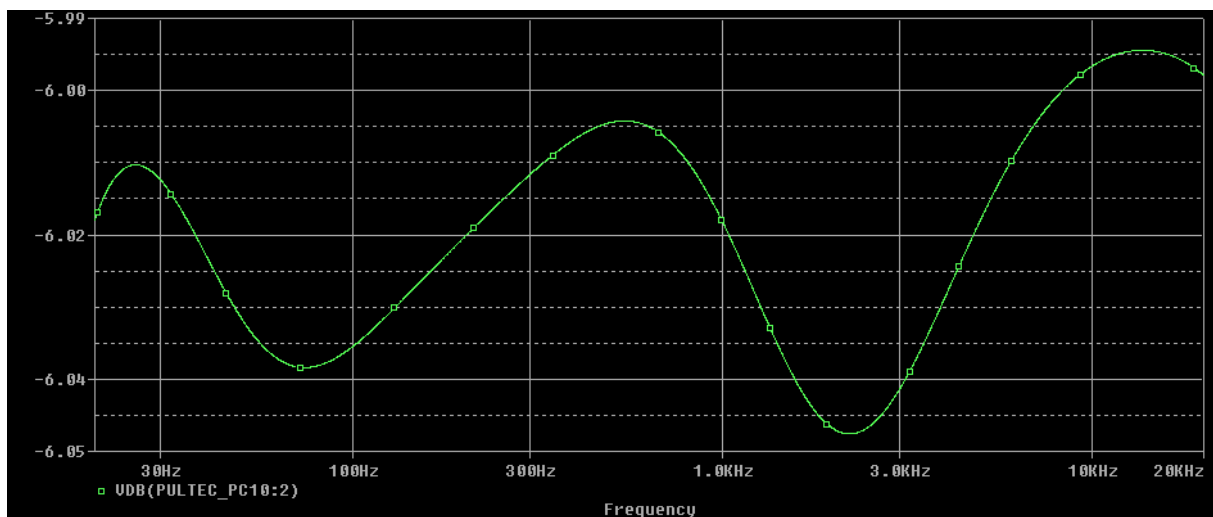
Pas mal du tout ! On obtient la courbe RIAA à $\pm 0.25\text{dB}$ sur $20 - 20000\text{Hz}$! La résistance de 560ohm provoque toutefois une perte d'insertion de 6dB .

Optimisation

Le résultat avec la liaison directe et une résistance de 560 ohm est satisfaisant, mais il est toujours tentant d'aller plus loin encore dans le respect de la courbe RIAA, y compris ... en renonçant au filtre RIAA d'origine !
En bricolant le filtre RIAA, on obtient ceci :



Filtre RIAA modifié, avec une résistance d'attaque de 605 ohm.



Ecart avec la courbe RIAA théorique, avec le schéma liaison directe, résistance d'attaque 605 ohm, filtre RIAA modifié.

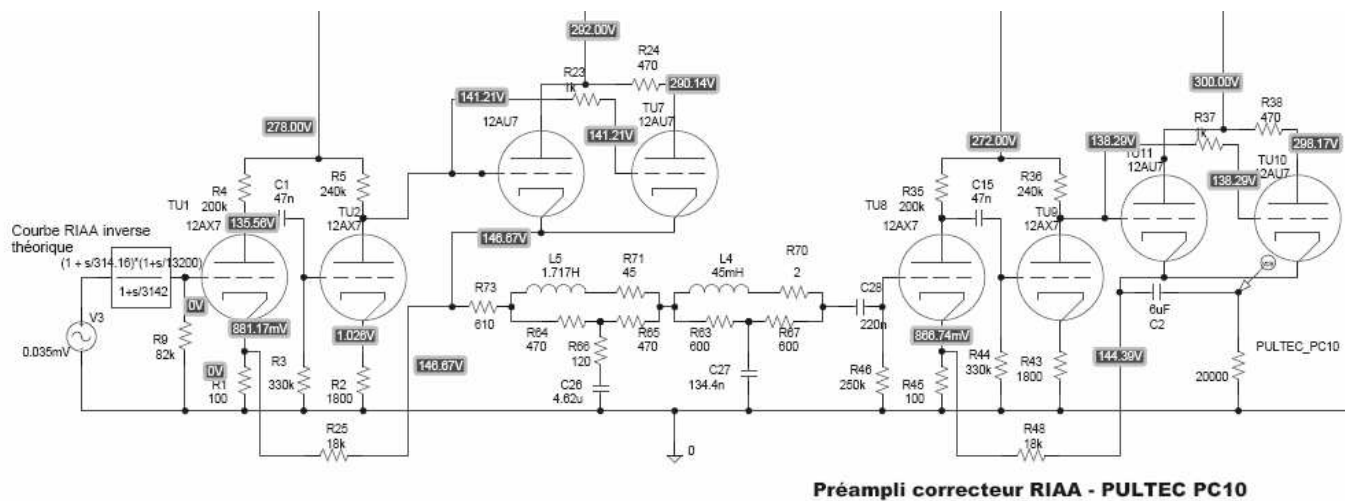
A première vue, la courbe a l'air un peu torturée, mais regardez bien l'échelle !
La courbe tient dans un canal de 0.055dB, avec une perte d'insertion de -6.02 dB.

Solution définitive

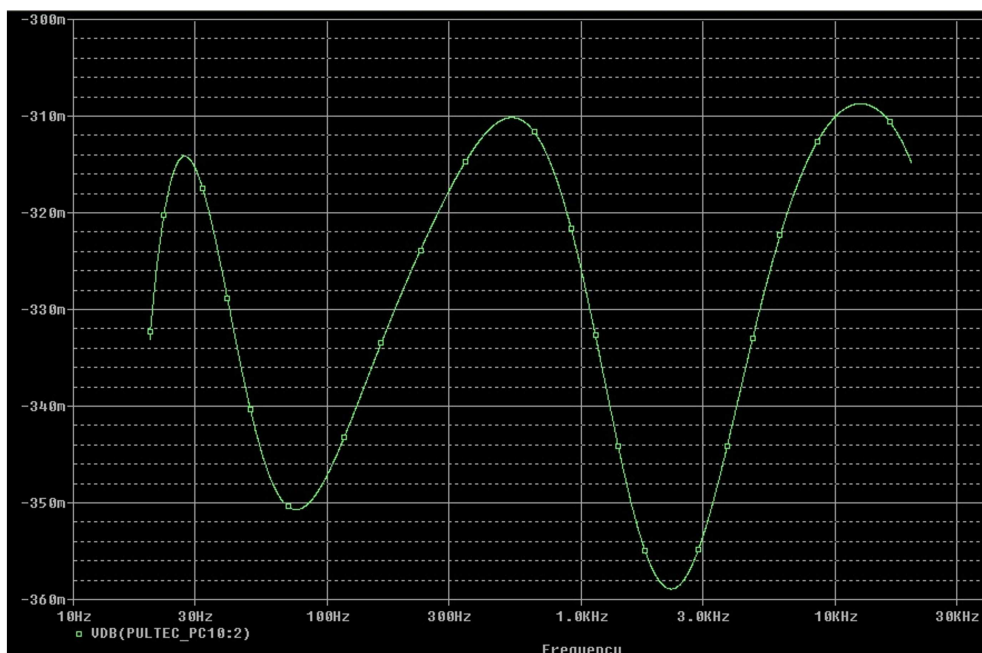
L'ajout de $R_a=605\text{ ohm}$ se traduit par une impédance de charge plus élevée : 1200 ohm au lieu de 600 ohm . Puisque la charge est plus élevée, on peut se permettre une impédance de sortie plus élevée aussi, on va donc pouvoir diminuer la résistance $R1$ de 200 à 100 ohm , ce qui se traduit par un gain supplémentaire de 6dB , ce qui vient compenser la perte d'insertion.

L'impédance de sortie du premier bloc s'en trouve augmentée (de 25 à 39 ohm), mais le rapport impédance de charge/impédance de sortie est améliorée par rapport au schéma d'origine, puisqu'on passe de $600/25=24$ à $1200/39=30$. Le travail du cathode follower est donc facilité.

Voici le schéma final :



et le résultat :



Résultat (écart avec la courbe RIAA) du pultec modifié : la courbe tient dans un canal de 0.052dB , pour une perte de niveau de -0.33dB par rapport au schéma d'origine.

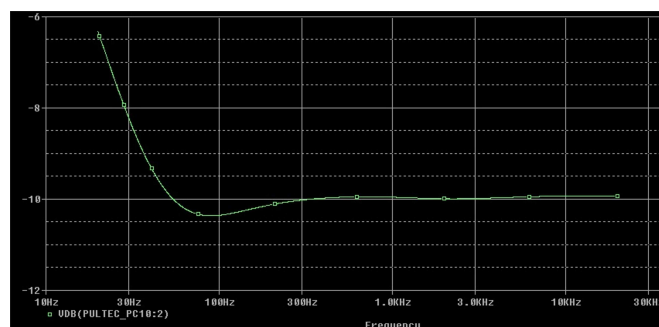
Réglage du volume

On constate qu'en faisant varier la résistance d'attaque, on fait varier la perte d'insertion. De là à imaginer d'utiliser la résistance d'attaque comme réglage de volume, il n'y a qu'un pas, voici donc un tableau indiquant le niveau pour chaque résistance d'attaque.

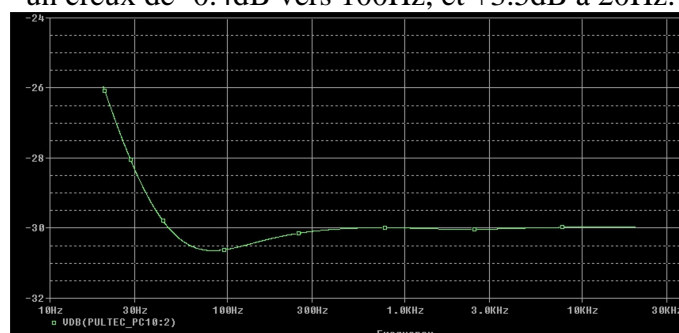
Rattaque	Atténuation en dB
610	0
700	-1
870	-2
1050	-3
1250	-4
1500	-5
1750	-6
2000	-7
2300	-8
2650	-9
3050	-10
3500	-11
4000	-12
4600	-13
5300	-14

Rattaque	Atténuation en dB
6000	-15
6800	-16
7700	-17
8600	-18
11K	-20
14K	-22
18K	-24
23K	-26
29K	-28
36K	-30
46K	-32
58K	-34
73K	-36
93K	-38
120K	-40

L'inconvénient de cette méthode, c'est qu'en plus de modifier le niveau, on modifie également l'allure de la courbe de correction dans le grave. On peut se dire que cela va dans le bon sens, c'est-à-dire que le niveau relatif du grave augmente lorsqu'on baisse le volume, ce qui est souhaitable (voir les célèbres courbes isophoniques de Fletcher & Munson), mais c'est moins linéaire qu'un potentiomètre situé après le filtre passif.



Allure de la courbe de réponse (écart avec la courbe RIAA) pour la position -10dB : on note un creux de -0.4dB vers 100Hz, et +3.5dB à 20Hz.



Allure de la courbe de réponse (écart avec la courbe RIAA) pour la position -30dB : on note un creux de -0.6dB vers 100Hz, et +4dB à 20Hz.

Conclusion

On a vu dans cette étude que la suppression du « vernier equalization » impose des modifications du schéma du filtre RIAA, moyennant quoi on peut s'approcher de la courbe théorique de très près.

La démarche pour modifier le filtre RIAA est totalement empirique, et il est sans doute possible de faire encore mieux, mais je suis déjà allé beaucoup trop loin ! En effet, pour obtenir ce résultat, on est obligé d'avoir des valeurs de composants non normalisées, avec des précisions extrêmes. Mais l'essentiel était de montrer qu'on pouvait s'approcher de la courbe RIAA théorique d'aussi près qu'on le souhaite, du moins en théorie... car en pratique, le coefficient de température fait que la valeur des composants (surtout les self) va varier, donc les 0.052dB annoncés sont à prendre avec des pincettes.

De même, la démarche présentée ici est « je calcule les valeurs optimales des composants, puis je chercherai ces composants », alors qu'il est plus vraisemblable de partir de valeurs mesurées des composants clés (les deux selfs), puis de bâtir une optimisation autour de ces composants existants, pour trouver les valeurs optimales des composants « annexes » (résistances et condensateurs).