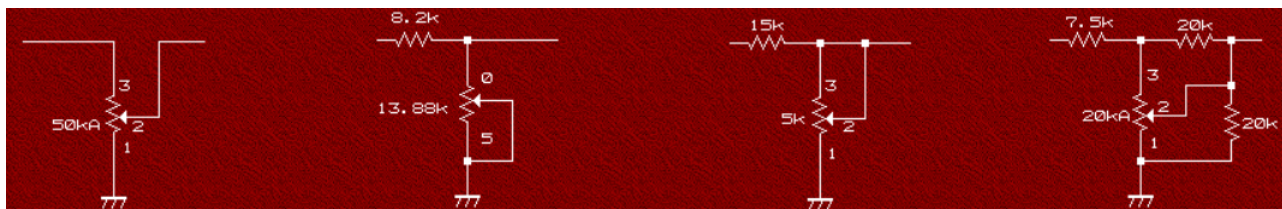


Explication de KEW

Atténuateur (volume)



Méthode générale Type Kanada Cliquez ici pour un exemple NEC A-10X NEC M-1000

NO.139 Retour au schéma du circuit du clone

Sur un fader de console de mixage, la position d'atténuation de -10dB (septième minute) est utilisée comme norme de volume (0dB sur l'échelle), mais dans le monde de l'audio, on dit que le son est meilleur autour de la troisième minute.

La sortie est de +4dBu (environ 1,23Vrms) lorsqu'elle est alimentée par la référence du mélangeur, et bien qu'il y ait une légère marge dans la pratique, il est toujours possible de fonctionner autour de ce niveau. Le volume global est déterminé en l'atténuant avec l'atténuateur d'entrée de l'amplificateur de puissance. Cela signifie que

Le volume audio n'est pas un fader, c'est plutôt un atténuateur d'amplificateur de puissance avec plus de gain que nécessaire. La principale différence est qu'une fois que vous avez réglé le niveau des moniteurs de SR et d'enregistrement, vous ne les déplacez pas, alors qu'en home audio, vous les utilisez à des moments très différents de la journée et de la nuit.

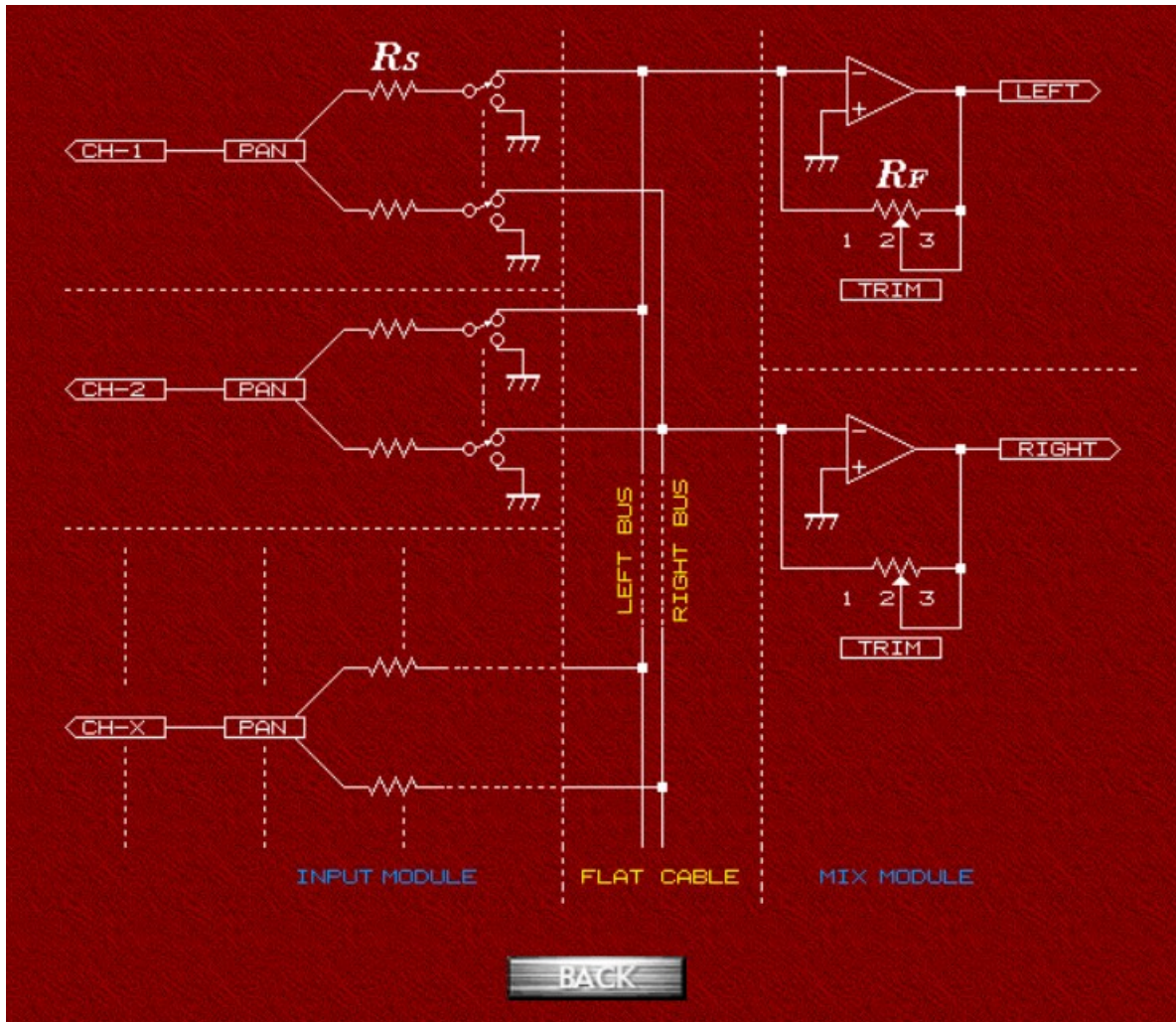
Le type de shunt montré au centre du diagramme ci-dessus est le meilleur pour le son, mais s'il fait un mauvais contact, il sonnera au volume maximum, et il est très difficile à utiliser avec des pièces à moitié cuites. Dans le type Kanada, le point à faible volume est insuffisant, et si vous voulez le compenser, vous devez dépenser beaucoup d'argent. Ces dernières années, le circuit NFB de l'amplificateur plat a été utilisé pour ajuster le gain, mais le problème du faible volume est devenu plus sérieux. Si vous disposez d'une salle audio dédiée où vous pouvez toujours jouer à un certain niveau, il n'y a aucun problème.

Le système NEC M-1000 combine les avantages du système shunt avec la convivialité du système standard. Il est facile de régler le faible volume, et surtout, le son n'est pas brouillé à faible volume comme le système général.

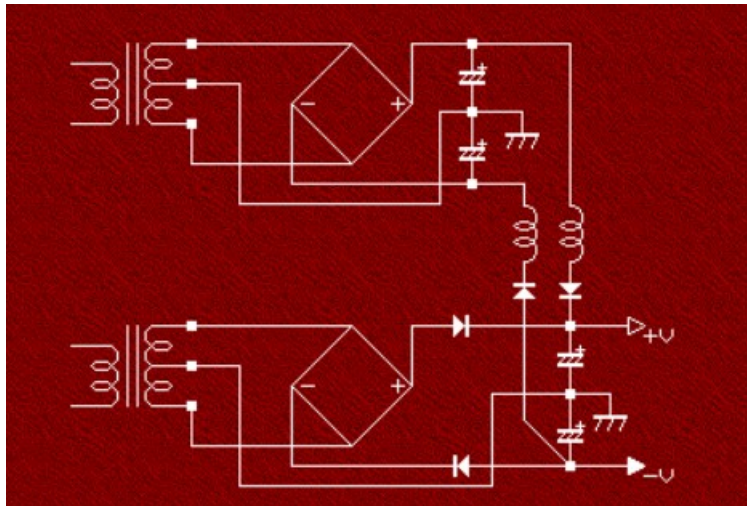
Dans le numéro de septembre de MJ '06, le NO.189, qui utilise un amplificateur inverseur pour réduire le gain, a été annoncé. Il s'agit d'une méthode souvent utilisée pour ajouter un trim à un circuit de mélangeur de table, mais il n'y avait aucune description de la façon de régler le gain après l'inversion.

Dans l'amplificateur pré principal du n° 192, la section de puissance et la section d'amplificateur HP sont également des amplificateurs inverseurs, la combinaison est donc correcte. Cependant, si vous

utilisez un système NFB (y compris un amplificateur non-inverseur), il est judicieux de connecter la 3ème broche du contrôle de volume avec la 2ème broche au lieu de la laisser ouverte. (A moins que la compagnie d'assurance annonce un "Plan Ouyaki complet", m()m)



Alimentation en courant alternatif (système d'alimentation de réserve NEC ?)



Retour au système d'alimentation de réserve NEC A-10X Alimentation de réserve KEW

Lorsque j'ai changé pour une alimentation commerciale, je me suis posé diverses questions. Dois-je utiliser deux transformateurs existants et faire une alimentation gauche et droite séparément ? ±Devons-nous utiliser une alimentation séparée ? Une autre option évoquée à l'époque était la méthode NEC ci-dessus.

Quant aux deux premiers, M. Yasui les a considérés diversement dans le magazine MJ à l'époque. (Le total est de 8 transformateurs de puissance [gauche et droite] [étage d'amplification de la tension] [chacun ± chacun] $2 \times 2 \times 2 = 8$).

Cependant, comme KEW qui a déjà fait l'expérience de l'alimentation par batterie, (Où, où, c'est différent de l'alimentation commerciale...) J'ai immédiatement décidé d'essayer une autre option.

En général, le condensateur de lissage est chargé tous les 1/100e de seconde (zone 50Hz) ou 1/120e de seconde (zone 60Hz). (Il en va de même pour le côté réserve, comme le montre le schéma ci-dessus.) À ce moment-là, un courant pulsé important circule, et le bruit haute fréquence généré par ce processus ne peut pas être éliminé par un conditionneur de film maintenu dans le condensateur de lissage.

Par conséquent, le système d'alimentation de réserve doit charger le condensateur lentement à partir du côté de la réserve, sauf au moment de la charge à partir du côté du transformateur, afin de garantir un certain niveau de potentiel à tout moment, et de supprimer le courant de pointe au moment de la charge à partir du côté du transformateur.

Naturellement, un bruit haute fréquence est généré du côté de la réserve, mais le LPF incluant une inductance supprime l'influence sur la ligne principale.

Dans NEC, la première diode de récupération du pont redresseur, la diode à barrière Schottky de la commutation, le transformateur d'alimentation, le condensateur de lissage, etc. sont tous communs au côté réserve.

Cependant, KEW utilise un condensateur de lissage avec la moitié de la capacité pour la ligne principale, en omettant la diode à barrière Schottky du côté de la ligne principale, et en utilisant un pour les thyristors (20A) pour l'inductance, afin d'espérer un bon démarrage. Lorsque j'ai montré le schéma du circuit à M. T company qui est un concepteur de table d'éclairage, il a dit que cela ne fonctionnait que pour les très hautes fréquences (il était auparavant concepteur audio, mais a rejoint la société T company lorsqu'elle s'est temporairement retirée du secteur audio). Il est bon pour nous

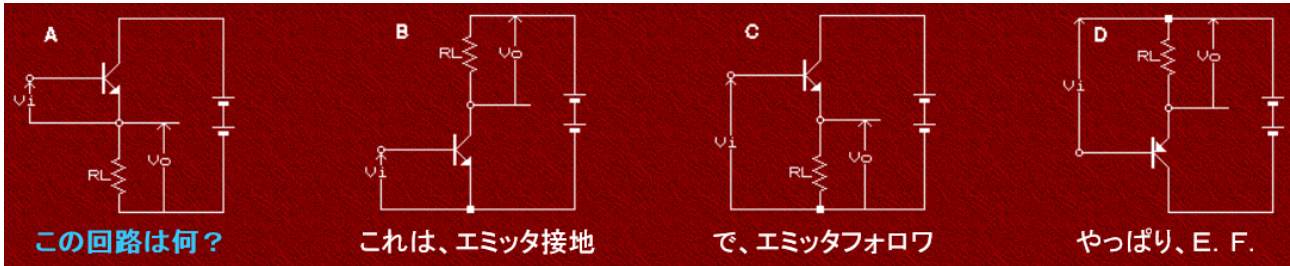
que les bruits de haute fréquence soient relativement réduits, et nous ne voulons pas être déportés vers la bande audible. Nous l'avons donc adopté sans mesurer l'inductance.

Quant à l'alimentation, je ne peux pas dire laquelle est la meilleure car chacun de nous a son propre ressenti. Cependant, je pense qu'il existe de nombreux articles peu amènes sur la méthode de Kanada, et pas seulement sur le routage de l'alimentation. (Si vous le faites tel qu'il est, il oscillera, n'est-ce pas ?

Si vous êtes un vétéran qui connaît les bases, vous pouvez le faire de cette façon, mais si vous êtes un débutant, vous serez tourmenté par le ronflement, et vous ne serez pas en mesure de déterminer le courant de ralenti pour toujours, et vous ne serez pas en mesure d'ajuster le composant DC pour toujours. Fondamentalement, il semble qu'il existe de nombreux paramètres de la limite des pièces. (La différence individuelle est désastreuse)

Qu'est-ce qu'un amplificateur parfaitement symétrique ?
 NO.139 Retour au schéma du circuit du clone

Dans cette section, seul l'étage de sortie est considéré. L'interprétation du circuit A dans la figure suivante a une signification sérieuse.



Quel est ce circuit ? C'est un émetteur relié à la terre, émetteur suiveur.

En CA, l'alimentation peut être considérée comme la masse, donc si vous court-circuitez la batterie, cela ressemblera à ceci.

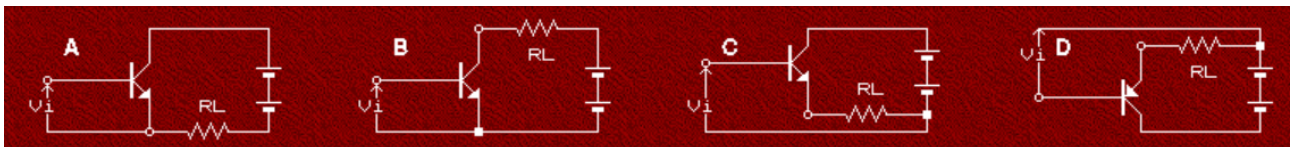


Ils se ressemblent tous, mais il est évident que A est mis à la terre par l'émetteur, tout comme B.

La seule différence entre AB et CD est le point d'entrée. Dans CD, la charge RL elle-même a une rétroaction locale ($V_i = V_o + V_{BE}$), et si V_i est suffisamment grande par rapport à la variation de V_{BE} , elle agit comme un suiveur. De cette façon, il est facile de comprendre que l'émetteur suiveur = collecteur à la masse.

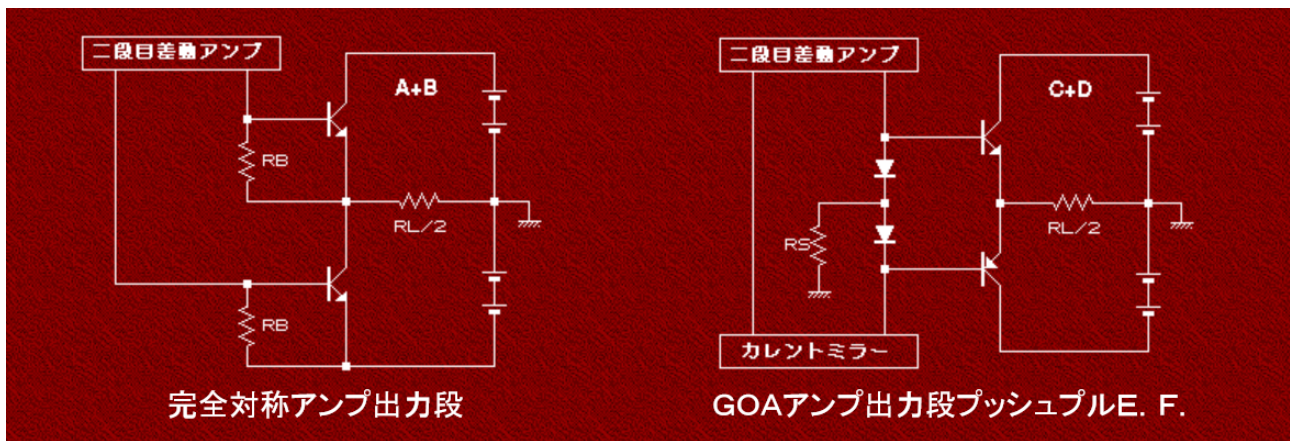
Il y a quelques idiots dans le monde qui insistent sur le fait que le circuit en A est un émetteur suiveur, mais nous les ignorerons complètement ici.

Maintenant, changeons l'expression de la première figure pour que nous puissions comprendre la différence d'entrée.



Jusqu'à présent, nous avons ignoré la composante continue, y compris la polarisation, etc.

Cependant, en combinant AB et CD, il est possible de ne délivrer que le signal pur à la charge RL .



Étage de sortie d'amplificateur
entièrement symétrique

Étage de sortie d'amplificateur
GOA push-pull

Lorsqu'il est utilisé comme amplificateur de puissance, les deux transistors d'attaque avec des connexions Darlington sont nécessaires. Naturellement, la charge $RL/2$ est le haut-parleur. Il est important de savoir comment piloter l'entrée, car un simple pilotage en tension est sujet à des distorsions.

Dans le GOA (Ground Output Amplifier), l'amplificateur différentiel du deuxième étage + l'amplificateur cascode et le miroir de courant (NFCM dans sa forme finale) ont tous deux une sortie à impédance suffisamment élevée (source de courant) pour être commandés en tension par une petite valeur de RS par rapport au hie de l'étage de sortie.

Les amplificateurs de l'ancien fabricant n'avaient pas de RS , et l'E.F., qui était censé avoir peu de distorsion, en produisait beaucoup. À cette époque, les amplificateurs sans rétroaction à l'étage final étaient populaires dans le magazine MJ, mais l'élément ONF connecté à l'étage d'amplification de la tension a peut-être joué le rôle de RS . (Au fait, Monsieur K dit que la valeur d'or de l'amplificateur de puissance est $5,6k\Omega$, mais il y a une grande différence entre cet état et l'ouvert.

Bien que le système GOA réduise au maximum la distorsion émetteur-suiveur, la différence de caractéristiques entre les transistors PNP et NPN (ainsi qu'entre les FET à canal N et à canal P), qui sont censés être complémentaires, est inévitable, et les progrès de l'étage de sortie stagnent depuis un certain temps.

C'est là qu'intervient l'amplificateur entièrement symétrique.

Le fait qu'il y ait un gain dans l'étage final est unique, mais le fait qu'il puisse être poussé-poussé en utilisant des éléments ayant les mêmes caractéristiques est remarquable. De plus, le RB est piloté directement par l'amplificateur différentiel du deuxième étage, et il est lui-même simple.

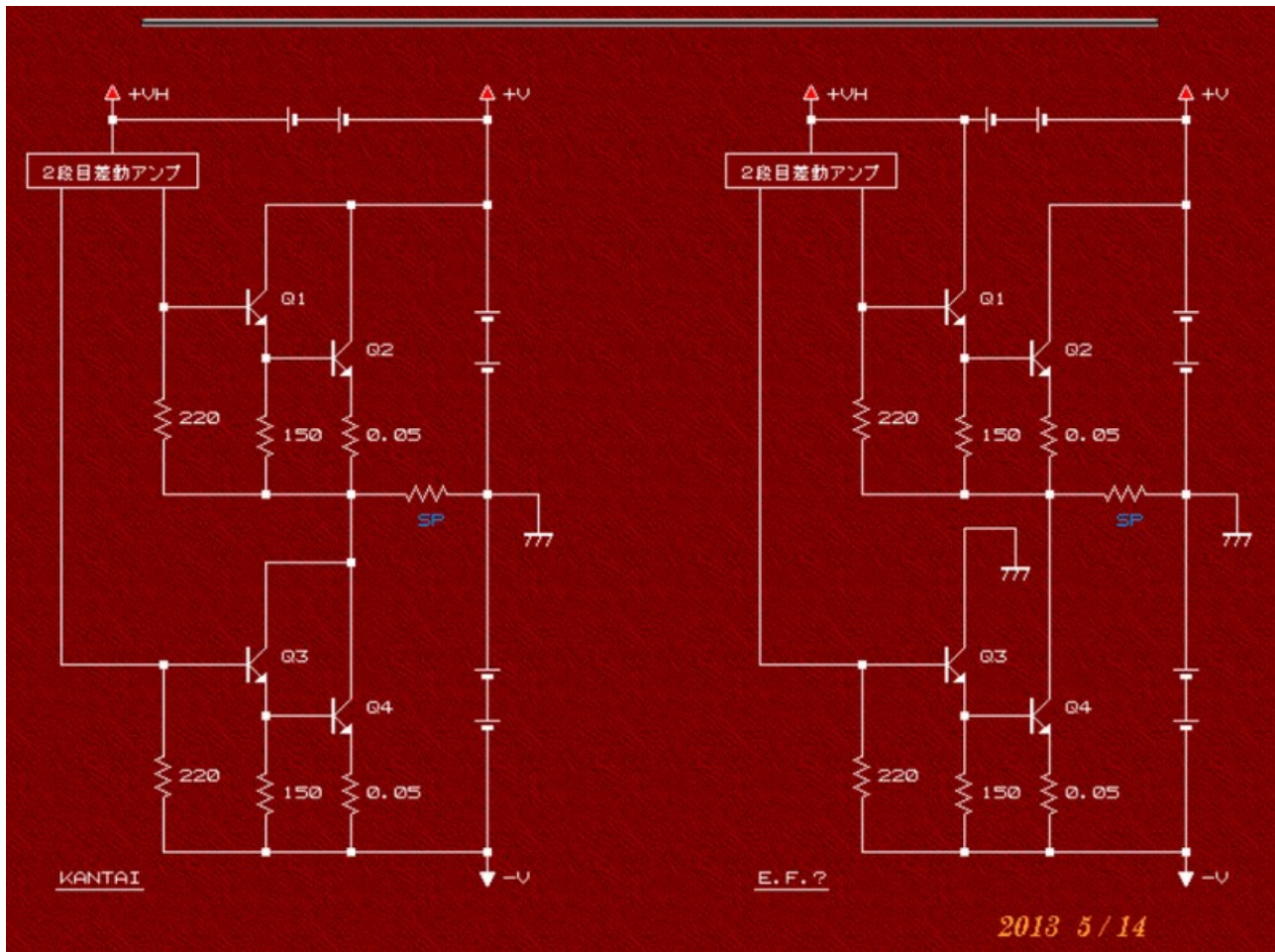
Si vous voulez rendre la sortie haute impédance comme l'INF de PhonoEQ, vous pouvez mettre RE dans l'émetteur et ajuster le gain en équilibrant avec RB .

(Strictement parlant, le fonctionnement des TR supérieur et inférieur n'est pas symétrique, y compris le facteur d'amplification. (À proprement parler, le fonctionnement des TR supérieur et inférieur n'est pas symétrique, y compris le facteur d'amplification, mais comme les éléments supérieur et inférieur ont les mêmes caractéristiques, il est plus important que la différence (erreur de fonctionnement des éléments supérieur et inférieur) ne soit pas affectée par le courant de fonctionnement, la fréquence, etc.)

Le seul problème est l'emballement thermique de l'amplificateur de puissance.

Le seul problème est l'emballement thermique dans l'amplificateur de puissance. Le 2N5465 FET pour le courant constant dans le premier étage est thermiquement couplé au 2N3055 dans le dernier

étage, comme dans le No.139 original, mais selon M. Konton, il y a beaucoup de faux FET (même certains avec des affectations de broches différentes) et beaucoup de variations, et beaucoup de gens ont échoué. Il semble que KEW soit juste un gars chanceux. Dans les séries parfaitement symétriques, la bonne vieille thermistance est remise au goût du jour pour la détection de la chaleur, mais il semble nécessaire de faire des recherches dans ce domaine à l'avenir.



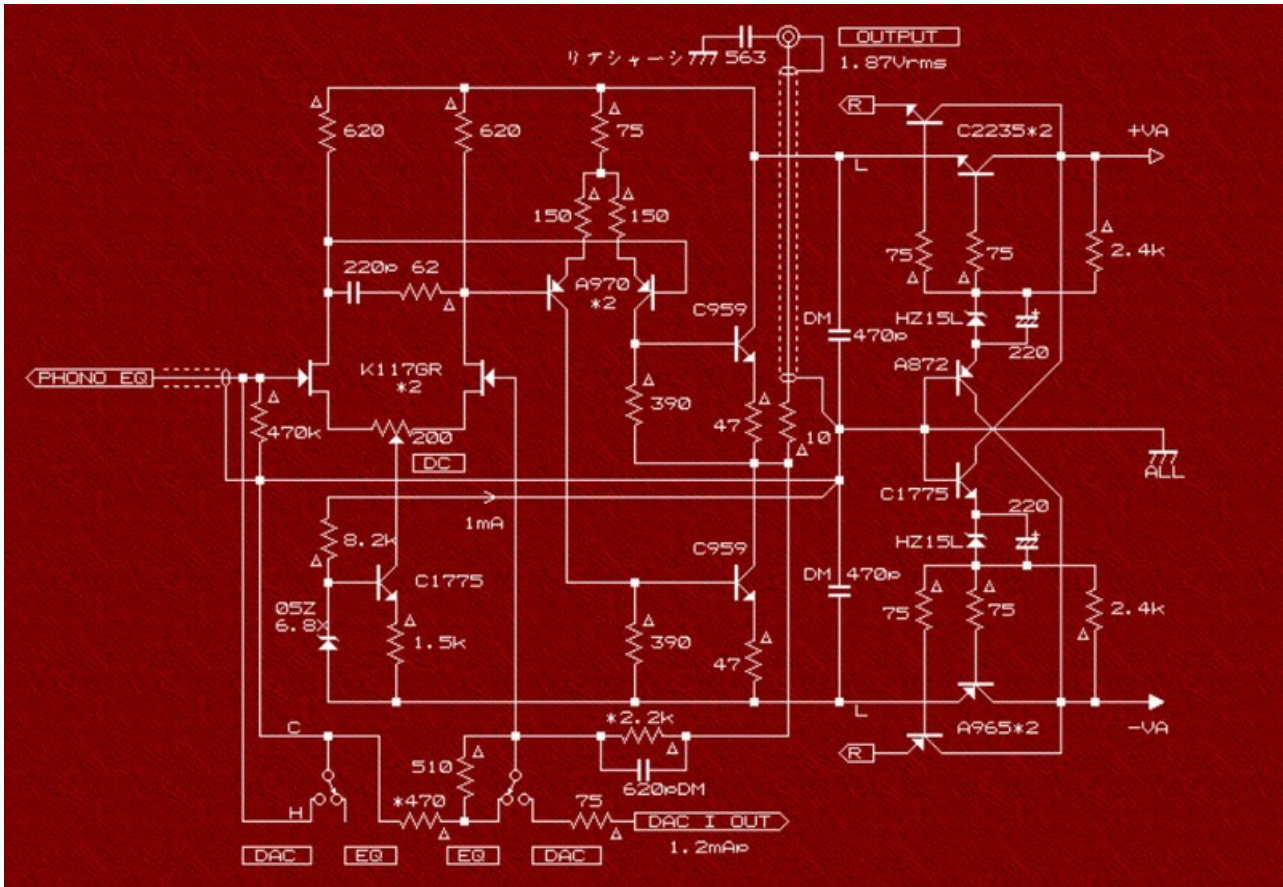
PRE ? I/VC parfaitement symétrique

Retour au schéma

Retour au DAC KEW

C'est une idée bon marché pour partager l'amplificateur plat de l'égaliseur PHONO et l'I/VC du DAC.

Le circuit est la partie amplificateur plat de la page 131 du "Super Circuit Course NO.21 1997/9" qui a été publié dans le magazine "Radio and Experiment" à cette époque.



IVC

Afin de l'utiliser comme un I/VC, la résistance NF est aussi petite que 2.2k Ω , donc j'ai changé le premier étage en K117 pour assurer un gain ouvert suffisant. La tension d'alimentation originale provoque des fuites au niveau de la grille, nous avons donc décidé de la réduire à environ $\pm 15V$ via un régulateur en série.

Dans la section d'alimentation, même la ligne de charge de chaque condensateur de lissage est tirée dans le corps principal pour faire un seul point de masse, mais il est insupportable de polluer la ligne de masse avec le courant de charge du condensateur qui est parasite sur la diode zener qui sert de tension de référence du régulateur. C'est pourquoi le circuit présenté ci-dessus a été adopté. Du côté positif, le courant de charge circule vers l'alimentation négative via A872, et du côté négatif vers l'alimentation positive via C1775. Seul un petit courant de base circule vers la ligne de terre. Je me souviens que le circuit original est le circuit convertisseur DA de Nakamichi. La méthode permettant de piloter plusieurs TR de commande avec une seule tension de référence a été présentée par M. Yasui à MJ.

Il existe également un moyen d'insérer un cascode dans le premier étage sans utiliser de régulateur, mais comme la sortie est inférieure à 2Vrms, j'ai décidé d'y aller. Le problème est que le RB a été rendu petit pour améliorer la stabilité de l'étage de sortie, mais au final le courant du deuxième étage a été augmenté, ce qui n'est pas une partie symétrique d'un amplificateur parfaitement symétrique. -Le déséquilibre du courant de fonctionnement entre l'étage de sortie supérieur et inférieur, c'est-à-dire que le courant de fonctionnement du TR de sortie inférieur est augmenté par le courant du deuxième étage. En d'autres termes, le courant de fonctionnement du TR de sortie inférieur est plus élevé que celui du deuxième étage. Naturellement, l'équilibre entre la première et la deuxième étape est aussi légèrement moins bon. C'est un point difficile pour un circuit simple. Voici le calcul simple du gain ouvert que j'ai essayé dans "Super Circuit Course" à l'époque.

電流出力アンプなので、伝達アドミタンス G_m をもとも、負荷(NFB回路を含む)との積がオープンゲインとなる。

$$A_v = G_m * Z_L \quad (\text{OPEN GAIN})$$

$$G_m = |Y_{fs}| * A_{ID} * A_{IO}$$

$|Y_{fs}|$ は、ソース抵抗(200Ω半固定の半分100Ω)による電流帰還を含めた値。 ⇒ 式 ↓

A_{ID} は、2段目差動アンプ電流ゲイン。

A_{IO} は、出力段の電流ゲイン。

$|Y_{fs}| = 5.52\text{mS}$ (K117の $|Y_{fs}|$ を12.3mSとした場合)

$$A_{ID} = \frac{620\Omega}{150\Omega} = 4.13$$

$$A_{IO} = \frac{390\Omega}{47\Omega} = 8.30$$

よって、 $G_m = 189.2\text{mS}$

負荷を2.67kΩとすると、オープンゲインは54dBとなる。

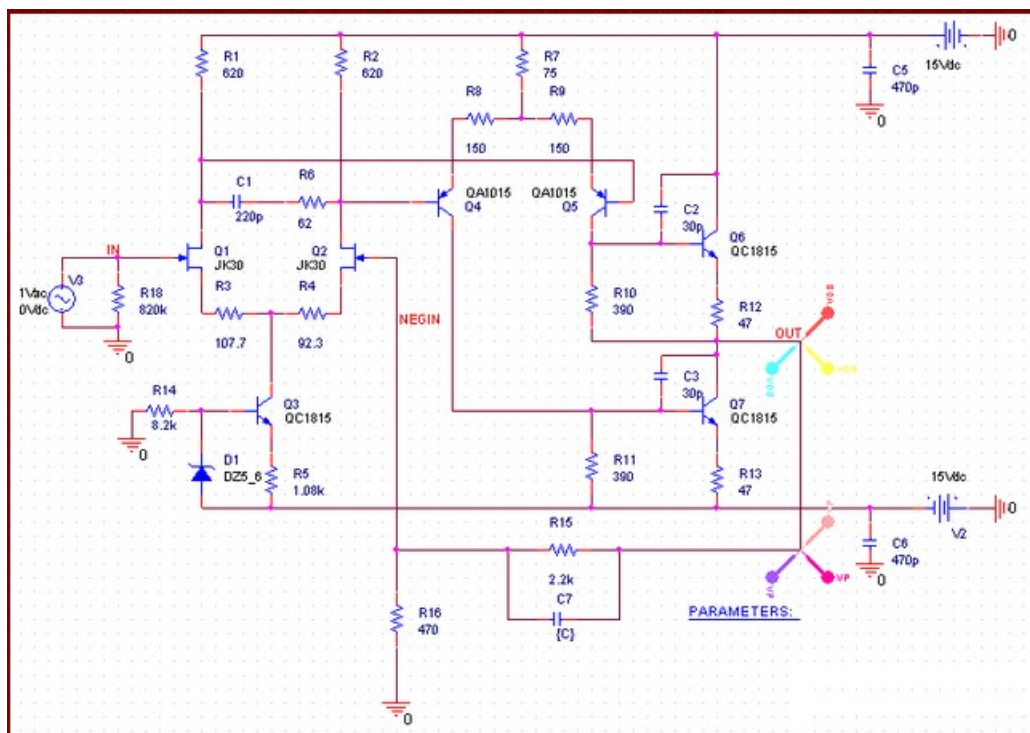
$$I_D = |Y_{fs}|(V_I - R_S I_D)$$

$$(1 + |Y_{fs}| R_S) I_D = |Y_{fs}| V_I$$

$$|Y_{fs}| = \frac{I_D}{V_I} = \frac{|Y_{fs}|}{1 + |Y_{fs}| R_S}$$

Formule de calcul

Mais je ne connais pas le précédent de l'utilisation de la formule K pour I/VC, donc je me suis sentie mal à l'aise, et j'ai décidé de contester la simulation que je ne peux pas du tout utiliser. Tout d'abord, le schéma en utilisant Capture. [J'ai utilisé OrCAD PSpice Demo 10.0 (version d'évaluation)].



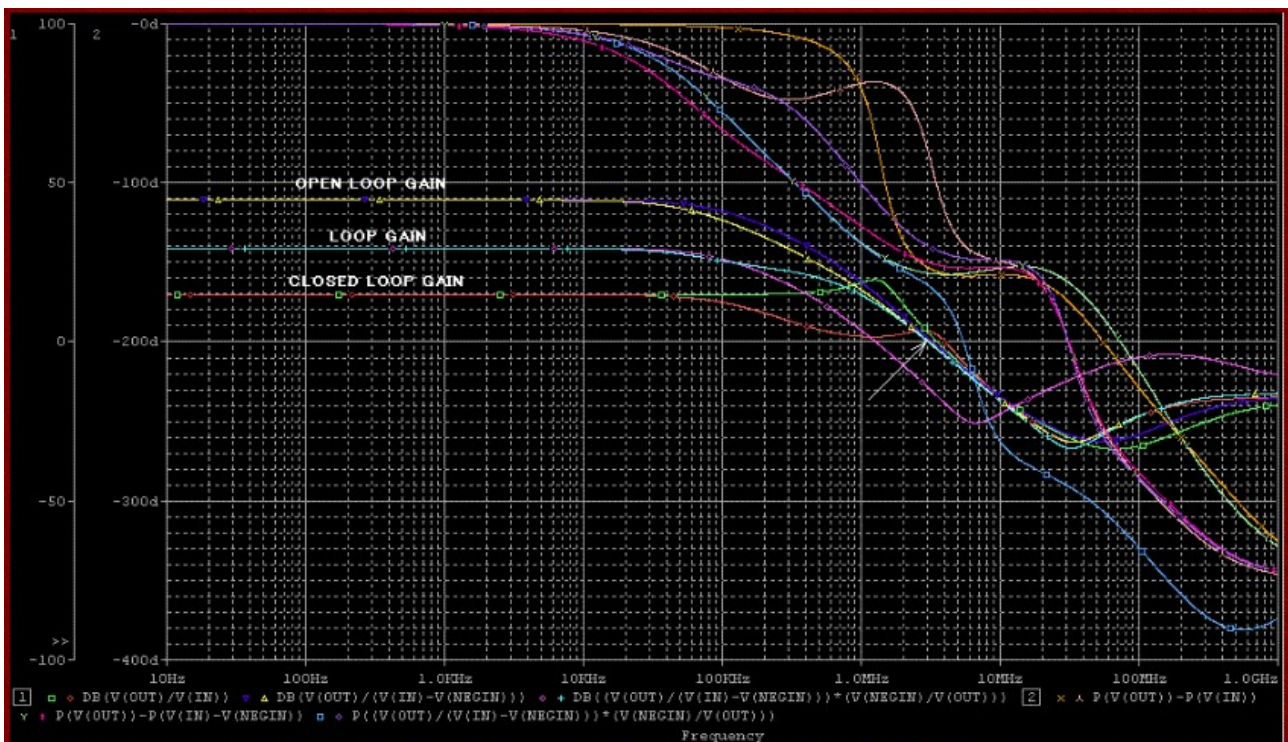
Voici le schéma du circuit de l'amplificateur plat. Il s'agit d'un schéma de circuit avec uniquement des pièces de substitution. Mais si vous pouvez lire la tendance de la caractéristique, c'est bien. J'ai même changé quelques constantes pour que le courant de fonctionnement soit le même.

Bien qu'il soit dit qu'il s'agit d'une simulation d'amplificateur plat, il est correct d'utiliser un amplificateur LPF, car 620pF du condensateur d'intégration lorsqu'il est utilisé comme I/VC est toujours en baisse, mais il est également simulé lorsque cette valeur est de 0,1pF.

Afin de trouver la marge de phase (condition pour ne pas osciller), il est nécessaire de vérifier le gain de boucle et la phase, donc je vais essayer d'afficher les 6 x 2 simulations suivantes en une fois, en me concentrant sur le gain de boucle, en me référant au site de M. Kefis.

CLOSED LOOP GAIN	OPEN LOOP GAIN (A)	LOOP GAIN (Aβ)
DB(V(OUT)/V(IN))	DB(V(OUT)/(V(IN)-V(NEGIN)))	DB((V(OUT)/(V(IN)-V(NEGIN)))+(V(NEGIN)/V(OUT)))
CLOSED LOOP PHASE	OPEN LOOP PHASE	LOOP PHASE
P(V(OUT))-P(V(IN))	P(V(OUT))-P(V(IN)-V(NEGIN))	P((V(OUT)/(V(IN)-V(NEGIN)))+(V(NEGIN)/V(OUT)))

<http://homepage1.nifty.com/dcr/dcmic/pspice/phasemgnp2/phasemgnp2.htm>



En fait, lorsque j'ai simulé uniquement OPEN LOOP GAIN et OPEN LOOP PHASE, j'ai seulement pensé "Est-ce légèrement mauvais ? Lorsque j'ai simulé uniquement OPEN LOOP GAIN et OPEN LOOP PHASE, j'ai pensé que ce n'était pas si mal. Mais quand j'ai vu le GAIN DE BOUCLE, j'ai pâli.

Tout d'abord, OPEN LOOP GAIN. Ce n'était pas suffisant pour atteindre les 54dB attendus. Mais j'ai utilisé K30 pour le premier étage au lieu de K117. Le gain du premier étage est de $1,84(mS)/5,52(mS)=0,33..... = -9.5dB$, pas de problème pour le moment.

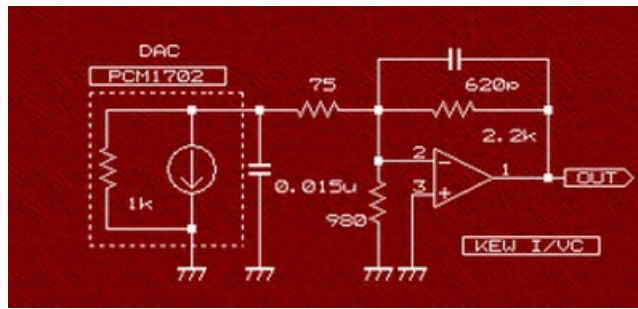
En regardant le GAIN DE LA BOUCLE FERMEE, il y a un pic de 6dB à environ 1,25MHz du carré VERT avec le condensateur d'intégration réglé à 0,1pF.

Le circuit réel (avec un condensateur d'intégration de 620pF) est marqué d'un losange ROUGE, mais il montre une caractéristique LPF à $f_c = 70(\text{kHz})$, et stagne autour de 0dB pendant un moment (l'amplificateur non-inverseur ne peut pas régler le gain en dessous de 0dB). (Un amplificateur non inverseur ne peut pas régler le gain en dessous de 0dB.) Finalement, le gain était censé être réduit pour correspondre à la décroissance du GAIN DE LA BOUCLE OUVERTE, mais le pic s'est produit à environ 3MHz. Je pense que c'est l'erreur de régler la correction de phase de type pas à pas dans la première étape, mais je ne connais pas encore la vérité.

La marge de phase est la distance entre la PHASE DE LA BOUCLE (losange violet) et la phase inverse (-180°) lorsque le GAIN DE LA BOUCLE devient 0dB, mais à 3MHz de la flèche, elle est déjà de 140° . C'est une très mauvaise situation, et le fait qu'elle n'oscille pas n'est que le résultat de l'état de montage des billes.

Pour le I/VC, il est nécessaire d'examiner plus sérieusement. (-.)y-°°°°.

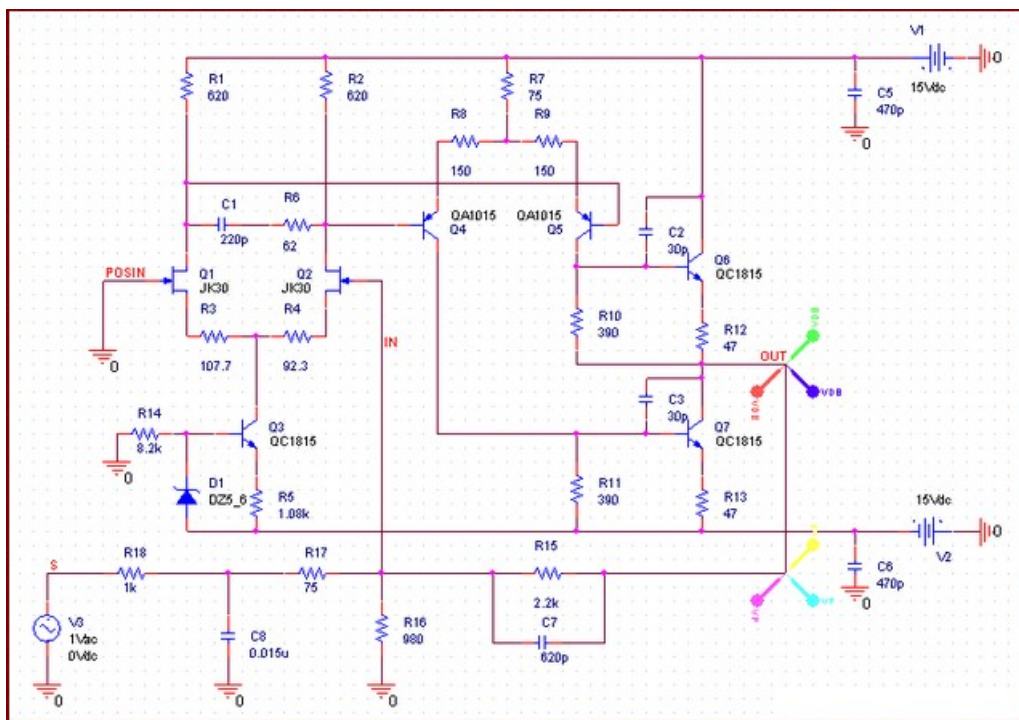
PRE parfaitement symétrique, partie 2



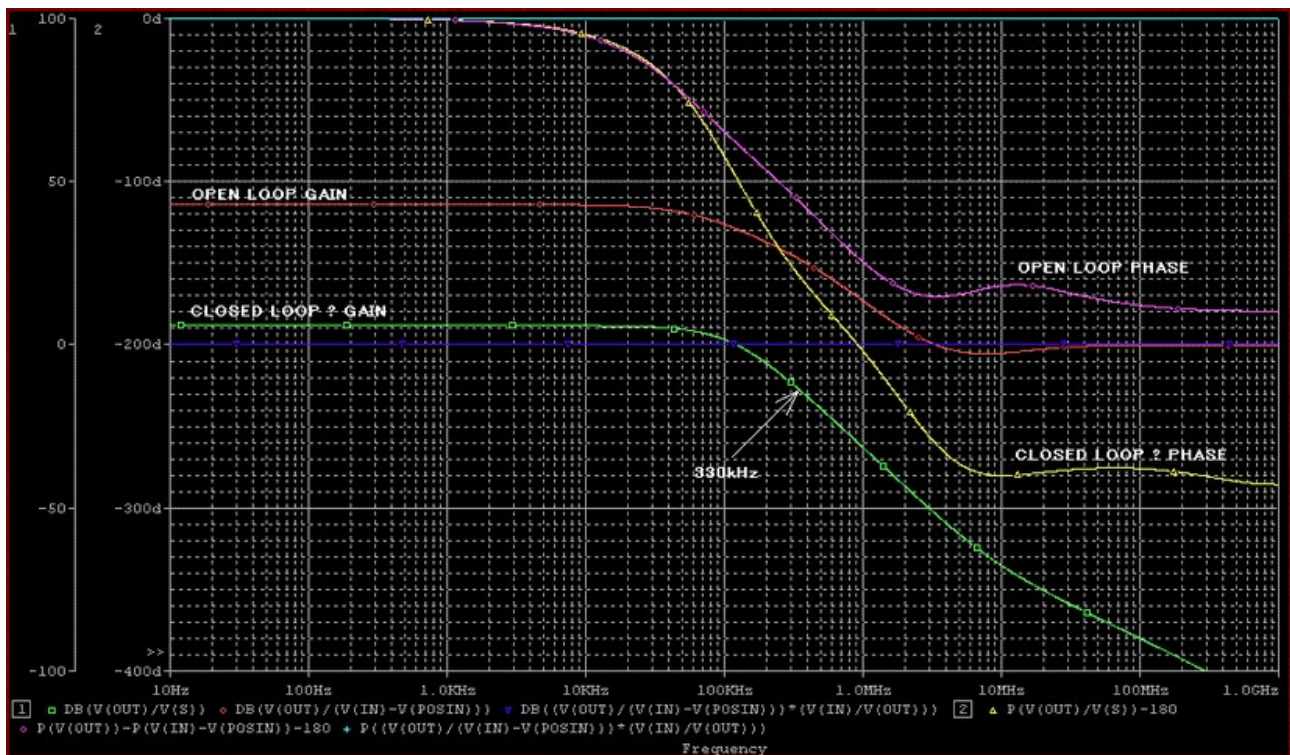
Circuit I/VC
[Retour au lien original]

La figure ci-dessus représente le circuit I/VC. Le $75\Omega + 0,015\mu\text{F}$ est le filtre primaire LPF externe de type courant, le $1\text{k}\Omega$ est l'impédance de sortie du PCM1702. Les 980 ohms ($510\text{ ohms} + 470\text{ ohms}$) ont été choisis parce que la résistance NF, qui devrait être la charge, est momentanément ouverte lorsque le relais est commuté, et qu'une rétroaction négative de 100% est générée. Incidemment, 510Ω est coupé au moment de l'égalisation PHONO, et la mocromie qui se rapproche de deux types de fonctionnement est incluse.

Je n'ai pas réussi à trouver comment simuler I/VC, j'ai donc utilisé une source de tension virtuelle comme signal d'entrée.



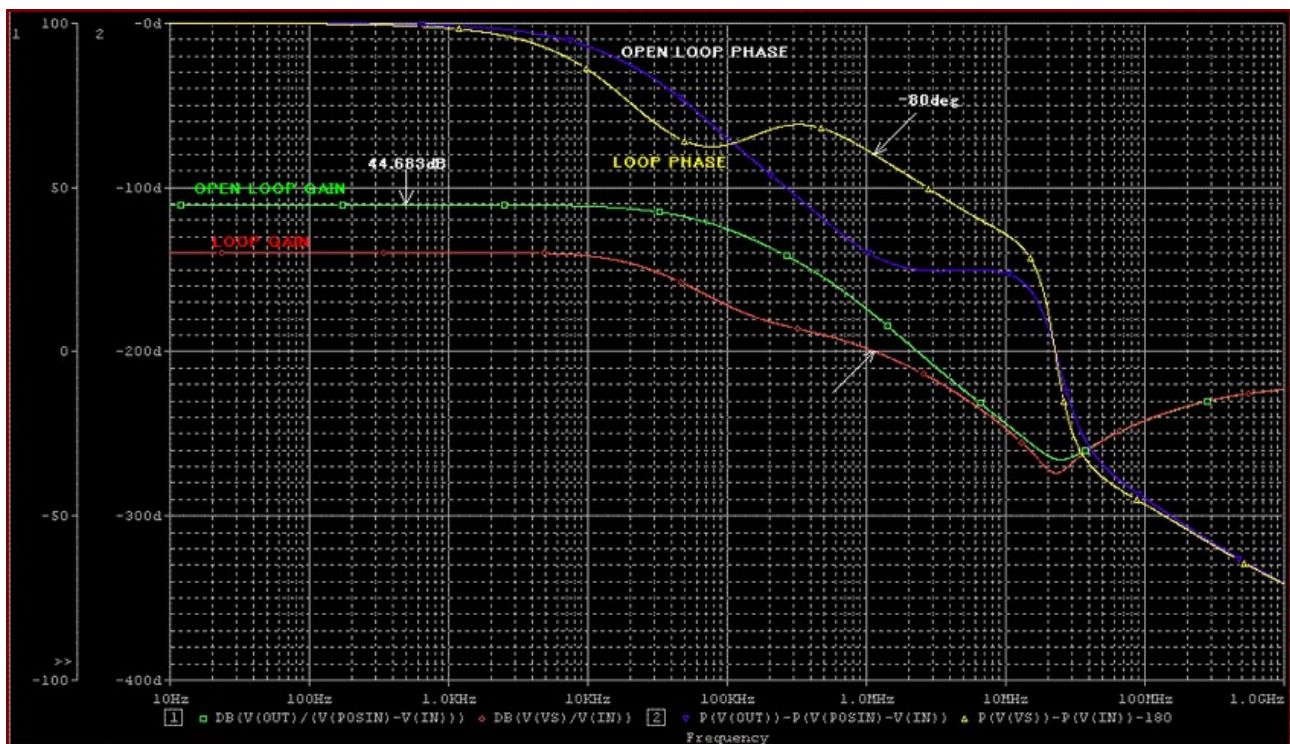
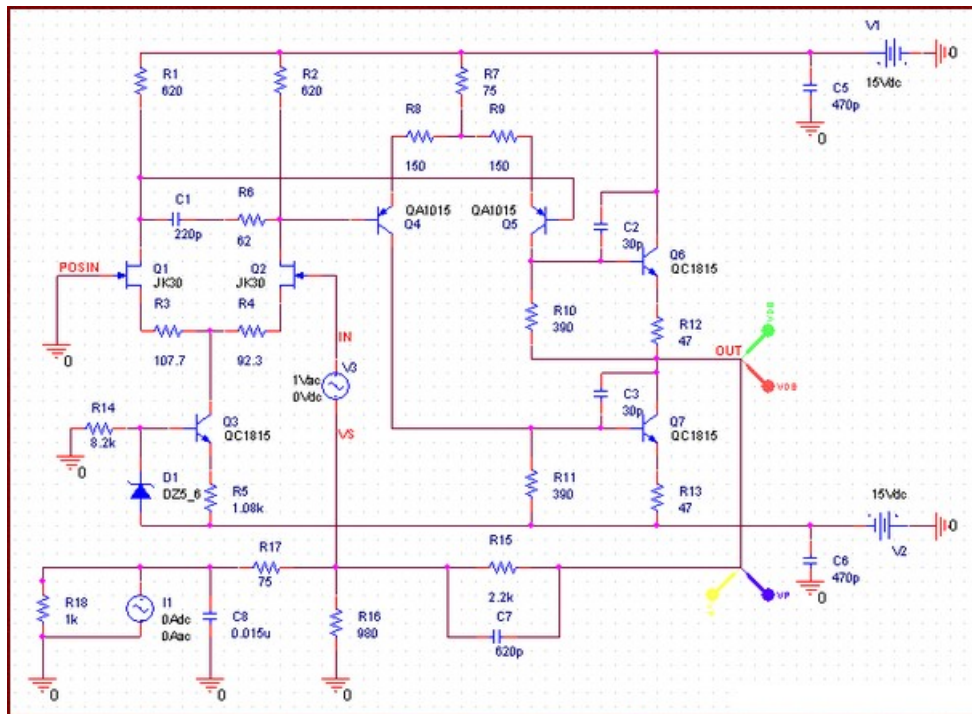
Il s'est avéré être un amplificateur inverseur avec un filtre passe-bas, mais ce n'est pas grave, tant que vous savez comment cela fonctionne. J'ai découvert plus tard que j'avais mis des sondes complètement inutiles (bleu et bleu clair).



Afin de vérifier le LOOP GAIN, j'ai fait un truc stupide comme $DB((V(OUT)/(V(IN)-V(POSIN)))*(V(IN)/V(OUT)))$. Comme l'entrée non inverseuse est à un potentiel de 0, le produit des réciproques = 1 = 0dB, et la différence de phase est également de 0°. Par conséquent, veuillez ignorer les lignes bleues et bleu clair.

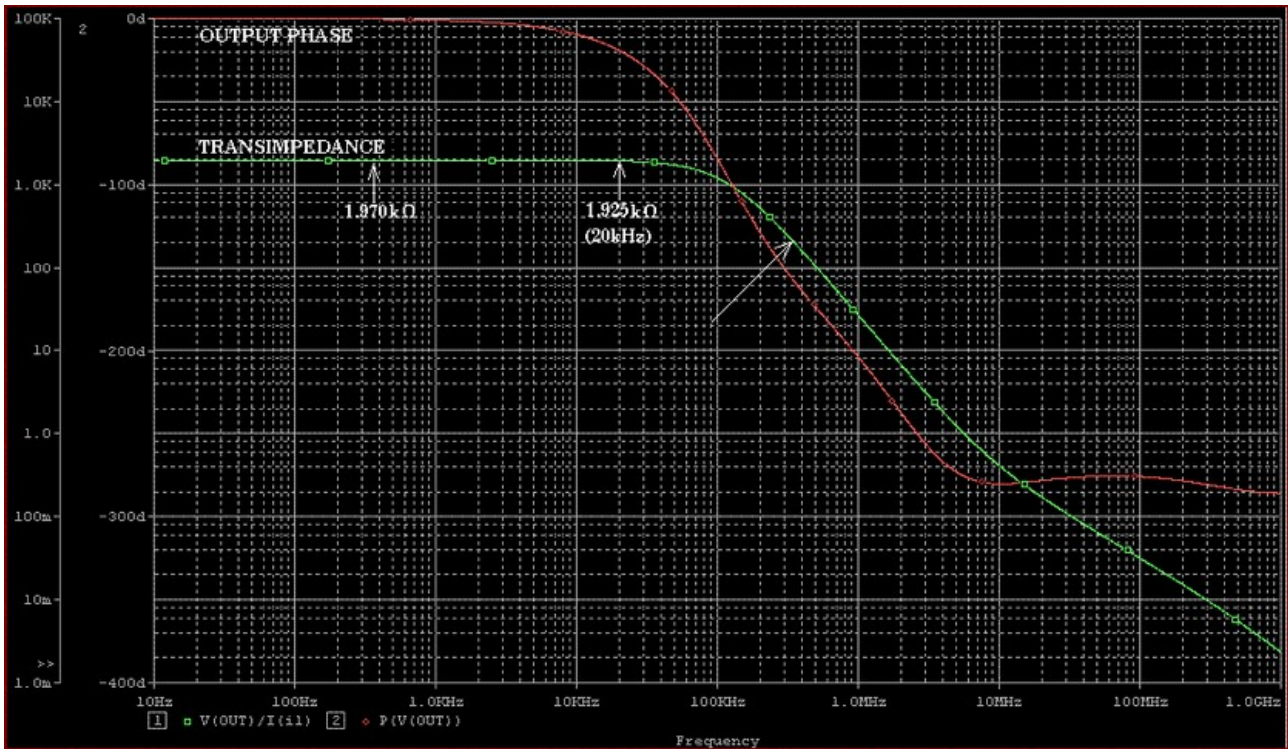
"BOUCLE FERMEE ? GAIN" est le gain incluant le LPF primaire pour la source de tension virtuelle. La valeur elle-même n'a pas de signification directe, mais si l'impédance de sortie de 1kΩ du PCM1702 reste constante, les caractéristiques devraient être similaires. Malheureusement, il y a une atténuation de 0,2dB à 20kHz. Le point -3dB se situe à 82kHz, où le sur-échantillonnage (par un facteur 8) provoque un bruit de repli autour de la flèche 330kHz = 7,5fs (fs = 44,1kHz). Heureusement, il n'y a pas de pic comme dans la simulation précédente, mais la marge de phase n'est toujours pas bonne.

Je suis donc allé sur le site de Kefis et j'ai étudié à nouveau. Je vais essayer d'une autre manière.



Une source de tension est insérée dans l'entrée inverseuse, et elle est utilisée comme un capteur. OPEN LOOP GAIN est un peu différent de la simulation ci-dessus, mais c'est OK pour le moment car je ne connais pas d'autre moyen de vérifier LOOP GAIN. Lorsque je regarde la PHASE DE LA BOUCLE à la fréquence où le GAIN DE LA BOUCLE devient 0dB, la marge de phase est d'environ 100°, ce qui est un soulagement si cela est vrai.

Ensuite, j'ai réglé la source de tension sur AC=0V (probablement la même chose qu'à travers), la source de courant I1 sur AC=0,1mA, et j'ai ajouté une charge de 82KΩ. Ceci est probablement plus proche de l'opération réelle.



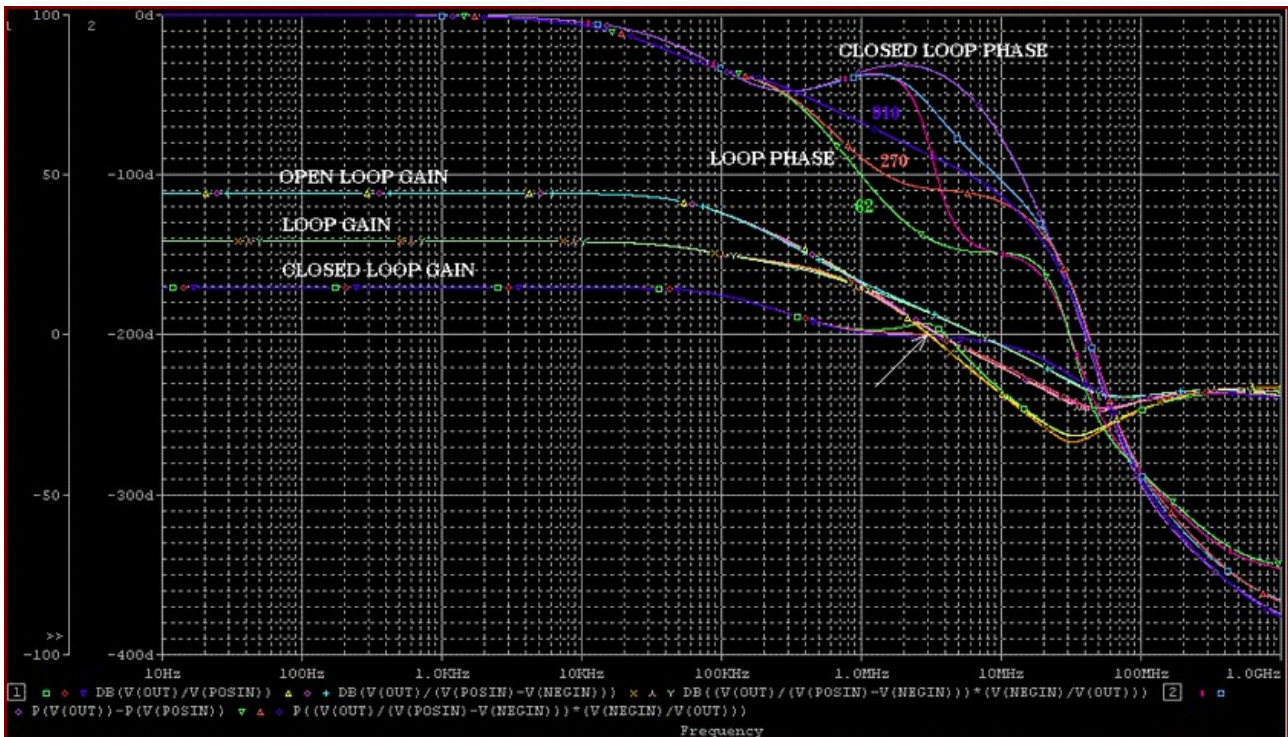
L'entrée est une source de courant avec une impédance de sortie de $1\text{k}\Omega$, donc je ne sais pas si je peux l'appeler un AMP à IMPÉDANCE TRANS ou non, mais depuis que j'ai ajouté une charge de $82\text{k}\Omega$, il semble se rapprocher des caractéristiques originales. J'ai calculé le rapport entre la partie plate et la valeur à 20kHz , et c'était presque le même que le résultat précédent, -0.2dB . La courbe de phase semble également correspondre. Quoiqu'il en soit, il s'agit d'une simulation douteuse, mais elle semble être un soulagement pour KEW. <m(__)m>.

Retour au schéma I/VC

Retour au DAC KEW

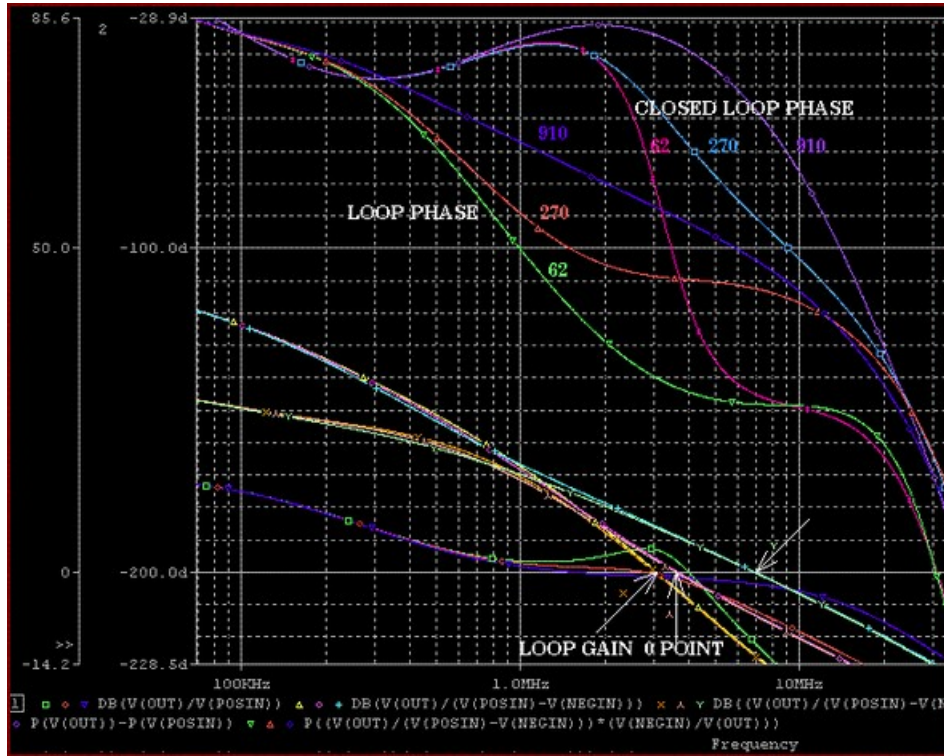
Dans la première partie de cet article, j'ai écrit : "Après tout, il y a un pic à environ 3MHz. Il semble qu'il s'agisse d'une erreur de réglage de la correction de phase de type pas à pas incluse dans la première étape, mais je ne connais pas encore la vérité. Cependant, j'étais curieux à ce sujet, alors j'ai essayé de le simuler un peu plus.

Un exemple d'amplificateur plat avec un condensateur d'intégration de 620 pF est laissé en bas. C'est un exemple à l'époque de (amplificateur de phase normal).



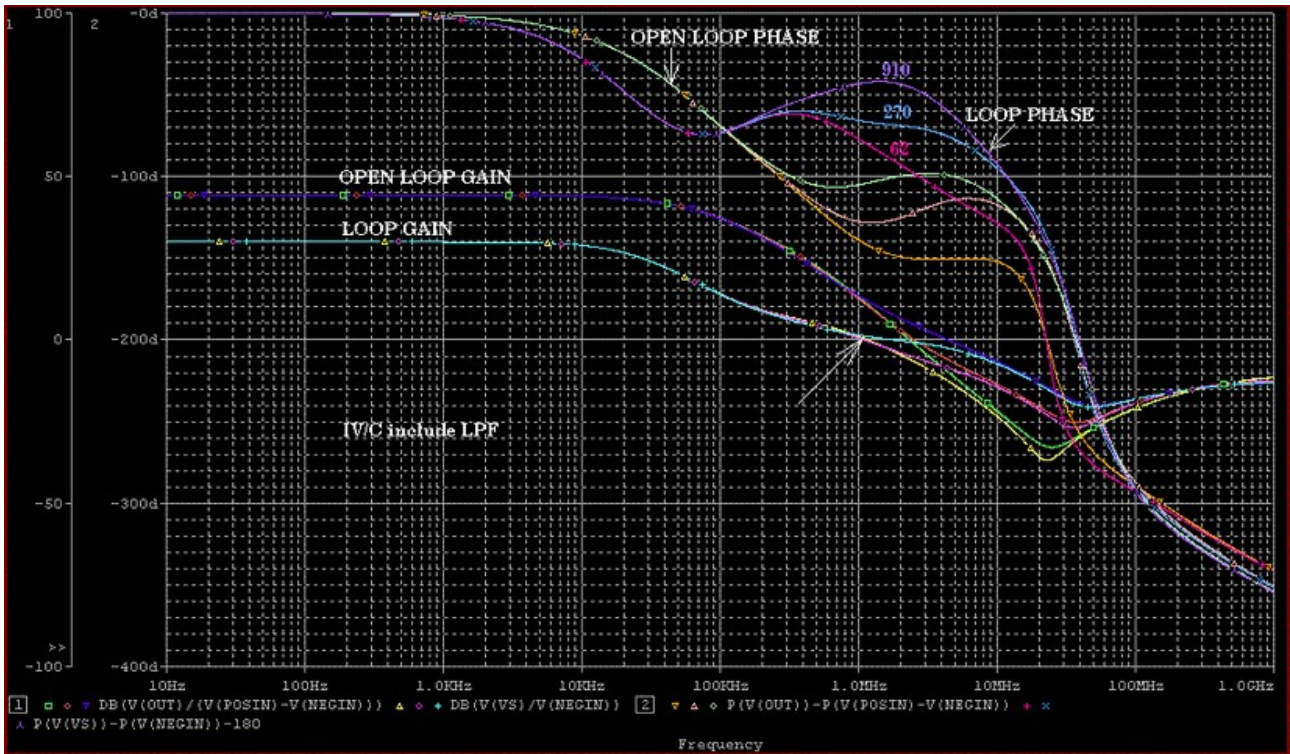
En fait, la constante de $62\Omega + 220\text{pF}$ n'est calculée qu'à partir du rapport de $68\Omega + 200\text{pF}$ sur $62\Omega + 220\text{pF}$, car la résistance de drain du premier étage a été modifiée de 680Ω à 620Ω dans l'original "Partie amplificateur plat du Super Circuit Course NO.21 1997/9, page 131". À ce moment-là, je n'ai rien pensé. À l'époque, nous n'y avons pas pensé.

Lorsque nous avons d'abord augmenté le 220pF , le pic ne s'est déplacé que du côté des basses fréquences. Ensuite, j'ai fait une analyse paramétrique de 62Ω , 270Ω et 910Ω . Il est un peu difficile à voir, alors je l'ai agrandi.

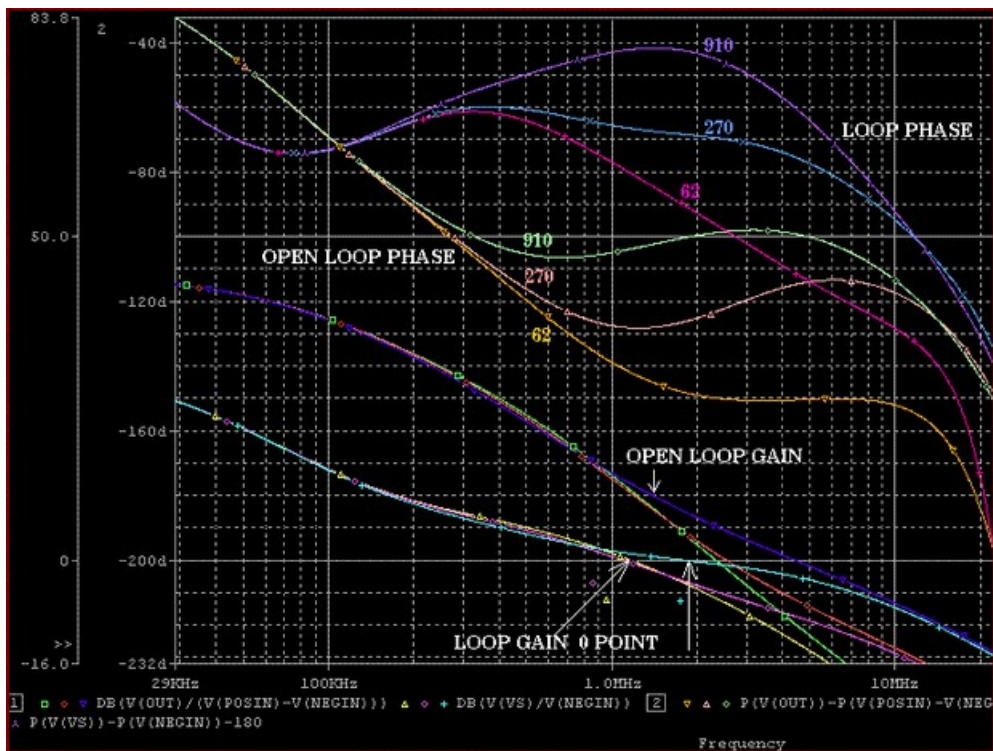


Je savais que 62ohm n'est pas bon. La constante est juste un peu différente, donc même si on fait l'original, ça a l'air mauvais. Je pensais que c'était une erreur d'impression. J'ai pensé qu'il pouvait s'agir d'une erreur d'impression, j'ai donc lu "Super Circuit Course NO.17 1997/5 page 116". La correction de phase en escalier se caractérise par une décroissance du gain aux hautes fréquences, mais le changement de phase revient à 0°. Une hauteur de marche d'environ 20dB est la plus efficace. Par conséquent, Rp doit être choisi pour être égal à 1/10 de la résistance de la charge du drain. C'est une déclaration très claire.

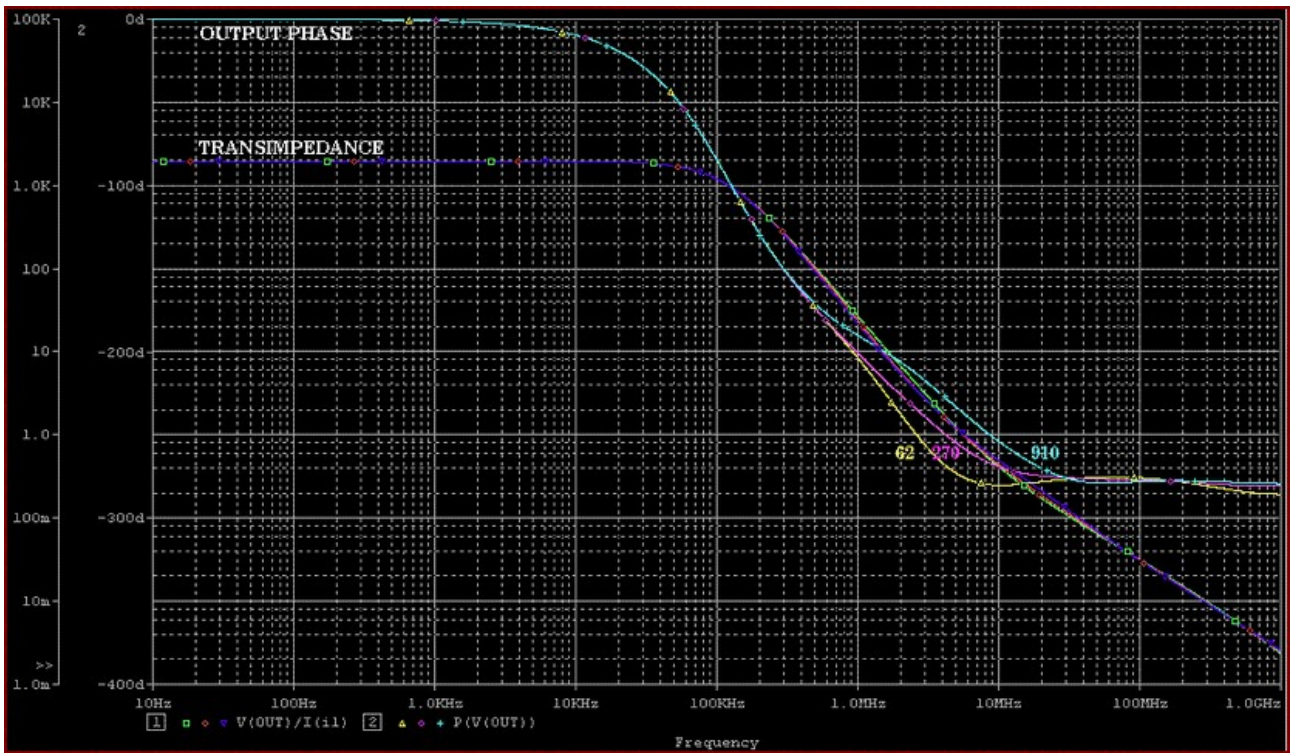
Cette section est écrite pour tous les préamplis FET, et ils ont essayé la même chose avec les préamplis Tr, mais cela semble être un peu impossible pour les Tr qui ont des caractéristiques de haute fréquence inférieures à celles des FET. D'après la figure ci-dessus, il semble que la valeur optimale se situe entre 270Ω et 910Ω, mais comme il s'agit d'une utilisation commune I/VC, nous ne devons pas répondre immédiatement.



Voici une analyse paramétrique de l'I/VC (source de tension insérée dans l'entrée inverseuse comme un capteur). Après tout, la valeur optimale semble être différente de celle d'un amplificateur plat ? La valeur optimale semble être différente de celle de l'amplificateur plat. L'image est agrandie pour le moment.



Comme d'habitude, 62Ω n'est pas bon, mais même 270Ω semble être mauvais. Il semble nécessaire de considérer C_p également. En attendant, j'ai simulé l'impédance du transformateur de manière paramétrique.



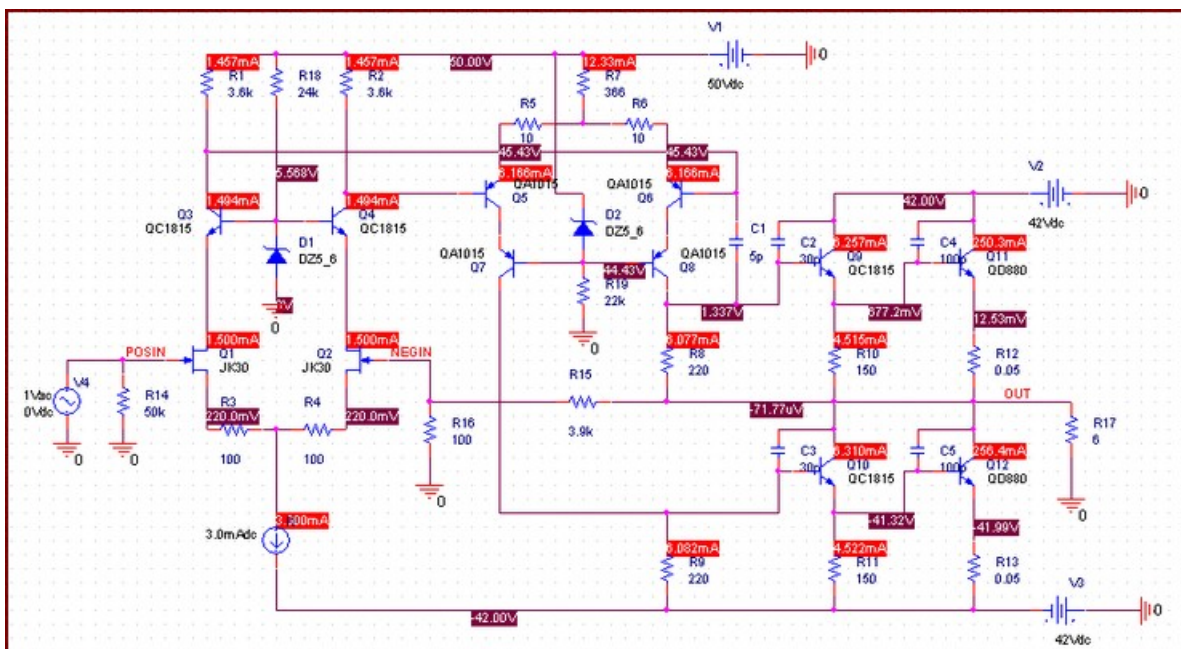
Cela semble bon même si c'est environ 270 ohms, mais ce n'est qu'une simulation de GAIN DE BOUCLE OUVERTE qui est 10dB plus bas, donc il n'est pas facile de commencer une grande modification.

Une symétrie parfaite, super simple ?

Retour au schéma du circuit de l'amplificateur de puissance NO.139 Paci-Claim

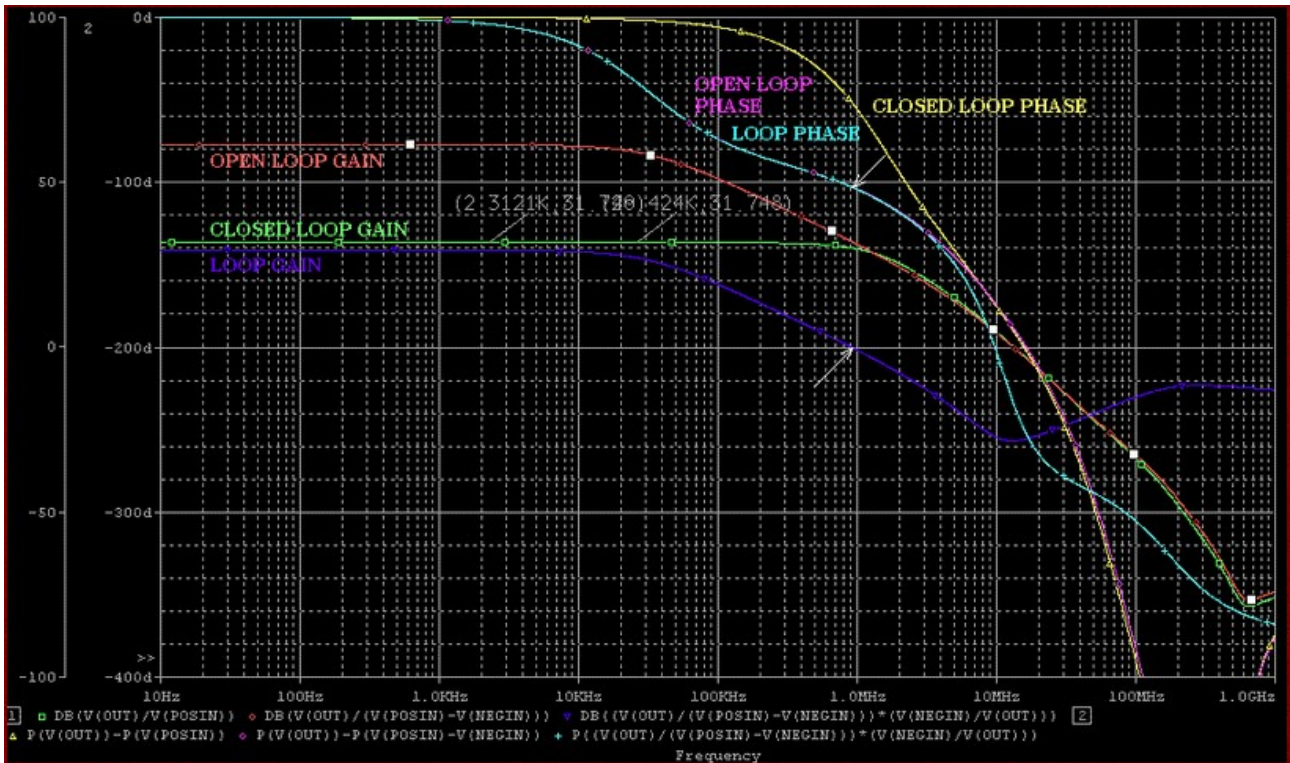
C'est le Pacliampificateur NO.139. On ne peut pas dire qu'il s'agisse d'un amplificateur simple en raison de l'ajout d'un cascode, mais c'est le premier amplificateur parfaitement symétrique du style KEW, qui n'a été réalisé que par calcul théorique. C'est le premier amplificateur parfaitement symétrique.

Je voulais d'abord le simuler car j'ai entendu dire que l'amplificateur cascode est facile à faire osciller, mais OrCAD PSpice Demo 10.0 (version d'évaluation) m'a fait perdre la tête et j'étais en état de suspension. Cette année ('06), le numéro d'octobre 2005 de Transistor Gijutsu ("Transistor Technology"), que j'avais commandé exprès, est arrivé, et j'ai réessayé. Je n'ai pas compris ce qui s'était passé, mais j'ai réussi la simulation (ou quelque chose comme ça ?).



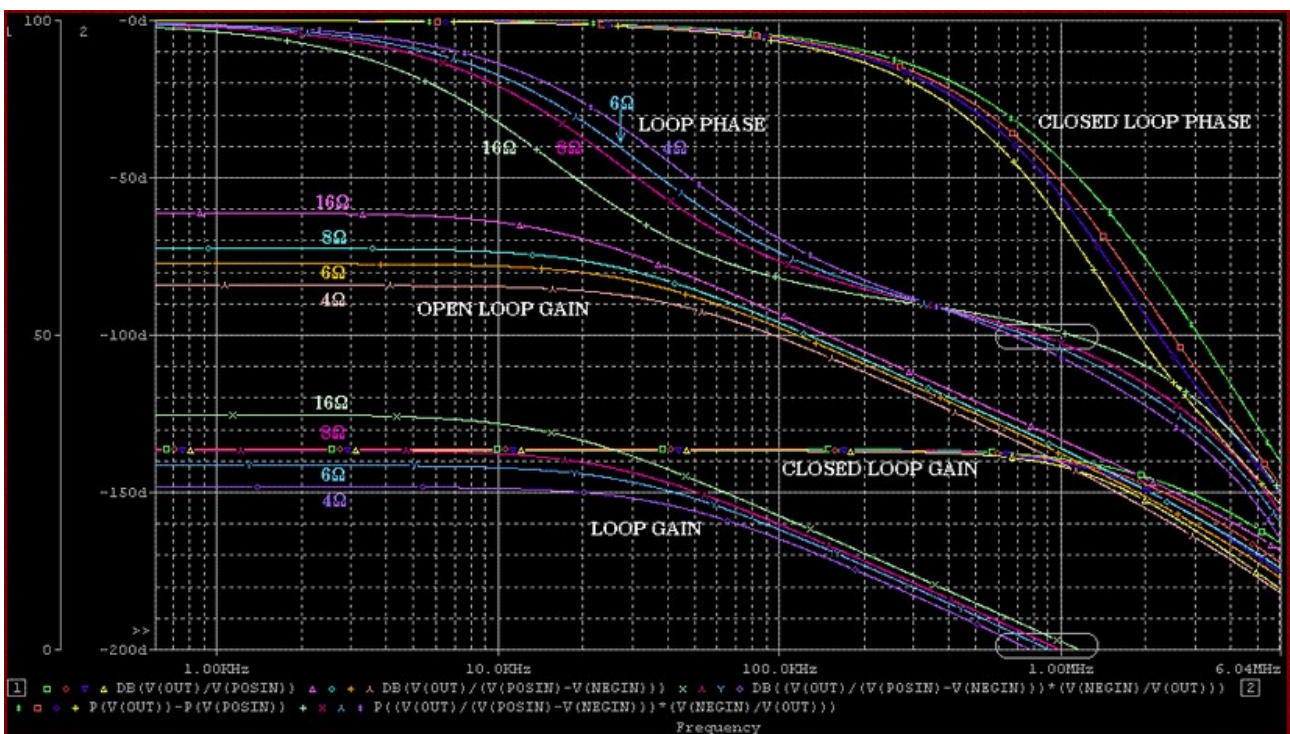
J'ai ajusté la résistance commune de l'émetteur du 2ème étage R7 de sorte que le courant de repos de l'étage final devienne 250mA du dispositif réel. Hmm, je pense que le total avec l'étage de pilotage était de 250mA, mais c'est OK. (-)y-°. Le montant du DC est faible même s'il n'est pas ajusté contrairement au pré.

J'ai réglé une charge de 6ohm pour correspondre au PIONEER S-LH5, et j'ai omis le circuit MFB.



Le CLOSED LOOP GAIN est de 31,75dB dans la gamme des basses fréquences, le point -3dB est de 1,26MHz, il n'y a pas de pics étranges, et la phase au point 0 de la flèche LOOP GAIN est de 102° , ce qui semble correct.

Les enceintes n'ont pas une impédance constante, j'ai donc essayé de faire une analyse paramétrique avec des charges de 16Ω, 8Ω, 6Ω et 4Ω. La figure est agrandie car elle est difficile à voir. (La basse fréquence en dessous de 600Hz est plate).



Je ne sais pas si c'est l'effet du deuxième étage cascode, mais comme c'est caractéristique des amplificateurs de sortie actuels, l'OPEN LOOP GAIN augmente de 6dB chaque fois que la charge est doublée de 4ohm à 8ohm puis à 16ohm. Chaque point de LOOP GAIN 0 entouré par l'ellipse a presque la même phase, donc c'est OK pour le moment.

Le GAIN DE LA BOUCLE FERMEE semble être presque superposé à environ 32dB, mais si vous regardez de près, vous pouvez voir que le gain est plus élevé lorsque la charge est plus légère.

Lorsque le circuit MFB est installé, il devrait y avoir une différence de gain en fonction de la charge en le réglant du côté CNF (retour de courant).

Il y a quelques controverses à ce sujet, mais pour les enceintes qui ont une bonne réputation avec les amplis à tubes, vous pouvez probablement obtenir de bons résultats en ajustant le circuit MFB. (A mon avis, KEW n'a utilisé que des haut-parleurs qui sont OK avec le côté VNF (voltage feedback) (T_T).

De ce qui précède, nous pouvons conclure que D'après ce qui précède, il semble que mon amplificateur de palet NO.139 ne se cassera pas soudainement demain (c'est vrai). Je suis sûr qu'il le fera. Je réfléchis beaucoup à la maintenance, mais il semble que le GAIN DE BOUCLE FERMEE de 22dB, qui est la norme de nos jours, soit impossible, mais qu'il fonctionnera de manière stable à environ 26dB. Les performances peuvent être améliorées, mais j'y réfléchis encore.

← NO.139 Retour au schéma électrique d'origine Approfondissement de la section maintenance →

Retour au schéma du circuit I/VC

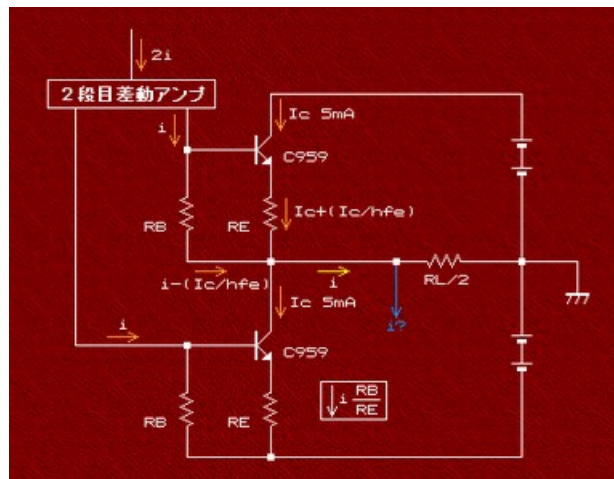
Retour au DAC de KEW

Le problème avec est que le R_B est réduit pour améliorer la stabilité de l'étage de sortie, mais au final le courant du deuxième étage est augmenté, ce qui n'est pas une partie symétrique d'un amplificateur parfaitement symétrique. -Le déséquilibre du courant de fonctionnement entre l'étage de sortie supérieur et inférieur, c'est-à-dire que le courant de fonctionnement du TR de sortie inférieur est augmenté par le courant du deuxième étage. En d'autres termes, le courant de fonctionnement du TR de sortie inférieur est plus élevé que celui du deuxième étage. Considérez la contre-mesure de "".

La raison en est l'influence de l'idée de l'œuf de Christophe Colomb par M. Konton mentionnée ci-dessus.

⇒ <http://www7b.biglobe.ne.jp/~konton/No-128ka-4.htm> Voir plus loin 6 - 12 novembre 2005

Il semble que non seulement l'idée mais aussi la modification soit déjà en cours, et je suis très intéressé par la façon dont le son va changer.



Voici le schéma du circuit de l'étage de sortie de "Qu'est-ce qu'un amplificateur parfaitement symétrique ? Le RE est inclus dans le schéma de circuit de l'étage de sortie de "Qu'est-ce qu'un amplificateur parfaitement symétrique ?

Lorsque l'entrée de l'amplificateur différentiel du premier étage est au potentiel de masse commun, l'amplificateur différentiel du deuxième étage est une sortie à impédance suffisamment élevée (sortie de courant), et les caractéristiques du 2SC959 sont égales en haut et en bas, un I_c égal circule à travers le 2SC959 supérieur et inférieur comme le montre la figure ci-dessus.

Toutefois, le i supérieur n'a aucun endroit où s'échapper et se déverse tel quel dans la charge ($R_L/2$), de sorte qu'en pratique, l'équilibre différentiel est légèrement rompu par la résistance de source (semi-fixe) de l'amplificateur différentiel du premier étage (naturellement, l'équilibre du deuxième étage est également rompu). Afin d'empêcher le passage de i dans la charge, le courant de fonctionnement du 2SC959 inférieur est augmenté du courant du deuxième étage pour annuler le courant continu de sortie.

Certaines personnes ont essayé le "circuit à courant constant avec un J-FET entre la sortie et l'alimentation négative pour fournir un endroit où i peut s'échapper", et il semble que le courant de fonctionnement de chaque étage soit effectivement égal. Cependant, je ne l'ai pas aimé parce que je ne me sentais pas à l'aise avec le schéma. (Je m'inquiétais également du coefficient de température négatif du J-FET ?

C'est alors qu'est apparue l'idée de l'œuf de Christophe Colomb de M. Konton.

Selon le calcul simple du gain ouvert dans le "Cours Super Circuit", le gain actuel de l'étage final est $A_{IO} = R_B / R_E$.

Le courant de l'étage final est alors $i \times (R_B / R_E)$. Cependant, du côté supérieur, le courant du deuxième étage fait également partie du courant de sortie, il devient donc $i + i \times (R_B / R_E)$, et $1 + (R_B / R_E)$ divisé par i devient le gain de courant supérieur.

Cela signifie que les gains de courant supérieur et inférieur sont différents. Alors, que pouvons-nous faire ? Il suffit d'augmenter le gain du côté inférieur.

Le gain du côté supérieur est de $1 + (390\Omega / 47\Omega) = 437\Omega / 47\Omega$ et le gain du côté inférieur est de 437Ω . (Peut-être que ce lecteur de Konton se généralisera à l'avenir ?)

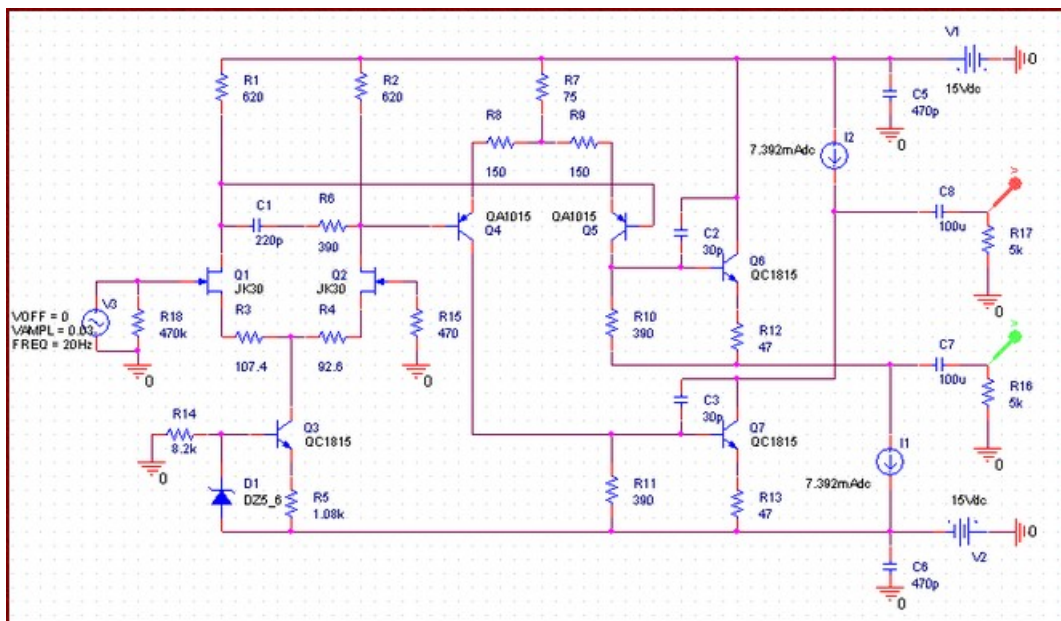
Le seul problème est qu'il n'y a pas de résistance d'avance. Je n'aime pas l'idée d'utiliser une seule pièce différente des autres.

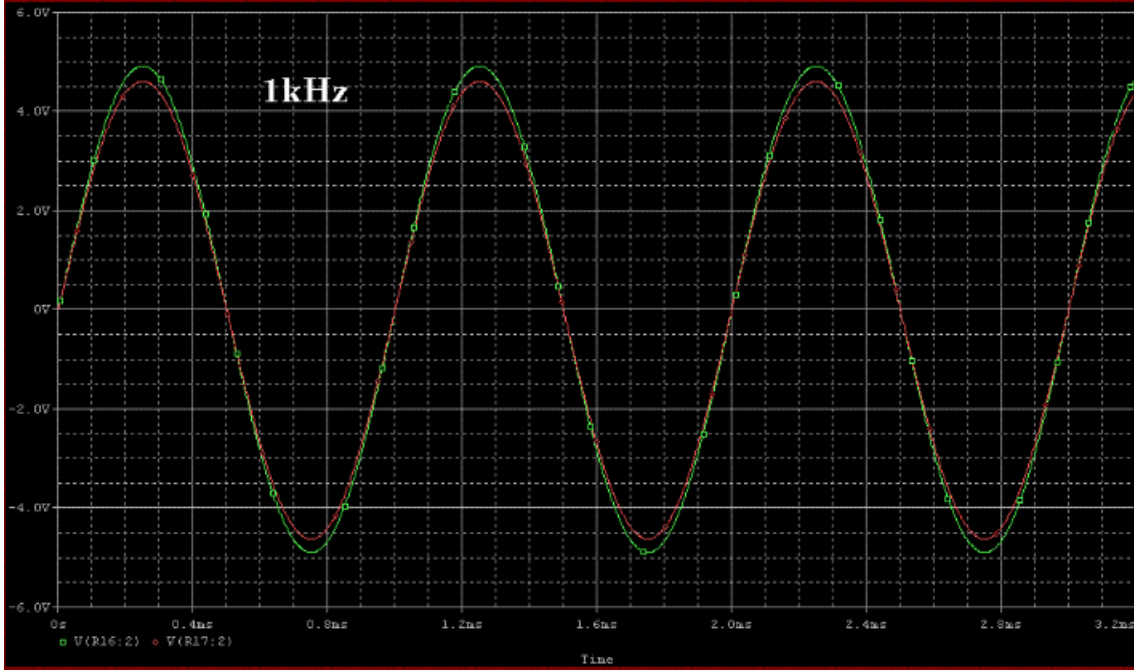
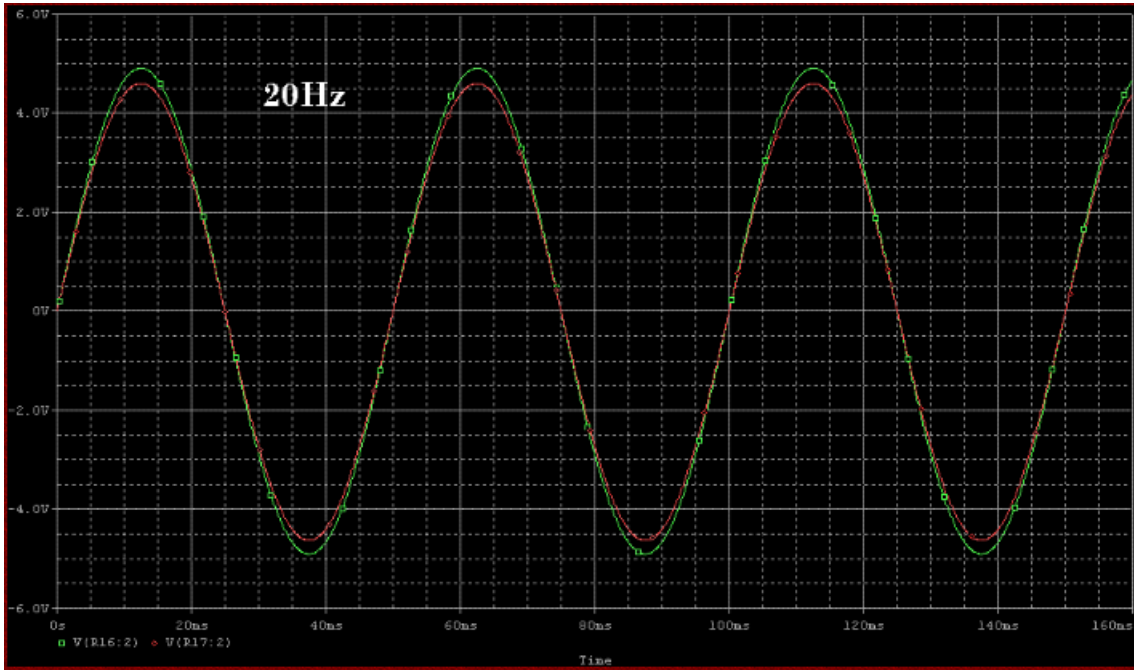
Cependant, lorsque je m'en suis bien souvenu, j'ai constaté que la résistance de l'émetteur commun du deuxième étage de l'amplificateur différentiel du pacliamplificateur NO.139 a 430Ω qui était mal réglé ! Il semble qu'il existe une valeur de substitution pour celui-ci. J'ai donc essayé de le simuler immédiatement.

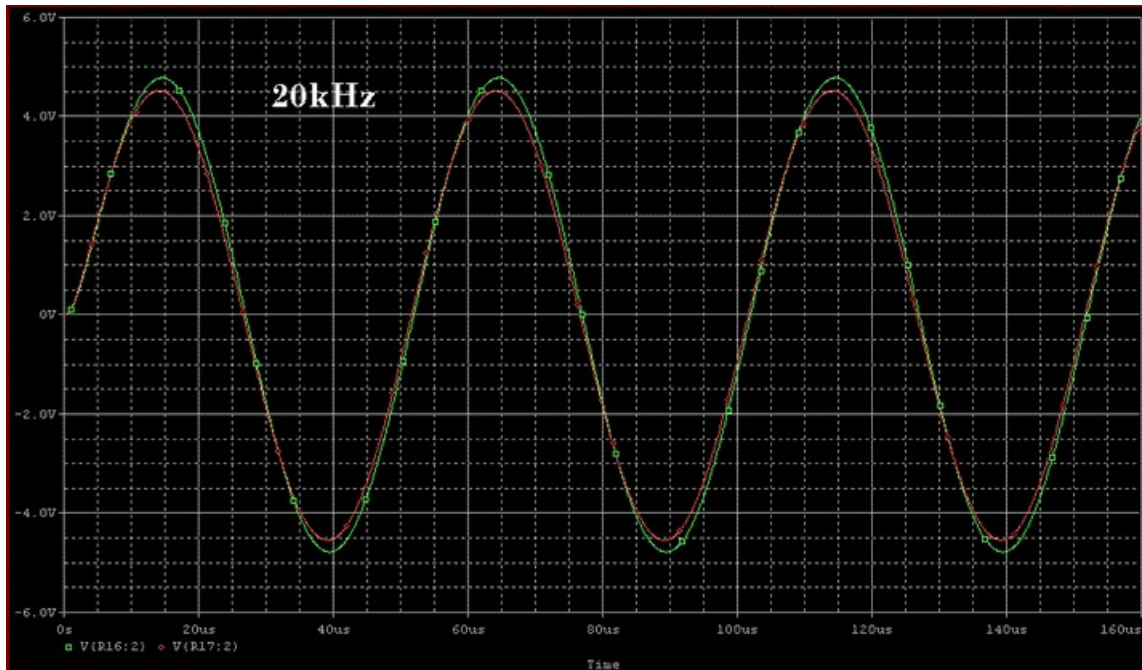
Comme je veux voir la caractéristique de gain ouvert, je règle la charge ($R_L / 2$) à $2,5k\Omega$ qui est proche de $2,67k\Omega$ au moment de l'amplificateur plat, je mets à la masse l'entrée inverseuse via 470Ω , j'ajuste la résistance de source du premier étage et je note autant que possible la valeur du courant de l'étage final.

Après cela, le haut et le bas de l'étage final sont séparés, et une source de courant constant de la valeur de courant de l'étage final noté est connectée. Une charge de $5k\Omega$ (R_L) est donnée à chacun du haut et du bas en coupant la partie DC avec C. J'entre une onde sinusoïdale et je compare la tension de sortie du haut et du bas. (Le vert correspond au côté supérieur, le rouge au côté inférieur).

Circuit



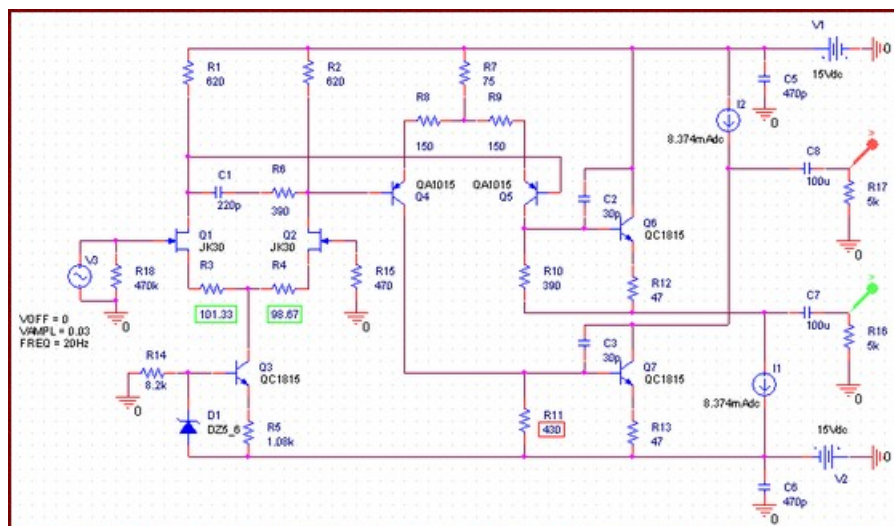




Il existe un retard de phase à 20 kHz et un déphasage entre les étages supérieur et inférieur, mais il ne fait aucun doute que le gain total de l'étage supérieur est important.

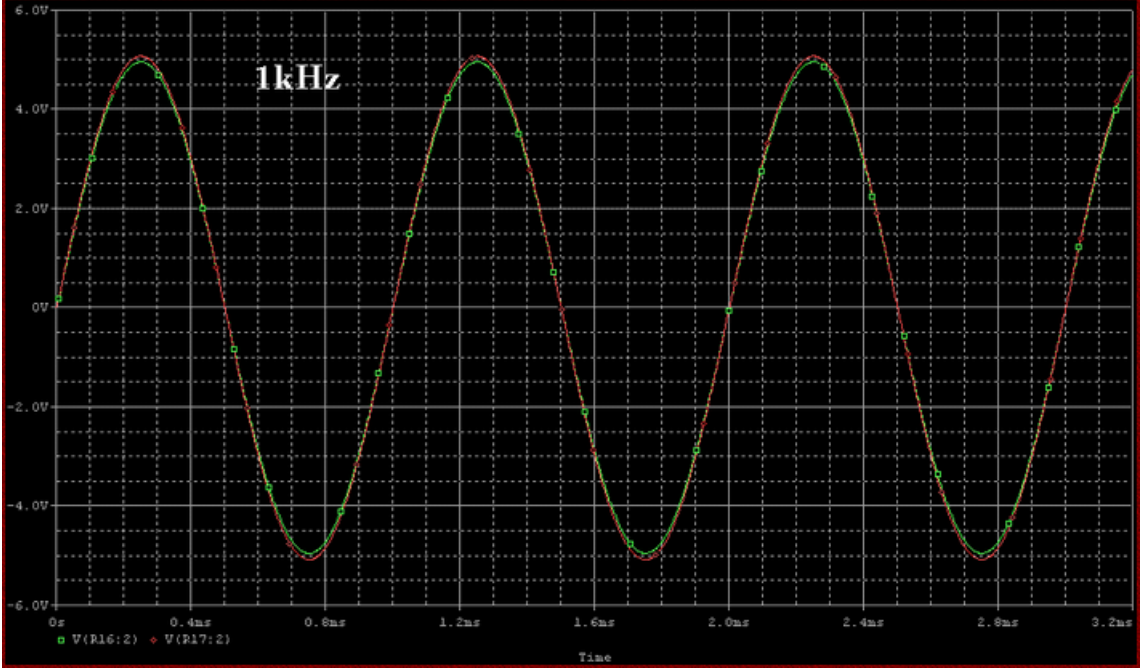
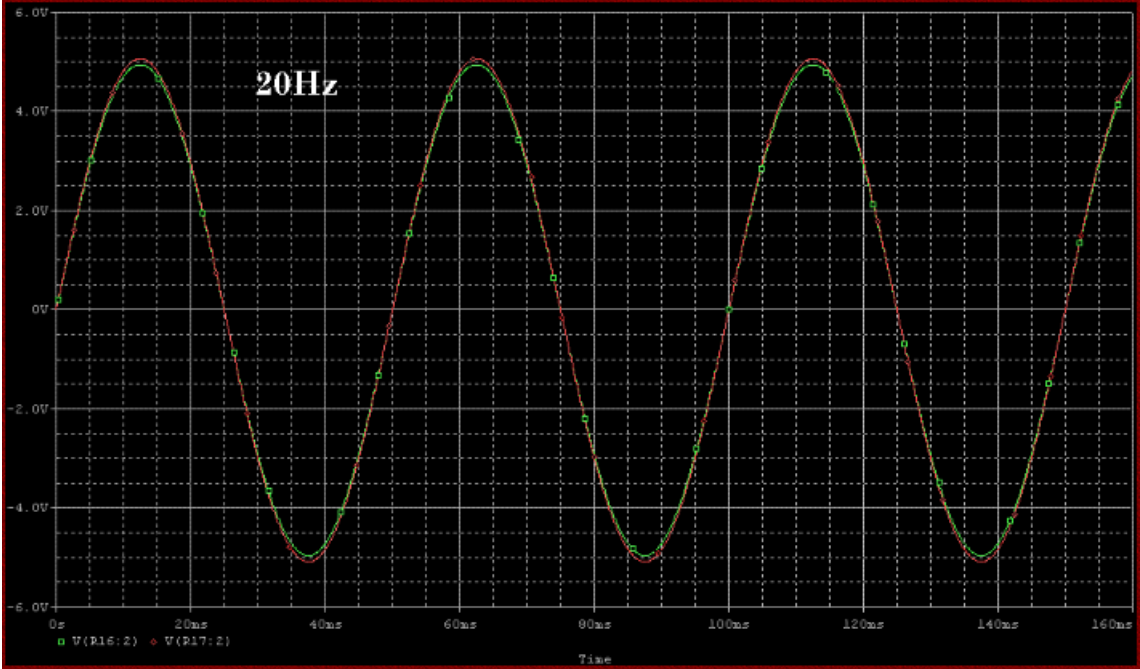
Comme l'équilibre du gain du premier étage est rompu, le gain actuel du deuxième étage doit être plus grand que celui du bas, et le G_m du dernier étage doit être plus grand que celui du bas. Par conséquent, la différence du réglage actuel du gain du dernier étage en est la cause.

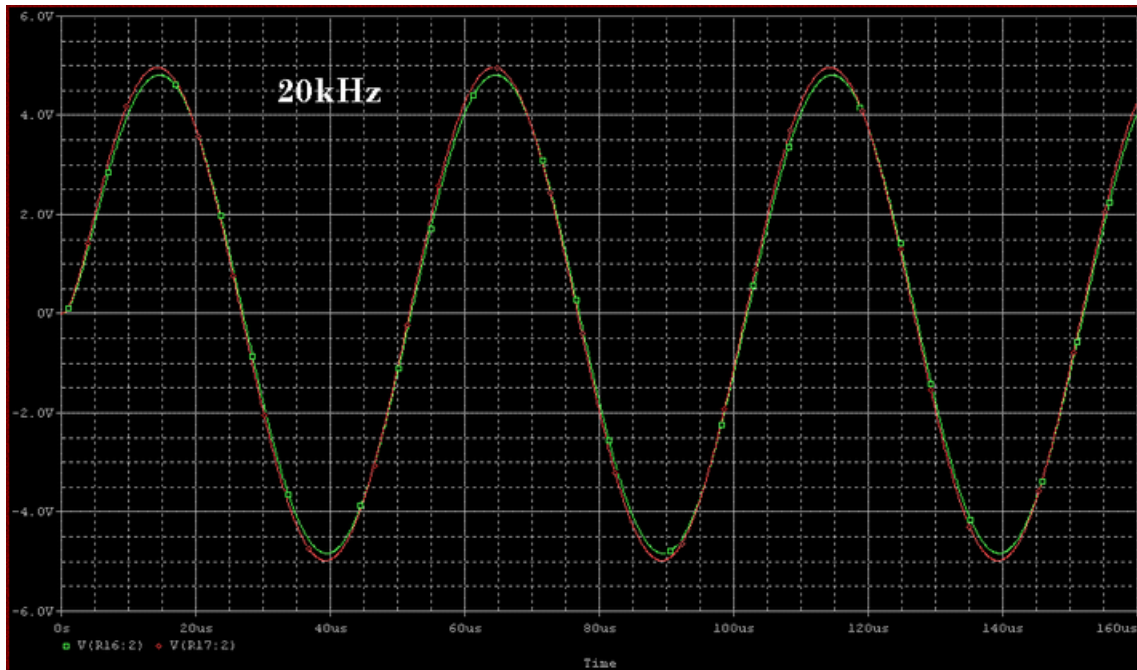
Si c'est le cas, on s'attend à ce que le RB inférieur de la dernière étape soit ajusté.



Ainsi, la simulation est basée sur l'hypothèse que 430Ω a été porté par le pacriamp NO.139.

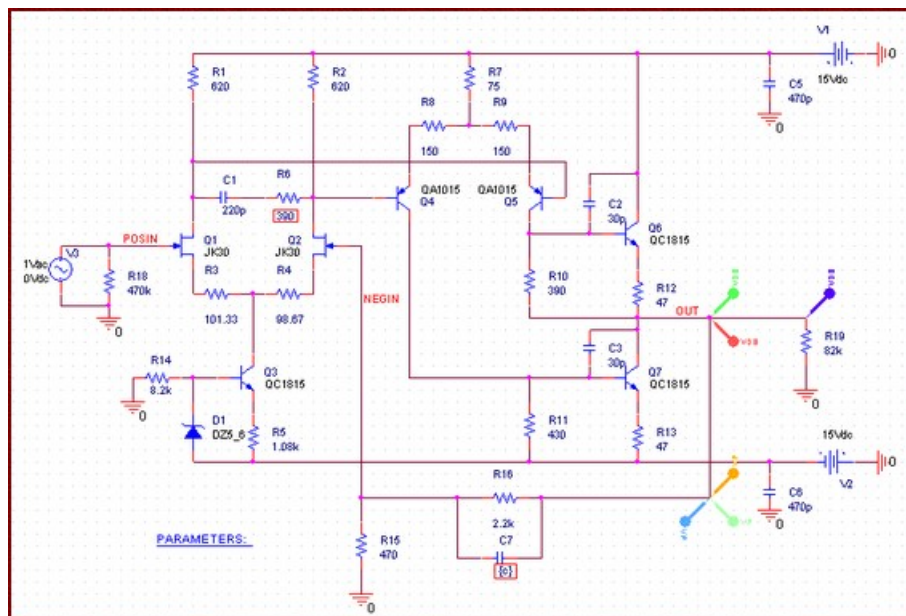
D'après la valeur de la résistance de source du premier étage, nous pouvons voir que l'équilibre du deuxième étage a été amélioré. De plus, comme le gain a augmenté, le courant de fonctionnement du dernier étage est devenu plus important, mais nous le laissons tel quel.





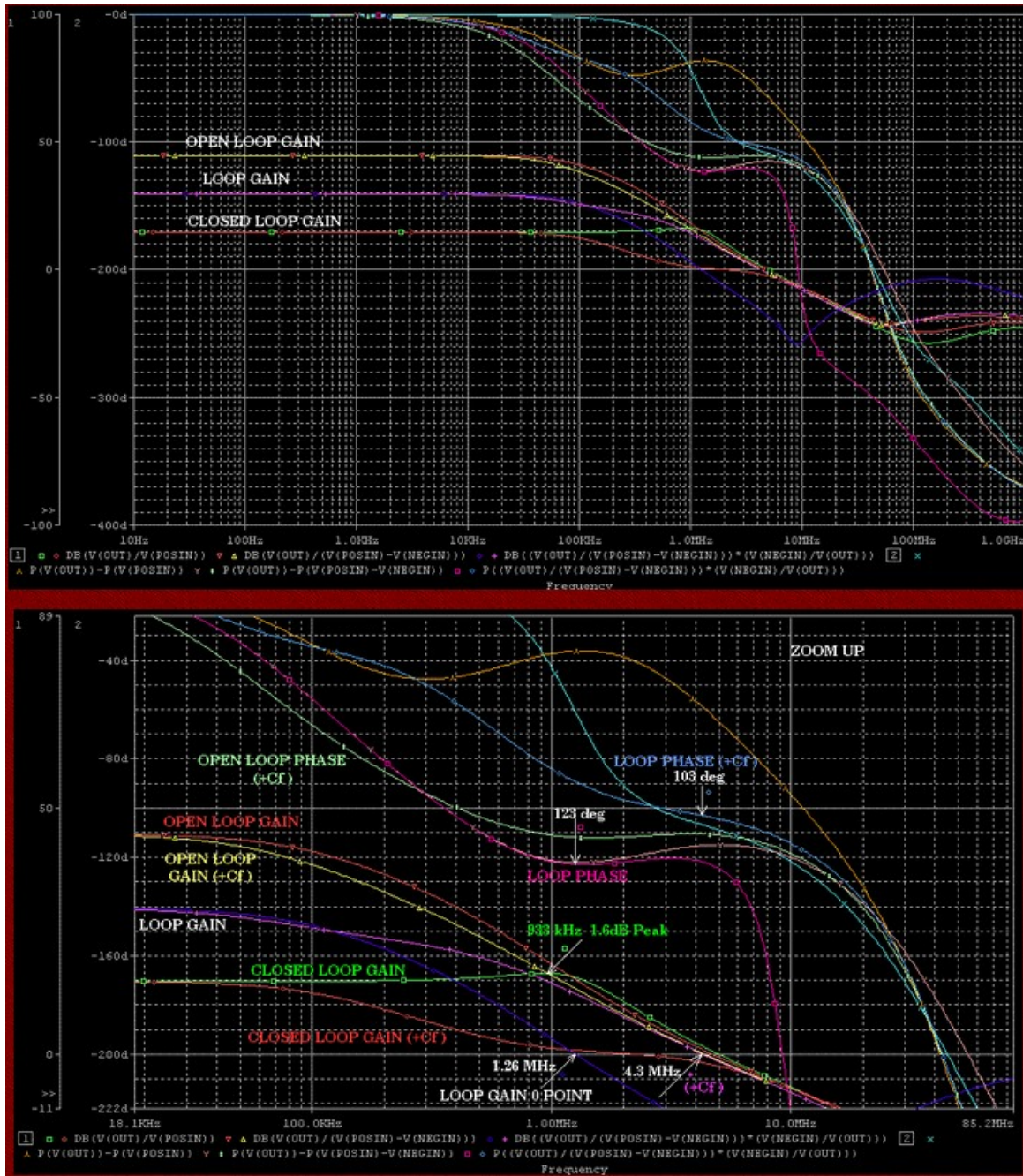
Je pense que c'est une très bonne caractéristique sans NFB et avant la synthèse push-pull. Jusqu'à présent, j'ai seulement essayé de suivre le test de M. Konton.

Puisque le résultat était conforme aux attentes, regardons les caractéristiques de fréquence après la synthèse push-pull (& CLOSED LOOP GAIN).



Je vais regarder le cas sans (0,001 pF) et avec (620 pF) le condensateur d'intégration dans l'amplificateur plat.

J'inclurai également la correction de phase échelonnée R_p , que je remplacerai par 390 ohms, retirés après l'implantation.

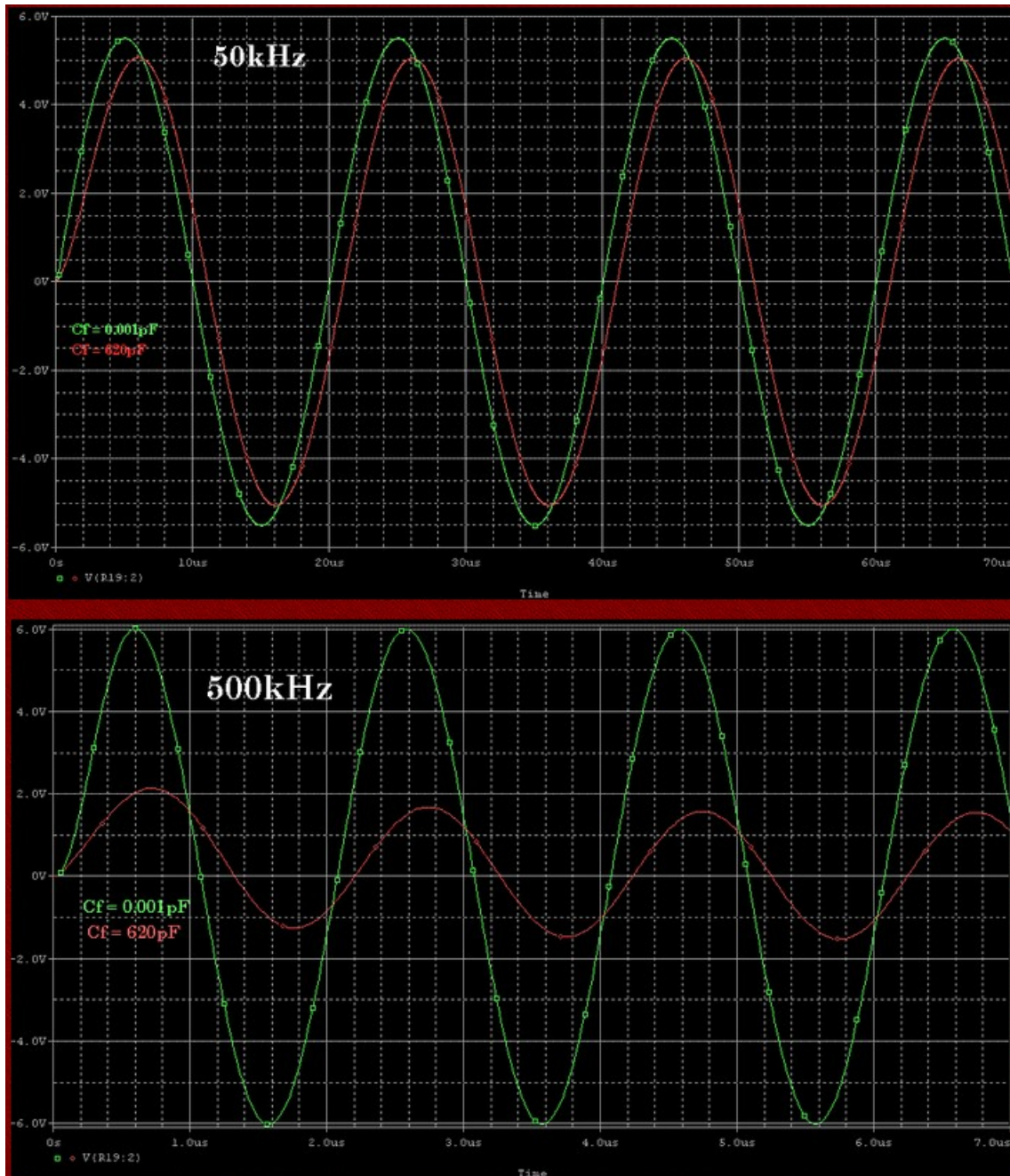


Bien qu'on s'y attendait, le monde n'était pas si facile, et le pic s'est produit dans "CLOSED LOOP GAIN sans condensateur intégral".

Cependant, avec CF (620pF), il pourrait être assez bon. (Il s'agit d'un type en deux étapes.... (^))
 Cependant, ce CF n'est pas seulement destiné à éviter les tracas de la commutation, mais aussi à couper le bruit externe à haute fréquence dû à l'entrée à haute impédance lors de l'utilisation de cartouches de type MM, et à compenser le manque d'atténuation à haute fréquence pour la stabilisation à rétroaction négative commune à l'égaliseur GOA INF. (Probablement, ça semble être une bonne excuse...) (- (-)y-^{oooo}...)

Afin de vérifier la symétrie de l'étage final, nous avons simulé des ondes sinusoïdales de 50kHz et 500kHz.
 (L'entrée est de 1Vrms).

kd50kHz_sim



Les caractéristiques de fréquence sont celles que vous pouvez deviner dans "Caractéristiques de fréquence après synthèse push-pull (& CLOSED LOOP GAIN)".

Cette fois, je n'ai fait appel qu'à la supériorité de l'entraînement konton, mais j'espère trouver le temps de faire l'entretien total bientôt, afin que KEW lui-même soit "rafraîchi".

BACK

TOP

Accueil KEW

§§§