

LE SYSTÈME DE TEST FINAL

LES ENCEINTES

VOIES GRAVE G/ GRAVE D :

Beyma 18LX60 (600 W, 98 dB) dans un caisson bass-reflex de 350 l
accord 23,6 Hz

VOIES G/D ET CENTRE :

Médium B&C Speakers 10PE26 (250 W, 99 dB) + Aigu Radian 475PB (35 W, 111 dB) avec pavillon FD700

VOIES ARRIERES :

Médium RCF L10/561 (100 W, 97 dB) + Aigu RCF N681 (35 W, 108 dB)
avec FD700

Câbles HP : 2x3,3 mm² argenté et 2x4 mm² pour le grave

Les fournisseurs :

B&C :

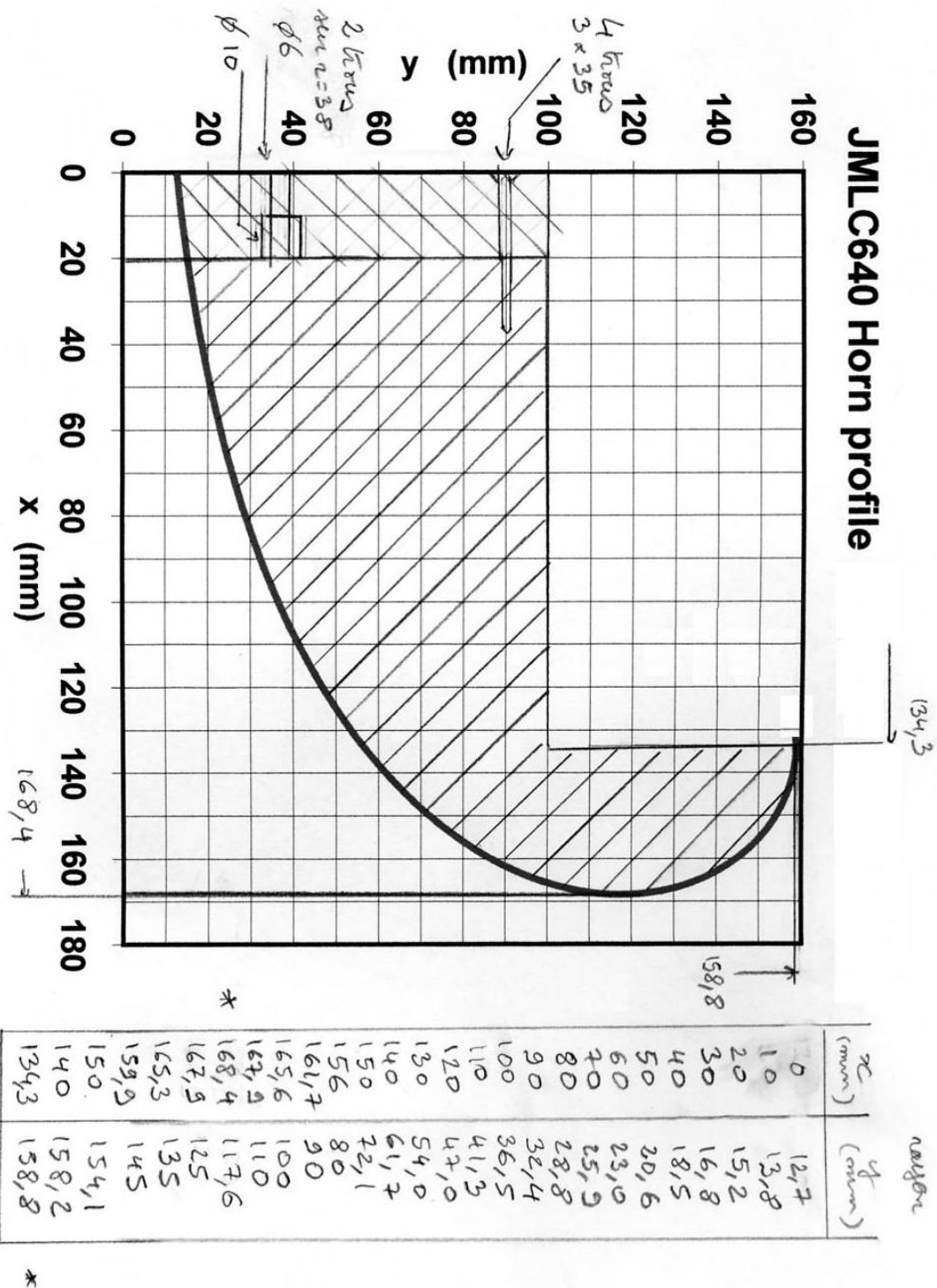
FD700 et RCF :

Câbles HP :

Beyma :

Radian : CICE Paris

Evolution en cours : remplacement des 10PE26+475PB+FD700 des
voies G/D par des Monacor SP-30A/200PAM + B&C DE250 + JMLC640
bois massif



L'ELECTRONIQUE

LE LECTEUR DVD : Toshiba SD-900E

LE VIDEOPROJECTEUR : Marantz VP-12S1 DMD 16/9 1280x720

L'ECRAN : Oray toile microperforée sur cadre fixe 200x115

LE PREAMPLI AV :

Tact TCSmkII configuré en 5.2 permettant, associé aux S2150, le filtrage actif 3 voies pour les enceintes droite / gauche

LES AMPLIFICATEURS :

Tact S2150 modifié pour aigu G/D

Tact S2150 modifié pour médium G/D

Tact S2150 pour grave G/D

Tact S2150 pour centre

Tact S2150 pour arrière G/D

Microphone de mesure Earthworks M30BX :

Les fournisseurs :

Oray, Toshiba : Connexion

Earthworks, Tact :

Marantz VP12 :

Câbles liaison numérique :

Modifications S2150 médium/aigu G/D :

Ces modifications sont : remplacement de 2 ponts de diodes (principal et carte Texas) et remplacement régulateur de tension carte Texas.

PROGRAMMATION DES FILTRES DANS LES AMPLIFICATEURS TACT S2150

Frédéric Le Bas, présent sur le forum Delphi, a créé, à l'initiative de Jean-Yves Kerbrat de la société Dirac, le logiciel TACS afin de programmer le filtrage dans les amplificateurs Tact S2150.

Le logiciel TACS a permis la programmation des trois Tact S2150 des voies avant :

- le premier destiné à couvrir la bande 20 – 125 Hz pour les HP de grave,
- le deuxième destiné à couvrir la bande 125 – 1400 KHz pour les HP de médium,
- le troisième destiné à couvrir la bande 1,4k – 20kHz pour les compressions.

Afin de faciliter l'alignement temporel, les trois amplificateurs ont été reliés en cascade sur la sortie Main du préamplificateur Tact. Les sorties Sub du préamplificateur ne sont donc pas utilisées.

Les informations détaillées sur le choix de la configuration des filtres se trouvent ici :

Plusieurs remarques sur la configuration mise en place :

- un des objectifs d'une installation "audiophile" étant un alignement temporel correct des différentes voies, ce sujet fait donc l'objet d'un chapitre spécifique.
- les filtres actifs classiques Le Cleac'h, Linkwitz... supposent des haut-parleurs linéaires en fréquence et en phase dans un domaine de ± 1 octave autour de la fréquence de raccordement. Ces filtres ne sont donc pas utilisables dans ce projet où le raccordement entre grave et médium se fait naturellement (en l'absence de filtrage) vers 125 Hz à -6 dB.
- conséquence de ce qui précède, le filtrage programmé dans les S2150 intègre une correction acoustique, non seulement dans la bande passante, mais également dans une zone de ± 1 octave autour du raccordement.
- après différents essais il a été finalement retenu des filtres de type Butterworth avec un raccordement à -3 dB. C'est ainsi que la réponse globale, après alignement temporel, est linéaire.

CONFIGURATION DU TCSmkII

Les étapes qui ont permis le réglage du TCSmkII sont les suivantes :

- mesure avec le logiciel Tact des 5.2 enceintes,
- définition des courbes de réponses cibles :
http://perso.orange.fr/francis.audio2/QS_20H_5.1.gif
en rouge pour les subs, en vert pour les voies G/C/D et en bleu pour les surround,
- calcul des corrections par le logiciel Tact,
- mesure des réponses impulsionnelles du système avec Adobe Audition + Aurora,
- vérification des polarités,
- correction des délais calculés par le Tact,
- correction des niveaux des caissons de grave calculés par le Tact,
- vérification des niveaux relatifs des 5.1 canaux en bruit rose filtré.

Un point important pour éviter le réglage manuel des niveaux est d'ajuster le gain du TCSmkII sur 12dB (menu OPT/Gain).

Le réglage du mixer (menu Setup/SP sur le TCSmkII), qui utilise la très grande souplesse du bass-management du Tact, est actuellement le suivant :

- * $L = \text{Left}(0\text{dB})$ et $R = \text{Right}(0\text{dB})$
- * $SL = \text{SL}(0\text{dB}) + A1 (-1\text{dB})$ et $SR = \text{SR}(0\text{dB}) + A2 (-1\text{dB})$
- * $\text{Cen} = \text{Cen}(0\text{dB})$

- * $A3 = \text{Left}(0\text{dB}) + \text{Cen}(-3\text{dB}) + \text{LFE}(0\text{dB}) + \text{SL}(0\text{dB}) + \text{CRO LP à } 80\text{Hz})$
- * $A4 = \text{Right}(0\text{dB}) + \text{Cen}(-3\text{dB}) + \text{LFE}(0\text{dB}) + \text{SR}(0\text{dB}) + \text{CRO LP à } 80\text{Hz})$

Le microphone de mesure M30BX est utilisé sans fichier de calibration.

La vérification des niveaux relatifs en 5.1 a été réalisée à partir du DVD "Digital Video Essential" : en utilisant les pistes de bruit rose filtré 8.1 (G) 8.3 (C) 8.5 (D) 8.7 (ArD) 8.9 (ArG) et 8.13 (LFE).

SUR ENCEINTES

Les principales caractéristiques du Beyma 18LX60 sont $F_s=27\text{ Hz}$
 $Q_{ts}=0,37$ et $V_{as}=500\text{ l}$.

Il a été choisi de privilégier la réponse transitoire avec une réponse type Bessel en prenant $F_b = 0,87.F_s = 24\text{ Hz}$ et $V_b = 0,7.V_{as} = 350\text{ l}$ (voir chapitre simulation).

A l'image de la pièce d'écoute, les proportions du volume intérieur sont définies afin de réduire les résonances : $A/C=1.202$ et $B/C=1.435$

Dans la pratique, la première résonance est située vers 200HZ. La forme du caisson de grave a donc peu d'importance si on limite la bande passante en dessous de cette fréquence.

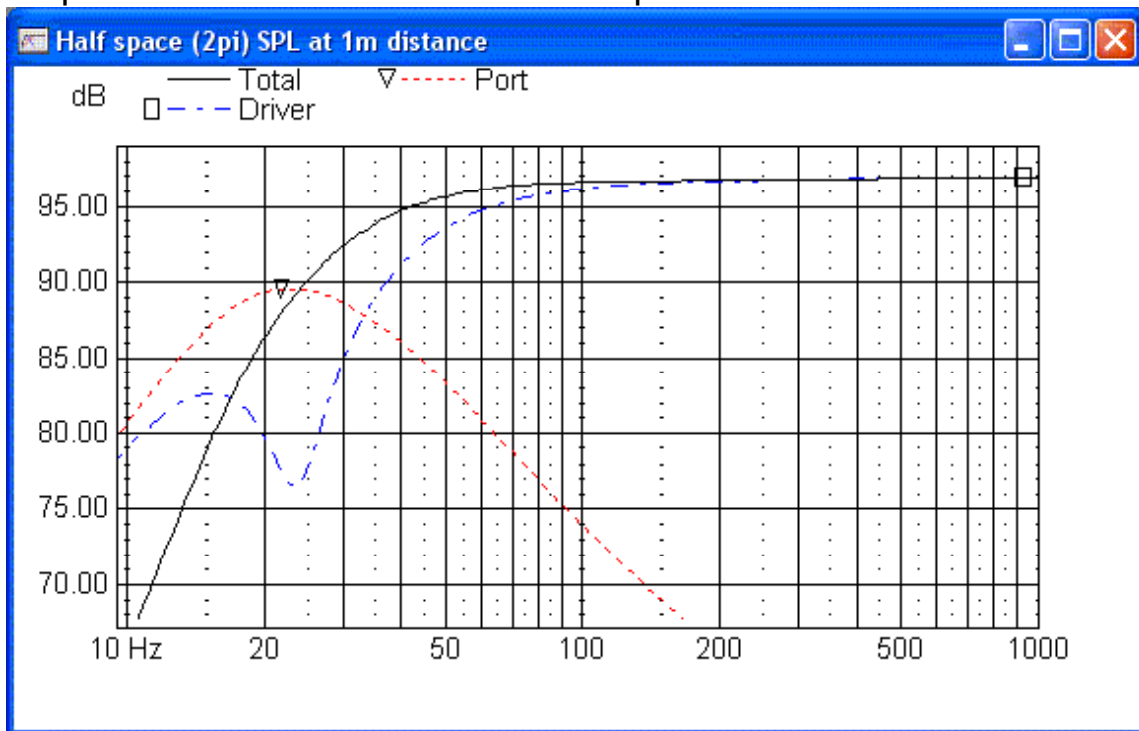
Sachant $A.B.C=350\text{dm}^3$, nous en déduisons $A=843\text{mm}$, $B=706\text{mm}$ et $C=588\text{mm}$.

Les parois sont, sauf mention contraire, en médium 22mm.

Pour atteindre la fréquence d'accord visée l'évent a pour dimensions : $e=126\text{mm}$ et $L=859\text{mm}$.

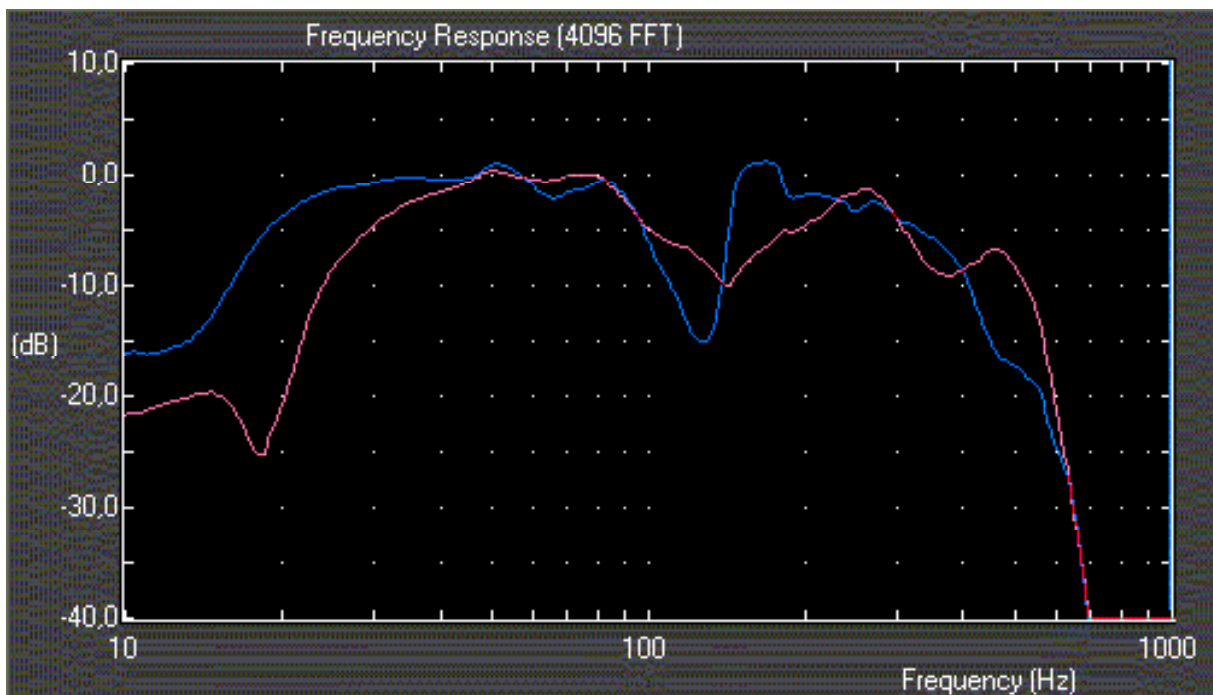
Afin d'équilibrer la pression dans l'enceinte, l'évent a été séparé en deux parties.

LA VERIFICATION DE L'ACCORD BASS-REFLEX D'après la simulation réalisée avec LspCAD



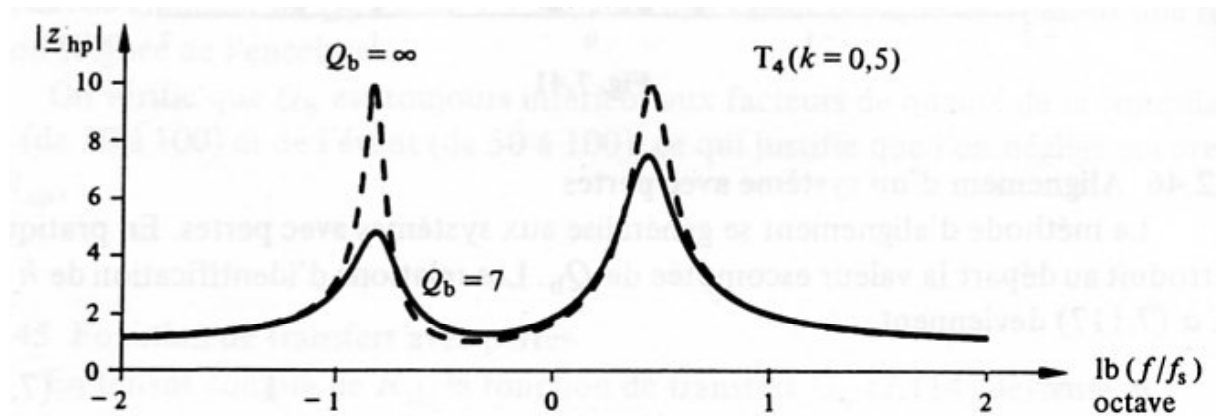
la réponse en fréquence du haut-parleur seul présente un minima à la fréquence d'accord du bass-reflex.

La mesure réalisée à proximité du haut-parleur, en rose sur la figure suivante montre que ce minimum est situé vers 18Hz :



Un bon moyen de vérifier l'accord bass-reflex est de mesurer la courbe d'impédance.

Avec le logiciel Audiotester (200 points entre 10 et 100Hz), le résultat obtenu est celui-ci :



La courbe d'impédance (en bleu) montre deux pics situés à environ $F_1=16$ et $F_2=42$ Hz.

Deux commentaires à propos du modèle de la courbe d'impédance utilisé par WinISD :

D'après WinISD, le premier pic de la courbe d'impédance est plus bas que le deuxième si F_b est inférieur à F_s . Nous observons l'inverse ici. Par ailleurs, toujours d'après WinISD, le facteur de pertes Q_b de l'enceinte intervient de la même façon sur les deux pics.

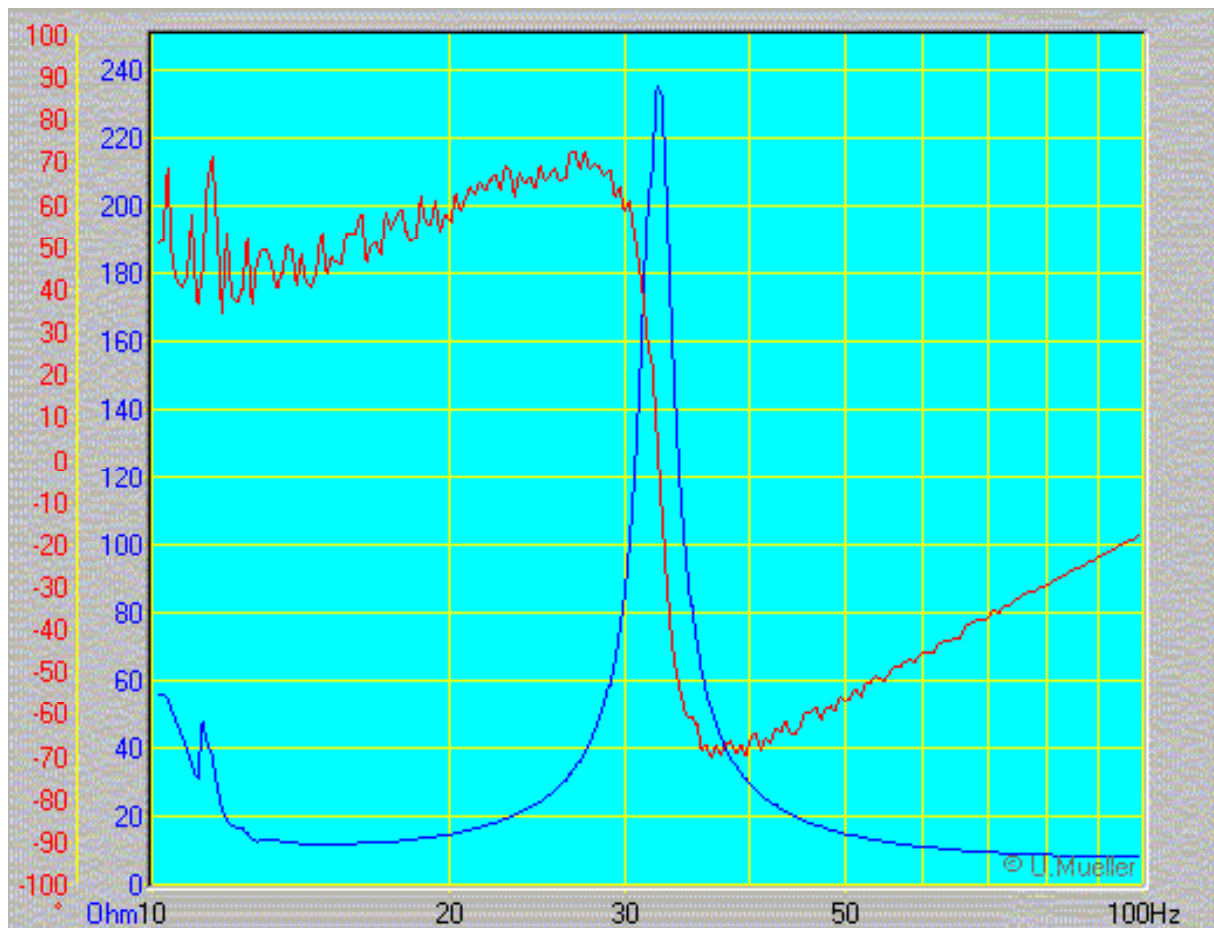
La courbe de phase (en rouge) passe par zéro pour les fréquences F_1 et F_2 ainsi que pour la fréquence d'accord F_b du bass-reflex.

Nous déduisons de la courbe de phase : $F_1=15,8$ Hz $F_2=41,8$ Hz et $F_b=21,5$ Hz.

L'accord réel est un peu plus bas que l'accord attendu (23,6 Hz).

Le calcul de la fréquence de résonance en baffle infini donne $F_{sb}=(F_1.F_2)/F_b=30,7$ Hz. Sur la base d'une Mms de 172g, on peut en déduire une fréquence de résonance à l'air libre de $30,7 \cdot \sqrt{199/172}=33$ Hz.

Ce résultat est voisin de la fréquence de résonance déduite de la courbe d'impédance mesurée à l'air libre de 32,3Hz :



LE FILTRAGE DU BEYMA 18LX60

Dans le domaine numérique, les filtres Linkwitz-like sont définis par les équations : passe-bas ordre $n = 1/(1+(f/f_0)^n)$ et passe-haut ordre $n = (f/f_0)^n/(1+(f/f_0)^n)$.

Pour ces filtres, la réponse globale de l'ensemble passe-bas + passe-haut est unitaire en tension et en puissance.

Concernant la nécessité d'avoir un raccordement à -6dB pour des haut-parleur cf réponse Jean Luc page suivante

RÉPONSE TECHNIQUE

La figure 1 montre l'analogie formelle entre les dispositifs:

dispositif électroacoustique:

amplificateur ----- haut parleur ----- microphone

et dispositif électrique:

source de courant ----- résistance ----- wattmètre

Un courant i passant au travers d'une résistance R y dissipe une puissance P_0 .

Un courant $i/2$ passant au travers d'une résistance R y dissipe une puissance $P = P_0/4$.

Maintenant qu'en est-il de l'addition des puissances de deux dispositifs semblables travaillant à $u/2$ pour le dispositif électroacoustique (ou $i/2$ pour le dispositif électrique).

Un mauvais modèle est celui de la figure 2 qui consisterait à additionner les puissances.

$P_{\text{totale}} = (P_0/4) + (P_0/4) = P_0/2$.

Du point de vue de l'analogie électrique cela voudrait dire que les 2 résistances sont séparées et chacune traversée par le courant $i/2$.

Cela serait semblable à une résistance résultante de valeur $2R$ parcourue par le courant $i/2$.

Le bon modèle est de considérer que les deux transducteurs (haut-parleurs) rayonnent sur une même et unique surface (celle de la capsule du microphone). Du point de vue de l'analogie électrique cela est équivalent à deux sources de courant chargée par une résistance R commune. Nous avons donc la somme de deux courants $i/2$ soit un courant résultant i qui traverse la résistance R . La puissance totale dissipée est donc P_0 (au lieu de $P_0/4$ dans le mauvais modèle).

Ceci montre bien que pour un filtre de Linkwitz-Riley du 4ème ordre, qui délivre une tension $U/2$ à la fréquence de coupure (à -6dB pour un filtre de L-R) sur chacun des deux transducteurs, la puissance acoustique résultante est bien la même que la puissance acoustique très loin de la fréquence de coupure.

C'est pour cela qu'on peut dire qu'un filtre de Linkwitz-Riley délivre une courbe de réponse en puissance constante.

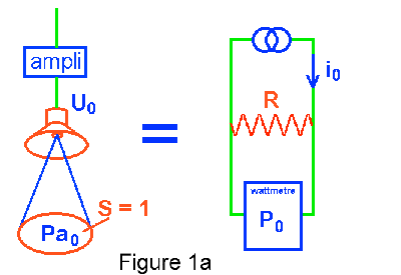


Figure 1a

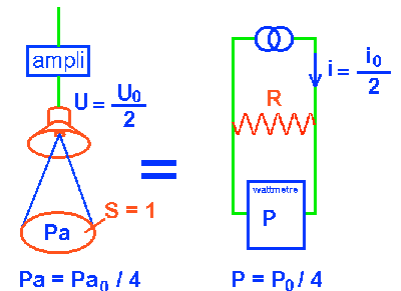


Figure 1b

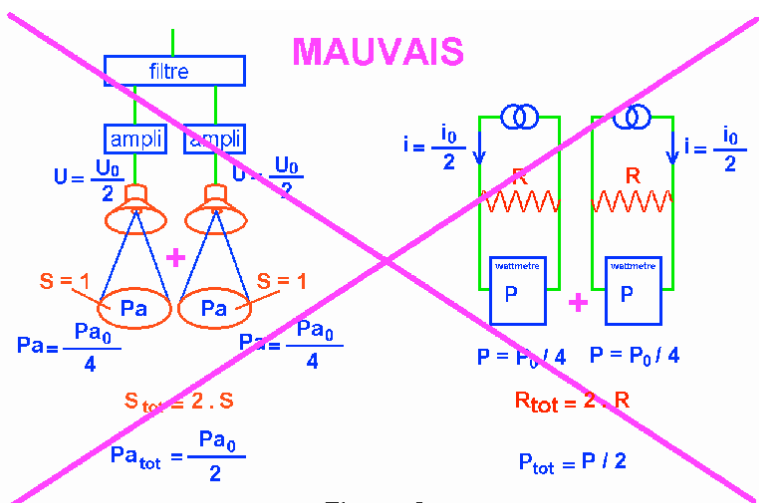


Figure 2

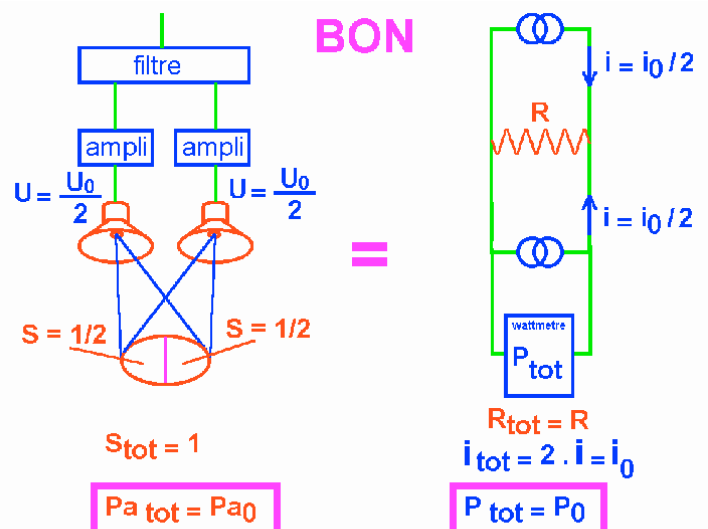


Figure 3

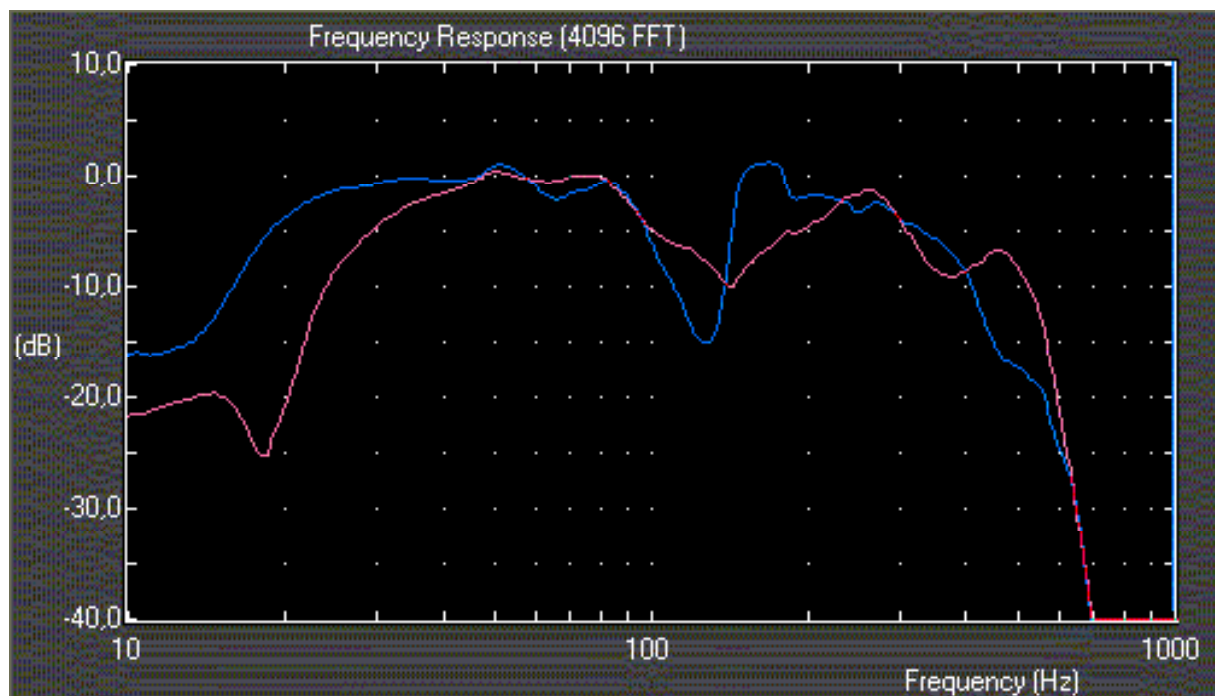
La fréquence de coupure basse a été définie à partir de la courbe du déplacement de la membrane en fonction de la fréquence.

La mise en place d'un passe-haut permet d'éviter l'augmentation de l'excursion en dessous de la fréquence d'accord du bass-reflex.

La courbe de déplacement représentée ci-contre correspond à l'utilisation d'un passe-haut de Linkwitz d'ordre 4 à 17Hz.

La fréquence de coupure haute doit permettre d'éviter la première résonance de l'évent. D'après le calcul, cette résonance est située à 200Hz ($C/2/L_e$).

La mesure de la réponse en fréquence en plaçant le microphone dans l'évent montre une résonance située à une fréquence un peu plus basse : courbe bleu de



Afin de définir la fréquence de coupure et la pente du filtre passe-bas du caisson, il a été testé :

- une fréquence de raccordement avec le médium comprise entre 100 et 200 Hz

- une pente du filtre d'ordre comprise entre 2 et 10.

Le choix a été fait à l'oreille en utilisant les disques suivants :

Pour la hi-fi stéréo :

- Le baiser de Souchon et La voix des sages de Noah pour l'équilibre général

- le prélude n°2 op.3 de Rachmaninov (La roque d'anthéron 2002) pour la qualité des timbres

- le solo de batterie de Juan del Encina (cd test n°10 RDS) pour l'image stéréo

Pour le home-cinéma en 5.1 :

- Behind enemy lines (DVD démo DTS 7) pour la dynamique
- Armageddon chapitre 2 pour l'intégration du canal LFE
- Titan A.E. chapitre 2 pour estimer la capacité réelle du caisson de grave

Du point de vue subjectif, la variable la plus importante semble être la pente du filtre grave/médium qui doit être assez élevée.

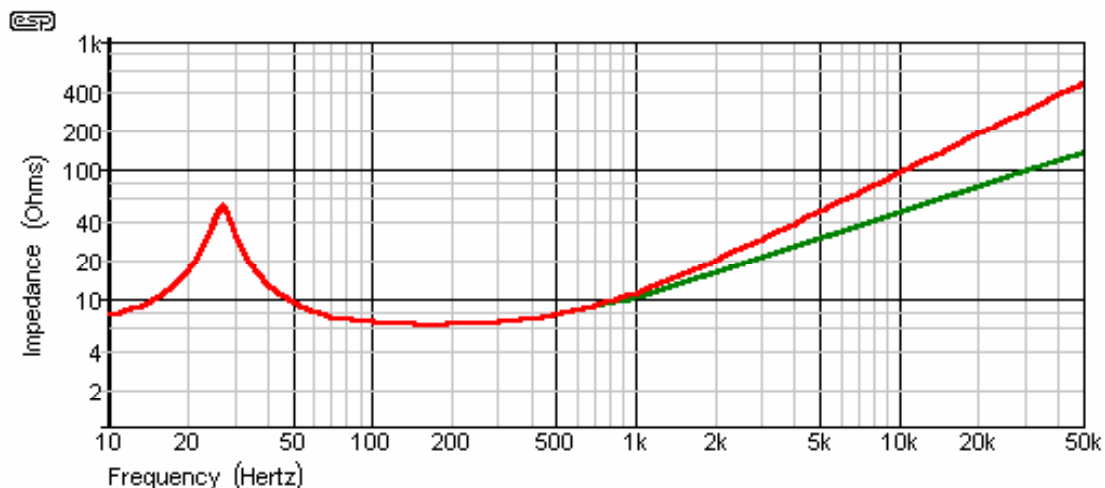
A ce jour il a été retenu un passe-bas à 130Hz d'ordre 8 (48dB/octave) qui donne de bons résultats en terme d'impact.

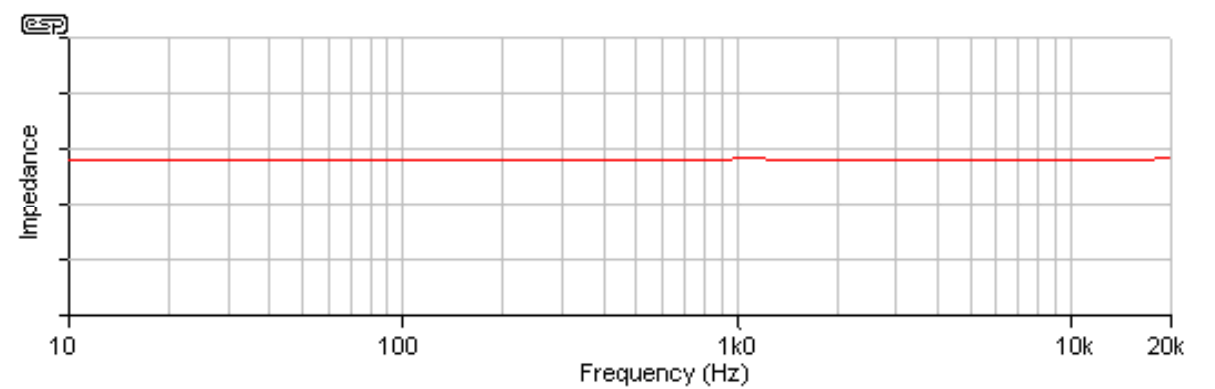
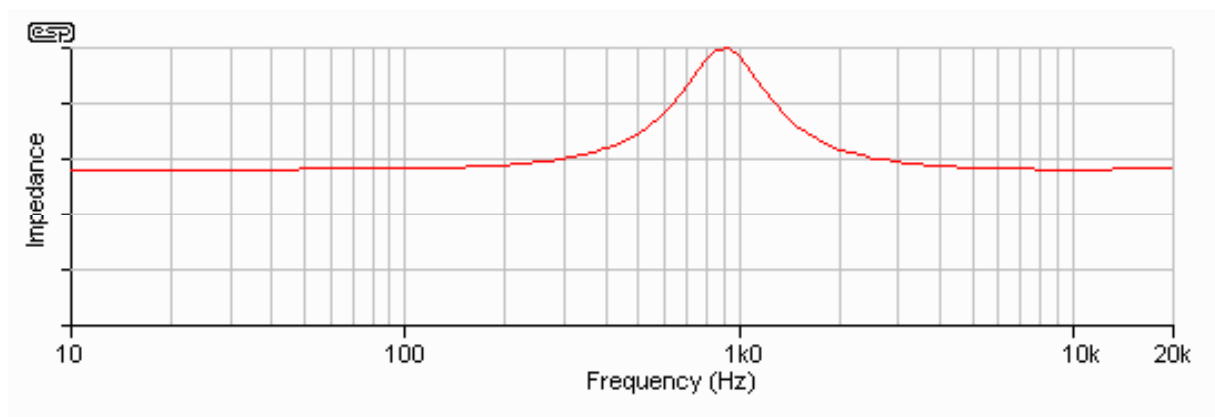
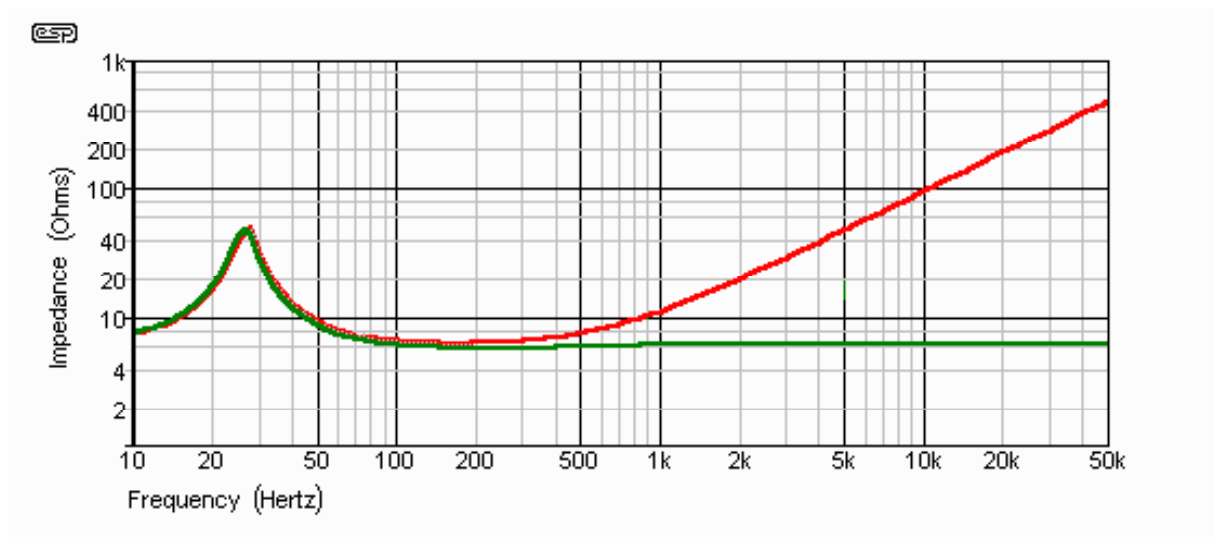
LE FILTRAGE DES HAUT-PARLEURS MEDIUM / AIGU

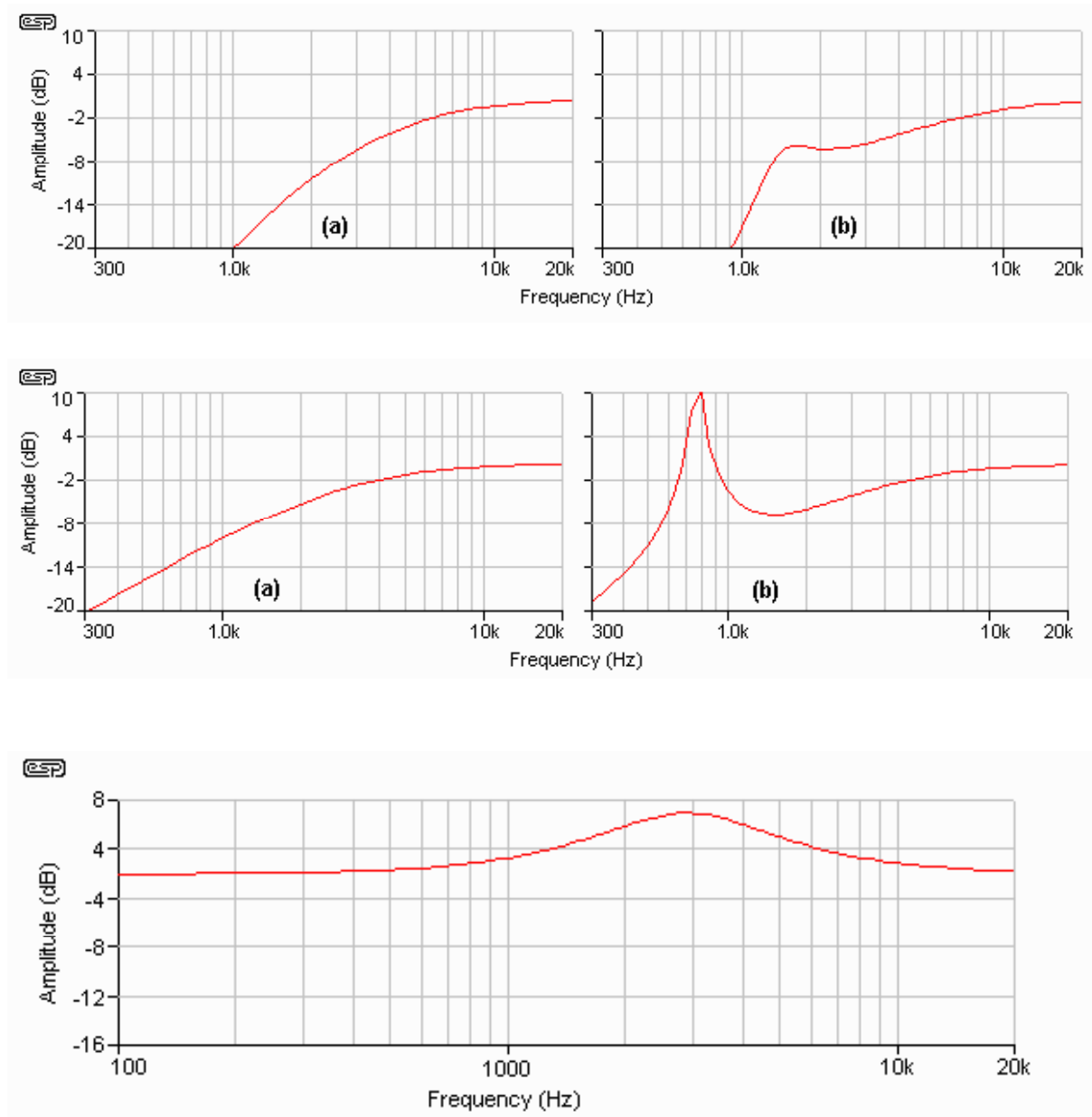
le filtrage initial des HP de médium et d'aigu était passif. En prenant en compte la coupure naturelle du pavillon (20dB/octave au-dessous de 800Hz), il a été visé un filtre d'ordre 3 type Linkwitz avec raccordement à -6dB à 1,5 kHz.

Le filtre passe-bas des 25cm comporte un réseau RC de correction d'impédance. R est égale à l'impédance nominale (8ohm) et C est calculé en fonction de l'inductance L_e du HP. Avec une valeur typique $L_e=1,3$ mH, on peut prendre $C=22\mu F$.

Le calcul d'un réseau de compensation d'impédance :







La courbe de réponse du 25cm est mesurée en bruit rose à environ 50cm du haut-parleur avec un PC+micro de mesure MCE2000+SpectraLab. Les valeurs des mesures (1/6 d'octave) sont transférées dans Excel.

La fonction Solveur d'Excel permet de trouver les valeurs des composants qui minimisent l'écart entre la courbe mesures+filtre et la courbe cible : PB ordre3 -6dB à 1,5kHz. La figure 2 ci-contre compare la courbe de réponse mesurée, la courbe cible et la courbe de réponse avec le filtre calculé.

Il a été obtenu un passe-bas d'ordre 2 $f_c=1,1\text{kHz}$ avec $L=1,3\text{mH}$ $C=15\mu\text{F}$ pour le L10/561 et $L=1,5\text{mH}$ $C=13\mu\text{F}$ pour le 10PE26.

Le filtre passe-haut des 1" comporte une résistance d'adaptation du rendement et utilisait un réseau RLC de correction d'impédance (pic autour de 1kHz) et de courbe de réponse (décroissante à partir de 2kHz).

Ce réseau symétrique n'est pas franchement simple : 9 résistances + 2 selfs + 7 condensateurs ! Il a été, dans un deuxième temps, purement éliminé : sa fonction étant intégrée dans le passe-haut. Ici aussi la fonction Solveur d'Excel a permis de trouver les valeurs des composants qui minimisent l'écart entre la courbe mesures+filtre et la courbe cible (PH ordre3 -6dB à 1,5kHz).

Il a été obtenu des passe-haut d'ordre 2 avec $C=2\mu\text{F}$ $L=5,5\text{mH}$ pour le N681 et $C=2,4\mu\text{F}$ $L=2,6\text{mH}$ pour le 475PB. Les valeurs des condensateurs tiennent compte des résistances d'adaptation de niveau. Ce résultat théorique a ensuite été affiné en mesurant la courbe de réponse de l'ensemble 10PE26+475PB. Les valeurs finalement retenues pour le 475PB sont $C=3,3\mu\text{F}$, $L=2,2\text{mH}$ avec une résistance d'adaptation de niveau de 6,8ohm.

Il est montré que la fonction de transfert d'un bass-reflex peut être représentée par un passe-haut du quatrième ordre

$F(p) = p^4 / (p^4 + a_3.p^3 + a_2.p^2 + a_1.p + 1)$ avec :

$a_1 = \text{racine}(F_b/F_s)/Q_{ts} + 1/\text{racine}(F_b/F_s)/Q_b$

$a_2 = F_b/F_s + (1 + V_{as}/V_b).F_s/F_b + 1/Q_b/Q_{ts}$

$a_3 = 1/\text{racine}(F_b/F_s)/Q_{ts} + \text{racine}(F_b/F_s)/Q_b$

F_s , Q_{ts} et V_{as} sont les paramètres principaux du haut-parleur,

F_b , Q_b et V_b sont les paramètres de l'enceinte.

Le facteur d'amortissement interne Q_b dépend du volume V_b de l'enceinte. Les valeurs habituelles sont $Q_b=5$ pour $V_b > 100 \text{ l}$, $Q_b=7$ pour V_b compris entre 40 et 100 l et $Q_b=10$ pour $V_b < 40 \text{ l}$.

En réalité, les paramètres TS importants ne sont pas F_s , Q_{ts} et V_{as} .

En effet, la grandeur ayant la plus grande variabilité lors de la fabrication d'un haut-parleur est la raideur de la suspension. Patrick J. Snyder a donc proposé d'utiliser les paramètres réduits F_s/Q_{ts} et $V_{as}.Q_{ts}^2$:

De façon rigoureuse c'est $F_s/Q_{es} = BL^2/(2.\pi.Re.M_{ms})$ et $V_{as}.Q_{es}^2 = Re^2.M_{ms}.S_d^2.ro.c^2/BL^4$ qui sont indépendants de la raideur de la suspension $1/C_{ms}$ et donc de C_{as} et V_{as} .

A titre d'illustration, pour le Audax PR38S100, d'après l'audiophile et la notice audax 90-5 $F_s=24$ $Q_{ts}=0,17$ $V_{as}=440$. D'après un autre catalogue audax $F_s=33$ $Q_{ts}=0,24$ $V_{as}=220$.

Ces deux jeux de paramètres peuvent sembler différents (le F_s est donné avec une précision de $\pm 5\text{Hz}$ et le V_b varie du simple au double). Toutefois les ratios F_s/Q_{ts} et $V_b.Q_{ts}^2$ sont très voisins (respectivement 140 et 12,7) et, de façon logique, les résultats des simulations sont donc identiques.

Il n'est donc pas très grave d'avoir des paramètres F_s , Q_{ts} , V_b dispersés si les paramètres réduits F_s/Q_{ts} et $V_b.Q_{ts}^2$ sont à peu près constants.

Il est possible de faire l'analogie entre cette fonction de transfert et des fonctions de transfert classiques.

Ainsi la fonction de transfert de Butterworth ($a_1=a_3=2,61$ $a_2=3,41$) est obtenue pour $F_b=F_s$, $V_b=0,94 V_b$, $Q_{ts}=0,4$ et $Q_b=7$.

La fonction de Bessel ($a_1=3,2$ $a_2=4,39$ $a_3=3,12$) est obtenue pour $F_b=0,97 F_s$, $V_b=0,52 V_b$, $Q_{ts}=0,33$ et $Q_b=7$.

On trouve dans la littérature plusieurs accords pour une enceinte bass-reflex. Les plus répandues sont $F_b=0,39 F_s / Q_{ts}$ pour certains alignements de Thiele, $F_b=0,42 F_s / Q_{ts}^{0,94}$ pour QB3/SC4 et $F_b=F_s$ pour SBB4.

Pour le volume de l'enceinte V_b il est souvent calculé un coefficient de surtension $s=V_b/(V_b.Q_{ts}^2)$ donnant $F-3=1/\text{racine}(s).F_s/Q_{ts}$. On obtient avec $s=5,7$ une réponse plate.

L'accord SBB4 correspond à $F_b=F_s$ et s voisin de 4,8 qui amène un volume d'enceinte plus petit.

Il est possible de diminuer la fréquence de coupure $f-3$ en augmentant le volume de l'enceinte et en acceptant une courbe de réponse non plate et une réponse transitoire moins bonne.

Un pic de +0,5dB correspond à $s\sim 6$, un pic de +1dB correspond à $s\sim 8$.

Des auteurs ont proposés des formules générales :

D.B. Keele Jr. et W.J.J. Hoge préconisent $F_b=0,42 F_s/Q_{ts}^{0,9}$ et $V_b=15 V_b.Q_{ts}^{2,87}$ donnant $F-3=0,26 F_s/Q_{ts}^{1,4}$

R.M. Bullock propose $F_b=0,42 F_s/Q_{ts}^{0,95}$ et $V_b=17,6 V_b.Q_{ts}^{3,15}$ donnant $F-3=0,3 F_s/Q_{ts}^{1,33}$

Le "Natural Flat Alignment" avec $F_b=0,42 F_s/Q_{ts}^{0,96}$ et $V_b=20 V_b.Q_{ts}^{3,3}$ donne $F-3=0,28 F_s/Q_{ts}^{1,4}$

On notera que, pour ces accords et ceux qui suivent, le coefficient de surtension s n'est pas constant et dépend du Q_{ts} . Il ne permet donc pas de décrire, à lui tout seul, la forme de la courbe de réponse.

Si on privilégie la réponse dans les basses fréquences au détriment de la réponse transitoire (courbes FB1 ci-contre), on peut prendre :

– Qts est inférieur à 0,28 :

$F_b = 0,349 F_s / Q_{ts}^{1,05}$ et $V_b = 13,9 V_{as} \cdot Q_{ts}^{2,35}$ donnant $F-3 = 0,3 F_s / Q_{ts}^{1,11}$

– Qts compris entre 0,28 et 0,38 :

$F_b = F_s (2,25 - 3,28 Q_{ts})$ et $V_b = 0,7 V_{as}$ donnant $F-3 = F_s (1,52 - 1,02 Q_{ts})$

– Qts est supérieur à 0,38 :

$F_b = F_s$ et $V_b = 0,7 V_{as}$ donnant $F-3 = 1,13 F_s$.

Si la priorité est la réponse transitoire, on pourra viser la courbe de réponse d'un filtre de Bessel d'ordre 4 entre -15 et 0dB.

On obtient ainsi (courbes FB2 ci-contre) $F_b = 0,345 F_s / Q_{ts}^{0,937}$ et $V_b = 7,45 V_{as} \cdot Q_{ts}^{2,4}$ donnant $F-3 = 0,44 F_s / Q_{ts}^{1,1}$.

La conséquence de ce choix est une augmentation significative de la fréquence de coupure F-3 (+40 à +60%), mais c'est le prix à payer pour avoir une réponse transitoire correcte.

On notera que, pour un Qts moyen d'environ 0,35, le volume Vb ainsi calculé est identique à celui d'une enceinte close de type Bessel d'ordre 2 ($Q_{tc} = 0,577$).

Une autre manière de favoriser la réponse transitoire consiste à viser la réponse d'une structure de type "nRC" constituée par la mise en série de plusieurs filtres d'ordre 1

Une troisième manière d'optimiser la réponse transitoire consiste à s'intéresser au temps de propagation de groupe tau (group delay dans WinISD). Ce temps est la dérivée de la phase phi par rapport à la pulsation $2 \cdot \pi \cdot f$

D'après l'équation de la réponse en fréquence, $\phi = \text{Atan}(a_1 \cdot x - a_3 \cdot x^3) / (1 - a_2 \cdot x^2 + x^4)$ avec $x = f / \text{racine}(F_b \cdot F_s)$ le développement limité aux premiers termes de tau est $\tau = A + B \cdot f^2$ avec $A = a_1$ et $B = -3 \cdot (a_3 - a_2 \cdot a_1 + 1/3 \cdot a_1^3)$.

Une faible variation de tau est obtenue pour $B = 0$, ce qui définit notre critère d'optimisation.

On obtient dans le domaine Qts 0,23 -> 0,36 :

$F_b / F_s = 5 \cdot Q_{ts}^2 - 1,15 \cdot Q_{ts} + 0,9$ et $V_b / V_{as} = 3,08 \cdot Q_{ts}^{1,72}$ donnant $F-3 / F_s = 0,185 / Q_{ts}^{1,89}$

L'optimisation du temps de propagation de groupe donne donc un résultat proche des optimisations Bessel ou nRC.

Si la priorité est un volume d'enceinte modéré, on pourra utiliser pour un haut-parleur de Qts compris entre 0,3 et 0,4 un volume d'enceinte correspondant à celui d'une enceinte close de $Q_{tc} = 0,707$ soit

$V_b = V_{as} / ((0,707/Q_{ts})^2 - 1)$ (s voisin de 2,5) et $F_b = 0,841 F_s$ donnant $F-3 = 0,438 F_s / Q_{ts}^{1,326}$.

A titre d'illustration, pour un Beyma 18LX60 ($F_s = 27\text{Hz}$ $Q_{ts} = 0,37$ $V_{as} = 500\text{l}$) qui demande classiquement environ 350l, il est possible d'utiliser un volume de $V_b = 189\text{l}$ et une fréquence d'accord $F_b = 22,7\text{Hz}$ donnant un F-3 de 44Hz.

Pour le premier étage différentiel cascode complémentaire, les FET appariés 2SK389 (2x2SK170) et 2SJ109 (2x2SJ74) présentent une impédance d'entrée élevée ($I_{gss} = 1\text{nA max}$) et un faible bruit ($NF = 0,5\text{dB typ}$). Les 2SK246 et 2SJ103 sont plus intéressants grâce à des capacités plus faibles ($C_{iss}: 30 \rightarrow 9\text{ pF}$ et $C_{rss}: 6 \rightarrow 2,5\text{ pF}$ pour le type N, $C_{iss}: 105 \rightarrow 18\text{ pF}$ et $C_{rss}: 32 \rightarrow 3,6\text{ pF}$ pour le type P). Toutefois, sur le critère de linéarité, il a été choisi le montage darlington inversé BC550C/560C

Les transistors Q1/Q2, Q3/Q4, Q5/Q6 et Q7/Q8 sont appariés en V_{be} .

Pour le générateur de courant (10 mA pour le total du différentiel), on évite les transistors polarisés par une zener, source de bruit; un simple 2SK fait l'affaire.

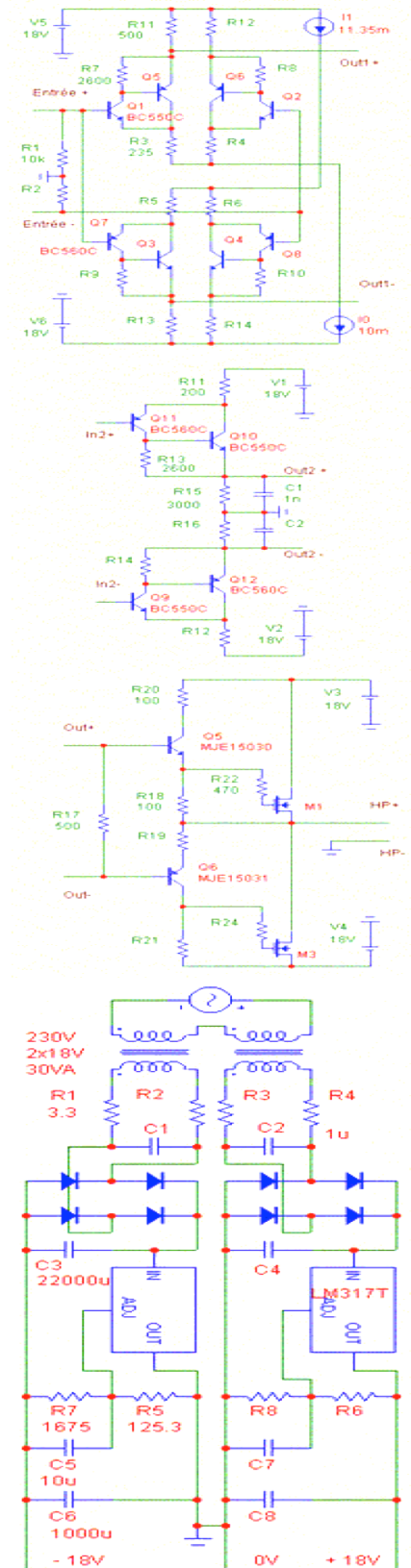
Le deuxième étage est en montage darlington inversé avec des BC550C/560C ($h_{FE} = 500\text{ typ}$). Le gain de cet étage est volontairement limité par des résistances de 3kohm aux collecteurs.

Un courant de repos de 10 mA permet d'alimenter correctement les drivers de l'étage de sortie dont le courant est également de l'ordre de 15mA.

Les résistances 470 ohm en série avec l'entrée des mosfet participent à la bonne stabilité en fréquence du montage.

Les transistors Q9/Q11 et Q10/Q12 sont appariés en V_{be} .

La stabilité thermique de l'étage de sortie est un objectif important, en particulier si on vise la classe A. Le courant, pour lequel la tension V_{gs} des MOSFET est indépendante de la température, varie de 120 mA pour le 2SK1058, retenu sur notre montage, à 5 A pour le 2SK1530 (utilisé sur



l'Elektor Crescendo Millenium) et 10 A pour l'IRF530. Ces deux derniers imposent un dispositif de régulation thermique. Un autre critère de choix des transistors de sortie est la résistance $R_{ds(on)}$ qui doit être minimale, ce même critère a été utilisé pour le choix des condensateurs électrochimiques de l'alimentation (très faible résistance série). Dans le même ordre d'idée, il n'y a pas de résistance en série avec les sources des mosfet.

Enfin, des condensateurs de découplage de l'alimentation sont installés au plus près du drain des mosfet.

En l'absence de compensation, la bande passante, limitée par le premier étage, s'étend jusqu'à $F_{-3} = 480$ kHz. Des condensateurs polystyrène de 1nF ont été ajoutés en parallèle sur les résistances de collecteur du deuxième étage (3k Ω) afin de limiter la bande passante à 50 kHz.

La puissance maximale est de l'ordre de 5 Weff/8 Ω avant écrêtage pour un taux de distorsion inférieur à 0,03%.

A 1 Weff/8 Ω le taux de distorsion de 0,01% est essentiellement constituée d'harmonique 2.

Ceci est un bon résultat.

A titre de comparaison, et pour 1 Weff/8 Ω , le 2x30W décrit dans la RDS217 donne 0,17% en boucle ouverte et le Grand Mos décrit dans la RDS247 donne 0,46% en boucle ouverte.

Une mesure, qui différencie un montage fortement contre-réactionné d'un montage en boucle ouverte, concerne le spectre de distorsion au début de l'écrêtage.

Figure 0 : Fonction de transfert, niveau de sortie U_s en fonction du niveau d'entrée U_e pour trois types d'écrêtage

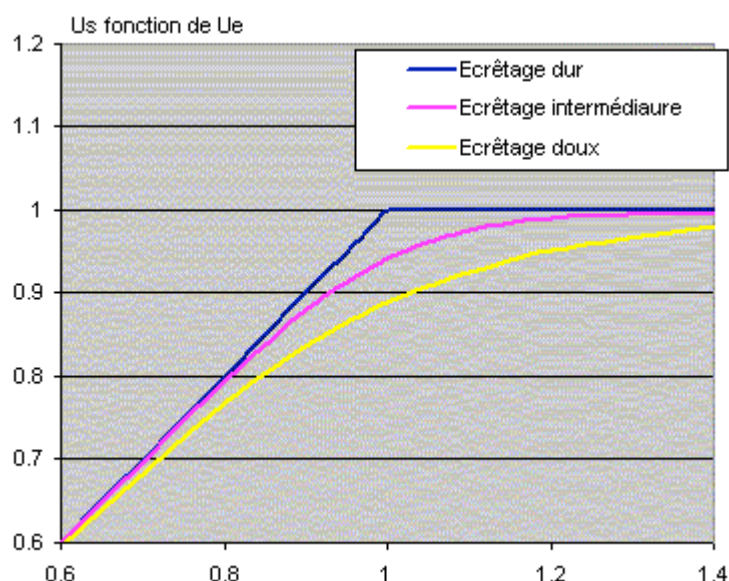


Figure 1 : Distorsion totale DHT en fonction du niveau de sortie pour trois types d'écrêtage

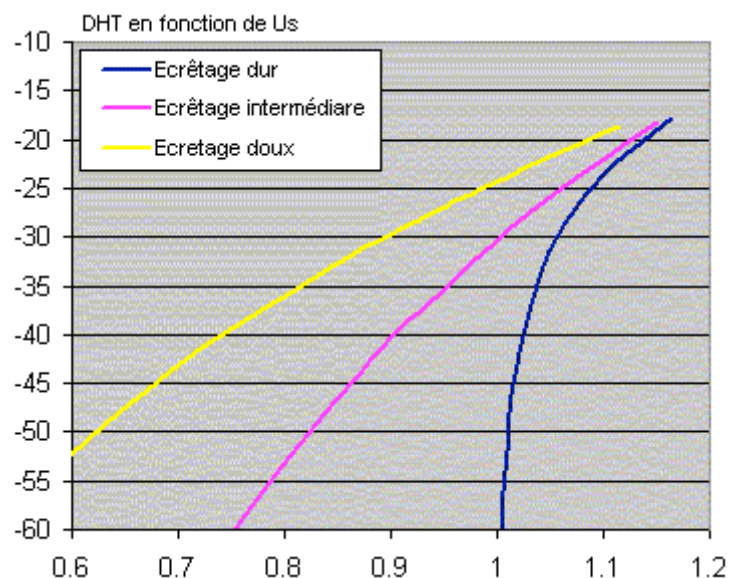


Figure 2 : Rapport $H5/H3$ en fonction du niveau de sortie pour trois types d'écrêtage

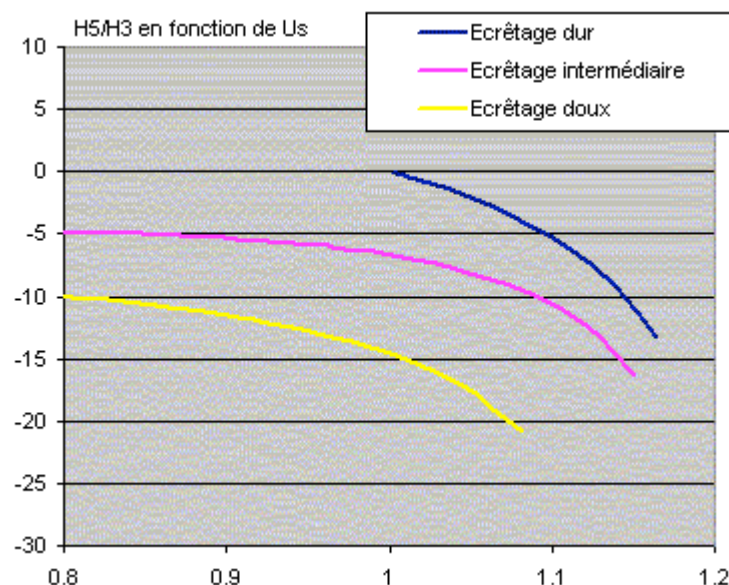
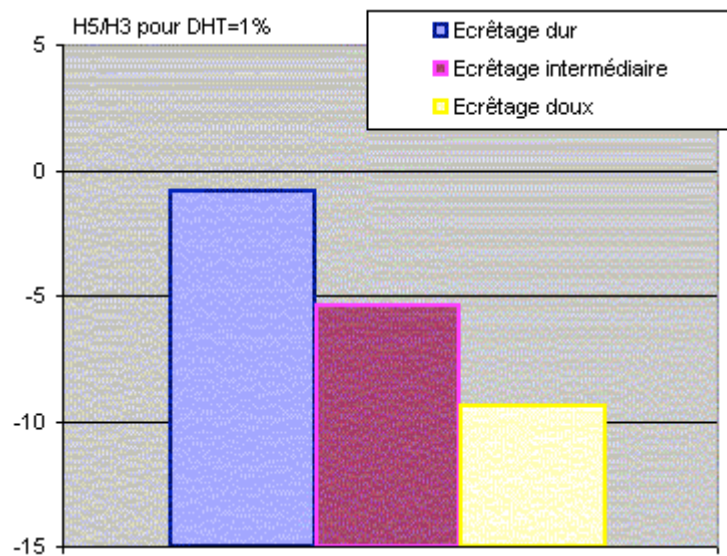


Figure 3 : Rapport H5/H3 pour DHT=1% en fonction du niveau de sortie pour trois types d'écrêtage



il est comparé trois types de fonction transfert qui se distinguent par la douceur de l'écrêtage (Figure 0).

La figure 1 compare la distorsion totale DHT en fonction du niveau de sortie. Le montage avec ecrêtage doux n'est donc pas lineaire et sa distorsion apparait progressivement contrairement au montage à écrêtage dur.

La figure 2 montre le rapport H5/H3 en fonction du niveau de sortie. H5/H3 est toujours plus faible à l'écrêtage dans un montage avec ecrêtage doux que dans un montage avec écrêtage dur.

La figure 3 resume la situation : à même distorsion totale (DHT=1%), le ratio H5/H3 est un bon indicateur du type d'ecrêtage (dur ou doux).

Les contraintes de chaque étage sont :

- pour le premier étage : faible bruit, impédance d'entrée élevée
- pour le deuxième étage : linéarité, bande passante large
- pour le troisième étage : stabilité thermique, linéarité.

Du fait de l'absence de boucle de contre-réaction globale, une bonne linéarité est recherchée. Une des conséquences de ce choix est l'absence de cascode au premier ou au deuxième étage. Le dicton "Le mieux est l'ennemi du bien" s'applique ici parfaitement.

Compte-tenu du fonctionnement en classe A de l'étage de puissance, les sources des tensions d'alimentation des 1er et 2ème étage et de l'étage de sortie sont indépendantes afin de favoriser la dynamique.

De plus, afin d'avoir un écrêtage "propre" la tension maximale de sortie est limitée par le deuxième étage et non par le troisième étage de puissance.

Le gain du premier étage est de 2 ($R_{c1}=500$ $R_{e1}=235$ $I_{c1}=5\text{mA}$), celui du deuxième de 15 ($R_{c2}=3\text{k}$ $R_{e2}=200$ $I_{c2}=10\text{mA}$). Soit un gain total d'environ 15 avec une entrée symétrique.

La valeur choisie de R_{c2} est un compromis entre une valeur faible (pour éviter un gain trop élevé) et une valeur élevée pour que l'étage reste en classe A.

Le courant de repos de l'étage de sortie est de 0,6A, ce qui assure un fonctionnement en classe A jusqu'à environ 6W sous 8 ohm. Avec une tension d'alimentation de $\pm 18\text{V}$, la dissipation thermique totale sera de 22 W répartie sur les deux transistors de puissance.

Avec une V_c de 10 V et un gain de 15, la sensibilité d'entrée est d'environ 670mVeff.

