

# **Première partie**

Généralités

## ①- Introduction

Ce nom veut dire « Leste » . Son sens est celui de la légèreté, de la liberté d'action.

A son origine, Zippy I est une enceinte 2 voies asservies, pourvue d'un HP coaxial Beyma le 12KX. Elle était orientée vers la sono et les amplis instrumentaux.

Les résultats obtenus avec la Zippy I a mené à l'étude et la réalisation de Zippy II . Elle est orientée vers le monitoring de studio et la HI FI. Le HP utilisé est le B&C 12CX32.

Elle a été réalisée par quelques amateurs dont Sylla, une jeune femme très dynamique auquel il n'aura pas fallu deux mois pour concrétiser son projet.

Zippy BB est en définitive la sœur quasi jumelle de Zippy II et utilise le B&C12CX32. Son schéma a été partiellement refondu, afin de s'adapter au mieux aux exigences et choix de chacun des diyeurs

La nécessité de reproduire l'extrémité basse du spectre audio, a amené à la doter d'un boomer.

Suite à un débat sur HCFR, mon choix s'est porté sur le Dayton RSS390HF-4.

**Remarque:** Ce tutoriel est axé sur Zippy. Toutefois les éléments développés sont adaptable à tout type de HP électrodynamiques. Une feuille de calculs, et des schémas de simulation sont disponibles à cet effet.

## ②- Zippy BB est constituée

de trois ensembles dont chacun comprend:

- Un haut parleur,
- Une enceinte ( sauf le tweeter),
- d'un amplificateur, et
- de son , ou de ses réseaux d'asservissement
  - ♦ **en pression** via un accéléromètre, et ,ou , (MFB pour Motionnal Feed Back en hommage à Philips son promoteur)
  - ♦ **en vitesse** par un dérivé du pont de Voigt. (CFB pour Cinétic Feed Back pour dissocier les deux procédés)

Ces éléments constituent un ensemble indissociable.

Ils sont précédés d'un étage de séparation et d'aiguillage de la modulation vers l'entrée des modules pré cités

Le tout est alimenté

- par une alimentation basse tension +/-15v 30VA (sécurité oblige) des circuits de traitements et
- d'une ,deux ou trois alimentations de puissance +/- 20v à +/- 100v des étages de sortie des amplificateurs

## ③-Les HP, caractéristiques nécessaires à la réalisation

Ils ne sont pas nombreux.

Il est nécessaire de connaître

- $R_e$ , la résistance purement électrique du HP,
- $L_e$  son inductance
- $S_d$  la surface radiante du HP
- $X_{max}$  son excursion maximale, et
- $P_{max}$  la puissance RMS maximale qu'est capable de supporter le HP. Cette valeur est celle à ne pas dépasser. Ce n'est pas forcément celle de l'ampli ( $P_{Amp}$ ) nécessaire à la réalisation.
- Éventuellement le facteur de force B.l

### ③① Le Dayton RSS390HF-4.

- $R_e = 3.3$  Ohms
- $L_e = 1$ mH ( valeur à peaufiner car donnée à 1kHz)
- $S_d = 829.6$  cm<sup>2</sup>
- $X_{max} = 14$  mm
- $P_{max} = 500$ w RMS
- $B.l = 14.67$

### ③ ② La partie Boomer du B&C 12CX32

- $R_e = 5.1 \text{ Ohms}$
- $L_e = 1.2 \text{ mH}$
- $S_d = 522 \text{ cm}^2$
- $X_{\max} = 6 \text{ mm}$
- $P_{\max} = 700 \text{ w RMS}$
- $B.l = 15.3$

### ③ ③ La partie Tweeter du B&C 12CX32

- $R_e = 6 \text{ Ohms}$
- $L_e = 0.14 \text{ mH (apprécié)}$
- $S_d = 44 \text{ cm}^2$
- $X_{\max} = 0.2 \text{ mm (apprécié)}$
- $P_{\max} = 160 \text{ w RMS}$

## ④ - La feuille de calculs « Zippy BB calc »

A partir des paramètres fondamentaux de chacun des HP du projet, elle permet de déterminer

- La valeur des paramètres électriques, mécaniques et acoustique des HP. Ces paramètres sont principalement utilisés dans la simulation de tout ou partie du système
- La valeur des composants câblés sur le module amplificateur,
- reportés sur les nomenclatures respectives à chaque module.

La feuille de saisie et de calculs des paramètres du HP se présente ainsi:

HP: RSS390HF-4		Fab: Dayton		16/12/09 par: JCB													
<b>Paramètres du boomer</b>																	
Réseau électrique			B.l	Réseau mécanique		$S_d \text{ (m}^2\text{)}$	Réseau acoustique		Complément								
1	$R_e$	3,3	$\Omega$	<	14,67	$R_{me}$	65,21	kg/s	>	0,08296	$R_{ae}$	9475,65	N.s/m <sup>3</sup>	T	22	°C	1
2	$R_g$	0,33	$\Omega$	<		$R_{mg}$	652,15	kg/s	>		$R_{ag}$	94756,45	N.s/m <sup>3</sup>	kt	1,081	kg/m <sup>3</sup>	2
3	$L_e$	1	mH	<		$C_{me}$	4,65	$\mu\text{m/N}$	>		$C_{ae}$	0,03198	cm <sup>3</sup> /N	$\rho$	1,197	kg/m <sup>3</sup>	3
4	$C_{ems}$	1258,38	$\mu\text{F}$			$M_{ms}$	270,81	g			$M_{as}$	39,35	kg/m <sup>2</sup>	c	344,279	m/s	4
5	$C_{emd}$	1131,12	$\mu\text{F}$			$M_{md}$	243,43	g			$M_{ad}$	35,37	kg/m <sup>2</sup>				5
6	$L_{em}$	62,13	mH			$C_{ms}$	288,685	$\mu\text{m/N}$			$C_{as}$	1,987	cm <sup>3</sup> /N	$V_{as}$	281,8	dm <sup>3</sup>	6
7	$R_{em}$	27,91	$\Omega$			$R_{ms}$	7,71	kg/s			$R_{as}$	1120,22	N.s/m <sup>3</sup>				7
8	$C_{emr}$	6,55	$\mu\text{F}$			$M_{mr}$	13,69	g			$M_{ar}$	1,990	kg/m <sup>2</sup>	$\tau_{Mar}$	278,037	$\mu\text{s}$	8
9	$L_{emr}$	5,62	mH			$C_{mr}$	26,1	$\mu\text{m/N}$			$C_{ar}$	0,17964	cm <sup>3</sup> /N	$\tau_{Car}$	393,41	$\mu\text{s}$	9
10	$R_{emr1}$	6,3	$\Omega$			$R_{mr1}$	34,18	kg/s			$R_{ar1}$	4965,92	N.s/m <sup>3</sup>	$K_{ar2/1}$	0,441		10
11	$R_{emr2}$	14,28	$\Omega$			$R_{mr2}$	15,07	kg/s			$R_{ar2}$	2189,97	N.s/m <sup>3</sup>	$K_{ar1/1+2}$	0,694		11
12						$Q_{ms}$	3,97						$r_d$	16,25	cm	12	
13						$Q_{ts}$	0,42						$D_d$	32,5	cm	13	
14						$Q_{es}$	0,47						$V_{ref}$	13,48	dm <sup>3</sup>	14	
15	$F_{e0}$	525,21	Hz			$F_s$	18	Hz			$F_a$	337,19	Hz	$\tau_a$	472,01	$\mu\text{s}$	15
16	$F_e$	577,73	Hz			$X_{\max}$	14	mm								16	
17	$\tau_e$	275,48	$\mu\text{s}$										$V_d$	1,16	dm <sup>3</sup>	17	

Vous devrez saisir, les paramètres électriques  $R_e$ ,  $L_e$  du HP,  $R_g$  sa résistance série, le produit  $B.l$ , la surface radiante  $S_d$ , puis  $Q_{ts}$ ,  $F_s$ ,  $X_{\max}$  et  $V_{as}$ .

Les cases de saisies sont sur un fond turquoise clair.

## ⑤ - Les enceintes

Elles sont closes.

Leur volume représente un compromis vis à vis de la puissance maximale délivrée par l'amplificateur

Au nombre de deux, elles ont un volume de :

- $60 \text{ dm}^3$  pour le boomer Dayton
- $30 \text{ dm}^3$  pour la partie basse du B&C. Par la suite nous verrons que la limitation de sa bande passante via le

circuit d'asservissement (CFB) autorise un volume de charge plus faible pour ce HP.  
 Elles doivent être rigides. **Pencoat** les a réalisés en triple peau Médium + un équivalent au phaltex + Multiplis.  
 Les raidisseurs internes de forme triangulaire limitent aussi les ondes stationnaires internes à l'enceinte.  
 Les dimensions de l'enceinte devront être saisies sur la feuille de calculs

Enceinte			
Réseau électrique			
18			
19	$L_{eb}$	13,23	mH
20	$C_{eb}$	4,83	$\mu$ F
21			
Réseau mécanique			
	$V_{hp}$	3	$dm^3$
	$C_{mb}$	61,47	$\mu$ m/N
	$M_{mb}$	10,1	g
	$S_b$	0,95	$m^2$
Réseau acoustique			
	$V_b$	60	$dm^3$
	$C_{ab}$	0,42	$cm^3/N$
	$M_{ab}$	1,47	$kg/m^2$
	$\beta$	1,88	
Cotes internes et coef			
	L	40	cm
	h	40	cm
	p	39,38	cm
	a	0,5185	$m^2$

## ⑥ - La modélisation du HP et de ses charges

Afin d'approcher au mieux le résultat escompté, de cerner les améliorations vis à vis d'une enceinte traditionnelle et définir les limites des éléments du système, il est fait appel à la simulation.

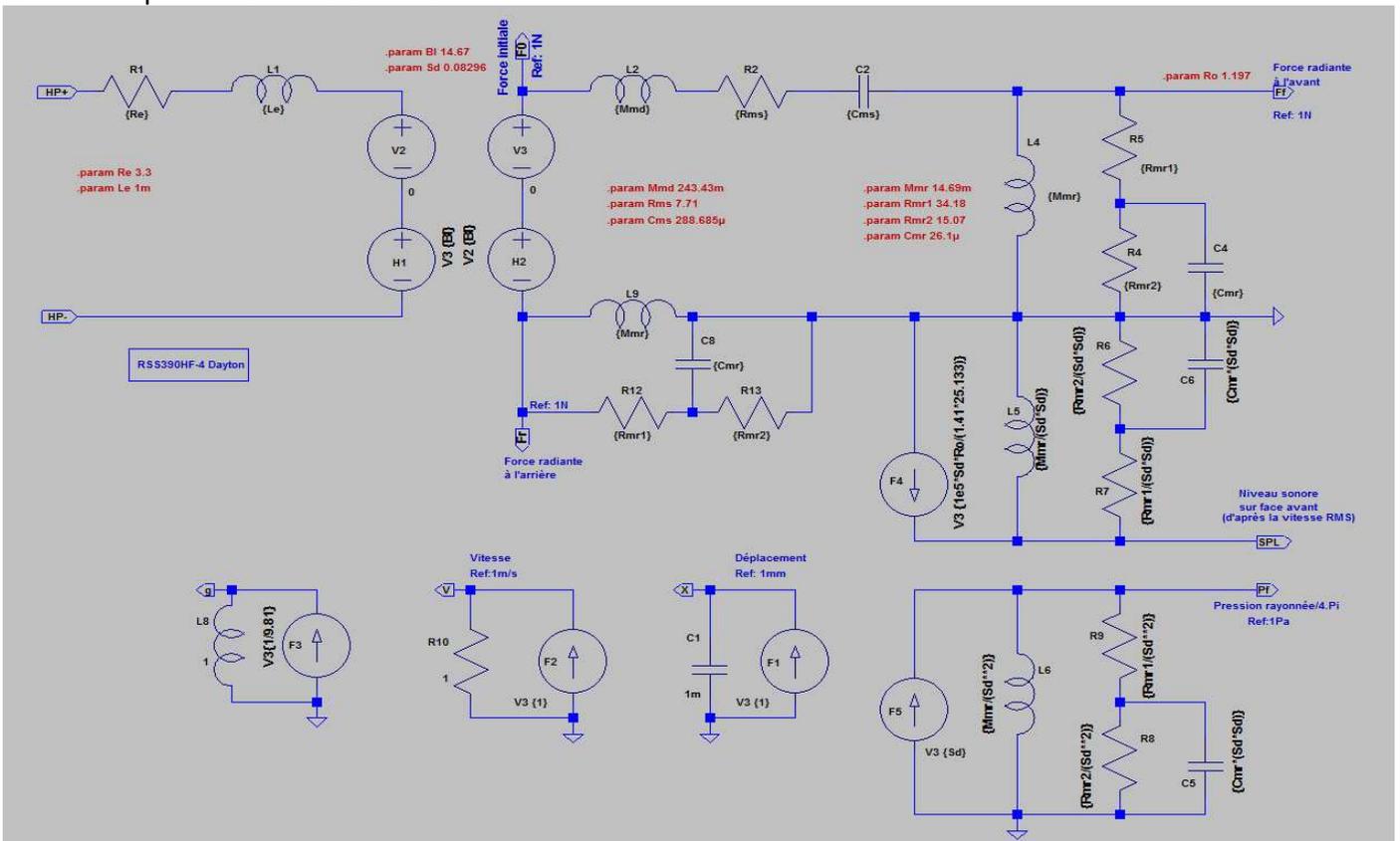
C'est LTSpice qui est utilisé. Il est très ergonomique et a l'énorme avantage d'être disponible gratuitement sur internet.

Il est téléchargeable à l'adresse: <http://www.linear.com/designtools/software/ltspice.jsp>

Sa notice d'utilisation se trouve à : <http://ltspice.linear.com/software/scad3.pdf>

### ⑥① - Modélisation d'un HP à membrane sur baffle plan

Elle correspond au schéma bloc suivant.



Les paramètres utilisés sont ceux du Dayton RSS390HF-4

Le fichier est dénommé « HP+plan.asc ». Il lui correspond un fichier symbole du même nom mais dont l'extension diffère (.asy). Son symbole porte donc le nom « HP+plan.asy ».

Y apparaissent les entrées électriques **HP+** et **HP-**

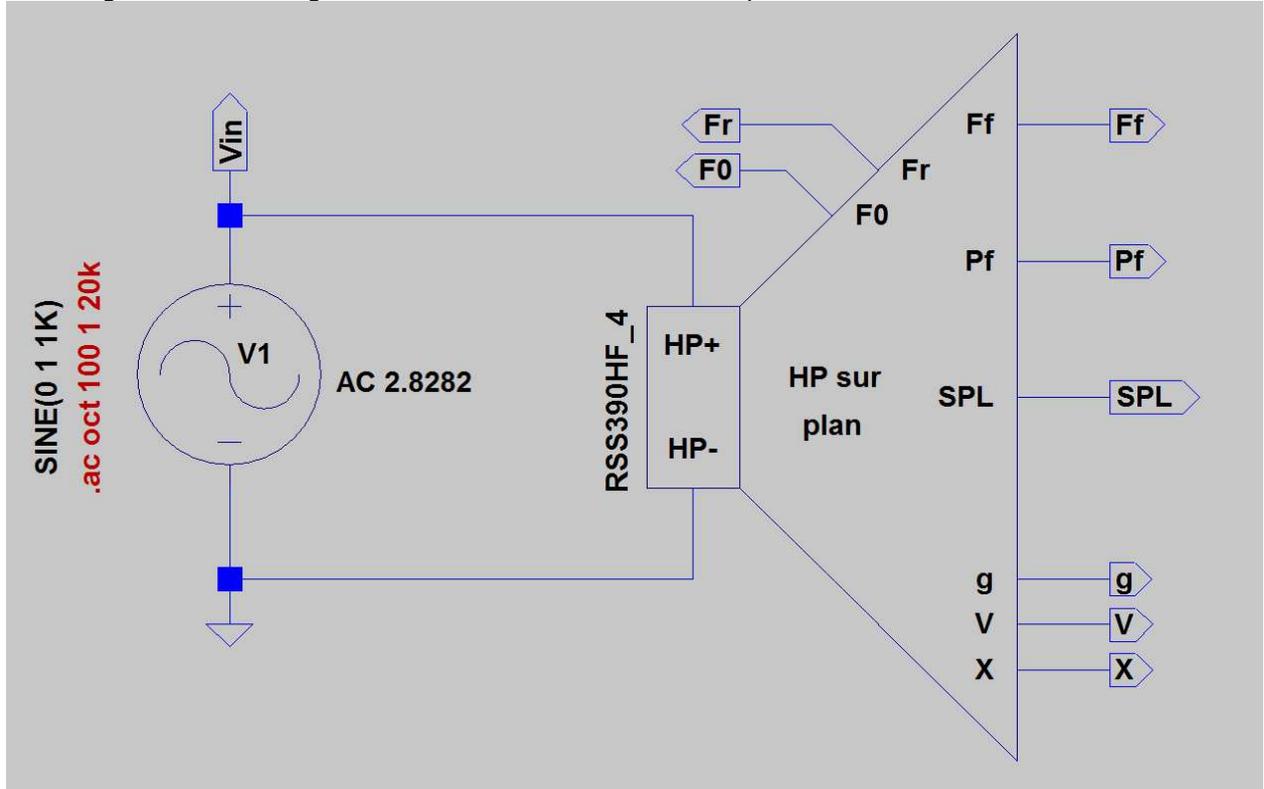
et les sorties permettant d'apprécier

- La force **F0** délivrée par la bobine
- La force frontale **Ff** exercée sur le milieu,
- La force arrière **Fr** dont la magnitude est égale à **Ff** mais de phase opposée.

- La pression frontale **Pf** en pascals
- Le niveau **SPL** en dB
- Le déplacement **X** en mm
- La vitesse **V** de déplacement du diaphragme en m/s
- L'accélération **g** en  $G = 9,81\text{m/s}^2$

Entrées et sorties sont le reflet fidèle des labels du schéma bloc.

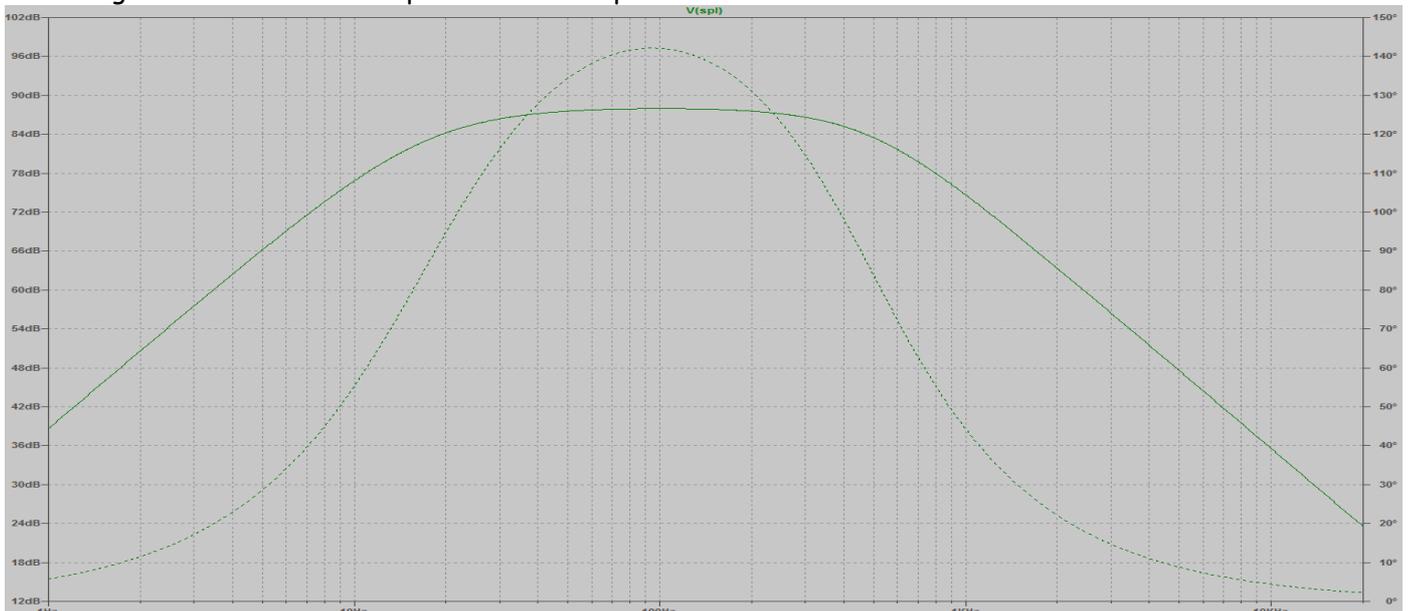
Associé à un générateur de signal ,le schéma de simulation du Dayton RSS390HF-4 est:



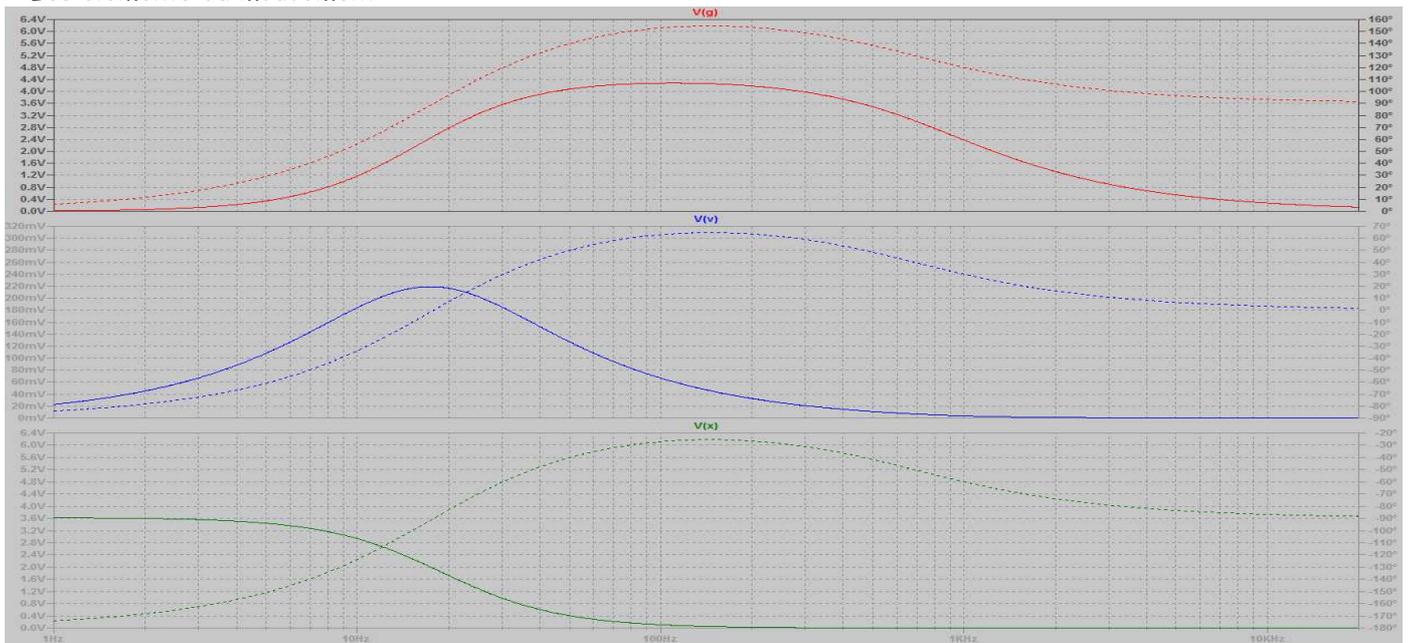
LTSpice travaille sur la base des valeurs crêtes. La valeur de la tension du générateur et communiquée à LTSPice doit être de ce type. Autrement dit, la valeur efficace habituellement appliquée multipliée par 1,4142 (Racine de 2). Pour ce HP dont l'impédance nominale est de  $4\Omega$  , il est donc nécessaire d'appliquer une tension AC de  $2 \times 1,4142 = 2,8284\text{v}$ .

La simulation terminée, l'interface graphique, permet d'afficher:

- Le diagramme de Bode du HP placé sur baffle plan infini



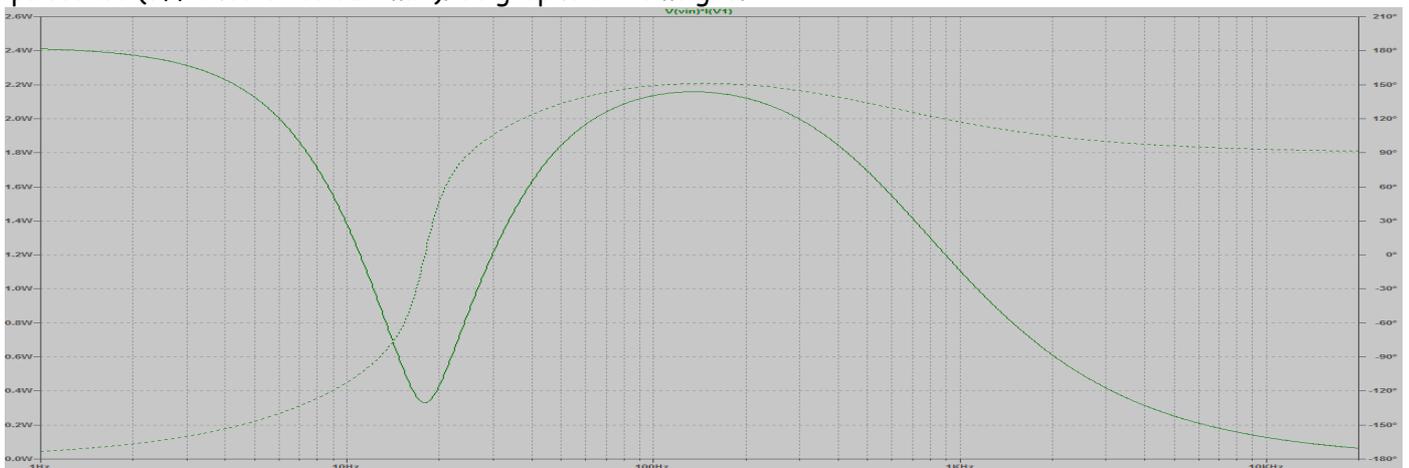
## - Les éléments du mouvement



qui sont, en partant du bas,

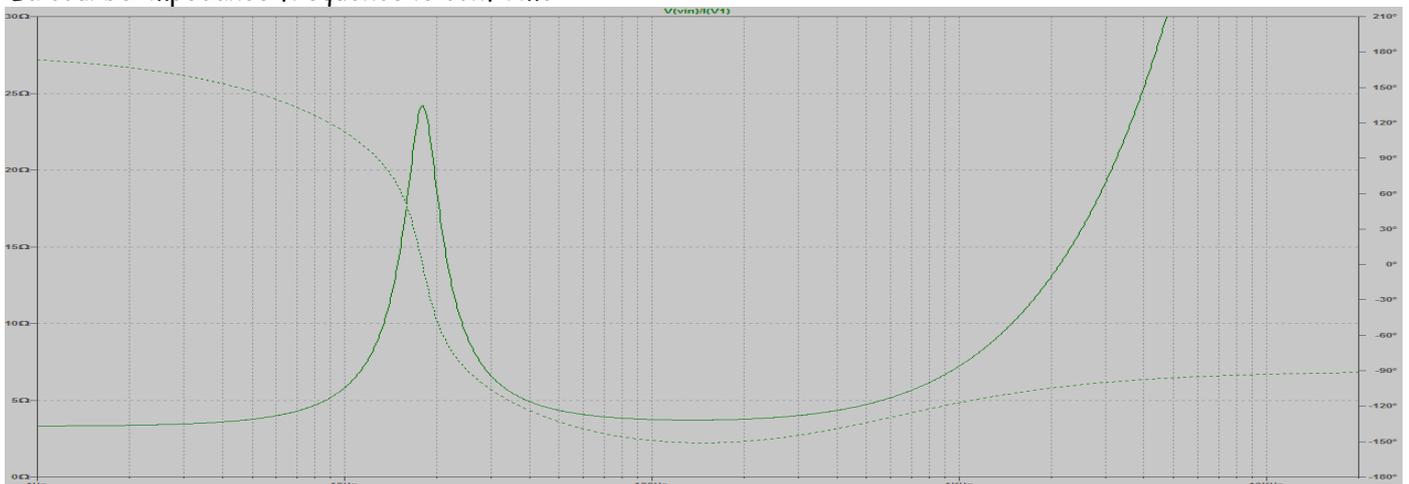
- ♦ Le déplacement du diaphragme (courbe verte) dans laquelle en ordonnée  $1v = 1mm$ ,
- ♦ la vitesse (courbe bleue) pour laquelle  $1v=1m/s$
- ♦ l'accélération pour laquelle à  $1v$  en ordonnée correspond  $1G$  ( $9,81m/s/s$ )

La tension appliquée est invariable sur la bande de fréquence considérée. Il n'en est pas de même de la puissance (affichée en valeur max). Ce graphe en témoigne.



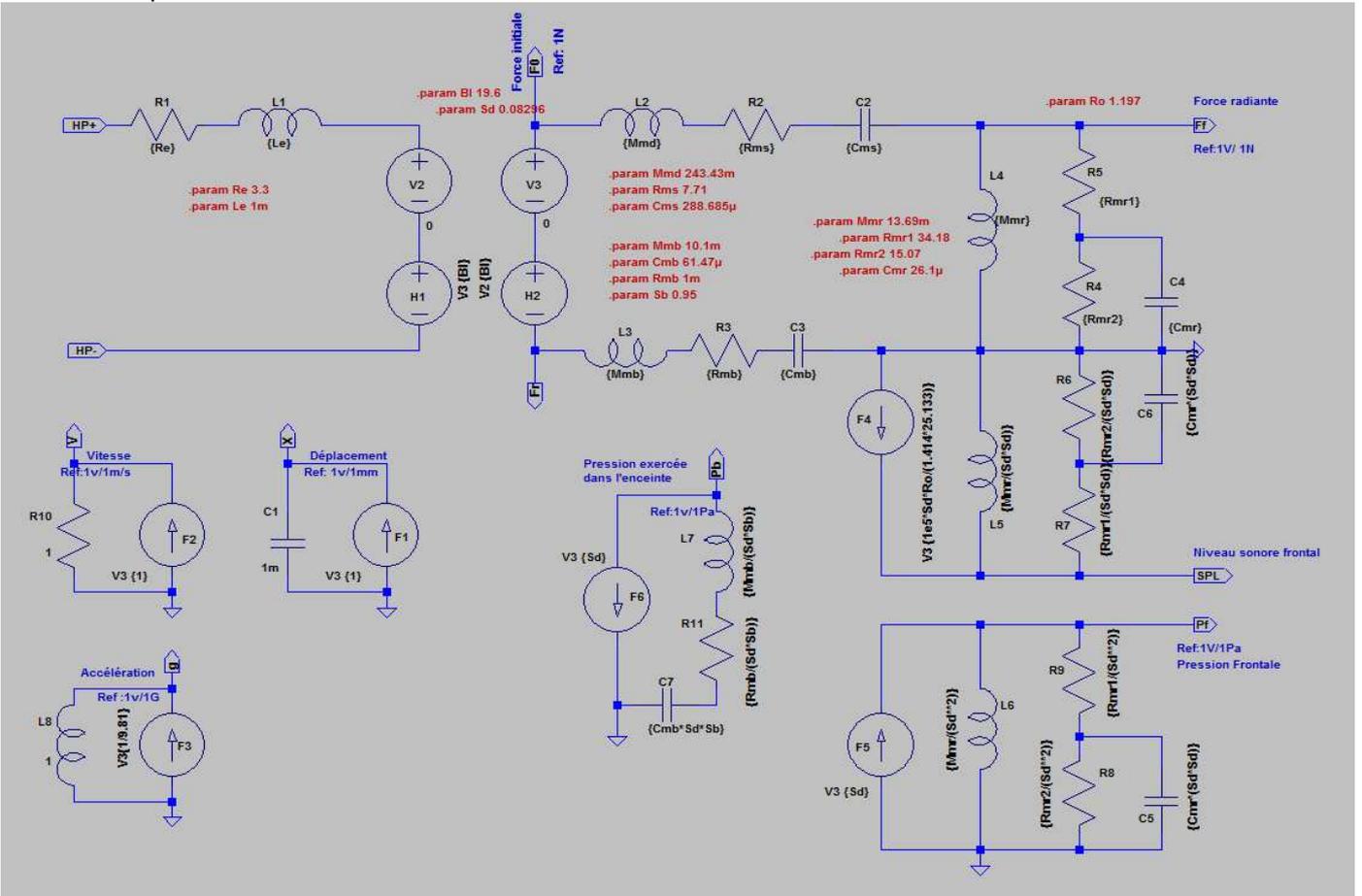
Le minimum de puissance aux fréquences basses se situe à la fréquence de résonance  $F_s=18Hz$  du HP

La courbe impédance fréquence le confirme

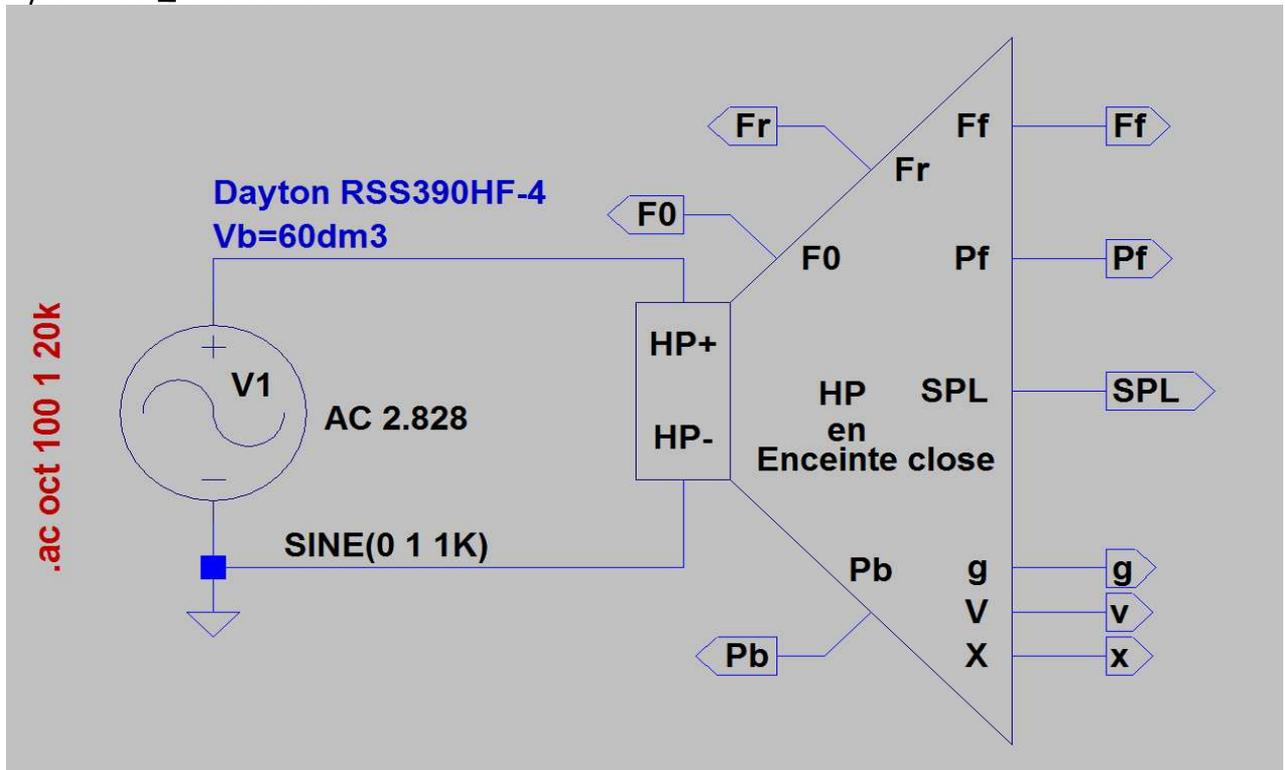


## ⑥② - Simulation d'un HP à membrane dans une enceinte close

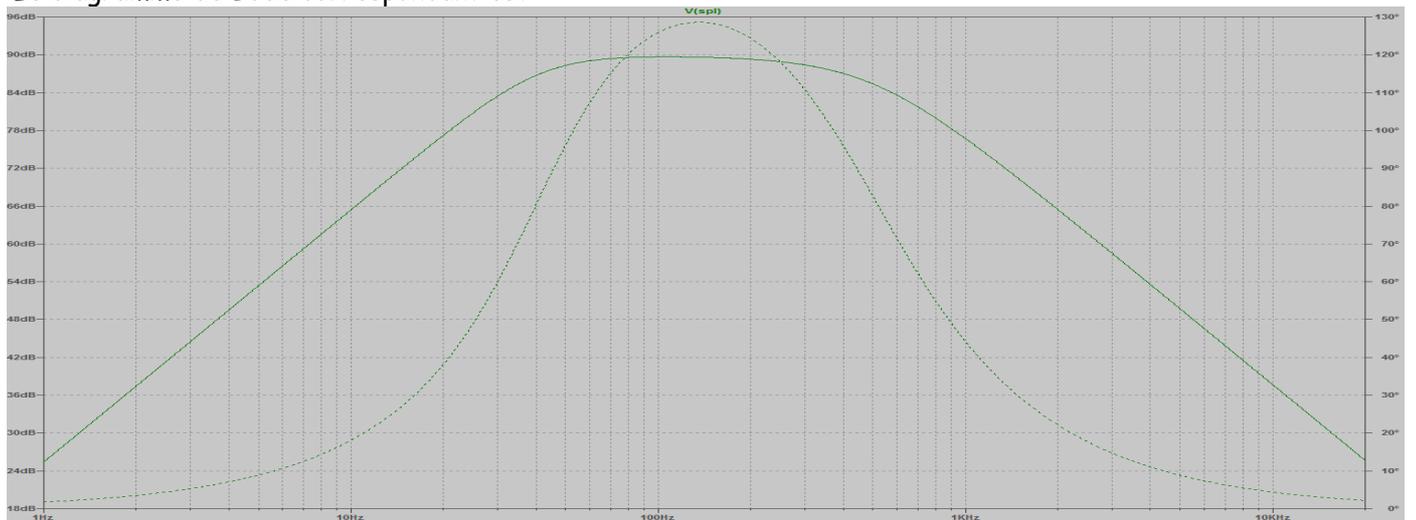
Il lui correspond le schéma bloc de base « HP+Clos.asc »,



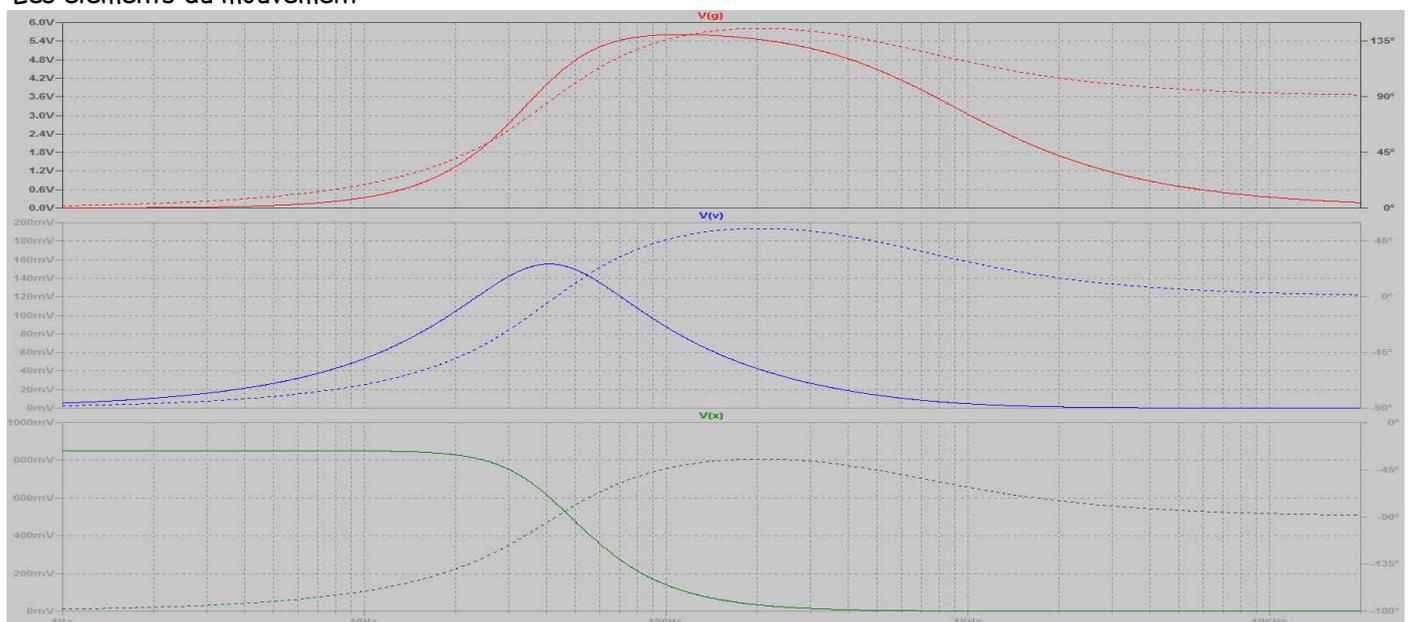
et son symbole « HP+Clos.asy» qui associé à un générateur de tension de 2.828v crête donne le schéma d'analyse « Test\_HP+Clos » suivant:



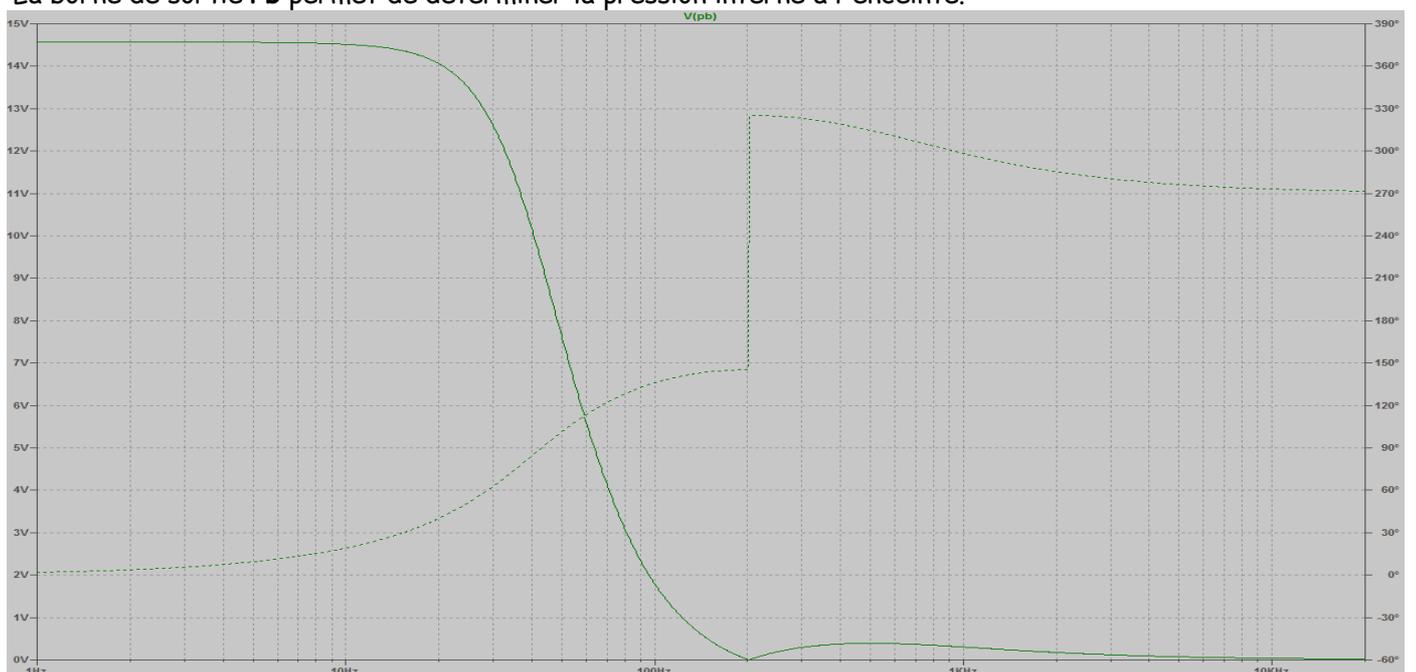
Le diagramme de Bode correspondant est:



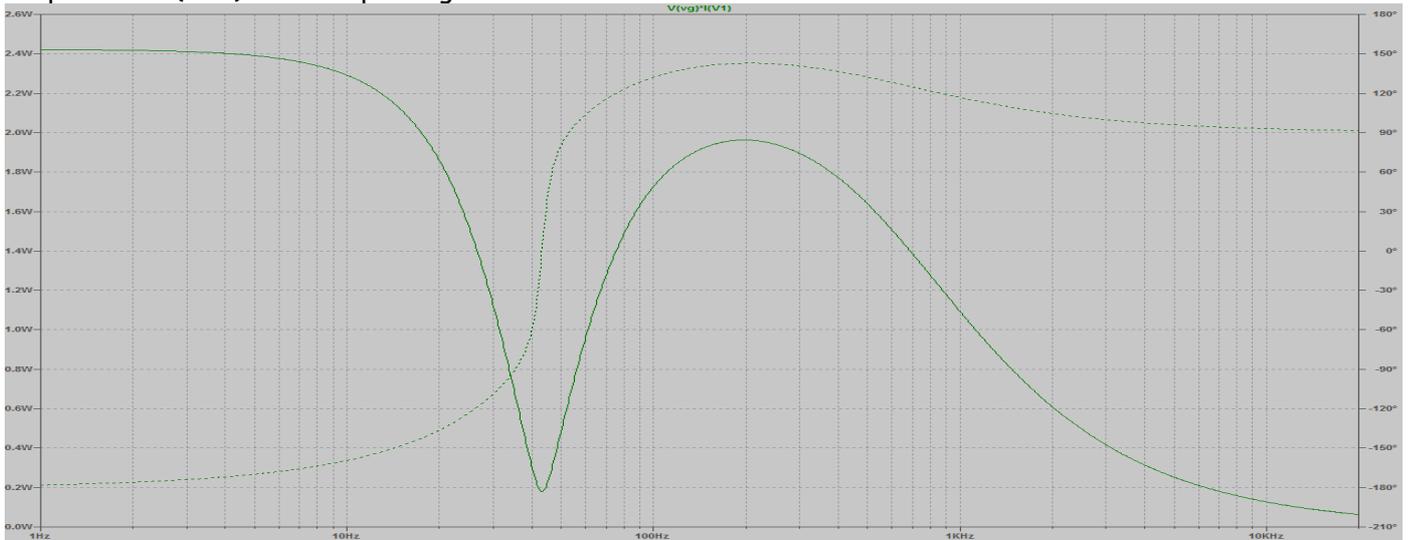
Les éléments du mouvement



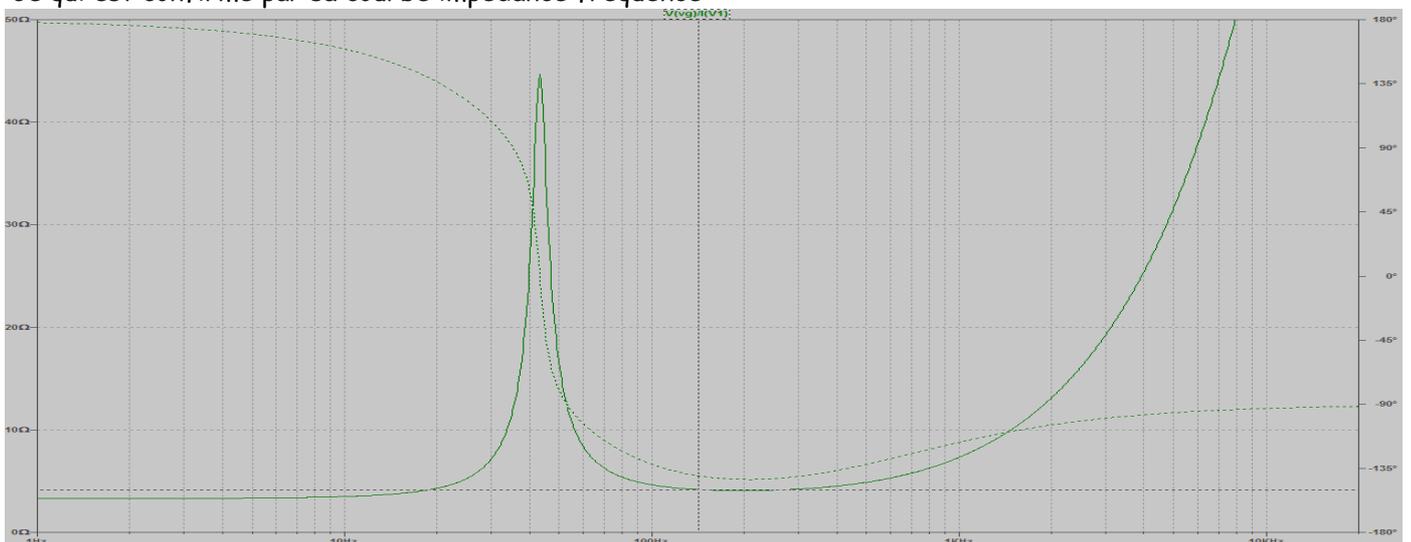
La borne de sortie Pb permet de déterminer la pression interne à l'enceinte.



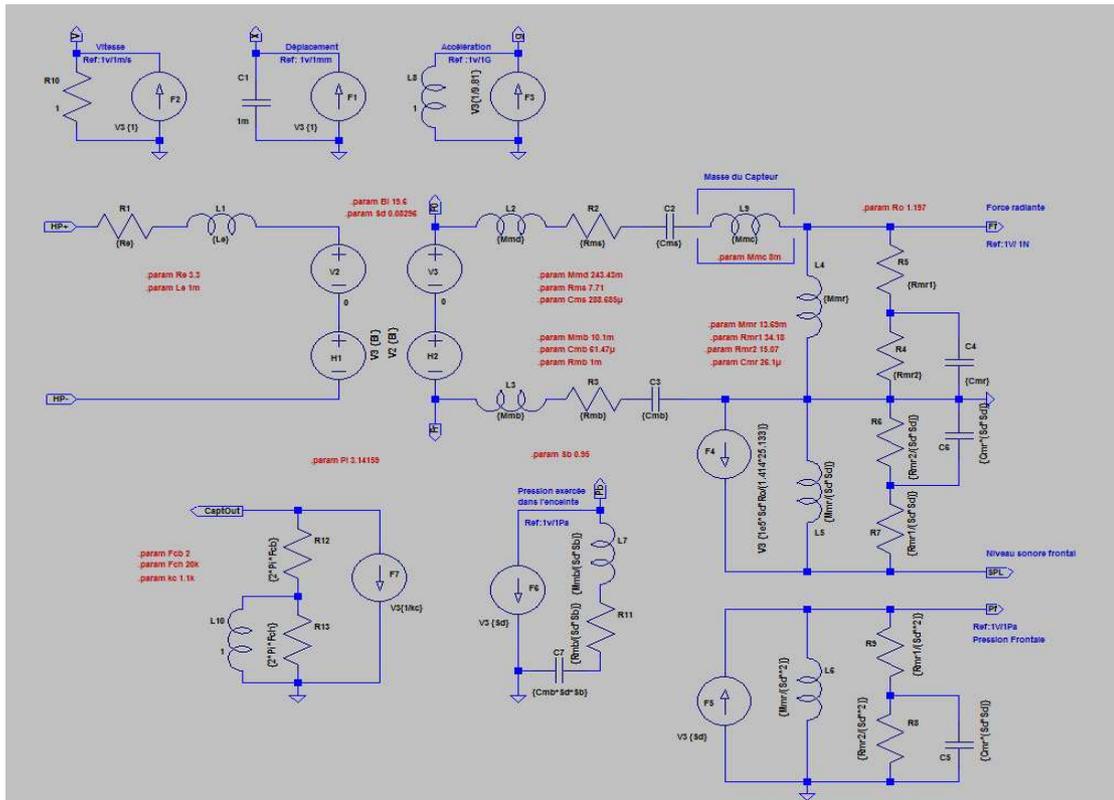
Elle atteint 14,5 Pa aux fréquences très basses et est quasi nulle à 200Hz.  
La puissance (max) délivrée par le générateur



est, aux fréquences basses, minimale à 43,4Hz, la fréquence d'accord du HP et de son enceinte  
Ce qui est confirmé par sa courbe impédance fréquence



**⑥③ - Simulation d'un HP à membrane équipé d'un accéléromètre, dans une enceinte close:** Son schéma bloc «HP+Clos+Accelero.asc» est :



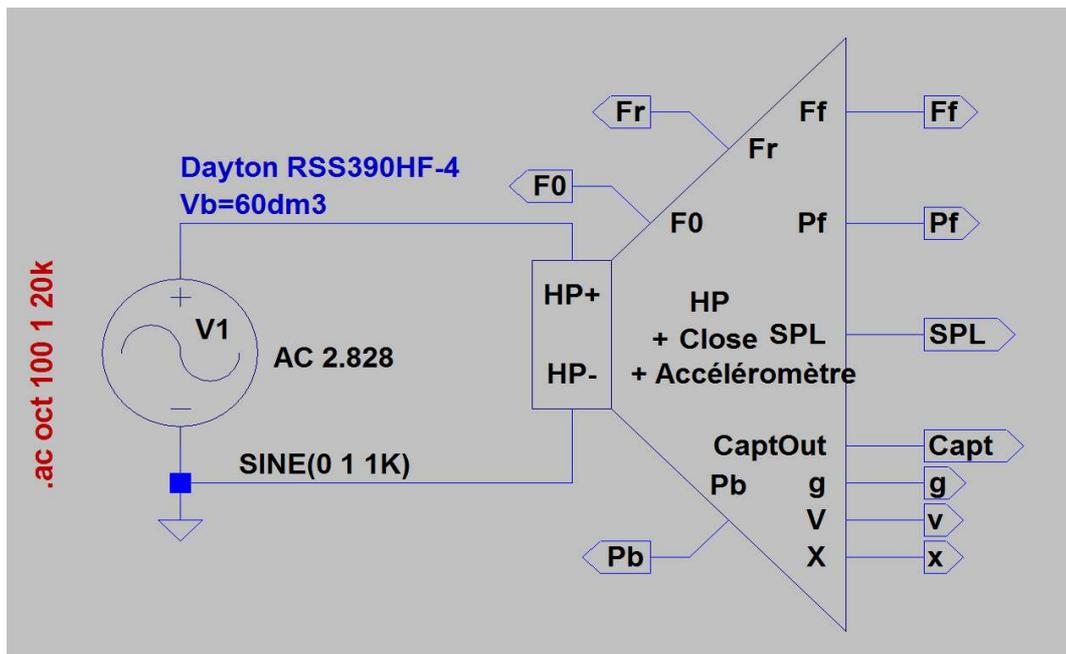
Vis à vis du HP dans l'enceinte close, il a été ajouté,

- une masse **Mmc** (**M**asse **m**écanique du **c**apteur), dans le circuit mécanique du HP.
- Un convertisseur délivrant la tension **CaptOut**, image de ce que délivre le capteur.

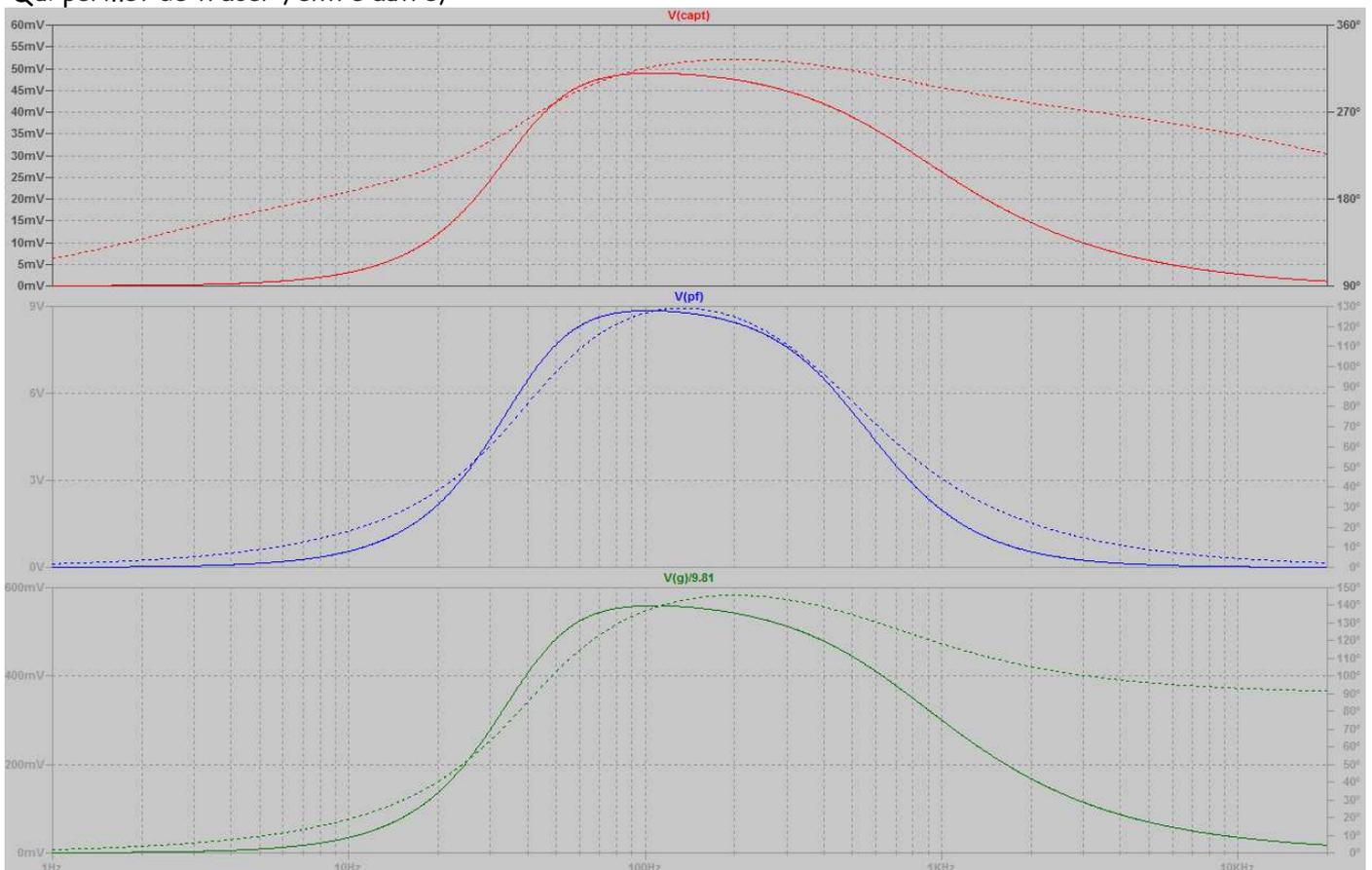
Les données le concernant sont celles de l'ACH-O1 soient.

- $Mmc=8$  grammes, valeur à majorer pour tenir compte de la masse du câble de liaison
- $kc$ , un coefficient inverse assurant que le facteur de conversion est de  $9mV/g$
- Les fréquences de coupures: basse  $Fcb$  (Fréquence capteur basse) =  $2Hz$  et, haute  $Fch$  (Fréquence capteur haute) =  $20kHz$ .

Son symbole «HP+Clos+Accelero.asy» associé à un générateur de signal donne le schéma « Test\_HP+Clos+Accelero .asc»



Qui permet de tracer , entre autre,

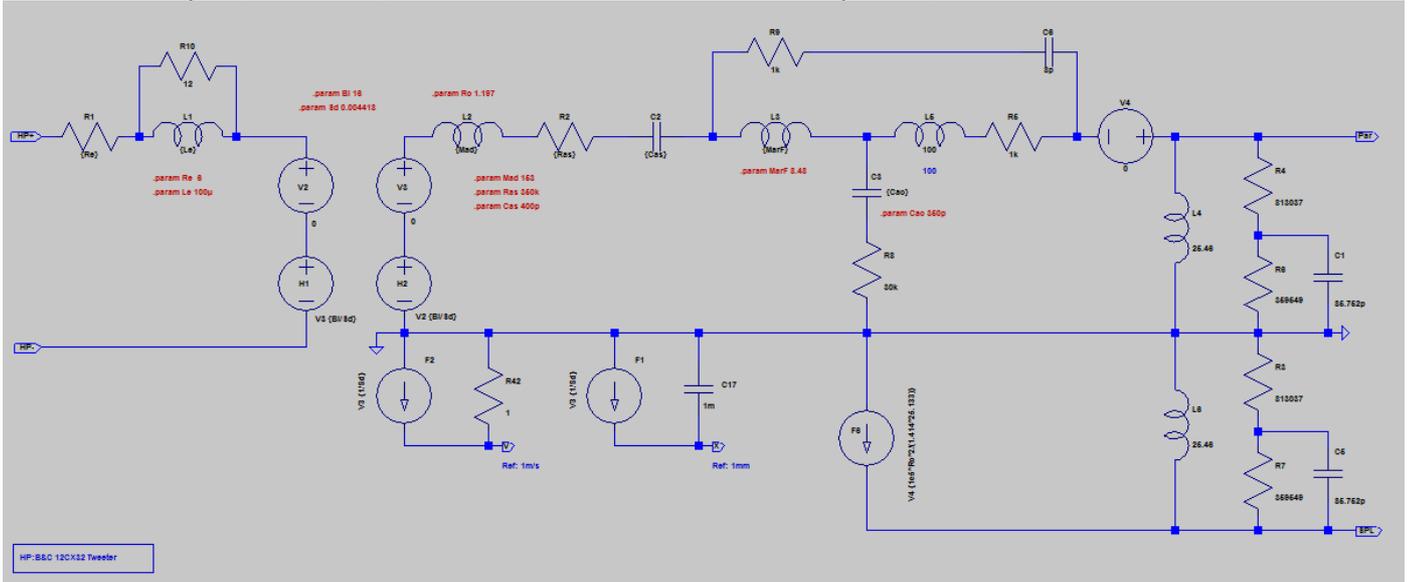


les courbes d'accélération de la membrane (en vert), de la pression frontale exercée sur le milieu ( en bleu) et la tension de sortie du capteur(en rouge). Il apparaît une différence entre les courbes de la pression exercée au milieu et la tension de sortie du capteur. Elle est principalement due à ce que l'impédance de rayonnement ne soit pas une masse pure.

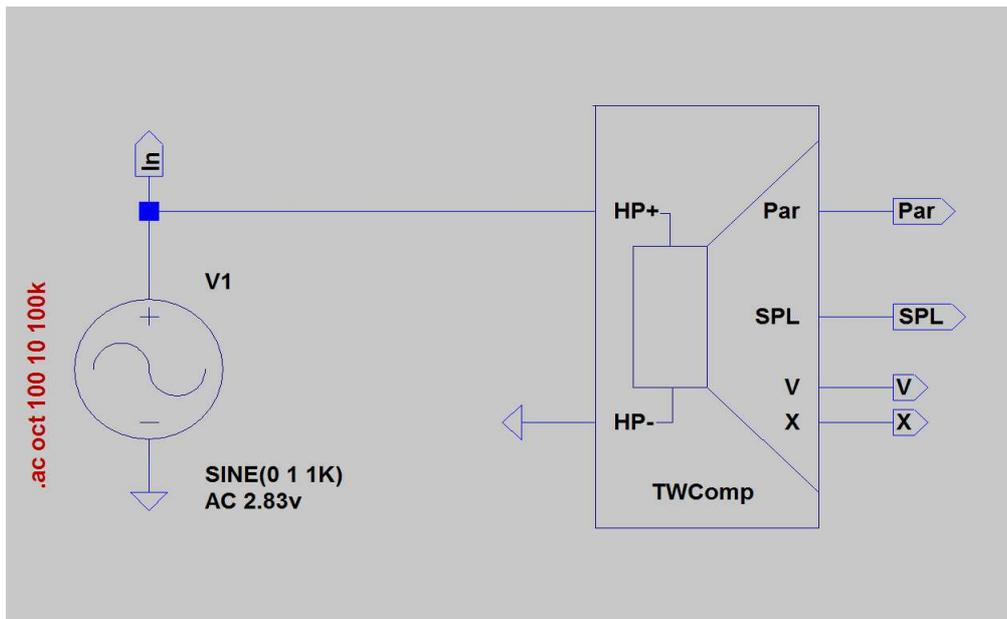
### ⑥③- Simulation du Tweeter du B&C

Il est pourvu d'une chambre de compression et d'une amorce de pavillon. La documentation n'est pas très généreuse, mais fort heureusement, les courbes de réponse et impédance fréquence aident avec beaucoup de

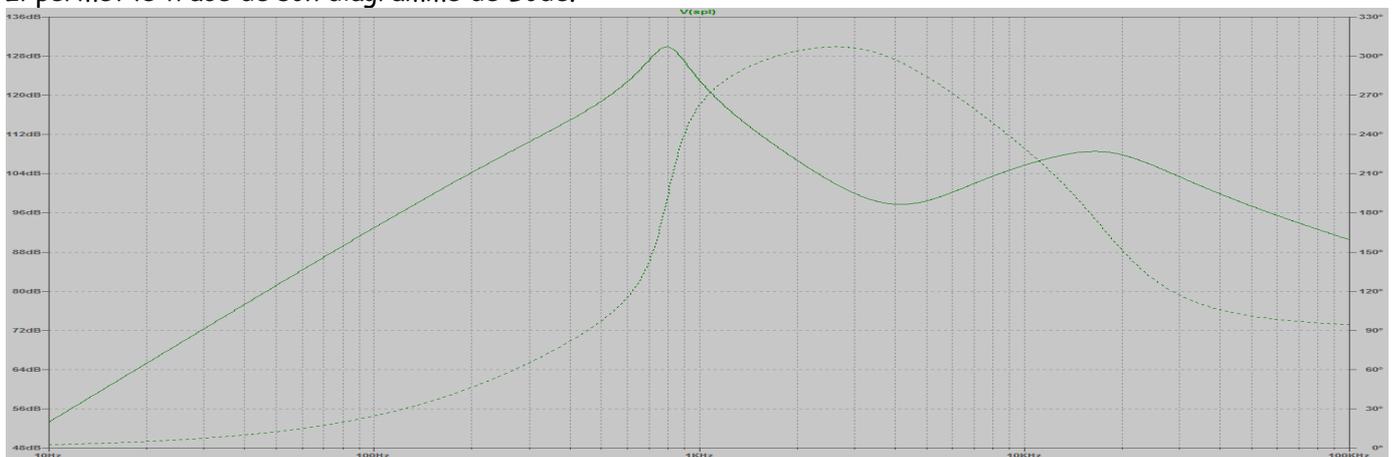
patience, à approcher les éléments du modèle. La courbe de réponse est donnée le HP précédé d'un filtre. Le modèle adopté (sans filtre), et contenu dans le fichier « Twcomp.asc », est le suivant



Son schéma de test dans lequel apparait son symbole « TWComp.asy » et contenu dans le fichier « Test-TCC.asc »

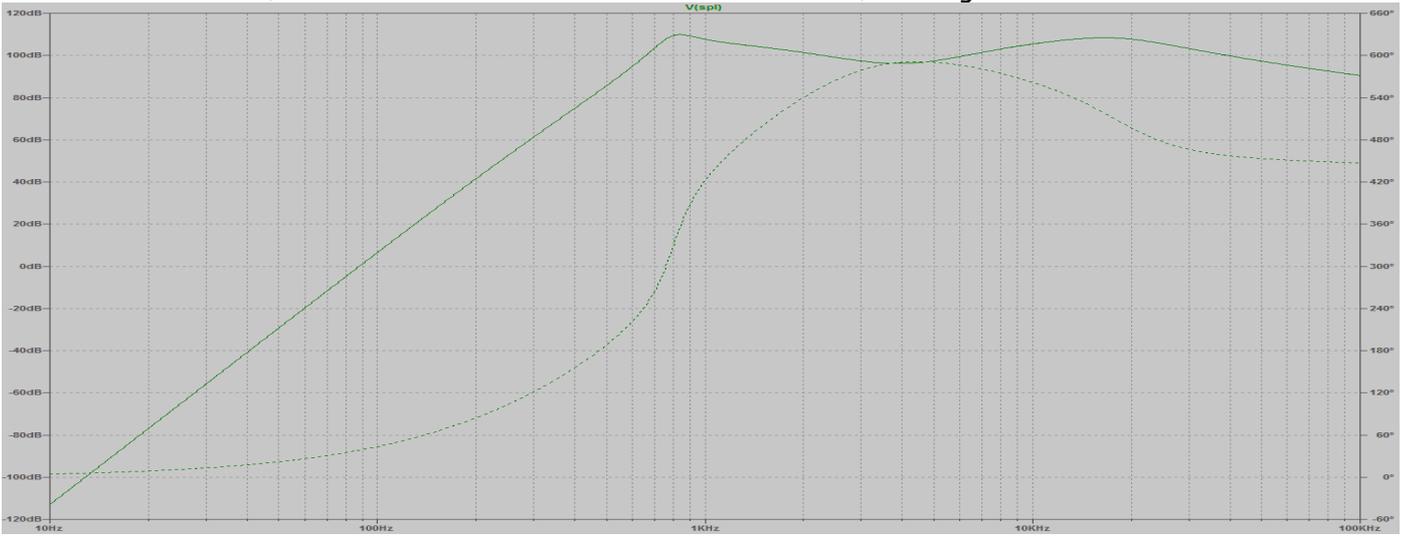


Il permet le tracé de son diagramme de Bode.



Qui montre la nécessité du filtrage préalable à 1,2kHz effectué par le constructeur.

Filtré sommairement, sans connaissance du filtre initialement utilisé, son diagramme de Bode devient.



# Deuxième partie

Le module d'amplification

et

d'asservissements

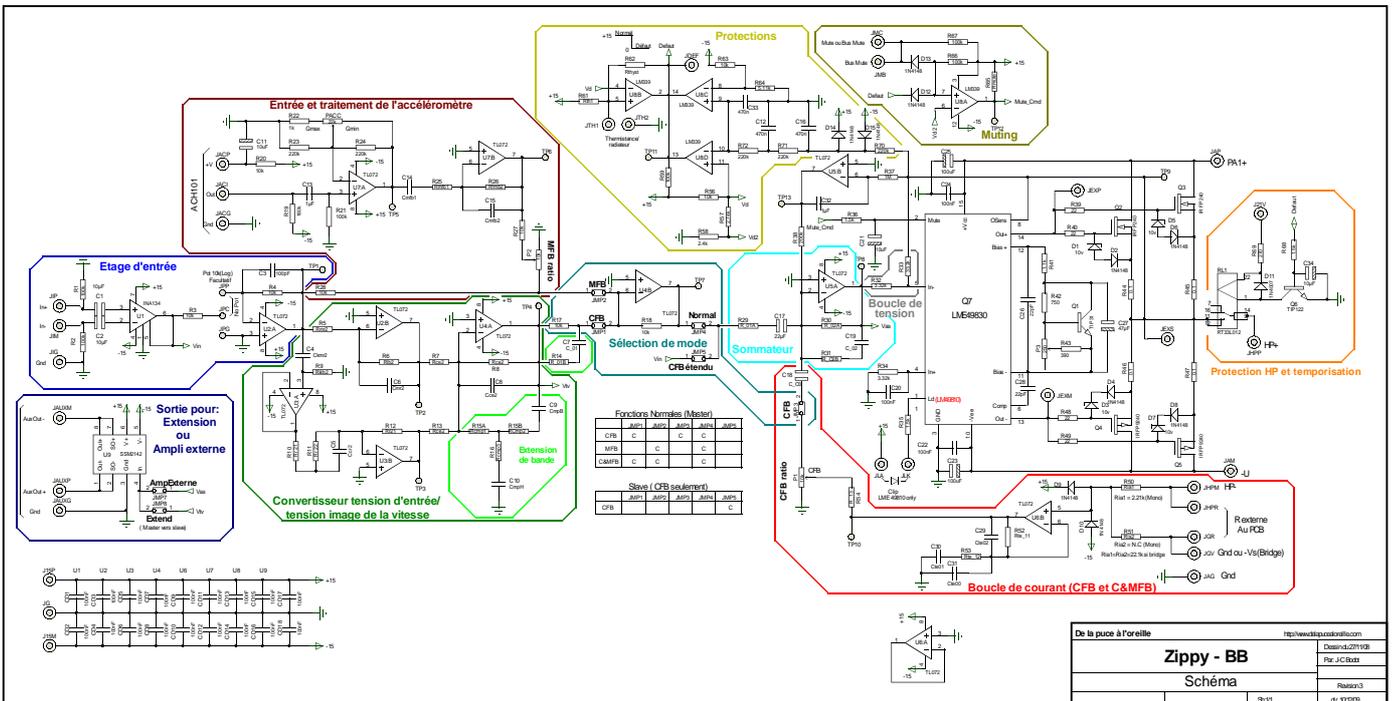
# 1 - La carte amplificatrice et de traitement

Elle a été conçue dans le but de permettre à chacun, de l'adapter à ses besoins.

Elle est pourvue:

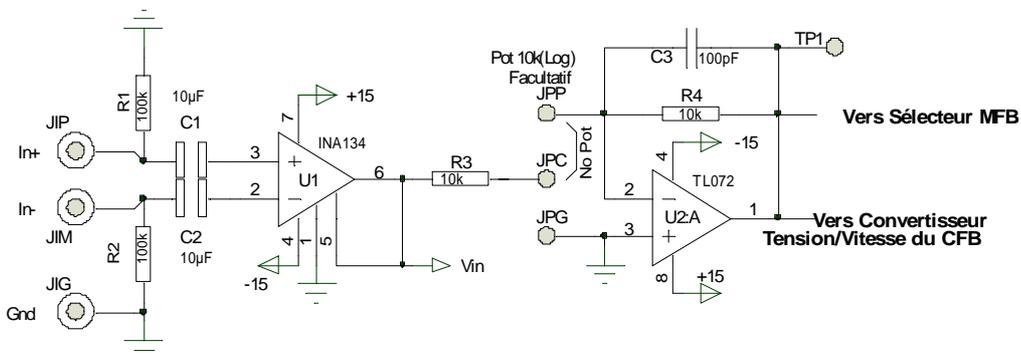
- d'un étage d'entrée symétrique de la modulation
- d'un étage d'entrée de de prétraitement du signal issue d'un accéléromètre type ACH101 (pour MFB et C&MFB)
- d'un étage de conversion de la tension issue de l'étage d'entrée (pour CFB seulement)
- d'un circuit sélecteur de mode d'asservissement inverseur
- d'un circuit d'adaptation à la boucle positive de courant(pour CFB et C&MFB)
- d'un sommateur faisant également fonction de PID, (pour CFB, MFB et C&MFB)
- d'un amplificateurs ,(pour CFB, MFB et C&MFB)
- d'un circuit de protection ( inutile si ampli inutilisé) du HP
- d'un étage de sortie symétrique autorisant l'extension ( j'y reviendrais) ou la sortie du signal issu du sommateur . Pour une amplification externe au module. (CFB, MFB et C&MFB)

Il correspond au schéma :



Il est agrandi dans l'annexe:A de ce chapitre

## 1 1 L'étage d'entrée (U1,U2:A)



Le signal d'entrée symétrique est appliqué en JIP (J Input Plus), JIM( J Input Moins) et le blindage du câble de transport du signal en JIG (J Input Ground).

C'est un INA134 qui dé symétrise le signal pour l'appliquer via R3 sur le curseur d'un potentiomètre de niveau

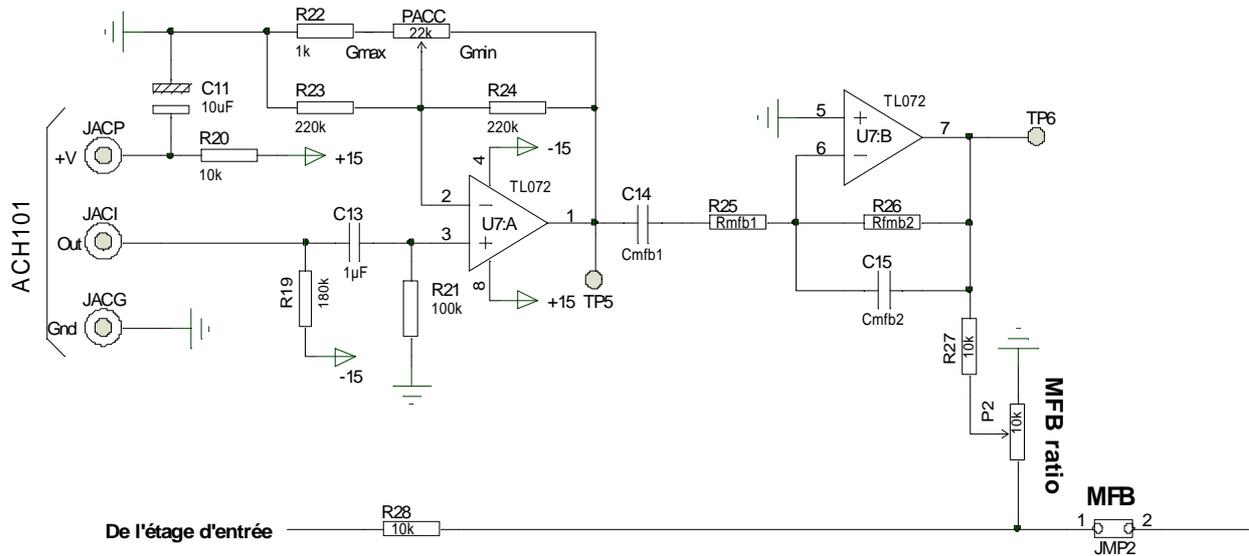
au point JPC (J Pot. Curseur). Non, non , il n'y a pas d'erreur un montage de ce type, peu habituel fonctionne très bien. Même Nagra l'utilise.

Alors que le point froid du potentiomètre est relié au point JPG (J Pot. Ground) , son point chaud est appliqué au point JPP (J Pot.Plus) relié à l'entrée inverseuse (pin 2) de U2:A qui se comporte comme un inverseur.

Lorsque le curseur du potentiomètre est en bout de course coté JPP, le gain de l'étage est  $R4/R3 = 1$  sur le schéma. Rien n'exclut une modification de ces valeurs afin de le modifier.

**Remarque:** Si le potentiomètre de réglage de niveau n'est pas nécessaire, strappez entre JPC et JPP

## ①② L'étage d'entrée de l'accéléromètre et le prétraitement (U7:A et U7:B)



La borne positive de l'accéléromètre ACH101 est connecté en JACP (J Accéléromètre Plus) alimentée via R20 et découplée grâce à C11 . ( condensateur polarisé, respecter la polarité)

Sa référence de tension (la terre) est reliée en JACG (J Accéléromètre Ground)

Sa sortie à l'entrée JACI (J Accéléromètre Input) puis à U7:A via le filtre passe haut constitué de C13 et R21.

Sa fréquence de coupure est de 1.6Hz. Son rôle est donc de bloquer toute composante continue risquant de perturber le fonctionnement du pré ampli U7:A. Le gain de ce dernier est variable grace à PACC. Les valeurs ont été choisies pour que les gains  $G_{min}=1$  et  $G_{max}=24$  . Sur le schéma apparaissent les position du curseur de PACC pour chacun de ces gains. Les résistances R23 et R24 assurent qu'en cas de défaut du contact du curseur sur la piste de PACC, le gain soit limité à 3.

L'étage suivant réalisé autour de U7:B est destiné à corriger le signal de l'accéléromètre.

Il est passe haut du premier ordre (6dB/octave) via C14 et R25 dont la fréquence de coupure (à -3dB) est pour suivre les valeurs apposées sur le schéma  $F_{phac}=1/(2.Pi.Cmb1.Rmb1)$ . Il est aussi passe bas du premier ordre par R26 et C15, dont la fréquence de coupure est  $F_{pbac}=1/(2.Pi.Cmb1.Rmb1)$  . Sans oublier qu'il est atténuateur ou amplificateur dans le rapport R26/R25. A noter que cet étage est fondamentalement inverseur. L'issue de ce signal sera traité avec le sélecteur de mode.

## ①③ L'étage de conversion

Cet étage ne concerne que le mode CFB. Il est inutilisé dans le mode hybride (CFB + MFB soit C&MFB)

### ①③① Son rôle:

Comme nous le verrons par la suite, l'étage de puissance, bouclé par son réseau de contre réaction de tension et le réseau de réaction de courant est un convertisseur tension / vitesse.

Pour mieux coller à l'acoustique, il est tout à fait réaliste d'affirmer que c'est un convertisseur tension /flux de vitesse .

### ①③② Un peu de théorie (âmes insensibles, passez vite au ③⑤)

Le flux de vitesse  $\Phi_v$  de la membrane est le produit de sa vitesse  $v$  sa surface radiante  $S_d$  .

Cela peut être traduit par la formule idéale  $\Phi_v = v \cdot S_d = K_A \cdot U_{eamp} / R_{eamp}$   $K_A$  étant le gain de l'asservissement et  $U_{eamp}$  la tension appliquée à l'entrée. Le rapport  $U_{eamp} / R_{eamp}$ , qui exprime un courant  $I_{eamp}$ , montre que le convertisseur effectue une conversion courant  $\rightarrow$  flux de vitesse.  $\Phi_v = v \cdot S_d = K_A \cdot I_{eamp}$  et que  $R_{eamp}$  est chargée de la conversion tension courant.

$K_A$  et  $R_{eamp}$  sont constants. Ainsi, le flux de vitesse est, dans les limites fréquentielles du procédé, à l'image de la consigne  $U_{eamp}$ , et réciproquement

Ce système étant performant, il est nécessaire de placer un étage capable de réaliser la conversion entre la tension d'entrée, image de la pression à reproduire et  $U_{eamp}$  image du flux de vitesse.

La pression acoustique rayonnée  $P_{ar}$  est le produit du flux de vitesse  $\Phi_v$  par l'impédance (complexe) de rayonnement  $Z_{ar}$  du HP.

De ce qui précède on peut écrire que  $P_{ar} = \Phi_v \cdot Z_{ar} = v \cdot S_d \cdot Z_{ar} = K_A \cdot U_{eamp} \cdot Z_{ar} / R_{eamp}$

Ce qui signifie qu'il est nécessaire de faire précéder l'étage bouclé par un étage tenant compte de l'impédance de rayonnement. Si sa tension d'entrée est  $U_e$  cela implique que  $U_{eamp} \cdot Z_{ar} / R_{eamp} = U_e$

Ce qui amène à la fonction de transfert du convertisseur.

Elle est définie comme étant le rapport de sa tension de sortie ( Celle appliquée à l'entrée de l'ampli bouclé)  $U_{eamp}$  sur la tension appliquée à l'entrée soit  $U_e \Rightarrow U_{eamp} / U_e = R_{eamp} / Z_{ar}$

Toute impédance complexe peut être écrite sous la forme  $Z = R + j X$ .  $R$  est la partie réelle de l'impédance ( c'est une résistance pure) et  $X$  est la partie réactive ( cause de la présence d'inductance ou de capacitance ou des deux) c'est la réactance.  $j = \text{Racine de } -1$  est un nombre dit imaginaire dans la mesure ou cette opération n'est pas réalisable. Donc  $Z_{ar} = R_{ar} + j \cdot X_{ar} = R_{ar} (1 + j \cdot (X_{ar} / R_{ar}))$

Le transfert de l'étage devient donc  $U_{eamp} / U_e = R_{eamp} / [R_{ar} (1 + j \cdot (X_{ar} / R_{ar}))]$  ce qui paraît compliquer les choses.

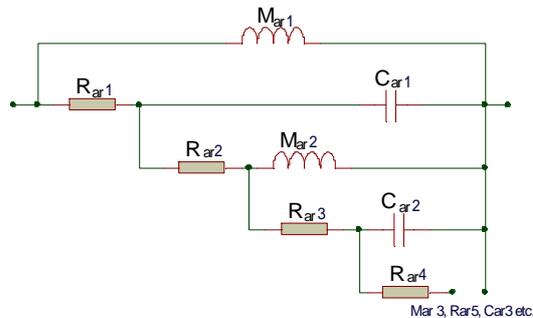
Tout se simplifie et surtout se motive si l'on pose  $R_{eamp} = K_r \cdot R_{ar}$

Tous calculs faits la fonction de transfert de l'étage est  $U_{eamp} / U_e = K_r \cdot R_{ar} / Z_{ar} = K_r \cdot R_{ar} \cdot Y_{ar} = K_r \cdot Y_{ar} / G_{ar}$

$Y_{ar}$  est l'admittance de rayonnement et,  $G_{ar}$  sa partie réelle représentant la conductance acoustique de rayonnement

### ①③③ L'impédance de rayonnement acoustique d'un HP à membrane vibrante (théorique aussi)

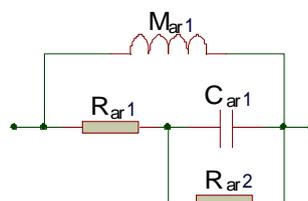
Dans toute sa splendeur, elle peut être représentée ainsi.



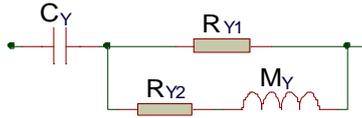
Elle a une infinité de

- Masses acoustiques  $M_{ar1,2, \dots}$
- Résistances acoustiques  $R_{ar1,2,3,4, \dots}$  et de
- Compliances acoustiques  $C_{ar1,2, \dots}$

Elle est pratiquement irréalisable. Dans la pratique, il s'avère que sa réduction à ce schéma est suffisamment approchée pour assurer de bons résultats.



Il lui correspond un réseau équivalent à son admittance



Pour évaluer l'impédance de rayonnement, il est plus pratique de passer par son inverse. Ce qui revient à calculer son admittance. Inutile donc d'identifier les éléments du second schéma.

En posant:

- $R_{ars} = R_{ar1} + R_{ar2}$ , la somme des deux résistances de rayonnement, et
- $R_{ar//} = R_{ar1} \cdot R_{ar2} / (R_{ar1} + R_{ar2}) = R_{ar1} \cdot R_{ar2} / R_{ars}$ , la résistance équivalente aux deux résistances en parallèle.
- $p = j \cdot \omega$  pour simplifier l'écriture

L'admittance de rayonnement s'écrit:

$$Y_{ar} = (1/p \cdot M_{ar}) + [(1 + C_{ar} \cdot R_{ar2}) / (R_{ars} \cdot (1 + C_{ar} \cdot R_{ar//}))] = (1/R_{ars}) \cdot ((R_{ars}/p \cdot M_{ar}) + [(1 + p \cdot C_{ar} \cdot R_{ar2}) / (1 + p \cdot C_{ar} \cdot R_{ar//})])$$

De plus la fréquence de coupure acoustique d'un HP correspond à une longueur d'onde égale à la circonférence radiante du HP. Ce qui se traduit par  $F_{ac} = c/\pi \cdot D_d$ , dans laquelle:

- $c$  est la célérité sonore et
- $D_d = 2 \cdot (S_d/\pi)^{1/2}$  le diamètre radiant du HP. La puissance  $\frac{1}{2}$  revient à extraire la racine carrée du rapport  $S_d/\pi$ . Cette extraction revient du reste à calculer le rayon  $R_d$  radiant du HP.

À toute fréquence caractéristique correspond une pulsation, dans ce cas  $\omega_{ac} = 2 \cdot \pi \cdot F_{ac}$ , elle même inverse d'une constante de temps. Ainsi  $\tau_a = 1/\omega_{ac} = 1/2 \cdot \pi \cdot F_{ac} = R_d/c$

**La constante de temps acoustique du HP est donc le rapport entre son rayon radiant et la célérité sonore.**

Il s'avère que l'établissement de la fonction de transfert de notre convertisseur utilise cette constante de temps.

- $\tau_{Ma} = M_{ar}/R_{ars} = 0.589 \tau_a$
- $\tau_{Ca1} = C_{ar} \cdot R_{ar2} = 0.83349 \tau_a$
- En convenant que  $k_{ar} = R_{ar1}/R_{as} = 0.694$
- $\tau_{Ca2} = C_{ar} \cdot R_{ar//} = \tau_{Ca1} \cdot k_{ar} = 0.57844 \tau_a$

L'expression de l'admittance utilisant ces constantes de temps est :

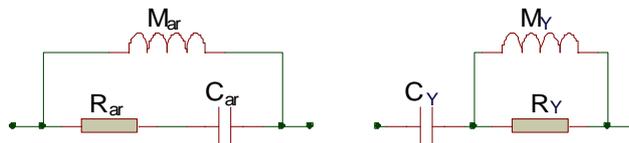
$$Y_{ar} = (1/R_{ars}) \cdot ((1/p \cdot \tau_{Ma}) + [(1 + p \cdot \tau_{Ca1}) / (1 + p \cdot \tau_{Ca2})])$$

La fonction de transfert de cet étage, déjà définie  $U_{eamp}/U_e = K_r \cdot R_{ar}/Z_{ar} = K_r \cdot R_{ar} \cdot Y_{ar} = K_r \cdot Y_{ar}/G_{ar}$

est donc:  $U_{eamp}/U_e = K_r \cdot ((1/p \cdot \tau_{Ma}) + [(1 + p \cdot \tau_{Ca1}) / (1 + p \cdot \tau_{Ca2})])$  en imposant que  $G_{ar} = 1/R_{ars}$  ce qui implique  $R_{eamp} = K_r \cdot R_{ars}$

### ①③④ L'impédance de rayonnement acoustique d'un HP à dôme

Son schéma équivalent (à gauche) et le circuit correspondant à son admittance (à droite) sont:



Son admittance est  $Y_{ar} = (1/R_{ar}) \cdot [(R_{ar}/p \cdot M_{ar}) + (p \cdot C_{ar} \cdot R_{ar} / (1 + p \cdot C_{ar} \cdot R_{ar}))]$

Comme précédemment sa fréquence de coupure acoustique implique une constante de temps  $\tau_a = R_d/c$

Les deux constantes de temps de rayonnement

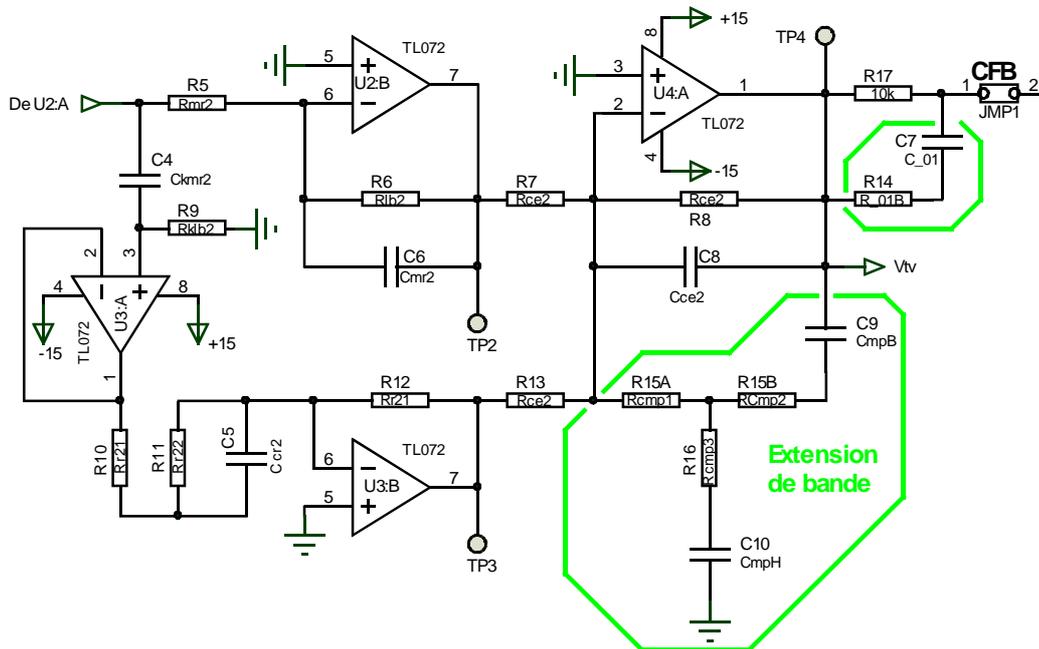
- $\tau_{Ma} = M_{ar}/R_{ar} = 0.5 \tau_a$  et,
- $\tau_{Ca} = C_{ar} \cdot R_{ar} = \tau_a$

ce qui traduit l'admittance à:  $Y_{ar} = (1/R_{ar}) \cdot [(1/p \cdot \tau_{Ma}) + (p \cdot \tau_{Ca} / (1 + p \cdot \tau_{Ca}))]$

Si  $R_{eamp} = K_r \cdot R_{ar} \Leftrightarrow K_r = R_{eamp} / R_{ar}$  la fonction de transfert de l'étage convertisseur est:

$$U_{eamp}/U_e = K_r \cdot \left( \frac{1}{p \cdot \tau_{Ma}} + (p \cdot \tau_{Ca} / (1 + p \cdot \tau_{Ca})) \right)$$

### ①③⑤ Retour au schéma



Tous les calculs concernant cet étage apparaissent sur la feuille de calculs type Excel

Autour de U2:B, R5 et C6 remplissent la fonction d'intégrateur  $(1/p \cdot \tau_{Ma})$  rencontrée dans la fonction de transfert. La résistance R6 limite l'effet de l'intégrateur à une fréquence de coupure basse que vous devrez définir, et la rentrer sur la feuille de calculs

On peut montrer que **cette limitation représente un effet passe haut du premier ordre** en cascade avec l'intégrateur. Le réseau C4, R9 suivi de l'adaptateur d'impédance U3:A applique ce même effet à l'autre branche du convertisseur. Ce qui signifie que  $C6 \cdot R6 = C4 \cdot R9$ .

Les réseaux R10, R11, C5, U3:B et R12 respectent la seconde partie  $(1 + p \cdot \tau_{Ca1}) / (1 + p \cdot \tau_{Ca2})$  de l'impédance de transfert dans le cas d'une membrane vibrante,

Pour un dôme, R11 n'est pas câblée. Seuls R10, C5, U3:B et R12 restent concernés.

La sommation (le signe + de la fonction de transfert) est confiée à R7, R13, U4:A et R8.

R14, C7 ainsi que R15A, R15B, R16 et C10 permettent sans exagération une extension du haut de la bande reproduite par le HP. C9, R15A, R15B peuvent permettre une légère modulation de la partie basse.

C8 peut permettre la limitation douce de la partie haute. Il n'est généralement pas câblé.

**Le convertisseur n'est pas inverseur.**

### ①④ L'étage de sélection de mode d'asservissement

JMP1 strappé, permet d'exploiter les signaux traités par le convertisseur qui vient d'être décrit.

**Il n'est à utiliser qu'en mode CFB.**

Dans ce cas le signal de conversion est appliqué via R17 au sommateur géré par U4:B.

La fermeture de JMP2 permet la connexion du signal issu de l'étage d'entrée de la modulation, via R28, et au circuit de pré amplification et de pré traitement de l'accéléromètre, via R27 et P2.

P2 est le potentiomètre de dosage de la boucle MFB. (Curseur coté masse à la première mise sous tension).

Vis à vis du signal d'entrée le gain de cet **étage inverseur** est unitaire.

**JMP1 et JMP2 ne peuvent pas être strappés simultanément.**

Dans ces deux cas le jumper JMP4 est strappé.

Dans le cas d'utilisation du CFB, JMP5 est utilisé sur les cartes d'extension à plusieurs HP de mêmes caractéristiques. Dans ce cas un seul convertisseur suffit. Il est placé sur une carte considérée maîtresse.

Chacune des cartes esclaves conservant l'asservissement en flux de vitesse,  
**Cette extension n'est possible qu'en CFB.**

Cette configuration, pas simple à entrevoir sur un texte, apparaîtra dans un schéma d'application.

En MFB chaque HP doit posséder son accéléromètre et son amplificateur. L'élargissement à plusieurs HP, autrement qu'en asservissant chacun des HP n'est pas envisageable. Il en va de même pour le mode hybride (C&MFB), ou, chaque HP basse doit posséder les deux boucles d'asservissement. Il ne peut exister aucun tronc commun entre eux.

Un tableau des connexions des modes principaux apparaît sur le schéma.

Fonctions Normales (Master)					
	JMP1	JMP2	JMP3	JMP4	JMP5
CFB	C		C	C	
MFB		C		C	
C&MFB	C	C		C	

Slave (CFB seulement)					
	JMP1	JMP2	JMP3	JMP4	JMP5
CFB					C

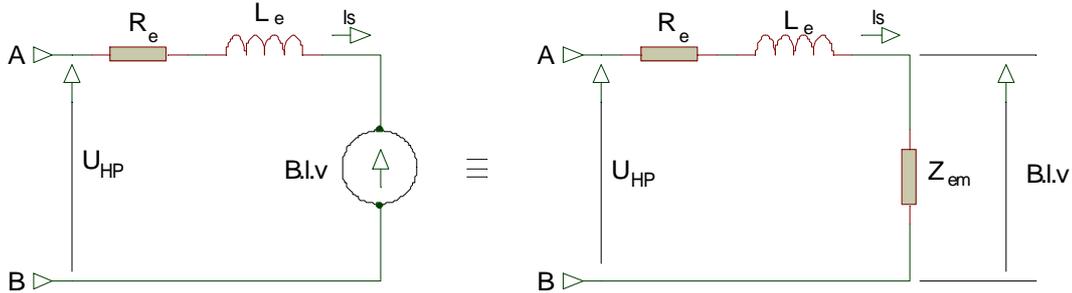
C signifie que le cavalier est présent.

### ① ⑤ L' amplificateur et le réseau d'asservissement

Il sont indissociables vis à vis du CFB.

#### ① ⑤ ① Bref principe

Le réseau électrique du HP peut être schématisé sous les deux formes suivantes.

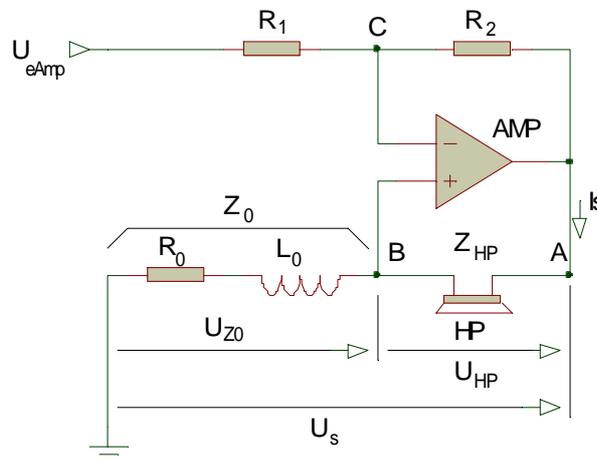


Qui montrent que la force contre électromotrice (f<sub>cem</sub>) du HP est  $B.l.v = Z_{em}.I_s$ .

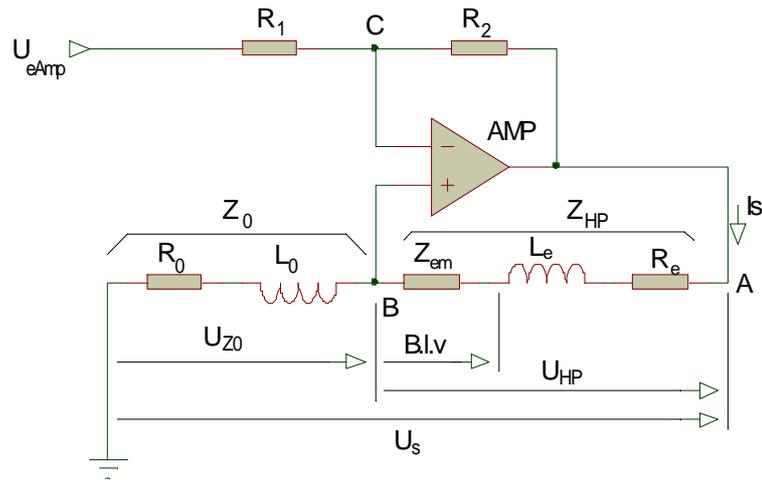
Le courant traversant le HP,  $I_s = U_{HP} / (Z_e + Z_{em})$  dans laquelle l'impédance  $Z_e$  purement électrique est  $Z_e = R_e + p.L_e$

Comme précédemment l'opérateur  $p = j.\omega$ . Ce qui induit que la f<sub>cem</sub>:  $B.l.v = U_{HP} . Z_{em} / (Z_{em} + Z_e)$

Le schéma théorique de base est le suivant:



Étoffé des éléments du HP il devient



Dans laquelle la fcm:  $B.l.v = Z_{em}/(Z_{em} + R_e + R_0 + p.(L_e + L_0))$

Les calculs montrent que si les conditions

- $L_e/R_e = L_0/R_0$  et
- $R_2/R_1 = R_e/R_0 = A$

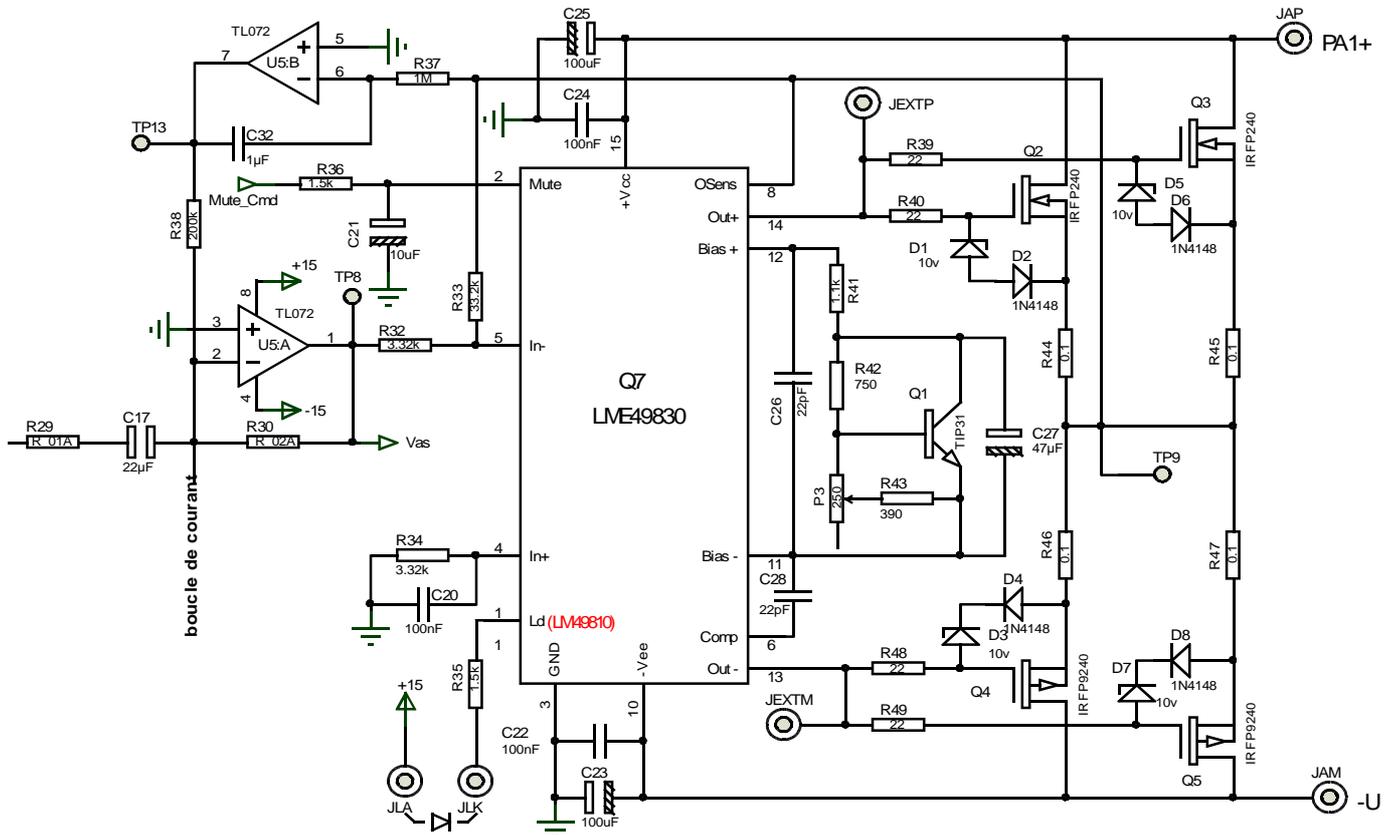
sont satisfaites, la vitesse du déplacement du diaphragme est  $v = U_{eAmp}.A/B.l$

Aucun terme en  $\omega$  ou  $f$  n'est présent, le système perd sa sélectivité, il est apériodique.

Ces conditions d'équilibre ne sont malheureusement pas applicables car elles correspondent à un seuil d'instabilité du montage. Les approcher au mieux est réaliste et donne d'excellents résultats. L'effet de ces faibles écarts est de limiter la bande à reproduire. Ils définissent les limites du système.

① ⑤ ② Dans la pratique

□ La section amplificatrice



Elle est assurée principalement par Q7, un LME 49830 de National semiconductors. Le schéma est en grande partie calqué sur celui de leur notice d'application.

L'étage de puissance est confié à deux paires de IRFP240 (Q2 et Q3) et IRFP9240(Q4 et Q5).

Pour les puissances inférieures à 100w/8 Ohms, une seule paire suffit. Au delà de 200w, il est nécessaire de prévoir une extension au circuit. Des point de raccordement à la carte d'extension (JEXTP et JEXTM) sont présents sur le circuit.

Le potentiomètre P3 dans le circuit base émetteur de Q1 permet de régler le courant de repos de l'étage de puissance. A chacun sa philosophie sur le sujet. Il apparaît qu'un courant de repos de 100mA soit le minimum envisageable. A la mise sous tension le curseur de P3 doit se trouver sur la butée correspondant à sa broche libre; celle opposée à la base du TIP131.

Par lui même l'étage amplificateur est inverseur. La contre réaction de tension est assurée par R33 et R32. L'étage qui le précède, qui tourne autour de U5:A dont le rôle est multiple est vu comme inverseur dans ce contexte . Les résistances R29 et R30 d'égales valeurs lui assurent un gain d'entrée unitaire.

Le rapport R33/R32 est proche du rapport entre la résistance purement électrique  $R_e$  du HP et  $R_0$ , la résistance de puissance de pied de HP et placée à l'extérieur du circuit.

Le rapport R33/R32 est très tolérant parce que le retour de la boucle de courant est réglable. Toutefois il est intéressant de le définir par excès. Ce qui signifie que R33/R32 peut être légèrement supérieur à  $(R_e+R_0)/R_0$ .

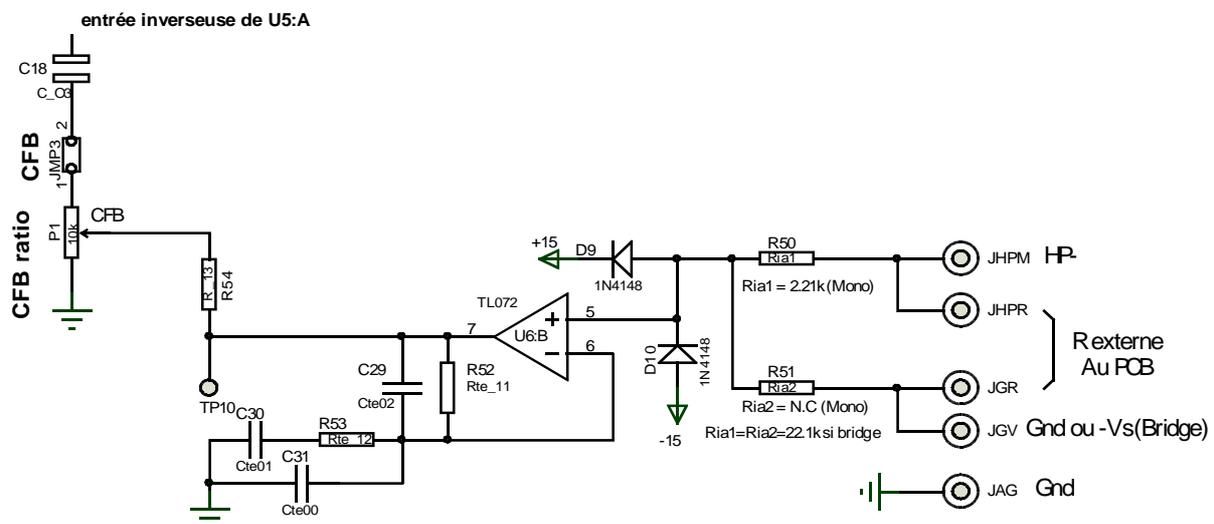
Dans la réalité on peut poser  $R32= 10\ 000 \times R_0$  et  $R33=10\ 000(R_e +R_0)$

Sachant que le rapport  $R_e/R_0$  doit tourner aux alentours de 10. le gain de l'ampli avoisine 11 soit environ 21dB Il en ressort un faible bruit, et une bande passante dépassant très largement le spectre audio.

La compensation de la dérive en continu est assurée par U5:B monté en intégrateur . Sa constante de temps R37.C32 est de 1 seconde. Sa tension de sortie est réinjectée dans la boucle de CR via R38



### La boucle de courant



### ♦♦ Pour une amplification normale ( pas de bridge)

Le courant circulant dans le HP , est converti en tension par  $R_0$  dont l'une des bornes JHPR ( J HP connecté à R) est reliée au - du HP , et de l'autre coté à la masse (JGR( J Ground à R)) .

La borne JGV dans ce cas est reliée à la masse (Attention le courant du HP qui circule dans ce fil nécessite une forte section).

Le + du HP est connecte à JHPP ( J du HP , Plus)

sa borne négative à JHPM ( J du HP Moins).

La tension image du courant qui circule dans le HP est appliquée, via  $R50=2.21k\Omega$  , à l'entrée non inverseuse de U6:B. Les deux diodes D9 et D10 limitent les excursions de la tension appliquée en cas d'anomalie grave de l'ampli de puissance. Elles sont inactives en fonctionnement normal et ne risquent pas d'écarter le signal.

U6:B à travers son réseau de CR compense l'absence de la self située en série avec RO sur le schéma de principe. En ne prenant pas en compte C29 et C31 destinés à des compensations ( généralement pas câblées) les relations permettant de définir les valeurs de R52,et R53 sont:

$$(R52+R53).C30= L_e/(R_e+R_0) \text{ et } R53=R52/10$$

La valeur de C30 est choisit de telle manière, que la somme des résistances R52+R53 soit supérieure à 5kΩ , et inférieure à 15 kΩ.

Commencer par une valeur de C30=10nF permet de fixer les idées.

**Remarque:** R51 n'est pas câblée

♦♦ **Dans le cas d'une amplification bridée**

Les changements à opérer sont faibles.

- R50 passe de 2.21k à 22.1k
  - Câbler R51=R50=22.1k
  - JGV est raccordée à la sortie du second amplificateur dont la phase est inverse à celle de l'amplificateur de la carte maitresse.
- C'est tout.

❖ **Fermeture de la boucle**

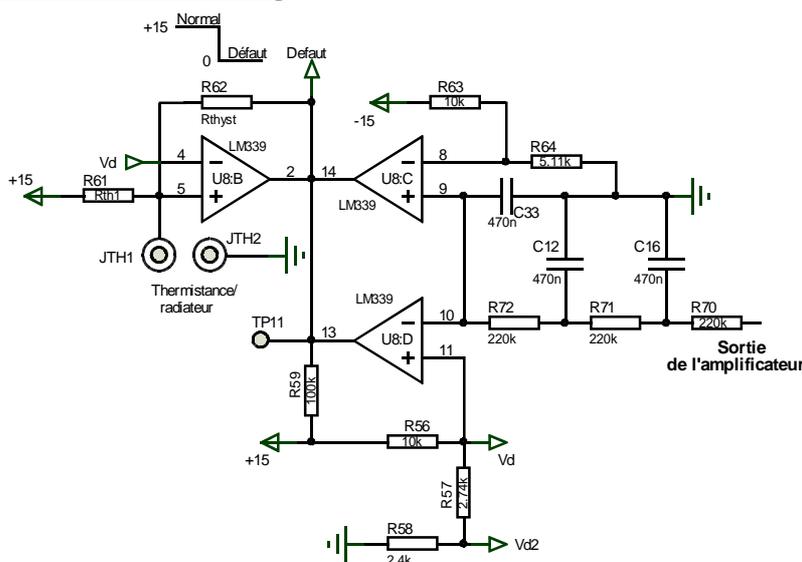
C'est U5:A qui s'en charge. Il est sommateur, inverseur et correcteur. Il est raccordé à l'amplificateur via la résistance R32. Il reçoit:

- le signal issu des sélections d'entrée et de MFB via R29 et C17 . Ce dernier évite qu'une composante continue soit appliqué à l'amplificateur.
- le signal de la boucle de courant via R24 ,P1 et C18 si le jumper JMP3 est strappé. Le potentiomètre P1 permet le dosage du taux de réaction de courant. A la première mise sous tension son curseur doit être placé sur la butée au potentiel de la masse.
- à un intégrateur constitué de R37, U5:B et C32, à travers la résistance R38. Ce réseau permet de limiter la dérive en tension de l'amplificateur.

Le correcteur est intégrateur via C19 et R30+R31 et différentiateur via C19 et R31.

D'une manière générale  $C19.(R30+R31) = L_e/10.(R_e+R_0)$  . Et  $C19.R31=L_e/20.(R_e+R_0)$ . En règle générale aussi,  $R29=R30=10k\Omega$

①⑥ **Les protections et le circuit de Muting**



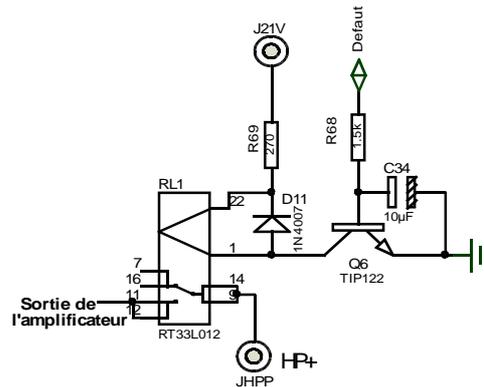
L'ensemble des protections et circuit de muting sont réalisées autour d'un LM339. C'est un quadropole comparateur dont les 4 sorties sont à collecteur ouvert. Cette caractéristique permet de réaliser une fonction logique OU en reliant les collecteurs entre eux. Cette liaison constitue le bus « défaut » Le pont de résistances R56,R57,R58 procure deux tensions positives de seuil proches de  $V_d=5v$  et  $V_{d2}=2.4v$ .

### ❖ les protections de dérive de tension, et thermique

Après passage dans un filtre passe bas du 3<sup>o</sup> ordre, la tension de sortie de l'amplificateur est appliquée à un comparateur à fenêtre composé de U8:C et U8:D. Ce filtre est constitué des trois réseaux en cascade (R=220k et C=470nF) par R70,R71,R72 et C16,C12,C33. Les diodes D14,D15 permettent l'usage de condensateurs à faible tension de service.

La broche inverseuse de U8:C est polarisée à -5v via le pont de résistance constitué de R53 et R54. Tant que la tension à sa borne non inverseuse n'est pas inférieure à -5v sa sortie est positive. En ce qui concerne U8:D polarisé à +5v sa tension de sortie est positive tant que la tension appliquée à sa borne inverseuse est inférieure à 5v. (Son transistor de sortie est bloqué)

En cas de dérive supérieure à 5v (en valeur absolue) le point commun de sortie des deux comparateurs se retrouve à un potentiel proche de celui de la masse. Leur charge commune étant R59=100kΩ.



Ce qui revient à dire qu'en cas d'anomalie l'un des transistors de sortie devient passant et décharge rapidement C34=10μF via R68.

La base de Q6 se retrouve à un potentiel de masse ce qui l'empêche de conduire. Le relais prend sa position de repos en isolant le HP de l'ampli. La tension présente en J21V doit avoisiner 21v. Elle peut être issue de la sortie filtrée, précédent le régulateur de l'alimentation +15v.

Si la situation est normale, Les transistors de sortie des deux comparateurs ne conduisent pas et C34 se charge via R68+R59. Lorsque la tension à ses bornes avoisine 1.2v Q6 devient passant et le relais passe à sa position de travail. Le HP est connecté à l'ampli.

C'est le même stratagème utilisé pour la protection thermique. Tant que le point JTH1 (J thermique 1) est à un potentiel supérieur à Vd=5v la sortie du comparateur U8:B est à un potentiel de +15v via R59. La sortie de ce comparateur étant réuni au bus « défaut »

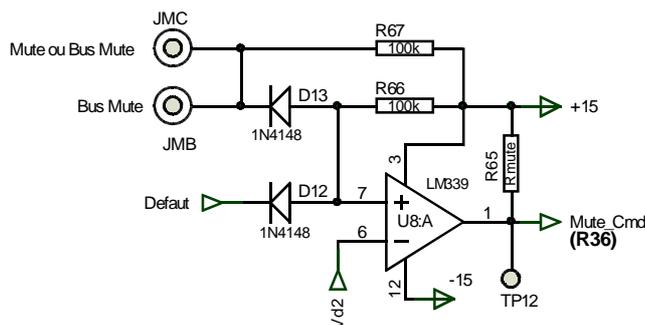
Si la température atteint un seuil critique (80° est une bonne cote) la CTN connectée entre JTH1 et JTH2 (J Thermique 2) à une résistance telle que le pont R61,CTN voit à ses bornes une tension inférieure à Vd =5v et le processus de protection s'enclenche. La résistance R62 crée un hystérésis évitant un effet oscillatoire de la protection. Sa valeur bien supérieure à R61 et surtout R59, doit être tout comme R61 du reste, déterminé en fonction du choix de la valeur de la thermistance. Ce point fera partie d'une annexe.

La CTN est à placer sur le radiateur. Leur contact thermique doit être étroit.

La jonction des collecteurs constitue un bus de défauts qui peut être étendu si nécessaire. Par contre l'extension de ce bus ne doit pas perturber la constante de temps de commande du relais. Si le temps de charge vous paraît court, c'est la valeur de R59 qu'il faut modifier.

La protection contre les surcharges est assurée par le LME49830.

## ❖ le circuit de muting



La commande est appliquée sur l'une des cartes. Une liaison inter carte permet un mute sur l'ensemble des cartes du systèmes.

Il utilise la partie U8:A du LM339.

Afin d'être compatible avec une logique TTL, son seuil de tension est  $V_{d2}=2.4v$ . Cette tension est appliquée à son entrée inverseuse. Sans commande (manuelle), l'entrée est fixée à +15v via R66. Elle sera limitée à plus 5v dans le cas d'une commande TTL qui ne souffrira pas de la présence de R66 vue sa grande valeur. Par contre R57 est à supprimer. D'une manière générale le muting est actif lorsque le bus d'entrée est à un potentiel de masse. Une dérive de tension ou un échauffement prohibitif de l'amplification provoque l'action du muting, grâce à D12. L'action de mute, rend le transistor de sortie du comparateur passant. Ce qui a pour effet de décharger rapidement C21 via R36. La remise en fonctionnement ( le dé muting) provoque la charge de C21 via R36+R65. S'il n'est pas provoqué par un défaut d'amplification, le muting ne concerne que le LME49830.

## ② - Composants utilisés

Ils n'imposent pas de grandes contraintes

Sur le schéma sont présents des TL072, rien n'exclut d'utiliser des amplis Op plus performants.

Je ne peux que conseiller de les monter sur supports à tulipes.

Les résistances faible puissance sont des  $\frac{1}{4}$  W à couche métallique à 1% de tolérance.

Les condensateurs  $C_{26}$  et  $C_{28}$  sont des céramiques au pas de 2.54. Tous les autres non chimiques sont au pas de 5.08. Ils doivent être de bonne qualité sans pour autant aller vers l'ésotérisme. Les composants industriels non estampillés « Audio » conviennent parfaitement.

Le cheminement du signal audio nécessite parfois des électrochimiques non polarisés. Il faut absolument respecter cela. Des IRFP 240 et 9240 appairés sont conseillés. Toutefois la résistance de source qui accompagne chacun d'eux laisse une tolérance suffisante pour que ce critère ne soit pas un énorme casse tête.

## ③ - La détermination des valeurs

De nombreuses valeurs sont fixes et ne demandent pas de calcul particulier. Par contre celles qui relèvent des éléments à asservir et du mode d'asservissement choisi, doivent être déterminées en fonction du HP utilisé. Ces calculs sont réalisés sous Calc de Open Office. Il est compatible avec Excel de Microsoft.

### ③① Pour un HP à membrane

Elle comporte:

❖ La feuille de saisie employée dans le premier chapitre qui effectue les:

- **calculs des paramètres électriques, mécaniques et acoustiques du HP**
- **calculs de ces mêmes paramètres pour la boîte close**, dans laquelle est incluse le HP

A cette feuille est adjointe la partie de:

- **calculs des valeurs théoriques des composants nécessaires à l'asservissement CFB.**

Elle nécessite la saisie de quelques valeurs.

Le cout important des condensateurs qui se situent hors du code E12 (12 valeurs par décade) et la grande facilité d'approvisionnement des résistances de valeurs disponibles dans le code E96, porte à choisir une valeur de condensateurs et de déterminer par le calcul la ou les valeurs des résistances qui l'entourent.

Valeurs théoriques			Valeurs normalisées			Report dans «CFB_B.asc »			<Boomer+Clos.asc > et <CFB_B.asc>			
Rep	Val	Unit	Rep	Val	Unit	param	Val	Unit	param	Val	Unit	
22	C5	100	nF	C5	100	nF	{Cr1}	100	n	{Re}	3,3	
23	R10	8,921	kΩ	R10	8,87	kΩ	{Rr1}	8,87	k	{Rg}	0,33	
24	R11	3,934	kΩ	R11	3,92	kΩ	{Rr2}	3,92	k	{Le}	1,00	m
25	R12	2,957	kΩ	R12	2,94	kΩ				{Bl}	14,67	
26	Ain	0,23		Ain	0,22		{Ain}	0,23		{Sd}	0,08296	
27	Fmin	8	Hz	Fmin	8	Hz				{Mmd}	243,43	m
28	C6	47	nF	C6	47	nF	{Cr2}	47	n	{Cms}	288,69	μ
29	R5	25,72	kΩ	R5	25,5	kΩ	{Rr3}	5,61	k	{Rms}	7,71	
30	R6	423,28	kΩ	R6	422	kΩ	{Rr4}	422	k	{Mmr}	13,69	m
31	k1	10		k1	10		{kf}	10		{Cmr}	26,102	μ
32	C4	470	nF	C4	470	nF				{Rmr1}	34,18	
33	R9	42,33	kΩ	R9	42,2	kΩ				{Rmr2}	15,07	
34	Amix	1		Amix	1		{Amix}	1		{Mmb}	10,1	m
35	R8	10	kΩ	R8	10	kΩ				{Cmb}	61,47	μ
36	R7,13	10	kΩ	R7,13	10	kΩ				{Sb}	0,95	
37	R14	5	kΩ	R14	4,99	kΩ	{R1B}	4,99	k	{Ro}	1,197	
38	C7	27	nF	C7	27	nF	{C1A}	27	n			
39	R15 A,B	5	kΩ	R15 A,B	4,99	kΩ						
40	R16	1,25	kΩ	R16	1,24	kΩ	{R1c}	1,24	k			
41	C9	1,5	μF	C9	1	μF	{C2c}	1,5	μ			
42	C10	150	nF	C10	75	nF	{C1c}	75	n			
43	R.ext	0,33	Ω	R.ext	0,33	Ω	{Rg}	0,33				
44	C30	47	nF	C30	47	nF	{Ct}	47	n			
45	R(52+53)	5,861	kΩ	R(52+53)	5,9	kΩ						
46	Krb	20		Krb	20							
47	R52	5,568	kΩ	R52	5,62	kΩ	{Rt1}	5,620	k			
48	R53	0,293	kΩ	R53	0,3	kΩ	{Rt2}	0,300	k			
49	R54	10	kΩ	R54	10	kΩ	{Rifb}	10,5	k			
50	C18	10	μF	C18	10	μF	{Cifb}	10	μ			
51	R29	10	kΩ	R29	10	kΩ						
52	R30	10	kΩ	R30	10	kΩ						
53	R31	10	kΩ	R31	10	kΩ	{R2b}	10	k			
54	C19	0,69	nF	C19	0,04	nF	{C1b}	0,69	n			
55	kra	10000		kra	10000		{kra}	10000				
56	R32	3,3	kΩ	R32	3,32	kΩ						
57	R33	36,3	kΩ	R33	36,5	kΩ						

Report dans « IFB_B.asc »		
param	Val	Unit
{Re}	3,3	
{Rg}	0,33	
{Le}	1,00	m
{Ct}	47	n
{kt}	10	
{Rifb}	10,5	k
{Cifb}	10	μ
{kra}	10000	

Conditions initiales d'analyses		
param	Val	Unit
C7	1	p
C9	100	μ
C10	1	p

Modif 10/02/10 10h

Ainsi C5,C6,C30 sont à priori librement choisie. Mais, afin de conserver un bon rapport signal/bruit, ils sont déterminés de telle manière que:

- pour C5, R11+R10 soit comprise entre 5 et 15kΩ.
- pour C6, que R5 soit dans cette échelle de valeur, et que
- pour C30, ce soit la somme R52+R53 qui soit contrôlée de la sorte.

Fmin correspond à la fréquence la plus basse à retransmettre.

Ain est plus délicat à définir. De sa valeur dépend la réserve dynamique du convertisseur.

Amix limite le gain afin de ne pas excéder la plus grande excursion possible du HP.

Kra est le rapport entre R32 et la résistance placée en série avec le HP(Rg sur la saisie). Une résistance R32 située entre 3 et 10k permet de le définir. Il est tel que R33 n'excède pas 75 voir 100k. Kra=10<sup>4</sup> me semble être une valeur convenable pour un HP de 8Ω. Doubler Kra pour un HP de 4Ω est convenable aussi

Préalablement Rg sera voisine du dixième de la résistance électrique de la bobine mobile du HP (Rg~Re/10)

**Remarque:** La valeur de Le donnée par les constructeurs est souvent une valeur appréciée à 1kHz. A la mise au point, il sera sans doute nécessaire de modifier R52+R53. Le protocole de réglage fera l'objet d'un texte ad hoc

❖ une feuille, concoctée par **Stf\_adonf** et dans laquelle **Philby** à mis sa patte. Ils sont très présents sur le forum HCFR et sur ce projet. Leur collaboration est précieuse, je les remercie beaucoup.

Une feuille ,donc:

- de conversion des valeurs théoriques de résistance en valeurs pratiques, et
- de report de ces valeurs vers les fichiers de simulation,

Comme noté dans le chapitre 1.3, peu de paramètres sont nécessaires au calcul d'un CFB. C'est la simulation, se devant être la plus proche possible de la réalité, qui est la plus gourmande.

Vous trouverez en annexe 2: B du présent chapitre, le mode d'emploi permettant le lien avec la simulation.

❖ une feuille faisant office de nomenclature sur laquelle sont reportés les valeurs calculées. Les valeurs fixes restant bien évidemment inchangées.

### ③② - Pour un HP à dôme

Les constructeurs ne sont pas généreux dans la fourniture des paramètres de ce type de transducteur. Il est donc nécessaire de les reconstituer, voir effectuer des mesures sur le HP afin de les compléter et les vérifier.

Alors que l'action, de l'asservissement d'un HP à membrane, est principalement désirée sous la fréquence de coupure du couple HP+ enceinte, celle d'un tweeter se situe au delà. De plus, pour conserver sa fiabilité, il faut veiller à ce que le tweeter ne fonctionne pas en deçà de sa fréquence de coupure.

Il va sans dire que l'évaluation des éléments d'asservissements diffèrent quelque peu. C'est en définitive la simulation qui permet la maîtrise complète de l'asservissement de ce transducteur.

### ④ - Simulation de la CFB

Tout comme pour le HP, il est fait appel à des blocs.

#### ④① Bloc de la boucle d'asservissement en courant

Suivant son usage, Il se nomme

- « IFB\_B.asc » pour le boomer . Pour IntensityFeedBack\_Boomer

- « IFB\_M.asc » pour le médium. Pour IntensityFeedBack\_Mid

- « IFB\_T.asc » pour le tweeter. Pour IntensityFeedBack\_Tweeter

Le C pour courant m'étant interdit sous peine de faire CFB déjà copieusement utilisé.

A chacun de ces blocs est associé un symbole de même nom et d'extension .asy

Chaque bloc comporte l'amplificateur de puissance et la boucle de courant.

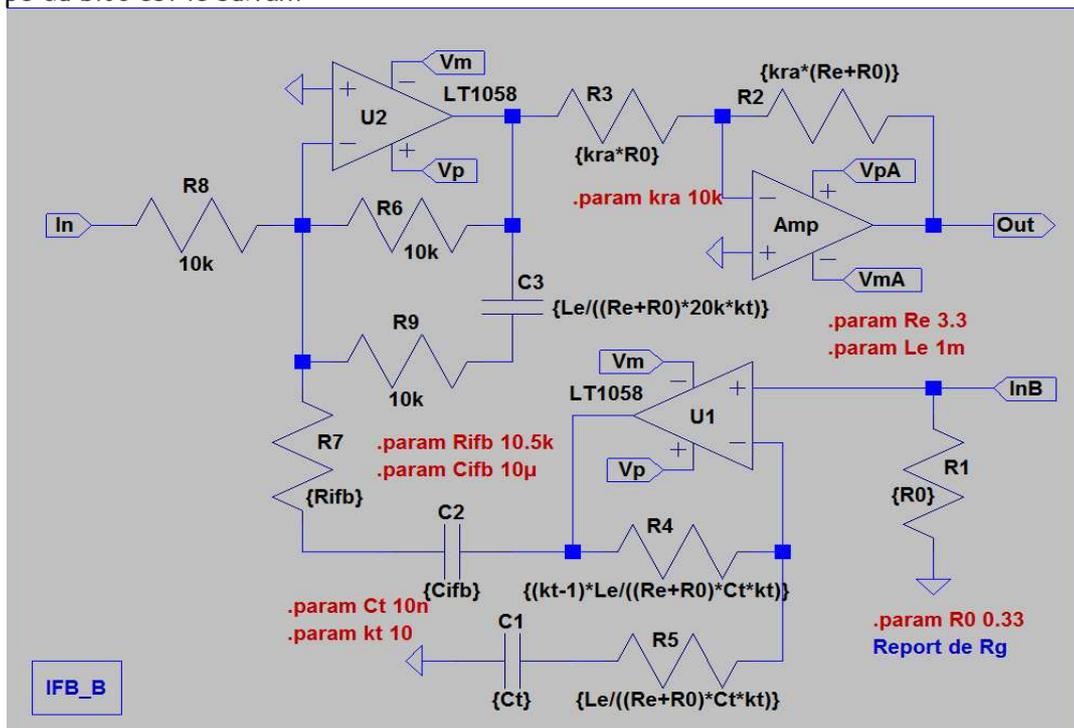
Il nécessite la connexion à une alimentation basse tension +/- 15v nommées Vp (+15v) et Vm(-15v) ainsi qu'une alimentation de puissance VpA (+63v sur le schéma) et VmA (-63v)

Ce bloc précède le HP

Il nécessite l'introduction des paramètres électriques  $L_e$  et  $R_e$  du HP et le report de la valeur  $R_g$  du tableau qui prend la douce appellation de  $R_0$  . ( $R_0=R_g$  )

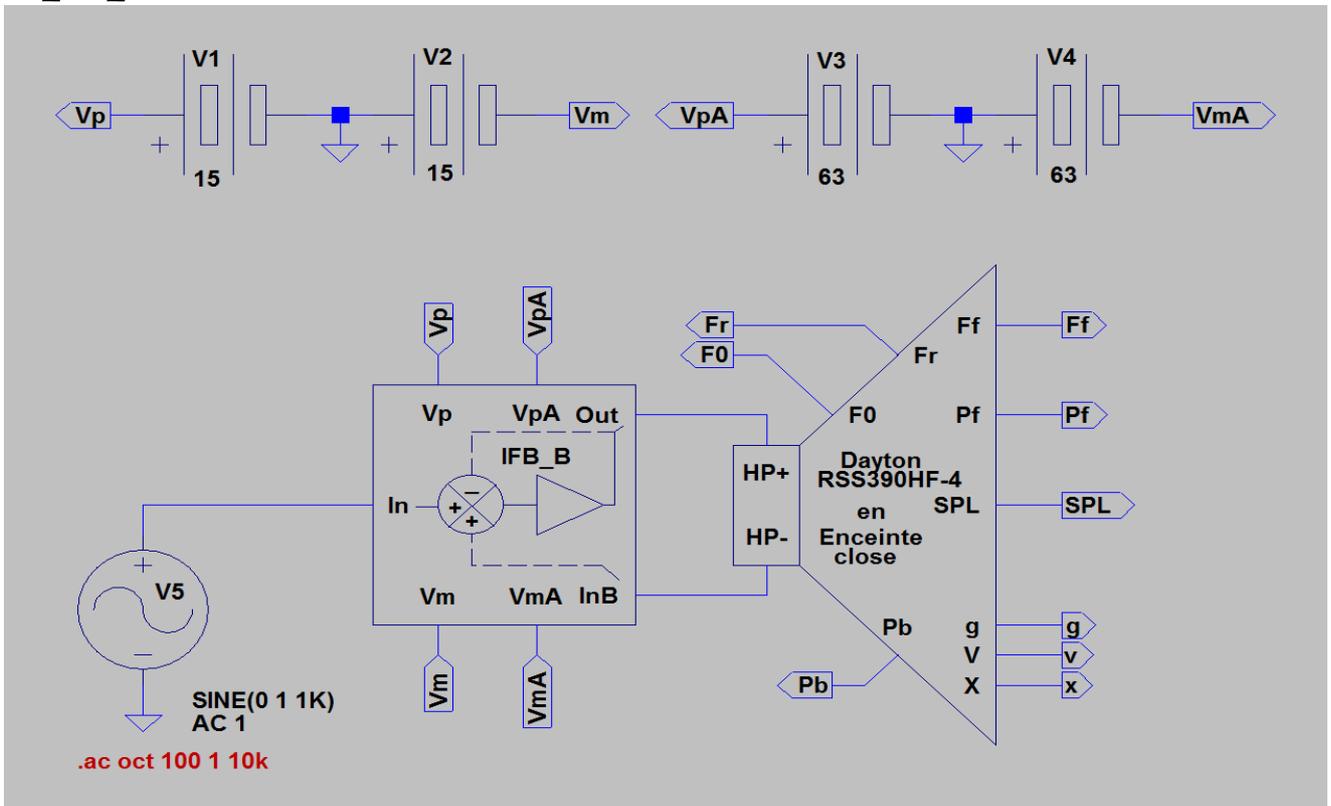
Il nécessite également le report des valeurs de  $C_1$ ,  $C_2$  à travers {Ct}, et {Cifb} qui correspondent à  $C_{30}$  et  $C_{18}$  sur le schéma réel de la carte

Le schéma type du bloc est le suivant



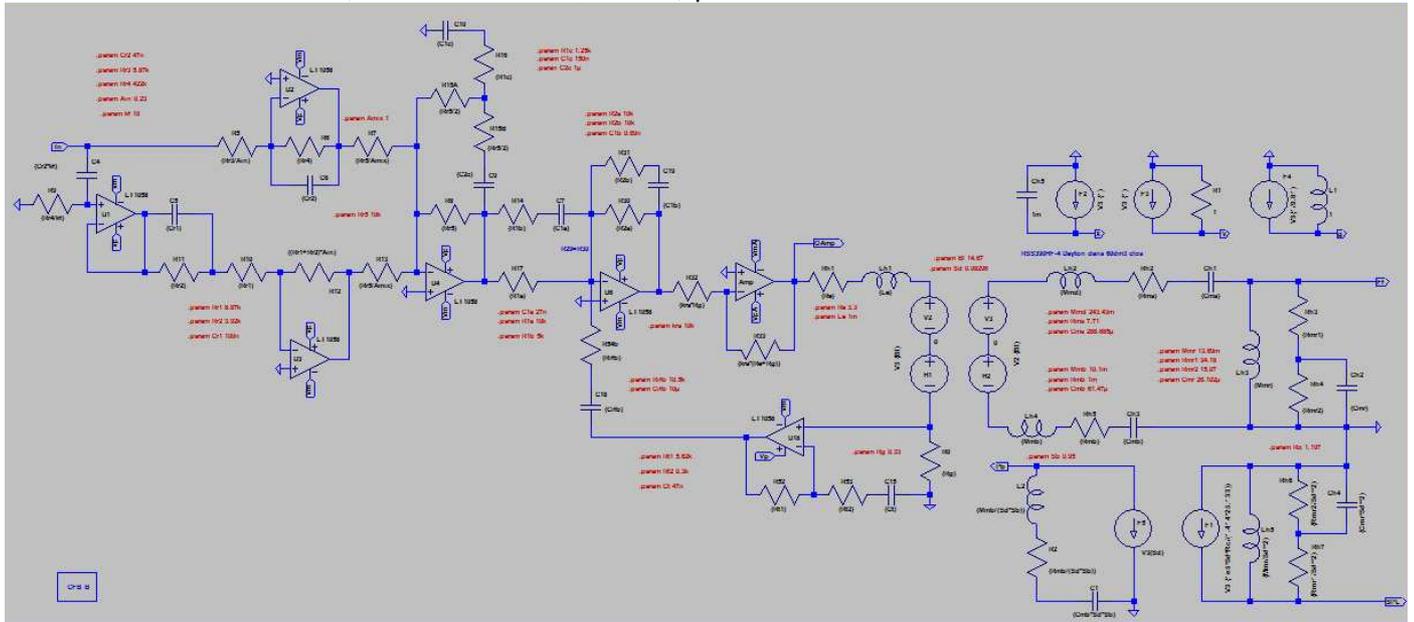
Son symbole est « IFB\_B.asy ». Dans le cadre de Zippy, l'application tourne autour du Boomer Dayton RSS390HF-4 et de son enceinte,

En appliquant à l'entrée du bloc, un signal de 1v crête, en le chargeant par le boomer et son enceinte « Boomer+Clos.asc », et en l'alimentant en basse tension et en puissance, le schéma de simulation « Test\_IFB\_B.asc » est :

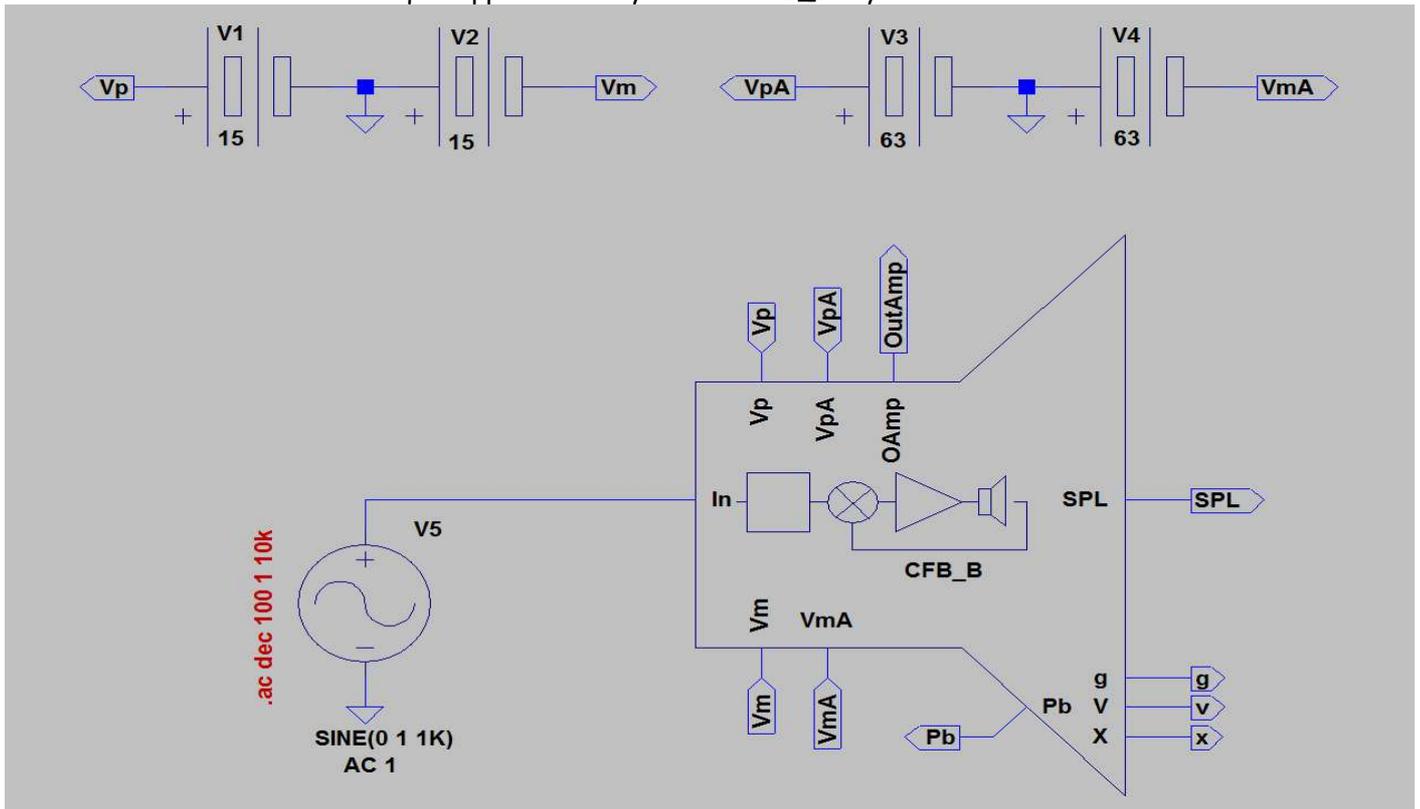


#### ④② Blocs du Boomer

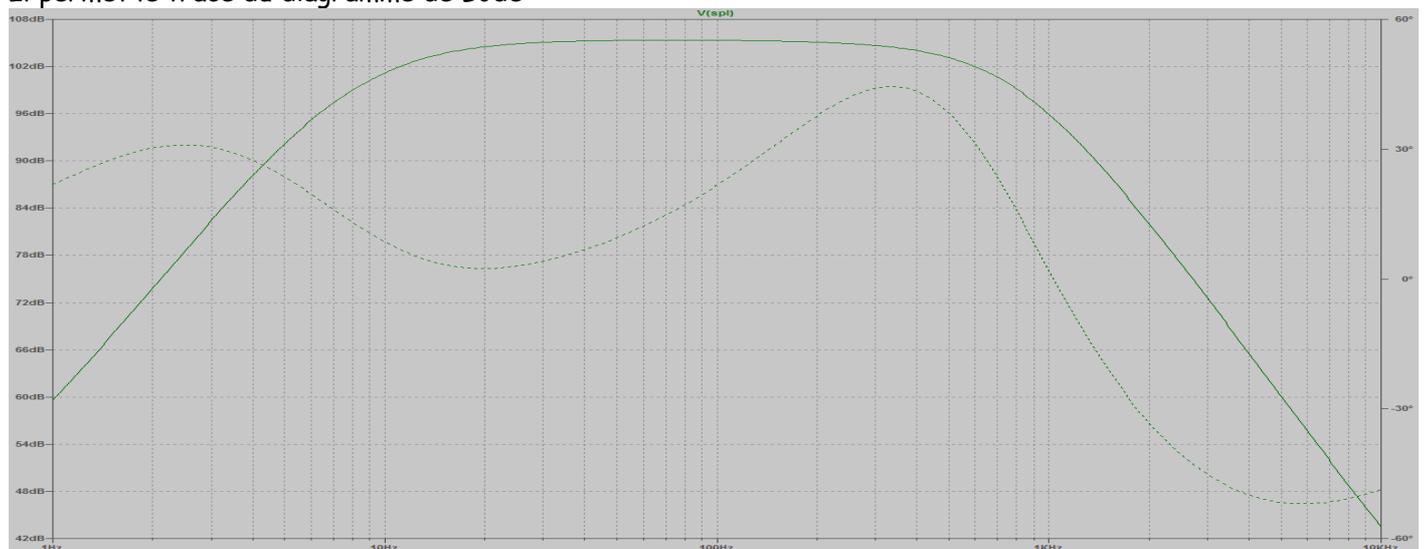
Son schéma « CFB\_B.asc » (Cinétic FeedBack\_Boomer) pour le boomer est le suivant:



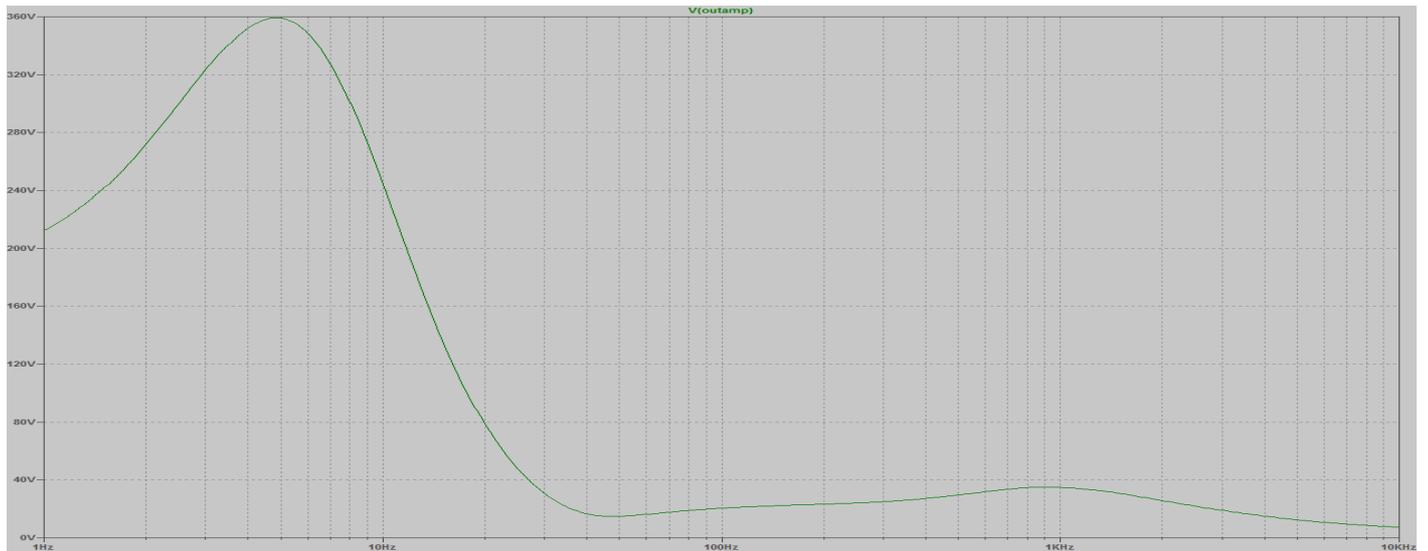
Le schéma de simulation dans lequel apparaît son symbole « CFB\_B.asy » est :



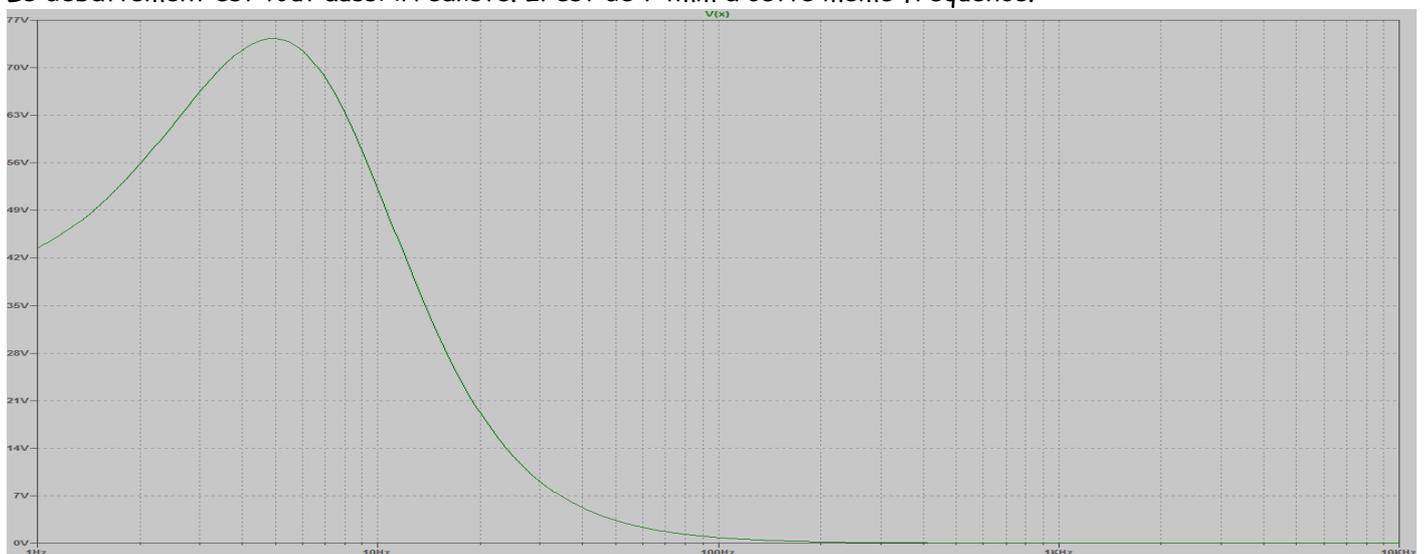
Il permet le tracé du diagramme de Bode



Il s'avère que dans le système ainsi monté, la puissance d'amplification nécessaire dans la zone des fréquences très basses est prohibitive. La tension de sortie de 359v (à 5Hz) que devrait délivrer l'amplificateur en témoigne.



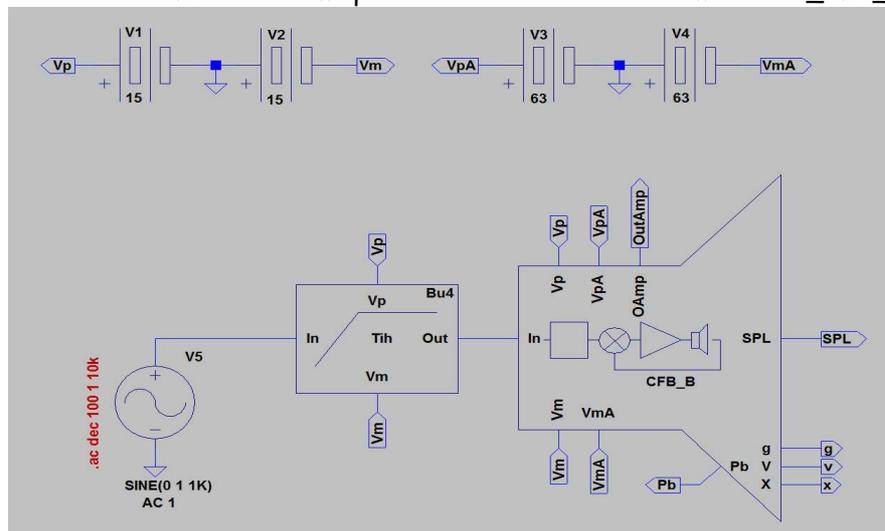
Le débattement est tout aussi irréaliste. Il est de 74mm à cette même fréquence.



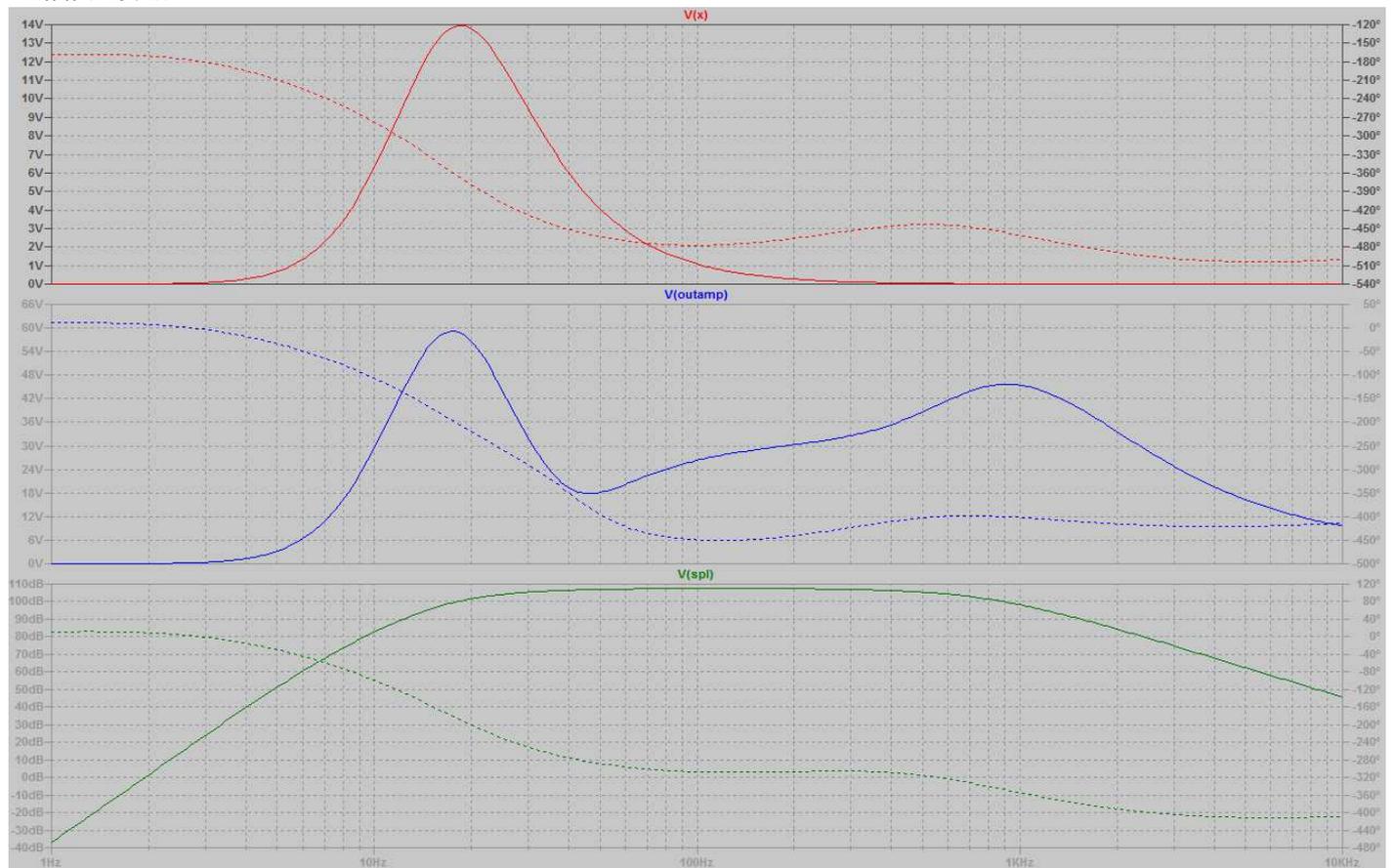
Dans la réalité cela se traduit par une saturation de l'amplificateur et la membrane du HP qui force ses limites mécaniques, occasionnant très vite la destruction du HP.

Il est vraisemblable que des signaux infrasonores soient transmis par la chaîne. Le rumble d'une platine disque peut en être un exemple patent. Il est donc nécessaire de protéger l'ensemble, en le faisant précéder d'un filtre défavorisant les signaux infrasonores. Ce filtre est simulé dans le bloc « Tih.asc » que nous retrouverons, placé dans le module de séparation et de filtrage au chapitre 3.

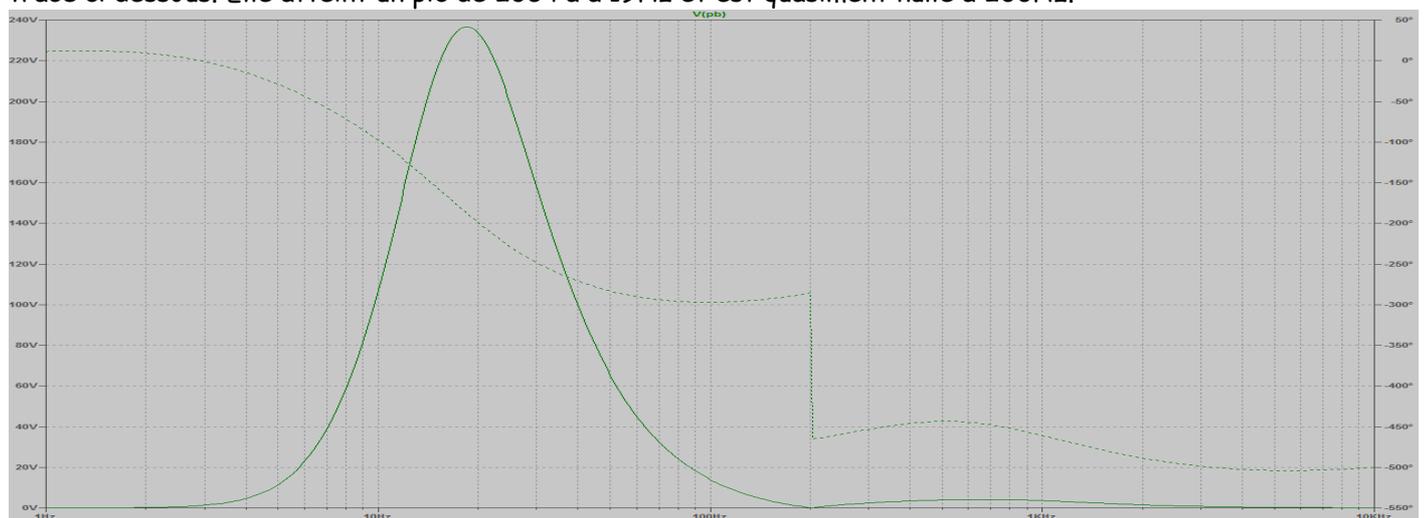
Inséré entre le générateur et le CFB du schéma précédent il donne le schéma < Test\_CFB\_Boomer.asc >



Sur le diagramme de Bode, sa présence n'affecte pas la magnitude dans la bande utile. Il limite à 59v crête, la tension de sortie maximale délivrée par l'amplificateur, ainsi que le déplacement qui n'excède pas le  $X_{max}$  de 14mm à 19Hz



La pression à laquelle sont soumises les parois de l'enceinte est récupérée sur la borne Pb et visualisée sur le tracé ci dessous. Elle atteint un pic de 235 Pa à 19Hz et est quasiment nulle à 200Hz.



#### ④ ③ Bloc CFB du Médium

Son schéma est identique, à celui du boomer. Seuls les paramètres sont changés. Ils sont issus de son tableau de saisie.

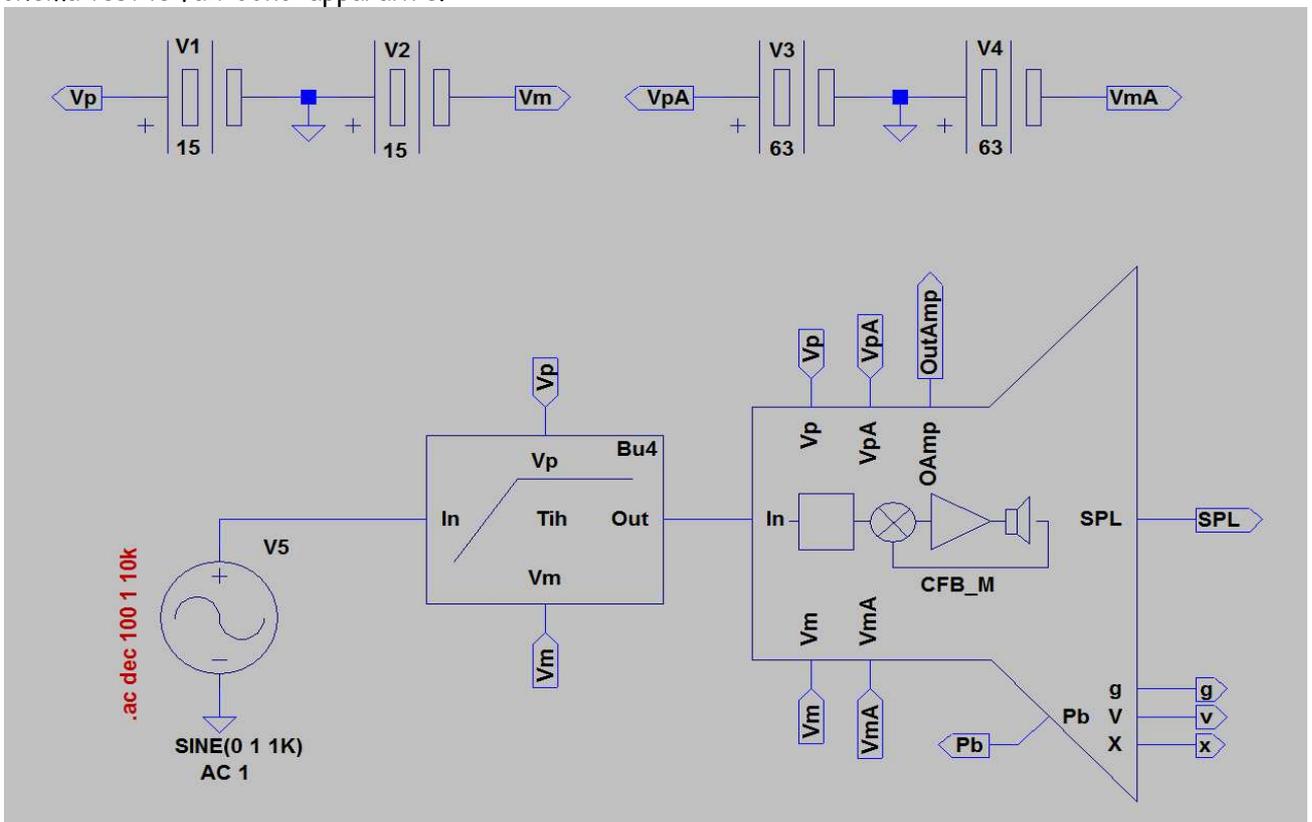
Paramètres du Médium														
Réseau électrique			B.I	Réseau mécanique			S <sub>d</sub> (m <sup>2</sup> )	Réseau acoustique			Complément			
1	R <sub>s</sub>	5,1	Ω	15,3	R <sub>me</sub>	45,9	kg/s	R <sub>ae</sub>	16845,03	N.s/m <sup>3</sup>	T	22	°C	1
2	R <sub>g</sub>	0,47	Ω		R <sub>mg</sub>	498,06	kg/s	R <sub>ag</sub>	182786,45	N.s/m <sup>3</sup>	kt	1,081	kg/m <sup>3</sup>	2
3	L <sub>e</sub>	1,2	mH		C <sub>me</sub>	5,13	μm/N	C <sub>ae</sub>	0,01397	cm <sup>3</sup> /N	ρ	1,197	kg/m <sup>3</sup>	3
4	C <sub>ems</sub>	162,93	μF		M <sub>ms</sub>	38,14	g	M <sub>as</sub>	14	kg/m <sup>2</sup>	c	344,279	m/s	4
5	C <sub>emd</sub>	104,54	μF		M <sub>md</sub>	24,47	g	M <sub>ad</sub>	8,98	kg/m <sup>2</sup>				5
6	L <sub>em</sub>	47,85	mH		C <sub>ms</sub>	204,412	μm/N	C <sub>as</sub>	0,557	cm <sup>3</sup> /N	V <sub>as</sub>	79	dm <sup>3</sup>	6
7	R <sub>em</sub>	81,16	Ω		R <sub>ms</sub>	2,88	kg/s	R <sub>as</sub>	1058,53	N.s/m <sup>3</sup>				7
8	C <sub>emr</sub>	3,01	μF		M <sub>mr</sub>	6,83	g	M <sub>ar</sub>	2,508	kg/m <sup>2</sup>	τ <sub>Mar</sub>	220,548	μs	8
9	L <sub>emr</sub>	7,7	mH		C <sub>mr</sub>	32,91	μm/N	C <sub>ar</sub>	0,08966	cm <sup>3</sup> /N	τ <sub>Car</sub>	312,07	μs	9
10	R <sub>emr1</sub>	10,89	Ω		R <sub>mr1</sub>	21,5	kg/s	R <sub>ar1</sub>	7892,19	N.s/m <sup>3</sup>	K <sub>ar2/1</sub>	0,441		10
11	R <sub>emr2</sub>	24,68	Ω		R <sub>mr2</sub>	9,48	kg/s	R <sub>ar2</sub>	3480,46	N.s/m <sup>3</sup>	K <sub>ar1/1+2</sub>	0,694		11
12					Q <sub>ms</sub>	4,74					r <sub>d</sub>	12,89	cm	12
13					Q <sub>is</sub>	0,28					D <sub>d</sub>	25,78	cm	13
14					Q <sub>es</sub>	0,3					V <sub>ref</sub>	6,73	dm <sup>3</sup>	14
15	F <sub>e0</sub>	676,41	Hz		F <sub>s</sub>	57	Hz	F <sub>a</sub>	425,08	Hz	τ <sub>a</sub>	374,41	μs	15
16	F <sub>e</sub>	738,74	Hz											16
17	τ <sub>e</sub>	215,44	μs		X <sub>max</sub>	4	mm				V <sub>d</sub>	0,21	dm <sup>3</sup>	17
Enceinte														
Réseau électrique				Réseau mécanique				Réseau acoustique			Cotes internes et coef			
18				V <sub>hp</sub>	2	dm <sup>3</sup>		V <sub>b</sub>	40	dm <sup>3</sup>	L	40	cm	18
19	L <sub>eb</sub>	24,23	mH	C <sub>mb</sub>	103,5	μm/N		C <sub>ab</sub>	0,28	cm <sup>3</sup> /N	h	40	cm	19
20	C <sub>eb</sub>	2,28	μF	M <sub>mb</sub>	5,19	g		M <sub>ab</sub>	1,9	kg/m <sup>2</sup>	p	26,25	cm	20
21				S <sub>p</sub>	0,74	m <sup>2</sup>		β	1,93		a	0,3263	m <sup>2</sup>	21

Les valeurs théoriques et normalisées et les valeurs reportées dans les blocs « CFB\_M, IFB\_M, Mid+Clos.asc » de simulation apparaissent dans le tableau qui suit:

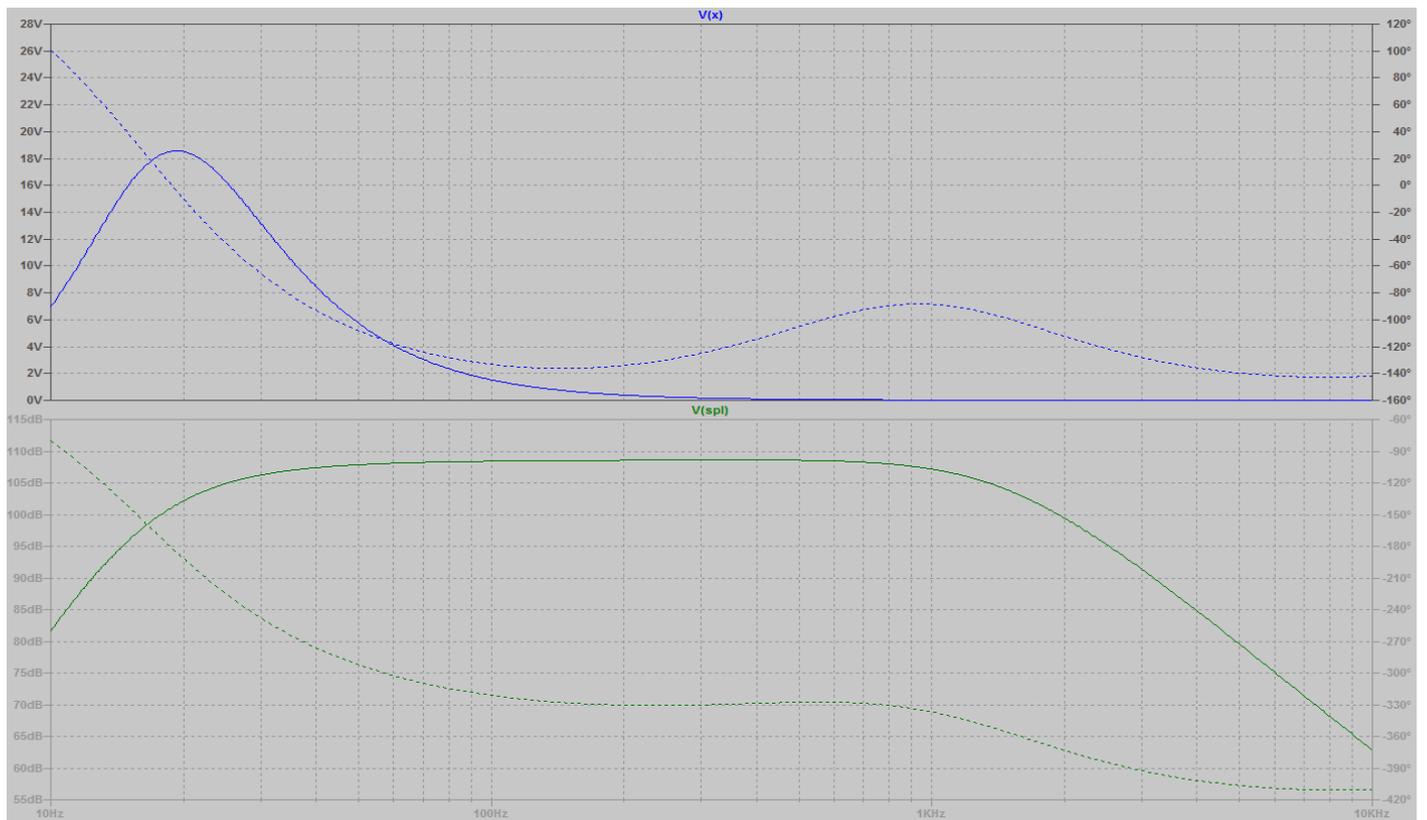
Valeurs théoriques			Valeurs normalisées			Report dans «CFB_M.asc»			«Mid+Clos.asc» et «CFB_M.asc»			
Rep	Val	Unit	Rep	Val	Unit	param	Val	Unit	param	Val	Unit	
22	C5	100	nF	C5	100	nF	{Cr1}	100	n	{Re}	5,1	
23	R10	7,076	kΩ	R10	7,15	kΩ	{Rr1}	7,08	k	{Rg}	0,47	
24	R11	3,121	kΩ	R11	3,09	kΩ	{Rr2}	3,12	k	{Le}	1,20	m
25	R12	4,589	kΩ	R12	4,64	kΩ				{Bl}	15,3	
26	Ain	0,45		Ain	0,45		{Ain}	0,45		{Sd}	0,05220	
27	Fmin	20	Hz	Fmin	20	Hz				{Mmd}	24,47	m
28	C6	47	nF	C6	47	nF	{Cr2}	47	n	{Cms}	204,41	μ
29	R5	10,43	kΩ	R5	10,5	kΩ	{Rr3}	4,69	k	{Rms}	2,88	
30	R6	169,31	kΩ	R6	169	kΩ	{Rr4}	169,31	k	{Mmr}	6,83	m
31	k1	10		k1	10		{kf}	10		{Cmr}	32,906	μ
32	C4	470	nF	C4	470	nF				{Rmr1}	21,5	
33	R9	16,93	kΩ	R9	16,9	kΩ				{Rmr2}	9,48	
34	Amix	0,45		Amix	0,45		{Amix}	0,45		{Mmb}	5,19	m
35	R8	10	kΩ	R8	10	kΩ				{Cmb}	103,5	μ
36	R7,13	22,22	kΩ	R7,13	22,1	kΩ				{Sb}	0,74	
37	R14	5	kΩ	R14	4,99	kΩ	{R1B}	5	k	{Ro}	1,197	
38	C7	16,4	nF	C7	16,4	nF	{C1A}	16,4	n			
39	R15 A,B	5	kΩ	R15 A,B	4,99	kΩ						
40	R16	2,5	kΩ	R16	2,49	kΩ	{R1c}	2,5	k			
41	C9	100	μF	C9	100	μF	{C2c}	100	μ			
42	C10	75	nF	C10	75	nF	{C1c}	75	n			
43	R.ext	0,47	Ω	R.ext	498,06	Ω	{Rg}	0,47				
44	C30	22	nF	C30	22	nF	{Ct}	22	n			
45	R(52+53)	9,793	kΩ	R(52+53)	9,76	kΩ						
46	Krb	20		Krb	20							
47	R52	9,303	kΩ	R52	9,31	kΩ	{Rt1}	9,303	k			
48	R53	0,490	kΩ	R53	0,5	kΩ	{Rt2}	0,490	k			
49	R54	10	kΩ	R54	10	kΩ	{R3}	10,5	k			
50	C18	10	μF	C18	10	μF	{C3}	10	μ			
51	R29	10	kΩ	R29	10	kΩ						
52	R30	10	kΩ	R30	10	kΩ						
53	R31	10	kΩ	R31	10	kΩ						
54	C19	0,54	nF	C19	0,01	nF	{R2b}	10	k			
55	kra	10000		kra	10000		{C1b}	0,54	n			
56	R32	4,7	kΩ	R32	4,75	kΩ	{kra}	10000				
57	R33	55,7	kΩ	R33	56,2	kΩ						

Modif 10/02/10 10h

Le filtre d'entrée, nécessaire à la protection du boomer est commun à l'ensemble de la chaîne de restitution. Le schéma test le fait donc apparaître.



Le double graphe



montre que coupé à 20Hz, le déplacement de son diaphragme (courbe bleue) excède son  $X_{\max}=4\text{mm}$ .

La courbe de déplacement montre que, si l'on désire conserver la sensibilité proche de celle du boomer, le déplacement max est atteint à 60Hz. Ce qui signifie qu'en tenant compte de la normalisation (3dB), le filtre de séparation devra avoir une fréquence de coupure supérieure ou égale à 50Hz.

Ajustée à 50Hz cette fréquence se fait poser la question de savoir si le boomer ne doit pas venir seulement en appui du B&C lors de son adjonction. Ma préférence va dans ce sens.

**Remarque:** Les magnitudes respectives du boomer et du médium paraissent faibles. En fait la simulation donne un rayonnement en plein espace ( $4\pi$ )

Dans la réalité l'énergie sera canalisée dans un angle solide qui avoisine  $2\pi$ . Ce qui occasionnera un gain acoustique théorique de 6dB SPL.

## ⑤ - Les PCB

Ils sont réalisés sur support époxy, dont l'épaisseur de cuivre est de  $70\mu\text{m}$ . Les trous sont métallisés. Ils sont étamés et dotés d'un vernis épargne sur les deux faces.

Du côté des composants, une sérigraphie blanche guide leur implantation.

Initiée par Aldo, reprise par Nico et **OpenSource** sous l'œil affuté de Breizheau la commande groupée à eu lieu sur le Forum HCFR. J'en remercie tous les acteurs.

### ⑤① - La carte mère

Sa profondeur est de 160mm et sa largeur de 90mm

La page suivante est consacrée à son plan d'implantation.

### ⑤② - La carte d'extension

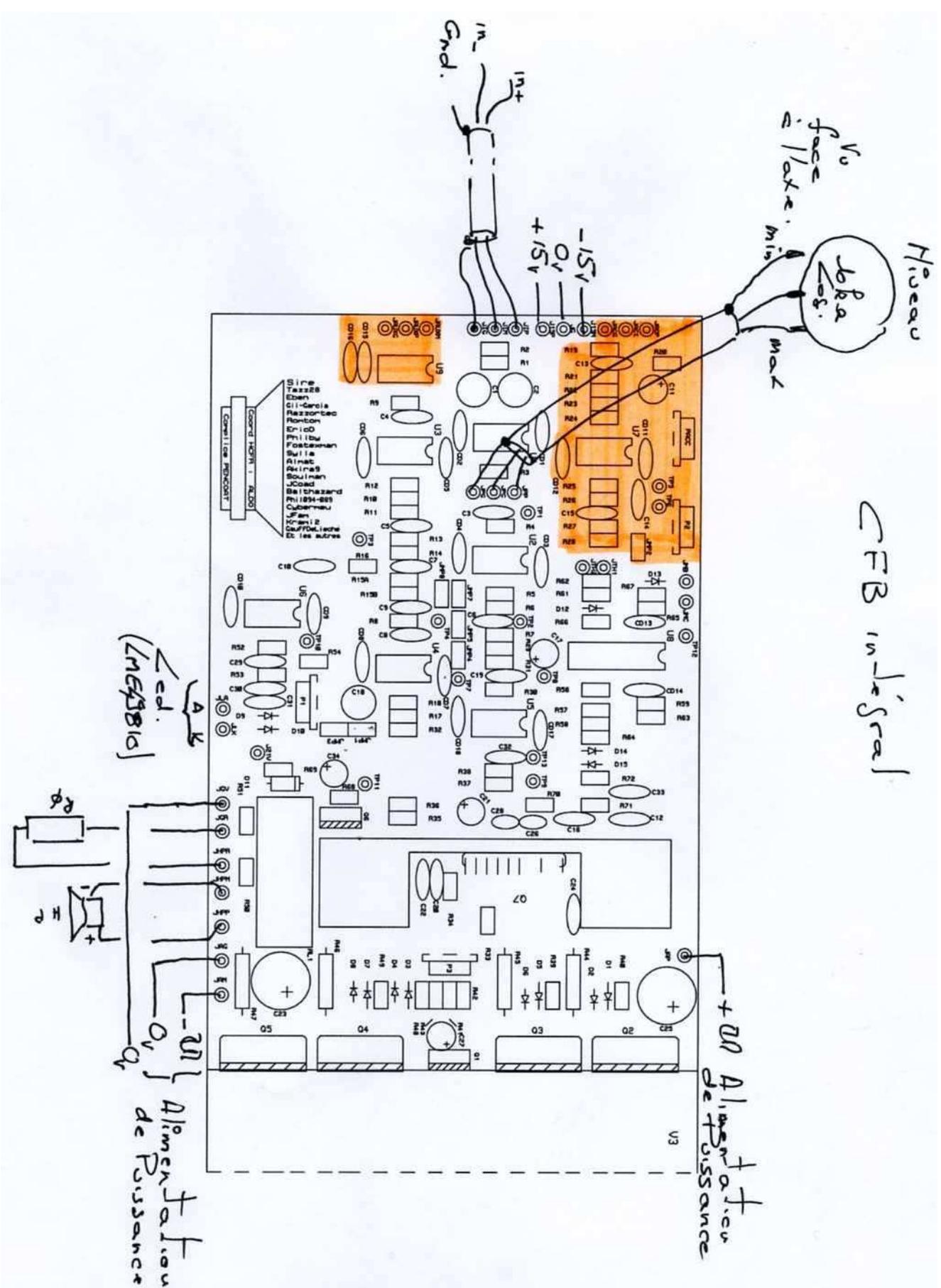
Elle permet de porter la puissance de l'amplificateur à 400W.

Sa profondeur est de 56,5mm et sa largeur est identique à celle de la carte mère.

Elle est un copier/coller de la carte principale. Le repérage des composants a été conservé.



CFB in Israël

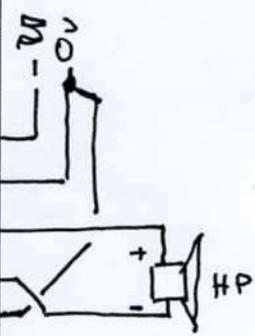
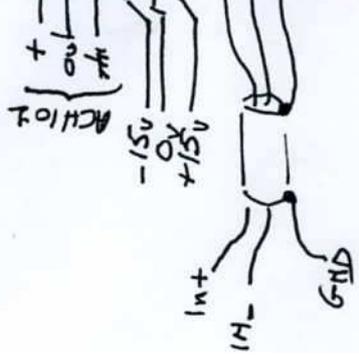
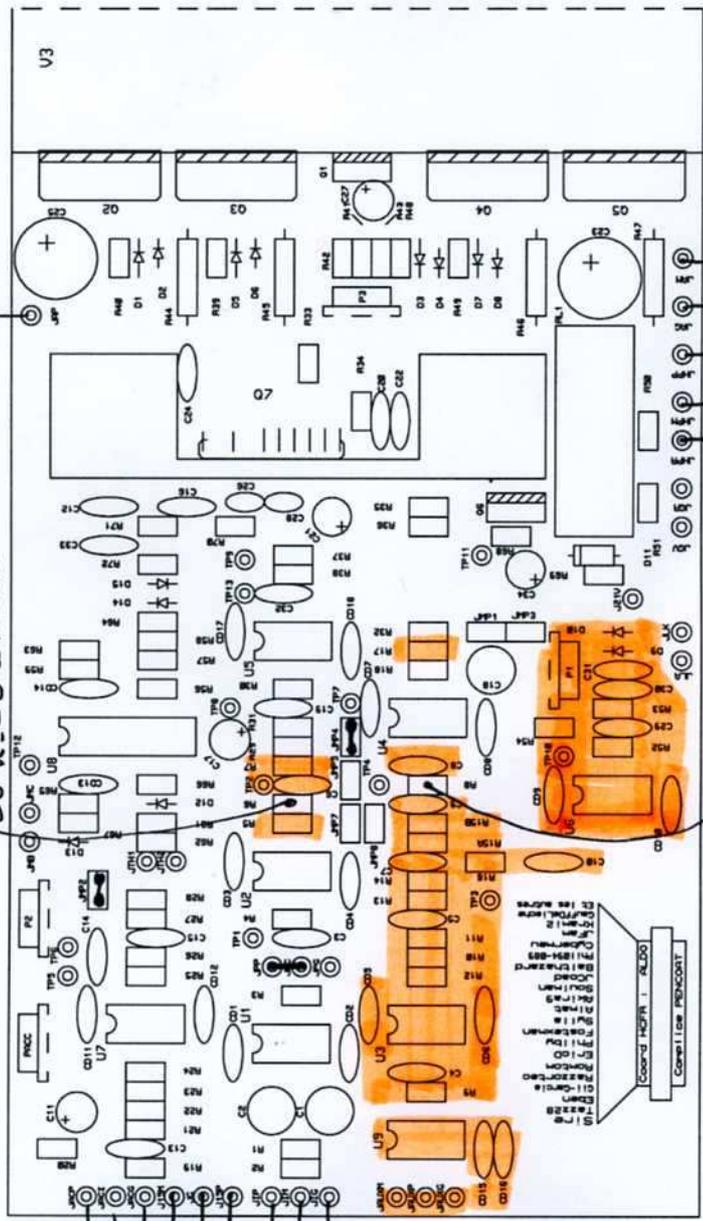


# MFB Integral

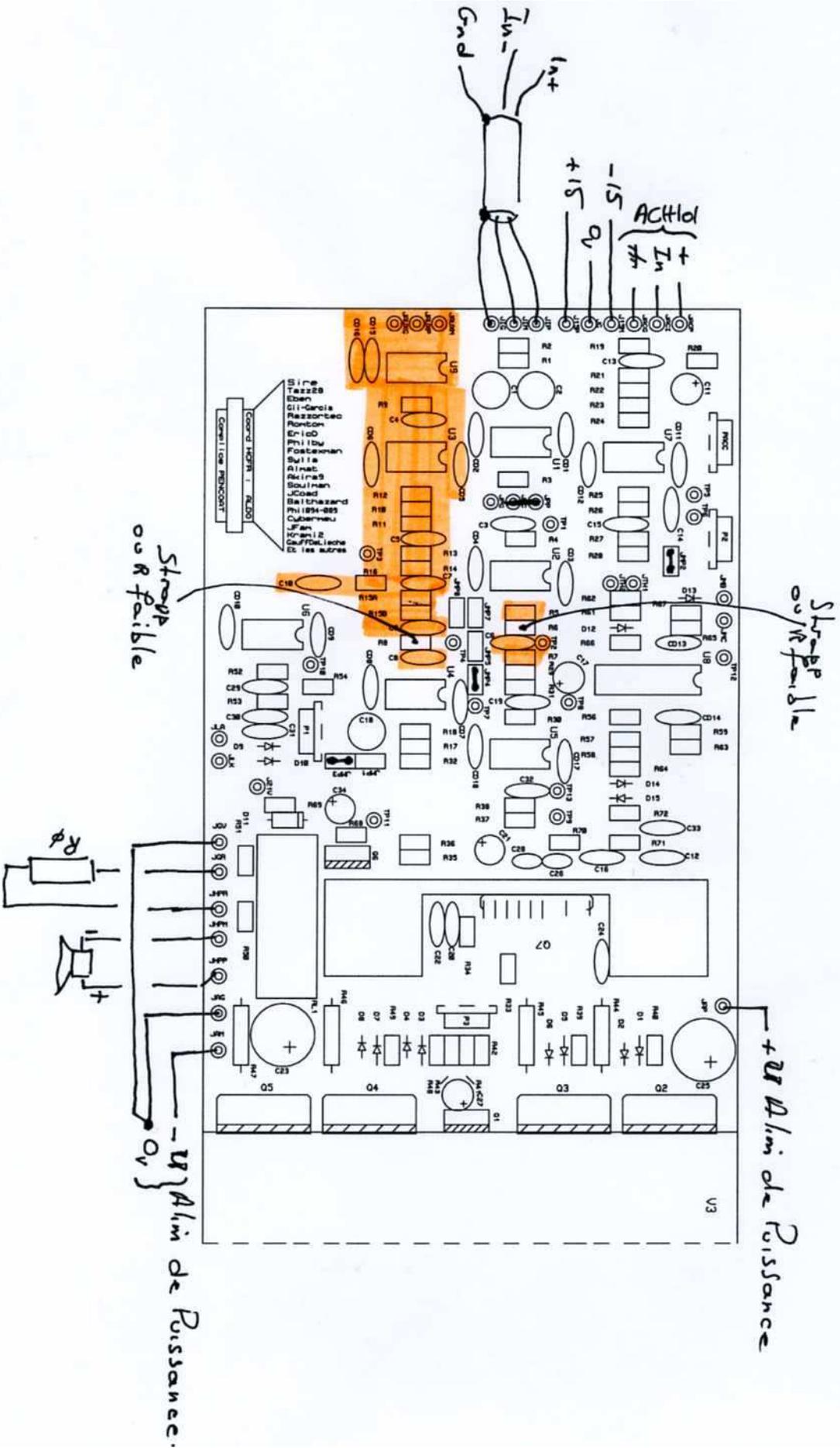
+277 c/m de puissance

Strapp ou R=do à l'oe

Strapp ou R=do à l'oe

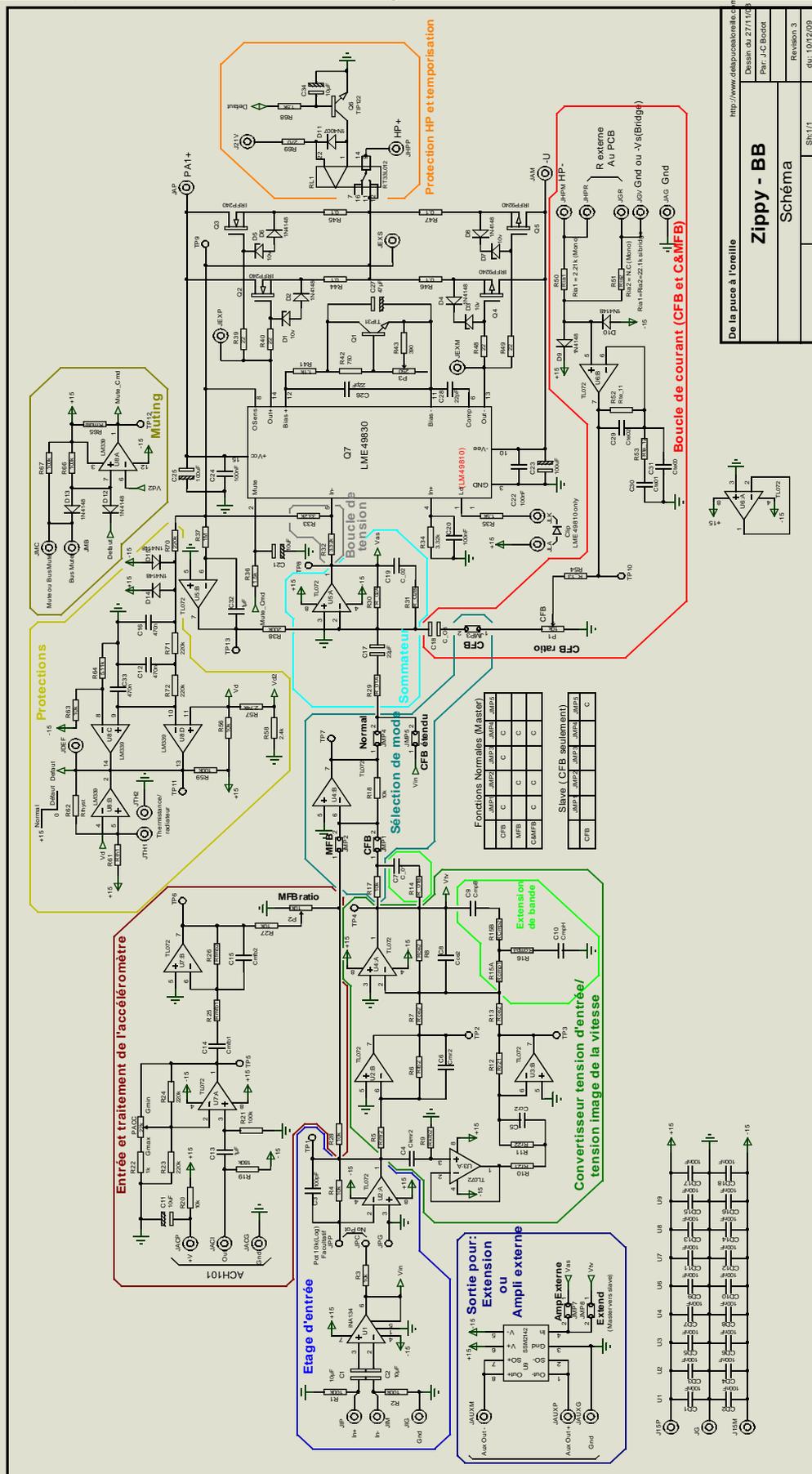


C & M.F.B



# Annexe A du 2° chapitre

Schéma de la carte amplificatrice et de traitement, agrandi.



De la puce à l'oreille  
**Zippy - BB**  
 Schéma

http://www.delaucabonale.com  
 Dessin du 27/11/08  
 Rev. J-C Boudot  
 Revision 3  
 dt: 1002009  
 Sht/11

**Annexe B du 2° chapitre: Rédigée par Stéphane alias Stf adonf**

Exemple d'utilisation de la feuille Excel Zippy\_B\_Calc.xls (avec Macros Ltspice);  
Simulation d'un haut parleur de grave JBL GT120MKII.

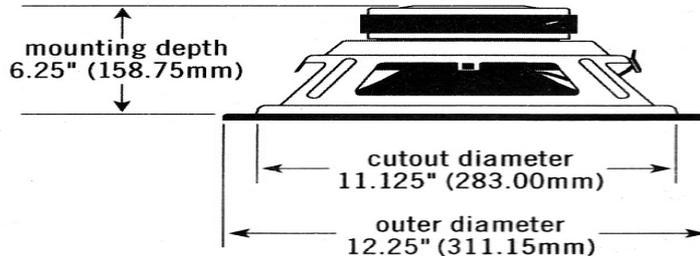
**1. Récupération des paramètres du HP.**



**GT120MKII**

**SPECIFICATIONS**

DIAMETER:	12" (304.8MM)
SENSITIVITY (2.83V @ 1M):	93dB
POWER HANDLING:	250W <sub>RMS</sub> (1,000W <sub>PEAK</sub> )
FREQUENCY RESPONSE:	23Hz ~ 450Hz
NOMINAL IMPEDANCE:	4 OHMS
VOICE COIL DIAMETER:	2.0" (50.8MM)
DIMENSIONS:	



**THIELE-SMALL PARAMETERS**

VOICE COIL DC RESISTANCE:	R <sub>EVC</sub> (OHMS) . . . . .	3.56	
VOICE COIL INDUCTANCE @ 1kHz:	L <sub>EVC</sub> (MH) . . . . .	2.54	
DRIVER RADIATING AREA:	S <sub>D</sub> (IN <sup>2</sup> ) . . . . .	82.31	
	S <sub>D</sub> (CM <sup>2</sup> ) . . . . .	531.00	
MOTOR FORCE FACTOR:	BL (TM) . . . . .	14.78	
COMPLIANCE VOLUME:	V <sub>AS</sub> (FT <sup>3</sup> ) . . . . .	3.22	
	V <sub>AS</sub> (LITERS) . . . . .	91.12	
SUSPENSION COMPLIANCE:	C <sub>MS</sub> (µM/N) . . . . .	227.58	
MOVING MASS, AIR LOAD:	M <sub>MS</sub> (GRAMS) . . . . .	181.74	
MOVING MASS, DIAPHRAGM:	M <sub>MD</sub> (GRAMS) . . . . .	174.70	
FREE-AIR RESONANCE:	F <sub>S</sub> (Hz) . . . . .	24.75	21
MECHANICAL Q:	Q <sub>MS</sub> . . . . .	6.46	1:
ELECTRICAL Q:	Q <sub>ES</sub> . . . . .	0.46	1:
TOTAL Q:	Q <sub>TS</sub> . . . . .	0.43	1:
MAGNETIC GAP HEIGHT:	H <sub>AG</sub> (IN) . . . . .	1.30	1:
	H <sub>AG</sub> (MM) . . . . .	33.00	11
VOICE COIL HEIGHT:	H <sub>VC</sub> (IN) . . . . .	0.31	:
	H <sub>VC</sub> (MM) . . . . .	8.00	:
MAXIMUM EXCURSION:	X <sub>MAX</sub> (IN) . . . . .	0.49	:
	X <sub>MAX</sub> (MM) . . . . .	12.50	:

② Utilisation de la feuille excel Zippy BB Calc.xls

Ce paragraphe est en cours de réactualisation

# Troisième partie

Le filtrage

et

le module séparateur

## ① Constats préliminaires

### ①① Autre vision d'un HP dans le cadre de l'asservissement

Un haut parleur, peut être considéré comme un convertisseur tension/pression acoustique.

Au rapport entre la pression acoustique délivrée et la tension appliquée correspond une fonction de transfert. En fait ce rapport est entaché d'un coefficient (K) de conversion électro-mécano-acoustique et d'une fonction ( $T_{(j\omega)}$ ) traduisant le comportement fréquentiel du HP.

Ceci signifie que l'usage des nombres complexes est de rigueur.

Pour faciliter l'écriture,  $p=j.\omega$  autrement dit  $T_{(j\omega)}=T_{(p)}$

Cet opérateur a d'autres vertus que je n'utiliserai pas dans ce cadre.

Dans le cas qui nous intéresse, la tension d'entrée  $U_e$  de l'amplificateur est la grandeur appliquée. En terme de servomécanisme il s'agit de la consigne.

En résumé, en régime linéaire la pression acoustique  $P_{a(p)}$  délivrée par un HP peut être écrite:

$$P_{a(p)} = U_e \cdot K \cdot T_{(p)}$$

### ①② Relation entre le déplacement de la membrane et le niveau sonore (

D'une manière générale, l'expression du déplacement  $X_d$  de l'équipage mobile, dont la tension excitatrice est  $U_{hp}$  peut être exprimée par la relation  $X_d = U_{hp} \cdot E \cdot T_{e(p)} \cdot T_{mx(p)} / (S_d \cdot \omega^2)$

Dans laquelle:

- $E$  est le facteur d'efficacité du HP
- $T_{e(p)}$  est la fonction de transfert électrique. Elle est celle d'un passe bas du premier ordre. Il lui correspond une fréquence de coupure  $f_e$
- $T_{mx(p)}$  est la transmittance du déplacement. Elle a pour expression  $T_{mx(p)} = 1 / (1 + p/Q_t \cdot \omega_s + p^2/\omega_s^2)$ .  $C'$  est celle d'un passe bas du second ordre.  $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$  est la pulsation correspondant à la fréquence caractéristique dite aussi de résonance du HP, seul ou dans son enceinte.  $Q_t$  est le coefficient de surtension total du circuit équivalent.

Dans la pratique, si  $Q_t$  est inférieur à 0.707 et en se situant à une fréquence inférieure à  $f_s$  nous pouvons considérer que  $T_{mx(p)}=1$ . La fréquence de coupure  $f_e$  est nettement supérieure à  $f_s$  ce qui permet de considérer que la transmittance  $T_{e(p)}=1$ . Dans ces conditions, la formule du déplacement est simplifiée à

$$X_d = U_{hp} \cdot E / (S_d \cdot \omega^2) \quad \Rightarrow \quad X_d \cdot S_d \cdot \omega^2 = U_{hp} \cdot E$$

Or,  $U_{hp}$  est une valeur crête du signal appliqué et la formule qui permet de définir le niveau acoustique nécessite

une valeur efficace  $U_{hp\text{eff}} = U_{hp} / \sqrt{2}$  du signal  $\Rightarrow X_d \cdot S_d \cdot \omega^2 = U_{hp\text{eff}} \cdot \sqrt{2} \cdot E \Rightarrow X_d \cdot S_d \cdot \omega^2 / \sqrt{2} = U_{hp\text{eff}} \cdot E$

Sans rentrer dans le détail, le niveau SPL reproduit à 1m par le HP dans le plein espace, autrement dit dans un angle solide de  $4 \cdot \pi$  stéradians est donné par la formule  $SPL = 20 \cdot \log (U_{hp\text{eff}} \cdot E \cdot \rho \cdot 10^5 / 2 \cdot 4 \cdot \pi)$

Le rayonnement, canalisé dans un angle solide  $\phi$  forcément inférieur ou égal à  $4 \cdot \pi$  est défini par le facteur de directivité  $D = 4 \cdot \pi / \phi$ . Le rayonnement en plein espace implique donc  $D=1$ .

L'expression complète du  $SPL = 20 \cdot \log (U_{hp\text{eff}} \cdot E \cdot \rho \cdot 10^5 \cdot D / 8 \cdot \pi)$

- $\rho$  est la masse volumique de l'air (en  $kg/m^3$ ). Cette dernière dépend de la pression atmosphérique, de la température, de l'altitude du lieu et de l'hygrométrie de l'air. Par défaut, nous la fixeront à  $1,2 kg/m^3$  qui correspond à un air sec soumis à une pression atmosphérique moyenne de 1013,25 hPa, au niveau de la mer et à une température ambiante de 21°C.

Par substitution du produit  $U_{hp} \cdot E$  l'expression du niveau acoustique devient:

$$SPL = 20 \cdot \log ( X_d \cdot S_d \cdot \omega^2 \cdot \rho \cdot 10^5 \cdot D / 8 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi )$$

Vis à vis de la fréquence  $SPL = 20 \cdot \log ( X_d \cdot S_d \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot \rho \cdot 10^5 \cdot D / 8 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi )$  qui se simplifie

$$SPL = 20 \cdot \log ( X_d \cdot S_d \cdot \pi \cdot f^2 \cdot \rho \cdot 10^5 \cdot D / 2 \cdot \sqrt{2} )$$

Cette formule fait apparaître que le SPL dépend du volume d'air  $V_d = X_d \cdot S_d$  (en  $m^3$ ) brassé par le HP. En appliquant les règles d'emploi des logarithmes elle peut être écrite:

$$SPL = 20 \cdot \log(X_d) + 20 \cdot \log(S_d) + 40 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(\rho) + 20 \cdot \log(D) + 20 \cdot \log(\pi \cdot 10^5 / 2 \cdot \sqrt{2})$$

Le terme  $20 \cdot \log(\pi \cdot 10^5 / 2 \cdot \sqrt{2}) = 20 \cdot (\log(\pi) + \log(10^5) - \log(2) - \log(\sqrt{2})) = 20 \cdot (0,497 + 5 - 0,301 - 0,301/2)$

est constant et égal à 100,94dB

En convenant que la densité de l'air est fixée à une valeur telle que  $\rho = 1.2 \Rightarrow 20 \cdot \log(\rho) = 1,58$

$$SPL = 20 \cdot \log(X_d) + 20 \cdot \log(S_d) + 40 \cdot \log(f) + 100,94 + 1,58$$

$$SPL = 20 \cdot \log(X_d) + 20 \cdot \log(S_d) + 40 \cdot \log(f) + 102,56$$

### ①②① Dans la pratique

- l'excursion maximale  $X_d$  d'un HP est exprimée en mm et la surface radiante  $S_d$  en  $cm^2$ . il est commode d'adapter la formule du niveau à ces grandeurs usuelles.

$$SPL = 20 \cdot \log(X_{d(mm)} \cdot 10^{-3}) + 20 \cdot \log(S_{d(cm^2)} \cdot 10^{-4}) + 40 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(D) + 102,56$$

$$SPL = 20 \cdot \log(X_{d(mm)}) + 20 \cdot \log(S_{d(cm^2)}) + 40 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(D) + 20 \cdot \log(10^{-7}) + 102,56$$

$$SPL = 20 \cdot \log(X_{d(mm)}) + 20 \cdot \log(S_{d(cm^2)}) + 40 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(D) - 140 + 102,56$$

$$\text{Soit } SPL = 20 \cdot \log(X_{d(mm)}) + 20 \cdot \log(S_{d(cm^2)}) + 40 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(D) - 37,44$$

- Cette formule est très intéressante pour définir le SPL maximum possible d'un HP de surface  $S_d$  (en  $cm^2$ ) d'excursion +/-  $X_{dmax}$  (en mm) à une fréquence  $f_{min}$  la plus basse souhaitée.

$$SPL_{max} = 20 \cdot \log(X_{dmax(mm)}) + 20 \cdot \log(S_{d(cm^2)}) + 40 \cdot \log(f_{min}) + 20 \cdot \log(D) - 37,44$$

- Elle permet par réciprocity, de connaître la fréquence la plus basse reproductible à partir du  $X_{max}$  et de la surface radiante  $S_d$

A partir de la précédente formule

$$SPL_{max} + 37,44 - [20 \cdot \log(X_{dmax(mm)}) + 20 \cdot \log(S_{d(cm^2)}) + 20 \cdot \log(D)] = 40 \cdot \log(f_{min}) = N \Leftrightarrow \log(f_{min}) = N/40$$

$$\text{et } N = SPL_{max} + 37,44 - [20 \cdot \log(X_{dmax(mm)}) + 20 \cdot \log(S_{d(cm^2)}) + 20 \cdot \log(D)]$$

$$\text{implique } f_{min} = 10^{N/40}$$

### ①②① SPL max possible avec le Dayton RSS390HF-4

Faire descendre dans un plein espace ( $D=1$ ) ce HP à 20Hz, alors qu'il possède une surface radiante de 829,6  $cm^2$  et un  $X_{max}$  de +/- 14mm laisse entrevoir un SPL max de:

$$20 \cdot \log(14) + 20 \cdot \log(829,6) + 40 \cdot \log(20) + 20 \cdot \log(1) - 37,44 = 96dB.$$

Fort heureusement le sol, et la proximité proche des murs font que la directivité  $D$  sera voisine de 4 ce qui apportera un gain acoustique de  $20 \cdot \log(4) = 12$  dB environ qui ramène le niveau proche à 108dB.

Placé en encoignure  $D$  sera peu différent de 8, ce qui permet d'envisager un niveau de 114 dB.

### ①③ Limitation volontaire de la partie basse de la bande reproduite.

Afin de limiter la puissance délivrée dans les HP d'extrémité de bande, il est nécessaire d'en supprimer les parties infra et ultra sonore. Correctement calibrés, ces filtres peuvent être considérés comme des éléments

de protections des HP aux extrémités de la bande audio.

Afin d'être efficace, le filtre passe haut, ou coupe bas, destiné à limiter la bande infra sonore doit avoir une pente minimale de 12 dB/Octave (2° ordre). Dans l'absolu un filtre du 4° ordre nous offre la certitude d'une grande efficacité. Sa fréquence de coupure est choisie en deçà de la fréquence de coupure du HP chargé de reproduire le bas du spectre. L'inconstance du temps de propagation d'un filtre de Butterworth étant situé dans une zone inaudible, ce type de filtre peut faire l'affaire. J'y ai pourtant préféré le filtre de Bessel.

Le filtre passe bas (ou coupe haut) se contente d'un filtre du second ordre par contre son temps de propagation, appliqué sur l'ensemble du spectre audio, devra être le plus constant possible. Le choix se porte tout naturellement vers un filtre de Bessel.

Afin que les temps de propagation de groupe (tpg) de chacun des filtres précédemment cités ne viennent perturber une zone de séparation, ils sont placés en amont de l'ensemble de la chaîne reproductrice.

Si le temps est constant dans la zone reproduite, on peut considérer que le décalage temporel n'affecte pas le contenu du message sonore.

### ①③ Bande reproduite par l'ensemble

En faisant abstraction des deux filtres précédents, la bande idéalement reproduite se situe entre la fréquence la plus basse (à -3dB) retransmise par le boomer et la fréquence la plus haute retransmise par le tweeter. Entre ces deux points la courbe de réponse doit être la plus linéaire possible.

### ①⑤ Théorie de l'aiguillage d'un système à deux voies

En convenant que le système dispose d'un boomer et d'un tweeter, chacun dispose

- d'un coefficient K propre. Appelons  $K_B$  celui du Boomer et,  $K_T$  celui du Tweeter
- d'un facteur d'amplification  $A_B$  pour le Boomer et  $A_T$  pour le Tweeter
- d'une réponse complexe traduite par les fonctions de transferts  $T_{B(p)}$  pour le Boomer et  $T_{T(p)}$  pour le Tweeter. En fait chaque transducteur est un passe bande, large, pouvant être définie par la cascade d'un passe haut et d'un passe bas. Ainsi,

$$T_{B(p)} = T_{BH(p)} \cdot T_{BL(p)} \quad \text{et} \quad T_{T(p)} = T_{TH(p)} \cdot T_{TL(p)}$$

L'indice H signifie Passe Haut et l'indice L Low Pass (Passe bas). Ainsi  $T_{BH(p)}$  est la transmittance (Fonction de transfert) passe haut du boomer.

La nécessité de séparer fréquemment les deux HP afin qu'ils travaillent dans une zone adaptée à leur spécialité fait ajouter une fonction de transfert à chacun d'eux.

La bande reproduite par le boomer devient  $T_{B(p)} = T_{BH(p)} \cdot T_{BL(p)} \cdot T_{BS(p)} \cdot T_{BX(p)}$  dans laquelle  $T_{BS(p)}$  est la transmittance du filtre de Séparation appliqué au Boomer et  $T_{BX(p)}$  une transmittance de correction.

Il en va de même pour le tweeter.  $T_{T(p)} = T_{TH(p)} \cdot T_{TL(p)} \cdot T_{TS(p)} \cdot T_{TX(p)}$  dans laquelle  $T_{TS(p)}$  est une transmittance du filtre de Séparation appliqué au Tweeter et  $T_{TX(p)}$ , une transmittance correctrice.

Les deux transmittance correctrices prendront un sens dans ce qui suit.

La pression délivrée par les deux transducteurs, dans l'axe est donc:  $P_{a0(p)} = K_B \cdot A_B \cdot T_{B(p)} + K_T \cdot A_T \cdot T_{T(p)}$

Soit 
$$P_{a0(p)} = K_B \cdot A_B \cdot T_{BH(p)} \cdot T_{BL(p)} \cdot T_{BS(p)} \cdot T_{BX(p)} + K_T \cdot A_T \cdot T_{TH(p)} \cdot T_{TL(p)} \cdot T_{TS(p)} \cdot T_{TX(p)}$$

En posant 
$$K_B \cdot A_B = K_T \cdot A_T,$$

Les coefficients  $K_B$  et  $K_T$  étant liés à chacun des transducteurs sont imposés et n'offre aucune possibilité de modification. Par contre les facteurs d'amplification sont modifiables aisément. Pour satisfaire à la précédente relation le facteur d'amplification 
$$A_T = A_B \cdot K_B / K_T$$

L'expression de la pression exercée par les deux transducteurs

$$P_{a0(p)} = K_B \cdot A_B \cdot (T_{BH(p)} \cdot T_{BL(p)} \cdot T_{BS(p)} \cdot T_{BX(p)} + T_{TH(p)} \cdot T_{TL(p)} \cdot T_{TS(p)} \cdot T_{TX(p)})$$

qu'en vertu du paragraphe ①② de ce chapitre, en définissant  $T_{BS(p)}$  et  $T_{TS(p)}$  en conséquence, on souhaite résoudre pour obtenir:

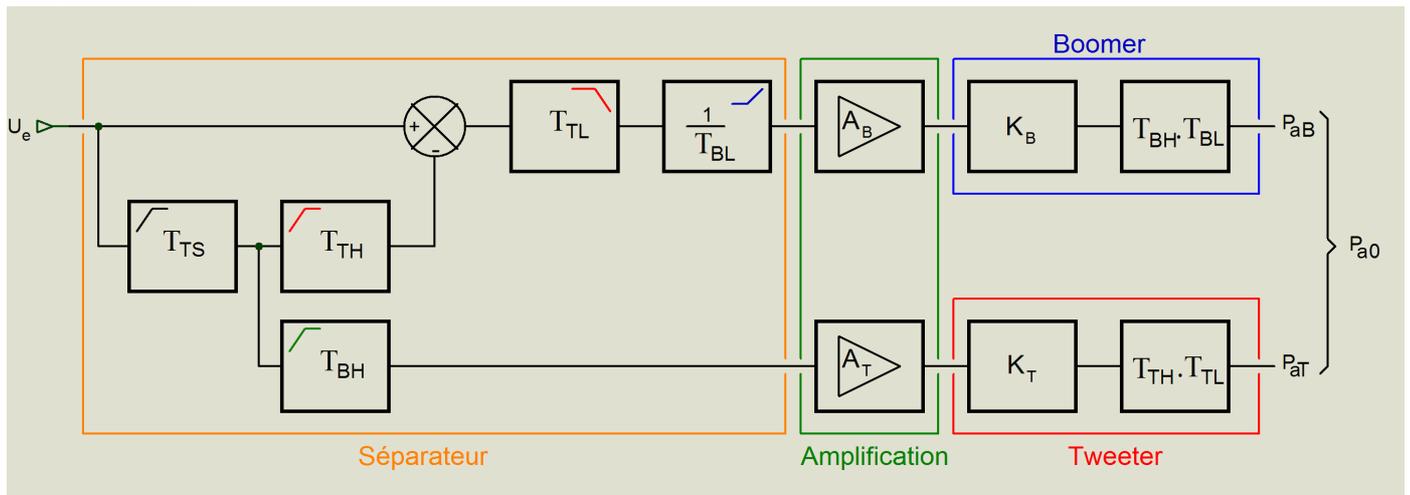
Ce qui revient à résoudre: 
$$T_{BH(p)} \cdot T_{TL(p)} = T_{BH(p)} \cdot T_{BL(p)} \cdot T_{BS(p)} \cdot T_{BX(p)} + T_{TH(p)} \cdot T_{TL(p)} \cdot T_{TS(p)} \cdot T_{TX(p)}$$

La variable  $p$  étant commune à tous les termes, sera considérée comme implicite. Ce qui permet d'écrire cette équation sous une forme allégée.

$$(T_{BL} \cdot T_{BS} \cdot T_{BX} / T_{TL}) + (T_{TH} \cdot T_{TS} \cdot T_{TX} / T_{BH}) = 1$$

En posant  $T_{BX} / T_{TL} = 1$  ce qui implique  $T_{BX} = T_{TL}$ , montre que le circuit de filtrage du boomer doit être suivi ou précédé d'une fonction de transfert passe bas équivalente à  $T_{TL}$ . C'est celle de l'effet passe bas du tweeter, De la même manière,  $T_{TX} / T_{BH} = 1$  implique  $T_{TX} = T_{BH}$ . Cette fois c'est le circuit de séparation du tweeter doit être suivi ou précédé d'un filtre passe haut équivalent au filtre fictif provoquant l'effet passe haut du boomer. L'équation devient  $(T_{BL} \cdot T_{BS}) + (T_{TH} \cdot T_{TS}) = 1$  soit  $T_{BS} = (1 - T_{TH} \cdot T_{TS}) / T_{BL}$

Quoique irréalisable (voir la **remarque 2** suivante) sous cette forme le schéma de la chaîne utilisant un tel filtre est le suivant.



Les types de transmittances issues du boomer sont asymptotiquement symbolisées en bleu, celles du tweeter en rouge.

En partant du principe que la relation  $K_B \cdot A_B = K_T \cdot A_T$ , est respectée

**Remarque 1:** Toutes les fonctions de transferts fictives des deux HP sont présents dans le séparateur.

Ceci montre l'intérêt de créer un schéma constitué de filtres équivalents au transfert de chaque HP.

Dresser un tel schéma nécessite une bonne maîtrise de la connaissance du filtrage.

**Remarque 2:** La transmittance  $1/T_{BL}$  est irréaliste, car elle correspond à la fonction inverse à celle d'un passe bas d'ordre 2 ou 3. On lui préférera un réseau passe tout qui a la faculté d'avoir une courbe de réponse linéaire et une réponse en phase variable. Un tel circuit correspond à une ligne à retard. Mais la encore, quelques précautions sont à prendre.

Cette solution qui permet de conserver un bon comportement en phase, ne compense pas les variations de niveaux en fonction de la fréquence. Il en résulte une légère ondulation de la courbe de réponse.

Notre seuil différentiel de sonie est de 0,4dB. Il faut donc rechercher une ondulation qui n'excède pas +/- 0,2 dB afin qu'elle soit inaudible. Ce critère est très difficile à obtenir, d'autant plus, si la fréquence caractéristique de  $T_{BL}$  est proche de la fréquence de coupure souhaitée.

**Remarque 3:** Si la fréquence de coupure coïncide avec la fréquence de coupure basse du tweeter, celle caractéristique de  $T_{TH}$ , alors  $T_{TS} = 1$ . Le risque est d'appliquer au Tweeter, même s'il est incapable de les restituer, des signaux à basses fréquences qui pourraient le détruire. Il faut donc, avant de valider ce choix, veiller à ce qu'il ne soit pas destructeur.

**Remarque 4:** L'ensemble dispose donc des coefficients et des deux transmittances nécessaires pour le considérer comme un HP équivalent.

Cette remarque est importante car elle permet d'entrevoir l'extension à un système à 3 voies ou plus.

Il suffit de sélectionner les HP par paires proches et de reproduire le principe.

Il en découle deux possibilités:

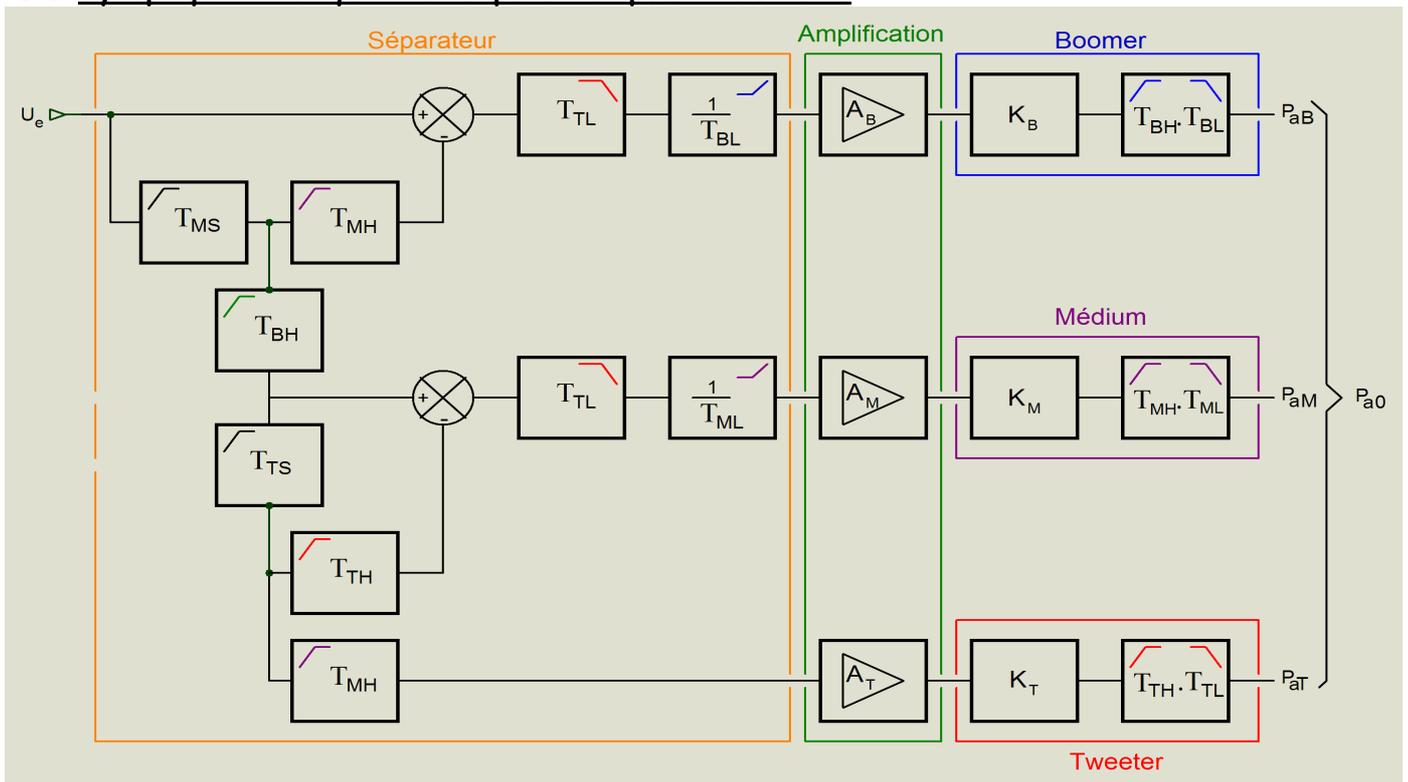
- Évaluation du couple boomer + médium, puis évaluation du HP résultant + Tweeter dans un système trois voies, ou

- Évaluation du couple médium + tweeter, puis évaluation du couple HP résultant + boomer

Cette deuxième possibilité permet d'envisager la réalisation de Zippy en deux étapes. La première consistant à asservir le B&C lors d'une première étape, puis moyennant des modifications mineures lui adjoindre le Woofer, son enceinte et son électronique. Le gros des modifications ayant lieu sur la carte de séparation. Elles consistent à câbler les filtres manquants et de modifier la matrice d'interconnexion (nous y reviendrons obligatoirement).

Cette dernière remarque permet de dresser rapidement le synoptique général du séparateur pour 3 voies.

### ①⑥ Synoptique théorique d'un séparateur pour trois voies



A la condition que  $K_B.A_B = K_M.A_M.A_B = K_T.A_T = K.A$ , qui correspond à l'équilibre des niveaux entre les trois HP la pression délivrée serait

$$P_{a0(p)} = K.A.T_{BH(p)}.T_{TL(p)}$$

Car comme mentionné plus haut l'approche des inverses de  $T_{BL(p)}$  et  $T_{TL(p)}$  va provoquer une légère ondulation de la courbe de réponse.

**Remarque 1:**  $T_{TL}$  et  $T_{MH}$  sont doublement présents.

**Remarque 2:** Ce schéma n'inclut pas

- Les deux filtres de coupure basse et haute indispensables à la protection des HP
- Les lignes à retard destinées à la mise en phase mécanique des HP. Dans le cas d'emploi d'un HP coaxial dont les plaques de champ ne sont pas alignées,

### ①⑦ Synoptiques théoriques adaptés à la zippy

Dans le cadre de l'enceinte Zippy, les transmittances  $T_{TH}$  et  $T_{MH}$  peuvent être déterminées lors de l'évaluation du réseau d'asservissement (CFB). Dans ce cas  $T_{TS}=1$  et  $T_{MS}=1$  peuvent devenir inutiles. Cette méthode offre des ressources de séparations limitées. Concrètement, elles seront présentes sur le PCB afin d'assouplir cette séparation et le passage de deux en trois voies. Leur présence permet aussi la souplesse d'adaptation à toutes formes de projets.

♦ Les deux plaques de champ du B&C 12CX32 sont décalées de  $d=39\text{mm}$ . Celle du tweeter étant en recul vis à vis de celle du boomer - médium (suivant l'utilisation) A une température ambiante de 21 à 22°C, pour une

pression atmosphérique moyenne, et au niveau de la mer, cela produit un retard  $\tau_T$  des signaux de pression issus du tweeter de  $\tau_T = d/c = 39.10^{-3}/344 = 113\mu s$  vis à vis de ceux émis par le boomer-médium.

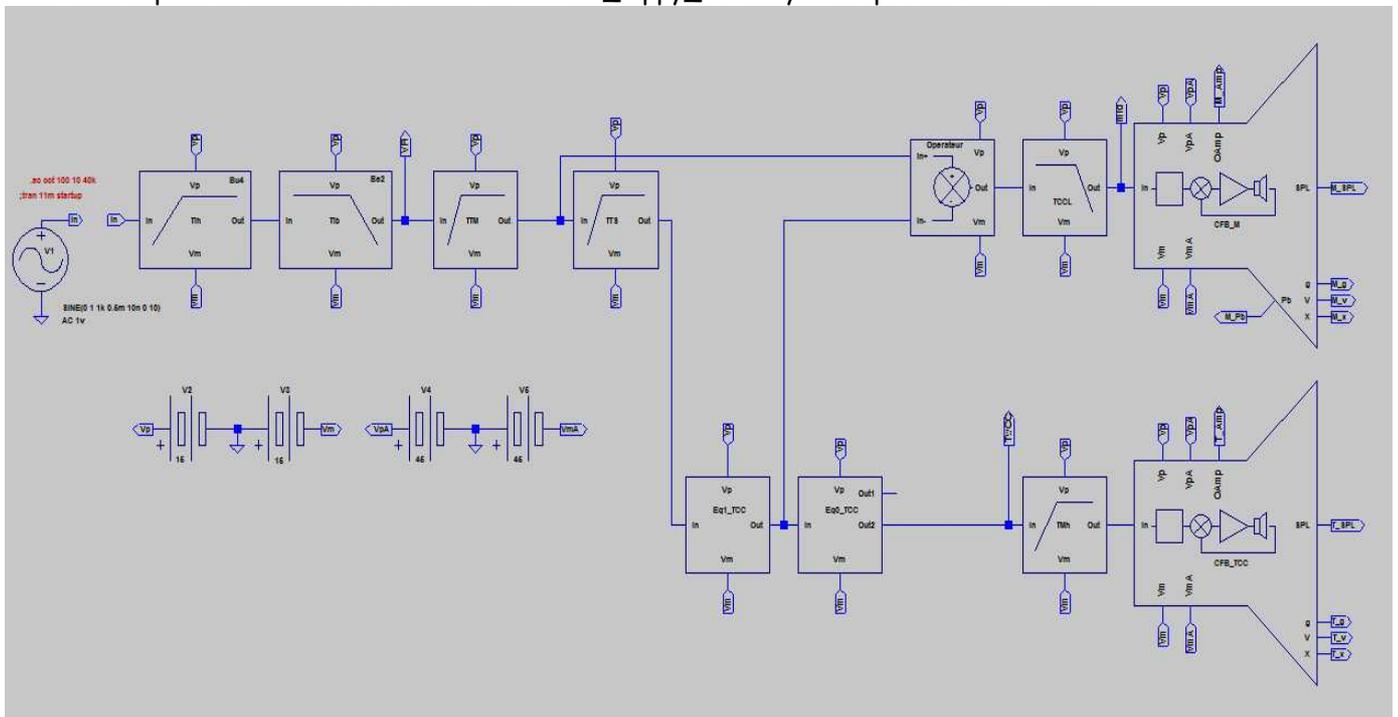
Il est donc nécessaire de retarder les signaux destinés au boomer médium de ce même temps  $\tau_T$ , afin de rendre les signaux délivrés par les deux transducteurs parfaitement synchrones.

**Remarque:** Ce circuit de décalage temporel n'a pas lieu d'apparaître sur le schéma de simulation. En effet il faudrait faire apparaître un circuit de décalage représentant le délai mécanique du tweeter et sa parade dans le circuit du médium. Autrement dit deux circuits identiques, ayant même fonction dans les réseaux médium et aigus. En fait leur présence n'aurait d'intérêt que vis à vis du boomer

♦ En réalisant le système trois voies de telle manière à ce que le **caisson de basse soit séparé du caisson médium aigus** la mise en phase mécanique est possible. L'origine des phases étant prise au niveau de la plaque de champ du tweeter. Dans la réalité les distances relatives des HP par rapport au point d'écoute nécessite une modification de ce point de phase théorique. La réalisation de l'ensemble en deux parties paraît être la plus pratique.

### ❖ Synoptique du filtre séparateur de l'enceinte 2 voies (B&C 12CX32 seul)

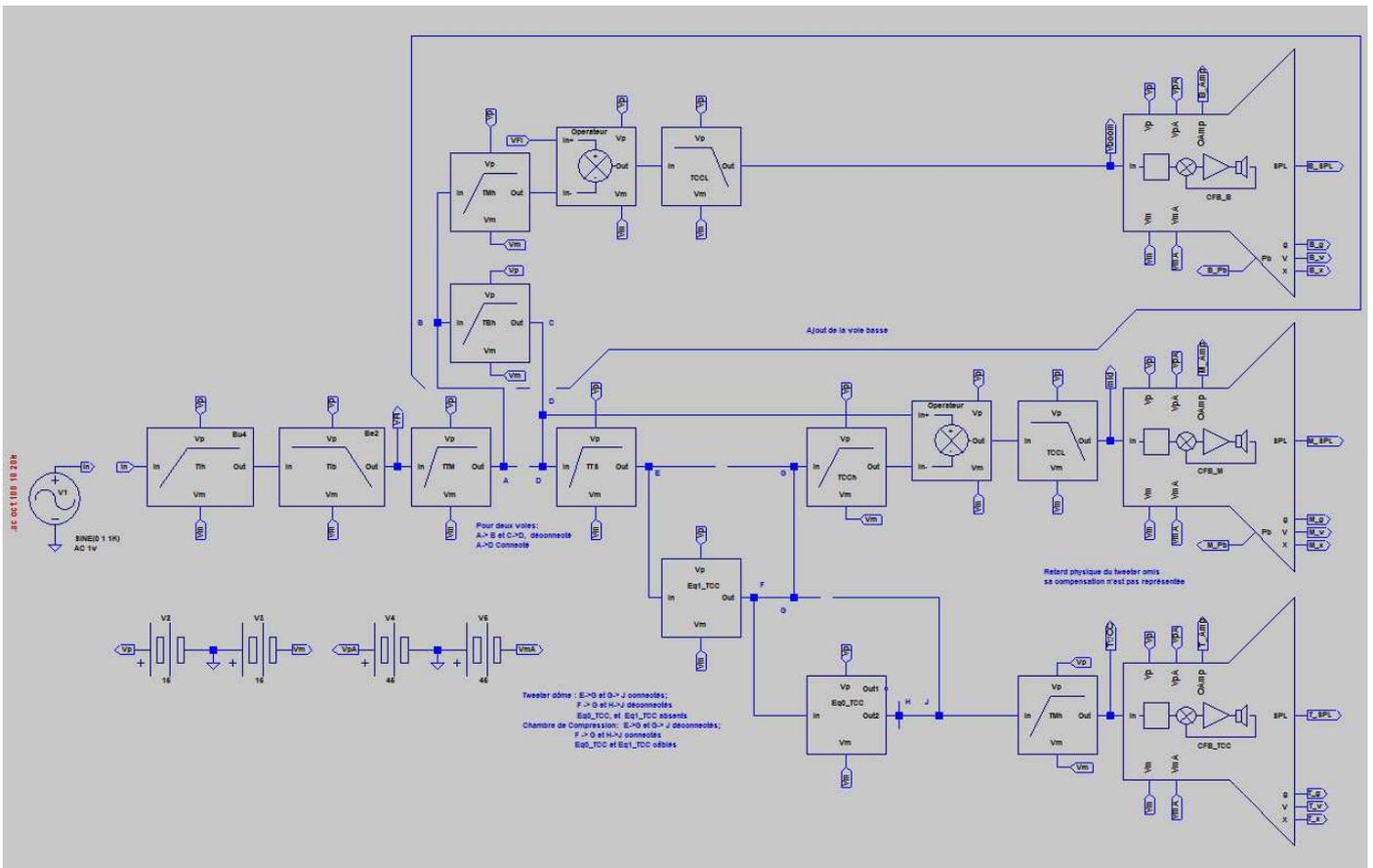
Il lui correspond le schéma de simulation « Test\_zippy\_2Vx.asy » adapté au B&C 12CX32



Il ne fait pas apparaître ni les dosages de niveau, ni le circuit de retard du boomer-médium vis à vis du tweeter

### ❖ Synoptique du filtre séparateur de l'enceinte 3 voies adaptée à Zippy

Il lui correspond le schéma d'analyse « Test\_Zippy\_3Vx »



Ces deux schémas font apparaître les blocs constituant les transferts à l'image des filtres de séparation et des filtres images des HP. Ce sont ces derniers qui sont les plus difficiles à obtenir.

C'est par approximations excessives qu'ils sont définis. Cela nécessite une bonne connaissance du filtrage actif, et une patience d'ange. Il est nécessaire que le filtre image soit, si possible approché à 0.2 dB près sur une plage dynamique de 30 à 40dB.

## 2- Choix des structures des filtres type.

Hormis les circuits d'égalisation du tweeter, Ce sont essentiellement des filtres passe haut et passe bas du second et du troisième ordre.

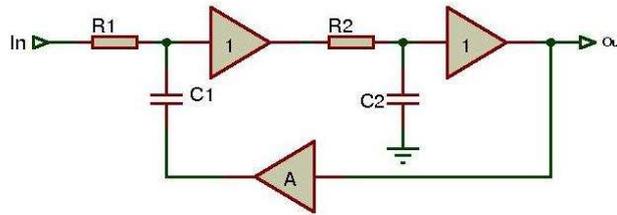
Un filtre d'ordre n pair est constitué de la cascade de n/2 filtres du second ordre.

Un filtre d'ordre m impair nécessite (m-1)/2 filtres du second ordre et d'un filtre du premier ordre. Le tout étant en cascade.

Il est donc nécessaire de choisir la structure d'un filtre du second ordre, sachant que pour faciliter la mise au point, les modifications, de la fréquence de coupure et de la sélectivité de chacun des filtres doivent être indépendantes l'une de l'autre. Il ne doit avoir, ni perte, ni gain, ce qui indique qu'en sortie, son asymptote horizontale soit au niveau de celui de l'entrée. Malheureusement, les filtres de Sallen - Key ne répondent pas à toutes ces contraintes.

### ②① Principe des filtres passe bas et passe haut du second ordre utilisés

Le passe bas peut être représenté par le schéma de principe simplifié suivant



La permutation de  $R1$  et  $C1$  ainsi que celle de  $R2$  et  $C2$  le transforme en passe haut. A fréquence et coefficients de qualités égaux les dénominateurs de chacune des transmittances du passe bas et du passe haut sont identiques.

♦ Juste un peu de théorie.

En posant

- $R_1=R_2=R$  et  $C_1=C_2=C$ ,
- le produit  $C.R=\tau$  qui définit la constante de temps du circuit élémentaire ou encore l'inverse d'une pulsation caractéristique  $\omega_0=1/\tau = 1/C.R$
- et enfin  $j.\omega=p$  l'opérateur d'Heaviside pour un signal sinus.

L'équation de ce circuit  $(V_{in} \cdot (1/p.C)/(R + 1/p.C)) + (A \cdot V_{out} \cdot (R/(R + 1/p.C))) \cdot ((1/p.C)/(R + 1/p.C)) = V_{out}$  dans laquelle  $V_{in}$  est la tension présente à l'entrée **In** du filtre,  $V_{out}$  celle de la sortie **Out** et **A** le gain de l'étage reliant la sortie au condensateur  $C_1$ . Les buffers ont un gain unitaire. C'est la raison pour laquelle le chiffre 1 est apposé dans leur symbole.

Tous les développements faits, la transmittance  $T = V_{out}/V_{in} = 1 / (1 + (2-A) \cdot s + s^2)$

dans laquelle  $s = p.C.R = p.\tau = j.\omega/\omega_0 = j.f/f_0$

$f_0 = \omega_0 / 2.\pi$  est la fréquence caractéristique du filtre. Elle n'est pas pour autant sa fréquence de coupure si l'on convient que cette dernière est définie lorsque le niveau relatif de la sortie est de 3dB inférieur à celui de l'entrée.

La transmittance peut être écrite sous la forme  $T = 1 / (1 + s/Q + s^2)$ , dans laquelle  $Q$  est le coefficient de surtension ou de qualité du circuit. En rapprochant les deux formes il apparaît que  $Q=1/(2-A)$

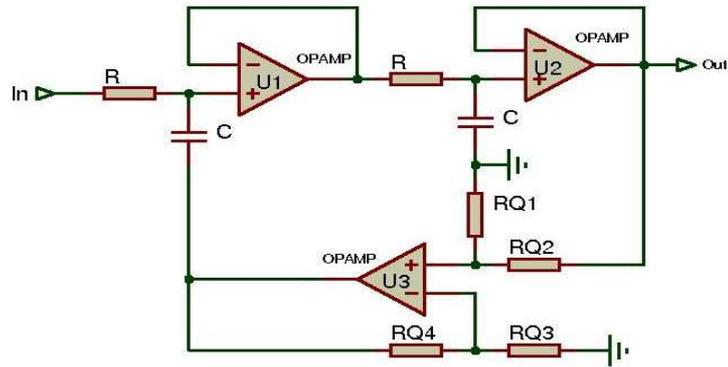
Ainsi pour:  $A=0$ ,  $Q=1/2$  ce qui revient à supprimer l'ampli  $A$  et placer le pied de  $C_1$  à la masse et  $A=2$   $Q$  tend vers l'infini, l'étage devient instable.

Une grande variété de coefficients de qualité est donc possible avec ce circuit pourvu que  $A$  soit compris entre 0 et 2.

Remarques:

- Son asymptote horizontale est unitaire ce qui correspond à un niveau relatif de 0 dB entre la sortie et l'entrée.
- Pour  $A=1$  l'étage concerné est suiveur et  $Q=1$ .
- La majeure partie des filtres utilisés ont un  $Q$  compris entre 0,5 et 1.  $A$  sera donc fréquemment atténuateur.
- A une variation de  $A$ , autrement dit de  $Q$ , la constante de temps  $\tau = R.C$  étant établie, la fréquence caractéristique du filtre  $f_0 = 1 / 2.\pi.\tau$  ne varie pas.
- De la même manière une modification de la constante de temps  $\tau$ , autrement dit de la fréquence caractéristique du filtre ne modifiera pas son coefficient de qualité  $Q$  ;

Le schéma du filtre passe bas pouvant correspondre aux précédents critères est:



Le câblage et la valeur des éléments de **A** en fonction de **Q** est le suivant

	RQ1	RQ2	RQ3	RQ4
$Q=0.5$	=0	NC	NC	=0
$0,5 < Q < 1$	a	$a \cdot (1-Q)/(2Q-1)$	NC	=0
$Q = 1$	NC	=0	NC	=0
$Q > 1$	NC	=0	b	$b \cdot (Q-1)/Q$

a et b correspondent à des valeurs arbitrairement choisies. Toutefois il est conseillé que la somme  $RQ1+RQ2$  ou  $RQ3+RQ4$  avoisine  $10k\Omega$ .

De ce qui précède, les éléments du passe haut du 2° ordre sont définis avec la même formulation que le passe bas. Les schémas possibles qui en découlent sont les suivants

