



Romain Murgat

romain.murgat@et.u.upmc.fr

UPMC - IRCAM - Telecom ParisTech

Année universitaire 2015/2016

Master 2 Acoustique, Traitement du signal et Informatique Appliqués à la Musique (ATIAM)



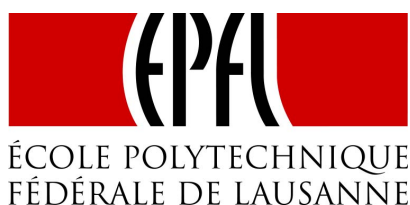
**Conception de filtres actifs pour l'écoute musicale et
l'absorption acoustique via un haut-parleur en caisson
clos alimenté en courant**

Sous la tutelle de Etienne Rivet

etienne.rivet@epfl.ch

Laboratoire de Traitement des Signaux LTS2

Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne



Résumé

Ce rapport se consacre à l'étude du haut-parleur électrodynamique chargé dans un caisson clos. Le haut-parleur est alimenté en courant : la force contre électromotrice et les paramètres de l'impédance électrique bloquée n'interviennent donc pas dans la mise en équations. Cela offre des avantages en terme de d'ordre de filtre et de stabilité dans le cas de contrôle actif temps-réel. L'approche théorique du fonctionnement de ce transducteur est le sujet de la première partie.

La seconde partie se consacre à l'étude du haut-parleur comme surface absorbante active. La membrane est absorbante si elle présente une impédance acoustique à phase nulle, ce qui n'est pas le cas lorsque le haut-parleur est en circuit ouvert. Connaissant la pression sur la membrane via un microphone et la fonction de transfert entre courant et vitesse, il est possible d'implémenter un filtre actif permettant d'imposer la vitesse nécessaire pour obtenir une impédance acoustique cible.

Lors de l'utilisation du haut-parleur pour l'écoute musicale, l'alimentation en courant des haut-parleurs donne une résonance très prononcée due à l'absence de pertes dans le bobinage. La troisième partie est dédiée à la conception d'un filtre qui corrige ce défaut et offre la possibilité d'étendre la réponse en fréquence dans le grave. Plus généralement, il remplace virtuellement les propriétés mécaniques du haut-parleur par d'autres, au choix de l'utilisateur.

Abstract

This report studies the case of a speaker loaded in a closed box. The first part is about the theoretical framework of this transductor. The speaker is current-controlled : the back-EMF and the parameters of the blocked electric impedance don't take part in the motional equation of the system. This is beneficial because the order of the filters decreases and the stability is improved in the case of real-time active control.

The second part of the report deals with the use of the diaphragm as an active absorbing surface. The diaphragm must have a zero-phase acoustic impedance in order to absorb energy. It is not the case when the speaker is in open-circuit. With the transfert function between current and celerity and by measuring the pressure on the membrane, it is possible to implement a filter to get the celerity which provide the target acoustic impedance.

When the speaker is used as a diffuser, the current-driving method provides a strong peak at the resonance because the losses of the blocked electric impedance are cancelled. The third part is about the design of a filter to correct this and extend the bandwidth in the low frequency range. More generally, it allows to virtually switch the mecanical parameters of a speaker to others parameters.

Mots clés

Haut-parleur, Absorption active, Contrôle d'impédance, Filtrage, Caisson clos, Alimentation en courant

Table des matières

I	Préambule	4
1	Introduction	5
2	Etat de l'art	6
2.1	Réduction du bruit	6
2.1.1	Par interférences destructives	6
2.1.2	Par contrôle d'impédance	6
2.2	Modification de la réponse du haut-parleur dans le grave	7
2.2.1	Égaliseurs actifs	7
2.2.2	Ajout de circuits RLC	7
2.2.3	Transformée de Linkwitz	7
II	Étude théorique du haut-parleur électrodynamique	8
3	Principe de fonctionnement	9
3.1	Bilan des forces	9
3.1.1	Domaine électrique	10
3.1.2	Domaine Mécanique	10
3.2	Analogie électromécanique	10
4	Haut-Parleur chargé en caisson clos	12
4.1	Charge acoustique arrière	12
4.2	Impédance de rayonnement	12
4.3	Schéma équivalent	13
4.4	Mode d'alimentation	14
4.4.1	En tension	14
4.4.2	En courant	14
4.5	Débit de la membrane	15
4.5.1	En tension	15
4.5.2	En courant	16
4.6	Puissance acoustique rayonnée	16
4.6.1	Comportement asymptotique	16
4.6.2	Calcul analytique	17
III	Contrôle de la membrane par filtrage	18
5	Préambule : matériel utilisé pour l'expérimentation	19
5.1	Caisson	19
5.2	Haut-parleurs : mesure de l'impédance acoustique	19
5.3	Implémentation des filtres	20
5.4	Matériel de mesure	21
6	Absorption	22
6.1	Conditions idéales d'absorption	22
6.2	Impédance de la membrane en circuit ouvert	22

6.3	Contrôle actif	23
6.3.1	Choix de la variable de contrôle	23
6.3.2	Impédance acoustique cible	23
6.4	Résultats des mesures	23
7	Diffusion	25
7.1	Objectifs du contrôle	25
7.1.1	Choix du facteur de qualité à la résonance	25
7.1.2	Extension de la bande passante dans le grave	25
7.2	Établissement du filtre	27
7.2.1	Principe du contrôle	27
7.2.2	Calcul du filtre	27
7.2.3	Impédance mécanique virtuelle cible	28
7.2.4	Allure du filtre	28
7.3	Résultats expérimentaux	29
7.3.1	Paramètres cible	29
7.3.2	Comparaison des simulations et des mesures	29
7.3.3	Limites du domaine linéaire	31
7.4	Autres applications	33
7.4.1	Adaptation pour une alimentation en tension	33
7.4.2	Simulation de la réponse d'un autre type de charge	33
7.5	Intérêt et exemples d'applications	34
7.6	Couplage avec l'absorbeur	34
8	Conclusion	36

Première partie

Préambule

Chapitre 1

Introduction

Les haut-parleurs électrodynamiques représentent la grande majorité des transducteurs électroacoustiques. Ils sont traditionnellement alimentés par une source de tension. Toutefois, la mise en équations de la dynamique du haut-parleur montre clairement qu'une alimentation en courant permet d'éviter les désagréments apportés par la modélisation du bobinage et la prise en compte de la force contre électromotrice.

Ce mode d'alimentation offre ainsi de meilleures performances dans le cas de contrôle actif : l'ordre du système est réduit et la stabilité accrue. C'est pourquoi il est utilisé par l'équipe d'acoustique de l'EPFL dans le cadre de recherches sur les absorbeurs actifs électroacoustiques actifs (utilisation de la membrane du haut-parleur comme d'une surface absorbante accordable).

L'alimentation en courant offre aussi de meilleures performances, pour les mêmes raisons, en terme d'écoute à haute fréquence. Toutefois la résonance est beaucoup plus prononcée du fait de l'absence de pertes dans la résistance électrique du bobinage, ce qui rend la réponse du haut-parleur dans le grave inadaptée à l'écoute musicale.

L'objectif du stage était de chercher à synthétiser par filtrage numérique des charges acoustique adaptées à l'écoute dans le cadre d'une alimentation en courant tout en utilisant le savoir-faire du laboratoire en terme de contrôle d'impédance.

Chapitre 2

Etat de l'art

2.1 Réduction du bruit

Cette section se base sur le travail réalisé par Romain Boulandet dans sa thèse [1].

2.1.1 Par interférences destructives

L'utilisation d'interférences acoustiques destructives à été proposé en 1936 par Lueg dans [2]. Ce brevet présente une manière d'atténuer un bruit sinusoïdal via un haut-parleur. En 1953, Olson et May, dans [3], introduisent le contrôle actif par feedback, en mesurant la pression sur la membrane via un microphone.

Le principe des interférences destructives est le plus répandu actuellement dans les applications de contrôle du bruit. Toutefois son efficacité se limite aux traitements de bruits périodiques comme les bruits de moteurs.

2.1.2 Par contrôle d'impédance

Une autre approche consiste à utiliser des résonateurs accordés pour absorber efficacement l'énergie incidente sur le système.

Contrôle actif

En 1970, Bobber propose dans [4] de contrôler la dynamique d'un haut-parleur de manière à imposer une impédance absorbante sur la membrane. En 1984, Guicking et Karcher introduisent dans [5] l'usage d'un capteur de vitesse pour le contrôle d'impédance d'un haut-parleur chargé dans un tube.

Contrôle passif

Il est également possible de modifier l'impédance de la membrane par la technique passive dite d'impédance de shunt, comme le montre [6]. Cela consiste à câbler un résonateur électrique passif aux bornes du haut-parleur de manière à modifier la fréquence de résonance et l'amortissement du système.

2.2 Modification de la réponse du haut-parleur dans le grave

2.2.1 Égaliseurs actifs

Le contrôle de la réponse du haut-parleur est généralement effectué par filtrage en amont de l'amplification via un égaliseur. Le concept d'égaliseur a été introduit par Baxandall en 1952 dans [7]. Il proposait alors une égalisation deux bandes (graves et aigües). La technologie des égaliseurs a grandement évolué et il est maintenant fréquent de rencontrer des égaliseurs stéréo 31 bandes, analogiques ou numériques. Les logiciels et plugins d'égalisation sont également nombreux.

2.2.2 Ajout de circuits RLC

A la manière de la technique de l'impédance shuntée, il est courant d'ajouter des composants passifs entre l'amplificateur et le haut-parleur, dans le but de modifier les paramètres de la résonance du haut-parleur électrodynamique.

2.2.3 Transformée de Linkwitz

En 1980, Linkwitz introduit dans [8] une nouvelle manière de corriger la réponse de l'enceinte. Contrairement à un égaliseur traditionnel qui permet d'ajuster le gain sur une bande de fréquences choisie, la transformée de Linkwitz permet de modifier directement la fonction de transfert du système. Le filtre qu'il propose est bien entendu analogique.

Le travail qui a été réalisé dans la partie "Diffusion" de ce stage, est une version numérique de la transformée de Linkwitz. L'idée de base était d'utiliser les outils de contrôle d'impédance développés à l'EPFL, mais les recherches ont vite montré que corriger une enceinte revient à modifier virtuellement le débit, ce qui mène à réaliser une transformée de Linkwitz.

Deuxième partie

Étude théorique du haut-parleur
électrodynamique

Chapitre 3

Principe de fonctionnement

3.1 Bilan des forces

Le haut-parleur électrodynamique est un transducteur assurant la conversion de l'énergie électrique en énergie acoustique. Réciproquement, il convertit aussi l'énergie acoustique en énergie électrique, à la manière d'un microphone, mais son dimensionnement n'est généralement pas adapté à cet usage.

Les lois de l'électromagnétisme montrent qu'une portion de conducteur de longueur $d\vec{l}$ plongé dans un champ magnétique \vec{B} et parcouru par un courant I subit la force de Laplace

$$d\vec{F} = I \cdot d\vec{l} \wedge \vec{B}$$

C'est cette propriété qui est utilisée pour la transduction électrodynamique.

- Une bobine libre de se déplacer verticalement est plongée dans un aimant dont les lignes de champ magnétique \vec{B} sont radiales (voir figure 3.1). Les spires de la bobine de longueur totale l étant perpendiculaires au champ magnétique, la bobine parcourue par un courant I subit une force verticale $F = BIl$. Bl est appelé "facteur de force" car F et I sont proportionnels.
- Le diaphragme est fixé à la bobine donc l'air est excité par le mouvement de la bobine mobile.
- La suspension périphérique de la membrane et le spider sont reliés au châssis de manière à centrer le mouvement des parties mobiles.
- Le dôme protège le moteur de la poussière. Sa géométrie confère un volume suffisant pour limiter les variations de pression dans l'entrefer tout en assurant une plus grande rigidité à la membrane.

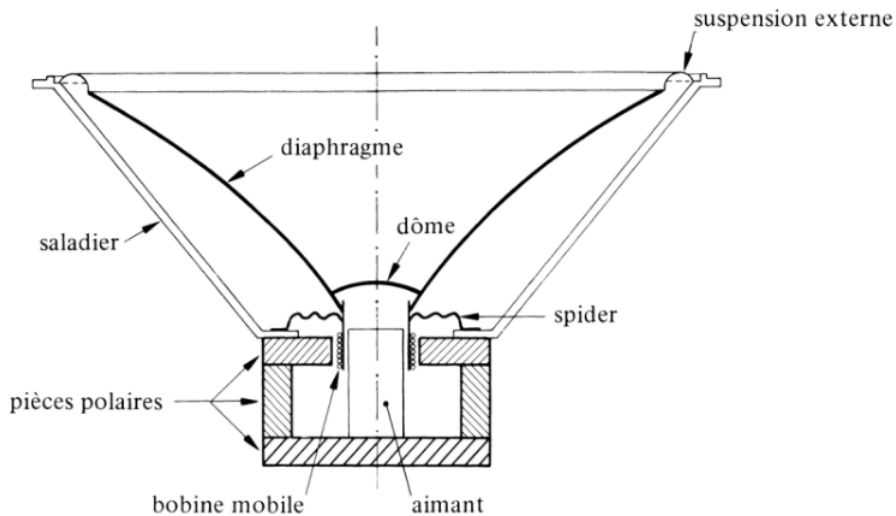


FIGURE 3.1 – Schéma en coupe d'un haut-parleur électrodynamique ([9], p. 533)

3.1.1 Domaine électrique

La loi de Lenz montre qu'une portion de conducteur \vec{dl} plongé dans un champ magnétique \vec{B} et se déplaçant à une vitesse \vec{V} subit une force électromotrice $d\epsilon = \vec{v} \wedge \vec{B} \cdot \vec{dl}$. Dans le cas du haut-parleur, en vertu de l'orthogonalité des vecteurs, l'intégration de $d\epsilon$ donne :

$$\epsilon = -BlV$$

Le comportement de la bobine peut être modélisé approximativement par la mise en série d'une résistance Re et d'une inductance Le (voir figure 3.2).

La tension aux bornes du haut-parleur en convention diffuseur exprimée dans le domaine de Laplace de variable s vaut donc :

$$U = (s.Le + Re)I + BlV \quad (3.1)$$

où $s.Le + Re$ est l'impédance électrique bloquée.

3.1.2 Domaine Mécanique

Le comportement mécanique de la membrane peut être modélisé par un système masse-ressort amorti. La masse du système est Mmd , la raideur est $\frac{1}{sCms}$ et l'amortissement est Rms . Les forces s'exerçant sur la membrane du haut-parleur chargée en écran infini sont :

- Les forces résultant des charges acoustiques $Z_{ac,1}$ et $Z_{ac,2}$ sur la face avant et la face arrière de la membrane :

$$-S_d P_{t,1} = -S_d^2 Z_{ac,1} V \quad \text{et} \quad -S_d P_{t,2} = -S_d^2 Z_{ac,2} V$$

avec S_d la surface équivalente à un piston plan modélisant la membrane et P_t la pression acoustique sur la membrane.

- La résistance et la force de rappel dues aux suspensions mécaniques :

$$-(Rms + \frac{1}{sCms})V$$

- La force exercée par le moteur sur la membrane :

$$-BlI$$

En vertu de la seconde loi de Newton :

$$\begin{aligned} sVMmd &= -S_d^2(Z_{ac,1} + Z_{ac,2})V - (Rms + \frac{1}{sCms})V - BlI \\ BlI &= \left[sMmd + Rms + \frac{1}{sCms} + S_d^2(Z_{ac,1} + Z_{ac,2}) \right] V \end{aligned} \quad (3.2)$$

3.2 Analogie électromécanique

L'étude du haut-parleur électrodynamique est grandement simplifiée par l'utilisation de circuits électriques équivalents. L'analogie électromécanique permet de caractériser le fonctionnement global du haut-parleur par un schéma électrique équivalent, en se basant sur les similitudes entre les oscillateurs mécaniques et électriques. Chaque composant mécanique peut être substitué par un composant électrique équivalent.

La figure 3.2 montre le schéma électrique équivalent à un haut-parleur subissant une charge acoustique quelconque. La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique est assurée par un transformateur de rapport $Bl : 1$, de manière à respecter la loi de Lenz. La conversion mécano-acoustique est représentée par un transformateur de rapport $-S_d^{-1} : 1$ car vitesse et débit sont liés par un facteur S_d ($S_d V = q$).

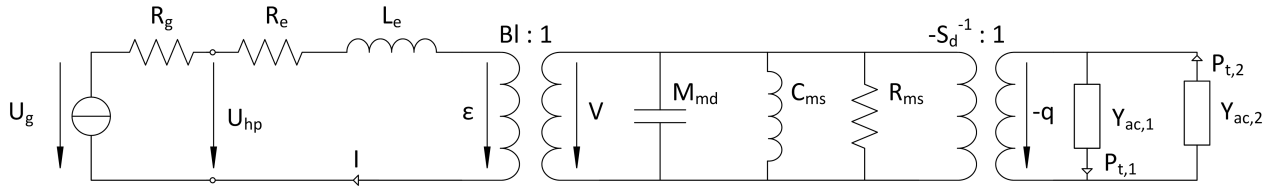


FIGURE 3.2 – Schéma équivalent à un haut parleur subissant une charge $\frac{1}{Y_{ac,1}}$ sur sa face avant et $\frac{1}{Y_{ac,2}}$ sur sa face arrière

En pratique il s'avère utile de supprimer les transformateurs de couplage en introduisant des paramètres équivalents. En posant :

$$\begin{aligned}
 R_{ae} &= \frac{Bl^2}{S_d^2} \frac{1}{R_g + R_e} & M_{ad} &= \frac{M_{md}}{S_d^2} \\
 C_{ae} &= \frac{S_d^2}{Bl^2} L_e & C_{as} &= S_d^2 C_{ms} \\
 R_{as} &= \frac{R_{ms}}{S_d^2}
 \end{aligned}$$

et

$$p_g = \frac{Bl}{S_d} \frac{1}{R_g + R_e + sLe} U_g \quad \text{ou} \quad p_g = \frac{Bl}{S_d} I_g$$

selon que la commande soit en tension ou en courant on obtient le circuit acoustique équivalent de la figure 3.3. P_g est une source de pression et q est le débit acoustique.

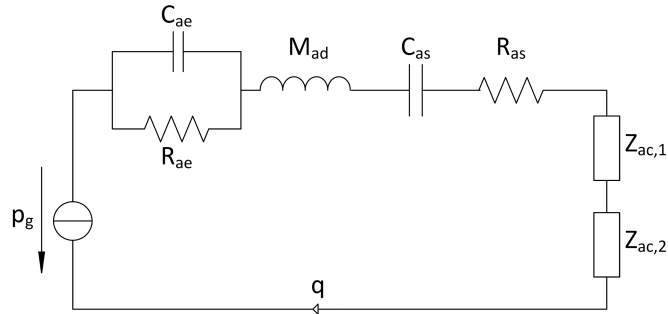


FIGURE 3.3 – Schéma équivalent acoustique à un haut parleur subissant une charge $Z_{ac,1}$ sur sa face avant et $Z_{ac,2}$ sur sa face arrière

Chapitre 4

Haut-Parleur chargé en caisson clos

4.1 Charge acoustique arrière

Le montage d'un haut-parleur en caisson clos est le cas le plus fréquent car c'est une manière simple et efficace d'éviter le court-circuit acoustique entre onde avant et onde arrière. Le volume V_b de l'enceinte close agit comme une compliance acoustique de valeur $Cab = \frac{\beta V_b}{\rho c^2}$ où β est un facteur traduisant l'influence de matériaux absorbants dans l'enceinte ($1 < \beta < 1.4$). ρ est la masse volumique de l'air et c la célérité du son dans l'air. En pratique l'enceinte close apporte aussi un terme de pertes Rab et un terme de masse Mab négligeables en première approximation. La face arrière de la membrane subit donc une charge acoustique $Z_{ac,2} = Cab$.

4.2 Impédance de rayonnement

La face avant de la membrane est assimilable à basse fréquence à un piston plan rayonnant dans un espace libre. L'impédance de rayonnement subie par la membrane est donc approchée par l'impédance de rayonnement théorique d'un piston plan :

$$Z_{ac,1} = Z_{ar} = \frac{\rho c}{S_d} \left[1 - \frac{J_1(2ka)}{ka} + j \frac{S_1(2ka)}{ka} \right]$$

où k est le nombre d'onde, a le rayon du piston et J_1 et S_1 les fonctions de Bessel et Struve d'ordre un.

En pratique, comme le montre la figure 4.1, une bonne approximation de l'impédance de rayonnement est donnée par :

$$Z_{ar} = j \frac{\rho c}{S_d} \frac{\frac{8}{3\pi} ka}{1 + j \frac{8}{3\pi} ka}$$

A basse fréquence ($ka < \sqrt{2}$), la partie réelle de l'impédance de rayonnement est négligeable devant la partie imaginaire. De plus, la partie imaginaire est proportionnelle à la fréquence : $Z_{ar} \simeq j \frac{\rho c}{S_d} \frac{8ka}{3\pi} = j\omega \frac{8}{3\pi} \frac{\rho a}{S_d}$. Tout se passe donc comme si le rayonnement apporte une masse supplémentaire au système, de valeur $Mmr = \frac{8}{3\pi} \rho a S_d$.

La résistance de rayonnement varie avec le carré de la fréquence pour $ka < \sqrt{2}$ et est constante pour $ka > \sqrt{2}$. Ce terme résistif est négligeable devant Rms.

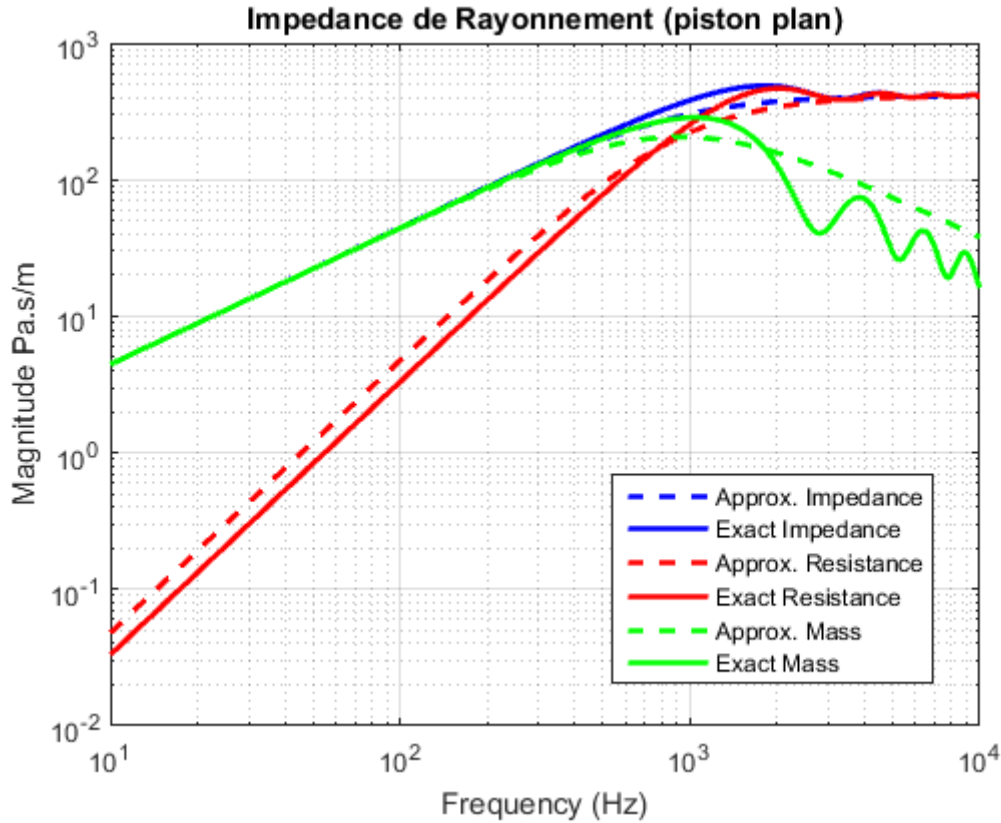


FIGURE 4.1 – Valeurs théorique et approché de l'impédance de rayonnement d'un piston de surface $S_d = 151\text{cm}^2$

4.3 Schéma équivalent

En posant $Z_m = sMmd + Rms + \frac{1}{sC_{mc}}$ et $Z_e = sLe + (Rg + Re)$ on obtient le schéma équivalent à un caisson clos représenté sur la figure 4.2. La compliance C_{ac} synthétise la suspension mécanique du haut-parleur et la compliance acoustique : $\frac{1}{C_{ac}} = \frac{1}{C_{as}} + \frac{1}{C_{ab}}$

L'augmentation de la raideur du système ($\frac{1}{C_{ac}} > \frac{1}{C_{as}}$) se traduit par une fréquence de résonance plus élevée que la fréquence de résonance naturelle du haut-parleur. Outre l'atténuation des modes du caisson, le capitonnage traduit par le paramètre β a pour but de limiter cette augmentation de raideur pour conserver une bande passante convenable dans le grave.

Dans le cas du caisson clos l'équation 3.2 se reformule et le système est régi par :

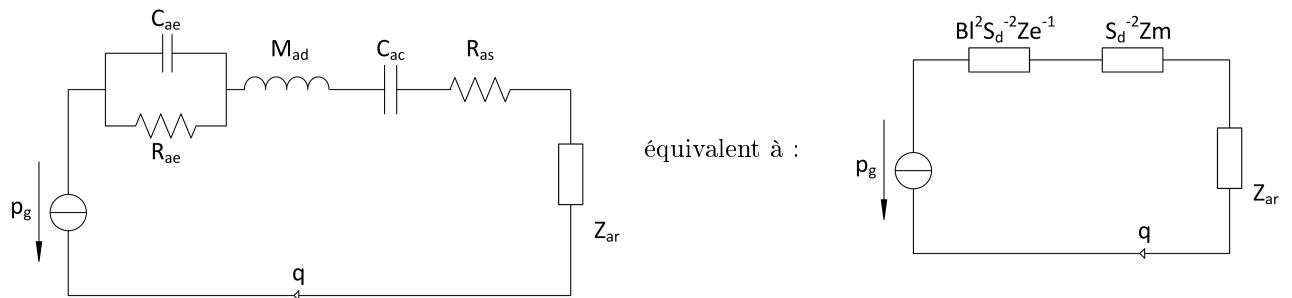


FIGURE 4.2 – Schéma acoustique d'un haut parleur chargé en caisson clos

$$\begin{cases} U = ZeI + BlV \\ -SdPt = ZmV - BlI \end{cases} \quad (4.1)$$

$$(4.2)$$

A basse fréquence, l'inductance du bobinage Le est négligeable devant Re : Cae est bloquant donc sa branche est ouverte. De plus le rayonnement se comporte comme une masse additionnelle : on introduit le paramètre $Mms = Mmd + Mmr$ dont l'équivalent acoustique est $Mas = S_d^2 Mmr$. Le schéma équivalent est donc celui de la figure 4.3

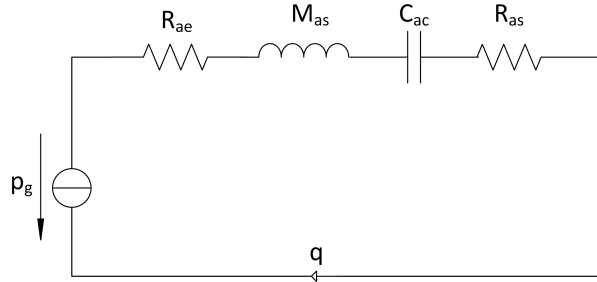


FIGURE 4.3 – Schéma équivalent à un haut-parleur chargé en caisson clos - approximation basse fréquence

4.4 Mode d'alimentation

4.4.1 En tension

Traditionnellement, l'alimentation des haut-parleurs se fait en tension. La dynamique du haut-parleur est explicitée par le couplage des équations 4.1 et 4.2 :

$$-SdPt = \left[Zm + \frac{Bl^2}{Ze} \right] V - \frac{BlU}{Ze} \quad (4.3)$$

Une source idéale de tension possède une résistance de sortie Rg nulle. En pratique, bien que non nulle (notamment pour les amplificateurs à tubes) cette résistance est faible devant Re .

A basse fréquence, $Ze \simeq Rg + Re$. L'amortissement du système découle des pertes $Rms + \frac{Bl^2}{Rg + Re}$, ce qui fournit un facteur de qualité "raisonnable" pour des valeurs typiques de masse et de compliance de haut-parleur.

Toutefois, à haute fréquence, les effets inductifs apportés par le bobinage sont prépondérants. En résulte, entre autres, une diminution de la bande passante et une augmentation du taux de distorsion harmonique (voir [10]). De plus, il a été à de nombreuses reprises que la modélisation du bobinage par le simple composant Le est très largement insuffisante pour espérer modéliser convenablement ces phénomènes.

4.4.2 En courant

A l'inverse, un haut-parleur alimenté en courant peut être modélisé par la seule équation 4.2. En effet le signal musical est directement proportionnel au courant I circulant dans le bobinage.

Les paramètres électriques Re et Le n'entrent donc plus en compte dans la modélisation. En effet, une source idéale de courant présente une résistance de sortie Rg infinie. Le paramètre Rae tend donc vers 0 et la branche le contenant dans le schéma équivalent se comporte comme un fil. La tension est donc également nulle aux bornes de Cae : cette branche est supprimée. Le schéma équivalent est présenté sur la figure 4.4

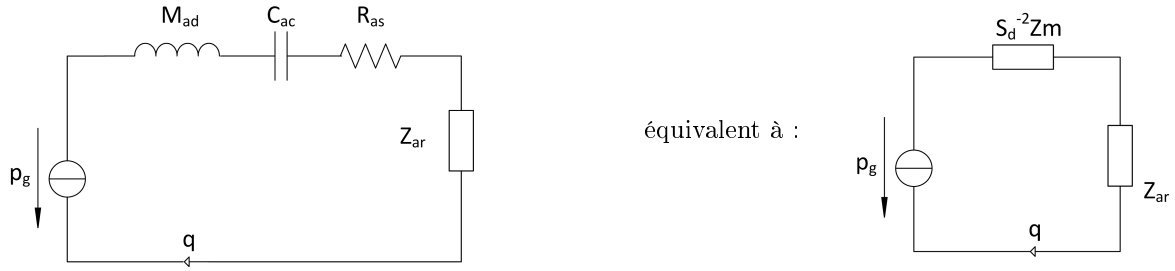


FIGURE 4.4 – Schéma acoustique d'un haut parleur chargé en caisson clos alimenté en courant

Ce mode d'alimentation présente de nombreux avantages du fait de s'affranchir de Le et Re . Il est propice au contrôle actif car la stabilité du système est grandement améliorée par l'absence de ces sources de non-linéarités. Toutefois, l'alimentation en courant fournit un facteur de qualité élevé du fait de l'amortissement réduit : Rms est le seul terme de pertes. Il faut donc généralement compenser par filtrage le pic à la résonance (voir [10]).

4.5 Débit de la membrane

4.5.1 En tension

D'après le schéma de la figure 4.2 :

$$\begin{aligned} q &= \frac{p_g}{\frac{Bl^2}{S_d^2 Z_e} + \frac{Z_m}{S_d^2} + Z_{ar}} \\ &= \frac{Bl S_d}{Z_e} \frac{U_g}{\frac{Bl^2}{Z_e} + Z_m + S_d^2 Z_{ar}} \end{aligned}$$

Comme expliqué dans la section 4.2 :

$$Z_m \gg S_d^2 R_{ar}$$

et

$$Z_m + S_d^2 Z_{ar} = sMms + Rms + \frac{1}{sCmc}$$

De plus, à basse fréquence

$$Z_e = Re$$

Donc

$$\begin{aligned} q &= \frac{\frac{Bl S_d}{Re}}{sMms + Rms + \frac{Bl^2}{Re} + \frac{1}{sCmc}} U_g \\ &= \frac{S_d}{Q_e Bl} \frac{G(\frac{s}{\omega_c})}{\frac{s}{\omega_c}} U_g \end{aligned} \quad (4.4)$$

avec G la fonction de transfert normalisée du système :

$$G\left(\frac{s}{\omega_c}\right) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + \frac{s}{\omega_c} \frac{1}{Q_{tc}} + 1}$$

ω_c la pulsation propre du système :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{MmsCmc}}$$

Q_{tc} le facteur de qualité total à la résonance :

$$Q_{ts} = \frac{1}{Rms + \frac{Bl^2}{Re}} \sqrt{\frac{Mms}{Cmc}}$$

et Q_{ec} le facteur de qualité électrique à la résonance :

$$Q_e = \frac{Re}{Bl^2} \sqrt{\frac{Mms}{Cmc}}$$

4.5.2 En courant

De manière analogue, d'après le schéma de la figure 4.4 :

$$\begin{aligned} q &= \frac{p_g}{\frac{Z_m}{S_d^2} + Z_{ar}} \\ &= \frac{BlS_d}{sMms + Rms + \frac{1}{sCmc}} I_g \\ &= \frac{BlS_d}{Mms\omega_c} \frac{G(\frac{s}{\omega_c})}{\frac{s}{\omega_c}} I_g \end{aligned} \quad (4.5)$$

avec G la fonction de transfert normalisée du système :

$$G\left(\frac{s}{\omega_c}\right) = \frac{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + \frac{s}{\omega_c} \frac{1}{Q_{mc}} + 1}$$

et Q_{mc} le facteur de qualité mécanique à la résonance :

$$Q_{mc} = \frac{1}{Rms} \sqrt{\frac{Mms}{Cmc}}$$

Dans les deux cas le débit est un passe bande du premier ordre centré sur ω_c : il augmente de 6dB/octave de $\omega = 0$ jusqu'à $\omega = \omega_c$ puis décroît de 6dB/octave jusqu'à l'infini.

4.6 Puissance acoustique rayonnée

La puissance acoustique rayonnée est la puissance active dissipée dans la partie réelle de l'impédance de rayonnement R_{ar} :

$$\mathcal{P} = R_{ar} \tilde{q}^2 \quad (4.6)$$

où \tilde{q} est la valeur efficace du débit acoustique.

4.6.1 Comportement asymptotique

- entre $\omega = 0$ et $\omega = \omega_c$ le débit quadratique présente une pente de +12dB/octave, tout comme la résistance de rayonnement. La pente en puissance est donc de +12db/octave.
- entre $\omega = \omega_c$ et $ka = \sqrt{2}(\omega = \omega_d)$ le débit quadratique présente une pente de -12dB/octave qui est compensée par les +12dB/octave de la résistance de rayonnement. La pente en puissance est donc de 0db/octave. C'est la bande de fréquence utile du haut-parleur.
- pour $ka > \sqrt{2}$, la résistance de rayonnement est à peu près constante (0dB/octave) donc la puissance suit la pente du débit quadratique en $\frac{1}{\omega^4}$: -6dB/octave.

Ces comportements asymptotiques sont illustrés par la figure 4.5 :

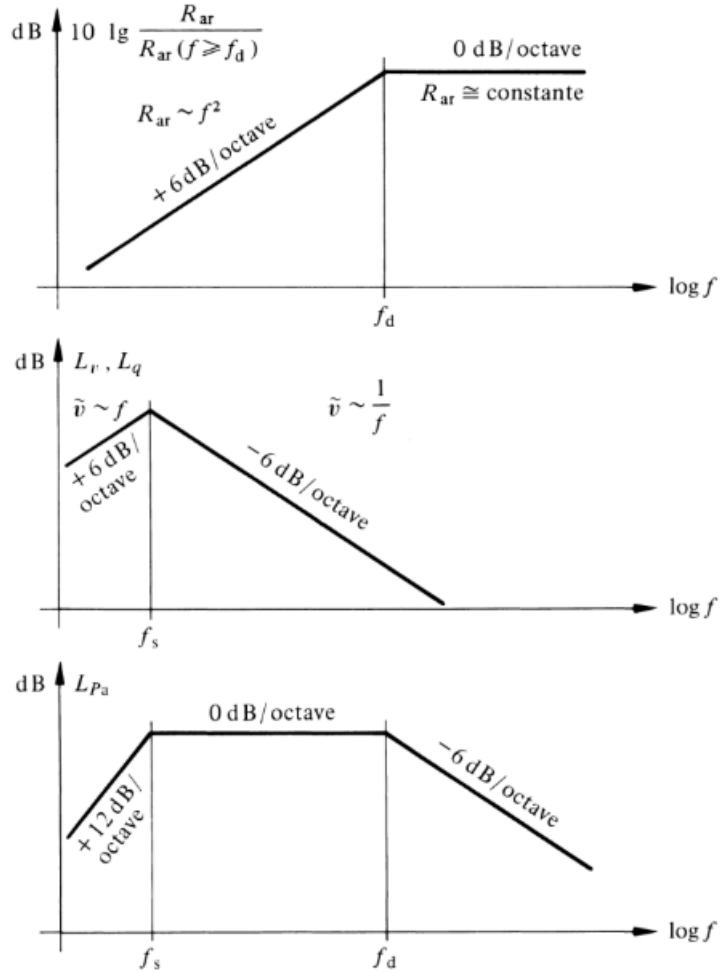


FIGURE 4.5 – Asymptotes de la puissance acoustique rayonnée. f_d est la fréquence pour laquelle $ka = \sqrt{2}$.
Source : [9]

4.6.2 Calcul analytique

La résistance de rayonnement dépend bien entendu de l'espace dans lequel est placé le haut-parleur. Pour pouvoir comparer les haut-parleurs entre eux, il convient d'introduire une valeur de résistance de rayonnement de référence pour $ka < \sqrt{2}$:

$$R_{ar} = \frac{\rho}{2\pi c} \omega^2$$

D'après 4.4 et 4.5, la valeur efficace du débit quadratique vaut :

$$\text{En tension : } \quad \tilde{q}^2 = \frac{1}{\omega^2} \left[\frac{S_d \omega_c}{Q_e B l} U_g \right]^2 \left| G\left(\frac{s}{\omega_c}\right) \right|^2$$

$$\text{En courant : } \quad \tilde{q}^2 = \frac{1}{\omega^2} \left[\frac{B l S_d}{M m s} I_g \right]^2 \left| G\left(\frac{s}{\omega_c}\right) \right|^2$$

La puissance acoustique rayonnée s'écrit donc :

$$\text{En tension : } \quad \mathcal{P} = R_{ar} \tilde{q}^2 = \frac{\rho}{2\pi c} \left[\frac{S_d \omega_c}{Q_e B l} U_g \right]^2 \left| G\left(\frac{s}{\omega_c}\right) \right|^2$$

$$\text{En courant : } \quad \mathcal{P} = R_{ar} \tilde{q}^2 = \frac{\rho}{2\pi c} \left[\frac{B l S_d}{M m s} I_g \right]^2 \left| G\left(\frac{s}{\omega_c}\right) \right|^2$$

Troisième partie

Contrôle de la membrane par filtrage

Dans tout ce qui suit, le haut-parleur sera alimenté en courant. Comme montré par les équation 4.2 et 4.1, ce mode d'alimentation permet de s'affranchir de la modélisation et des non-linéarités de la bobine mobile. Cela offre un grand intérêt pour le filtrage :

- La stabilité est accrue du fait d'une modélisation plus fiable du système
- Les ordres des filtres sont réduits : la fonction de transfert G est d'ordre 2 en courant

Chapitre 5

Préambule : matériel utilisé pour l'expérimentation

5.1 Caisson

Le caisson utilisé est de type caisson clos. C'est un prisme droit à base triangulaire de volume $V_b = 12L$. Il est réalisé en MDF de 10mm d'épaisseur. Aucun absorbant n'a été placé dans le caisson ($\beta \simeq 1$). La compliance apportée par ce volume est :

$$C_{mb} = \frac{\beta V_b}{S_d^2 \rho c^2} = 3.9.10^{-4} \text{ m.N}^{-1}$$

L'enceinte totale est composée de 4 caissons clos disposés à sur 2 faces à angle droit de manière à pouvoir être placée dans un coin de la pièce. Ce placement est idéal pour l'absorption étant donné que les coins de la salle présentent des ventres de pression. La figure 5.1 illustre cette enceinte.



FIGURE 5.1 – Enceinte utilisée pour les expérimentations et les simulations

5.2 Haut-parleurs : mesure de l'impédance acoustique

Le haut-parleur utilisé est un SDS-P830657 de la marque Peerless. Les impédances électriques de 12 pièces de ce modèle ont été mesurés de manière à choisir les 4 haut-parleurs les plus semblables en terme de fréquence de résonance et d'amortissement. Ensuite, ces 4 haut-parleurs ont été placés dans le

caisson, en circuit ouvert, et l'impédance de la membrane sous une excitation extérieure (bruit blanc) a été mesurée (via un microphone en champ proche et un vibromètre laser). L'équation 4.2 fournit, pour $I_g = 0$:

$$\frac{P_t}{V} = \frac{Z_m}{S_d} \simeq \frac{sMms + Rms + \frac{1}{sCmc}}{S_d}$$

De cette relation sont extraits les paramètres mécaniques de chaque haut-parleur couplé à son caisson par la méthode des moindres carrés. Ces résultats sont présentés sur les figures 5.2 et 5.3. Pour le haut-parleur "HP1", la comparaison des impédances $\frac{Z_m}{S_d}$ mesuré, simulé à partir des données constructeurs et simulé à partir des données issues de la méthode des moindres carrés est visible sur la figure 5.4.

Les résultats présentés dans les chapitres suivants se basent sur des mesures et des simulations effectuées sur le haut-parleur "HP1" uniquement. Ce travail d'homogénéisation des quatre haut-parleurs est toutefois nécessaire car la précision des filtres calculés dans les deux chapitres suivants dépend de la bonne estimation de ces paramètres. L'objectif est de pouvoir appliquer un seul filtre à l'ensemble des quatre haut-parleurs.

	HP1	HP2	HP3	HP4
Mms (g)	12.9	13.0	13.5	12.4
Rms (N.s/m)	1.09	1.17	1.43	1.25
Cmc (m/N) $\times 10^{-4}$	2.66	2.64	2.55	2.67
f_c (Hz)	85.9	85.7	85.9	87.4

FIGURE 5.2 – Paramètres mécaniques issus l'interpolation de la mesure par la méthode des moindres carrés

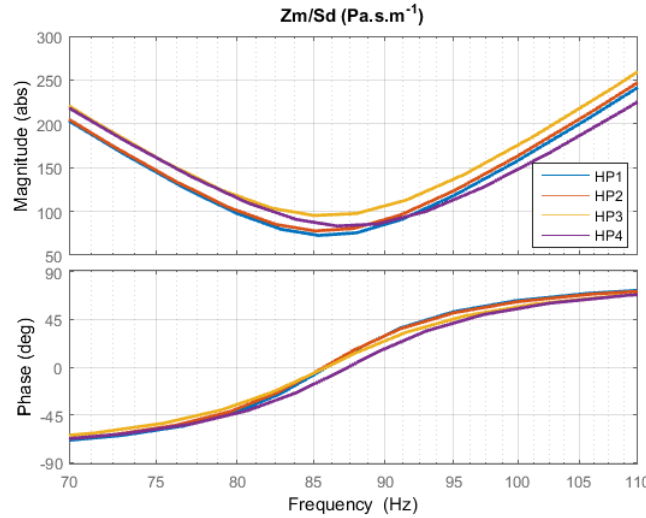


FIGURE 5.3 – Impédance $\frac{Z_m}{S_d}$ des 4 haut-parleurs sélectionnés

5.3 Implémentation des filtres

Les filtres présentés dans les chapitres suivants ont été discrétisés par la méthode de Tustin (transformation bilinéaire) et ont été implémentés via la plateforme temps-réel CompactRIO de National Instruments®, utilisant la technologie FPGA (circuit logique programmable).

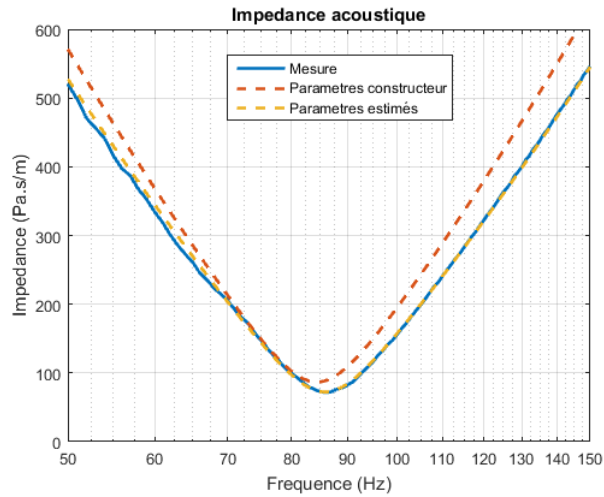


FIGURE 5.4 – Comparaison des données constructeur, mesurées et interpolées pour le haut-parleur HP1.

5.4 Matériel de mesure

La vitesse de la membrane a été mesurée à l'aide d'un vibromètre laser.

Les pressions sur la membrane et à un mètre ont été mesurées avec des microphones PCB à condensateur calibrés de type champ libre et de diamètre 1/2".

Les données ont été traitées avec la plateforme d'analyse PULSE de Bruel&Kjær®

Le convertisseur tension/courant est une fabrication du laboratoire de l'EPFL.

Chapitre 6

Absorption

Ce chapitre s'appuie sur le travail qu'a réalisé Etienne Rivet à l'EPFL durant sa thèse sur les absorbeurs électroacoustiques actifs ([11]).

6.1 Conditions idéales d'absorption

À l'interface entre deux milieux d'impédances acoustiques respectives Z_1 et Z_2 , dans le cas d'une onde incidente normale, l'absorption de puissance acoustique du milieu 1 vers le milieu 2 vaut :

$$\alpha = 1 - \left| \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \right|^2$$

L'absorption est donc maximale lorsque $Z_2 = Z_1$

L'objectif est d'utiliser la membrane du haut-parleur comme une surface absorbante. Le contrôle du courant alimentant le haut-parleur permet d'imposer sur la membrane l'impédance acoustique idéale pour réaliser de l'absorption active. L'intérêt principal est d'atténuer certains modes de la salle d'écoute.

L'impédance spécifique acoustique de l'air étant ρc , l'objectif du contrôle actif va être d'imposer une impédance acoustique spécifique cible idéale en incidence normale sur la membrane :

$$Z_{st} = \rho c \tag{6.1}$$

Des travaux de l'EPFL (voir [12]) ont montré de manière purement expérimentale que l'impédance cible idéale dans le cas d'une salle n'est pas toujours égale à ρc . En effet, les ondes ne sont pas forcément en incidence normale et l'absorption peut être plus large bande pour des valeurs comprises entre $60 Pa.s.m^{-1}$ et $100 Pa.s.m^{-1}$.

6.2 Impédance de la membrane en circuit ouvert

Lorsque les bornes du haut-parleur ne sont pas connectés (circuit ouvert), le système est régi par l'équation 4.2 pour laquelle $I = 0$. L'impédance acoustique spécifique de la membrane est donc :

$$Z_s = \frac{P_t}{V} = \frac{Z_m}{S_d} = \frac{1}{S_d} \left[sMmd + Rms + \frac{1}{sCmc} \right]$$

À basse fréquence, l'impédance est dominée par la compliance, à la résonance elle est dominée par la résistance et à haute fréquence par la masse. La phase étant nulle uniquement à la fréquence de résonance, la bande d'absorption de ce système est très limitée.

Le contrôle actif va donc chercher à imposer une impédance dont la partie imaginaire est la plus faible possible et dont la partie réelle est paramétrable.

6.3 Contrôle actif

6.3.1 Choix de la variable de contrôle

L'impédance spécifique de la membrane étant le ratio de la pression et de la vitesse, il suffit de mesurer l'une de ces deux grandeurs pour en déduire le courant d'alimentation I nécessaire pour obtenir l'impédance cible $Z_{st} = \frac{P_t}{V}$, selon la relation 4.2.

D'après l'équation 4.2, on obtient une impédance Z_{st} en imposant la relation entre courant et pression

$$H_1 = \frac{I}{P_t} = \frac{S_d Z_{st} - Z_m}{Bl Z_{st}} \quad (6.2)$$

ou en imposant la relation entre courant et vitesse

$$\Gamma = \frac{I}{V} = \frac{S_d Z_{st} - Z_m}{Bl}$$

Le choix a été fait d'utiliser un capteur de pression car :

- dans l'objectif d'une application commercialisée, son coût est moins élevé
- le terme $\frac{Z_m}{Bl}$ de la fonction de transfert Γ tend vers $+\infty$ en 0 et $+\infty$ ce qui la rend non implémentable. A l'inverse, H_1 peut être facilement bornée par un choix judicieux de Z_{st}

L'impédance acoustique souhaitée est donc imposée en suivant le diagramme bloc de la figure 6.1.

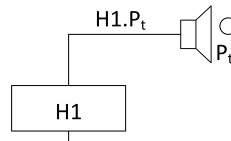


FIGURE 6.1 – Diagramme bloc du système de contrôle d'impédance

6.3.2 Impédance acoustique cible

Il n'est pas possible de viser une impédance acoustique purement résistive car cela mènerait à une fonction de transfert H_1 non bornée. Cependant, en posant :

$$Z_{st} = s \frac{\mu_m M m s}{S_d} + R_{st} + \frac{1}{s} \frac{\mu_c}{S_d C m c} \quad (6.3)$$

H_1 tend vers $\frac{1-\mu_c^{-1}}{Bl}$ en 0 et vers $\frac{1-\mu_m^{-1}}{Bl}$ en $+\infty$. La fonction est donc bornée.

Pour des petites valeurs de μ_m et μ_c , le facteur de qualité de l'absorbeur $Q_{abs} = \frac{1}{R_{st}} \sqrt{\frac{\mu_m \mu_c M m s}{C m c}}$ est suffisamment faible pour obtenir une bande d'absorption large. μ_m et μ_c sont donc appelés facteurs de réduction de masse et de compliance (voir figure 6.2).

6.4 Résultats des mesures

La figure 6.3 illustre les résultats obtenus pour une résistance acoustique cible R_{st} de 80 Pas.s.m^{-1} et des facteurs de réduction $\mu_m = 0.1$ et $\mu_c = 0.02$. Entre 10 Hz et 80 Hz les résultats sont ceux attendus par la simulation numérique. L'amplitude est conforme et la phase varie de seulement 1° sur une décade. Au dessus de 100 Hz , les modes de vibration de la membrane et du caisson font légèrement augmenter l'amplitude de la mesure par rapport à simulation.

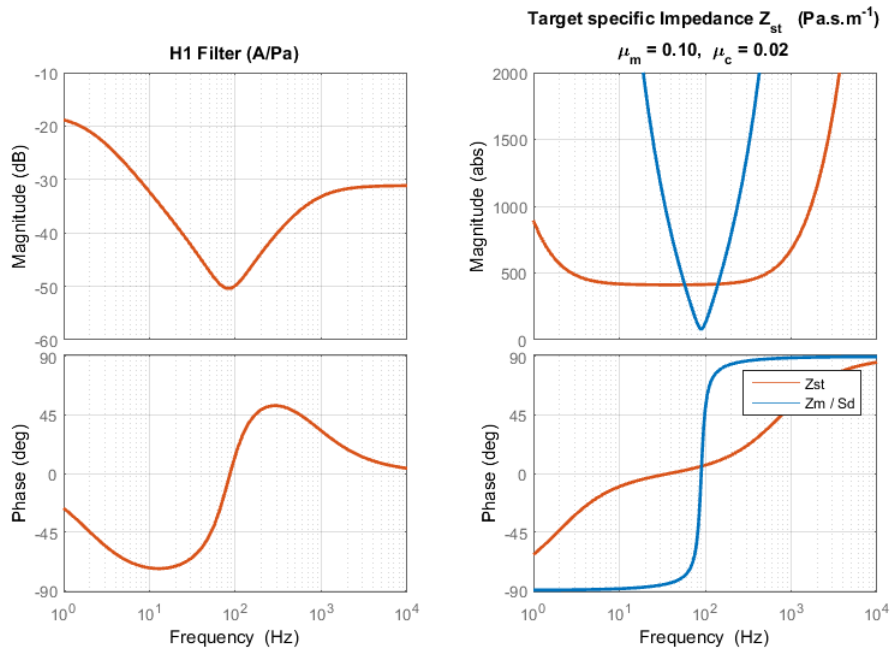


FIGURE 6.2 – A droite : comparaison de l'impédance de la membrane en circuit ouvert $\frac{Z_m}{S_d}$ et d'une impédance spécifique cible Z_{st} . Les facteurs de réduction permettent de cibler une impédance à phase quasiment nulle sur une large bande de fréquences. A gauche : filtre H_1 amenant à l'impédance cible désirée.

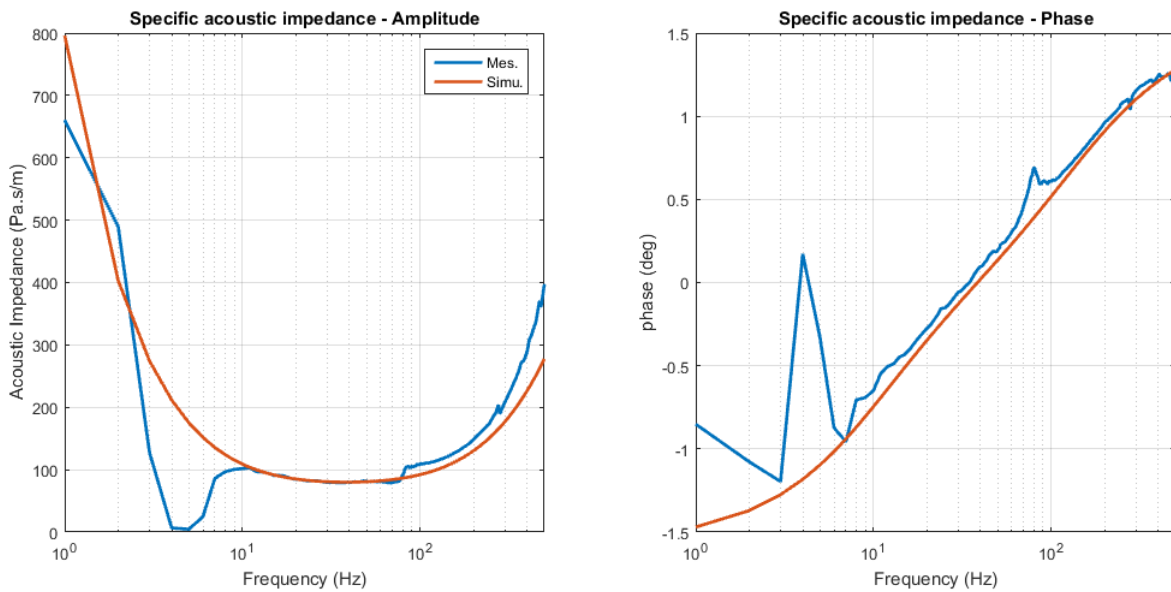


FIGURE 6.3 – Comparaison entre résultats expérimentaux et la simulation pour une résistance acoustique de 80 Pa.s.m^{-1} , $\mu_m = 0.1$ et $\mu_c = 0.02$

Chapitre 7

Diffusion

7.1 Objectifs du contrôle

7.1.1 Choix du facteur de qualité à la résonance

Facteur de qualité lors d'une alimentation en courant

Comme expliqué dans la section 4.4, l'alimentation d'un haut-parleur en courant offre des avantages en terme de linéarité et de dynamique (R_e et L_e n'influent plus sur le système). Toutefois l'absence de pertes dans R_e donne un facteur de qualité beaucoup plus élevé que lors d'une alimentation en tension :

$$Q_{courant} = \frac{1}{R_{ms}} \sqrt{\frac{Mms}{Cmc}} > Q_{tension} = \frac{1}{R_{ms} + \frac{Bl^2}{R_e}} \sqrt{\frac{Mms}{Cmc}}$$

La quasi-totalité des haut-parleurs du commerce sont prévus pour être alimentés en tension. Lorsqu'ils sont chargés dans un caisson de volume "raisonnable", le facteur de qualité n'est généralement pas éloigné de la valeur souhaité par l'utilisateur et peut être facilement ajusté (via de l'absorbant, le volume de la boîte ou une résistance électrique en série). Une alimentation en courant dans un volume du même ordre de grandeur amène des pic d'amplitude pouvant dépasser 20dB, qui ne peuvent pas être corrigés via une résistance électrique en série. Le premier objectif du filtre de contrôle est donc de pouvoir ajuster ce facteur de qualité en choisissant sa valeur Q_t (t pour "target").

Facteur de qualité idéal

Lors de la conception d'une enceinte d'écoute, l'objectif est d'obtenir la réponse la plus plate possible dans la bande passante. Le facteur de qualité à la résonance Q_{tc} est généralement choisi entre $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$ (pas de pic, mais fréquence de coupure assez haute : $f_3 = f_c$) et 1.1 (pic de 1dB et $f_3 = 0.76f_c$). Différents accordages sont représentés sur la figure 7.1.

7.1.2 Extension de la bande passante dans le grave

La fréquence de résonance d'un haut-parleur est augmentée lorsque il est couplé à une enceinte close, du fait de la compliance apportée par le volume d'air emprisonné dans le caisson. Plus ce volume est faible et plus la fréquence de résonance est augmentée, ce qui a pour effet de réduire la bande passante dans le grave.

Coupler un résonateur passif de type évent ou membrane passive, de fréquence de résonance faible, est un moyen efficace d'étendre la bande passante dans le grave. Toutefois cela pose des contraintes d'accor-

Facteur de qualité Q_c	0.5	0.707	1.1	1.41	2
Fréquence de coupure réduite $\frac{f_3}{f_c}$	1.554	1	0.757	0.707	0.674
Amplitude pic	pas de pic	pas de pic	1.83 dB	3.59 dB	6.30 dB

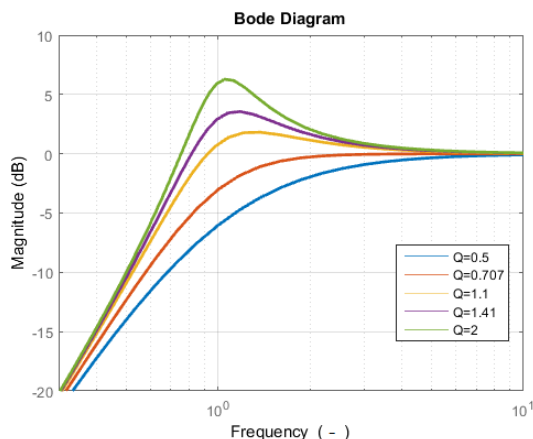


FIGURE 7.1 – Différents accordages de caissons clos

dage (calcul et ajustement expérimental de l'évent ou de la membrane), d'encombrement (évent pouvant être de volume trop important par rapport au caisson) ainsi que de non-linéarités (bruits aéroacoustiques).

Un filtre actif est un moyen d'augmenter le rendement dans le grave sans se soucier de ces contraintes. L'objectif est de pouvoir obtenir une bande passante étendue même pour de petits volumes en choisissant la fréquence de coupure à -3dB $f_{3,t}$ souhaitée.

Un exemple de correction souhaitée est présenté sur la figure 7.2.

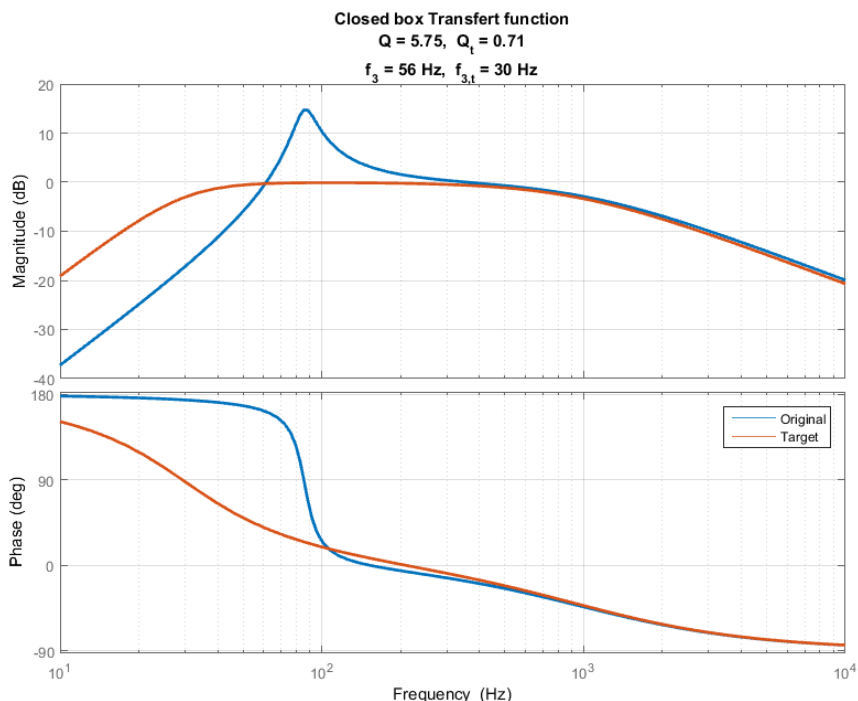


FIGURE 7.2 – Simulation des fonctions de transfert normalisées G . Courbe bleue : réponse du haut-parleur dans sa boîte de $12L$ ($Q = 5.75$, $f_{3,t} = 56Hz$). Courbe orange : exemple de réponse souhaitée après filtrage ($Q_t = 0.707$, $f_{3,t} = 30Hz$)

7.2 Établissement du filtre

7.2.1 Principe du contrôle

L'idée est de pouvoir simuler la présence d'un haut-parleur aux propriétés mécaniques différentes du haut-parleur original par filtrage du courant. Le courant d'alimentation I_g sera filtré par un filtre H_2 tel que $I_g H_2 = I'_g$ (voir figure 7.3).

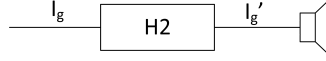


FIGURE 7.3 – Le contrôle du facteur de qualité à la résonance et de la fréquence de coupure se fera par filtrage du courant

7.2.2 Calcul du filtre

Comme le montre la figure 7.4, le courant I_g alimentant le haut-parleur d'impédance mécanique Z_m apporte, d'après la relation 4.2, un débit acoustique :

$$q = \frac{Bl}{Z_m + S_d^2 Z_{ar}} I_g$$

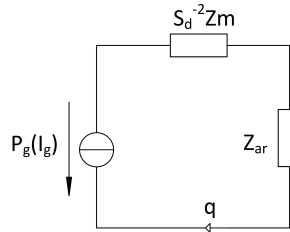


FIGURE 7.4 – Le courant I_g fournit un débit q

D'après la figure 7.5, le courant I'_g alimentant ce même haut-parleur devra fournir un débit q' identique à un haut-parleur d'impédance Z'_m alimenté par le courant I_g :

$$\begin{aligned} q' &= \frac{Bl}{Z'_m + S_d^2 Z_{ar}} I_g \\ &= \frac{Bl}{Z_m + S_d^2 Z_{ar}} I'_g \\ &= \frac{Bl}{Z_m + S_d^2 Z_{ar}} H_2 I_g \end{aligned}$$

Cela est vérifié en posant :

$$H_2 = \frac{Z_m + S_d^2 Z_{ar}}{Z'_m + S_d^2 Z_{ar}} \quad (7.1)$$

Il s'agit d'une compensation de pôles : le numérateur de H_2 compense le dénominateur de la fonction de transfert entre débit et courant. Le dénominateur permet d'imposer les pôles souhaités.

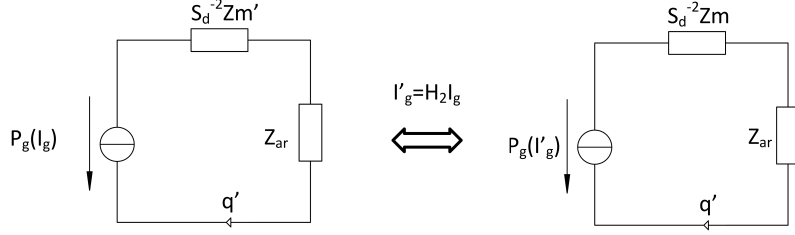


FIGURE 7.5 – Le filtre H_2 donne l'illusion d'un haut-parleur d'impédance Z'_m

7.2.3 Impédance mécanique virtuelle cible

Le filtre doit agir aux alentours de la fréquence de résonance (contrôle du facteur de qualité) et en dessous (extension de la bande passante dans le grave). Aucun effet n'est recherché à plus haute fréquence. Il est donc possible de faire les approximations basse fréquence suivantes :

- L'impédance de rayonnement est assimilée à un terme de masse : $Z_{ar} \simeq sM_{ar}$
- Cette masse est incluse dans la masse mécanique du haut-parleur :

$$Z_m + S_d^2 Z_{ar} \simeq sMms + Rms + \frac{1}{sCmc}$$

$$Z'_m + S_d^2 Z_{ar} \simeq sMms' + Rms' + \frac{1}{sCmc'}$$

L'intérêt de cette approximation est de réduire l'ordre du filtre à l'ordre deux et de s'affranchir de la modélisation de l'impédance de rayonnement.

$$H_2 = \frac{sMms + Rms + \frac{1}{sCmc}}{sMms' + Rms' + \frac{1}{sCmc'}} \quad (7.2)$$

De cette manière, en choisissant les paramètres Mms' , Rms' et Cmc' formant l'impédance mécanique Z'_m , il est possible de cibler la fonction de transfert souhaitée (de facteur de qualité à la résonance Q_t et de fréquence de coupure $f_{3,t}$, suivant les relations :

$$\begin{cases} Q_t = \frac{1}{Rms'} \sqrt{\frac{Mms'}{Cmc'}} \\ f_{3,t} = \frac{1}{2\pi \sqrt{Mms' Cmc'}} \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{Q_t^{-2} - 2 + \sqrt{(Q_t^{-2} - 2)^2 + 4}} \end{cases}$$

Ce système de deux équations à trois inconnues se résout en fixant une des trois inconnues. Cela agit comme un gain sur H_2 . Étant donné que le filtre est ensuite normalisé pour son implémentation, la valeur choisie est sans influence.

7.2.4 Allure du filtre

Pour obtenir la fonction de transfert de la figure 7.2, les paramètres mécaniques virtuels sont :

$$\begin{cases} Mms' = Mms \\ Rms' = 2.85Rms \\ Cmc' = 0.12Cmc \end{cases} \quad (7.3)$$

Pour une même valeur de masse, la compliance doit être beaucoup plus faible de manière à réduire la fréquence de résonance. Les pertes doivent être beaucoup plus élevés pour réduire le facteur de qualité. Le filtre H_2 , calculé via la relation 7.2, est représenté sur la figure 7.6, dont l'amplitude est exprimée en ampères dans le bobinage par pascals sur la membrane. Le gain à basse fréquence permet d'abaisser la fréquence de coupure et l'atténuation à la résonance fournit le facteur de qualité souhaité.

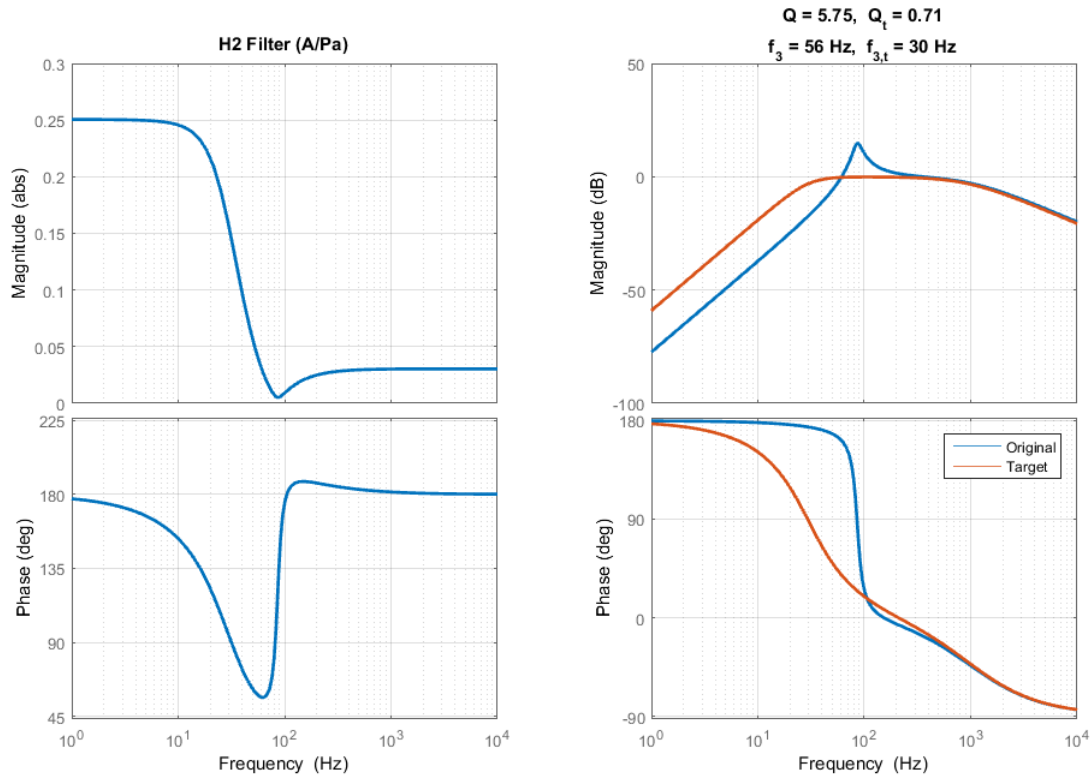


FIGURE 7.6 – A droite : fonction de transfert G originale (bleue) et cible (orange). A gauche : filtre H_2 permettant de passer de la courbe bleue à la courbe orange

7.3 Résultats expérimentaux

7.3.1 Paramètres cible

Les filtres ont été implémentés pour différentes valeurs de Q_t et $f_{3,t}$:

$$30\text{Hz}, \quad 35\text{Hz}, \quad 40\text{Hz}, \quad 45\text{Hz}, \quad 50\text{Hz} \quad \text{et} \quad 54\text{Hz} (=f_3)$$

Pour chaque fréquence de coupure, quatre valeurs de Q_t ont été testées :

$$0.707, \quad 1.1, \quad 3 \quad \text{et} \quad 5$$

7.3.2 Comparaison des simulations et des mesures

Réponse lorsque le filtre est désactivé

Sur la figure 7.7, la courbe grise en tirets montre la réponse de l'enceinte à 1m lors d'une excitation en bruit blanc. La courbe grise en trait plein est la simulation numérique. En dessous de la résonance, les deux courbes sont très similaires. Après la résonance, le niveau de la mesure augmente par rapport à la simulation, jusqu'à se trouver entre $+5\text{dB}$ et $+10\text{dB}$ au dessus après 200Hz . Cela s'explique par :

- l'absence d'isolant dans l'enceinte (présence d'ondes stationnaires, clairement observées lors de la mesure de l'impédance acoustique de la membrane en circuit ouvert - la cloison entre les haut-parleurs n'est pas suffisamment rigide)
- les modes de membrane (haut-parleur "low-cost", la membrane n'est pas assez rigidifiée).
- les réflexions sur le baffle ("baffle step") qui, de plus, n'a pas une forme optimisée pour la diffusion mais pour l'absorption (placement dans les coins de la salle).

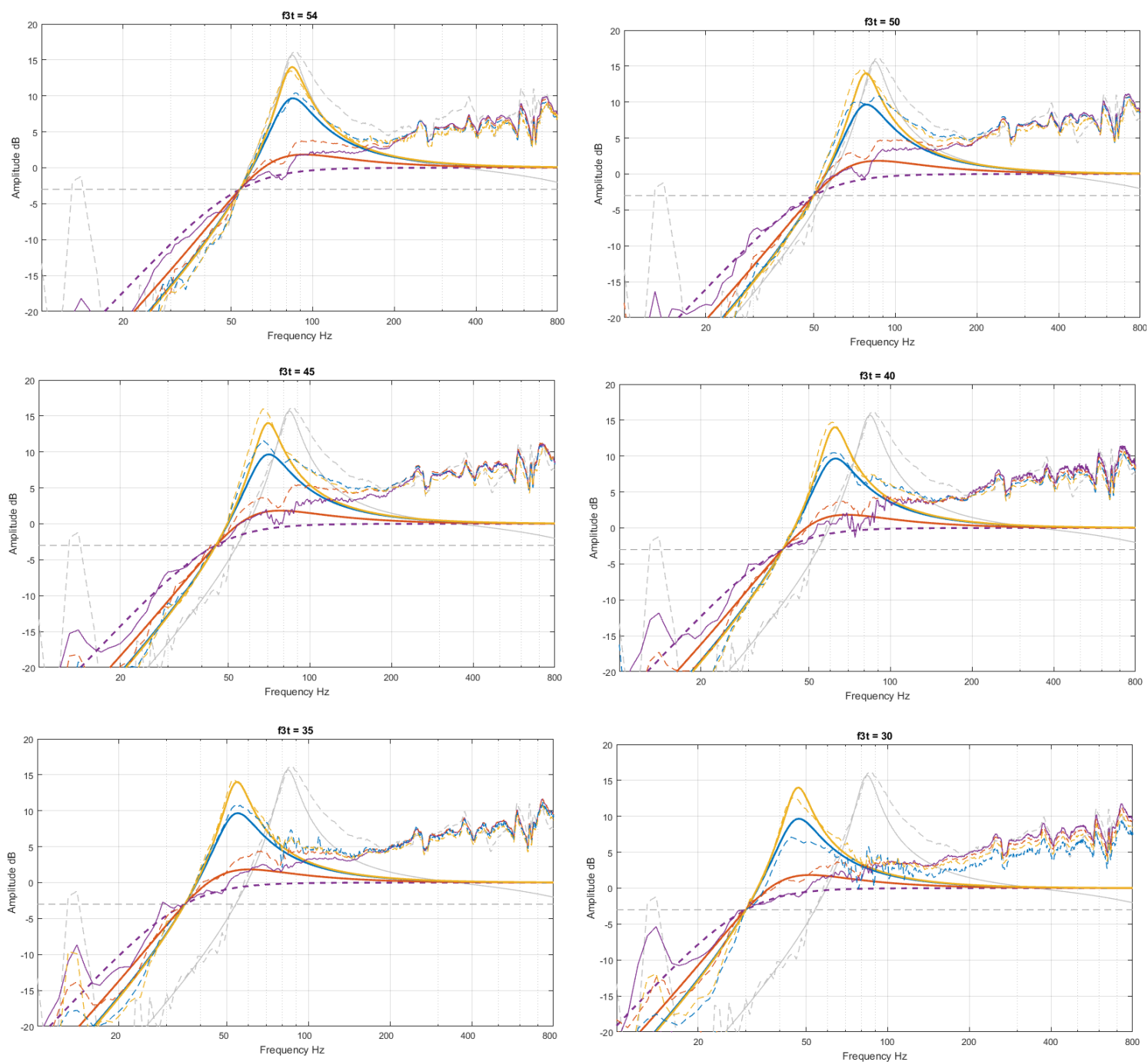


FIGURE 7.7 – Comparaison des simulations (trait plein) et des mesures (tirets). La fréquence de coupure cible est indiquée au dessus de chaque figure. Pour chaque fréquence de coupure, quatre facteurs de qualité sont testés : 0.707 (violet), 1.1 (orange), 3 (bleu) et 5 (jaune). La réponse d'origine (sans filtrage) est tracée en gris.

Efficacité du filtre

Les résultats obtenus par le filtrage sont bons. La bande passante est bien étendue dans le grave, selon la fréquence de coupure choisie. La résonance est également bien maîtrisée.

Néanmoins il apparaît clairement que l'estimation des paramètres mécaniques du haut-parleur est primordiale pour ne pas créer un double résonateur (effet visible pour $f_{3,t} = 45\text{Hz}$ et $Q_t = 1.1$ par exemple). Ces paramètres varient avec une légère modification des conditions de rayonnement et l'assouplissement

des suspensions. Les résultats auraient été probablement plus précis avec un haut-parleur de meilleure qualité.

7.3.3 Limites du domaine linéaire

La modélisation du haut-parleur par un système masse-ressort amorti est valable tant que la bobine reste entièrement dans l'entrefer. Passé l'élongation linéaire maximale X_{max} , la modélisation n'est plus valable (en réalité, X_{max} est défini par une norme considérant le taux de distorsion harmonique). Le X_{max} du haut-parleur utilisé est donné à $3.5mm$.

La relation entre courant et déplacement, en approximation basse fréquence, est tirée de l'équation 4.5 :

$$\frac{X}{I_g} = \frac{Bl}{Mms\omega_c^2} \frac{G(\frac{s}{\omega_c})}{\frac{s^2}{\omega_c^2}}$$

Le haut-parleur reste en domaine linéaire si l'élongation ne dépasse pas X_{max} :

$$\frac{Bl}{Mms\omega_c} \frac{G(\frac{s}{\omega_c})}{\frac{s^2}{\omega_c^2}} I_g < X_{max}$$

- si le facteur de qualité est supérieur à 0.707, le maximum de l'élongation réduite $\frac{G(\frac{s}{\omega_c})}{\frac{s^2}{\omega_c^2}}$ est atteint autour de la résonance, à la fréquence réduite $\sqrt{1 - \frac{1}{2}Q^{-2}}$ et vaut $\sqrt{Q^4 / (Q^2 - \frac{1}{4})}$. Le courant maximal admissible est donc

$$I_{g,max} = \frac{\omega_c^2 X_{max} Mms}{Bl \sqrt{Q^4 / (Q^2 - \frac{1}{4})}} \quad (7.4)$$

- si le facteur de qualité est inférieur ou égal à 0.707, le maximum de l'élongation réduite est atteint en zéro et vaut 1. Le courant maximal admissible est donc

$$I_{g,max} = \frac{\omega_c^2 X_{max} Mms}{Bl}$$

Dans le cas étudié I_g devra donc respecter la relation 7.4. La figure 7.6 montre que l'extension de la bande passante dans le grave donne un maximum de courant à basse fréquence. Le niveau sonore maximal sera donc atteint lorsque le plateau de H_2 à basse fréquence atteint $I_{g,max}$. La figure 7.8 illustre le fait que l'élongation maximale est atteinte à la résonance pour un courant de $380mA$ (en bleu). Avec le contrôle, pour $Q_t = 0.707$ et $f_{3,t} = 30Hz$, le maximum d'élongation est à la fréquence nulle pour un courant de $2.2A$ (courbe bleue). Sur cet exemple, le haut-parleur filtré fournit moins de niveau sonore maximal dans la bande passante utile (ie sur le plateau après la résonance) car le courant est moindre que dans le cas non filtré.

Il est possible toutefois d'atteindre dans la bande passante un niveau sonore supérieur au cas non filtré, si la fréquence de coupure choisie n'est pas trop basse, comme le montre la figure 7.9, où la fréquence de coupure cible est fixée à $56Hz$.

La pression acoustique à 1 mètre dans l'axe du haut-parleur est :

$$P_{1m} = \frac{1}{2\pi r} \frac{\rho Bl S_d}{Mms} I_g |G|$$

Grâce à cette relation, le tableau 7.10 montre quelques niveaux sonores maximaux dans la bande passante en fonction de la fréquence de coupure choisie et pour une facteur de qualité cible de 0.707. Dans le cas où l'enceinte n'est pas filtrée, le niveau maximum est beaucoup plus fort pour une alimentation en tension étant donné que l'élongation à la résonance est très atténuée par les pertes dans Re .

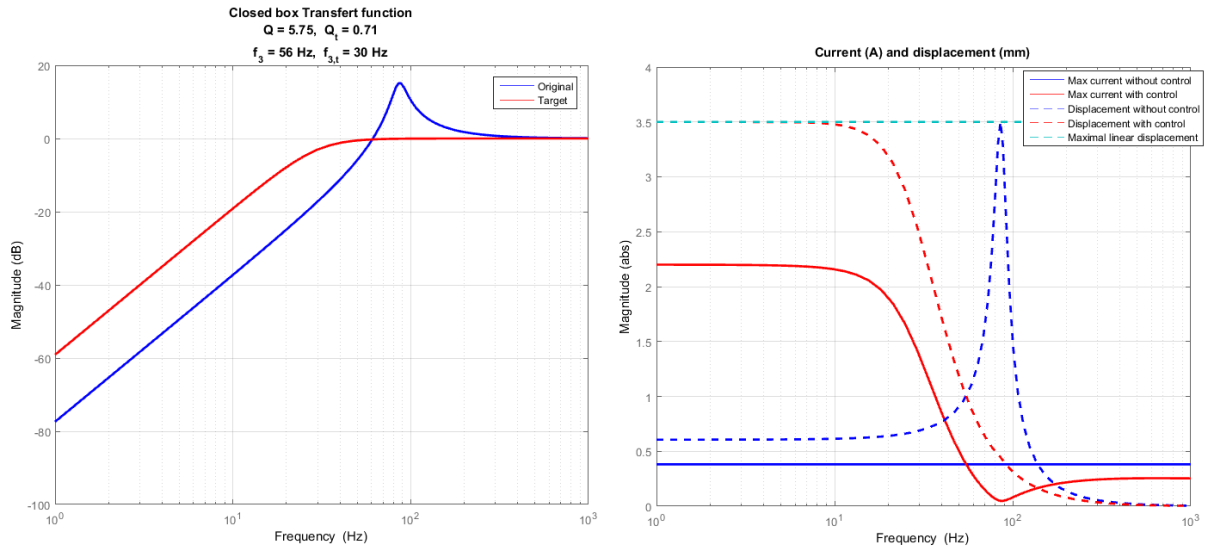


FIGURE 7.8 – En bleu : simulation du système non filtré. A gauche : fonction de transfert normalisée. A droite : courant maximal pour rester en domaine linéaire (trait plein) et élongation correspondante (tirets).
En rouge : système filtré pour $f_{3,t} = 30Hz$ et $Q_t = 0.707$. A gauche : fonction de transfert normalisée. A droite : courant maximal après filtrage (trait plein) pour que l'élongation (tirets) reste en domaine linéaire

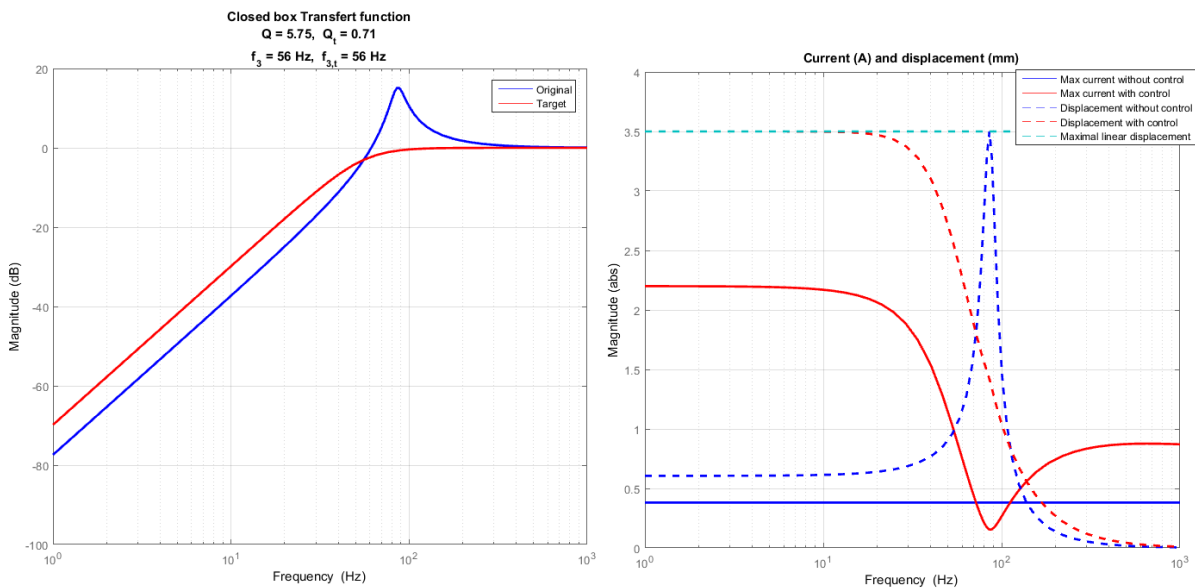


FIGURE 7.9 – En bleu : idem figure précédente
En rouge : système filtré pour $f_{3,t} = 56Hz$ et $Q_t = 0.707$. A gauche : fonction de transfert normalisée. A droite : courant maximal après filtrage (trait plein) pour que l'élongation (tirets) reste en domaine linéaire

	En courant (sans filtre)	En tension (sans filtre)	$f_{3,t} = 20Hz$	$f_{3,t} = 30Hz$	$f_{3,t} = 40Hz$	$f_{3,t} = 50Hz$	$f_{3,t} = 56Hz$
P_{1m}	88dB	102dB	78dB	85dB	90dB	94dB	96dB

FIGURE 7.10 – Niveau sonore maximal théorique dans la bande passante à 1m en fonction de la fréquence de coupure choisie, pour un facteur de qualité de 0.707

7.4 Autres applications

7.4.1 Adaptation pour une alimentation en tension

Il est possible de réaliser le même filtre pour une alimentation en tension. D'après les équations 4.4 et 4.5, le débit de la membrane en tension se comporte comme le débit de la membrane en courant avec un terme de pertes additionnel : $\frac{Bl^2}{Re}$.

Le filtre

$$H_{2,tension} = \frac{sMms + Rms + \frac{Bl^2}{Re} + \frac{1}{sCmc}}{sMms' + R' + \frac{1}{sCmc'}}$$

d'inconnues Mms' , R' et Cmc' se calcule d'après le système suivant :

$$\begin{cases} Q_t = \frac{1}{R'} \sqrt{\frac{Mms'}{Cmc'}} \\ f_{3,t} = \frac{1}{2\pi\sqrt{Mms'Cmc'}} \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{Q_t^{-2} - 2 + \sqrt{(Q_t^{-2} - 2)^2 + 4}} \end{cases}$$

Le facteur de qualité étant plus petit en tension que en courant (pertes dans Re), l'atténuation à la résonance sera moins prononcée donc l'allure du filtre est plus lisse (figure 7.11).

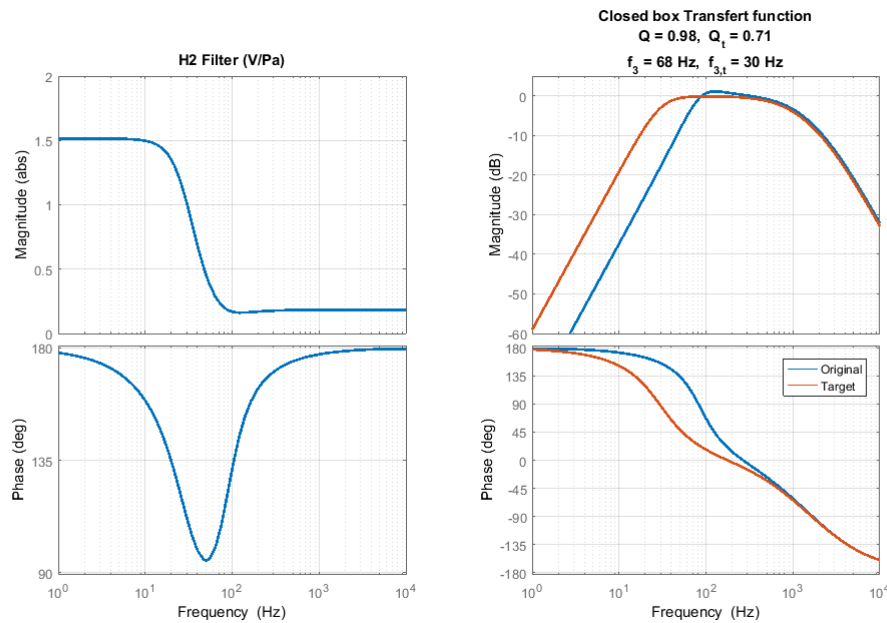


FIGURE 7.11 – A droite, Courbe bleue : simulation de la réponse du haut-parleur alimenté en tension dans son caisson de 12L.

Courbe rouge : réponse souhaitée (les paramètres sont identiques à ceux de la figure 7.6 pour une alimentation en courant)

A gauche : filtre permettant d'atteindre cette réponse cible.

7.4.2 Simulation de la réponse d'un autre type de charge

Il est également possible de simuler la réponse d'un haut-parleur chargé dans un caisson à évent ou tout autre type de charge en changeant l'ordre du dénominateur, de manière à obtenir virtuellement le débit de la charge souhaitée.

7.5 Intérêt et exemples d'applications

Ce procédé offre de nombreux avantages :

- bande passante satisfaisante dans le grave pour des enceintes de faible volume
- alignement des paramètres des haut-parleurs pour des applications à plusieurs transducteurs
- possibilité de profiter des avantages à haute fréquence de l'alimentation en courant (meilleure dynamique, moins de distorsions) tout en gardant un facteur de qualité convenable à la résonance.
- recalibration du filtre facile, voire automatisable, en cas de vieillissement des haut-parleurs
- en cas de nécessité changement de haut-parleur, il n'est plus nécessaire de trouver un modèle aux propriétés similaires, il suffit de recalculer le filtre
- possibilité de simulation d'un autre type de charge dans un caisson clos (voir 7.4.2)

7.6 Couplage avec l'absorbeur

Une des motivations du stage était d'étudier la possibilité d'absorber et de diffuser via une seule membrane.

Le diagramme bloc de la figure 7.12 a été testé expérimentalement.

- Lorsque aucun signal musical n'est envoyé ($I_g = 0$), le système se comporte comme l'absorbeur donc H_1 reste inchangé par rapport à la relation 6.2.
- Lorsque aucune pression exogène n'est captée par le microphone de contrôle (anéchoïque pur), la pression sur la membrane doit être proportionnelle à $I_g G_t$, où G_t est la fonction de transfert cible. Cette condition permet de redéfinir H_2 :

$$H_2 = \frac{Z_m}{Z'_m} - H_1 G_t$$

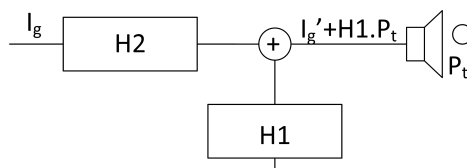


FIGURE 7.12 – Diagramme bloc de l'absorbeur diffuseur

La figure 7.13 montre l'impédance de la membrane lorsque une impédance cible est visée, tout en diffusant un sinus à $60Hz$ (courbe bleue) ou un sinus à $125Hz$ (courbe rouge). Il apparaît clairement que pour les fréquences où le son est diffusé, l'impédance de la membrane correspond à l'impédance de rayonnement (courbe violette).

Physiquement, la puissance acoustique rayonnée par la membrane correspond à la puissance active dissipée dans l'impédance de rayonnement. Il est donc évident que lorsque la membrane émet, elle subit cette charge.

Théoriquement, il n'est pas concevable de pouvoir imposer une impédance $\frac{P_t}{V}$ constante et purement résistive sur la membrane tout en ayant une fonction de transfert de type passe-haut. En résonant à l'aide de la figure 4.5, si la résistance de rayonnement pouvait être constante, alors la puissance acoustique rayonnée aurait l'allure de la courbe du débit : une fonction passe bande centrée sur la résonance.

Toutefois, la figure 7.13 montre qu'il est envisageable d'imposer une impédance absorbante à basse fréquence et de diffuser du son par la membrane à plus haute fréquence. Cela peut avoir des applications lorsque le signal à diffuser est plutôt haute fréquence (par exemple un signal vocal dans un hall de gare). Il peut aussi être envisagé d'absorber à certaines fréquences discrètes (sur les modes) et de diffuser aux fréquences entre les modes. Il faut par contre tenir compte du fait que le placement idéal de l'absorbeur aux ventres de pression (dans les coins, voire sur les murs) n'est pas du tout optimal pour la diffusion.

Il est à remarquer que dans un tube, l'impédance de rayonnement est égale à $\frac{\rho c}{S_d}$. L'impédance de rayonnement est donc constante et purement résistive. Elle correspond à Z_{st} idéale dans le cas d'ondes

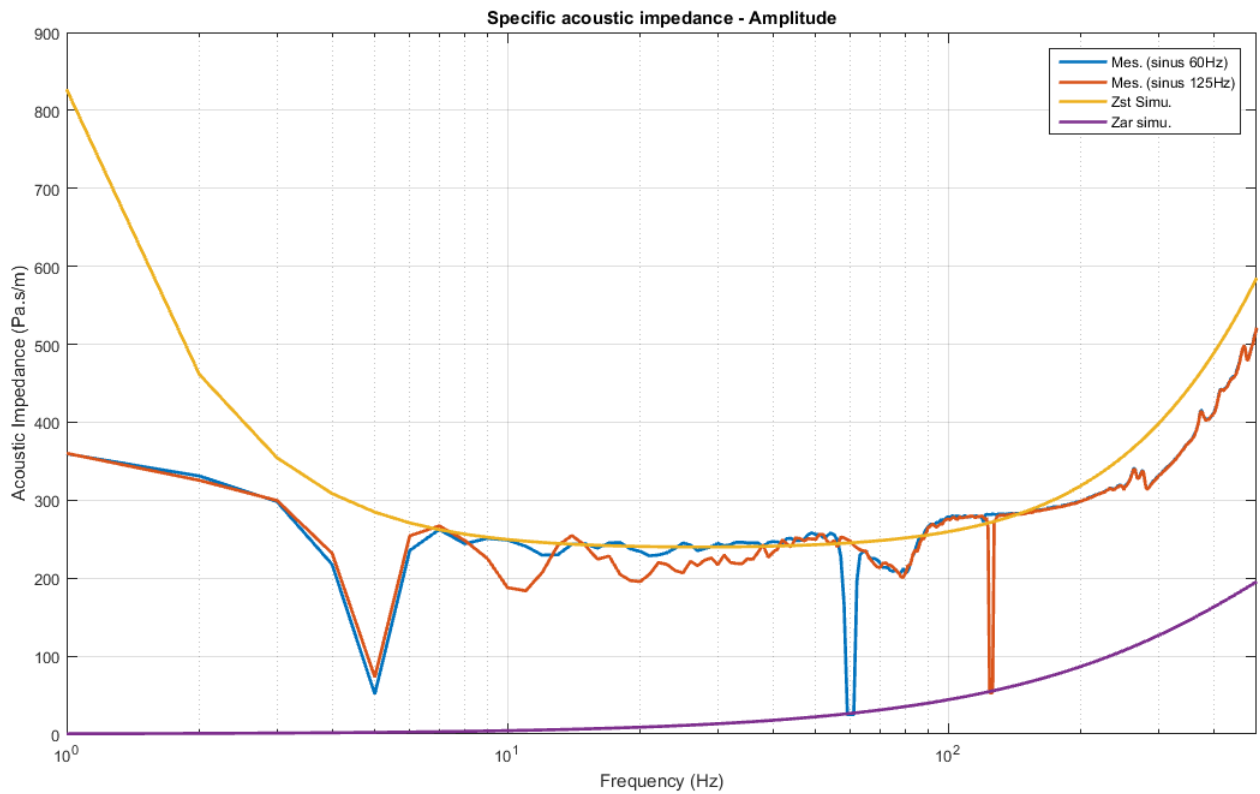


FIGURE 7.13 – Courbe jaune : impédance acoustique cible théorique ($R_{st} = 240 Pa.s.m^{-1}$, $\mu_m = 0.1$ et $\mu_c = 0.02$)

Courbe violette : impédance de rayonnement du piston plan de surface S_d théorique

Courbe bleue : impédance acoustique mesurée avec diffusion d'un sinus à 60 Hz

Courbe rouge : impédance acoustique mesurée avec diffusion d'un sinus à 125 Hz

en incidence normale.

Chapitre 8

Conclusion

Bien que la plupart des applications actuelles commandent les haut-parleurs électrodynamiques en tension, l'étude théorique menée dans la première partie de ce rapport montre qu'une commande en courant est avantageuse :

- l'inductance du bobinage, difficilement modélisable, n'intervient plus dans la mise en équations
- l'ordre du système est ainsi réduit et le rendement du haut-parleur est amélioré à haute fréquence

Via cette commande en courant, des filtres stables peuvent être implémentés pour modifier les propriétés du transducteur. Ainsi, la deuxième partie du rapport montre qu'il est possible de d'optimiser l'impédance acoustique de la membrane pour l'absorption, en ciblant une impédance purement résistive. En effet, en réduisant l'effet de la masse et de la compliance, une phase quasiment nulle est obtenue sur une décade ($10Hz-100Hz$), pour une amplitude choisie. Cette application de contrôle actif par feedback offre de belles perspectives pour la correction acoustique des salles.

La dernière partie du rapport se consacre à la réalisation de filtres pour la diffusion, sur le modèle de la transformée de Linkwitz. La fonction de transfert du haut-parleur à basse fréquence peut être modifiée en terme de facteur de qualité à la résonance et de fréquence de coupure. Les résultats sont satisfaisants.

Même s'il a été montré que cette technique ne permet pas d'absorber de l'énergie aux fréquences où le haut-parleur diffuse du son, le couplage entre le filtre absorbeur et la diffusion reste à étudier. Est-il intéressant d'absorber à basse fréquence et de diffuser à haute fréquence via une membrane qui n'aurait pas un placement dans la salle optimal? Comment se comporte le haut-parleur si, sur la décade $20Hz-200Hz$, des plages de fréquences sont consacrées à l'absorption et d'autres à la diffusion?

Bibliographie

- [1] Romain Boulandet. Tunable electroacoustic resonators through active impedance control of loudspeakers. *École Polytechnique Fédérale de Lausanne*, 2012.
- [2] P. Lueg. Process of silencing sound oscillations. *U.S. Patent no US2043416*, 1936.
- [3] Olson and May. Electronic sound absorber. *Acoust. Soc. Am.*, vol. 25, no. 6, 1953.
- [4] R. J. Bobber. An active transducer as a characteristic impedance of an acoustic transmission line. *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 48, no. 126, 1970.
- [5] Guicking and Karcher. Active impedance control for one-dimensional sound. *J. of Vibration, Acoustics, Stress and Reliability in Desing*, vol. 106, 1984.
- [6] Fleming et al. Control of resonant acoustic sound fields by electrical shunting of a loudspeaker. *IEEE Transaction on Control System Technology*, vol. 15, no. 4, pp. 689–703, 2007.
- [7] P.J. Baxandall. Negative-feedback tone control - independant variation of bass and treble without switches. *Wireless World*, 1952.
- [8] Siegfried Linkwitz. Three-enclosure loudspeaker system. *Speaker Builder*, 1980.
- [9] Mario Rossi. *Audio*. Presse Poytechniques et Universitaires Romandes, 2007.
- [10] Esa Meriläinen. *Current-driving of Loudspeakers*. 2010.
- [11] Etienne Rivet, Sami Karkar, and Hervé Lissek. Broadband low-frequency electroacoustic absorbers through hybrid sensor-/shunt-based impedance control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*.
- [12] S. Karkar, E. Rivet, H. Lissek, D.Strobino, A.Pittet, V. Adam, and A. Roux. Electroacoustic absorbers for the low-frequency modal equalization of a room : what is the optimal target impedance for maximum modal damping, depending on the total area of absorbers? *Proceedings of Forum Acusticum*, 2014.
- [13] Neville Thiele. Loudspeakers in vented boxes : Part 1 & 2. *J. Audio Eng. Soc*, 19(6) :471–483, 1971.