

Mayar - Spécifications 2.2

Amplificateur multicanal à base de circuits intégrés

(c)Yan Méroth 2004

Étude théorique

1- Descriptif des modules

Normalement, il faudrait décrire à la fois le découpage fonctionnel et le partitionnement. Pour ne pas alourdir l'effort de documentation, cette section ne présente que le partitionnement. La suite de la spec est à peu près rédigée selon le découpage fonctionnel.

Transfo		torique 2x24V 850VA
Alim principale	redressement/lissage	par rail: pont 35A, 3x10.000µF 63V snap-in
	régulations alims hifi/hc	multiplicateur de capacité 1Hz 12dB/octave à darlington bridé par zener 30V, découplage 1mF
	tension alims hifi/hc	28.3Vdc à 26.5Vdc selon charge
	bruit alims hifi/hc	sur charge max, 90mVrms en mode différentiel, 310mVrms en mode commun
	alim signal TDA	redressement mono-alternance de la tension lissée, lissage 1mF de l'ondulation résiduelle, multiplicateur de capacité 1.5Hz 6dB/octave, découplage 470nF
	tension alim signal TDA	30.9V à 28.1V selon charge
module TDA	étoile de masse	en sortie de l'alim puissance
	conso statique	~6mA sur alim signal, ~30mA sur alim puissance
	découplage puissance	10.000µF//100nF par rail
	découplage signal	100µF//150nF par rail et 22R pré-découplage
	stand-by/mute	pilotés indépendamment en 5V
	gain fixe hifi	25.6dB
	gains réglables HC	23.7 à 25.7dB
	sortie HP	Zs < 100mR, sortie < 23.7V
	bande passante	~0.15Hz 6dB/octave (compensation DC) à ~65kHz 12dB/octave (filtrage/compensation HF)
	entrée signal	Ze=533.1R+10.2k//150pF, dont 22.1R hors module, entrée < 882mVrms
Carte petits signaux	sortie détection DC	connectée avant relais de protection, Zout ~ 100k
	entrée compensation DC	c'est la sortie DC-servo: Ze=102k, entrée < 13.5V
	protection DC	relais 1RT 12V 613R, repos = HP au TDA, travail = HP à la masse
	conso	.
	alim petit signal	± 15V (à cause du DC-servo) à 78L15 et 79L15, découplage diode + 180R + 2x(100µF//150nF) en amont, et 3x470nF en aval
	découplage AOPs	100µF//150nF par rail, 150nF entre les rails, et 22R pré-découplage
	entrées RCA	impédance BF du lexicon sensibilité, G, Ze, Zs, BP.
	buffer d'entrée	Buffer symétrique, TBC sensibilité, Zs
	mono frontale, mono arrière	sensibilité, G, Ze, Zs, BP
	ampli de casque	cross-feed de Meier modifié, Vs=5V, compensation HF via inductance du casque, couplé DC, Ze=10k, Zs = 120R, conso max 24mA sur casque 32R.
	vu-mètres hifi	redressement de précision avec ampli passe-bas G=22.15dB Fc=2.65Hz 6dB/octave, galvanomètre 650R avec échelle -20 à +4dB (500µA max), Ze=5k, conso max 0.6mA
	réglage 0dB vu	via gain de l'ampli et impédance de la charge, entre -4.3 et +8dBvu vis à vis du 0dBvu théorique
	réglage max vu	via l'impédance de sortie et la saturation de l'ampli passe-bas, entre 2.9 et 4.4dB vu
compensation DC	intégrateur non-inverseur + clamp 1.6Hz, Ze=1M, entrée < 1.2V, conso max 0.13mA, sortie < 13.5V	
Module contrôle	soft-start	charge 100R 10W, tempo: 200ms, schéma triac, équations logiques et temporelles, synthèse, optocoupleur vs commande préampli, commande de l'alim du néon.
	marche/veille manuel/auto	opto-coupleur, Partie auto sur opto-coupleur, pilote le soft-start
	hifi/hc manuel/auto	.
	détection DC	.
	test DC pendant soft-start	.
	auto stand-by si DC	.
	capteur température	.
	commande ventilo	.
	prise néon	.
	conso	.
Facade avant	alim contrôle (marche/veille)	.
	led de veille	pull-down 5V, masse commune a tous les signaux, 1 jack, 7 leds, 4 inters, 2 vus.
	inter marche/veille	.
	inter hifi/hc	.
	led hifi/hc	.
	inter mono frontale	.
	inter mono arrières	.
	vu-metres frontales	.
	5 leds protection DC	.
	jack casque	.
Facade arrière	embase+filtre secteur	.
	inter général	.
	prise trigger	.
	ventilo	.
	5 entrées RCA	.
	5 sorties bananes	.
Intégration mécanique	Dissipation thermique	.
	Squelette	.
	Transfo	.
	alimentation	.
	2 dissipateurs	.
	5 modules TDA	.
	carte petits signaux	.
	carte contrôle	.
	façade avant	.
	façade arrière	.
	néon	.
finitions	.	

2- Dimensionnement

2.1- Principe

Au coeur de l'amplification, on utilise un TDA7294. Ce circuit est un amplificateur de tension. Pour dimensionner l'ampli, il faut donc de choisir une tension de sortie maxi et un gain.

On connaît la puissance max et l'impédance nominale de chaque enceinte. Cela nous donne accès à la tension de sortie max de l'ampli, ainsi qu'au niveau sonore max au point d'écoute. Bien sûr, il ne faut pas dépasser la puissance de sortie max du TDA7294, c'est à dire 70W!

On veut réaliser un ajustement de gain pour la centrale et les arrières. Dans le cas où on veut augmenter le SPL, on utilisera avantagement le réglage au préampli. Dans le cas où on veut réduire le SPL, on utilisera le réglage de gain, puis éventuellement le réglage du préampli.

Pour réduire la sensibilité à la ronfle, et garantir un bon rapport signal/bruit, le gain doit être minimal. Il ne faut pas pour autant dépasser le gain minimal du TDA préconisé pour le constructeur (24dB), sinon le TDA risque d'entrer en oscillation (au mieux, ça chauffe, au pire ça crame!)
C'est donc la plage de gain réglable qui va fixer le gain nominal des colonnes.

Le gain du montage à TDA et la tension de sortie maxi nous donnent la tension d'entrée maxi du montage à TDA. Au besoin, on peut ajuster le gain de l'étage d'entrée de l'ampli Mayar pour obtenir une tension d'entrée maxi (sensibilité) cohérente pour un ampli de puissance. En pratique, ça veut dire une sensibilité qui tombe entre 0dBu (= .775Vrms) et le niveau de sortie max du préampli (12dBu = 3Vrms).

On pourra ensuite dimensionner l'alimentation de puissance: la tension d'alimentation qui permet au TDA de fournir la tension de sortie max visée, et la puissance nécessaire qui va avec.

2.2- L'amplification

Parmi les enceintes, le "maillon faible" est les arrières: 70W sous 4R. Cela correspond à une tension de sortie max 16.73Vrms. Ça tombe bien :o) c'est aussi la limite supportée le circuit d'amplification TDA7294 sur charge 4R.

On veut un réglage de gain sur 2dB, et un gain minimal. Ça donne pour la centrale et les arrières un gain réglable entre 24 et 26dB, et par conséquent un gain fixe de 26dB pour les frontales.

On note R0 le rendement de l'enceinte pour 1W à 1m, et d la distance de l'enceinte au point d'écoute. Le niveau sonore (SPL: sound pressure level ou speaker level) au point d'écoute vaut $SPL = R0 + 10 \cdot \log(P) - 20 \cdot \log(d)$. Si on suppose que l'impédance Ze de l'enceinte est à peu près constante, on peut alors relier le niveau sonore à la tension via $P = U_{rms}^2 / Z_e$:

- $R1 = R0 - 20 \cdot \log(d) - 10 \cdot \log(Z_e)$, R1 est le rendement au point d'écoute pour 1 volt
- niveau sonore au point d'écoute: $SPL = R1 + 20 \cdot \log(U_{rms})$

Enceinte	Gain	Vs max	Pmax	SPL max au point d'écoute
Dzhari	26dB	16.73Vrms	70W	95.9dB
Hégoa	24 à 26dB	13.3 à 16.73Vrms	29.5 à 46.5W	93.9 à 95.9dB
Sirocco			44 à 70W	97.9 à 99dB

pas besoin de pré-amplifier le signal dans l'étage d'entrée de Mayar.

2.3- L'alimentation

En interprétant la datasheet du TDA, on estime qu'il y a 3.9V de tension déchet sur l'alim signal du TDA. C'est l'écart entre la tension d'alimentation et la limite d'écrêtage en sortie du TDA. Pour obtenir 16.73Vrms=23.6V en sortie du TDA, il faut donc garantir 27.5V pour l'alim signal du TDA.

Pour l'alim puissance du TDA, on estime la tension déchet à 0.9V, ce qui mène à 24.5V.

Pour l'étude de l'alim, on va supposer une alimentation symétrique Vdd=27V à pleine charge.

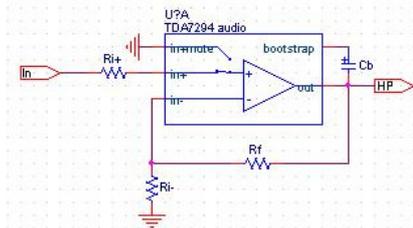
On va alimenter de façon séparée frontales (alim "hifi") et centrale+arrières+petits signaux (alim "home cinema"). En classe AB, la puissance dissipée par canal est $P_{dmax} = 2(V_{dd}/\pi)^2 / Z_{enceinte}$. On prévoit 100mA sous ±15V pour alimenter la partie petits signaux.

Désignation	Budget	Quantité	Total
TDA frontale	37W	2	74W
Frontale	70W	2	140W
Alim Hifi			214W
TDA centrale	26W	1	26W
Centrale	46.5W	1	46.5W
TDA arrières	37W	2	74W
Arrières	44W	2	88W
Petits signaux	100mA*2*27V		5.5W
Alim HC			240W

3- Amplification de puissance

3.1- Schéma de base

Le TDA7294 se comporte comme un AOP capable d'alimenter une enceinte => montage ampli inverseur ou non-inverseur. Le TDA intègre une fonction « mute », qui repose sur la substitution de son entrée IN+ par entrée IN+mute. Ça signifie que l'entrée du montage amplificateur est forcément sur IN+. Par conséquent, on part sur la configuration d'un AOP en ampli non-inverseur



Le condo de bootstrap Cb ne fait pas partie du schéma de base d'un AOP en ampli non-inverseur. En gros, il est utilisé comme dans un redressement mono-alternance (à 1 diode), et agit comme une source de tension constante vis à vis de la sortie. Il sert à booster le gain HF du circuit, ce qui est important pour la linéarité de l'amplification de tension. Il se décharge lentement quand la sortie est positive. Donc, plus il est gros, plus il réalise une "bonne" source de tension flottante. La doc du TDA ne donne pas son courant de décharge, et préconise 22µF. Pour pas faire pingre, mais sans taper dans la démesure, on va prendre 100µF 63V.

3.2- Compensation des défauts du TDA

Le TDA a des défauts à prendre en compte. On distingue les défauts "DC" et "AC".

Les défauts "DC" sont presque indépendants de la fréquence. Typiquement, ils tendent à créer une composante continue qui s'ajoute à l'entrée, donc une composante continue en sortie. Cette composante continue est très mauvaise pour la durée de vie des enceintes, et il faudra l'éliminer. Chaque fois que c'est possible, on compensera au plus tôt (à la source) ces défauts. Ainsi, on minimise le boulot de rattrapage de la composante DC en sortie, on limite une cause de distorsions, et surtout on minimise la conso et l'échauffement du TDA du à cette composante indésirable.

Les défauts "AC" dépendent de la fréquence. Ce sont les bruits audibles de l'ampli. Il faut donc les compenser au plus tôt chaque fois que c'est possible.

1. Bruit d'entrée total (total input noise $e_n = 2\mu V_{rms} = -114dB$)

Il caractérise le bruit minimum du circuit. Bien qu'il apparaisse physiquement en sortie du circuit, il est reporté aux entrées de l'AOP.

C'est un défaut AC modélisé par un bruit blanc.

Il donne lieu à un bruit acoustique (souffle) au point d'écoute. Pour les frontales et la centrale, son niveau est de $SPL(e_n) = 71.4 + 26 + e_n = -16.6dB$. Pour les arrières, il est de $SPL(e_n) = 75.4 + 24 + e_n = -14.6dB$. Les bruits des enceintes ne sont pas corrélés, donc ils vont s'accumuler en puissance (calcul $10 \cdot \log(10)$) et non en amplitude (calcul en $20 \cdot \log(10)$). Au total, le plancher de bruit de Mayar en écoute 5 canaux ne pourra être meilleur que $10 \cdot \log(10(3 \cdot 10^{-1.66} + 2 \cdot 10^{-1.46})) = -8.7dBa$, ce qui est nettement sous le seuil d'audibilité!!!

Le bruit plancher du TDA va nous servir à dimensionner les autres bruits de l'ampli. Ainsi, si tous les autres bruits de Mayar sont noyés dans le bruit du TDA, alors on est assuré de n'avoir aucun souffle audible aux enceintes.

Hélas, on ne pourra pas repousser certains bruits à des niveaux aussi faibles. On prendra alors le critère suivant:

Quelle que soit l'enceinte, son souffle doit être inaudible au point d'écoute.

Concrètement, cela signifie un bruit de 0dBa par canal au point d'écoute:

- o Budget de bruit pour les frontales et la centrale: $N = -71.4 - 26 = -97.4\text{dB} = 13.5\mu\text{Vrms}$
- o Budget de bruit pour les arrières: $N = -75.4 - 24 = -99.4\text{dB} = 10.7\mu\text{Vrms}$

2. Tension de décalage (input offset voltage $V_{io} = \pm 10\text{mV max}$)

Il caractérise la tension entre les 2 entrées de l'AOP: $V_{io} = V_+ - V_-$

C'est un défaut DC qui dérive avec la température et l'âge du composant.

Vu que la spec TDA le caractérise par un intervalle, V_{io} sera pris en charge par le rattrapage de composante continue à la sortie du TDA.

3. Courant de polarisation (bias current $I_b = 500\text{nA}$)

Il caractérise le courant moyen consommé par les entrées du circuit: $I_b = (I_{e+} + I_{e-})/2$

C'est un défaut DC.

Il occasionne une chute de tension $I_b * R_{e+}$ et $I_b * R_{e-}$ sur chaque entrée. Pour le compenser, il suffit d'équilibrer les impédances DC aux entrées: $R_{e+} \approx R_{e-}$

4. Courant de décalage (offset current $I_o = \pm 100\text{nA max}$)

Il caractérise la différence entre les courants consommés par les 2 entrées de l'AOP: $I_o = I_{e-} - I_{e+}$

C'est un défaut DC qui dérive avec la température et l'âge du composant.

Son influence dépend de la moyenne des impédances DC d'entrées: $(R_{e+} + R_{e-})/2$. Pour le compenser, on peut ajuster l'équilibre des impédances DC aux entrées $(I_b - I_o/2) * R_{e+} = (I_b + I_o/2) * R_{e-}$. Comme I_o dérive, cette compensation n'est que partielle.

On peut atténuer l'influence de I_o en choisissant une impédance d'entrée suffisamment faible pour noyer l'effet de I_o dans la tension de décalage V_{io} .

La spec du TDA donne une plage pour I_o , l'ajustement de l'équilibre des impédances d'entrée est donc exclu. Par contre, on prend R_e "petit": de l'ordre de 600R, ce qui mène à $R_e * I_o = \pm 60\mu\text{V}$, ce qui est négligeable devant V_{io} .

5. Réjection du bruit d'alimentation (supply voltage rejection SVR = 75dB/0.5Vrms d'ondulation du 50Hz redressé = 69dB)

L'alimentation du TDA est symétrique: V_{dd} et $V_{ss} = -V_{dd}$. Idéalement, V_{dd} et V_{ss} sont constants, c'est pourquoi on parle de "rails d'alimentation". Dans la réalité, la tension des rails va onduler au gré du courant qu'on pompe dessus.

La *réjection du bruit d'alimentation* caractérise à quel point l'ondulation symétrique des rails d'alim $V_{ripple} = (V_{dd} - V_{ss})_{AC}$ va polluer la sortie de l'AOP. Tout comme le bruit plancher, ce bruit est rapporté à l'entrée de l'AOP.

C'est un défaut AC qui empire avec la fréquence: les fréquences élevées sont moins bien rejetées que les fréquences basses.

Le bruit d'alimentation passera sous le bruit plancher du TDA pour $V_{ripple} = e_n + 69\text{dB} = 5.6\text{mVrms}$.

Le budget de bruit pour $V_{dd} - V_{ss}$ (dit "de mode différentiel") est de:

- o Frontales et centrale: $-97.4\text{dB} + 69\text{dB} = -28.4\text{dB} = 38\text{mV}$
- o Arrières: $-99.4\text{dB} + 69\text{dB} = -30.4\text{dB} = 30\text{mV}$

On voit donc bien que le SVR du TDA n'est pas exceptionnel. Il faudra donc soigner le découplage des alims du TDA, et réaliser une alimentation faible bruit avec un bon rejet des fréquences hautes, surtout pour l'alim "signal" du TDA.

Pour l'alimentation "puissance", on se contentera de garantir un bruit d'alim inférieur à 10x celui de l'alim signal, c'est à dire 380mV à 300mV selon le canal.

6. Réjection du bruit de mode commun (common mode rejection ratio CMRR=??? dB)

Elle caractérise à quel point la partie commune des entrées pollue la sortie.

C'est un défaut issu de $(V_{e+} + V_{e-})/2 - (V_{dd} + V_{ss})/2$, c'est à dire la différence de potentiel entre la moyenne des entrées et le point de repos de l'AOP *qui n'est pas la masse, mais le point milieu des alims de l'AOP*.

Tout comme le SVR, le CMRR chute avec la fréquence.

La partie $(V_{e+} + V_{e-})/2$ va changer le gain d'un poil. On ne s'en préoccupera pas plus que ça...

La partie $(V_{dd} + V_{ss})/2$ est plus gênante, et correspond à l'ondulation asymétrique des rails d'alim. Sa cause principale est qu'un ampli classe AB pompe du courant tantôt sur un rail, tantôt sur l'autre. Comme l'alimentation n'a pas une impédance nulle, la tension du rail change en fonction du courant pompé.

C'est à cause du CMRR qu'un transitoire donne l'impression d'une brusque variation de la tension d'offset, car un transitoire pompe beaucoup de courant, et "déplace" artificiellement la masse du signal pendant toute la durée du transitoire.

En pratique, l'alim "signal" doit être séparée de l'alim "puissance". Cela se traduira dans notre cas par une simple diode entre le lissage de l'alim puissance et le lissage de l'alim signal. L'ondulation de la tension redressée/lissée de l'alim puissance sera ainsi elle-même redressée par la diode puis lissée.

Un cablage judicieux des masses peut limiter les variations les plus brusques sur l'alim puissance.

7. Gain en boucle ouverte (Open loop gain $G_{vol} = 80\text{dB}$)

Produit gain - bande passante (gain bandwidth product GBWP=??? MHz)

Vitesse de balayage (slew rate SR = 10V/ μ s)

En première approximation (filtre passe-bas du 1er ordre), le produit gain x bande passante est une constante de l'AOP. Ça signifie qu'en boucle fermée, on troque du gain contre de la bande passante. Cela signifie aussi que quelque soit le gain en boucle fermée, le gain du montage sera toujours de 1 à la fréquence GBWP.

La spec du TDA indique une bande passante de 20 à 20kHz pour un gain entre 24 et 40dB. On en déduit $GBWP = 40\text{dB} * 20\text{kHz} = 2\text{MHz}$. C'est beaucoup... A priori, si on ne fait rien pour traiter les hautes fréquences, la bande passante du montage à TDA sera de $GBWP - G = 2\text{MHz} - 26\text{dB} = 100\text{kHz}$. Cela signifie que le gain est de 26-3dB à 100kHz, et tombe ensuite au 1er ordre (6dB/octave) en atteignant 0dB à 2MHz. Le TDA possède la structure d'un AOP, qui présente en général un autre pôle peu après GBWP. En d'autres termes, le TDA va couper à 12dB/octave à partir de 2MHz.

Bref, si on ne fait rien, toute perturbation HF entre 100kHz et 2MHz à l'entrée de l'amplification à TDA sera partiellement amplifiée. C'est de l'énergie dépensée inutilement, mais aussi une source de distorsions non-linéaires à cause des limitations de l'étage d'entrée du TDA, ce qui peut amener du bruit dans la bande audible...

L'étage d'entrée du TDA est une paire différentielle de transistors bipolaires qui transforme la différence de tension ($V_{e+} - V_{e-}$) en un courant (transconductance g_m). Cette transformation est une

Il existe des solutions *internes*, comme les étages d'entrée à JFET (g_m plus linéaire mais plus petit) ou la dégénération (utilisation maximale de la portion linéaire de g_m , [D.Self: distorsions mechanisms, fig 9](#)).

Hélas, le schéma interne du TDA est trop simplifié pour tirer une conclusion sur ce point.

Les bipolaires ont un courant d'entrée non négligeable (cf I_b et I_o). En régime AC, ce courant varie légèrement car les transistors ne sont pas idéaux (capas parasites, etc). C'est une cause d'instabilité HF.

Pour compenser ce problème, il faut équilibrer les impédances AC aux entrées jusqu'à la fréquence GBWP, et choisir une impédance d'entrée faible ([W.Jung: op-amp audio, source impedance errors](#))

L'AOP va être sollicité dans la bande audio. Si sa bande passante en boucle ouverte $GBWP/G_{vol}$ est supérieure à la bande audio, l'étage de transconductance ne "forcera" pas pour suivre ($V_{e+} - V_{e-}$). Encore une fois, cela signifie que la transconductance travaille plutôt dans sa portion linéaire qu'à saturation.

La bande passante en boucle ouverte du TDA est de 2MHz/80dB = 200Hz. On est assuré que la linéarité du TDA sera bonne sous 200Hz, mais au-dessus?

La vitesse de balayage décrit à quelle vitesse maxi la tension en sortie de l'AOP peut changer. Cela ne permet pas de savoir "quand" l'étage de transconductance sature (cf gain en boucle ouverte), mais "à quel point".

A priori, la pire sortie qu'on infligera au TDA sera un sinus 25kHz de 16.73Vrms. La vitesse maxi d'un tel signal est de $16.73 * \sqrt{2} * 2\pi * 25e3 = 3.7\text{V}/\mu\text{s}$. Le TDA n'aura donc aucun mal à suivre le signal audio, même au niveau maxi. On ne devrait donc pas avoir de problème de linéarité du TDA dans la bande audio.

A contrario, le TDA ne sera pas capable de suivre un sinus de fréquence GBWP et d'amplitude $SR/(\sqrt{2} * 2\pi * GBWP) = 0.56\text{Vrms}$. Une telle amplitude représente une sacrée perturbation!

Finalement, on prévoiera un filtrage HF optionnel dans le montage TDA. En principe, il n'est pas utile à la stabilité HF du TDA, mais il peut aider à repousser du bruit audible dû à de l'intermodulation HF. Pour ne pas rogner la bande audio par des filtrages successifs, on utilisera des cellules du 1er ordre avec une coupure de 25kHz*4=100kHz, en prenant bien soin de conserver l'équilibre des impédances d'entrée.

3.3- Compensation de la composante continue en sortie

Les défauts du TDA et la présence éventuelle d'une composante DC à son entrée peuvent être la source d'une composante DC en sortie du TDA. Elle est nuisible aux HPs et représente une puissance inutilement perdue en chaleur par le TDA. Bref, il faut s'en débarrasser.

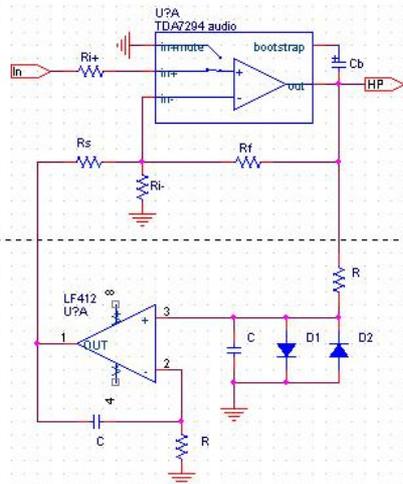
La solution classique est de mettre un condensateur entre la masse et Ri- ("condo DC"). Ainsi, ce condensateur va intégrer via Ri- la composante continue du signal, et piloter ainsi la tension de référence de la contre-réaction, c'est à dire ce qui est "la masse" pour Ri-.

Ce condo DC se retrouve traversé par tout le courant passant dans la contre-réaction. C'est à dire que le signal audio traverse le condo DC.

La vitesse de réaction de l'intégrateur est $Ri \cdot C$. L'intégrateur doit être suffisamment lent pour ne pas perturber la bande audio, c'est à dire $1/2 \cdot \pi \cdot Ri \cdot C \sim 1\text{Hz}$. Comme Ri- vaut environ 600R, C ~ 300µF. Au final, il faut utiliser un gros condo (donc chimique), avec d'excellentes caractéristiques sur la bande audio. C'est cher, et en plus ça dérive au bout de 2000h de vie du condo! Pas ma tasse de thé...

Une alternative est le réglage à la main de l'offset avec un trimmer qui injecte du courant dans Ri-. Ce n'est pas très précis et ça dérive (au moins en température). Bof, bof...

Il nous faut donc un dispositif intégrateur comme le condo DC, mais qui injecte le résultat de l'intégration sous forme de courant dans Ri-. Le dispositif ne doit pas ou prou être traversé par le signal pour ne pas DC-servo. Son coût est plus faible que le condo DC, il s'adapte automatiquement sans aucun réglage, ne dérive pas dans le temps, a un comportement symétrique, et peut être réalisé avec des condos type MKP, qui ont d'excellentes caractéristiques.

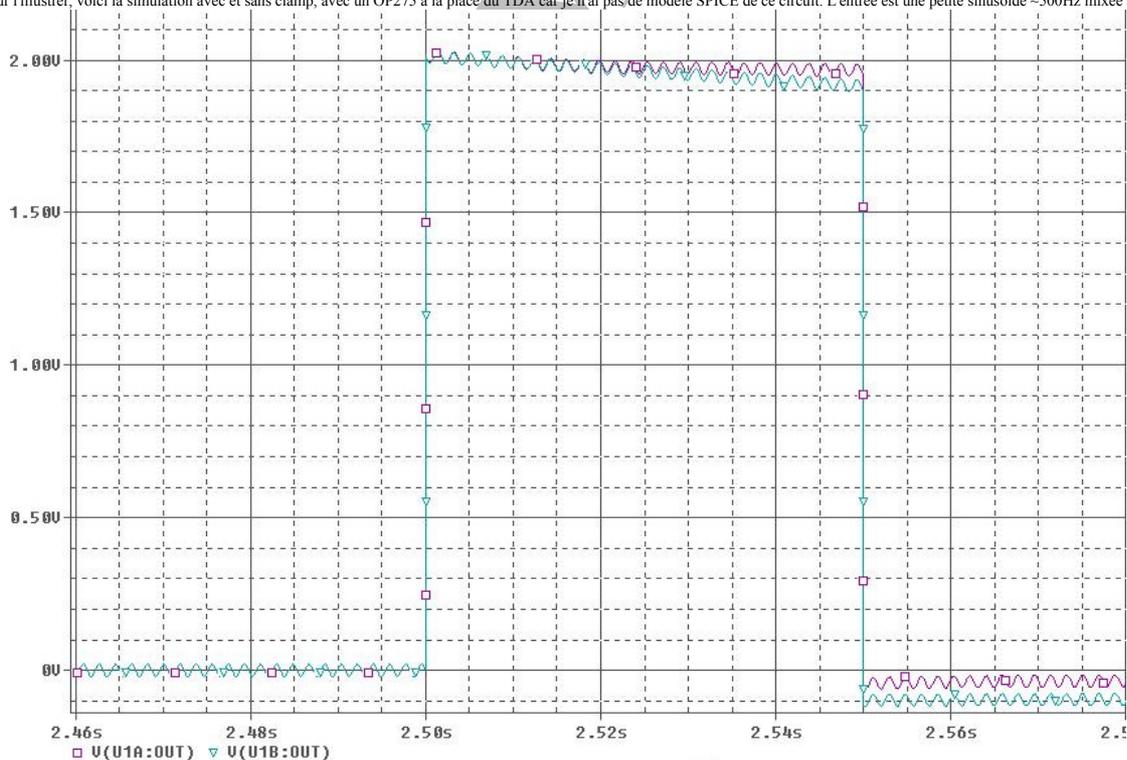


Gain	$G=1 + Rf/Ri- + Rf/Rs$	
Coupure	$w_c = Rf/Rs \cdot 1/RC$	
Sortie AOP de puissance	$Vs/Ve = G/(1+w_c/jw)$	
Sortie intégrateur	$Vs2/Vs = 1/jRCw$	$Vs2/Ve = G \cdot Rs/Rf / (1+jw/w_c)$
Ze+ AOP de puissance	À adapter: Ri+ = Ze-	
Ze- AOP de puissance	Ri- / Rf / Rs	
AOP intégrateur	LF412 ou AD712	
Diodes de clamp	BAS45A: leakage 1nA	
Ze+ intégrateur	R/C	
Ze- intégrateur	R/C	

Le but de l'intégrateur est uniquement de couper la composante DC. De plus, le gain dans la bande audible doit être fixé par la CR classique, c'est à dire Rf et Ri-, et non Rs. On prend donc $Rs=10 \cdot Rf$ et $f_c=1/2\pi = 0.16\text{Hz}$. Ainsi, on garantit que l'intégrateur ne dégradera pas le signal audible.

Le montage intégrateur intègre 2 diodes « de clamp ». Elles limitent la tension aux bornes du condensateur d'entrée de l'intégrateur. Elles protègent l'AOP contre les surtensions à son entrée, et limitent la vitesse de l'intégrateur à $\max(dVs2/dVs) = 1/R \cdot C \cdot \max(Vs \text{ clampé}) = V_{diode} / R \cdot C$. Cela permet de mieux respecter les transitoires.

Pour l'illustrer, voici la simulation avec et sans clamp, avec un OP275 à la place du TDA car je n'ai pas de modèle SPICE de ce circuit. L'entrée est une petite sinusoïde ~500Hz mixée avec un transitoire 20Hz.



En bleu: intégrateur sans clamp. Ce cas est similaire à un rattrapage DC avec un condo parfait.

En violet: intégrateur avec clamp. Le transitoire est moins amorti, et le système revient plus vite à la normale après le transitoire.

Okay, la présence des diodes signifie aussi un comportement non linéaire. Pour un signal sinusoïdal, on sera en limite de commutation du clamp pour 7W en sortie si la sinusoïde est de fréquence 20Hz, 28W en sortie si sinusoïde 40Hz, et on passe au dessus du maxi de 70W en sortie dès que la fréquence de la sinusoïde est de 60Hz ou plus!

Déjà, on voit qu'il y a une marge confortable avant que le clamp ne se déclenche sur une pure sinusoïde. De plus, en hifi, le message musical descend très rarement aussi bas sous forme de signal périodique. On a plutôt affaire à des transitoires, comme en home-cinema. La non-linéarité du clamp va finalement agir comme une expansion de dynamique sur les transitoires un peu fort et sur les infras soutenus. Des basses,

bien sèches, quoi! :o)

Mais alors, et la saturation de l'AOP intégrateur? C'est pas des non-linéarités, ça aussi? Ben non... Si on suppose que la sortie de l'AOP n'est pas trop loin de 0, et qu'on cherche quelle est l'amplitude d'une sinusoïde qui ferait saturer l'AOP, le calcul montre qu'une telle sinusoïde est "hors spec". Soit elle correspond à une puissance de sortie que le TDA ne supporterait pas, soit elle devrait avoir une fréquence largement sous 1Hz. Bref, l'AOP ne doit pas saturer sur signal audible.

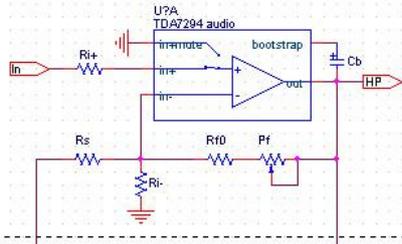
L'AOP intégrateur voit des impédances identiques à ses entrées, donc Ib est compensé. L'effet de Io et des pertes des diodes sera négligeable vis à vis de Vio=1mV. Pour rattraper la composante DC avec une meilleure précision que 1mV, le plus simple est de changer l'AOP pour un modèle ayant une tension de décalage plus faible.

La sortie de l'intégrateur ajuste "à la loupe" la composante DC appliquée à l'entrée du TDA: avec un gain de $G \cdot R_s / R_f = 46\text{dB}$.

En contrepartie, la limite du rattrapage DC est donnée par la saturation de l'AOP, c'est à dire $V_{sat} = 46\text{dB} \sim 70\text{mV}$. Cela correspond à compenser au plus $V_{sat} = 20\text{dB} \sim 1.2\text{V}$ de composante continue sur la sortie. L'entrée doit donc être la plus propre possible, et la compensation des défauts DC de toute la chaîne de traitement du signal (buffer d'entrée, amplification à TDA, DC-servo) n'est pas une option!

3.4- Calcul de l'amplification à gain réglable

Pour le montage à gain variable, on remplace la résistance de CR passive R_f par une résistance R_{f0} en série avec un trimmer P_f utilisé en résistance variable.



Les valeurs des composants sont calculées dans l'ordre suivant: P_f , R_{f0} , R_s , R_i , R , C , en s'aidant de quelques ordres de grandeur.

- $R_i = 500\text{R}$ à 600R
- $R_s \sim 10 \cdot (R_{f0} + P_f)$ et $R_{f0} + P_f > 10 \cdot R_i$ donc $R_s > 100 \cdot R_i$
- $(G_{max} - G_{min}) / P_f = 1/R_i + 1/R_s \sim 1/R_i$ donc $P_f \sim (G_{max} - G_{min}) \cdot R_i$
Pour $R_i = 600\text{R}$, cela donne $P_f \sim (10 \cdot (26/20) - 10 \cdot (24/20)) \cdot 600 = 2.4\text{k}$. La valeur normalisée la plus proche est **$P_f = 2.2\text{k}$ trimmer cermet multitours**. Multi-tour pour la précision de réglage, et céramique-métal (cermet) pour la stabilité en température.
- $R_{f0} = P_f \cdot (G_{min} - 1) / (G_{max} - G_{min})$
D'où $R_{f0} = P_f \cdot (10 \cdot (24/20) - 1) / (10 \cdot (26/20) - 10 \cdot (24/20)) = 7.96\text{k}$. Vu que le TDA ne doit pas avoir un gain en-dessous de 24dB, on prend la valeur normalisée supérieure: **$R_{f0} = 8.06\text{k}$**
- $R_s = 10 \cdot (R_{f0} + P_f)$ donc **$R_s = 102\text{k}$**
- $1/R_i = (G_{max} - G_{min}) / P_f - 1/R_s$
D'où $R_i = 1 / ((10 \cdot (26/20) - 10 \cdot (24/20)) / P_f - 1/R_s) = 538.9\text{R}$. Toujours dans l'optique d'un gain pas trop bas pour le TDA, on choisit la valeur normalisée inférieure: **$R_i = 536\text{R}$**
- La plage de gain est finalement: **$24.15\text{dB} \leq G \leq 26.13\text{dB}$** , ce qui est assez fidèle à l'objectif et ne descend pas en dessous du 24dB fatidique!
- On choisit pour C un bon condo ayant un volume réduit. Chez Wima, le plus grand MKP dispo est **$C = 100\text{nF } 100\text{V MKP2/FKP2}$**
- $\omega_c = R_f / R_s / R \cdot C = 1 / 10 \cdot R \cdot C$, d'où **$R = 1\text{M}$**
- Il faudra adapter R_{e+} à $1 / (1/R_i + 1/(R_{f0} + P_f) + 1/R_s) = 500.1\text{R}$ à 506.9R .

3.5- Calcul de l'amplification à gain fixe

- On reprend certaines valeurs de l'amplification à gain variable: **$R_i = 536$, $R_s = 102\text{k}$, $R = 1\text{M}$, $C = 100\text{nF } 100\text{V MKP Wima}$**
- R_f se déduit du gain de 26dB: $R_f = (10 \cdot (26/20) - 1) / (1/536 + 1/102\text{e}3) = 10.106\text{k}$. La valeur normalisée la plus proche est **$R_f = 10.2\text{k}$**
- On vérifie le gain $G = 20 \cdot \log_{10}(1 + 10.2\text{e}3/536 + 10.2\text{e}3/102\text{e}3)$, soit donc **$G = 26.08\text{dB}$** .
- Il faudra adapter R_{e+} à $1 / (1/R_i + 1/(R_f + P_f) + 1/R_s) = 506.7\text{R}$

3.6- Filtrage / compensation HF

On souhaite limiter la bande passante du TDA hors bande audio (au-dessus de 60kHz), cf 3.2.7

hic d'un filtrage du d'ordre > 1 , c'est son déphasage. S'il atteint 180° , ça signifie que V_e varie en sens contraire de V_{e+} . Si cela arrive à une fréquence où le gain n'est pas nul (en dB), le phénomène s'amplifie. Autrement dit, le montage est instable!!!

Pour étudier la stabilité du montage, nous avons besoin de la « marge de phase », c'est à dire 180° - le déphasage maximum dans la contre-réaction quand le gain n'est pas nul. Si cette marge est nulle, le montage est instable. Si elle est de 90° comme avec un filtre du 1er ordre, le montage est parfaitement stable. Une bonne marge tourne autour de 45° .

Au final, on souhaite filtrer plus fort en HF, mais sans compromettre la marge de phase.

La solution classique à ce problème est la compensation HF, qui consiste à mettre un condo C_f en // de R_f . Voyons tout d'abord ce que donne le calcul en considérant que la sortie du DC servo vaut 0V en HF, et en supposant une bande passante infinie pour le TDA.

schema de la compensation HF

- $V_s / V_e = 1 + R_f / C_f / R_i / R_s = G \cdot (1 + j\omega / \omega_1) / (1 + j\omega / \omega_0)$
- coupure basse: $\omega_0 = 1 / R \cdot C_f$
- coupure haute: $\omega_1 = 1 / (R_f / R_s / R_i) \cdot C_f$
- $\omega_1 / \omega_0 = G$
- $F \ll F_0 \Rightarrow V_s \sim G \cdot V_e$
- $F \gg F_1 \Rightarrow V_s \sim V_e$
- courbes de gain et de phase à inclure
- Impédance d'entrée: $Z_e = R_f / R_i / R_s / C_f = (R_f / R_s / R_i) \cdot 1 / (1 + j\omega / \omega_1)$
- Impédance de sortie: $Z_s = R_i / R_s + R_f / C_f$
- $F \ll F_0 \Rightarrow Z_s \sim R_i / R_s + R_f$
- $F \gg F_1 \Rightarrow Z_s \sim R_i / R_s$

En choisissant C_f tel que $F_0 = GBWP / G = 100\text{kHz}$, le TDA et la compensation HF vont couper en même temps à partir de F_0 , ce qui revient à un filtre du 2ème ordre de coupure 100kHz.

Ainsi, au lieu d'avoir l'amplification qui tombe au 1er ordre jusqu'à 0dB à 2MHz à cause de la bande passante du TDA, on atteint 0dB à $100\text{kHz} + G_{db}/2 = 450\text{kHz}$. Au delà, l'effet de la compensation HF s'amenuise: la contre-réaction devient progressivement un passe-bande.

Pour $F > F_1$, le calcul de la compensation HF donne $V_s \sim V_e$: pas de déphasage. Cela signifie que le déphasage apporté par la compensation HF est beaucoup plus limité que celui d'un filtre passe-bas. Ainsi, quand le gain tombe à 0dB, on se retrouve avec un déphasage grosso-modo de -45° au lieu de presque 90° . Le TDA, lui, agit en filtre passe-bas et va apporter environ 90° de déphasage. Au final, on atteint 0dB avec une marge de phase supérieure à 45° , alors qu'un filtre passe-bas aurait bouffé toute la marge de phase!

Pour $R_f = 10.2\text{k}$ et $F_0 = 100\text{kHz}$, on obtient $C_f = 1/2 \cdot \pi \cdot R_f \cdot F_0 = 150\text{pF}$ plutôt en polystyrène ou mica argenté, au pire en disque céramique.

courbes de gain et de phase à inclure: sans et avec compensation HF

Pour minimiser les causes de distorsions à l'entrée du TDA, ses impédances d'entrée doivent rester équilibrées. Il faut donc mettre en place un montage sur l'entrée V_{e+} du TDA qui donne une impédance d'entrée de $R_i / R_f / R_s / C_f$, mais ne perturbe pas le signal audio.

En gros, on a 2 possibilités.

	Pi- diviseur de courant	T- diviseur de tension	
	SCHÉMA		
Impédance vue du TDA	$Z_{e+} = R_i + // C_i + = Z_e$ $R_i + = R_i // R_f / R_s$ $C_i + = C_f$	$Z_{e+} = R_i + // R_p // C_i + = Z_e$ $R_i + // R_p = R_i // R_f / R_s$ $C_i + = C_f$	Pi: courant faible dans $R_i +$, inférieur à $I_b = 500\text{nA}$ Pi: $R_i + \sim 507\text{R}$ n'est pas une valeur normalisée
Fonction de transfert	Passe-bas 1er ordre Coupure $1 / (R_i + // C_i +) = \omega_1$	Passe-bas 1er ordre Coupure $1 / (R_i + // R_p // C_i +) = \omega_1$ Atténuation $R_i + / (R_i + + R_p)$ dans la bande	Pas d'impact sur la bande audio.

Impédance vue de la source	$Z_s = R_p / (R_i + C_f) = R_p * (1 + j\omega/w_1) / (1 + j\omega/w_{pi})$ $w_{pi} = 1 / (R_i + R_p) * C_f \sim 1 / R_p * C_f$ par défaut Z_s passe de R_p à $R_i // R_p$	$Z_s = R_i + R_p / C_f = (R_i + R_p) * (1 + j\omega/w_1) / (1 + j\omega/w_T)$ $w_T = 1 / R_p * C_f$	$Z_s \sim cste$ sur la bande audio si $1/2 * \pi * R_p * C_f \gg 20kHz$
-----------------------------------	---	--	---

Le montage en pi évite l'atténuation du signal d'entrée. C_i sera très poche du TDA. Le montage en pi "n'absorbe" pas du tout l'impédance de la liaison. L'atténuation du montage en T va être faible, et peu gênante. En prenant R_i proche de $R_i // R_p$, l'équilibrage des impédances d'entrée du TDA est facile et précis. Sur la carte TDA, C_i peut être éloigné du TDA et mis au plus près du connecteur. L'influence du câble est assez négligeable devant R_i , et $R_p + R_i$. On peut aisément couper R_i en 2 sans remettre en question le circuit imprimé du module TDA: il suffit de mettre la 2ème résistance côté source, ce qui est toujours une bonne chose vis à vis de la CEM.

En pratique, on prend $R_p = R_f = 10.2k$, ce qui mène à $1/2 * \pi * R_p * C_f = 104kHz$ et $R_i = R_i // R_s = 533.2R$. On sépare R_i en plaçant 511R sur la carte TDA et 22.1R côté source. L'atténuation sera de $10.2e3 / (10.2e3 + 533.1) = 5\% = -0.44dB$.

3.3- Protection des HPs contre la composante continue en sortie

Il y a des cas où le DC-servo n'est pas un dispositif suffisant pour prémunir les HPs contre la composante continue:

- Si l'alim n'est plus symétrique (fusible qui grille, etc...)
- Si le TDA crame un de ses 2 transistors de puissance
- Si l'ampli dérive méchamment (TDA, étage d'entrée, etc...), amenant lentement le DC-servo en saturation
- Si l'étage d'entrée déconne et présente une grosse composante continue au TDA
- ...

Pour la paix des esprits et des enceintes, on ajoute donc un dispositif de protection DC. Dans le principe, c'est un détecteur de composante continue en sortie du TDA (comme le DC-servo), qui débranche l'enceinte au besoin. Il nous faut donc un dispositif:

- économique, car c'est loin d'être le principal dans l'ampli!
- pas trop lent, sinon ça ne protège pas les HPs!
- pas trop rapide, sinon ça risque de se déclencher sur les transitoires!
- compatible avec le DC-servo, sinon y'en a un des deux qui sera inutile!
- qui ne dépende pas de l'alimentation de puissance, sinon ça ne protégera rien du tout quand un fusible de l'alim grille!
- qui ne cumule pas les composantes DC de différents canaux, sinon on ne protège rien quand la somme des composantes DC est quasi-nulle!
- transparent pour le son, bien évidemment...

Bref, exit les kits Quasar et Velleman: trop cher.

Exit aussi les schémas qui obligent à utiliser une alimentation séparée, juste pour obtenir une masse flottante vis à vis de la masse des HPs: trop cher.

Exit de même un certain nombre de schémas qui font aussi soft-start, détecteur de température, etc... C'est pas le but.

Exit encore le schéma de Rod Elliot, car il repose sur l'alim de puissance.

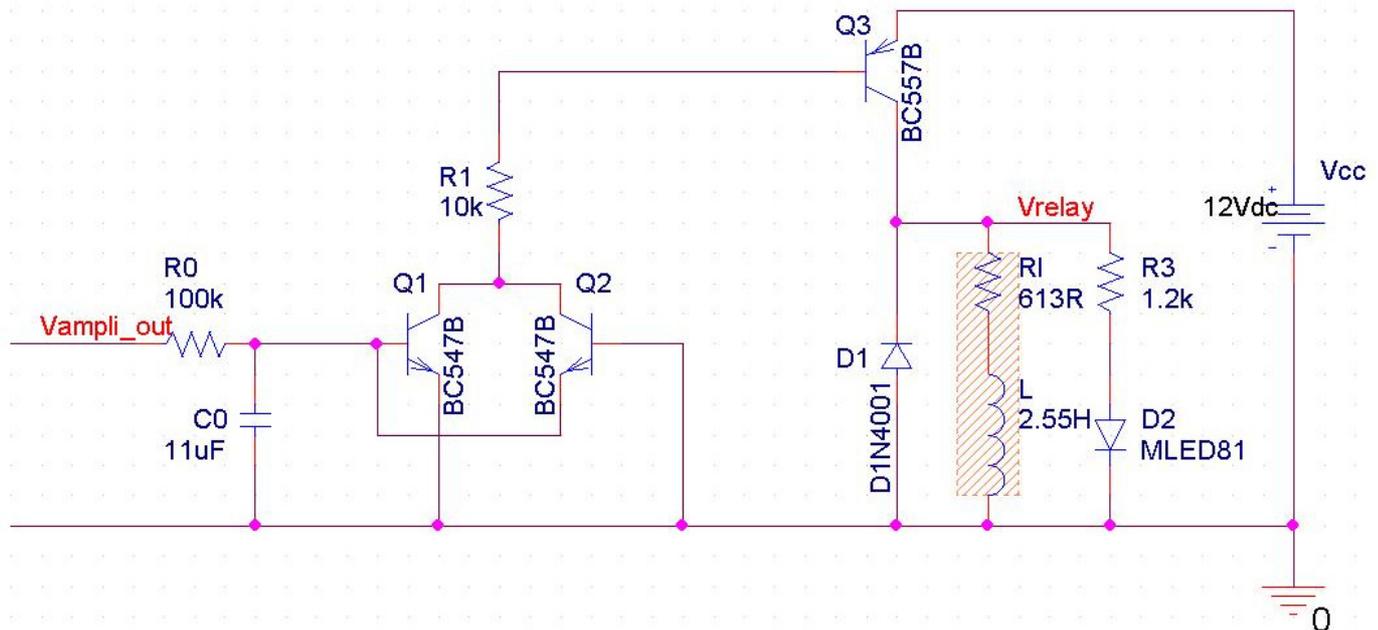
Exit la ré-utilisation du DC-servo, car le clamp le rend trop lent (1.3s pour passer de 0 à 12V en cas d'échelon 12Vdc en sortie du TDA).

Exit enfin les dispositifs à interrupteur MOS (si un transistor D-MOS du TDA a lâché, pourquoi l'un des transistors de l'interrupteur MOS ne lacherait pas en cascade?), à lampe à incandescence (ne coupe pas la composante continue), à fusible sur le trajet du signal (risque de griller en fonctionnement normal, ne protège pas les HPs s'il y a juste 4-5V de composante continue), et les condensateurs de couplage (risque d'oscillation du TDA, trop cher, mauvais pour le son).

Pour mener à bien l'étude, on a besoin de caractériser un peu le relais. On connaît la tension du relais $U_{nominal} = 12Vdc$ et la résistance interne $R_l = 613R$. Le constructeur indique que le relais DOIT commuter à partir de $U_{on} = 70\% * U_{nominal}$, ainsi que les temps de commutation t_{on} et t_{off} .

On va modéliser le relais en mettant une inductance L en série avec R_l . On calcule L "à la louche" en supposant qu'un échelon $U_{nominal}$ fait passer $U(R_l)$ de 0 à U_{on} en $T = (t_{on} + t_{off}) / 2$ secondes.

Montage de base



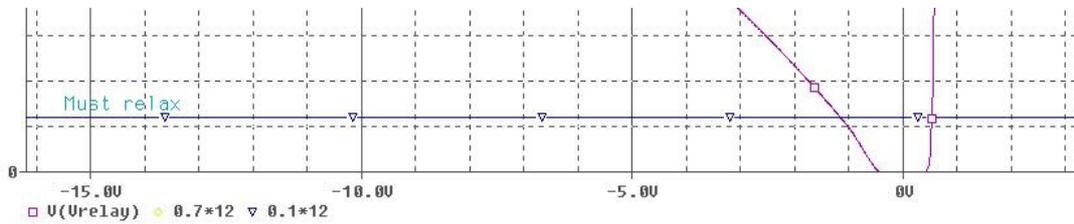
Voici le principe...

La composante DC est isolée de l'audio via un filtre passe-bas $T = RC = 0.1s$. L'un des 2 transistors NPN devient passant si la composante continue est supérieure à $V_{be} \approx 0.6V$. Le courant qui passe dans ce détecteur est amplifié par le transistor PNP, et déclenche le relais.

On ajoute au relais une traditionnelle diode de roue libre. Elle protège Q3 quand l'alimentation du relais est coupée, et permet d'évacuer l'énergie magnétique stockée dans l'inductance du relais.

Une led supplémentaire permet de visualiser qu'une composante continue a été détectée sur le canal. Il faut environ 1.2V et 8mA pour l'illuminer correctement. La chute de tension entre le relais et la led est réalisée par une résistance de $(12 - 0.6 - 1.2) / 8e-3 = 1.2k$





Par calcul, on relie la tension de sortie à la tension d'entrée.
 $DC < 0$ et Q2 passant, on a $R_0 \cdot V_{out} = R_{load} \cdot \beta(Q3) \cdot (V_e + V_{be}(Q2))$. Pour atteindre la saturation $V_{out} = 12V$, pour $V_e = -1.2V$, $\beta = 200$, $R_1 = 600$, il faut $R_0 = 12k$. Avec $R_0 = 100k$, la saturation est atteinte pour $V_e = -12V$ ce qui confirme que Q3 travaille de façon linéaire sur une large plage $DC < 0$.

Déjà, on peut augmenter R_1 pour diminuer le courant qui passe dans la détection. On n'a besoin que de $I_e(DC < 0) = 12V / R_1 \cdot \beta(Q3) \sim 100\mu A$ pour atteindre la saturation de Q3. Cela signifie que $R_1 = (12V - 1.2V) / 100\mu A \sim 100k$ est largement suffisant. Prendre R_1 plus gros signifie gaspiller inutilement de l'énergie.

Ensuite, il faut augmenter la sensibilité de la détection $DC < 0$. Pour cela, on peut jouer sur R_0 et sur $\beta(Q3)$. Diminuer R_0 par 100 oblige à augmenter C_0 par 100, c'est à dire 2 condens chimiques de $1000\mu F$! Pas la joie... Augmenter le β du driver par 200 peut se faire par un montage darlington ou cascade, ce qui revient à ne rajouter qu'un transistor. Ça ne prend pas de place, et ça ne coûte pas cher :)

Montage à cascade

On choisit un montage cascade, c'est à dire ajouter un NPN après Q3 plutôt qu'un PNP. C'est le montage qui intégrera le plus facilement une modif présentée plus loin.

La simulation DC est maintenant ok: 2 seuils bien droits à $\pm 0.4V$, et $11.8V$ au relais.

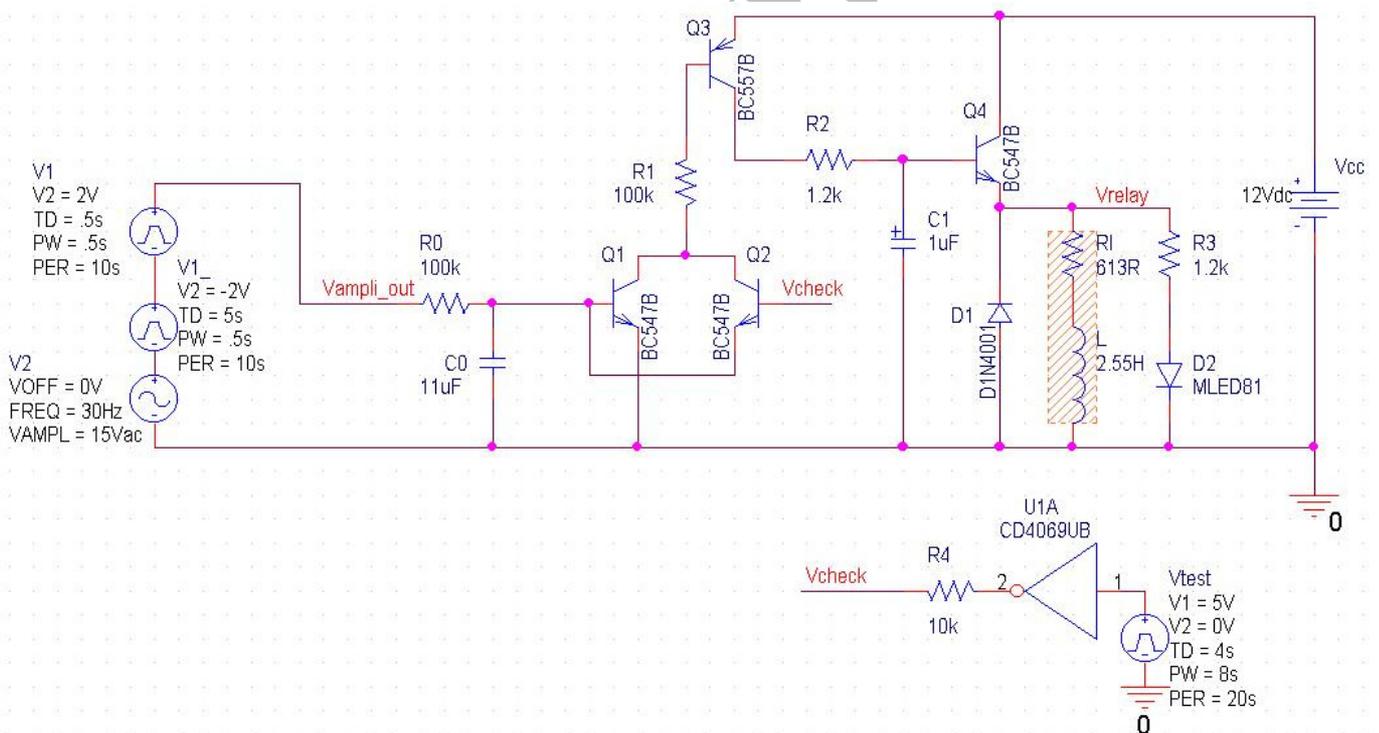
On effectue ensuite une simulation temporelle: échelons $DC = \pm 2V$ pendant $500ms$ + sinus $30Hz$ $15Vac$.

La simulation temporelle montre quelques ondulations lors de la commutation et surtout d'importants frémissements du relais après la disparition de la composante DC. Très mauvais pour la durée de vie du relais!

Il faudra asservir la commande de stand-by du TDA à la détection DC. Ça "résoud" a priori les frémissements à la relâche du relais. Ça ne résoud pas les oscillations à l'enclenchement du relais, et cette solution repose sur le fait que l'étage signal du TDA fonctionne encore. Hum...

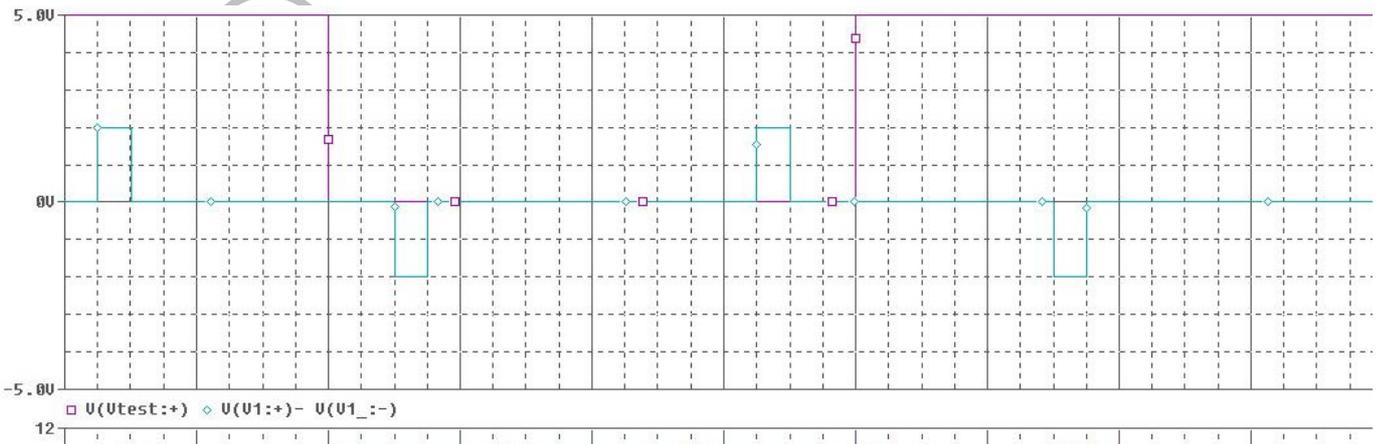
Pour lisser ces ondulations, le plus simple est de les filtrer. Le meilleur endroit pour un tel filtrage est l'intérieur du cascade.

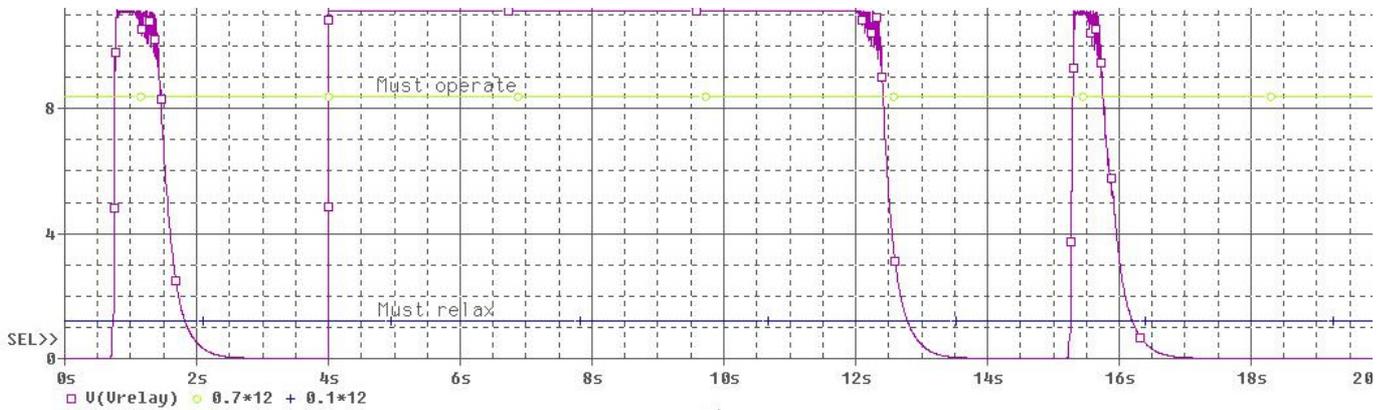
Montage final



On ajoute un réseau RC au milieu du cascade: $1.2k$ et $1\mu F$.
 Quand il y a détection DC, le réseau RC est un passe-bas qui filtre les ondulations de la sortie de Q3. Quand la composante DC disparaît, il n'y a plus de courant dans R_2 , et C_1 se décharge lentement dans Q_4 . Ce montage est en fait un "sample and hold" basique...

La valeur de R_2 est choisie de façon à ne pas impacter notablement les seuils de commutation (visualisés par simulation DC). La valeur de C_1 est choisie de façon à filtrer suffisamment au travers de R_1 , mais aussi maintenir Q_4 passant suffisamment longtemps pour que l'illumination de la led soit perceptible (0.5 à $0.8s$).





La simulation temporelle montre que les ondulations à l'enclenchement ont bien disparues. L'amplitude des ondulations résiduelles à la relaxe n'est pas suffisante pour occasionner un frémissement du relais :) La détection s'effectue en 0.3s (on) et 0.8s (off)

La simulation temporelle avec échelons audibles (50ms au lieu de 500ms) montre que la protection DC ne s'enclenche pas, comme il se doit :)

Comme cette protection DC n'alimente le relais qu'en cas de faute DC à la sortie du TDA, on a ajouté un "check-up" qui permet d'émuler une faute DC. On s'en servira à la mise en route de l'ampli, pendant la phase de soft start (voire à son extinction).

Ca permet de visualiser que "tout va bien" à la mise en route: allumage puis extinction de toutes les leds de protection DC

4- Alimentation

4.1- Tension nominale sur charge max

Le TDA fonctionne en classe AB, donc il va consommer sur l'alim positive (Vdd) quand le signal de sortie est positif, et sur l'alim négative (Vss=-Vdd) quand le signal de sortie est négatif. De plus, les enceintes ne sont pas une charge résistive. Cela signifie qu'en instantané, il peut y avoir des pics de courant plus importants que $P/(2*27V)$. On va envisager 3 scénarios pour caractériser l'alim de l'ampli Mayar:

1. Faible niveau, sous forme de courant continu. Cela donne accès à la tension d'alim max.
 - o La datasheet du TDA ne donne pas la conso du TDA sur son alim signal. Une petite manip' permet de mesurer 8mA sur Vdd signal et 4mA sur Vss signal.
 - o 30mA par rail pour l'alim puissance du TDA.
 - o 60mA par rail pour les petits signaux
2. Puissance max, sous forme de courant continu. Cela donne accès au dimensionnement du transfo et la dissipation thermique. Cela donne aussi indicativement le bruit d'alim à niveau sonore domestique.
 - o Courants du scénario faible niveau
 - o $214/54 - 2*30mA = 3.9A$ sur chaque rail de l'alim hifi
 - o $240/54 - 3*30mA - 100mA = 4.25A$ sur chaque rail de l'alim home-cinema
3. Charge max, sous forme de pulsation carrée 30Hz. Cela donne accès au bruit d'alimentation et à la tension d'alim min.
 - o Courants du scénario faible niveau
 - o Un signal carré dissipant une puissance P au travers d'une résistance R correspond à des paliers de courant d'amplitude $\sqrt{P/R}$
 - o Pour 95.87dB aux frontales (70W), on aura $2*\sqrt{70/4} - 60mA = 8.3A$ alterné sur chaque rail de l'alim hifi
 - o Le même niveau de 95.87dB sur la centrale mène à 2.78-30mA=2.75A sur l'alim HC pour la centrale, et 5.24-60mA=5.18A sur l'alim HC pour les arrières. Donc, en tout 7.93A alterné sur chaque rail de l'alim HC.
 - o Pour la simulation, on utilisera une intensité carrée de fréquence 30Hz et d'amplitude 8A.

4.3- Découplage du TDA

Avant d'attaquer le schéma de l'alim, il vaut mieux figer le découplage. On va mettre un condo par rail d'alim. Comme pour tout découplage, plus ces condos sont proche du circuit qui fait les appels de courant (le TDA), mieux c'est. Cela permet de diminuer de façon drastique la résistance et surtout l'inductance parasite des pistes entre la source de courant (le condo) et son consommateur (le TDA). Vu que ça va être un gros condo chimique, on le prend de type "snap-in" (condensateur à griffe pour PCB). Un condo à vis présente généralement de meilleures caractéristiques qu'un snap-in, mais on est obligé de le mettre en

On table sur 10.000µF (-2.000µF par ampère efficace), une tension de service supérieure à 2x27V (donc 63V), et une température de service max standard (85°C).

Pour un signal sinusoïdal, 70W dans 4R signifie $\sqrt{70/4} = 4.2$ Arms! Il nous faut donc un condensateur avec un courant d'ondulation de 4.5A mini. Ce courant d'ondulation traduit le stress maximum que peut soutenir le condo (diélectrique, armatures et pins, échauffement). Il est donné par le constructeur à la température et la tension de service du condo. On table sur 40°C dans l'ampli, et la tension de service des condos ne devrait pas dépasser 35V. La marge sur le temps de vie du condensateur est ainsi très confortable :)

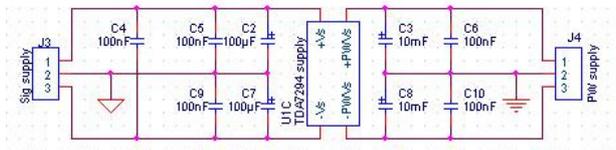
Un condo chimique n'est pas parfait. Il présente une résistance série équivalente (ESR) qui limite la vitesse de réaction du condo. Dans le principe, cela impacte la qualité de l'alim au niveau d'un module d'amplification lors des transitoires et dans les aigus.

La simulation de l'alim montre que cette ESR participe à la stabilité de l'alim. Par contre, elle dégrade la qualité du découplage (plus l'ESR est grande, plus le condo de découplage est virtuellement loin du TDA).

En conclusion, je n'ai pas pris des condos "à faible ESR", mais tout simplement de bons condos chimiques (ESR = 30 à 40 mR) en parallèle avec un petit condo à film plastique par rail, placé le plus près possible du TDA.

Au final, on va utiliser un Samwha serie HC (snap-in, 85°C) faible encombrement (35x40), 6.25A de courant d'ondulation, 30 à 40mR d'ESR, et un condo MKT 100nF type milfeuil.

Pour l'alim signal, on met 100µF chimique//150nF milfeuil par rail. La tension de service des milfeuil est de 63V, donc on ne peut pas en mettre un entre les 2 rails d'alim. Tan pis... Par contre, on intercale une résistance de 22R entre le découplage et les rails de l'alim signal. Cela réalise un filtre passe-bas de coupure $1/(2*\pi*22*100e-6)=72Hz$.

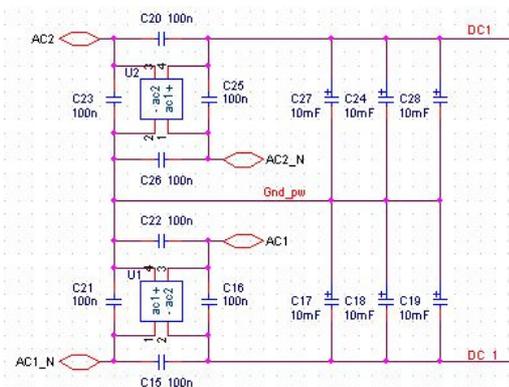


4.4- Topologie

On table sur un transfo 2x24V 850VA. Pour cette taille de transfo, la régulation est typiquement de 5%. Tension à vide $24*\sqrt{2}/0.95 = 35.73V$. Résistance par enroulement secondaire $24*5\% * 2*24/850 = 68mR$.

Chaque secondaire du transfo est redressé par son propre pont de diodes (25A, monobloc à souder sur C1). Le bruit de commutation des diodes est atténué en mettant un condo céramique 100nF en // de chaque diode. On table sur 15-18Arms max par pont. Ils ne devraient donc pas trop chauffer.

Le lissage à la sortie du pont est assuré par 3 condos de 10.000µF 63V par rail. On table sur un courant d'ondulation de 5 à 6A, et une ESR de 30mR.



On souhaite obtenir un alim faible bruit, sans gros condo supplémentaire (cout, stress sur les ponts et le transfo <=> échauffement et bruit)
 Pour cela, on va utiliser une alimentation régulée: filtrage fort de l'ondulation issue du redressement lissé qui attaque des transistors de puissance.
 Ce montage se trouve parfois sur le net avec le doux nom de [multiplicateur de capacité](#), bien que ce montage ne réalise aucune multiplication "magique" des condos.

Les transistors de puissance retenus sont la paire darlington BDW93C/94C, en boîtier TO220 (facile à mettre sur radiateur).

En séparant les alims hifi et HC, on élimine le risque de griller par surchauffe des transistors.

On leur adjoint une diode "de retour" 1N4007. Elle protège les transistors contre une polarisation inverse lors de l'arrêt de l'alim.

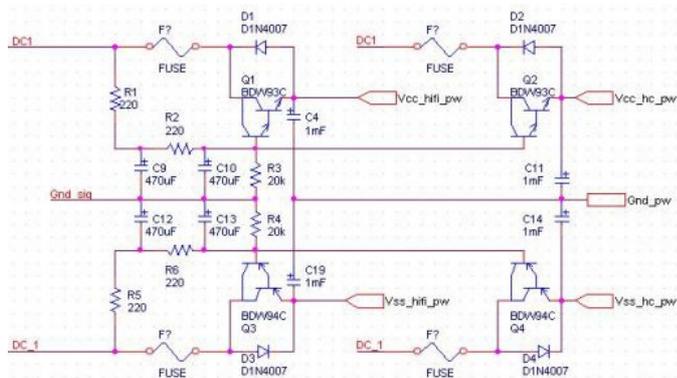
Enfin, on protège chaque darlington contre les sur-intensités par fusible rapide 4 ou 5A. En fait, ils sont plutôt lent à réagir jusqu'au double: 8-10A. Donc, aucun pb sur les transitoires, et j'aurai l'esprit tranquille vis à vis d'un éventuel court-jus :)

Le filtre attaquant les transistors de puissance est un RCRC 220R + 470µF (coupure ~1.5Hz)

La sortie du transistor est découplée par un condo de 1mF axial. Pourquoi axial? Parce qu'il sera monté à l'horizontale dans le boîtier, et qu'ainsi il dissipera mieux sa chaleur qu'un radial ne le ferait (impact sur le courant d'ondulation). Revers de la médaille: ça prend beaucoup de place.

La base est polarisée par une résistance. Elle permet d'abaisser la tension de base du darlington, afin qu'il soit *idéalement* toujours passant malgré l'ondulation en amont du darlington. En pratique, plus cette valeur est grande, plus il y a d'à-coups dans la conduction du darlington. Plus elle est faible, plus la tension de sortie de l'alim baisse et le darlington chauffe.
 Après diverses simulation, on prend 20k.

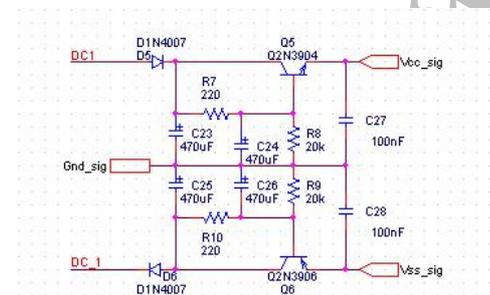
La masse des condos de lissage et de découplage de l'alim de puissance sont le siège de courants importants. C'est cette liaison qui permet l'équilibre des courants des secondaires du transfo. On sépare donc cette masse "puissance" de la masse qui sert de référence pour la régulation.



La consommation de la partie "signal" du TDA est trop importante pour être simplement branchée sur la base des darlington. La simulation montre que l'alim puissance serait trop bruitée et qu'en plus la tension sur charge max serait trop faible. Il faut donc réaliser une alimentation régulée séparée pour la partie "signal" du TDA.

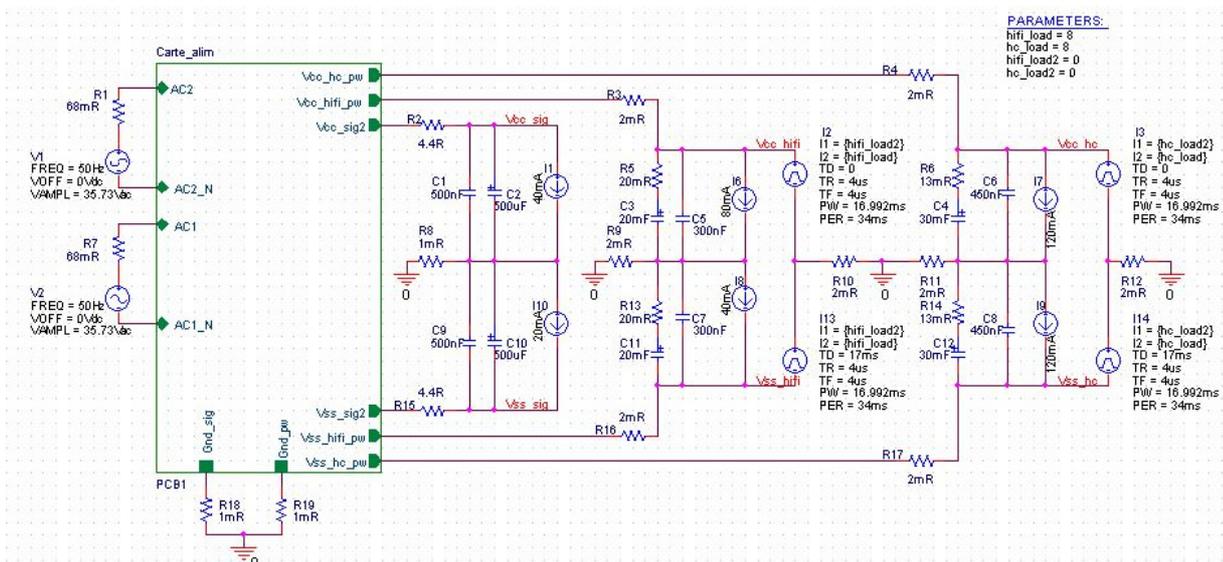
On transpose la topologie précédente en l'améliorant dans l'optique d'une alim faible puissance:

- Diode entre la tension lissée et le montage. Quand l'ampli est chargé, elle va redresser (mono-alternance) l'ondulation résiduelle de la tension lissée. On obtient ainsi à faible cout une élévation de tension vis à vis de l'alim puissance.
- Paire de transistors 2N3904 / 2N3906. Avec la diode, cela met l'alim signal "à égalité" vis à vis de la chute de tension dans les darlington de l'alim puissance. **Le prototype montrera que ce raisonnement est faux quand les TDAs sont en stand-by!**
- Condensateur de lissage de 1mF après la diode
- filtre RC de 220R + 470µF
- 20k pour polariser la base du transistor de régulation
- 150nF de découplage en aval du transistor de régulation



4.5- Simulations

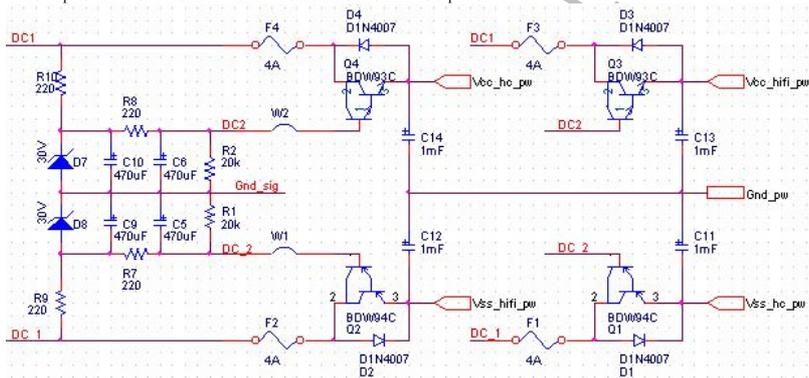
Le câblage des alims et l'étoile de masse sont modélisé dans la simulation par des résistances. Pour cela, on suppose un câblage en 1.5mm² et des longueurs de câblage cohérentes avec le boîtier (10 à 30cm). En pratique, on cablera les alims avec plusieurs monobrins tressés, pour une section totale de 1.5 à 2.5mm². Cela permettra de réduire l'inductance propre du câble, et d'augmenter sa capacité, ce qui est idéal pour l'alimentation.



La table suivante regroupe les résultats de simulation avant la correction de l'erreur de conception de l'alim. Les phénomènes inférieurs à ~20Hz ou 1mV sont ignorés.

		Signal	Hifi	HC
A vide	Vdd-Vss	61.8V	61.6V	61.6V
	(Vdd+Vss)/2	-84mV	115mV	118mV
	Puissance	20W, 44VA -> cos phi = 0.45		
Puissance max	Vdd-Vss	56.5V	53.18V	53.15V
	Ondulation Vdd-Vss	14mVrms	5mVrms	6mVrms
	(Vdd+Vss)/2	-100mV	420mV	422mV
	Puissance	550W, 837VA -> cos phi = 0.66		
	Darlington, 2N3904/9	70mW	21W sur Vdd et 28W sur Vss	
	Ponts	44A max, 17Arms		
Charge max	Ondulation lissage	-	4.8Arms	
	Vdd-Vss	57.8V	52V	52V
	Ondulation Vdd-Vss	34mVrms	319mVrms	312mVrms
	Ondulation sous 5.6mV	40Hz	800Hz	
	(Vdd+Vss)/2	-160mV	334mV	333mV
	Ondulation (Vdd+Vss)/2	4mVrms	44mVrms	
	Ondulation sous 5.6mV	40Hz	120Hz	
	Puissance	548W, 868VA -> cos phi = 0.63		
	Darlington, 2N3904/6	70mW	23W sur Vdd et 30W sur Vss	
	Ponts	59A max, 17.5Arms		
Ondulation lissage	144mA	5.4Arms		
Ondulation découplage	-	1Arms		

Cette alim comporte une erreur de conception, exposée dans la section sur la mise en route de l'alim alims de puissance. Voici le schéma final et les résultats de simulation qui vont avec:



		Signal	Hifi	HC
A vide	Vdd-Vss	61.8V	56.7V	56.7V
	(Vdd+Vss)/2	-110mV	107mV	120mV
	Puissance	14.8W, 34.5VA -> cos phi = 0.43		
	Vdd-Vss	56.53V	53.22V	53.19V

Charge max	Vdd-Vss	57.75V	52.08V	52.06V
	Bruit Vdd-Vss	15mVrms	95mVrms	84mVrms
	Spectre sous 5.6mV	40Hz	230Hz	
	(Vdd+Vss)/2	-156mV	311mV	313mV
	Ondulation (Vdd+Vss)/2	15mVrms	159mVrms	147mVrms
	Spectre sous 5.6mV	30Hz	550Hz	
	Puissance	540W, 860VA -> cos phi = 0.63		
	Darlington, 2N3904/6	70mW	23W sur Vdd et 30W sur Vss	
	Ponts	59A max, 12.5Arms, 23.5W		
	Ondulation lissage	125mA	5.4Arms	
	Ondulation découplage	-	125mArms	

- Le budget de tension est bien respecté: 28.7V mini par rail signal pour un budget de 27.5V, et 25.7V mini par rail puissance pour un budget de 24.5V.
- Les critères faible bruit des alimentations sont bien respectés.
- L'ondulation de mode différentiel de l'alim signal est très largement sous le budget de bruit (38mVrms). Celle des alims hifi et hc remplit aussi le contrat, en étant inférieure à 10x38mVrms.
- L'ondulation de mode commun provoque le même niveau de bruit que celle de mode différentiel. On suppose donc qu'elle ne posera pas plus de souci.
- Le choix a priori d'un transfo 850VA est validé.
- Les condos de 10mF 63V choisis pour le lissage et pour le découplage des TDAs ont un courant d'ondulation de 5.25A ou plus. Comme on les utilise à environ la moitié de leur tension de service, il peuvent supporter 10A ou plus d'ondulation, suivant le modèle. Il n'y a donc aucun risque de sur-solliciter ces condos et d'écourter ainsi leur temps de vie.
- Les ponts de diode auront besoin d'un dissipateur ou d'une ventilation pour supporter la charge max.
- Les 2N390x ne nécessiteront pas un dissipateur.
- La chaleur des darlington devra être soigneusement dissipée.

TBC mise en route et arrêt de l'alim

Les TDAs ne supportent pas que PWV's dépasse Vs, surtout sur le rail négatif. Ce problème se produit à l'extinction de cette alim. Le problème vient de la décharge de l'alim signal, qui est beaucoup plus rapide que celle de l'alim puissance. J'ai mis plus d'explications sur:

- le forum DIYaudio: <http://www.diyaudio.com/forums/showthread.php?s=&threadid=39623>
- le forum HCFR: <http://www.homecinema-fr.com/forum/viewtopic.php?t=29767660>

4.6- Alimentation de la partie petits signaux

La conso d'un boîtier OP275 ou LF412 est de 4mA, 8mA pour un OPA2134, 10mA pour un AD712. Pour que la sortie du DC-servo puisse balayer une large plage de tension, on prend ±15V comme tensions d'alim. Pour ce faire, on utilise tout simplement des régulateurs 78L15 et 79L15 (100mA max), dont la conso est de 6.5mA.

Le budget de courant est le suivant:

Fonction	Type	Nombre	Conso	Total
Buffer/passe-haut d'entrée	OP275	5	2mA	10mA
DC-servo	LF412	5	2mA	10mA
Casque	OP2134	2	4mA	8mA
Vu-mètre	OP275	1	2mA	2mA
	LF412	1	2mA	2mA
	AD712	2	5mA	10mA
Sortie buffer hifi		2	.88V/2k=0.44mA	0.88mA
Sortie buffer hc		3	.88V/10.73k=82µA	0.25mA
Sortie casque		2	sqrt(1mW/32R)=5.6mA	11.2mA
Sortie vu-mètre		2	13.5V/27k=0.5mA	1mA
Régulateurs	7xL15	1	6.5mA	6.5mA
Total casque débranché				50.6mA
Total casque branché				61.8mA

Les régulateurs sont découplés de l'alim principale par une diode et 2x(100µF//150nF) en amont et 3x470nF en aval.

[schéma](#)

On insère une diode et résistance avant la régulation. La diode évite de décharger le condo de découplage du régulateur dans l'alim de puissance lorsqu'on éteint l'ampli. Elle réalise aussi une chute de tension de 0.6V.

La résistance encaisse une 2ème chute de tension. Le tout permet d'éviter une surchauffe des régulateurs due à une tension Vin-Vout trop grande.

Si l'ampli est "à fond", on table sur une tension de sortie pour l'alim HC de 27V. La chute de tension typique du régulateur est de 1.7V, donc la résistance de chute est de (27-0.6-1.7-15)/50.6e-3 ~ 192R.

Si le casque est branché, la résistance de chute dissipe R*P ~ 0.75W. On utilisera donc une résistance de puissance type PR01, capable de dissiper 1W. La valeur standard la plus proche est 180R.

	A vide	A fond	A fond avec casque
Vdrop = Vdd - Vd - R.I - Vout doit être > 1.7V	31 - 0.6 - 180*50.6e-3 - 15 = 6.3V	26.5 - 0.6 - 180*50.6e-3 - 15 = 1.8V	30 - 0.6 - 180*61.8e-3 - 15 = 2.3V
Pd = Vdrop*I	6.3*50.6e-3 = 319mW	1.8*50.6e-3 = 91mW	2.3*61.8e-3 = 142mW
Tj = Tambient + Rth*Pd doit être < 125°C	40 + 200*319e-3 = 103.8°C	40 + 200*91e-3 = 58.2°C	40 + 200*142e-3 = 68.4°C

La résistance de chute réalise aussi un filtre passe-bas avec le condo de découplage à l'entrée du régulateur. La fréquence de coupure est de 1/(2*pi*180*100e-6)=8.8Hz.

Chaque boîtier d'AOP est découplé par 100µF//150nF sur chaque rail + 150nF entre les rails. Des résistances de 22R sont intercalées entre le découplage et les rails d'alim. Cela forme une passe-bas de coupure 72Hz, qui permet de mieux rejeter les bruits d'alim.

[schéma](#)

5- Dissipation thermique

Les dissipateurs serviront de flancs au boîtier de l'ampli. Toucher l'ampli ne doit pas être dangereux. En d'autres termes, le boîtier et les radiateurs doivent être électriquement reliés à la terre. De plus, les dissipateurs ne doivent pas être brûlant en utilisation "domestique" (70dB).

La partie métallique du boîtier du TDA est électriquement reliée à Vss=-27V. Un isolateur doit donc être intercalé entre le TDA et le radiateur pour ne pas faire de court-circuit. Chaque boîtier est fixé solidement au radiateur par vis => l'utilisation d'une vis métal est préférable à une vis nylon. En contrepartie, la semelle du TDA doit être isolée du dissipateur, via une feuille et un "canon" isolants.

La feuille isolante doit transmettre la chaleur du boîtier au radiateur avec le meilleur rendement possible (sans chauffer). Cela se caractérise par une résistance thermique la plus faible possible (Rth, en °C/W ou K/W). Les feuilles de mica utilisées habituellement ont une résistance thermique élevée: Rth=0.6 K/W. On y préférera un meilleur isolant, par exemple le silpad-800 ou le kératherm blanc (Rth= 0.327K/W) qu'on trouve à tarif intéressant chez sélectronic.

Température ambiante	Ta=40°C
Température de jonction TDA/darlington	Tj
Isolant keratherm blanc	Conductivité thermique Cth= 2.1W/m/K Épaisseur e= 0.225mm Surface de l'isolant (boîtier multiwatt) S=328mm² Résistance thermique Rth= 1/Cth*e/S= 0.3267 K/W
Résistance thermique mini pour dissiper la chaleur d'un circuit:	Rth= (Tj-Ta)/Pdmx - Rthjonction-boîtier - Rthisolant
Résistance thermique max d'un dissipateur pour plusieurs circuits:	1/Rth= 1/Rth1 + 1/Rth2 + ...
Température max d'un dissipateur:	Td= Ta + Rth*Pdmx

En fait, on peut assimiler la différence de température à une tension, la puissance dissipée à un courant, et la résistance thermique à une résistance classique. Les calculs se mènent alors comme si on utilisait la loi d'Ohm.

D'après les courbes de puissance dissipée de la spec TDA, P_{dmax} est atteint dès 40W en sortie. On considèrera donc que les TDA des voies arrières dissipent autant de chaleur que les TDA des frontales, malgré la puissance de sortie plus faible des arrières.

La principale cause de bruit, en électronique, est la température. (Enfin, une fois qu'on a réglé son compte à la ronfle!). On a 2 configurations possibles: l'équilibre thermique de toutes les voix (orientation HC) ou des frontales (orientation hifi). Comme on favorise la hifi, on retient la configuration suivante: frontales + centrale sur le premier dissipateur, arrières et alim sur le second.

Puissance max en home-cinema, Ta = 40°C

	Rth jc	S isol	Rth cs/sa	Pdmax	Tjmax Tdissip	Budget Rth sa	Budget Cth sa	Sur dissip1	Sur dissip2	Tj sur dissip1	Tj sur dissip2
Frontale	1.5	328e-6	0.33	37	150	1.15	0.87	2		137	
Centrale	1.5	328e-6	0.33	26.5	150	2.32	0.43	1		118	
Arrière	1.5	328e-6	0.33	37	150	1.15	0.87		2		143
BDW93C	1.56	109e-6	0.98	10.5	150	7.93	0.13		2		103
BDW94C	1.56	109e-6	0.98	14	150	5.31	0.19		2		112
Dissip1			0.292	100.5	69	0.46	2.17				
Dissip2			0.292	123	76	0.42	2.37				

Puissance max en hifi, Ta=40°C

	Pdmax	Tdissip	Tj sur dissip1	Tj sur dissip2
Frontale	37		129	
BDW93C	5.25			61
BDW94C	7			65
Dissip1	74.27	62		
Dissip2	25.24	47		

Puissance "domestique" (1W par enceinte), Ta=30°C **A METTRE A JOUR**

	Pdmax	Tdissip	Tj sur dissip1	Tj sur dissip2
Frontale	9.25		54	
Centrale	6.63		49	
Arrière	9.25			56
BDW93C	2.63			46
BDW94C	3.5			48
Dissip1	25.13	37		
Dissip2	30.75	39		

Surprise: les températures max des jonctions sont plus hautes qu'on aurait pu l'imaginer. En fait, la formule donnée plus haut pour le calcul du Rth max du dissipateur quand il y a plusieurs circuits dessus repose sur une hypothèse fautive. En effet, les circuits sont des sources de chaleur (de "courant thermique"), et non des sources de température (de "tension thermique"). Néanmoins, la formule donne une approximation utilisable.

A puissance max, le calcul n'est correct que si la température dans l'ampli est de 40°C maxi. Or les composants chauffent, en particulier le transfo. La convection naturelle sera peut-être insuffisante dans ce cas.

Pour plus de sûreté, on met un ventilateur dont la vitesse est commandée par la température, récupéré sur un PC: 80x80x25 12V 120mA, ~45m³/h. Il sera éteint à faible niveau sonore, et mis dans l'axe du transfo.

6- Partie petit signaux

6.1- Compensation des défauts des AOPs utilisés

La partie petits signaux utilise massivement des AOPs, qui ont quelques défauts à prendre en compte. La plupart de ces défauts ont déjà été présentés dans [la section \[3.2\]](#).

La tension d'offset n'est pas compensée localement. Son effet sur la sortie sera rattrapé en fin de chaîne, par le DC-servo.

AOP	Vio	Ib	Io	Compensation de Ib et Io
OP275	1mV	100nA	2nA	Re- = (99/101).Re+
OPA2134	±0.5mV	5pA	±2pA	Facultatif, Re- = Re+
LF412	1mV	50pA	25pA	Facultatif, Re- = Re+
AD712	0.3mV	25pA	10pA	Facultatif, Re- = Re+

La réjection du bruit d'alimentation est améliorée par l'utilisation d'une résistance de filtrage en sus des condensateurs de découplage habituels, comme présenté dans [la section \[4.6\]](#).

Les autres défauts des AOPs ne sont pas pris en compte. Je considère qu'ils sont nettement secondaires, surtout si on prend des AOPs ayant de bonnes caractéristiques à la base. La qualité sonore des AOPs a été jugée en les branchant en suiveur sur une platine CD et écoute au casque.

6.2- Buffer d'entrée

La sortie du préampli ne présente pas de composante DC (0.0mV au voltmètre). Le filtre passe-haut en entrée de l'ampli n'est donc pas nécessaire. Tant mieux: ça nous évite l'inévitable coloration due au condo de liaison!

Supposons que, par erreur, on branche l'ampli sur une source présentant une composante continue. Si cette composante DC est faible, le DC-servo la compensera. Si elle est trop grande, la protection DC se mettra en route. Dans tous les cas, les enceintes encaisseront un plop ± marqué, mais seront protégées.

Nous avons le choix entre 3 configurations: buffer non-inverseur, buffer inverseur, et buffer différentiel.

- Buffer non-inverseur

TBD schéma

- Simple de mise en oeuvre: pont diviseur 536R et 6.65kR//2.2nF
- Faible impédance aux entrées de l'AOP (100R+536R)//6.65k//2.2nF
- Impédance d'entrée V- de l'AOP à équilibrer par (100R+536R)//6.65k//2.2nF
- Légère atténuation 6.65k/(636+6.65k)=-0.8dB
- Correspond naturellement à une liaison RCA (liaison asymétrique via 2 conducteurs: signal et masse)
- R parasite câble signal ~ 30mR, noyé dans l'impédance d'entrée du montage (100R+536R+6.65kR)
- R parasite câble masse ~ 30mR, provoque une erreur de masse et amène le SNR à -93dB au mieux
- C parasite signal/masse ~ 75pF, négligeable
- Boucle de masse 30cm*15cm (distance max entre 2 câbles preamp-amp portant la masse), provoquant potentiellement une erreur de masse d'environ 1mV => très gênant si le signal fait 2mV!!!
- Le courant de retour ne traverse pas l'AOP, et ne rencontre donc pas une impédance parasite supplémentaire.
- Facile à modifier pour créer une touche "mono"

- Buffer inverseur

TBD schéma

- Simple de mise en oeuvre: pont diviseur 6.65k et 6.65kR//2.2nF
 - Impédance moyenne aux entrées de l'AOP 6.65k//6.65k//2.2nF
 - Impédance d'entrée V+ de l'AOP à équilibrer par 6.65k//6.65k//2.2nF
 - Pas d'atténuation
 - Correspond naturellement à une liaison RCA (liaison asymétrique via 2 conducteurs: signal et masse)
 - R parasite câble signal ~ 30mR, noyé dans l'impédance d'entrée du montage (6.65kR)
 - R parasite câble masse ~ 30mR, provoque une erreur de masse et amène le SNR à -93dB au mieux
 - C parasite signal/masse ~ 75pF, négligeable
 - Boucle de masse 30cm*15cm (distance max entre 2 câbles preamp-amp portant la masse), provoquant potentiellement une erreur de masse d'environ .5mV!!!
 - Le courant de retour traverse la contre-réaction de l'AOP, l'AOP et son découplage, l'alim, passe par l'étoile de masse, et revient enfin. Il rencontre donc une impédance parasite supplémentaire (faible, mais complexe) => source de bruit.
 - Le montage de base est incompatible avec une touche "mono": il faut le bidouiller.
- Buffer différentiel connecté "à l'envers": signal préampli sur entrée -, masse préampli sur entrée +

TBD schéma

- Plus complexe que les buffers non-inverseur/inverseur, nécessite un réglage pour "donner le meilleur de lui-même"
 - Sur entrée +: pont diviseur 6.65k et 6.65k, avec un trimmer 200R au milieu
 - Sur entrée -: pont diviseur 6.65k et 6.65k
 - Impédance moyenne aux entrées de l'AOP: $\sim (6.65k+100R)/6.65k$
 - Impédance d'entrées de l'AOP automatiquement équilibrées (à 1% près)
 - Pas beaucoup plus coûteux que les buffers non-inverseur/inverseur: 1 résistance + 1 trimmer
 - Atténuation négligeable $6.65k/(100R+6.65k) = -0.13dB$
 - Correspond naturellement à une liaison XLR (liaison symétrique via 3 conducteurs: point chaud, point froid, masse). Néanmoins, on souhaite quand même utiliser des prises RCA en entrée de l'ampli (j'ai déjà les prises RCA femelles en stock!). Si on laisse "flotter" la masse préampli vis à vis de l'ampli, on risque de se retrouver avec une tension importante entre les chassis du préampli et de l'ampli. L'entrée des buffers différentiels risque alors de sortir du mode commun des AOPs. Le risque est de griller les AOPs et les enceintes!!!
Il nous faut donc une liaison de masse en plus de la connexion des RCA, par ordre de préférence:
 - via la masse des signaux de commande (prise DIN) => vérifier que c'est la même masse que les RCA préampli!
 - en reliant les chassis => vérifier que le chassis du préampli est à la masse!
 - en réalisant un câble spécial qui sort la RCA normale et une connexion au blindage du câble
 - en shuntant sur 1 canal la masse RCA à la masse de l'ampli => ce canal passe alors en buffer inverseur
 - R parasite signal RCA et masse RCA noyées dans les impédances d'entrée du montage
 - C parasite $\sim 75pF$, négligeable (passe-bas 20MHz!)
 - Une seule liaison de masse => pas de boucle de masse!
 - Le courant retour de la RCA ne passe pas par la RCA, mais par la liaison de masse!!! C'est une surprise que m'a montrée la simulation. Comme c'est le courant du mode différentiel, et que ce courant va rencontrer une impédance complexe, on aura du bruit qui ne sera pas rejeté par mode commun.
Ce n'est pas tout: on obtient une grande boucle de courant, donc on va récupérer en plus une tension parasite en mode différentiel => c'est à peine mieux que le buffer non-inverseur!!!
 - Le courant dans la liaison de masse revient en mode commun par la RCA, et est rejeté par le buffer différentiel.
 - Le montage de base est incompatible avec une touche "mono": il faut le bidouiller.
- Buffer différentiel connecté normalement: signal préampli sur entrée +, masse préampli sur entrée -

TBD schéma

- On déplace le trimmer:
 - Sur entrée +: pont diviseur 6.65k et 6.65k
 - Sur entrée -: pont diviseur 6.65k et 6.65k, avec un trimmer 200R au milieu
- Pour rattraper l'impédance de sortie du préampli, le trimmer se retrouvera aux Y de sa course, La position
- Tout est pareil que précédemment, sauf la répartition des courants
- Le courant retour de la RCA passe bien par la RCA, et pas par la liaison de masse. On évite le passage par l'étoile de masse de l'ampli, et la surface de cette boucle de courant sera très petite. Bref, tout va bien de ce côté.
- Le courant dans la liaison de masse revient en mode commun par la RCA, et est rejeté par le buffer différentiel.
- Le montage de base est compatible avec une touche "mono": il suffit de relier les entrées V+ des AOPs. En contrepartie, le montage n'est plus tout à fait un buffer différentiel, et on aura pas exactement le même signal à la sortie des AOPs. La simulation pour des signaux et du bruit de masse de l'ordre du mV donne -45dB de différence entre les 2 sorties des AOPs. Bref, on pourra faire des tests d'écoute en "mono", mais il ne faudra pas trop chercher la subtilité...

La réjection du mode commun par le buffer différentiel dépend du CMRR de l'AOP. Or ce CMRR diminue avec la fréquence. On ne peut donc pas compter sur ça pour rejeter le bruit HF: il faut filtrer. On ajoute donc un condens C_f en parallèle de la résistance de la contre-réaction (côté point froid) et sa contre-partie côté point chaud, ce qui donne un passe bas 1er ordre.
 $R = 6.65k$, $F_c = 100kHz$ donne $C_f = 240pF$, on prend donc $C_f = 220pF$.

TBC pente filtre, schéma

Au total, la chaîne d'amplification cascade 4 filtres 100kHz du 1er ordre (buffer d'entrée, entrée TDA, coupure du TDA, compensation HF). C'est équivalent à un filtre passe-bas du 4ème ordre, de coupure 43kHz. Il atténue de moins de 0.6dB à 20kHz, et 12dB à 100kHz.

TBC: chemins des courants HF, condo à l'entrée de l'AOP, condo en sortie de la RCA, 100R et condo au milieu.

TBD schéma

Pour équilibrer le différentiel:

- cabler de façon normale les appareils
- enclencher "mute"
- mettre un générateur BF entre les masses des 2 appareils pour créer une tension de mode différentiel
- mesurer la sortie du canal à régler (oscillo ou voltmètre)
- réglér le trimmer pour faire disparaître le signal du gén BF sous le plancher de bruit du préampli

Jumper pour passage en mode asymétrique.

6.3- Touche Mono

Le basculement stéréo/mono est assuré par relais REED 1T, commandé par interrupteur en façade. Le relais REED comporte un bi-lame en atmosphère neutre (azote) dans une ampoule de verre: pas d'oxydation de contact, usure faible, faible résistance de contact. Le champ magnétique qui commande le bi-lame est plus faible que celui d'un relais classique.

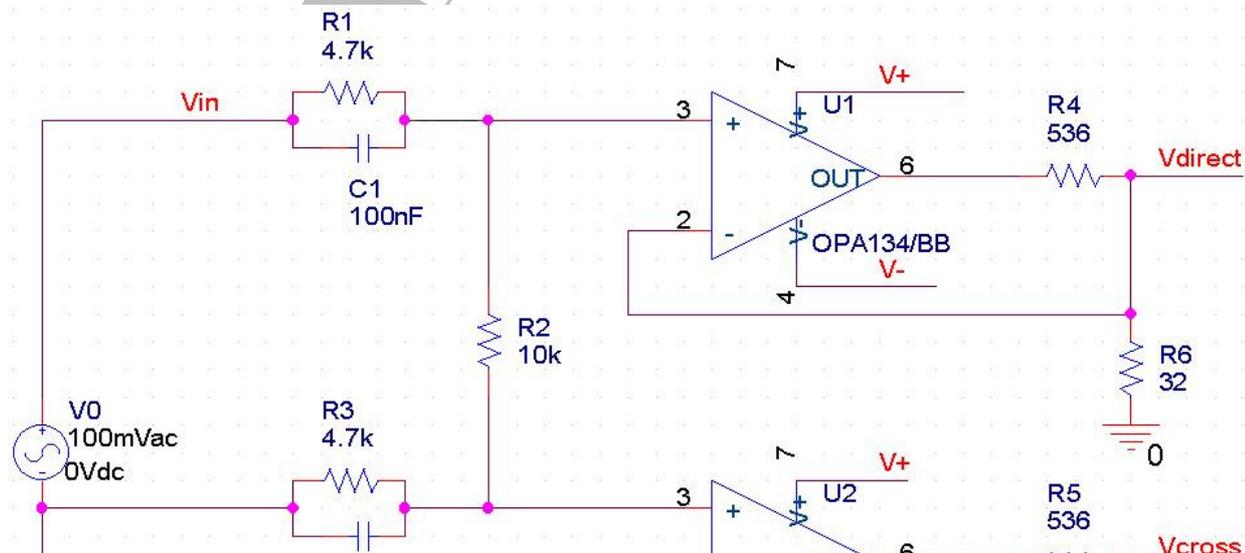
TBD: principe, impact Ze, simu

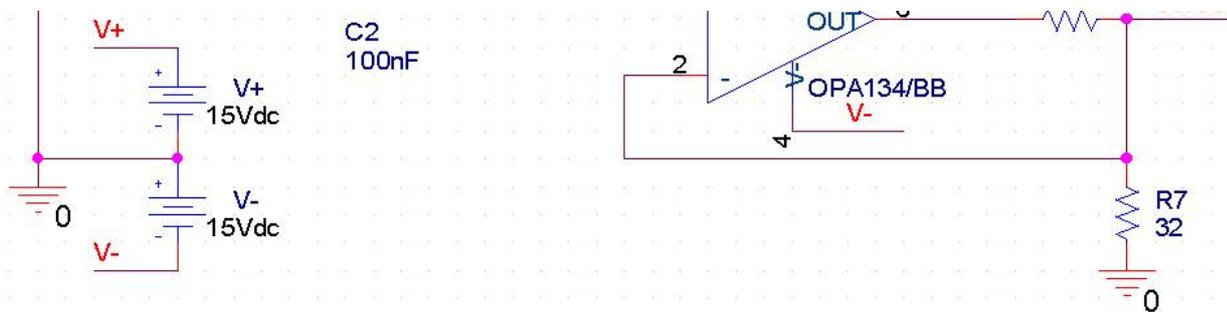
6.4- Ampli de casque

Pour un bon confort d'écoute, les canaux gauche et droit doivent être partiellement mixés avec un retard de 300µs dans le grave. Ce mécanisme simule la partie du son que l'oreille gauche perçoit de l'enceinte frontale droite, avec un poil de retard vis à vis de ce que perçoit l'oreille droite (natural cross-feed).

On choisit d'exploiter le [crossfeed de Jan Meier](#), avec quelques adaptations:

- Pas de contrôle du volume
- Utilisation du buffer d'entrée de Mayar comme AOP d'entrée du montage
- Pas d'utilisation en classe A de l'AOP.
- Utilisation d'un OP275 sans compensation de I_b et I_o pour l'étage de sortie à la place du LM6171 et son petit monde.
- Pas de compensation HF.
- Pas d'amplification en tension: montage suiveur
- Pas de switch, ni commutateur
- Résistance de 120R dans la boucle suiveuse pour garantir une impédance mini à la sortie de l'AOP (conforme aux normes)





Sur le schéma, le casque est modélisé par les résistances de 32R.

Quant le casque n'est pas branché, l'AOP se comporte en suiveur. Quant le casque est branché, l'AOP se retrouve en configuration ampli non-inverseur, avec $R_f=120R$ et $R_i=Z_{casque}$. Vu du casque, c'est un montage suiveur, où l'AOP fournit le courant $V_e/Z_{casque} = V_s / (120 + Z_{casque})$. Le comportement HF du casque est inductif, ce qui signifie que le montage tend vers un suiveur en HF. La stabilité HF de l'AOP de devrait pas poser de souci.

Avec une entrée de $.882V_{rms}$ max, la sortie max de l'AOP sera de $.882 * (1+120/32) = 4.2V_{rms} = 6V_{peak}$. Cela correspond à une conso max de 27.6mA. En pratique, on ne demandera pas plus de 1mW au casque (à moins de vouloir devenir sourd?), soit donc 5.6mA.

Un petit avantage du montage: on peut brancher un casque de n'importe quelle impédance (32R ou 600R) sans avoir besoin de retoucher le montage :o) Etant donné que le casque se retrouve en entrée de l'AOP plutôt qu'à sa sortie, les défauts de l'AOP ne sont pas amplifiés avant de passer dans le casque. Donc, moins de distorsion et de bruit :o)

On pose $Z_1 = R_1 // C$.

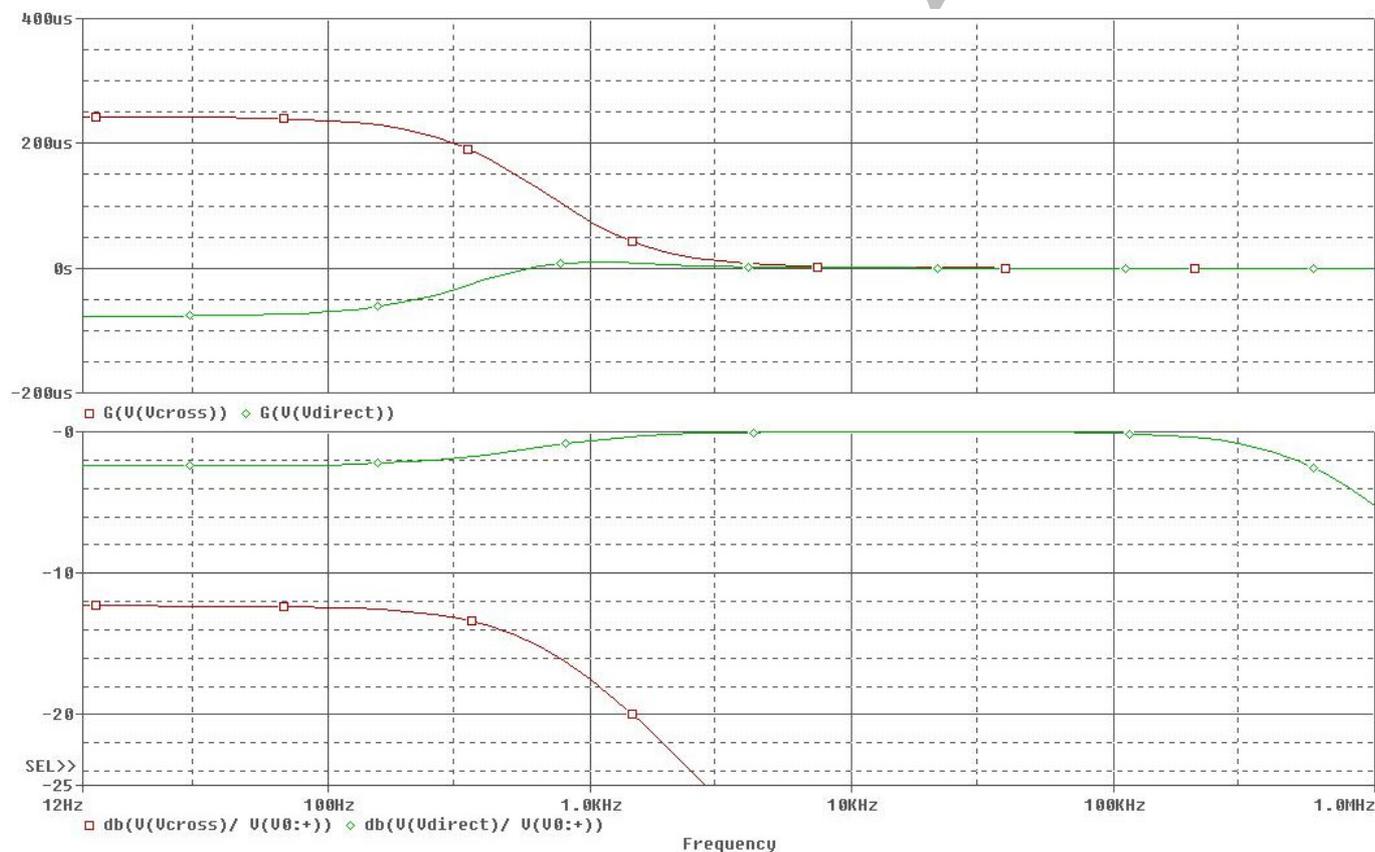
$V_{cross}/V_e = Z_1 / (2 * Z_1 + R_2)$. C'est un passe-bas de coupure $F_c = 1 / (2 * \pi * (R_1 // R_2 / 2) * C)$ et d'atténuation $G = R_1 / (2 * R_1 + R_2)$. Au dessus de la coupure F_c , V_{cross} tend vers 0, c'est à dire que l'effet du cross-feed disparaît.

$V_{direct}/V_e = (Z_1 + R_2) / (2 * Z_1 + R_2) = 1 - V_{cross}/V_e$. La partie mono du signal n'est pas transformée par le cross-feed.

Une fois n'est pas coutume, on va s'intéresser à la phase. Elle se calcule via $\tan(\Phi) = \text{Im}(H)/\text{Re}(H)$, et permet d'accéder au retard de groupe $T_g = d\Phi/d\omega = d(\tan(\Phi))/d\omega / (1 + \tan^2(\Phi))$.

De fil en aiguille, le calcul donne accès au retard de groupe entre V_{direct} et V_{cross} : $T_{g_{cross}}(\omega \rightarrow 0) - T_{g_{direct}}(\omega \rightarrow 0) = -(R_1/R_2) * C$

L'impédance d'entrée Z_e de cet ampli de casque varie entre R_2 et $2 * R_1 + R_2$.



Dans le montage de Meier, la coupure est à 660Hz, l'atténuation du cross-feed est de 12dB, le retard de groupe est de 320 μ s, et l'impédance d'entrée est de 10k. L'impédance de sortie mini pour notre montage sera de $536 + 32 = 568R$. $G = 1 + 536/32$

6.5- Vu-mètres hi-fi

On souhaite visualiser le niveau sonore dans les frontales via 2 galvanomètres. Le galvanomètre retenu a une échelle de -20 à +4dB. La plage vraiment utile, où l'aiguille va pour de bon bouger, va de -10 à +4dB.

Les aiguilles doivent bouger de façon significative quand on écoute les enceintes à des niveaux "normaux". Une écoute de nuit tourne autour de 55dB. Une écoute "confortable" de jour tournera plus vers 70dB. Bref, il faut faire correspondre l'échelle du galva avec un niveau sonore allant de 50 à 74dB.

Un galva ne doivent pas être alimentés au-delà de la pleine échelle (500 μ A), sinon ils s'abiment.

Pour que l'oeil puisse suivre les mouvements du galva, celui-ci ne doit pas bouger trop vite. Les recommandations de la BBC sont que l'aiguille doit pouvoir atteindre 99% de la pleine échelle en 300ms, avec 1 à 1.5% de "surtension" (overshoot). Cela nous donne une base de travail.

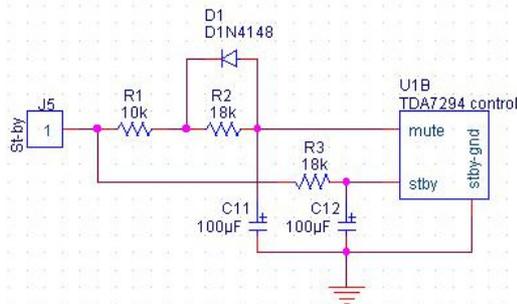
Il faut donc les fonctions suivantes:

1. Redressement de précision ("super-diode" + sommateur-inverseur)
2. Amplification du signal redressé (le sommateur-inverseur a un gain non nul)
3. Récupération de la valeur moyenne du signal redressé (le sommateur-inverseur est aussi passe-bas 1er ordre)
4. Réglage du 0dB (le gain du sommateur-inverseur doit être réglable)
5. Saturation à la pleine échelle (via la saturation de l'AOP sommateur-inverseur)
- 6.

Le premier AOP est au coeur d'une "super-diode", et réalise un redressement de précision mono-alternance.

- $V_{superdiode}(V_e < 0) = 0$
- $V_{superdiode}(V_e > 0) = -V_e$





Enceinte	Frontale gauche	Centrale	Frontale droite	Arrière droite	Arrière gauche
Tempo	2s	2.5s	3s	3.5s	4s
R	29k	36k	43k	50k	58k
R2=R3 ~ R-10k	18k	27k	33k	39k	47k

La conso sur std-by+mute est de 0.2mA d'après les mesures sur le proto, ce qui provoque une importante chute de tension dans les (trop grandes) résistances de la tempo. Mettre la tempo au plus près du TDA n'est pas une option: ces pins peuvent perturber l'étage d'entrée du TDA et y injecter du bruit. La pin de masse dédiée à std-by doit donc être plutôt connectée à la masse signal qu'à la masse de l'alim TDA.

Mono

Le dispositif mono utilise deux relais REED IT 5V/500R. On y adjoint en // une sempiternelle diode de roue libre et un condo pour une commutation plus franche. La conso de chaque relais est de 10mA.

Logique de démarrage/arrêt

Waveforms?

Logique de mise en veille des modules de puissance

Equations logiques de contrôle. Décision à prendre si contrôle en 12V ou en 5V.

RC de temporisation std-by et mute des TDAs

Ventilateur thermostaté

Le ventilateur est récupéré sur une alimentation de PC. Sa conso max est de 120mA.

Schéma pour l'asservissement en température.

Soft-start, fusible secteur

Le transfo torique provoque un fort appel de courant à la mise en route. Cet appel de courant est dû à la rémanence de son noyau magnétique. Pour ne pas abimer le transfo, griller le fusible au primaire du transfo, voire abimer les autres appareils branchés sur la même ligne secteur, on utilise un soft-start. C'est à dire qu'on intercale une résistance entre la prise et le primaire du transfo pendant quelques instants durant le démarrage de l'ampli. Pour l'extinction, on agira de même. Je ne suis pas sûr que cela permette d'abaisser l'intensité du champ magnétique rémanent dans le noyau du torique, mais je crois qu'un "soft-stop" ne peut pas faire de mal non plus :

La séquence du soft-start doit être précise: off -> résistance intercalée (soft-start) -> on -> résistance intercalée (soft-stop) -> off. Cela signifie qu'il faut commander de façon précise le 220V et la résistance. On a 3 possibilités pour commander le 220V:

- Interrupteur
- Relais classique (électromécanique)
Cela peut être un relais alimenté en 220V piloté de façon externe, ou un relais basse tension. Avec cette dernière possibilité, on peut mettre une logique plus intelligente pour le pilotage du 220V. L'inconvénient est qu'il y aura quasi-systématiquement un arc entre les contacts à chaque action du relais (on ou off). De plus, la consommation d'un relais n'est pas négligeable (1.5W), sachant qu'il est alimenté en basse-tension.
- Relais électronique (solid-state relay)
C'est typiquement un opto-triac qui pilote un triac. L'opto-triac est commandé en basse-tension, et le triac pilote le 220V. Le triac sur le 220V occasionne une chute de tension typique de 1.6V. Quand l'ampli est en charge max, le triac dissipe $1.6^2 \times 6.5W$, mais presque rien en basse-tension. L'inconvénient principal du triac est qu'il ne supporte pas les variations de tension trop rapides (dV/dtmax).



Au passage, voici la méthode que j'ai utilisée pour modéliser et simuler le transfo.

- 2 transfos linéaires avec les primaires en parallèle + résistances DC sur le primaire et le secondaire
- Mesure de l'inductance au primaire quand les secondaires sont en l'air: $L1/2=415mH$
- Mesure de l'inductance au primaire quand les secondaires sont court-circuités: $Lc=0.77mH$
- Calcul du coefficient de couplage $k=\sqrt{(L1-Lc)/L1}=0.999$
- Calcul de la tension crête et de la résistance DC du secondaire d'après le rendement, tension nominale et puissance max: $V2=35.73V$ et $R2=68mR$
- Mesure de la résistance DC du primaire: $-0.25R$
- Calcul de l'inductance du secondaire $L2=L1*(V2/V1)^2=10.1mH$
- Mesure de l'inductance d'un secondaire avec l'autre secondaire et le primaire en l'air: $5.2mH \sim L2/2 \Rightarrow$ le calcul tient à peu près la route

En soi, la simulation du transfo n'est pas nécessaire pour faire la conception de la gestion secteur de l'ampli, mais elle permet de mieux comprendre ce qui se passe de ce côté du transfo.

Au pire, l'opto-triac va vouloir changer l'état du triac au moment où la tension secteur est au max. Le courant qui traverse l'opto-triac est potentiellement son pire cas ($I_{tsm}=1A$ pour le MOC3041). On obtient alors $Ra=230^2 \times \sqrt{2}/1=325$. On prend donc $Ra=330R$ 1/4W carbone (meilleure tenue sur les gros pics courant que les résistances métal). L'impédance de l'entrée grille du triac est grosso-modo $Vgt/Igt = 30R$ pour notre BTA16-600. Cela signifie qu'il y a peu de risque que le triac déclenche tout seul par suite d'une trop grande sensibilité de sa grille. On va donc pouvoir se passer de la résistance de stabilisation Rg entre grille et anode2 du triac.

Pour protéger le triac contre les variations de tension trop rapides, on ajoute un snubber: réseau série RC en parallèle du triac. Le snubber va à la fois protéger le triac, et agir comme un filtre vis à vis du bruit HF de commutation du triac. La fréquence maxi $F0$ supportée par le triac est donnée par $dV/dt_{max}=2 \cdot \pi \cdot F0 \cdot V_{peak}$. Pour $dV/dt_{max}=50V/\mu s$, $F0=50/1e-6/(2 \cdot \pi \cdot 230 \cdot \sqrt{2})=25kHz$. La capa du snubber se déduit de cette fréquence sachant l'inductance parasite du transfo: $F0=1/2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L1 \cdot Cs} \Rightarrow Cs=1/(2^2 \cdot \pi^2 \cdot F0^2 \cdot L1)=50nF$ type X2 vu que ce condo sera branché en permanence sur le secteur. La résistance du snubber est de façon à obtenir un facteur d'amortissement de 0.5, qui correspond au résultat particulier $Rs=\sqrt{Lc/Cs}=125R$ 1/2W carbone, de puissance en moyenne. On la prendra donc en 1/4W carbone.

TBD articles de référence

durée du soft-start et charge des condos de lissage.

Pour des raisons de sécurité, un fusible est mis en amont du primaire du transfo, et le relais doit être alimenté pour que la résistance soit shuntée.

L'appel de courant du transfo est un phénomène très court. Il dure au maximum 1 cycle 50Hz = 20ms, et peut monter jusqu'à 50x le courant max du transfo! On va se baser sur l'article du [soft-start de Rodd Elliot](#) pour dimensionner la résistance.

Le courant nominal I_p au primaire de notre transfo vaut $I_p = P_t/V_{line} = 850/230 = 3.7A$. On souhaite limiter l'appel de courant à 125% du courant nominal au primaire, c'est à dire $I_{inrush} = 1.25^2 \cdot I_n = 4.6A$. La valeur de la résistance ballast s'en déduit: $R_b = V_{line}/I_{inrush} = 50R$.

Au passage, on voit qu'on aura besoin d'un fusible $F = 4AT$ ou $5AT$ (T pour temporisé), et que le relais doit supporter 5A.

Au pire, la résistance du soft-start devra supporter un pic de puissance $P = V_{line}^2/R_b = 230^2/50 = 1kW$ (!). En pratique, la résistance ballast ne sera chargée qu'un court moment, ce qui permet de limiter la puissance supportée par la résistance à 1/10 du pic de puissance. R_b sera finalement composée de 2 résistances 25R 50W en série (pour limiter la tension max vue par les résistances), si possible céramique plutôt que bobinée sur radiateur.

Ce qui suit est un calcul très très approximatif dont l'optique est combien de temps le soft-start doit durer pour permettre une précharge des condos de lissage sans mettre en danger le secondaire du transfo.

Durant le cycle de soft-start, la tension au primaire du transfo est $V_p = V_{line} - R_b \cdot I_p$

En notant k le coefficient du transformateur, on obtient sur le secondaire $k^2 V_s = V_{line} - R_b^2 I_s/k$
 Cette source de tension alimente la résistance du secondaire et les condos de lissage $V_{line}/k = (R_s + R_b/k^2) C^2 dV_c/dt + V_c$
 La tension aux bornes des condos de lissage est donc $V_c = V_{line}/k^2 (1 - \exp(-t/T))$, avec $T = (R_s + R_b/k^2) C$
 L'intensité qui les traversent est $I_s = C^2 dV_c/dt = C^2 V_{line}/(k^2 T) \exp(-t/T) = V_{line}/k^2 * 1/(R_s + R_b/k^2) * \exp(-t/T)$
 L'intensité correspondante au primaire est $I_p = I_s/k = V_{line}/(k^2 R_s + R_b) * \exp(-t/T) = I_{p0} * \exp(-t/T)$
 On pourrait shunter la résistance ballast dès que l'intensité I_p au primaire du transfo est redescendue sous le courant nominal I_n du transfo. Cela risque de créer un arc important sur le relais. On

Au final, la durée du soft-start sera de 1s

TBD impact sur la résistance ballast?

Vu la conso à vide de Mayar, on ne pourra pas laisser l'ampli branché en permanence en faisant simplement appel à la veille des TDAs.

Il faut donc une carte de gestion du secteur qui réponde aux besoins suivants:

- Pré-charge et pré-extinction du transfo torique (moins de stress sur tous les composants)
- Consommation de Mayar inférieure à 5W en veille
- Commutations plusieurs fois par jour
- Commutation veille/marche par interrupteur en façade ou par trigger 5V du préampli.
- Dispositif para-surtenseur (transil, MOV).

Pour un démarrage/arrêt vraiment en douceur, le torique est mis en série pendant 2s avec une résistance de puissance 100R 10W. Passé cette phase, il est connecté directement sur le secteur.

Un relais a un temps de commutation difficile à maîtriser, présente une usure de contact, et une usure électrique dû à l'éventuel arc entre les contacts si le relais ne commute pas au moment du passage de l'intensité par 0A.

On y préférera donc opto-triac et triac. L'opto-triac comprend un dispositif de détection du passage par 0, mais ne peut piloter une grande puissance (contrairement au triac). On aura obtenu ainsi des commutations précise pour la séquence off->précharge->on et on->pré-extinction->off.

La chute de tension du triac est de 1.6V. La puissance max de l'ampli conduit, sur secteur 230V, à environ 2.7A commuté par le triac. La puissance dissipée par chaque triac est de 4.32W. Un petit dissipateur TO220 de 20K/W suffira largement.

La puissance dissipée par la résistance de puissance shuntée par triac sera très faible: 25mW.

Un snubber sera potentiellement adjoint à chaque triac, pour limiter le bruit HF de commutation du triac.

A simuler ou prototyper

La carte de gestion du secteur prendra aussi en charge la logique de contrôle veille/marche et casque/hifi/home-cinéma. Elle alimentera aussi le néon de lumière noire servant de témoin de marche de l'ampli, et le ventilateur. Pour tout ça, il nous faut deux tensions: +5V pour la logique, et +12V pour le néon et le ventil.

CEM

Le courant qui alimente une enceinte est principalement fourni par les condos de découplage de son module TDA. Pour garantir une boucle de courant la plus petite possible, la masse enceinte doit être reliée au point milieu de ces condensateurs.

MAIS, la recharge de ces condensateurs de découplage provoque des pics de courant de plusieurs ampères. Et comme l'impédance de la liaison de masse n'est pas nulle, cela provoque une perturbation de la tension de référence de l'enceinte.

Cette ronfle sera inaudible si elle passe sous le budget de bruit, c'est à dire si la liaison de masse découplage + enceinte est "suffisamment petite": ronfle < N + 26dB - 0.76mV. Même en supposant un courant maxi de 1A, 0.76mR est une impédance de câble irréaliste pour une liaison d'une vingtaine de centimètres.

Il va donc falloir cabler séparément la masse enceinte et la masse du découplage TDA. On peut néanmoins réaliser un compromis en cablant le point milieu des petits condos de découplage avec la masse enceinte, car le courant qui passe dans ceux-ci est faible. On atténuera le problème de la boucle de courant formé par le cablage des enceintes en torsadant ensemble les alims et les masses de puissance du module TDA. A vérifier par simulation

Mesures HF envisagées:

- Réseau RC de filtrage (Zobel) sur les sorties HPs (au plus proche des fiches bananes)
- Passe-bas HF sur les entrées signal de Mayar (au plus proche des fiches RCA)
- Selfs de choc sur les entrées télécommande du préampli (power, trigger, et masse associée)
- Filtre secteur
- Réseau RC de filtrage (snubber) autour des triacs
- Boîtier métallique avec des ouïes circulaires de faible taille ou grillagées.
- Diodes de redressement filtrées par capa 100nF céramique en //
- Compensation/filtrage HF autour du TDA

La principale cause de bruit est la "ronfle". C'est un bruit BF rayonné par les alimentations de puissance, et par le redressement du 50Hz. Ce rayonnement BF est capté par le coffret amagnétique. Des courants de surface se créent, et s'opposent à ce rayonnement. Au final, ce rayonnement est atténué et diffusé, mais toujours présent. Ce bruit est capté par les liaisons principalement par couplage inductif: une tension parasite est induite dans les boucles de courant.

L'entrée signal, la contre-réaction (gain du TDA), et le biais (rattrapage de composante continue du TDA) doivent être référencés par rapport à une masse "propre" (tension la plus proche possible du 0V, courant "faible", surface de boucle faible).

La masse associée à l'alim puissance du TDA voit passer beaucoup de courant. Il ne faut donc pas l'utiliser comme référence pour la partie signal.

La contre-réaction du TDA est parcourue par -30mA, soit donc 150mA pour les 5 canaux. Si on ramène ce courant par la masse de la carte petits signaux, la diaphonie des canaux va augmenter.

Si on tire un câble depuis le 0V, la boucle de courant de la liaison "signal" est grande, et donc très sensible à la ronfle.

Idéalement, il faut donc séparer la masse de la CR et celle du signal d'entrée.

Le couple signal + masse signal est une liaison bifilaire (aller-retour). On peut donc la protéger en torsadant ces 2 fils. La capacité du câble s'en retrouvera augmentée, ce qui est même avantageux pour le montage en T choisi.

La sortie de l'intégrateur porte un potentiel DC, et voit passer un courant DC et un courant AC d'amplitude $(V_s - 26dB)/102k \sim -V_s/2M$. L'info HP porte un potentiel AC, et voit passer un courant $V_s/1M$. La sortie de l'intégrateur agit donc presque comme une masse pour l'info HP. On torsadera donc ensemble ces 2 fils.

On torsadera aussi les 2 paires ensemble. Pl pour l'esthétique et la facilité d'intégration mécanique que pour la CEM.

Bruits et autres joyeusetés

Une résistance R ayant une tension U à ses bornes dissipe $P=U^2/R$ watts en chaleur. Sa température s'élève de $P^2 R_{th}$, où R_{th} est sa résistance thermique (150°C/W pour une résistance MRS25). La valeur de la résistance va alors dériver selon son coefficient de température ($\pm 50ppm/°C$ pour une MRS25).

Pour R_i , la dérive sera de $dR/R = (16.73V - 26dB)^2 / 536^2 * 150^2 * 50e-6 = \pm 9.8ppm$. Pour R_f , la dérive sera de $(16.73V - 26dB)^2 / 10.2k^2 * 150^2 * 50e-6 = \pm 3500ppm$. La variation du gain sera alors d'environ $(1 + R_f/R_i) - (1 + R_f/R_i) * (1 + dR_f/R_f) / (1 + dR_i/R_i) \sim (dR_f/R_f + dR_i/R_i) * R_f/R_i = -23.5dB$. C'est franchement négligeable devant le gain nominal. Cette dérive est lente et assimilable à un défaut DC. Elle devrait être inaudible. Elle se compense en accolant tout simplement R_i et R_f sur le PCB.

Le "bruit thermique" (ou bruit Johnson) d'une résistance à température $T=300K$ traversée par un signal de bande passante $B=20kHz$ se traduit par une tension $dV = \sqrt{4^*k^*T^*R^*B}$, où $k=1.38e-23$ est la constante de Boltzman. Le bruit s'exprime en dB via $20^*log(dV) = 10^*log(dV^2)$. Cette dernière forme est qui nous intéresse le plus, car les bruits analogiques s'additionnent en puissance (10^*log) et non en tension (20^*log)

Plancher de bruit du TDA	e_n^2	-120dB
Bruit en courant du TDA	$B \cdot ((Z_e + Z_e^-) \cdot i_n)^2$	i_n inconnu
Réjection du mode commun (signaux)	$(V_+ + V_-) / 2 \cdot CMRR$	Affecte le gain du montage, mais n'ajoute pas de bruit
Réjection du mode commun (masse)	$(V_{dd} + V_{ss}) / 2 \cdot CMMR$	CMMR inconnu
Réjection de l'alim	$(V_{dd} - V_{ss}) / SVR$	-102dB max (pire cas), négligeable en écoute normale
Bruit Johnson de R_i+	$4kTB \cdot R_i+$	-128dB
Bruit Jonson de R_f	$4kTB \cdot R_f \cdot (R_i^- / R_s + (R_i^- / R_s + R_f))$	-141dB
Bruit Jonson de R_i-	$4kTB \cdot R_i^- \cdot (R_f / R_s + (R_f / R_s + R_i^-))$	-128dB
Bruit Jonson de R_s	$4kTB \cdot R_s \cdot (R_f / R_i^- + (R_f / R_i^- + R_s))$	-151dB

Le servo DC fonctionne dans la bande passante $[0, 1/2 \cdot \pi \cdot R \cdot C] = [0, 1.5Hz]$, il ne générera pas de bruit audible.

Le buffer d'entrée (OP275 en montage suiveur) apporte son propre bruit

Bruit en tension	$e_n^2 * B$	-120dB
Bruit en courant	$((R_i + R_m) / R_i + R_i)^2 * i_n^2 * B$	-132dB
Bruit Johnson de R_i	$4kTB \cdot R_i \cdot (R_i + (R_i + R_m + R_i))^2$	-160dB
Bruit Johnson de R_m	$4kTB \cdot R_m \cdot (R_i + (R_i + R_m + R_i))^2$	-153dB
Bruit Johnson de R_i+	$4kTB \cdot R_i+ \cdot ((R_i + R_m) / (R_i + R_m + R_i))^2$	-163dB
Bruit Johnson de R_i-	$4kTB \cdot R_i-$	-151dB

L'alim petit signal est propre. En plus, les réjections de mode commun et d'alim de l'OP275 sont très bonnes. Bref, pas de souci de ce côté.

La diaphonie de la sortie OP275 n'est pas donnée dans sa spec.

La sortie du préampli est spécifiée avec un niveau de bruit de -90dB pour un signal à -60dB du niveau maxi (6Vrms). Elle subit une atténuation de $R_i/(R_i+R_m+R_i)$ juste avant le buffer d'entrée. En anticipant sur les calculs de composants du buffer d'entrée, le niveau de bruit du préampli est ramené à $(6V - 150dB) * 6.65e3/(100+536+6.65e3) = -135dB$. Il faut aussi (et surtout) prendre en compte la source, sachant que son plancher de bruit est impacté par le préampli. Pour simplifier, on va considérer que la sortie du préampli est affaiblie de -120dB de bruit, ce qui donne -121dB après l'atténuation à l'entrée de Mayar.

Au final, le bruit mini aux enceintes sera a priori $N = G^*(N(\text{préampli})+N(\text{buffer})+N(\text{ampli})) = G - 115dB = -89dB$. En d'autres termes, à 10cm de l'enceinte, il y aura 12dB SPL de souffle (quasi inaudible). Ce souffle sera inaudible à plus de 40cm de l'enceinte! Royal :o)

Bien sûr, ce calcul est uniquement indicatif. Il existe d'autres sources de bruit dont il faudra se prémunir (aspects CEM). Néanmoins, on sait grâce à ce calcul que l'ampli est potentiellement excellent, ce qui fait toujours plaisir à savoir :o)

Réalisation

Prototypage de l'ampli de casque sur labdec

Après test de différents AOPs et mesure, il s'avère qu'un condo de filtrage de la composante DC avant le casque est en fait inutile, car la tension d'offset est ridiculement faible (en mV juste à la sortie de l'AOP, donc poullemesque au casque).

Prototypage sur labdec de l'ampli de casque et changement de stratégie pour l'étage final d'ampli casque: simplification en suivre de grande impédance => moins de résistances => moins de bruit thermique (meilleurs silences).

Changement de stratégie pour le gain du limiteur: problème de sensibilité à la ronfle, détection d'une erreur de calcul, preuve que la stratégie "même niveau acoustique dans le casque et aux enceintes" n'est vraiment pas pratique.

D'après les caractéristiques du casque et quelques mesures objectives (tension) et subjective (niveau sonore), décision de ne pas mettre le limiteur avant le casque. Ce qui remet en question la limite originelle de l'écrêteur fixée à 84dB, qu'on peut alors passer à 74dB pour obtenir des mouvements d'aiguille a priori plus sympas.

Test de différents AOPs. Les OPA2134 et OP275GP sont retenus. L'avantage de l'OPA2134 est qu'il n'a pas besoin de compensation Ib et Io. Il ne sera utilisé que pour l'ampli casque et les vu-mètres, car il est musicalement moins naturel que l'OP275GP.

Prototypage de la carte contrôle+secteur

Pour des raisons de sécurité, le prototypage est réalisé en utilisant le secondaire du transfo pour émuler le secteur, et une ampoule de voiture.

Intégration mécanique

Les cartes TDA ne sont pas très grandes et sont placées verticalement. Cela permet à la fois un gain de place, et une meilleure convection thermique. Les autres cartes sont horizontales. La carte signal est placée au dessus de la carte contrôle, avec un écran métallique entre les 2 cartes.

Le transfo et l'alim ne sont pas déportés dans un boîtier séparé. C'est de la "basse tension" (2x30V=60V) forte puissance, et je préfère que cela ne se ballade pas à portée des doigts!

L'électronique et les dissipateurs sont fixés sur une ossature métallique qui se glisse dans le boîtier. Cela représente pas mal de boulot, mais permet de bosser sur l'électronique sans avoir besoin de tout démonter. Et par conséquent, le câblage en devient plus simple et plus propre.

Typon carte d'alim

Les transistors de puissance ne doivent pas être fixés trop au bord du dissipateur.

Le connecteur AC doit être proche du transfo

Les condos de lissage ne doivent pas être complètement collés les uns des autres (dissipation thermique).

Le dl/dt des ponts de diode et des condos est un phénomène assez violent et perturbateur. A ce niveau, toute perte (résistive ou par rayonnement) va se traduire par une augmentation de la taille des pics dl/dt entre transfo et condos de lissage.

=> soudures étain/argent, pour sa bonne conductivité DC et multiplier les interfaces métal/métal, ce qui combat un poil les pertes par effet de peau.

=> zones de cuivre renforcées par du multibrin 1.5mm², mais pas trop étendues pour limiter les pertes par rayonnement.

Pistes larges entre lissage et transistors de puissance. On pourra éventuellement renforcer ces pistes par du multibrin

Répartition géographique des composants en fonction de leur sensibilité au bruit. Positionnement des condos de filtrage entre les zones sensibles et perturbantes, pour servir de barrière CEM.

Plan de masse large pour abaisser l'impédance de masse, et diminuer le couplage capacitif entre les pistes perturbatrices et les pistes sensibles. Cheminement par paire des signaux allant aux bases des darlington et garde par le plan de masse.

Typon carte TDA

Carte en position verticale

TDA a peu près centré sur le dissipateur

Alim de puissance et sortie HP connectés par le bas

Autres signaux connectés par le haut (à part le pilotage du relais DC)

Petits signaux au plus proche du TDA

Connecteurs au plus proche des composants, pour réduire les longueurs des pistes

Découplage des alims au plus proche du TDA, avec une surface de boucle et un chemin V+/gnd/V- le + court possible

Pistes larges sur la partie puissance (150mil pour HP, alims)

Connexion en étoile de gnd_power: point milieu du découplage par les chimiques, point milieu du découplage par les condos films + shunt HP de la protection DC + masse du relais, masse de stand-by/mute

Plan de masse encadrant toute l'alim de puissance, ouvert au niveau du TDA => blindage, utilisation du couplage capacitif, baisse l'impédance de la piste de masse.

Boucle de contre-réaction/bootstrap la plus petite possible en surface. Longueur "au mieux".

Pistes ultra-courtes pour la partie petits signaux

Barre de condos entre la partie puissance et la partie petit signal => appoint de blindage

Séparation masse signal, masse alim signal, masse alim puissance. Masse HP non connectée à la carte pour éviter de coupler le bruit de charge des condos à l'enceinte par impédance commune.

Petit plan de masse pour l'alim signal (mêmes raisons que pour la masse puissance)

Pas de plan de masse pour la partie petit signal. A la place, pistes ultra-courtes.

Contre-réaction connectée à la même masse que l'entrée. Ça augmente la diaphonie entre les canaux (couplage par impédance commune => perturbe un peu le signal d'entrée), mais évite la ronfle

(réjection du mode commun par le TDA).

Un câblage séparé des masses entrée et contre-réaction réduirait à coup sûr la diaphonie. Par contre, une mauvaise équipotentialité de ces masses conduirait à une perturbation de mode différentiel, qui serait alors amplifiée par le TDA => ronfle assurée.

Mise en route de la carte d'alim

Tous les composants ont été soudés sans souci.

J'ai mis pour les résistances 220R des PR02 que j'avais en stock. Elles sont + grosses que les 1/4W. C'est limite, mais ça rentre.

Pour les secondaires du transfo, j'ai récupéré une paire de connecteurs mâle-femelle sur un vieux PC. Les câbles sont un peu fin à mon goût, mais bon...

Au moment de la mise en route de l'alim, la carte contrôle et son soft-start sont loin d'être prêts. Dans ces conditions, hors de question de brancher le transfo torique 800VA. J'ai donc utilisé un petit transfo 2x18V à la place.

Au branchement, les tensions de sortie de l'alim montent en douceur, comme prévu.

À vide, la tension de l'alim "signal" correspond bien au calcul et à la simulation. **Par contre, les alims puissances passent au-dessus de l'alim signal!!!!**

J'ai donc retourné un lot de simulations pour mieux comprendre pourquoi. Mon erreur, c'est que j'ai oublié qu'il y a une résistance (10k et 150R) entre base et émetteur de chaque transistor du darlington! En conséquence, quand l'alim est à vide, les transistors ne sont en fait pas en limite de conduction, et il n'y a donc pas la chute de tension de 1.2V que j'attendais...

Le hic, c'est que si l'alim puissance est au-dessus de l'alim signal, les TDA vont cramer.

Une solution serait de polariser + bas la base des darlington, c'est à dire réduire la 20k. A faible puissance, ce n'est pas un problème. Par contre, les darlington ne tiendront pas la puissance max de l'ampli. Soit à cause des précieux volts perdus dans la polarisation + basse de la base, soit parce que les darlington ne seront pas suffisamment refroidi et crameront. Pas bien...

Reprenons: de quoi a-t-on besoin? Faire passer les alims hc/hifi sous l'alim signal quand l'ampli est à vide. Et conserver le comportement normal de l'alim quand l'ampli est en charge max. La solution est toute simple: il suffit de mettre une diode zener sur le premier étage du filtre RC-RC-R qui attaque la base des darlington.

Quand la carte d'alimentation n'alimente rien, la tension de l'alim signal est attendue vers $V_{cc_sig} = (35.73V - 1.2V - 0.6V) * 20k / (220R + 20k) = 32.9V$. Les tensions hc/hifi donneraient actuellement $V_{cc_hifi} = V_{cc_hc} = (35.73V - 1.2V) * 20k / (2 * 220R + 20k) = 33.8V > V_{cc_sig} =>$ au revoir les TDA :o)

En plaçant une zener 30V dans le filtre des alims puissance, on aura $V_{cc_hifi} = V_{cc_hc} = 30V * 20k / (220R + 20k) = 29.7V < V_{cc_sig} =>$ ça roule :o)

Pour le scénario charge max, la zener 30V est bloquée, et le fonctionnement de l'alim reste celui qui a été prévu. Mieux même: la simulation montre que la zener est quand même passante pendant ce

courts instants. A cause de ce très léger effet stabilisateur, le bruit d'alim diminue! En contrepartie, le spectre de ce bruit s'étale un peu, mais comme les commutations de la zener sont filtrée par le 2ème étage du RC-RC-R, cette dégradation du spectre de bruit d'alim est négligeable. :o))

Reste quand même 2 cas "tordus" où la tension d'alim HC/hifi peut passer pendant un court instant au-dessus de l'alim signal:

1. Quand on passe de stand-by sur tous les canaux à "plein pot" sur tous les canaux.
L'alim signal utilise un filtrage du 1er ordre, et réagit plus rapidement que l'alim puissance à une chute de la tension lissée. Mes simulations font apparaître un croisement de $-0.5V$ pendant 1 ou 2ms. M'enfin, c'est un scénario très très pessimiste, et une surtension limitée. Ça ne devrait pas poser de souci.
2. Quand on écoute tout doux en HC, on passe en hifi, on augmente le son "plein pot", et on repasse en HC.
Au moment où l'alim hifi passe "plein pot", l'alim HC ne suit pas: ses darlington vont se bloquer. Les condos de découplage des TDAs vont alors lentement se décharger dans les TDAs et dans les résistances des darlington, jusqu'à ce que la tension de l'alim HC s'aligne sur celle de l'alim hifi. Si on repasse en écoute HC trop vite, il y aura alors une surtension de $-1.2V$ pendant moins de 1ms. Heureusement, ce scénario n'est pas très réaliste: c'est une utilisation atypique de l'ampli, et en plus à fort niveau, et le problème est transitoire. M'enfin, qui vivra verra...

Typon carte signal

Le bruit de mode commun issu de l'alimentation petit signal sera négligeable, grâce à l'utilisation de régulateurs $\pm 15V$ et de la résistance de filtrage évoquée ci-dessus. Il faut aussi rejeter le bruit de mode commun issu de la masse:

- le courant récupéré par la masse petits signaux doit être le plus faible possible
 - L'impédance de cette masse doit être la plus faible possible
- La liaison entre masse petits signaux et étoile de masse sera réalisé avec un câble de 2.5mm² de section.
Sur la carte petits signaux, on dessinera en étoile les pistes de masses. La largeur de ces pistes ne devra pas descendre sous 1.28mm (50 mil), et on renforcera éventuellement les pistes avec un fil de cuivre de 0.5mm² de section.

Mise en route de la carte TDA

Pb d'empreinte potar

petite boule de soudure => 1 TDA cramé (stand-by permanent)

conso ON: 8mA sur Vcc_sig, 4mA sur Vss_sig, 40mA sur Vxx_power

conso OFF: <1mA entre Vcc_sig et Vss_power

conso mute+stand-by = 0.2mA => perturbe les tempos mute/std-by

1. Insertion d'un buffer logique entre les tempos et le TDA
2 buffers logiques par cate TDA = 5 circuits + 5 condos de découplage
Impose d'amener l'alim 5V sur la carte TDA
2. Pull-up pour compenser la chute de tension dans les tempos
pull-up + driver par signal de commande = 6 transistors + 6 résistances
En supposant Imute=0.1mA, la plus longue tempo crée une ddp de $60k \cdot Imute = 6V$. Si on vise 5V après la tempo, cela demande une alim $\sim 12V$ pour le pull-up. C'est limite...
Si Imute double, le pull-up à 12V n'est pas suffisant. Un pull-up à 27V demande
Impacte le calcul de la temporisation
TBC: I=f(U) sur les entrées du TDA
3. Insertion d'un pull-down entre tempos et TDA
2 pull-down par cate TDA = 10 transistors + 10 résistances
Découple la tempo de l'entrée du TDA
TBC: I pour U=0 et U=5V sur les entrées du TDA, histoire de savoir si la resistance du pull-down est nécessaire ou non.

(c)Yan Méroth 2004

