

Conversion Numérique Analogique

Introduction

Passionné par l'amplification audio à base de tubes à vide, je me suis un jour penché sur les sources audios et plus particulièrement les sources numériques qui sont aujourd'hui omniprésentes.

Le net est riche en exemples de réalisations et ma curiosité s'est portée sur les lecteurs CD bricolés. Les « tweaks » les plus communs sont le NOS (No Over Sampling) et la sortie par un étage final à tubes. (voir site « lampizator »)

Immédiatement séduit par l'idée, je me suis mis à bricoler moi même un lecteur Philips CD 371 équipé du fameux convertisseur TDA1541A. J'ai donc conçu un étage de sortie réalisant la conversion courant tension et l'amplification du signal. L'ensemble est fait grâce à un μ follower de 12AX7. La conversion I/U étant confiée à une simple résistance de 10 Ohms.

Vient alors le temps des écoutes qui finalement ne révèlent pas beaucoup (voire pas du tout) de différence entre la sortie AOP d'origine et la sortie TUBE.

Je poste un premier compte rendu sur le fil « [N-ème dac à base de tda1541a](#) » du forum « <http://www.audiyofan.org/forum> » qui fait état de mes premières écoutes.

Les réponses faites me surprennent! On me dit: La conversion I/U par résistance = mauvaise solution, le mieux, c'est le « convoyeur ». Bon, je prend note, et je regarde les montages convoyeurs. C'est souvent un montage hybride de transistors pilotant un tube. Et là, je me pose la question: Que vaut t'il mieux, une conversion I/U par résistance ou par convoyeur? Quel est finalement, pour chaque solution, le rapport de force entre avantages et défauts?

Voilà pourquoi je me suis lancé dans l'étude qui suit.

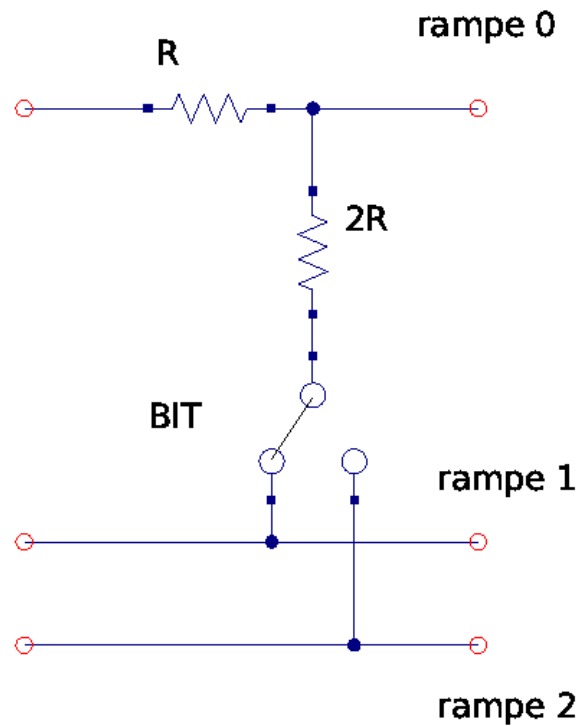
Plan de l'étude

- a) Comment fonctionne un CNA
- b) Modélisation d'un CNA
- c) Les outils d'analyse
- d) Conversion I/U par résistance
- e) Conversion I/U par résistance + ampli
- f) Conversion I/U par convoyeur
- g) Conversion I/U par AOP
- h) Récapitulatif
- i) Conclusions

A) Comment fonctionne un CNA

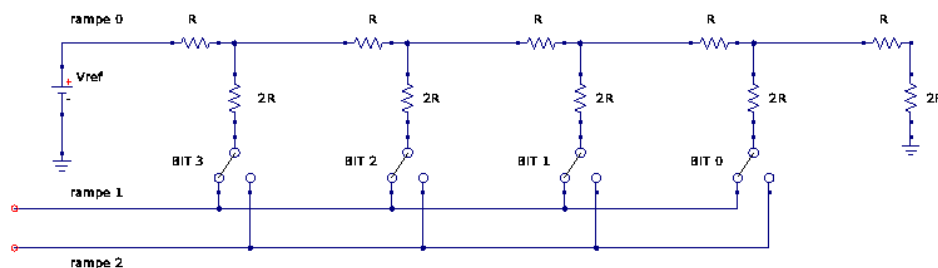
Il existe plusieurs possibilités. Nous retenons celle qui est employée dans le TDA1541A, à savoir le réseau R-2R.

Ce réseau est constitué d'une succession de cellules R-2R avec une commutation de branche pilotée en tout ou rien.



Cellule R-2R

Cette cellule représente 1 bit. Pour traduire un mot binaire, on cascade autant de cellules que de bits et on ajoute les terminaisons.



CNA 4 cellules (4 bits)

Dans ce CNA, la tension de référence V_{ref} débite sur un réseau de 5 résistances dont 4 sont

commutables. L'expression du courant de sortie dans les rampes 1 et 2 est:

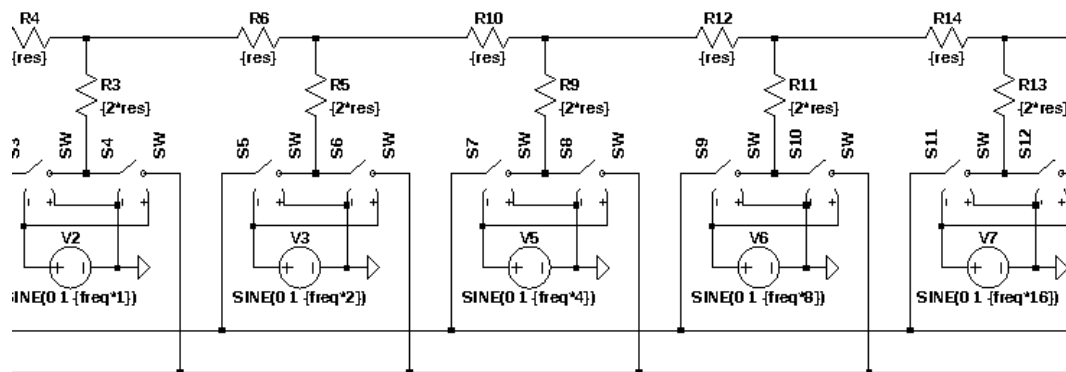
$$I_{rampe1} = \frac{V_{ref}}{2^n R} (b_{(n-1)} 2^{(n-1)} + \dots + b_{(0)} 2^{(0)}) \quad \text{avec } b_{(n)} \text{ l'état du bit } n.$$

Pour I_{rampe2} , la formule est identique mais on inverse l'état de chaque bits. La somme des courants I_{rampe1} et I_{rampe2} est constante. Dans la pratique, la rampe2 est mise à la masse et le signal est disponible sur la rampe1 sous forme d'une variation de courant. On notera que le MSB est le commutateur situé le plus près de V_{ref} . Pour le TDA1541A, le courant absorbé est compris entre 0 mA et -4 mA. Le point de repos (pas de signal) correspond à un courant de -2 mA. Tout cela n'est vrai que si la tension en sortie de la rampe1 est nulle!

B) Modélisation d'un CNA

Dans la vraie vie, le TDA1541A n'est pas tout à fait comme cela. Le réseau R-2R est constitué avec les 10 derniers bits, les 6 autres bits étant organisés en 3 diviseurs actifs de 2 bits chacun. Néanmoins, on simplifie la modélisation en considérant que le réseau R-2R porte sur 16 bits. L'outil de modélisation est LTSpice IV, outil gratuit mis à disposition par Linear Technology.

Le premier travail consiste à créer une cellule R-2R et plus particulièrement de mettre en place le mécanisme de commutation.

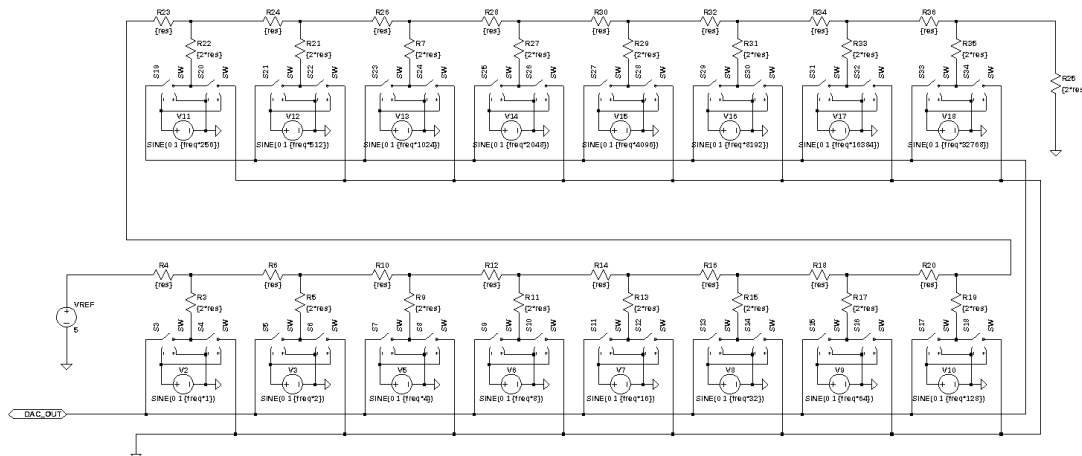


On utilise l'élément SW (switch) contrôlé en tension. Pour une cellule, le système comporte donc deux commutateurs travaillant en opposition de phase. La tension de contrôle est sinusoïdale, sa fréquence est paramétrable. D'une cellule à l'autre, la fréquence double et suit la progression classique 1, 2, 4, 8, 16, ..., 16384, 32768. Le comportement des switches est réglé par une directive « .model SW SW(Ron=1u Roff=10000k Vt=0 Vh=0) » qui précise que la commutation se fait à zéro volt et sans hystérésis. Cela évite tout glitch et la raideur des fronts correspond au passage de 0 à 1 en un pas de temps.

La fréquence est un paramètre modifiable car certains montages étudiés ne passent pas le continu et donnent des résultats erronés si la fréquence de changement du MSB est trop faible.

La simulation débute au temps T0 et se termine au temps T1 tel que $T1 - T0 = \text{période du MSB}$. Ainsi, dans cet intervalle toutes les valeurs que peut prendre un mot binaire de 16 bits sont successivement explorées, de la plus faible à la plus forte.

Ci dessous, un aperçu du modèle 16 bits supposé simuler le comportement du TDA1541A.



Les expériences consistent donc à disposer le montage en évaluation dans la simulation du CNA et de le stimuler avec son courant de sortie.

C) Les outils d'analyse

Une fois la simulation terminée, on trace la grandeur d'intérêt que l'on exporte dans un fichier. On obtient ainsi un fichier texte qui donne en première colonne le temps et en deuxième colonne la valeur observée.

Pour la suite des opérations, on aura recours à quelques « moulinettes » écrites en C et dont le but est de mettre en forme toutes ces données pour en extraire l'information qui nous intéresse ici, à savoir l'estimation de la distorsion.

La démarche est la suivante: On génère un signal sinusoïdal pur. On génère également le signal tel qu'il aurait été créé par le couple CNA+montage pour les mêmes mots binaires que ceux employés pour former le signal pur. On équilibre les deux signaux sur un critère énergétique et on s'intéresse à leur différence. Plus particulièrement, on calcule l'énergie contenue dans ce signal d'erreur et on la compare à l'énergie du signal pur.

Voici les étapes principales:

Conversion temps – mot binaire

La première tâche consiste à convertir le temps en mot binaire. On connaît la fréquence de changement du LSB. Il suffit donc de lire le fichier modulo cette période et de ranger les valeurs dans un tableau dont l'indice est la valeur du mot binaire.

Génération d'un sinus pur et du signal CNA+montage

On imagine un signal théorique tel que $S_{theo} = \frac{1}{2} \cdot \sin(w.t) + \frac{1}{2}$. Ce signal est compris entre 0 et 1.

On forme le mot binaire en multipliant le signal théorique par 2^n et en arrondissant la valeur à l'entier le plus proche. Cet entier étant ainsi connu, on vient lire la valeur donnée par la simulation

pour ce mot binaire. On obtient de la sorte le signal CNA $Scna$.

Centrage des signaux

On recentre les deux signaux ($Stheo$, $Scna$) autour de zéro Pour cela, on leur retire leur valeur moyenne.

Mise à la même énergie

L'idée est de comparer les deux signaux entre eux. Pour cela, il faut qu'ils partagent une grandeur commune. J'ai choisi le critère de l'énergie car c'est celui qui va minimiser la différence entre $Scna$ et $Stheo$.

On va stipuler que $Stheo = G.Scna$ Vu coté énergie cela suppose que $\int Stheo^2 = \int (G.Scna)^2$

Soit encore $G^2 = \frac{\int Stheo^2}{\int Scna^2}$ Avec G , le gain à appliquer à $Scna$ pour qu'il ait la même énergie que $Stheo$

On porte l'amplitude de $Stheo$ à 1 en le multipliant par 2. (pas nécessaire mais plus utile pour comparer les courbes). On calcule les énergies respectives des signaux: $E_{theo} = \sum_{i=0}^{i=n} Stheo[i]$ et

$$E_{can} = \sum_{i=0}^{i=n} Scna[i]$$

On détermine ainsi $G = \sqrt{\frac{E_{theo}}{E_{can}}}$

Différence et estimation de la distorsion

Maintenant que les deux signaux ont même énergie, on forme le signal d'erreur:

$$Serr = Stheo - G.Scna \text{ Puis on calcule son énergie } E_{err} = \sum_{i=0}^{i=n} Serr[i]$$

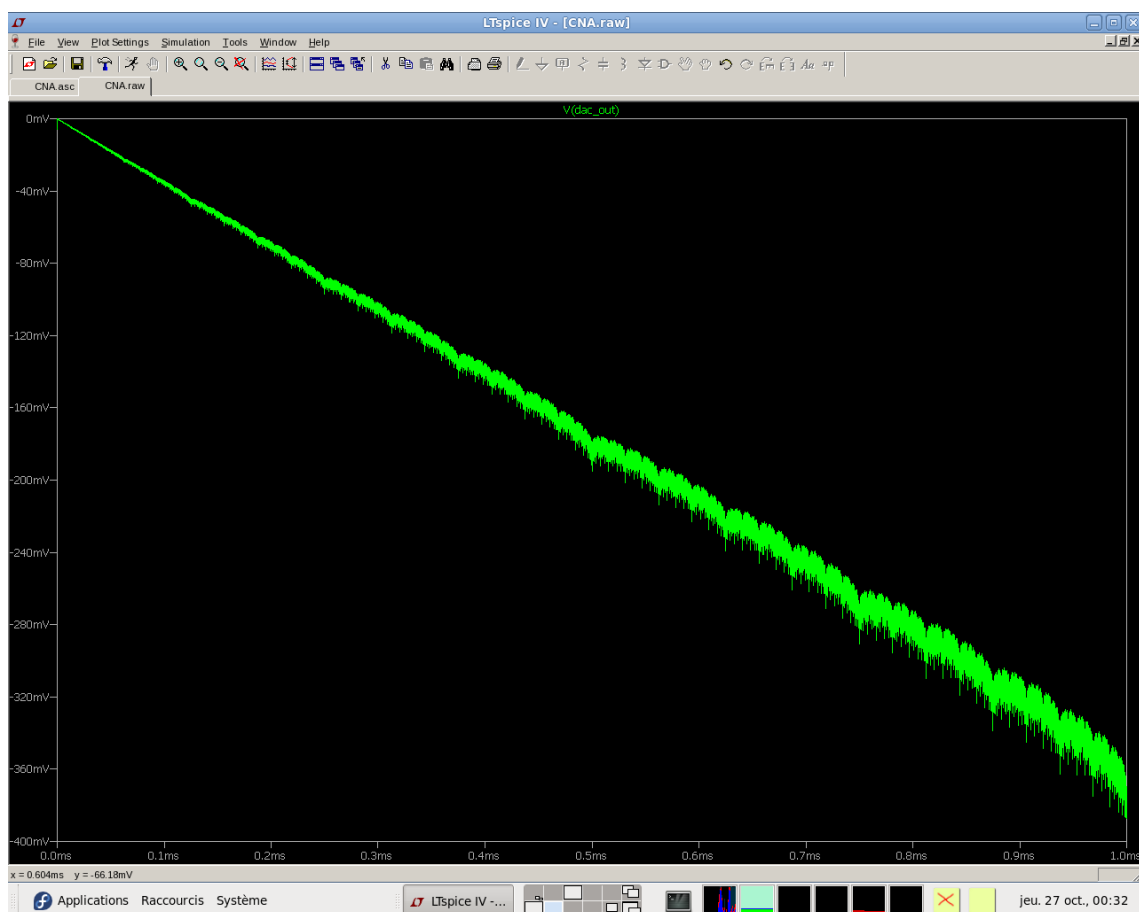
Enfin, on exprime la distorsion totale en db: $Disto = 20.log_{10}(\frac{E_{err}}{E_{theo}})$

L'analyse graphique du signal d'erreur permettra de dire si la distorsion est du type harmonique ou pas.

Ces outils étant mis en place, il ne reste plus qu'a explorer les différents cas.

D) Conversion I/U par résistance

Nous voilà au cœur du sujet. Regardons comment se comporte le CNA avec une charge purement résistive de $100\ \Omega$. La grandeur observée est la tension aux borne de cette charge.



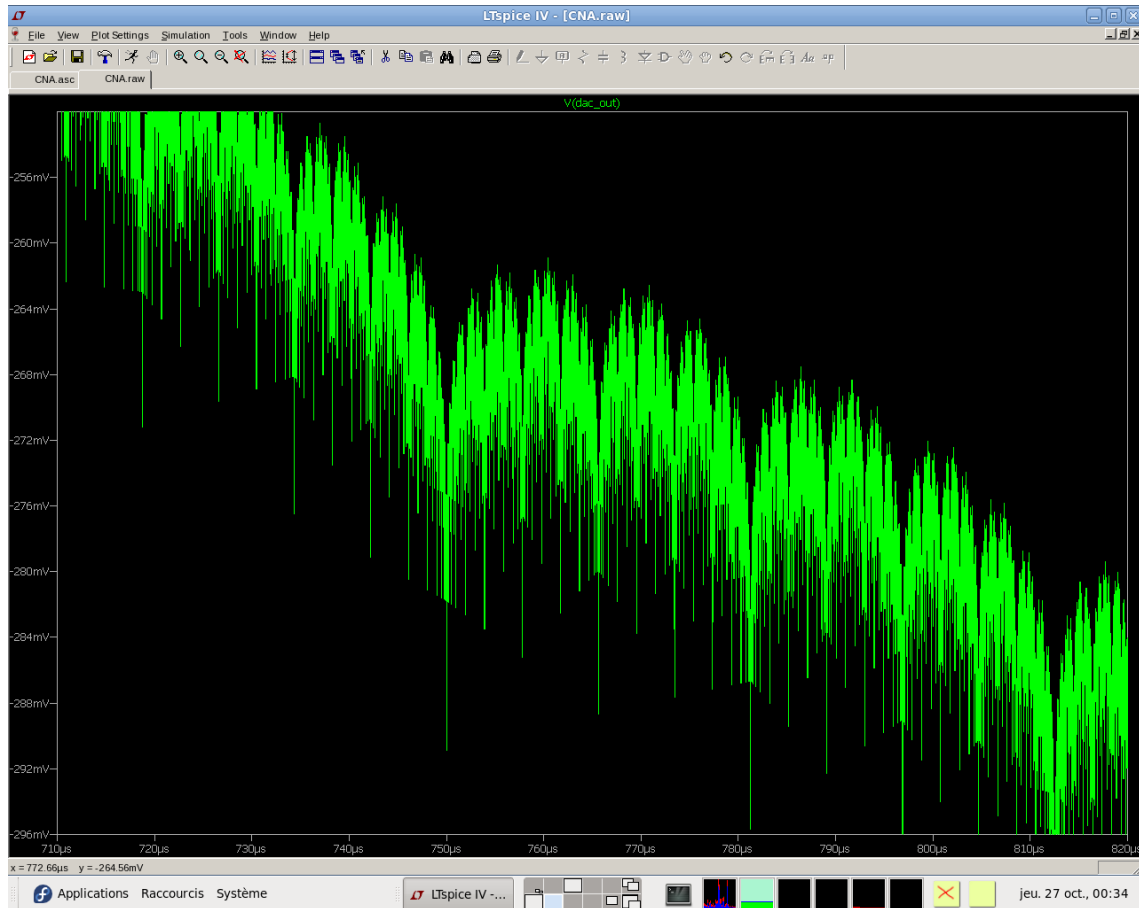
CNA sur $100\ \Omega$ échelle en y de 0 à $-400\ \text{mV}$
en x, le temps alias le mot binaire de 0 à 2^n

Premier constat, le signal est d'autant plus perturbé que le mot binaire est grand.

Deuxième constat, les perturbations sont très perceptibles et reproduisent une forme de motif répétitif complètement lié aux combinaisons des commutations binaires.

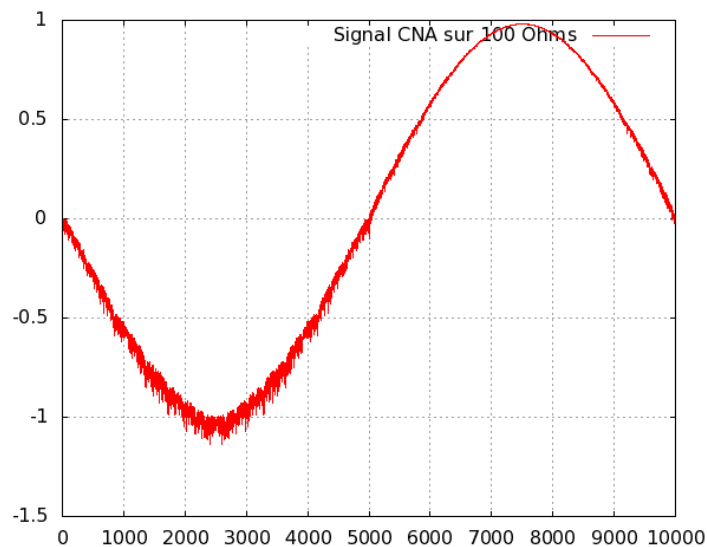
On devine immédiatement que cette méthode de conversion I/U est à éviter.

Voici un zoom sur la zone chahutée.

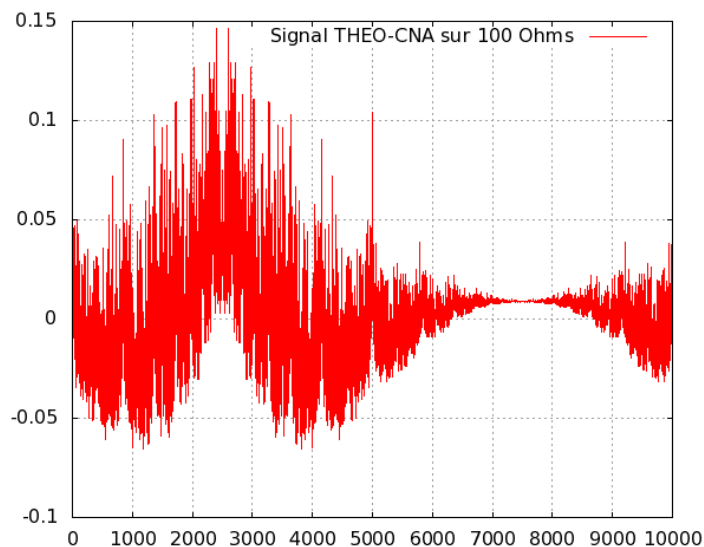


CNA sur $100\ \Omega$, étendue en y 40 mV

Voyons maintenant la tête d'un sinus produit de la sorte: (en x, le nombre de points utilisés pour tracer la courbe, ici 10000. en y l'amplitude résultant du recadrage énergétique)



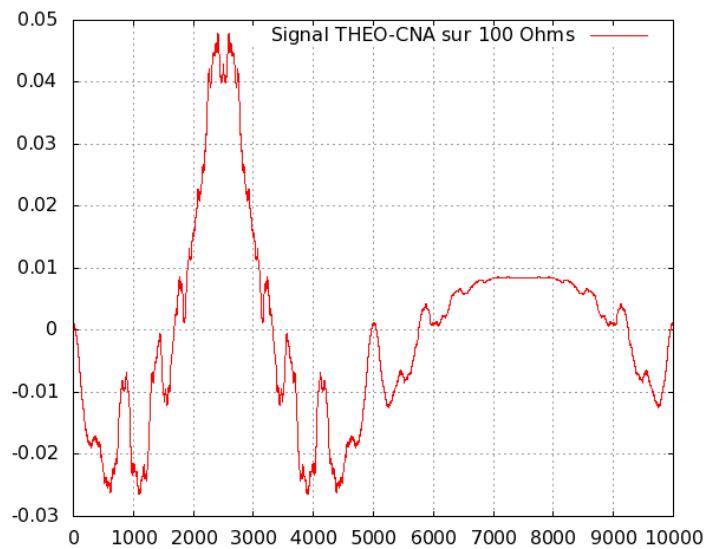
Et voici le signal d'erreur:



Le contenu du signal d'erreur laisse entrevoir une distorsion en H2 présente mais finalement assez peu marquée. La distorsion risque de se manifester à haute fréquence (celle de l'échantillonnage) et sous forme de souffle.

Dans de telles conditions, la distorsion totale est de -28,9 db (par rapport au signal pur qui lui est par définition à 0 db). Cela donne une distorsion de 3,5%.

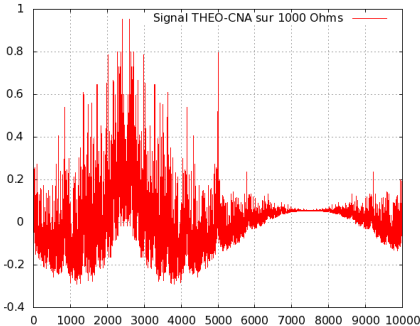
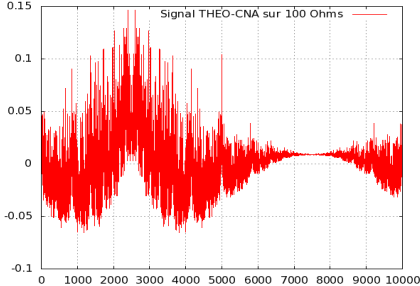
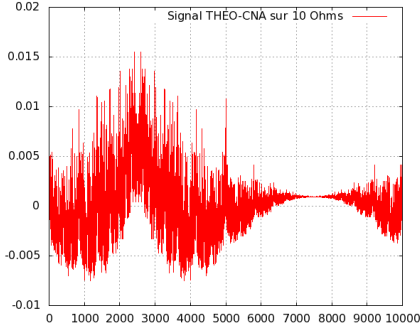
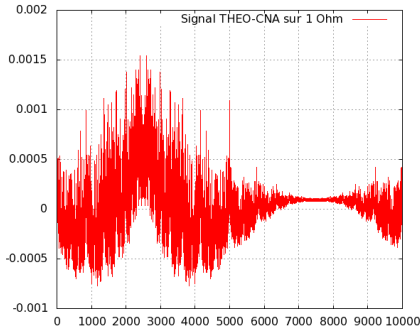
En appliquant un solide filtrage passe bas ($\tau = 20\mu s$) on évite le souffle HF

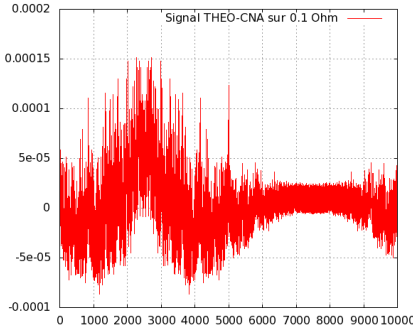
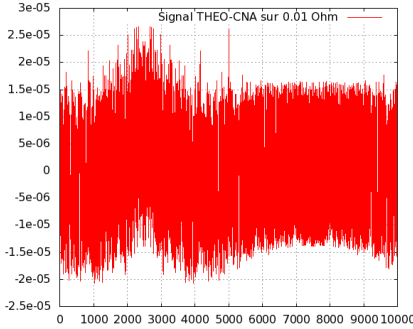
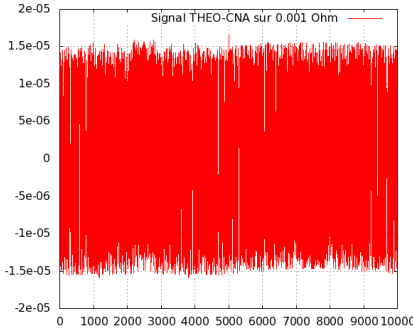


Dans ces conditions, la distorsion passe à -33 db (2,2%), avec une forte dominante en H2.

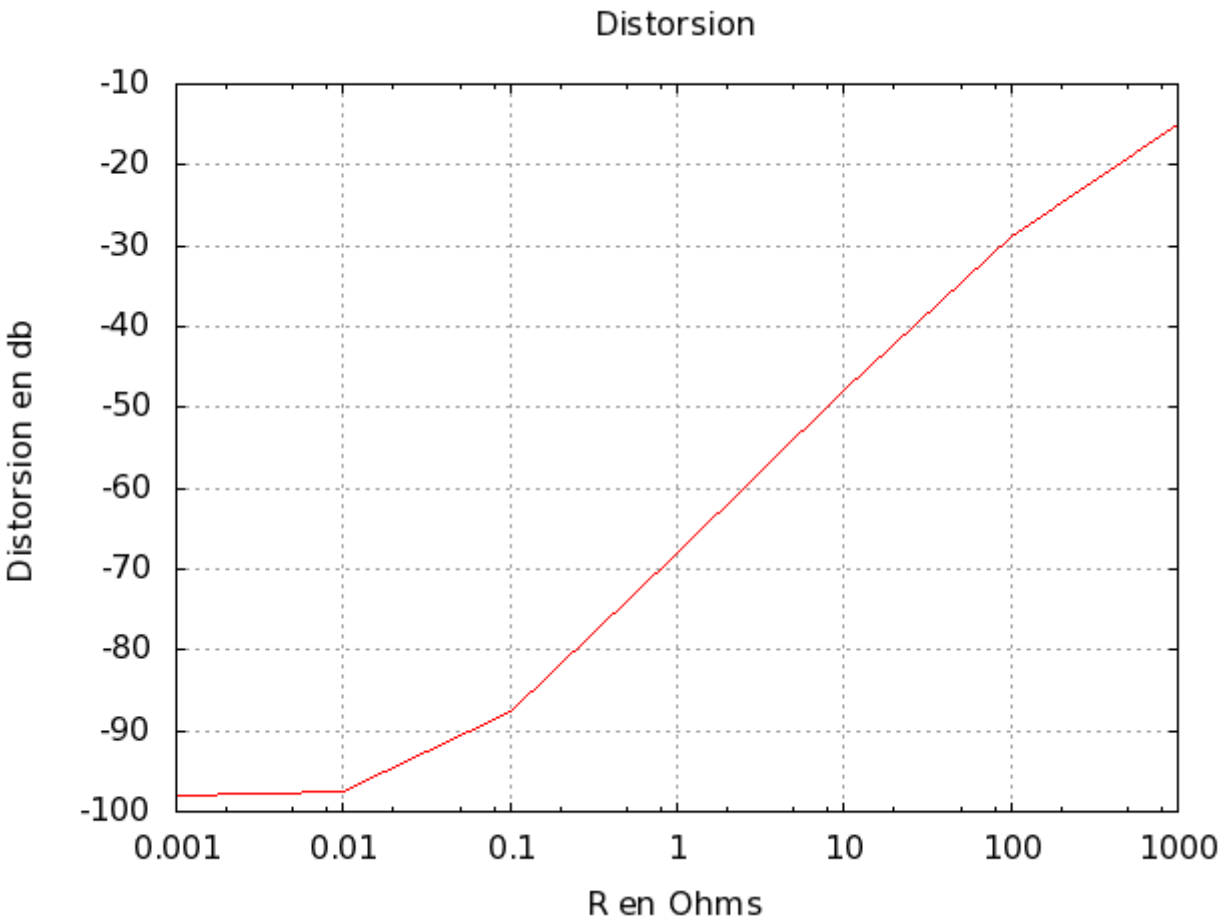
Exploration paramétrique:

Mise en garde: dans cette exploration, on fait varier R, la charge du CNA. Le résultat observé est la tension aux bornes de R. On n'intègre donc pas le nécessaire étage d'amplification qui doit suivre. Pour le moment, le tableau ci dessous n'a qu'un seul but: chiffrer la distorsion que la résistance de charge induit sur le fonctionnement du CNA.

R (Ω)	Vout (mV rms)	Disto (db)	Disto (%)	Figure de distorsion	remarque
1000	649	-14,9	17,9		
100	126	-28,9	3,56		
10	14	-48	0,4		
1	1,41	-67,9	0,04		

R (Ω)	Vout (mV rms)	Disto (db)	Disto (%)	Figure de distorsion	remarque
0,1	0,141	-87,5	0,004		
0,01	0,0141	-97,6	0,0013		Plus du tout de composante harmonique
0,001	0,00141	-98	0,0012		Plus du tout de composante harmonique

En résumant, voilà l'évolution de la distorsion en fonction de la résistance de charge:



E) Conversion I/U par résistance + ampli

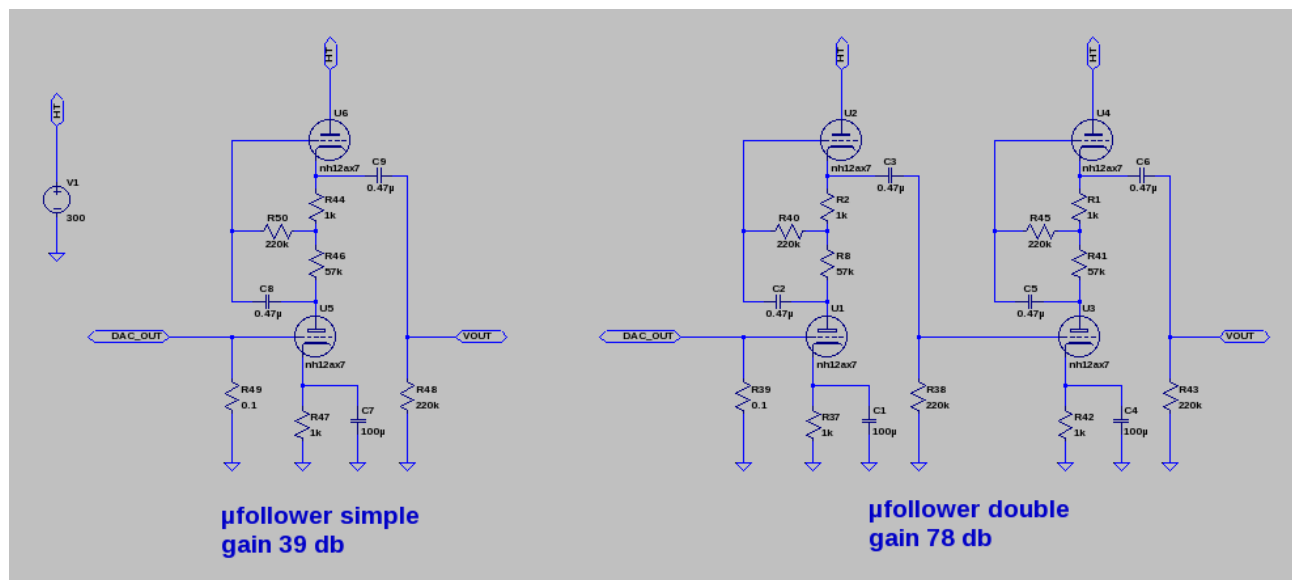
A la vue de la courbe ci dessus, on comprend vite que la résistance de charge se doit d'être la plus faible possible. Cela étant, plus cette charge est faible, plus il faut amplifier. Ce que l'on gagne d'un coté, on risque de le perdre de l'autre.

Faisons donc la simulation pour deux cas réalistes: $R=10\ \Omega$ et $R=0,1\ \Omega$ avec comme objectif une tension en sortie comprise entre $\pm 1V$ et $\pm 2V$. Pour $R=10\ \Omega$, il faut un gain d'environ 40 db, et il faudra 80 db pour $R=0,1\ \Omega$.

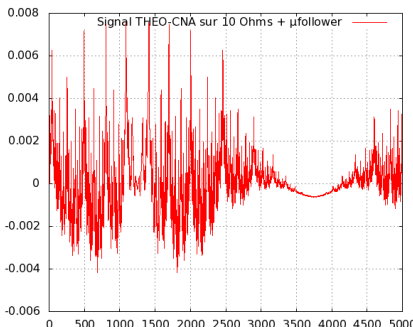
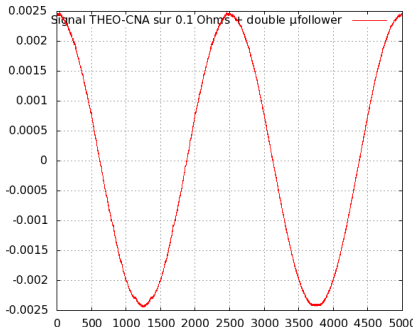
Résumé des caractéristiques des amplis seuls stimulés par un signal sinus pur.

R	Architecture	Gain	distorsion	BP
10 Ω	μ follower de 12AX7	39 db	0,015% -76 db	1,5Hz – 275 kHz
0.1 Ω	μ follower double de 12AX7	78 db	0,013% -77 db	2,4 Hz – 113 kHz

Le choix du montage μ follower est bien sur contestable, mais ses performances sont attractives: grand gain, faible distorsion, faible impédance de sortie. Le tube 12AX7 est également un grand standard. Je ne cherche pas à faire ici du cousu main ni de l'exotique mais du simple et de l'efficace.



Ci dessous la comparaison des deux cas:

R	Vout (Vrms)	Distorsion Vcan (pour mémoire)	Distorsion Vout	Figure de distorsion
10 Ω	1,189	-48 db	-53,7 db	
0.1 Ω	1,075	-87,5 db	-52,1 db essentiellement H2	

Conclusion:

Autant dire de suite que d'après la simulation les deux cas se valent. Tout se tient à quelques db près.

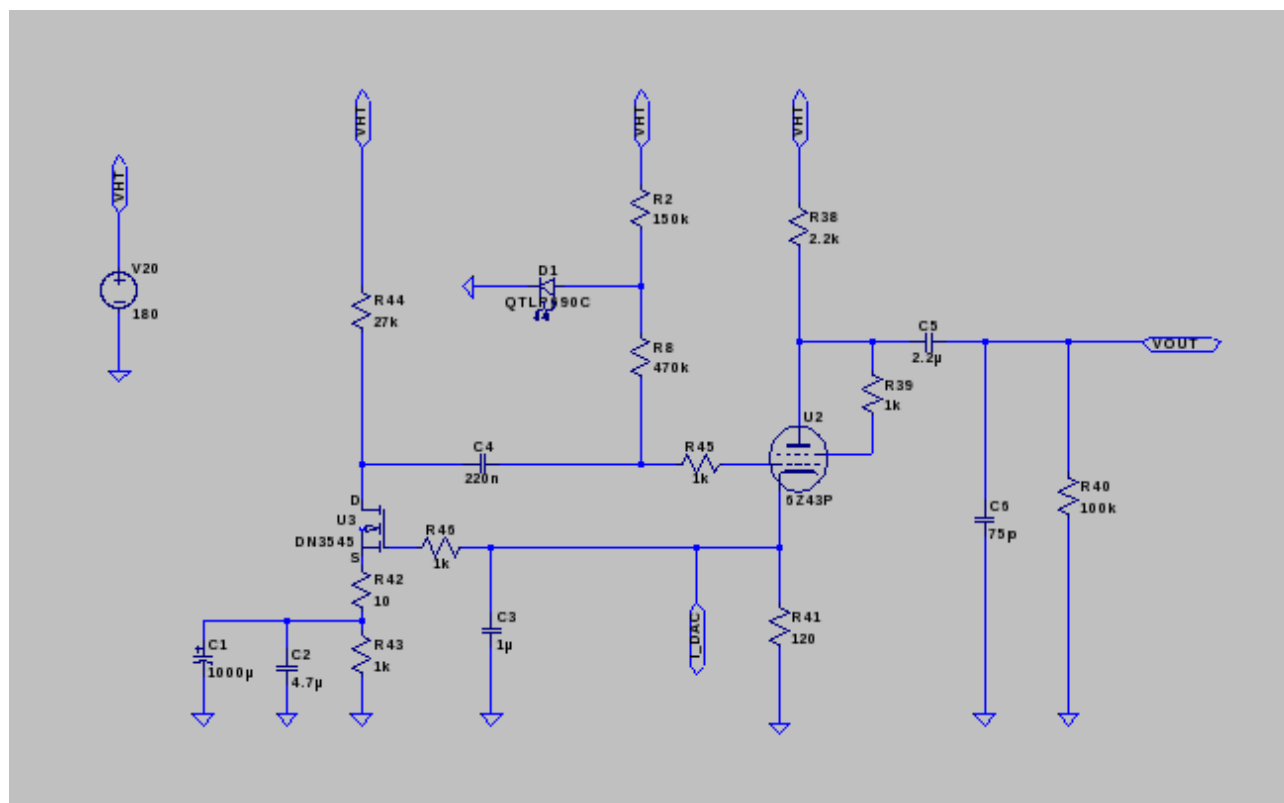
On remarquera tout de suite que la très faible distorsion du cas $R=0.1 \Omega$ a été dégradée par l'amplification qui ne se produit pas dans le cas $R=10 \Omega$. Ce n'est pas évident à expliquer mais il faut garder à l'esprit que la combinaison distorsion + amplification n'est pas une opération linéaire. C'est peut être même cela qui explique que dans le cas $R=10 \Omega$ le signal amplifié soit meilleur que le signal en entrée.

Maintenant, il ne s'agit que d'une simulation. On retiendra donc qu'avec un tel montage CNA + résistance + amplificateur, la distorsion s'exprimera vers -50 db.

Remarque importante: la simulation fonctionne avec un pas temporel de $10\mu s$. Les commutations se font donc à une cadence de 100 kHz. Dans le cas du μ follower simple, la bande passante de 275 kHz laisse donc passer les pics de commutation, ce qui n'est pas le cas du μ follower double qui ne laisse passer que la composante H2.

F) Conversion I/U par convoyeur

Plusieurs schémas de convoyeurs ont été proposés. Au final, le convoyeur retenu est le suivant:



convoyeur rev3

Il s'agit d'un montage «dénommé « super grille commune ». Son principe: conserver constante la tension de cathode du 6Z43P. Pour cela, la grille du DN3545 amplifie les variations de tension de la cathode et pilote en opposition de phase la grille du tube. En agissant ainsi, on module le courant traversant le tube de telle sorte que la somme du courant traversant R41 soit constante. Le signal utile se retrouve donc sous la forme d'une variation de la tension de plaque du 6Z43P. Cette variation est donc l'image du courant I_{DAC} amplifiée par le gain du transistor et celui du tube.

Ce montage peut être vu comme étant un système très fortement contre réactionné.

La simulation:

Cette étape m'a donné bien des soucis! Que ce soit sur cette version ou sur les versions précédentes proposées, le montage a toujours eu tendance à partir en oscillations et je ne suis pas toujours arrivé à juguler correctement ce comportement instable. La version Rev3 est celle qui s'est avérée la moins instable et encore, j'ai dû calmer les ardeurs du DN3545 en jouant sur la capa C3.

Cette propension à partir en oscillations libres s'explique par le fait que la contre réaction est puissante et que le risque, dans ce genre de montage, est de trop déphaser le signal correcteur par

rapport au signal à corriger. En pratique, si le déphasage dépasse environ 40° , la contre réaction se transforme en réaction et le système s'emballé.

Le mode instable obtenu en simulation est à considérer avec prudence car les modèles des composants ne sont sans doute pas très fidèles en dehors des zones habituelles de fonctionnement. C'est particulièrement vrai pour les modèles comportementaux des tubes qui traduisent assez mal, voir pas du tout, les comportements aux limites (cut-off, courant de grille, etc...).

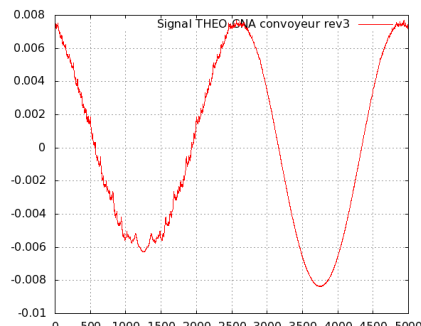
Tel quel, le montage Rev3 couplé au CNA fonctionne mal car la tension observée en sortie de CNA n'est pas nulle. J'ai donc référencé la résistance R41 non pas à la masse mais à une tension que j'ai ajustée pour ramener la tension CNA au voisinage de zéro.

Résumé des caractéristiques du convoyeur stimulé par un signal sinus pur.

Vout (V rms)	distorsion	BP
3	0,32% -49,9 db dont -52,3 db pour H2 et -54,9 db pour H3	<1Hz – 75 kHz

On note que la distorsion est composée de H2 et à niveau légèrement inférieur de H3.

Et voici le résultat lorsque le convoyeur est couplé au CNA:

Vout (V rms)	distorsion	Figure de distorsion
2,76	0,75% -42,5 db	

Conclusion:

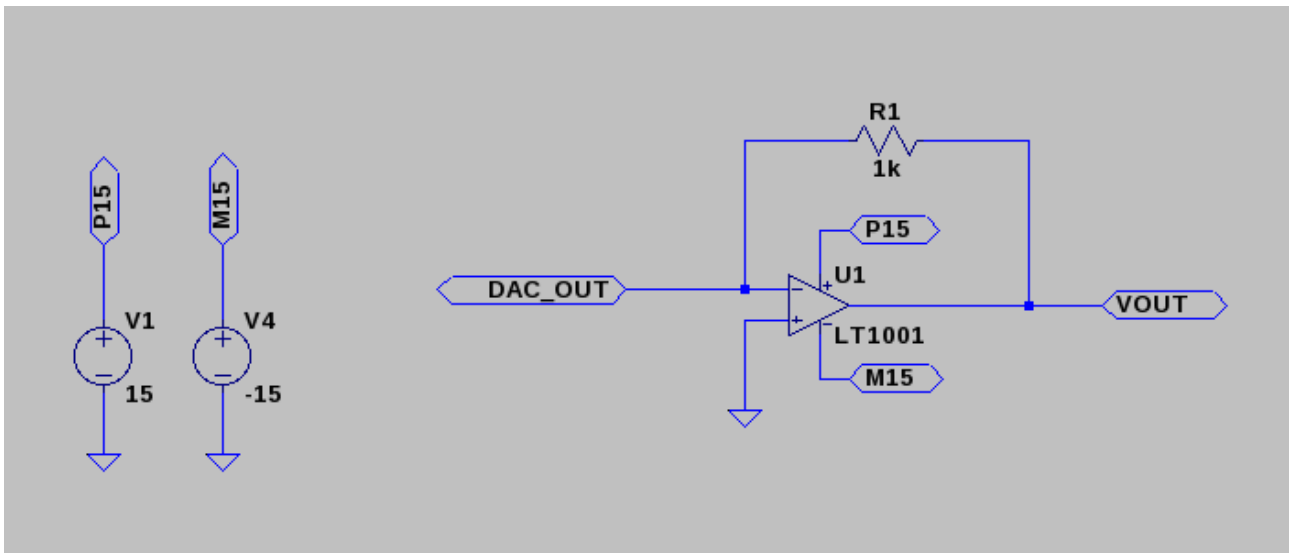
Le gain offre un un swing de sortie important. Le couplage au CNA a réduit de 8 db les performances en matière de distorsion.

La relative faible bande passante a gommé la haute fréquence liée aux commutations (glitch) du CNA. On retrouve sans doute là l'influence de la capa de filtrage de 75 pF en sortie.

G) Conversion I/U par AOP

Afin d'être complet dans les comparaisons, il faut maintenant indiquer ce que donne la solution à base d'un ampli op en conversion I/U. L'ampli op retenu est le LT1001.

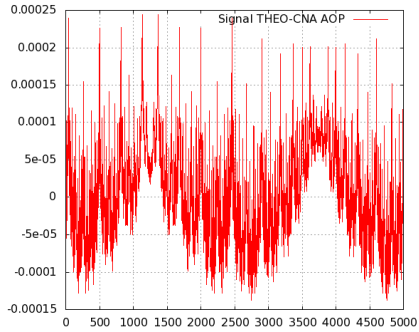
Le montage est extrêmement simple:



Ses performances sont excellentes:

Vout (V rms)	distorsion	BP
2	-149 db	<1 Hz --- > 1 MHz

Couplé au CNA, cela donne:

Vout (V rms)	distorsion	Figure de distorsion
1,35	-80,6 db	

Conclusion:

De loin le meilleur montage.....

G) Récapitulatif

Vient le moment de compiler les différents résultats

montage	Conversion U/I V/mA	Vout (Vrms)	distorsion
R10 Ω + μ follower simple	0,3	1,19	-53,7
R0,1 Ω + μ follower double	0,27	1,08	-52,1
Convoyeur rev3	0,69	2,76	-42,5
AOP	0,34	1,35	-80,6

Par curiosité, j'ai regardé l'évolution de la distorsion en fonction de la dynamique du signal enregistré. En effet, il est rare que le signal utilise toute la dynamique du codeur. Sur un CNA de 16 bits, le signal n'utilise en réalité que 13 ou 14 bits.

J'ai reproduit ce test sur le cas R10 Ω + μ follower simple et le résultat est une remontée de la distorsion d'environ 5 à 6 db par bit perdu. Ce résultat est tout à fait conforme à ce que l'on pouvait prédire: Chaque bit perdu divise par deux le niveau de sortie soit -6 db. dans le même temps la distorsion n'évolue pas beaucoup donc le rapport signal à bruit baisse de 6 dB.

G) Conclusions

Le verdict est sans appel! La solution AOP surclasse toutes les autres.

La version CNA + résistance bien que décriée ne s'en tire pas trop mal.

La version convoyeur rev3 est moins bonne mais peut certainement être améliorée. Sa simulation a été délicate car susceptible aux instabilités.

Dans les trois solutions, on constate que la philosophie est finalement la même: Que ce soit pour amplifier ou pour appliquer une contre réaction, le gain du montage est élevé.

Excepté le CNA+AOP, les figures de distorsion font apparaître l'harmonique 2 qui est souvent considérée comme agréable à l'oreille, ce qui peut expliquer une différence appréciée aux écoutes.

Maintenant, le bilan n'est pas complet car il faudrait prendre en compte l'ampli final ainsi que les enceintes.

Pour un ampli à tube de la classe de 2x20W, la distorsion est souvent voisine de 0,5% (-46 db).

Les HP ont un taux de distorsion sans doute plus fort que -30 db. et une dynamique rarement supérieure à 60 dB. Tout ces facteurs ayant tendance à gommer la distorsion de la source.

Un esprit pratique n'aurait pas de mal à choisir la solution AOP, performante et facile à mettre en œuvre Un esprit bricoleur sera ravi de s'acharner à faire fonctionner une autre solution, même si celle ci est sur le papier moins bonne.