UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE - PARIS VI

ÉCOLE DOCTORALE SMAER
SCIENCES MÉCANIQUE, ACOUSTIQUE, ÉLECTRONIQUE ET ROBOTIQUE DE PARIS

THÈSE

pour obtenir le grade de Docteur de l'Université Pierre et Marie Curie
Mention : ACOUSTIQUE

Présentée par
Thibaut MEURISSE

Contrôle Actif Appliqué aux Instruments de Musique à Vent

Soutenue le
9 décembre 2014

Jury :

Rapporteurs :	Emmanuel FRIOT	- Chargé de Recherche CNRS (HDR), LMA
	Bruno GAZENGEL	- Professeur des Universités, Université du Maine
Examinateurs :	Joël GILBERT	- Directeur de Recherche CNRS, LAUM
	Pierre-Yves LAGRÉE	- Directeur de Recherche CNRS, UPMC
	Christophe VERGEZ	- Directeur de Recherche CNRS, LMA
Invité :	Baptiste CHOMETTE	- Maître de Conférences, IJLRA, UPMC
Directeur :	René CAUSSÉ	- Directeur de Recherche, IRCAM
Co-Encadrants :	Adrien MAMOU-MANI	- Chargé de Recherche, IRCAM
	David SHARP	- Senior lecturer, Acoustics Research Group, OU

Remerciements

Exercice parfois imposé, parfois évité, les remerciements sont souvent l'occasion d'un sentimentalisme dont l'intention réelle n'est souvent comprise que par leur auteur. Dans le cas présent, les trois années écoulées ont été le théâtre de quelques rares tensions, mais surtout de beaucoup d'entre aide et de bonne humeur. C'est donc de très bon cœur que je m'y applique, car de nombreuses personnes sont à remercier ici !

Pour commencer, bien entendu, je remercie mes directeurs de thèse Adrien Mamou-Mani, René Caussé et David Sharp. Sans eux, sans leur confiance et leur aide, sans l'ANR qui a financé le projet IMAREV [1] d'Adrien et l'UPMC qui a financé ma thèse pour moitié, cette thèse n'aurait pu voir le jour. Merci à eux de m'avoir permis de lier mon goût pour la physique et ma passion pour la musique, tout en apprenant à souffler dans différents tubes, de la trompette à la clarinette. La présence de David dans ce casting m'aura même permis de passer un peu de temps supplémentaire en Angleterre !
Merci aux différents membres de mon jury pour avoir accepté de participer à ma soutenance. Merci à Emmanuel Friot et Bruno Gazengel d'avoir accepté d'être mes rapporteurs. Merci à Joël Gilbert, Christophe Vergez et Baptiste Chomette d'avoir accepté d'être membres de ce jury, et à Pierre-Yves Lagrée pour en avoir été le président.
Je remercie également toutes les personnes impliquées dans le projet IMAREV, à commencer par Simon Benacchio, doctorant travaillant sur les instruments à cordes. Baptiste Chomette, spécialiste du contrôle modal, a eu un rôle primordial dans ce projet de par ses connaissances et ses réalisations, en particulier vis à vis de l'identification de paramètres modaux. Un grand merci à Marguerite Jossic, que j'ai pu encadrer lors de son stage sur la perception liée aux instruments actifs. Elle a accompli un travail remarquable ! Je remercie également les musiciens qui ont participé au projet, en particulier Alain Billard, clarinettiste basse de l'ensemble inter-contemporain, grand spécialiste de son instrument et premier joueur *live* de clarinette basse hybride, et Benny Sluchin, tromboniste lui aussi à l'EIC pour sa bonne humeur et pour s'être plié à nos tests de sourdine active. Merci à Denis Wick, facteur de sourdines de trombone, pour nous avoir fourni celles dont nous nous sommes servis pendant ce projet. Je tiens également à remercier les musiciens ayant participé aux tests perceptifs organisés dans le cadre du stage de Marguerite : Massimo Carrozzo, Julien Chabod, Benjamin Duthoix, Pierre Dutrieu, Stanislas De Nussac, Mathieu Steffanus, Rozen le Trionnaire, et Emilien Véret. Un grand merci à Robert Piéchaud pour son aide, avec Simon, au développement de Xenomai. Enfin, je ne peux pas oublier l'importance dans ce projet de Gérard Bertrand (et de son humour) et Alain Terrier sans qui les instruments créés pour le projet n'auraient pas pu exister. Je remercie l'ensemble des membres de l'équipe acoustique instrumentale de l'Ircam, à savoir

1. Projet IMAREV

ceux déjà cités ainsi que Joel Bensoam et David Roze, pour l'excellente ambiance de travail.
I also thank the members of the Acoustic Research Team at the Open University, starting of course with David, but also Peter, Steven, Sharam and Imram.
Un remerciement spécial pour Michèle Castellengo, Charles Besnainou, Laurent Quartier, Sami Karkar et Fabrice Silva avec qui j'ai plusieurs fois échangé au cours de cette thèse.
Je remercie l'ensemble des thésards avec lesquels j'ai pu partager des instants, pensées, connaissances et des joies pendant cette thèse. En particulier à l'Ircam avec Pauline et Simon qui ont offert au labo 7 une bonne ambiance permanente (même après le départ de Pauline), la ligue métal de l'équipe avec Nicolas et Florie-Anne, mais également Antoine, Éric, Thomas, Paulina, Kurijn, Mattia, Marine, Cassandra, Hélène, Soizic, Arthur, Marguerite et j'en oublie probablement beaucoup. A tous ceux la, un grand merci !
Merci également à tous mes relecteurs : Adrien, René, David, Cécilia, Baptiste, Papa, Maman, Irène, Guy, Marguerite, Audrey, Sabrina.
Les projets scientifiques avanceraient beaucoup moins bien s'il n'y avait pas de stagiaires. Ils sont nombreux à être passés à l'Ircam dans notre équipe pendant ces trois ans, et ont pour la plupart participé à la bonne humeur régnant dans le labo 7. C'est pourquoi je remercie (dans le désordre) Lucas, Camille, Marguerite, Donatien, Victor F, François, Victor R, Arthur et Alexis. Un merci supplémentaire pour Quentin avec qui j'ai débuté les tests sur les sourdines avant qu'il ne mette les voiles pour Polytechnique, rien que ça !
Cette thèse aura également été l'occasion pour moi de découvrir les joies de l'enseignement, dût-il se donner à St Cyr. Pour ces moments agréables, parfois longs, mais toujours enrichissants, je remercie quelques classes de L1 et de L3 en méca et physique, mais surtout, je remercie les collègues qui m'ont donné leur confiance comme ceux avec qui j'ai pu encadrer des TPs dans la bonne humeur. Ainsi, merci à Allister, Thibault, Thomas, Yves, François, Sylvie, Claudia, Frédéric et Simon.
Mais ces trois années de thèse n'ont pas été faites que de travail, fort heureusement. Dans les bons moments comme dans les moins bons, les amis ont toujours été là. A Cécilia, Sabrina, Benj, Florian (Bbrt), Max (Pedro), Pierre, Florian, Florent, Irène, Yasnee, Audrey, Manon, Marie, à vous tous, je vous dis un grand merci pour votre inestimable amitié. Friends beyond the Channel are to be thanked as well, so thank you to Jean, Andy and Charlotte.
La musique a également été très présente pendant ces trois ans ! Ainsi, un grand merci à ces différents groupes avec qui j'ai pu jouer ou enregistrer, merci à Twan (Quentin et Yu-Tai), merci à Damoiseau, merci à Jean Mohamed de la Bastille, merci au CLLJB (Crazy Little Linas Jazz Band : Henri, Gillian, Marc, Camille, Jacques, Julien), merci à l'Indiana family (Flo, Philippe, Alou, Laila, Anna, Milena, Michael), merci à l'association Hiéronymus (Guy, Brice et Olivier).
Enfin, je tiens à remercier l'ensemble de ma famille, même si les plus anciens n'ont toujours pas compris que non, je ne suis ni médecin, ni musicien, ni ingénieur du son ! Merci à Quentin, merci à mes parents, à mes grands-parents.

Bon, je n'ai pas vraiment évité le sentimentalisme. En même temps, c'est fait pour ça. Et comme il est fort probable que j'en ai oublié, à la manière des athéniens qui faisaient des temples aux dieux inconnus ou oubliés (instant confiture), cette dernière ligne servira à remercier quiconque aura été oublié (et qui n'a pas pensé à me le dire avant remise du document). MERCI !

Résumé et Abstract

Résumé

Au début du 21ème siècle, l'innovation dans le domaine des instruments de musique se fait surtout par le biais de la synthèse sonore, via des synthétiseurs et des ordinateurs. Cependant, si ces instruments permettent une création presque infinie de sons nouveaux, l'interaction entre le musicien et son instrument est bien plus pauvre qu'avec un instrument mécanique, ce qui provoque une perte d'expressivité musicale et réduit l'utilité d'une grande maîtrise du geste instrumental.
Dans le but d'innover tout en conservant ce geste musical, cette thèse propose d'appliquer le contrôle actif aux instruments à vent, en particulier, sur le trombone muni d'une sourdine active et sur la clarinette basse. Son objectif est de modifier les caractéristiques des résonances des instruments à vent afin d'en modifier le son produit (hauteur, timbre) et la jouabilité.
Les effets des modifications apportées aux instruments, lors de l'utilisation de deux méthodes de contrôle actif, sont observés sur l'impédance d'entrée des instruments, sur leur fonction de transfert et sur le son rayonné.
Un contrôle actif par *feedback* simple n'utilisant que des gains et des déphasages est appliqué à la sourdine. Cela permet de modifier la fréquence et l'amortissement de sa résonance, avec pour conséquence de modifier l'impédance d'entrée du trombone, et pour l'instrumentiste de faire varier sa jouabilité. Si ce premier contrôle est simple, il ne permet pas de contrôler efficacement un système à plusieurs degrés de liberté.
Le deuxième contrôle implémenté est le contrôle actif modal. Il permet, à partir d'un modèle du système à contrôler, de modifier de manière ciblée les paramètres modaux de ses résonances (amortissement et fréquence). Il est appliqué en simulation à un modèle de clarinette puis validé expérimentalement sur une "clarinette basse simplifiée". Il permet d'importantes modifications des résonances, entrainant des changements notables dans le son et l'impédance d'entrée.

Mots clefs : Instruments de musique à vent, Contrôle actif, Contrôle actif modal, Impédance d'entrée, Fonction de transfert, Son rayonné, Lutherie virtuelle

Abstract

The main focus of innovation in musical instrument making in the early 21st century has been sound synthesis using computers or stand-alone electronic synthesisers. However, while these tools enable the creation of a near-infinite range of new sounds, the interaction between the musician and their instrument is much weaker than with a conventional acoustical instrument. This results in a loss of musical expression and reduces the use of musical gesture.
With the aim of innovating while keeping the influence of musical gesture, this thesis proposes to apply active control to musical wind instruments. In particular, active control is applied to a trombone equipped with a specially designed mute and to a bass clarinet. The aim of this work is to modify each instrument's resonance characteristics in order to change its radiated sound (pitch, timbre) and playability.
The effects of two control methods on the input impedance, transfer function and radiated sound of the instruments are studied.
First, a feedback control involving gains and phase shifting is applied to the trombone mute. It allows significant modification of both the frequency and the damping factor of the mute's resonance. The effects of the mute on the trombone's input impedance and playability are studied. This control is simple, but it is not efficient with more complex systems.
Second, a modal control is implemented. Using a model of the system, modal active control allows the modal parameters (frequency, damping) of the system's resonances to be modified in a targeted manner. It is first applied to a modelled clarinet, then experimentally validated with a "simplified bass clarinet". Significant independent modifications of the resonances are obtained, as well as noticeable alterations of the sound and input impedance of the instrument.

Key words : Wind musical instruments, Active control, Modal active control, Input impedance, Transfer function, Radiated sound, Virtual instrument making

Table des Matières

Remerciements **I**

Résumé et Abstract **III**

1 Introduction **1**
1.1 Petite histoire du contrôle actif . . . 6
1.1.1 Il y a 80 ans . . . 6
1.1.2 Contrôle actif par gain et déphasage . . . 7
1.1.3 Contrôle actif par filtrage numérique . . . 8
1.1.3.1 Contrôle prédictif à large bande . . . 8
1.1.3.2 Le contrôle par *feedback* . . . 9
1.1.4 Contrôle par retour d'état dans la base modale . . . 10
1.2 Application aux instruments de musique . . . 12
1.2.1 Un peu de musique . . . 12
1.2.2 Instruments à cordes, percussions . . . 13
1.2.3 Instruments à vent . . . 14
1.3 Instruments à contrôler dans le cadre de cette thèse . . . 15
1.3.1 Sourdine sèche de trombone . . . 15
1.3.2 "Clarinette basse simplifiée" . . . 16
1.4 Choix des types de contrôle . . . 17
1.5 Écoute des sons . . . 17

2 Contrôle Actif de Sourdine de Cuivres **19**
2.1 La sourdine sèche active . . . 21
2.2 Principe du contrôle par gains et déphasages . . . 23
2.2.1 Théorie . . . 23
2.2.2 Exemples . . . 25
2.3 Étude de stabilité . . . 26
2.3.1 La méthode du lieu d'Evans . . . 26
2.3.2 Application à la sourdine . . . 28
2.4 Simulation du contrôle de la sourdine . . . 30
2.5 Contrôle expérimental du pic parasite . . . 32
2.5.1 Cas : $\phi = 0$ . . . 33
2.5.2 Cas : $\phi = \pi$ . . . 34
2.5.3 Cas : $\phi = \pi/2$ . . . 35
2.5.4 Cas : $\phi = -\pi/2$ . . . 37
2.5.5 Comparaison . . . 39

2.5.6 Étendue des possibilités . . . 41
2.6 Effets du contrôle en situation de jeu . . . 41
2.6.1 Suppression du pic parasite . . . 42
2.6.2 Augmentation de la fréquence du pic parasite . . . 44
2.6.3 Abaissement de la fréquence du pic parasite . . . 46
2.7 Le contrôle par gains et déphasages : un outil simple pour des systèmes simples 47

3 Contrôle Actif Modal d'une Clarinette : Simulations 49
3.1 Introduction . . . 51
3.2 Présentation des résultats des simulations . . . 52
3.3 Simulations of modal active control applied to the clarinet . . . 55
3.3.1 Introduction . . . 55
3.3.2 Modeling a self-sustained oscillating wind instrument with incorporated modal active control system . . . 56
3.3.2.1 Reed and non-linear coupling . . . 57
3.3.2.2 State-space model of the resonator . . . 58
3.3.2.3 Modal control . . . 61
3.3.3 Simulations . . . 62
3.3.3.1 Examples of control of the frequency and damping of the first resonance . . . 63
3.3.3.2 Control of the frequency of the first resonance . . . 66
3.3.3.3 Control of the damping of the first resonance . . . 70
3.3.3.4 Example of control of the frequency and damping of the second resonance . . . 72
3.3.4 Conclusion and perspectives . . . 76

4 Contrôle Actif Modal : Expérimentation 77
4.1 Introduction . . . 79
4.2 Modèle dans l'espace d'état . . . 79
4.2.1 Résonateur . . . 79
4.2.2 Contrôle modal . . . 80
4.3 Instrument étudié : la "clarinette basse simplifiée" . . . 82
4.4 Identification des paramètres modaux . . . 84
4.5 Commandabilité, observabilité et adimensionnement . . . 86
4.6 Application du contrôle . . . 88
4.7 Validation du contrôle . . . 88
4.8 Étendue des possibilités du contrôle . . . 90
4.9 Étude de cas . . . 94
4.9.1 Contrôle de la fréquence de la résonance 7 . . . 94
4.9.2 Contrôle de l'amortissement de la résonance 7 . . . 97
4.9.3 Contrôle de l'amortissement des résonances 4 à 10 . . . 100
4.9.4 Contrôle de la fréquence des résonances 3 à 5 . . . 103
4.9.5 Contrôle de l'amortissement et de la fréquence des résonances 3 à 9 . . . 106
4.10 Limites . . . 110
4.11 Conclusion . . . 113

5 Conclusion et Perspectives 115

A Déphaseur **119**

B Analogies Électroacoustiques **123**
B.1 Guide d'onde . . . 124
B.1.1 Théorie . . . 124
B.1.2 Application . . . 126
B.2 Tubes complexes . . . 128
B.2.1 Tubes à diamètre variable . . . 128
B.2.2 Cheminée ouverte et fermée . . . 128
B.3 Tube avec haut-parleur . . . 129
B.4 Emplacement du système de contrôle . . . 130

C Contrôle Modal des Résonances d'une Clarinette Basse Simplifiée **133**
C.1 Contrôle modal - Fonctions de transfert . . . 133
C.2 Contrôle modal - Impédances d'entrée . . . 136

D Nomenclature **139**

E Plan du système de contrôle **145**

F Notice du haut-parleur **147**

G Notice du microphone **151**

Bibliographie **155**

Liste des Sons **163**

Liste des tableaux **165**

Liste des figures **170**

Chapitre 1

Introduction

Sommaire

1.1 Petite histoire du contrôle actif 6
1.1.1 Il y a 80 ans 6
1.1.2 Contrôle actif par gain et déphasage 7
1.1.3 Contrôle actif par filtrage numérique 8
1.1.4 Contrôle par retour d'état dans la base modale 10
1.2 Application aux instruments de musique 12
1.2.1 Un peu de musique 12
1.2.2 Instruments à cordes, percussions 13
1.2.3 Instruments à vent 14
1.3 Instruments à contrôler dans le cadre de cette thèse 15
1.3.1 Sourdine sèche de trombone 15
1.3.2 "Clarinette basse simplifiée" 16
1.4 Choix des types de contrôle 17
1.5 Écoute des sons 17





FIGURE 1.1 – Plus vieil instrument découvert à ce jour (2014), dâté de 43000 ans [Higham12].

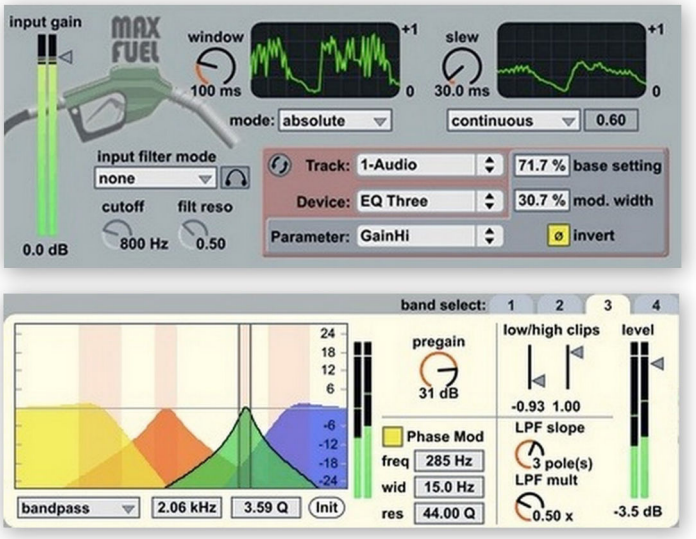


FIGURE 1.2 – Exemple de patch Max/MSP.



FIGURE 1.3 – Modalys.

Les plus vieux instruments de musique connus sont des flûtes en os datant d'environ 43000 ans [Higham12] (voir Figure 1.1). Ces instruments façonnés par l'Homme démontrent une culture de la facture instrumentale ancienne. Après de nombreux millénaires d'évolution et de perfectionnement de la facture instrumentale et des techniques de jeu, une grande partie de l'innovation dans le domaine des instruments de musique, en ce début de 21ème siècle, se fait surtout par le biais de la synthèse sonore, via des synthétiseurs et des ordinateurs (ex : Max/MSP [Max/MSP] (voir Figure 1.2 [1]), Modalys (voir Figure 1.3 [2]), synthèse FM (Yamaha DX7), synthèse soustractive (Roland TB-303), Reaktor, Csound, etc.).

S'ils permettent une création presque infinie de sons nouveaux [Roads96], l'interaction entre le musicien et son instrument est bien plus pauvre qu'avec un instrument mécanique. Il y a donc une perte d'expressivité musicale, l'affaiblissement de l'interaction réduisant l'utilité d'une grande maîtrise du geste musical ou instrumental. Le geste musical "est un phénomène complexe d'interactions, de conceptions et de structurations des sons d'essence musical. [...] Il permet une invention illimitée de timbres, une maîtrise du temps. [...] Le geste instrumental [...] est l'intermédiaire entre la pensée et le son. [...] De la manière dont le musicien pose

1. Source : http://blog.dubspot.com/new-max-for-live-maxmspjitter-courses-instructor/
2. Source : http://forumnet.ircam.fr/fr/product/modalys/

son doigt sur la touche de piano ou tire son archet sur les cordes, va dépendre la qualité du son" [Anakesa09]. Ce geste instrumental, un geste expert, demande de longues années d'apprentissage pour être maîtrisé. Il peut donc être intéressant d'innover tout en profitant de la disponibilité de ce geste expert, et en cherchant à le conserver.

La jouabilité d'un instrument de musique définit la qualité de l'interaction entre le musicien et son instrument [Roads97]. Cette jouabilité ainsi que la sonorité des instruments de musique dépendent de nombreux facteurs [Fletcher91]. En particulier pour les instruments à vent, le profil de perce de l'instrument (voir Figure 1.4), c'est-à-dire la forme de sa colonne d'air, a d'importantes conséquences sur ses résonances (caractérisées par son impédance d'entrée). Une modification de la perce peut engendrer une modification de l'amplitude, de la fréquence ou de l'amortissement des résonances de l'instrument, ce qui aura également pour conséquence de modifier sa justesse, son timbre ou encore sa jouabilité. De même, les modifications apportées à la table d'harmonie ou à la caisse des instruments à cordes auront des répercutions importantes sur le timbre de l'instrument et sur sa puissance (voir Figure 1.4). Les facteurs d'instruments ont donc depuis toujours apporté un soin particulier à ces éléments vibrants (perce, table d'harmonie, *etc.*), cherchant sans cesse à les améliorer, ou à atteindre une cible (un timbre particulier, une jouabilité particulière).

Les instruments à vent sont des systèmes auto-oscillants. Une auto-oscillation "est produite par une source d'énergie (la pression statique du souffle du musicien), continue ou lentement variable, et un système bouclé, incluant un système de rétroaction. Cette dernière (la rétroaction) est très rapide, puisque se produisant à la fréquence de jeu, liée en général d'abord aux réflexions dans le résonateur (le corps de l'instrument, linéaire et passif). Les modèles les plus simples supposent que la non-linéarité, indispensable pour transformer la source continue en oscillation, est localisée à l'entrée du résonateur pour les instruments à vent" [3]. Cette description a été introduite dans les années 1980 [McIntyre83]. Les instruments à vent présentent donc une excitation non-linéaire, directement liée physiquement à l'instrumentiste, celui-ci faisant vibrer l'instrument via ses lèvres (pour les cuivres) ou une anche, simple ou double, en contact direct avec sa bouche.

L'objectif de cette thèse au sein du projet IMAREV [4] (Instruments de Musique Actifs à REglages Virtuels, projet financé par l'ANR et mené par Adrien Mamou-Mani) est de modifier les résonances des instruments de musique à vent via l'utilisation du contrôle actif. Le contrôle actif est un moyen de modifier la façon de vibrer d'un système mécanique à l'aide de *capteurs*, d'*actionneurs* et d'un *contrôleur* (voir Figure 1.7). Si dans son objectif originel, le contrôle actif servait surtout comme moyen de réduction du bruit (canalisation, casque anti-bruit, cockpit d'avion, etc.), il est proposé ici de l'appliquer aux instruments de musique à vent non pas pour en réduire le bruit, mais pour modifier leur sonorité, ceci tout en conservant le geste instrumental.

Le contrôle actif a été utilisé depuis quelques années sur des instruments de musique. Modifier les résonances des instruments de musique à vent revient à modifier leur timbre, leur hauteur ou même leur jouabilité, à la façon de l'action d'un facteur sur un instrument. Appliquer

3. [Kergomard08], chap.**9**, p.401.
4. Projet IMAREV

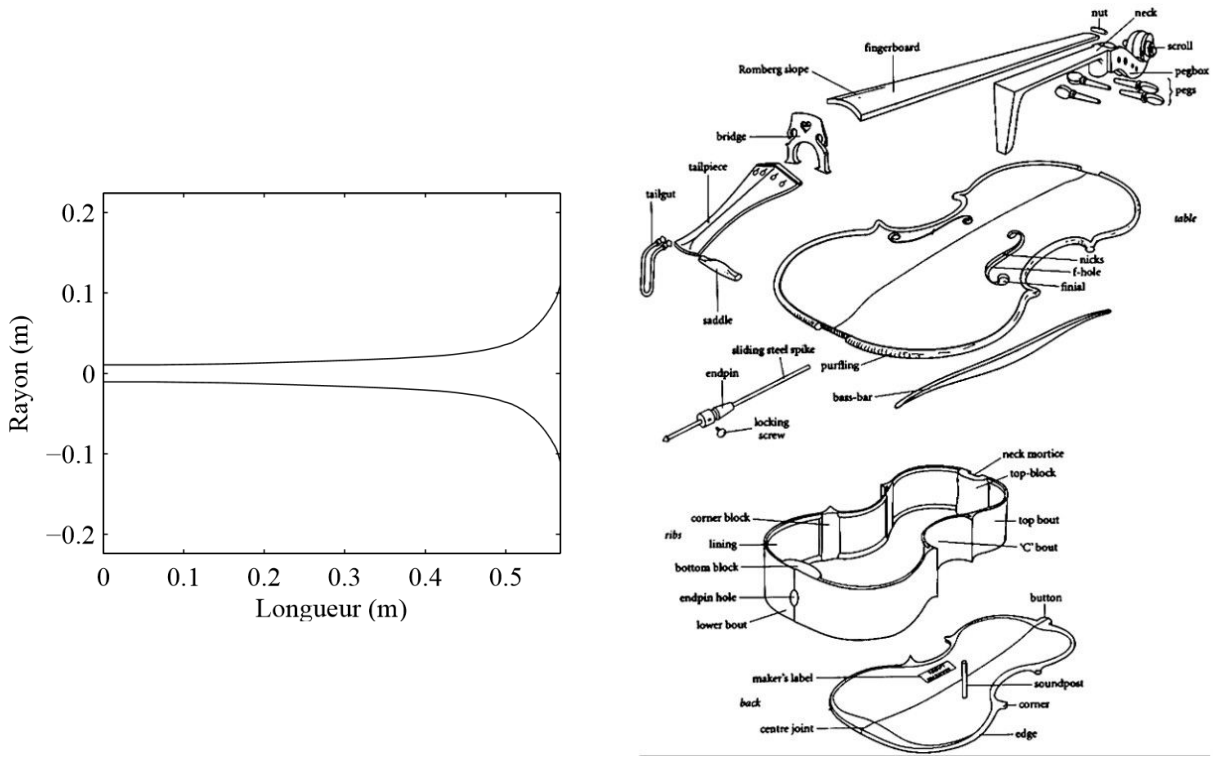


FIGURE 1.4 – (a) Profil de perce d'un pavillon de trombone [Eveno12]. (b) Vue éclatée d'un violoncelle [Bynum10].

le contrôle actif à des instruments de musique revient donc, en quelque sorte, à effectuer de la lutherie virtuelle sur ces instruments. Ainsi, de nouvelles possibilités sont ouvertes par de tels contrôles pour les facteurs, les compositeurs ou les musiciens. On pourrait, par exemple, imaginer qu'à l'aide du contrôle actif, il soit possible de *dessiner* l'impédance d'entrée d'un instrument ! Le contrôle pourrait également servir à corriger des défauts liés aux instruments. On peut citer le cas de la faible amplitude des résonances à fréquence élevée du cor d'harmonie, imposant au musicien d'insérer sa main dans le pavillon de l'instrument afin de jouer des notes supplémentaires [Benade76]. Ces résonances pourraient être accentuées par contrôle actif, laissant la main du musicien libre.

Les possibilités offertes par de tels contrôles sont multiples. Outre autoriser la production de nouveaux sons par ces instruments contrôlés, l'application de contrôle actif sur des instruments à vent pourrait permettre de modifier la qualité de l'instrument, ou même en faire des instruments "multiples" : plusieurs instruments en un (*polyinstruments*). De même, le contrôle actif peut apporter une aide dans le cadre de la facture instrumentale en permettant d'évaluer les effets de petites modifications de la perce, ou donner des outils servant à la création musicale. Il peut également servir d'outil de recherche, en tant que dispositif expérimental. Enfin, un instrument contrôlé peut servir d'objet pédagogique pour l'apprentissage de la pratique musicale, grâce aux possibilités d'évolution de la jouabilité de l'instrument.

Avant d'exposer les travaux réalisés durant cette thèse, un état de l'art historique des différentes méthodes de contrôle actif ainsi que de leur application aux instruments de musique est présenté. Les techniques de contrôle passif [Hagood91, Hollkamp94, Gentry97], consistant à réduire le niveau de vibration auquel est soumise une structure sans apport d'énergie extérieure (ex : utilisation de matériaux absorbants, de composants dissipatifs), ne seront pas étudiées. Après une présentation des systèmes que l'on cherche à contrôler dans cette étude, un choix sera porté quant aux contrôles utilisés.

1.1 Petite histoire du contrôle actif

Dans cette partie, un rapide tour d'horizon des techniques de contrôle actif est présenté. La majorité des techniques présentées ont été développées dans des contextes industriels afin de supprimer du bruit ou des vibrations (il est d'ailleurs souvent fait mention de *contrôle actif du bruit* ou *ANC* pour *Active Noise Control* ou encore *Active Noise Cancellation* [Oppenheim94]). L'objectif de la thèse étant l'application du contrôle actif aux instruments à vent, l'intérêt sera en particulier porté sur le contrôle appliqué aux systèmes acoustiques et aux systèmes auto-oscillants. Cependant, dans le cas spécifique des instruments à vent, l'élément contrôlé est un système résonant. Les systèmes de contrôle actif de structures (comportant des éléments résonants) seront donc également étudiés. Dans une optique de modification géométrique minimale de l'instrument, les contrôles ne demandant l'ajout que d'un capteur et d'un actionneur seront privilégiés.

1.1.1 Il y a 80 ans

La genèse des techniques de contrôle actif remonte à 1934, date à laquelle le premier brevet sur le contrôle actif a été déposé. Il s'agit d'une invention de Paul Lueg [Lueg34] permettant de supprimer des sons purs dans des tuyaux, générés par une source primaire, aussi appelée

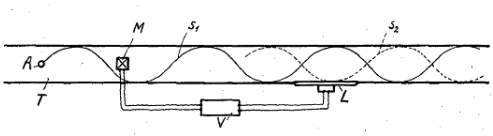


FIGURE 1.5 – Annulation d'un son pur dans un tuyau [Lueg34].

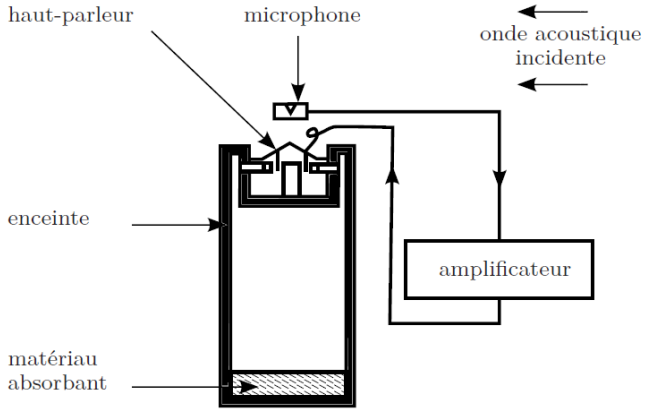


FIGURE 1.6 – *Electronic sound absorber*, décrit dans [Olson53]. Image tirée de [Boutin11].

perturbation (voir Figure 1.5). A l'aide d'un microphone, d'un haut-parleur (source secondaire) et d'un système électronique simple (déphaseur/amplificateur), il réinjectait dans le tuyau le son pur mesuré, en opposition de phase, afin de le supprimer. Le son réinjecté est appelé *commande*. Ce système ne peut fonctionner qu'à deux conditions : que l'onde à annuler soit plane, et que sa fréquence soit suffisamment basse pour négliger les ondes transversales à l'intérieur du tuyau. Ce type de contrôle utilise une commande dite *feedforward* (en français, commande par anticipation, commande prédictive ou proactive [Imbert99]), car conditionnée par la connaissance de l'onde primaire seule.

1.1.2 Contrôle actif par gain et déphasage

Malheureusement, l'invention de Lueg mit bien des années avant de voir son application pratique, ayant d'abord intéressé les autorités militaires d'outre-Rhin [Guicking90]. Il aura fallu attendre vingt ans, en 1953, pour qu'Olson & May développent un système, l'*Electronic sound absorber*, visant à réduire le niveau sonore dans un petit volume [Olson53]. Cet absorbeur d'ondes sonores comprend un microphone, un amplificateur et un haut-parleur dans une enceinte (voir Figure 1.6). Il permet la réduction de la pression acoustique au niveau du microphone via un contrôle comprenant une boucle de rétroaction (*feedback*, voir Figure 1.7), c'est-à-dire qu'il prend en compte l'effet du haut-parleur de contrôle, le microphone mesurant la pression acoustique totale résultant de la présence des ondes primaires (à supprimer) et secondaires (produites par le haut-parleur de contrôle). L'utilisation de cette technique a limité le contrôle aux fréquences inférieures à 400 Hz, afin d'éviter le phénomène de rétroaction positive à haute fréquence.
Dans le même ordre d'idée, Fogel développa entre 1954 et 1960 des systèmes de réduction du bruit dans des cockpits d'avion ou dans des hélicoptères, dans le but d'améliorer l'intelligibilité des sons [Fogel54a, Fogel54b, Fogel57]. Ceci est fait à l'aide d'une méthode similaire à celle mise en place par Olson & May, par l'intermédiaire de casques (qui deviendront plus tard les casques anti-bruit).

L'absorption par contrôle actif de la puissance acoustique d'une onde sonore se propageant

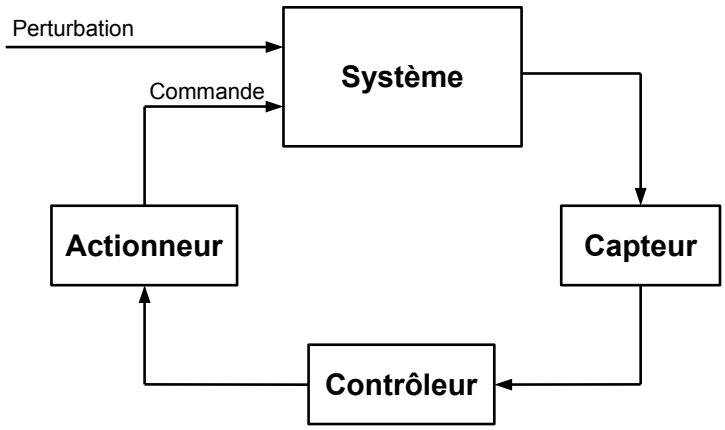


FIGURE 1.7 – Boucle de rétroaction.

en champ libre a également été étudiée [Nelson95]. Cependant, plus la bande de fréquence à contrôler est large, moins le contrôle est efficace, la densité modale (le nombre de modes du système à contrôler) devenant alors plus élevée. Ainsi, le contrôle actif par gain et déphasage est plus adapté aux systèmes simples tels des résonateurs ou des petits volumes fermés. Il peut être utilisé en milieu ouvert, mais n'aura d'effets qu'à proximité du couple capteur/actionneur.

1.1.3 Contrôle actif par filtrage numérique

Depuis une trentaine d'années, l'évolution rapide et la réduction de la taille ainsi que du coût des installations informatiques, ordinateurs comme DSP (*Digital Signal Processor*), ont permis l'élaboration de contrôleurs plus flexibles, adaptatifs, précis et stables [Nelson95], ceci grâce à l'utilisation de programmes et d'algorithmes.

Bien des applications de contrôle utilisent des filtres numériques (*digital filters*), avec un ou plusieurs capteurs et/ou actionneurs.

1.1.3.1 Contrôle prédictif à large bande

Appelé *Broad-band feedforward ANC* en anglais, ce contrôle utilise un actionneur produisant une commande $y(n)$ et deux capteurs, l'un pour la référence (le bruit primaire $x(n)$ à supprimer), l'autre pour l'erreur $e(n)$ (la différence entre ce qui est obtenu et ce qui est ciblé). Ici, un filtre adaptatif LMS [Haykin03] (*Least Mean Square*, ou moindres carrés normalisés) est utilisé afin d'estimer un tube dont les caractéristiques sont inconnues (voir Figure 1.8). L'objectif du filtre adaptatif est de minimiser l'erreur mesurée $e(n)$. Ceci est possible à la condition que le retard pris par la transmission électrique des données mesurées, leur traitement par le filtre (dont conversions analogique/numérique (A/N) et numérique/analogique (N/A)) et l'envoi de la commande $y(n)$ au haut-parleur, soit plus court que le retard acoustique dû à la propagation des ondes sonores dans l'espace séparant le microphone de référence du haut-parleur de contrôle. Par ailleurs, il faut compenser la fonction de transfert $S(z)$ entre $y(n)$

et $e(n)$ (comprenant le convertisseur N/A, l'amplificateur du haut-parleur, le haut-parleur lui-même, le chemin du haut-parleur au microphone d'erreur et le convertisseur A/N), sans quoi le système risque d'être instable [Elliott85].
Afin de stabiliser cette approche, des algorithmes d'adaptation du filtre ont été développés. On citera en particulier le *Filtered-X LMS Algorithm* [Widrow81, Widrow85, Haykin03] (où le X représente le signal de référence, abrégé en *FXLMS*), avec lequel un filtre supplémentaire $\hat{S}(z)$ est ajouté (voir Figure 1.8) afin d'estimer $S(z)$. Cette méthode est efficace lorsque le système à contrôler évolue peu dans le temps [Morgan80].
Dans la littérature, rares sont les exemples d'applications de contrôles de ce type à des systèmes auto-oscillants. Cependant, Williams a proposé une méthode de contrôle des modes acoustiques de cavités soumises à un écoulement fluide par *FXLMS* (en pratique, il s'agissait d'atténuer les auto-oscillations qui se produisent dans la cale d'un bombardier en vol à l'ouverture de celle-ci) [Williams01].

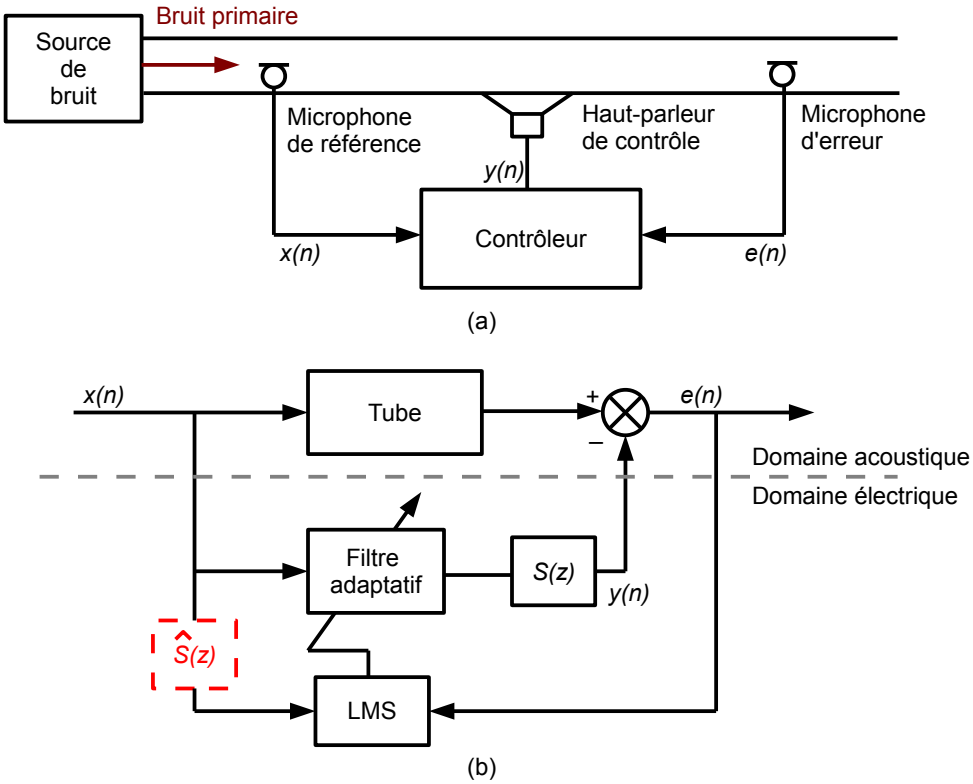


FIGURE 1.8 – a) Contrôle prédictif à large bande appliqué à un tube. b) Schéma bloc du contrôle appliqué au tube, avec filtre adaptatif et algorithme LMS. - - - : Estimation de $S(z)$ utilisée en *Filtered-X LMS*. Images inspirées de [Kuo99, Kuo96].

1.1.3.2 Le contrôle par *feedback*

Le contrôle par *feedback* utilisant des filtres (*Feedback ANC*) est une extension de l'expérience

décrite par [Olson53] en Section 1.1.2 (voir Figure 1.7), ainsi qu'une simplification (en terme de nombre de capteurs) des contrôles *feedforward* vus précédemment. En effet, ici, seul le capteur d'erreur est utilisé.
En premier lieu, pour faire le parallèle avec le *FXLMS*, citons le *Filtered-E LMS Algorithm* [DeBrunner06, Haykin03] (où le E représente le signal d'erreur, abrégé en *FELMS*), pour lequel le signal de référence est obtenu à partir du microphone d'erreur par déconvolution, à condition de bien estimer la fonction de transfert $S(z)$. Les algorithmes *FELMS* sont souvent utilisés pour des systèmes *MIMO* [DeBrunner06] (Multi-Input Multi-Ouput, avec plusieurs entrées (références/erreurs) et sorties (actionneurs)) afin de réduire le nombre de capteurs. Ils peuvent également être utilisés dans des systèmes avec un seul capteur de référence/erreur (système *SISO*, Single Input Single Output), et n'avoir ainsi plus qu'un seul capteur dans le système.
Il est également possible de contrôler le système à partir d'une connaissance *a priori* de celui-ci [Nelson95, Cattafesta03], s'il n'est pas amené à être modifié dans le temps. Ainsi, connaître la fonction de transfert du système à contrôler, via la mesure ou l'utilisation d'un modèle linéaire, permet de cibler le contrôle à appliquer sans qu'il soit nécessaire d'utiliser des algorithmes adaptatifs. L'application d'un filtre dans la boucle de rétroaction permettra ainsi d'agir sur une bande de fréquence limitée, ciblée, afin de supprimer une résonance.
En ce qui concerne les systèmes auto-oscillants, l'exemple proposé dans la partie précédente a été étendu par la même équipe aux méthodes par *feedback* dans [Cattafesta03, Rowley03, Rowley06].

1.1.4 Contrôle par retour d'état dans la base modale

Dans le cadre d'applications musicales, il serait intéressant de pouvoir appliquer un contrôle ciblant directement les modes du système. Le contrôle par retour d'état dans la base modale, qui sera à la suite désigné par *contrôle modal*, est une technique de contrôle par *feedback* permettant cela [Hull93, Hong96, Chomette08b, Yang09]. En outre, il permet le contrôle ciblé des modes à l'aide d'un minimum de couples capteur/actionneur [Meirovitch83, Kuo99]. Un nombre réduit de modes à contrôler, sur une bande de fréquence limitée, permettra ainsi d'utiliser un seul couple capteur/actionneur (*SISO*). D'une part, cela permet de réduire la quantité d'énergie à injecter dans le système, en la concentrant sur les modes à contrôler. D'autre part, cela rend minimales les modifications à apporter au système contrôlé pour y incorporer ces couples. C'est donc compatible avec le désir de contrôler des instruments de musique tout en affectant au minimum leur géométrie. De plus, ce contrôle peut être réalisé indépendamment de la perturbation $w(t)$ subie par le système.
Dans la base modale, l'état $\mathbf{x}(t)$ du système est déterminé en fonction des déplacements modaux $q(t)$ et des vitesses modales $\dot{q}(t)$ [Preumont11, Fuller97]. Dans ce cadre, le système est modélisé dans l'espace d'état modal, décomposé en une somme de modes caractérisés par leurs paramètres modaux (fréquence, amortissement) [Meirovitch85]. Ces paramètres peuvent être identifiés expérimentalement, à partir d'une fonction de transfert, ou à partir d'un modèle physique. Ce modèle est utilisé par un *observateur* pour estimer l'état du système $\mathbf{x}(t)$ (l'estimation est alors notée $\hat{\mathbf{x}}(t)$) à partir d'une mesure $y(t)$ réalisée sur le système (voir Figure 1.9). L'observateur, en plus du modèle du système à contrôler, contient des gains permettant de le faire converger, selon l'erreur déterminée entre son estimation de la mesure $\hat{y}(t)$ et la mesure effectivement réalisée $y(t)$. Ces gains peuvent être calculés soit par un algorithme de placement de pôles, soit par un algorithme *LQG* (*Linear Quadratic Gausian*).

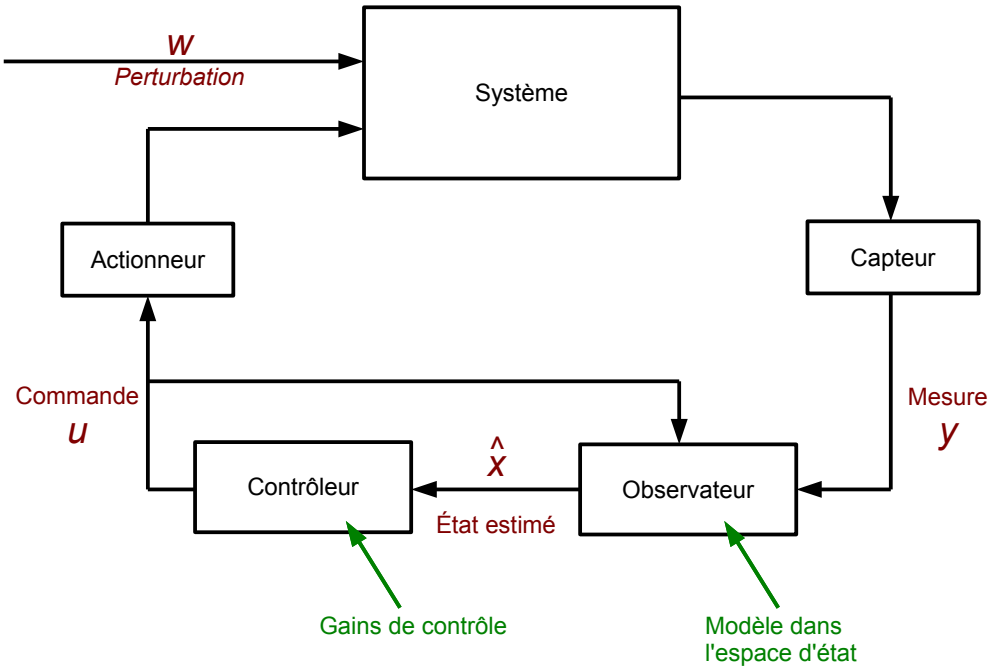


FIGURE 1.9 – Schéma bloc du contrôle modal, avec w la perturbation, y la mesure faite par le capteur, $\hat{\mathbf{x}}$ l'estimation de l'état du système par l'observateur et u la commande générée par le contrôleur.

A partir de l'état estimé par l'observateur, un *contrôleur* génère une commande $u(t)$, à l'aide de gains déterminés préalablement grâce à un algorithme de placement de pôles. Cette commande servira à atteindre l'objectif fixé par le contrôle (la modification en fréquence et/ou en amortissement des modes ciblés). Elle est transmise à la fois au système et à l'observateur, de sorte que l'observateur prenne également en compte la commande dans son estimation de l'état du système.
Un tel contrôle présente l'avantage d'être particulièrement stable quant aux modes contrôlés. Cependant, son application peut être accompagnée d'instabilités provoquées par les modes non-modélisés. Cet effet est appelé *spillover*.

Un système peut également être contrôlé par retour d'état avec plusieurs modèles (et donc, plusieurs observateurs et contrôleurs), chacun servant à modéliser des modes différents (par exemple avec deux modèles, l'un pour les modes pairs, l'autre pour les modes impairs). Ce type de contrôle est appelé contrôle modal indépendant.

Des filtres modaux spatiaux (*Spatial Modal Filters*) peuvent également être utilisés pour le contrôle des modes d'un système [Preumont11]. Dans ce cas, les capteurs et actionneurs sont adaptés (par exemple, en forme) au système à contrôler de sorte à ne pouvoir agir que sur certains modes, ceci permettant de réduire les risques de *spillover*. Ces transducteurs sont alors appelés capteurs modaux et actionneurs modaux.

Le contrôle modal a été appliqué dans des conduites d'aération afin d'y réduire le niveau de bruit [Hong96] ou encore sur des structures telles que des cartes électroniques embarquées dans des missiles afin de réduire les dommages dûs aux vibrations [Chomette08b].

1.2 Application aux instruments de musique

Depuis le début des années 1990, différentes techniques de contrôle actif ont été appliquées aux instruments de musique, que cela soit à visée scientifique ou musicale. Cependant, c'est déjà dès la fin du XIXème siècle qu'ont été réalisés les premiers essais d'injection d'énergie dans le résonateur des instruments, afin d'en augmenter les possibilités ou encore d'en modifier le comportement.
Dans cette partie, les applications musicales, n'ayant pas pour objectif de modifier le comportement mécanique des instruments mais pouvant augmenter leurs possibilités, seront d'abord présentées. Ensuite, l'intérêt sera porté sur les applications à des structures vibrantes (plaques, poutres, membranes, cordes : instruments à cordes et percussions). Enfin, les applications à des systèmes acoustiques (colonnes d'air, tubes : instruments à vent) seront présentées.

1.2.1 Un peu de musique

C'est à la toute fin du XIXème siècle, en 1893, qu'un premier brevet de piano électrique est déposé par Eisenmann, pour l'*Elektrophonisches Klavier* [Eisenmann1893]. Sur cet instrument, des microphones et des électro-aimants ont été ajoutés afin d'entretenir la vibration de ses cordes. Ce principe a été repris plus tard pour les guitares électriques, avec des systèmes tels que l'*Ebow* (1978, [Heet78]) ou le *Sustainiac* (1999, [Osborne99]). Dans ces derniers cas, des électro-aimants servent tant à mesurer les vibrations des cordes qu'à les exciter.

Des boucles de contrôle servant à modifier la durée de la vibration de l'excitateur d'un instrument ont aussi été appliquées à des instruments à percussion. Par exemple, le *Feed-Drum* voit sa membrane excitée par un haut-parleur, et la déformation de cette membrane est mesurée par un anneau piézocéramique [Lupone06].

En 2012, le timbre d'une basse a été modifié à l'aide d'un microphone placé dans le bocal de l'instrument, et d'un haut-parleur placé dans son pavillon, produisant à partir d'un modèle physique des timbres hybrides [Clift12].

En 2011, une guitare hybride a été présentée aux Rencontres Internationales de la guitare à Antony [Mamou-Mani11]. En 2014, un premier concert [5] a été donné après développement à l'IRCAM de cette guitare hybride. Elle est équipée d'un capteur piézoélectrique et de deux vibreurs placés sous le chevalet, permettant l'injection ou la ré-injection de signaux dans la table d'harmonie de l'instrument.
Cette même année, la première pièce pour clarinette basse hybride [6] a été présentée. La clari-

5. Caroline Delume, *Closed Loop* de Robert Platz, http://www.schoeneswochenende.com/programm-karten/, http://instrum.ircam.fr/premier-concert-pour-la-guitare-hybride/, 02/02/2014, Düsseldorf, Allemagne.

6. Alain Billard, *Libellule* de Marco Suarez Cifuentes, http://instrum.ircam.fr/la-premiere-piece-pour-clarinette-hybride-en-concert/, 14/03/2014, CNSMDP, Paris, France.

nette, proche de celle présentée par Clift, a cette fois le haut-parleur placé dans son pavillon de sorte à ne rayonner qu'à l'intérieur de l'instrument, et comporte un capteur piézoélectrique dans son bocal.

1.2.2 Instruments à cordes, percussions

Une application proche du Ebow ou du Sustainiac a été développée en 1986 pour modifier les caractéristiques du mouvement de Helmholtz de la corde frottée via une force électromagnétique. Cette sorte d'*archet numérique* est la toute première expérience de modification d'un instrument acoustique utilisant un système numérique [Weinreich86].

S'inspirant des méthodes de contrôle modal, Besnainou agit dès 1995 sur les caractéristiques des modes de résonateurs [Besnainou95]. Plus tard, il applique cette technique à l'aide d'un contrôleur analogique à des prototypes d'instruments équipés de transducteurs piézoélectriques [Besnainou99].

A l'aide de deux transducteurs piézoélectriques et de commandes, modale et par filtrage, Griffin puis Hanagud contrôlent l'amortissement des premiers modes de table d'une guitare acoustique ainsi que de son premier mode de cavité [Griffin95, Hanagud98]. Ceci sera repris par Griffin sur la guitare amplifiée pour prévenir les instabilités dues au retour acoustique. Le contrôle sert ici d'anti-larsen [Griffin03].

En parallèle de la thèse présentée dans ce manuscrit, une autre thèse consacrée au contrôle modal des instruments à cordes a été menée par S. Benacchio [Benacchio12, Benacchio13a, Benacchio13b]. A l'aide de transducteurs piézoélectriques et d'un système de contrôle temps réel [Benacchio13c], les modes de vibration de la table d'harmonie d'une guitare sont contrôlés indépendamment en fréquence et en amortissement. Cette méthode a également été appliquée à un violoncelle afin de supprimer (ou de créer) des *notes du loup* [Givois14], caractérisée par un battement rencontré lorsqu'une des cordes de l'instrument est fortement couplée à l'un des modes de sa table d'harmonie.

La résonance de Helmholtz de la guitare, les résonances d'une lame de xylophone ainsi que le mode de bascule du chevalet de violon ont été contrôlés par un régulateur *PID* (Propotionnel Intégral Dérivé) [Aeberli97, Chollet00, Boutin06, Boutin08a, Boutin08b, Boutin11]. De même, en utilisant un couple capteur/actionneur colocalisé, Berdahl modifie l'amortissement et l'amplitude des harmoniques d'une corde de guitare électrique [Berdahl06, Berdahl07, Berdahl09].

Afin de modifier le timbre d'une timbale, Rollow a développé une commande *feedforward* permettant d'amortir un mode de vitesse de la membrane de l'instrument via un haut-parleur et des accéléromètres, tout en restant stable [Rollow03].

Toujours pour les percussions, Walstijn a développé le *Prosthetic Conga*, utilisant un couple capteur/actionneur composé d'un haut-parleur et d'un microphone de contact, qui permet au musicien d'imposer la réponse fréquentielle de l'instrument à basse fréquence [Walstijn05].

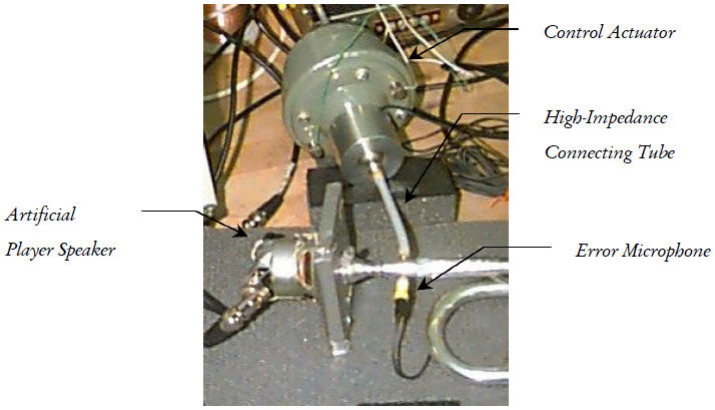


FIGURE 1.11 – Contrôle de trompette. Image tirée de [Pickett98].

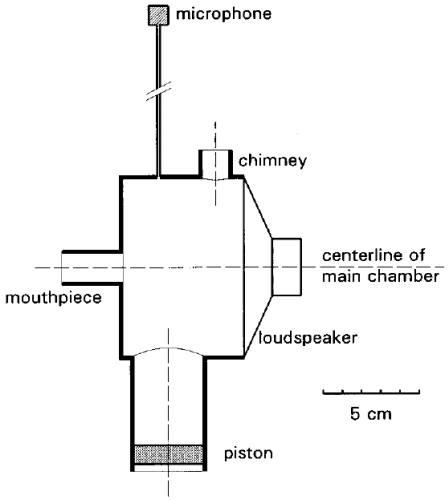


FIGURE 1.10 – Résonateur contrôlé. Image tirée de [Chen96].

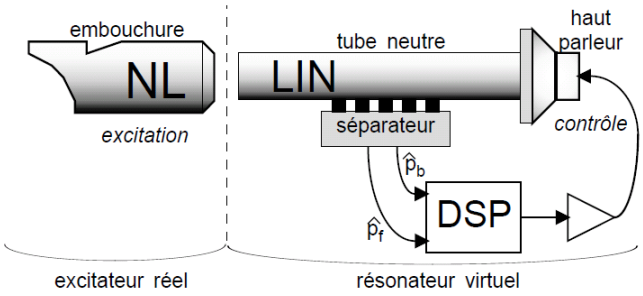


FIGURE 1.12 – Flûte sans trou avec système de contrôle. Image tirée de [Guérard02].

1.2.3 Instruments à vent

Les applications du contrôle actif à des instruments à vent sont moins courantes que sur les instruments à cordes. Quelques exemples peuvent néanmoins être relevés.

Afin d'étudier le dédoublement périodique des auto-oscillations dans des instruments type clarinette, un excitateur artificiel (numérique ou analogique) a été appliqué à un résonateur acoustique de sorte à en contrôler les non-linéarités [Maganza86].

En contrôlant la résonance d'un résonateur simple à l'aide d'un système de contrôle par *feedback* à base de gain et de déphasage, Chen a cherché à catégoriser les lèvres des musiciens de cuivres [Chen96] (voir Figure 1.10).

Imbert a utilisé le contrôle actif, tant *feedback* que *feedforward*, pour observer l'effet de différentes terminaisons d'un tube sur la réflexion des ondes acoustiques [Imbert99].

Pickett a appliqué différents types de contrôles à une trompette pour en réduire le niveau sonore, en alternative aux sourdines (à la manière de l'ANC habituel), mais également pour en modifier le timbre, à l'aide de microphones et d'un haut-parleur reliés à l'embouchure de

l'instrument (voir Figure 1.11). Il a ainsi proposé l'utilisation de méthodes par *feedback* analogique ainsi que des méthodes à base de filtrage numérique (*FXLMS* et *FELMS*, vues en Section 1.1.3) [Pickett98].

Par ailleurs, Guérard a développé un système permettant à une flûte sans trou de jouer une octave complète [Guérard02] (voir Figure 1.12). Pour cela, il a utilisé un modèle de synthèse d'instrument à vent couplé à un système de séparation d'ondes acoustiques dans un tuyau cylindrique. En plaçant un haut-parleur à l'extrémité du résonateur de l'instrument, il pouvait absorber l'onde incidente se propageant dans le tube pour la remplacer par une onde réfléchie synthétisée.

Les prochains chapitres de ce manuscrit présentent l'application de différentes techniques de contrôle actif à des instruments à vent. Ces contrôles ont pour objectif de modifier les propriétés vibratoires des instruments. Avant cela, les instruments contrôlés sont choisis, ainsi que les méthodes de contrôle qui y seront appliquées.

1.3 Instruments à contrôler dans le cadre de cette thèse

Il a été choisi de contrôler deux systèmes : la sourdine sèche de trombone, et un instrument assimilable à une "clarinette basse simplifiée" (un tube cylindrique avec une embouchure de clarinette basse).

1.3.1 Sourdine sèche de trombone



Figure 1.13 – Sourdine sèche de trombone.

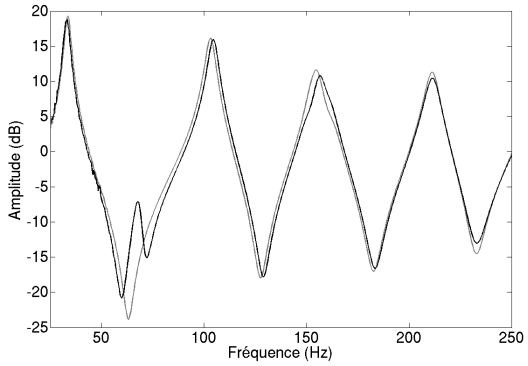


Figure 1.14 – Impédances d'entrée du trombone pour la note $Sol\#_0$ sans sourdine (gris) et avec une sourdine sèche insérée dans le pavillon (noir).

La sourdine sèche de trombone (voir Figure 1.13) se comporte principalement comme un résonateur à un degré de liberté [Backus76]. Elle sert à atténuer le son produit par l'instrument lors du jeu. Cependant, certaines notes pédales de l'instrument (les notes les plus graves que l'instrument puisse produire) présentent des difficultés à l'émission lorsqu'une sourdine sèche est insérée dans le pavillon du trombone. Un effet secondaire dû à la sourdine est l'ajout d'un pic parasite [Caussé91] dans l'impédance d'entrée de l'instrument (voir Figure 1.14), à la

même fréquence que la résonance de la sourdine couplée au pavillon du trombone. Il semble que les notes difficiles à produire aient une fréquence fondamentale proche de celle de ce pic parasite.
La fréquence et l'amplitude de ce pic parasite peuvent elles être modifiées par contrôle ? Quel en est alors l'effet sur la sonorité ou la jouabilité de l'instrument dans ces notes pédales ? A partir de ces modifications, est-il possible de déterminer le rôle du pic parasite lors du jeu ?

Cette sourdine et ces questions seront étudiées au Chapitre 2.

1.3.2 "Clarinette basse simplifiée"

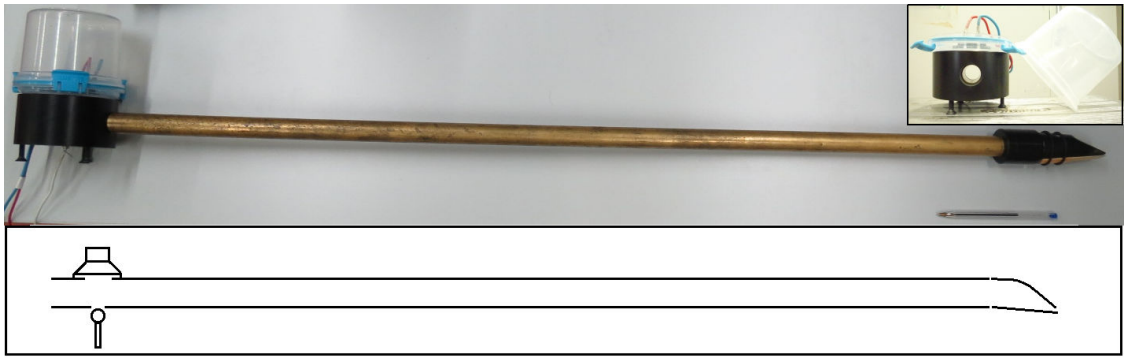


FIGURE 1.15 – Haut : "Clarinette basse simplifiée" (un tube cylindrique à l'entrée duquel est monté un bec de clarinette basse avec une anche) équipée d'un système de contrôle composé d'un microphone et d'un haut-parleur colocalisés. Coin haut droit : Système de contrôle extrait de l'instrument. Bas : Schéma de l'instrument avec système de contrôle intégré.

La "clarinette basse simplifiée" étudiée (cf Figure 1.15, surnommée *claridoo* à cause de ses sonorités proches du didgeridoo) est composée d'un tube cylindrique équipé d'un bec de clarinette avec anche. Le système de contrôle est composé d'un microphone et d'un haut-parleur colocalisés. Le haut-parleur est relié au tube via une cavité cylindrique et un trou dans la paroi du tube.
La Figure 1.16 présente l'impédance d'entrée de la "clarinette basse simplifiée" avec système de contrôle intégré placé proche de l'extrémité ouverte de l'instrument. La forme de cette impédance d'entrée est très proche de celle présentée par un tube cylindrique fermé-ouvert.
La Figure 1.17 présente la fonction de transfert du tube mesurée entre le microphone et le haut-parleur du système de contrôle. La première résonance a une amplitude faible. Ceci est dû à la position du système de contrôle, près de l'extrémité ouverte du tube, très proche des nœuds de pression des premiers modes. La fréquence de coupure du système de contrôle est proche de 1500 Hz. En conséquence, les mesures sont limitées à cette valeur.

Est-il possible de modifier les propriétés vibratoires d'un système auto-oscillant à plusieurs degrés de liberté ? A quel point ? Modifier les résonances d'un tube implique la modification de leur harmonicité, de leurs rapports d'amplitude. Quel serait l'effet sur la sonorité (timbre, hauteur) et la jouabilité de l'instrument ?

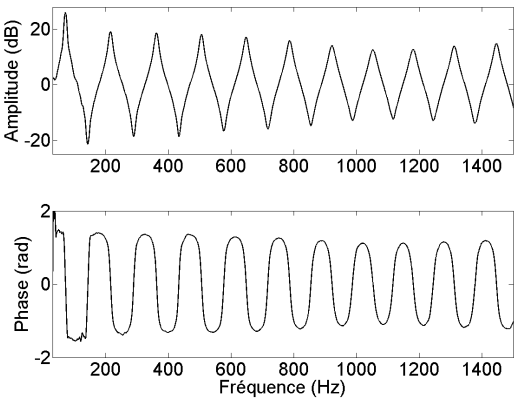


FIGURE 1.16 – Haut : Impédance d'entrée de la "clarinette basse simplifiée" avec système de contrôle intégré. Bas : Phase de impédance d'entrée.

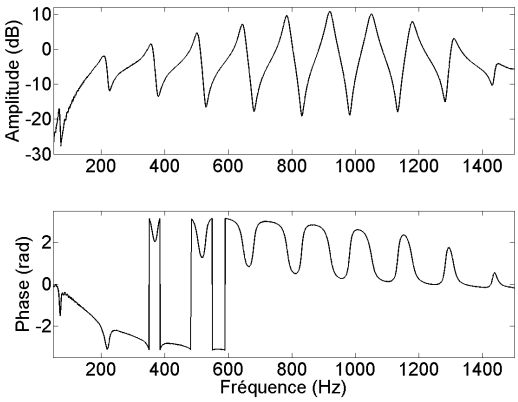


FIGURE 1.17 – Haut : Mesure de la fonction de transfert du tube entre le microphone et le haut-parleur du système de contrôle. Bas : Phase de la fonction de transfert.

Cette "clarinette basse simplifiée" et ces questions seront étudiées aux Chapitres 3 et 4.

1.4 Choix des types de contrôle

Étant donnés les systèmes à contrôler, deux types de contrôles ont été sélectionnés.

Tout d'abord, la sourdine étant un système simple de type résonateur à un degré de liberté, un système de contrôle actif simple par *feedback* sera utilisé, inspiré par celui développé par Chen pour le contrôle d'un résonateur de Helmholtz [Chen96]. Ainsi, le microphone et le haut-parleur de la sourdine sont reliés par un déphaseur ϕ et un gain G. L'étude de l'effet de ce contrôle sur la sourdine ainsi que sur l'impédance d'entrée d'un trombone sera le sujet de l'étude présentée au Chapitre 2.

Meurisse a montré qu'appliquer un contrôle de type *gain et déphasage* n'est pas adapté à un système à plusieurs degrés de liberté [Meurisse13a]. Il sera alors développé un contrôle plus adapté à la "clarinette basse simplifiée".
Le contrôle modal permet de contrôler finement et de manière ciblée les modes de vibration de systèmes, ceci pouvant être réalisé avec un seul couple capteur/actionneur. Une étude complète du contrôle modal appliqué à la "clarinette basse simplifiée" est proposée aux Chapitres 3 et 4. Cette étude comprend une étude théorique du contrôle d'un système auto-oscillant via des simulations, ainsi que l'application et la validation expérimentales de ce contrôle au système réel.

1.5 Écoute des sons

Les différents sons étudiés dans ce manuscrit, sous forme de spectres ou de spectrogrammes, peuvent être écoutés dans la version numérique de la thèse. Dans les chapitres 2 et 4, il suffit

de cliquer sur **Écouter son** dans la légende du son étudié. Le lecteur de sons s'ouvre alors, cliquer dessus une seconde fois permet d'écouter l'extrait. Il en va de même dans le chapitre 3, en cliquant sur **Listen**.

Chapitre 2

Contrôle Actif de Sourdine de Cuivres

Sommaire

2.1 La sourdine sèche active 21
2.2 Principe du contrôle par gains et déphasages 23
2.2.1 Théorie 23
2.2.2 Exemples 25
2.3 Étude de stabilité 26
2.3.1 La méthode du lieu d'Evans 26
2.3.2 Application à la sourdine 28
2.4 Simulation du contrôle de la sourdine 30
2.5 Contrôle expérimental du pic parasite 32
2.5.1 Cas : $\phi = 0$ 33
2.5.2 Cas : $\phi = \pi$ 34
2.5.3 Cas : $\phi = \pi/2$ 35
2.5.4 Cas : $\phi = -\pi/2$ 37
2.5.5 Comparaison 39
2.5.6 Étendue des possibilités 41
2.6 Effets du contrôle en situation de jeu 41
2.6.1 Suppression du pic parasite 42
2.6.2 Augmentation de la fréquence du pic parasite 44
2.6.3 Abaissement de la fréquence du pic parasite 46
2.7 Le contrôle par gains et déphasages : un outil simple pour des systèmes simples 47



La sourdine (*mute* en anglais) est un accessoire couramment utilisé par les musiciens de cuivres (trompette, trombone, etc.) pour modifier le timbre ou le niveau sonore des instruments. Elles sont utilisées aussi bien en musique dite classique qu'en jazz. De nombreux modèles existent [Caussé91], ceux-ci ayant différents effets sur l'instrument :

- la sourdine sèche ; le son est atténué et plus *nasillard*,
- la sourdine wah-wah ; elle est équipée d'un tube, la position de celui-ci modifiant le son de l'instrument afin d'obtenir l'effet *wah-wah*,
- la sourdine silencieuse ; le niveau sonore rayonné est atténué,
- le sourdine plunger ; permet d'obtenir toutes les positions intermédiaires entre un pavillon complètement ouvert et un pavillon bouché, modifiant la justesse de l'instrument,
- la sourdine bucket ; le son est moins *brillant*,
- la sourdine bol ; le son est étouffé.

Une sourdine efficace doit être capable de produire ces modifications de timbre sans modifier la jouabilité de l'instrument. Cependant, outre leurs effets sur le son, ces sourdines peuvent avoir des effets sur l'impédance d'entrée des instruments. Il a été observé sur des mesures d'impédance d'entrée de trompettes ou de trombones équipés d'une sourdine sèche, l'apparition d'un "pic parasite" [Caussé91] situé généralement entre les deux premières résonances de l'instrument, ainsi que des modifications de la fréquence des premiers pics.
Le contrôle actif permettant de modifier les résonances de systèmes acoustiques tels qu'une sourdine, il devient alors possible de modifier la fréquence et l'amortissement (et en conséquence l'amplitude) de sa résonance. Une des applications du contrôle actif à une sourdine serait de supprimer les défauts provoqués par ces sourdines, comme l'apparition du pic parasite dans l'impédance d'entrée de l'instrument.
L'étude présentée ci-après rapporte et étend les travaux de Mamou-Mani [Mamou-Mani14] sur le contrôle actif d'une sourdine sèche de trombone, permettant de modifier la fréquence et l'amortissement du pic parasite provoqué par cette sourdine. L'objectif est alors d'étudier l'effet de ce pic sur l'émission des notes pédales de l'instrument. Les notes pédales sont des notes dont la hauteur est une octave en dessous de la deuxième résonance du trombone. En effet, la première résonance du trombone n'appartient pas à la série harmonique composée par toutes ses autres résonances. Une note pédale correspond donc à la fondamentale de la série harmonique de l'instrument [LoPresto03].

2.1 La sourdine sèche active

Une sourdine sèche de trombone se comporte principalement comme un résonateur à un degré de liberté [Backus76]. Afin d'y appliquer un contrôle actif, une sourdine sèche de trombone Denis Wick (voir Figure 2.1) a été modifiée par l'ajout d'un haut-parleur Tymphany Peerless PLS-P830983 (voir Annexe F) fermé par une cavité arrière, ainsi qu'un microphone à électret monté à l'extrémité d'un tube capillaire de 65 mm de long. Ce tube capillaire a pour fonction de réduire le niveau acoustique entre la sourdine et le microphone.
La Figure 2.2 présente la fonction de transfert entre le haut-parleur et le microphone lorsque la sourdine n'est pas reliée au trombone. La fréquence du pic principal vaut $f_H = 114\,\text{Hz}$ et correspond à la résonance de Helmholtz de la sourdine. La phase présente une pente à basse fréquence. Celle-ci peut-être due à la distance entre le haut-parleur et le microphone ou au capillaire. Une fois la sourdine placée dans le pavillon du trombone, ce pic est déplacé à $f_{pp} = 66\,\text{Hz}$ (voir Figure 2.3). Selon Backus [Backus76], cette modification résulte



FIGURE 2.1 – Sourdine active sèche de trombone.

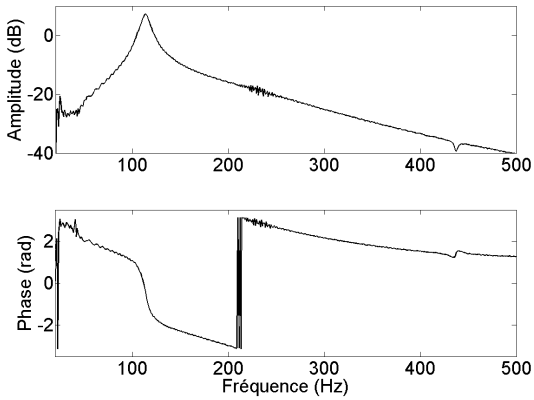


FIGURE 2.2 – Haut : Fonction de transfert entre le haut-parleur et le microphone dans la sourdine, pour la sourdine seule. Bas : Phase de la fonction de transfert de la sourdine seule.

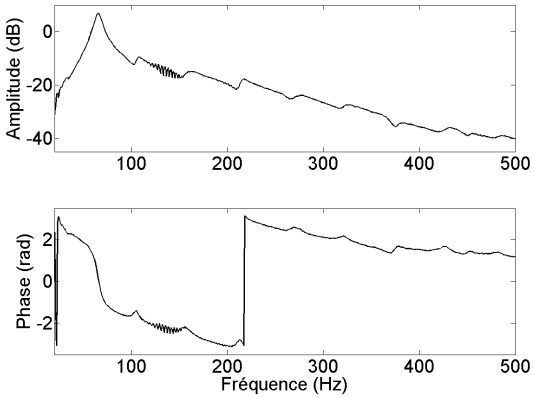


FIGURE 2.3 – Haut : Fonction de transfert entre le haut-parleur et le microphone dans la sourdine, pour la sourdine insérée dans le trombone. Bas : Phase de la fonction de transfert de la sourdine insérée dans le trombone.

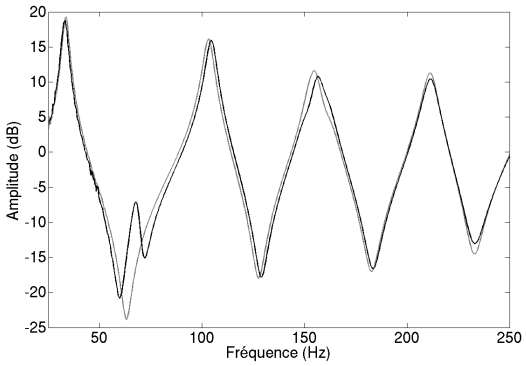


FIGURE 2.4 – Impédances d'entrée du trombone pour la note $Sol\#_0$ sans sourdine (gris) et avec une sourdine sèche normale insérée dans le pavillon (noir).

de l'ajout d'une inductance due à l'ouverture à l'entrée du pavillon, parallèle au système résonant qu'est la sourdine. La pente observée précédemment se retrouve ici aussi. La Figure 2.4 présente l'impédance d'entrée du trombone avec et sans sourdine, mesurée à l'aide du capteur d'impédance développé par le CTTM [Dalmont08]. Même si ces deux courbes sont très proches, un pic parasite apparaît, pour une fréquence égale à f_{pp}. Les fréquences des trois pics suivants sont légèrement augmentées (modifications inférieures à 2 Hz), et la fréquence du premier pic est un peu diminuée.

2.2 Principe du contrôle par gains et déphasages

Dans cette partie est décrit le principe d'un contrôle par *feedback* n'utilisant que des gains et des déphasages. Ce type de contrôle, dit proportionnel, peut se faire de manière analogique, sans modèle du système à contrôler. Le raisonnement présenté ici reprend celui développé par Meurisse [Meurisse13a], inspiré de Chen [Chen96], et est utilisé pour le contrôle analogique de sourdine présenté en Section 2.5.

2.2.1 Théorie

Ce type de contrôle ne fait intervenir que des gains et des déphasages, entre le capteur et l'actionneur intégrés au système à contrôler, dans le but de modifier la fréquence et/ou l'amortissement des résonances de ce système. Il est donc assez simple à implémenter avec des éléments d'électronique courante (amplificateur et déphaseur).
Soit un système de fonction de transfert H et un contrôleur composé d'un gain G et d'un déphasage ϕ. La Figure 2.5 présente le schéma de la boucle de contrôle en gain et déphasage appliquée au système H. La fonction de transfert du système contrôlé (également appelée fonction de transfert *en boucle fermée*) H_{BF} s'écrit :

$$H_{BF} = \frac{y}{w} \tag{2.1}$$

avec w la perturbation appliquée au système et y sa sortie, telle que :

$$y = H(u + w) = Hu + Hw \tag{2.2}$$

où u est la commande appliquée au système, avec :

$$u = yGe^{j\phi}. \tag{2.3}$$

Ainsi,

$$y = HyGe^{j\phi} + Hw, \tag{2.4}$$

$$y(1 - HGe^{j\phi}) = Hw, \tag{2.5}$$

$$H_{BF} = \frac{y}{w} = \frac{H}{1 - HGe^{j\phi}}. \tag{2.6}$$

L'intérêt est d'abord porté sur la phase à la résonance du système en boucle ouverte. Dans ce cas, le gain n'est pas relié à l'actionneur, et la mesure est réalisée directement en sortie du gain (voir Figure 2.6). La fonction de transfert en boucle ouverte H_{BO} est définie par :

$$H_{BO} = \frac{u}{w}. \tag{2.7}$$

Sachant :

$$u = wHGe^{j\phi}, \tag{2.8}$$

il vient :

$$H_{BO} = \frac{u}{w} = HGe^{j\phi}. \tag{2.9}$$

Selon la valeur de la phase à la résonance, l'effet du contrôle sera différent. Modifier la phase de la résonance permettra ainsi d'accéder à différents contrôles de la fréquence et de l'amortissement de la résonance. Le rôle du gain est alors d'accentuer cet effet : plus le gain est élevé, plus l'effet sera important. La phase permet des modifications différentes selon quatre zones :

- $-\pi < \phi < 0$, la fréquence de la résonance diminue,
- $0 < \phi < \pi$, la fréquence de la résonance augmente,
- $-\pi/2 < \phi < \pi/2$, l'amortissement de la résonance diminue, son amplitude augmente,
- $-\pi < \phi < -\pi/2$ et $\pi/2 < \phi < \pi$, l'amortissement de la résonance augmente, son amplitude diminue.

Ces zones seront justifiées en Section 2.3.1. Ainsi, la plupart des valeurs possibles pour la phase présentent un effet sur les paramètres d'amortissement et de fréquence en même temps. Par exemple, si la phase à la résonance est déplacée en $\pi/4$, l'injection de gain fera augmenter tant la fréquence de la résonance que son amplitude. Quelques exemples graphiques sont donnés en Section 2.2.2. Quatre valeurs particulières de la phase ressortent également :

- $\phi = 0$, l'amortissement de la résonance seul diminue, son amplitude augmente,
- $\phi = \pi$, l'amortissement seul augmente, l'amplitude de la résonance diminue,
- $\phi = \pi/2$, la fréquence seule est affectée, elle augmente,
- $\phi = -\pi/2$, seule la fréquence est affectée, elle diminue.

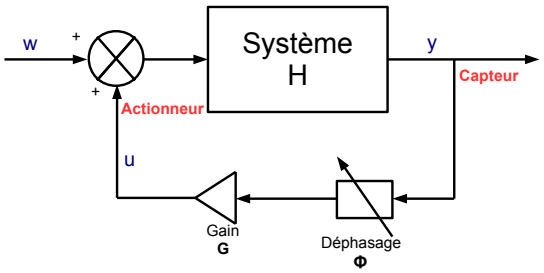


FIGURE 2.5 – Schéma du contrôle actif appliqué à un système de fonction de transfert H, avec un gain G et un déphasage ϕ. y est la sortie du système, u la commande et w la perturbation appliquée au système.

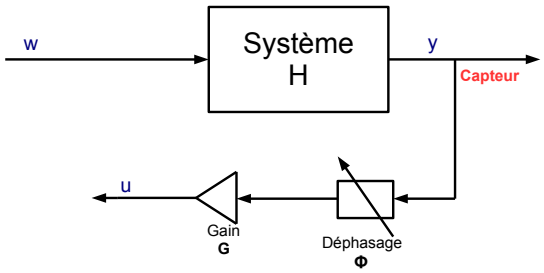


FIGURE 2.6 – Schéma du système H en boucle ouverte, avec un gain G et un déphasage ϕ. y est la sortie du système, u la commande et w la perturbation appliquée au système.

2.2.2 Exemples

Soit la fonction de transfert H d'un système caractérisé par un filtre passe-bande du second ordre :

$$H(s) = \frac{H_0 s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}. \tag{2.10}$$

Les valeurs choisies pour ces paramètres sont résumées dans le Tableau 2.1.
Les Figures 2.7 et 2.8 présentent les effets d'un contrôle en gain et en phase sur la fonction de transfert H du résonateur, calculée avec l'équation (2.6) lorsque $\phi = [-\pi/2; 0; \pi/2; \pi]$. De même, la Figure 2.9 présente un cas de contrôle lorsque $\phi = \pi/4$. Les effets obtenus sont bien ceux attendus. Ils sont résumés dans le Tableau 2.2, où le cas sans contrôle est tel que $\phi = 0$ et $G = 0$.

Tableau 2.1 – Paramètres du résonateur.

Paramètre	Valeur
H_0	1
f_0	100 Hz
ξ	0,05

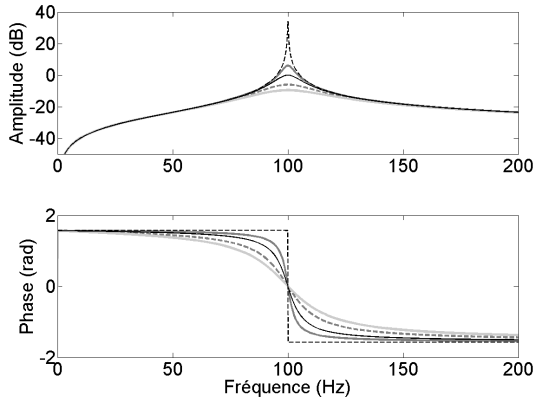


Figure 2.7 – Haut : Fonctions de transfert calculées d'un résonateur sans contrôle (trait noir), et avec contrôles tels que $\phi = 0$ et $G = 0.5$ (trait gris sombre), $\phi = 0$ et $G = 1$ (pointillés noirs), $\phi = \pi$ et $G = 1$ (pointillés gris sombres) et $\phi = \pi$ et $G = 2$ (trait gris clair). Bas : Phase des fonctions de transfert.

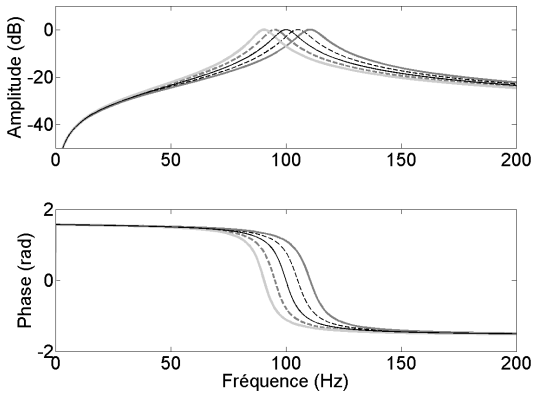


Figure 2.8 – Haut : Fonctions de transfert calculées d'un résonateur sans contrôle (trait noir), et avec contrôles tels que $\phi = \pi/2$ et $G = 1$ (pointillés noirs), $\phi = \pi/2$ et $G = 2$ (trait gris sombre), $\phi = -\pi/2$ et $G = 1$ (pointillés gris sombres) et $\phi = -\pi/2$ et $G = 2$ (trait gris clair). Bas : Phase des fonctions de transfert.

TABLEAU 2.2 – Effet du contrôle sur la résonance.

ϕ	0			π		$\pi/2$		$-\pi/2$		$\pi/4$	
G	0	0,5	1	1	2	1	2	1	2	0,5	1
Amplitude (dB)	0	6	34	-6	-9,5	0	0	0	0	3,8	10,7
Fréquence (Hz)	100	100	100	100	100	105	110	95	90	102	104

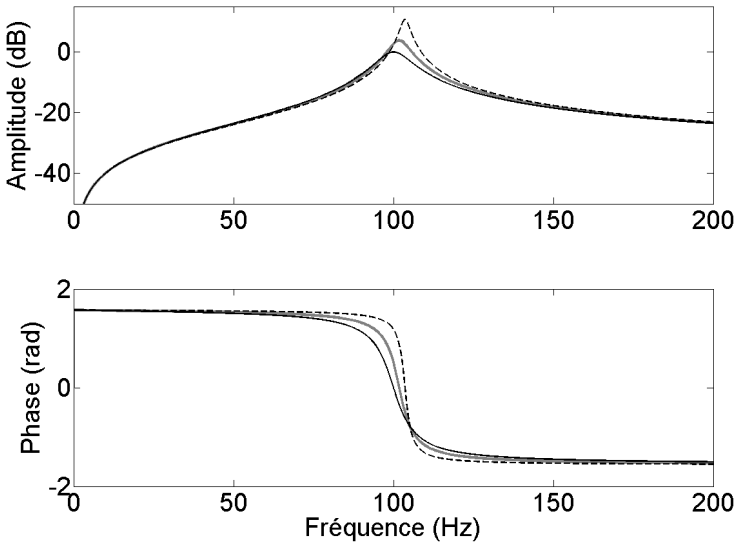


FIGURE 2.9 – Haut : Fonctions de transfert calculées d'un résonateur sans contrôle (trait noir), et avec contrôles tels que $\phi = \pi/4$ et $G = 0.5$ (trait gris sombre) et $\phi = \pi/4$ et $G = 1$ (pointillés noirs). Bas : Phase des fonctions de transfert.

2.3 Étude de stabilité

Une étude de la stabilité du système en boucle fermée est réalisée à l'aide de la méthode du lieu d'Evans [Evans48, Evans50] et d'un modèle simple de la sourdine. Ce modèle sera étudié avec deux variantes, pour la sourdine seule et à l'intérieur du pavillon de l'instrument. En premier lieu, la méthode du lieu d'Evans est décrite, puis l'étude de stabilité est effectivement réalisée.

2.3.1 La méthode du lieu d'Evans

La méthode du lieu d'Evans est une méthode graphique permettant de choisir un gain de contrôle tout en connaissant la stabilité d'un système contrôlé. Le tracé de l'évolution de la position, dans le plan complexe, prise par les pôles du système contrôlé est appelé lieu d'Evans (*root locus* en anglais). Par l'observation de cette évolution, il est possible de déterminer la stabilité ou l'instabilité de ce système. Ainsi, les lieux dont le tracé tend vers un zéro du système seront stables quelque soit le gain utilisé, à la condition que le chemin parcouru n'ait que des valeurs comprises dans le demi-plan complexe à valeurs réelles négatives. En effet, les

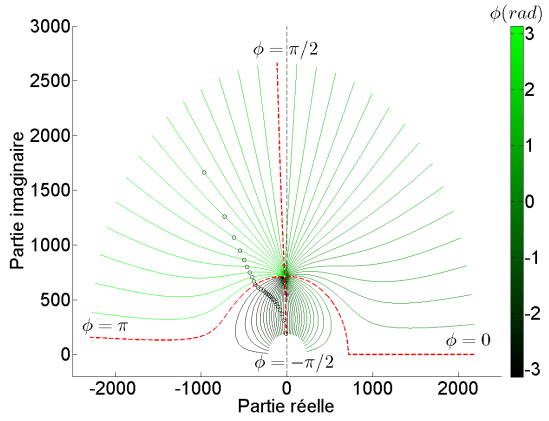


FIGURE 2.10 – Lieux de Evans du résonateur décrit par l'eq.(2.11). Chaque lieu correspond à un déphasage ϕ, la longueur du lieu dépendant de la valeur maximale utilisé en gain G. Les lieux en pointillés rouges ont pour déphasages $\phi = \pi$, $\phi = -\pi/2$, $\phi = 0$ et $\phi = \pi/2$. Les ronds noirs présentent les points où le facteur de qualité $Q = 1$, les croix magenta présentent les points où $Q = 20$ (voir Figure 2.11). Seuls les pôles à partie imaginaire positive sont présentés ici.

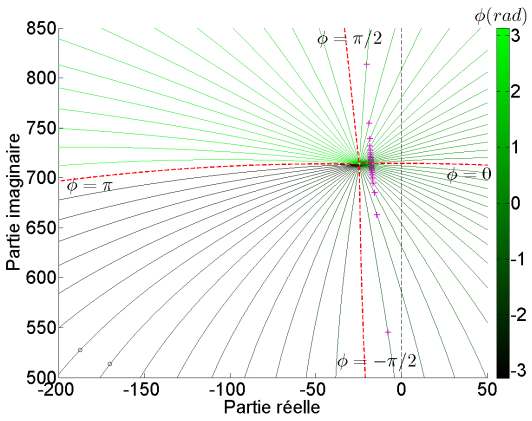


FIGURE 2.11 – Zoom sur le pôle du système non contrôlé. Les lieux en pointillés rouges ont pour déphasages $\phi = \pi$, $\phi = -\pi/2$, $\phi = 0$ et $\phi = \pi/2$. Les ronds noirs présentent les points où $Q = 1$, les croix magenta présentent les points où $Q = 20$.

pôles à valeur réelle positive sont instables.
La distance d'un pôle à l'origine du plan complexe représente la fréquence ω du système. La partie réelle d'un pôle étant définie par $-\xi\omega$, avec ξ l'amortissement de la résonance, la distance séparant le pôle d'une partie réelle nulle renseigne sur l'amortissement du système : plus le pôle est proche de 0, plus faible est son amortissement.

Soit la fonction de transfert d'un résonateur H :

$$H(s) = \frac{H_0 s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{2.11}$$

avec H_0, ω_0 et ξ tels que pour la sourdine seule dans le Tableau 2.3. La fonction de transfert en boucle fermée de ce résonateur, H_{BF}, est définie par

$$H_{BF} = \frac{H}{1 - HGe^{j\phi}}, \tag{2.12}$$

avec un contrôle en gain G et en phase ϕ. La Figure 2.10 présente les lieux obtenus pour ce résonateur, pour H_{BF} avec différents contrôles en gain (de 0 à 20) et déphasage (de -π à π par pas de 0,1). Seul le demi-plan complexe à valeurs imaginaires positives est présenté (le demi-plan à valeurs imaginaires négatives en est le symétrique selon l'axe des réels). Chaque trait de couleur est un lieu différent, chaque lieu représentant un déphasage différent. Les lieux en pointillés rouges ont pour déphasages $\phi = \pi$, $\phi = -\pi/2$, $\phi = 0$ et $\phi = \pi/2$. Les ronds noirs présentent les points où le facteur de qualité $Q = 1$ (amortissement élevé), les croix magenta

présentent les points où $Q = 20$ (amortissement faible).
Le demi-plan gauche présente les contrôles dont le déphasage est tel que $\{-\pi < \phi < -\pi/2\}$ et $\{\pi/2 < \phi < \pi\}$. Avec ces contrôles, les lieux ne franchissent jamais le seuil des valeurs réelles positives. L'amortissement du système reste donc toujours positif, le système y est donc toujours stable. L'autre demi-plan, dont les déphasages sont tels que $\{-\pi/2 < \phi < \pi/2\}$, présentent des lieux qui, tous, franchissent cette barre, mais pour des valeurs de gain G différentes. Les contrôles avec ces déphasages présentent donc des instabilités quand le gain de contrôle est suffisamment élevé, l'amortissement devenant négatif. Par ailleurs, les contrôles ayant des déphasages tels que $\{-\pi < \phi < 0\}$ présente des lieux tendant vers le zéro du système, situé en $0 + j0$, soit une fréquence nulle, et les lieux dans $\{0 < \phi < \pi\}$ s'étendent loin de l'origine du plan et de la position initiale du pôle, avec une fréquence et un amortissement tendant vers ∞. La Figure 2.11 présente un zoom sur le pôle du système non contrôlé, d'où partent tous les lieux obtenus par le contrôle.

2.3.2 Application à la sourdine

La sourdine seule peut-être modélisée comme un simple résonateur à un degré de liberté. Sa fonction de transfert H_s s'exprime alors :

$$H_s = \frac{H_{0s} s}{s^2 + 2\xi_s \omega_H s + \omega_H^2} \tag{2.13}$$

où H_{0s} est le gain du résonateur, ξ_s son amortissement, et $\omega_H = 2\pi f_H$ sa fréquence de résonance. Ces paramètres sont identifiés à partir de la fonction de transfert de la sourdine (Figure 2.2) et rapportés dans le Tableau 2.3.

Tableau 2.3 – Paramètres des résonateurs modélisant la sourdine seule et la sourdine insérée dans le pavillon du trombone.

Sourdine	Paramètre	Valeur
Sourdine seule	H_{0s}	123,5
	f_H	113,7 Hz
	ξ_s	0,034
Sourdine insérée dans le trombone	H_{0i}	100
	f_{pp}	65,7 Hz
	ξ_i	0,056

La Figure 2.12 présente la mesure de la fonction de transfert de la sourdine seule et son modèle. De 60 Hz à 250 Hz, le modèle est très proche de la mesure, avec moins de 1 dB d'écart. Il s'en éloigne ensuite de part et d'autre de ces fréquences. C'est au niveau de la phase que les plus importantes différences se retrouvent. Si de 80 Hz à 110 Hz, mesure et modèle sont très proches avec moins de $0{,}1\pi$ d'écart, l'écart devient très important de part et d'autre de ces fréquences, ceci étant dû à la simplicité du modèle ne prenant pas en compte les différents paramètres éloignant la sourdine active d'un simple résonateur, notamment la présence d'un haut-parleur et d'un tube capillaire placé avant le microphone. A partir de ce modèle, une cartographie de la stabilité du système bouclé est réalisée (voir Figure 2.13). Le modèle présente une stabilité totale, quel que soit le contrôle, tant que $\pi/2 < \phi < \pi$ ou $-\pi < \phi < -\pi/2$. La zone instable est telle que $-\pi/2 < \phi < \pi/2$, avec un seuil minimal correspondant à $\{\phi = 0\,;\, G = 0{,}425\}$.

Ces zones de stabilité concordent avec ce qui a été déterminé en Section 2.3.1 : si ξ diminue (si l'amplitude augmente), le système peut diverger et devenir instable ; si ξ augmente (si l'amplitude diminue), le système tend vers une amplitude nulle et reste stable.

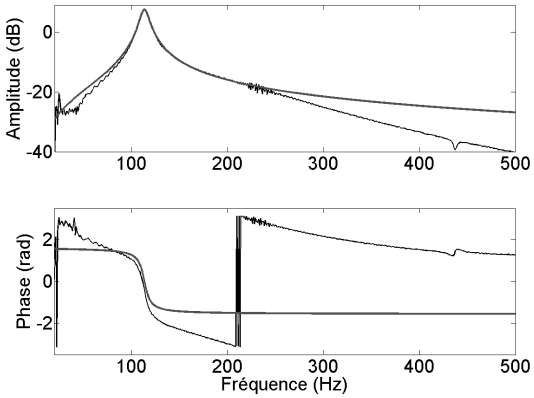


FIGURE 2.12 – Mesure (trait noir) et modèle (trait gris) de la fonction de transfert de la sourdine.

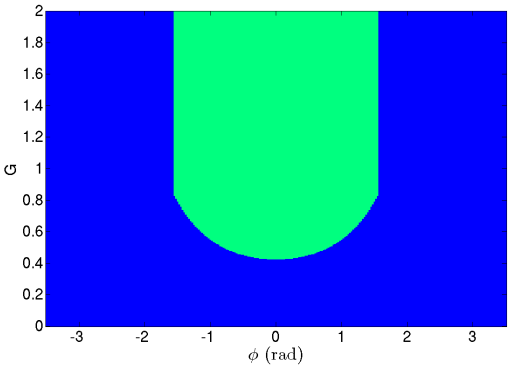


FIGURE 2.13 – Cartographie de la stabilité de la sourdine seule contrôlée obtenue grâce à la méthode du lieu d'Evans ; vert clair : zone instable, bleu : zone stable.

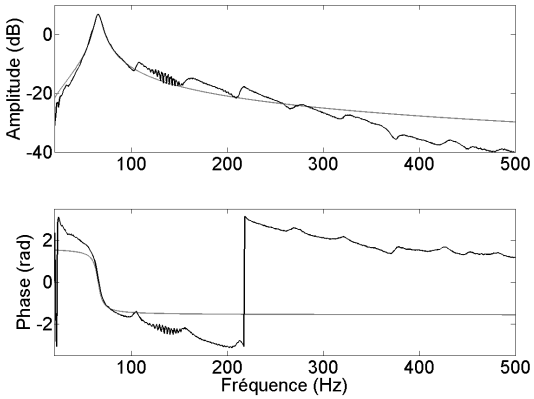


FIGURE 2.14 – Mesure (trait noir) et modèle (trait gris) de la fonction de transfert de la sourdine insérée dans le pavillon du trombone.

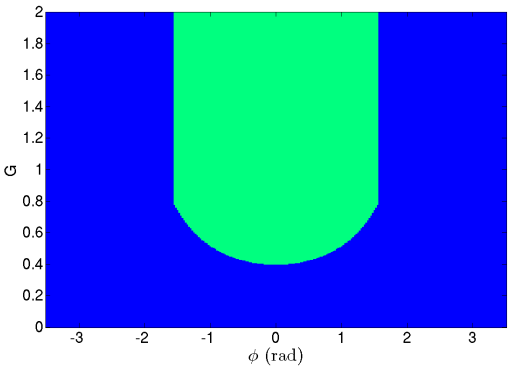


FIGURE 2.15 – Cartographie de la stabilité de la sourdine contrôlée grâce à la méthode du lieu d'Evans lorsqu'elle est insérée dans le pavillon du trombone ; vert clair : zone instable, bleu : zone stable.

A partir de l'équation 2.13, un deuxième modèle de la sourdine, cette fois insérée dans le pavillon du trombone, est réalisé. Les paramètres identifiés sont rapportés dans le Tableau 2.3, où H_{0i}, f_{pp} et ξ_i sont respectivement le gain du résonateur, la fréquence de sa résonance et son amortissement.
La Figure 2.14 présente la mesure de la fonction de transfert de la sourdine insérée dans le pavillon du trombone et son modèle. De 35 Hz à 100 Hz, le modèle est très proche de la mesure, avec moins de 1 dB d'écart. Il s'en éloigne ensuite de part et d'autre de ces fréquences. En

particulier, la mesure présente des rebonds à 105 Hz, 160 Hz, 215 Hz, 275 Hz et 370 Hz, qui sont dûs aux modes propres du trombone. C'est à nouveau au niveau de la phase que les plus importantes différences se retrouvent. En dehors de l'intervalle [70 Hz, 110 Hz], mesure et modèle ont plus de $0{,}1\pi$ d'écart, pour les mêmes raisons que précédemment. Cependant, à partir de ce modèle, une cartographie de la stabilité du système bouclé est réalisée (voir Figure 2.15). Les mêmes bornes que précédemment sont obtenues en phase, à savoir la stabilité sur $\pi/2 < \phi < \pi$ ou $-\pi < \phi < -\pi/2$, et une zone instable telle que $-\pi/2 < \phi < \pi/2$, avec un seuil minimal correspondant à $\{\phi = 0\,;\, G = 0{,}4\}$.

2.4 Simulation du contrôle de la sourdine

A partir des fonctions de transfert mesurées en Figures 2.2 et 2.3 et des résultats obtenus en appliquant la méthode du lieu d'Evans à des modèles de la sourdine, les effets du contrôle en gain et en phase vont être ici étudiés par la simulation. Pour cela, l'équation (2.6) est utilisée, en prenant H la fonction de transfert de la sourdine et H_{BF} la fonction de transfert de la sourdine contrôlée. Pour ce qui est présenté ici, les déphasages appliqués vont de $-\pi$ à π, et les gains appliqués de 0 à 5. Les modifications obtenues en fréquence sont exprimées en cents pour leur aspect musical : 100 cents équivaut à un demi-ton.

Les Figures 2.16 et 2.17 présentent les simulations de cartographies des modifications apportées en amplitude et en fréquence pour des contrôles en gain et en phase, pour la sourdine seule, calculées à partir de la fonction de transfert de la Figure 2.2. Les Figures 2.18 et 2.19 présentent les cartographies des modifications apportées en amplitude et fréquence pour des contrôles en gain et en phase, pour la sourdine insérée dans le pavillon du trombone, calculées à partir de la fonction de transfert de la Figure 2.3. Sur ces cartographies, chaque point représente l'amplitude ou la fréquence de la résonance de la sourdine. A chaque point correspond donc une fonction de transfert différente.

Pour des raisons de lisibilité, les amplitudes ont été limitées à 30 dB. La zone blanche sur ces figures représente donc les contrôles pour lesquels le système est instable. Sur ces quatre cartographies, la forme de cette zone est très proche de celle déterminée grâce aux lieux d'Evans (Figures 2.13 et 2.15). Les différences observables, notamment les différences de forme de la zone et son décalage de 0,3 rad en déphasage pour la Figure 2.16 et de 0,1 rad pour la Figure 2.18, sont dues aux éléments non modélisés lors de l'utilisation des lieux.

Les amplitudes de la résonance pour la sourdine seule varient de -12 dB (en $\{\ G = 5\,;\ \phi$ = -2,6 rad $\}$) à l'infini (ici, 30 dB) selon une courbe comprise dans $-\pi/2 + \epsilon < \phi < \pi/2 + \epsilon$ et présentant une divergence à gain minimal en $\{\ G = 0{,}4\,;\ \phi = 0,3\,\text{rad}\ \}$.

Pour la sourdine insérée dans le pavillon du trombone, les amplitudes de la résonance varient de -11 dB (en $\{\ G = 5\,;\ \phi = 2{,}5\,\text{rad}\ \}$) à l'infini (ici, 30 dB) selon une ligne bornée entre $\phi = -2,35\,\text{rad}$ et $\phi = 1{,}7\,\text{rad}$, et présentant une divergence à gain minimal en $\{\ G = 0{,}36\,;\ \phi = -0,1\,\text{rad}\ \}$.

Les fréquences de la résonance de la sourdine seule varient de 74 Hz (en $\{\ G = 5\,;\ \phi$ = -1,65 rad $\}$) à 203 Hz (en $\{\ G = 5\,;\ \phi$ = -2,9 rad $\}$), soit 1747 cents (plus de 17 demi-tons),

ce qui correspond à une octave plus une quarte juste. Les modifications sont de plus en plus importantes à mesure que le gain augmente. A faible gain, les modifications en fréquence sont plus importantes quand $\phi = \pm\pi/2$. Cependant, lorsque le gain augmente, des décalages se produisent et les maxima de modification s'éloignent de $\phi = \pm\pi/2$. Ces décalages peuvent être des conséquences de la pente observée dans la phase de la Figure 2.2.

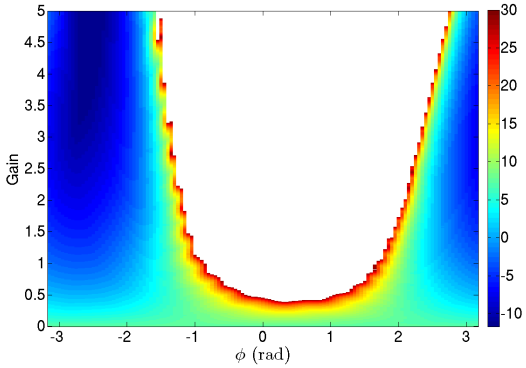


FIGURE 2.16 – Cartographie des modifications apportées en amplitude pour des contrôles en gain (ordonnées) et en phase (abscisse), pour la sourdine seule. Les couleurs renseignent sur l'amplitude de la résonance de la sourdine (en dB). La zone blanche est instable.

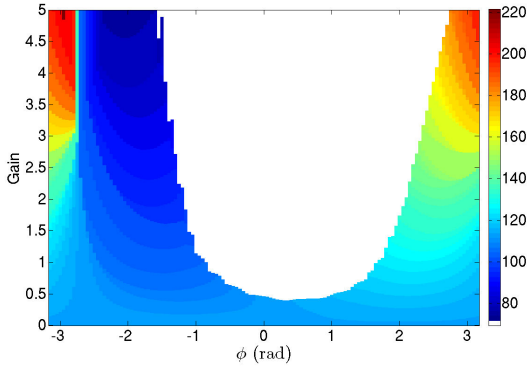


FIGURE 2.17 – Cartographie des modifications apportées en fréquence pour des contrôles en gain (ordonnées) et en phase (abscisse), pour la sourdine seule. Les couleurs renseignent sur la fréquence de la résonance de la sourdine (en Hz). La zone blanche est instable.

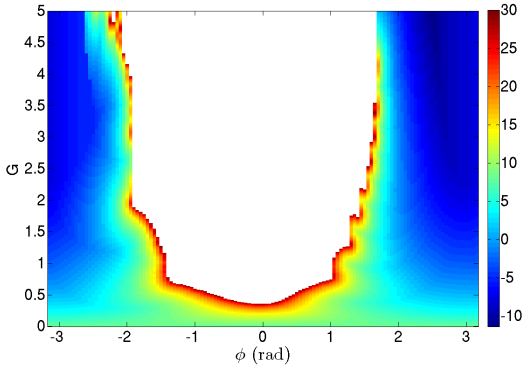


FIGURE 2.18 – Cartographie des modifications apportées en amplitude pour des contrôles en gain (ordonnées) et en phase (abscisse), pour la sourdine insérée dans le pavillon du trombone. Les couleurs renseignent sur l'amplitude de la résonance de la sourdine (en dB). La zone blanche est instable.

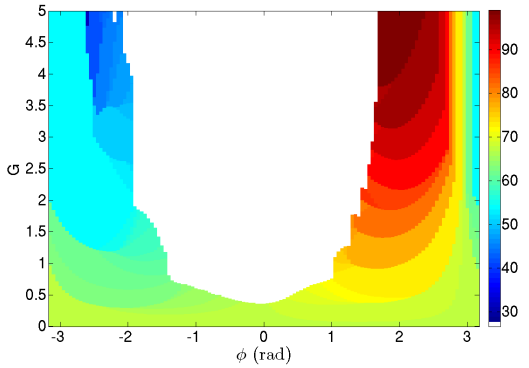


FIGURE 2.19 – Cartographie des modifications apportées en fréquence pour des contrôles en gain (ordonnées) et en phase (abscisse), pour la sourdine insérée dans le pavillon du trombone. Les couleurs renseignent sur la fréquence de la résonance de la sourdine (en Hz). La zone blanche est instable.

Pour la sourdine insérée dans le pavillon du trombone, les fréquences de la résonance varient de 32 Hz (en { $G = 5$; ϕ = -2,6 rad }) à 98 Hz (en { $G = 5$; $\phi = \pi/2$ rad }), soit 1938 cents (plus de 19 demi-tons), ce qui correspond à une octave plus une quinte juste. De même que pour la sourdine seule, les modifications en fréquence se produisent d'abord, à faible gain, en $\phi = \pm\pi/2$. Lorsque le gain augmente, un décalage se produit pour la diminution de la fréquence. Cette dérive peut être à nouveau une conséquence de la pente observée dans la phase de la Figure 2.3.

La prochaine partie présente des mesures des effets de ces contrôles sur la sourdine, ainsi que sur le pic parasite observé dans l'impédance d'entrée.

2.5 Contrôle expérimental du pic parasite

Un système de contrôle constitué d'un déphaseur ϕ et d'un gain G est utilisé pour modifier le pic parasite en fréquence et en amortissement. La sourdine équipée de ce système de contrôle est schématisée sur la Figure 2.20 et est photographiée sur la Figure 2.21. Des mesures des effets de contrôles pour différentes valeurs de gain et quatre cas de déphasage : $\phi = 0$, $\phi = \pi$, $\phi = \pi/2$ et $\phi = -\pi/2$, soit l'augmentation ou la diminution de l'amplitude de la résonance, et l'augmentation ou la diminution de la fréquence de la résonance, sont présentés. Le déphaseur utilisé couple un inverseur de phase et un déphaseur à amplificateur opérationnel. Ce type de déphaseur ne présente pas un déphasage constant en fréquence (voir Annexe A). Les déphasages indiqués seront donc ceux appliqués à la fréquence de résonance. Les résultats expérimentaux sont ensuite comparés aux simulations et à un modèle simple de résonateur contrôlé.

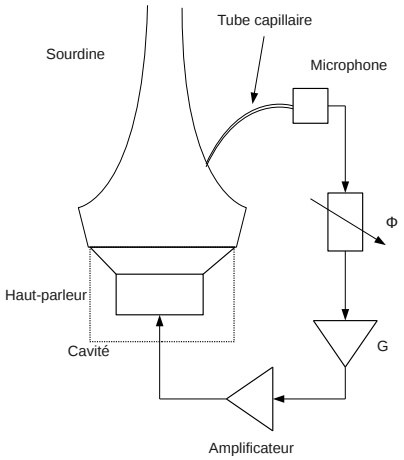


FIGURE 2.20 – Schéma de la sourdine active avec système de contrôle.

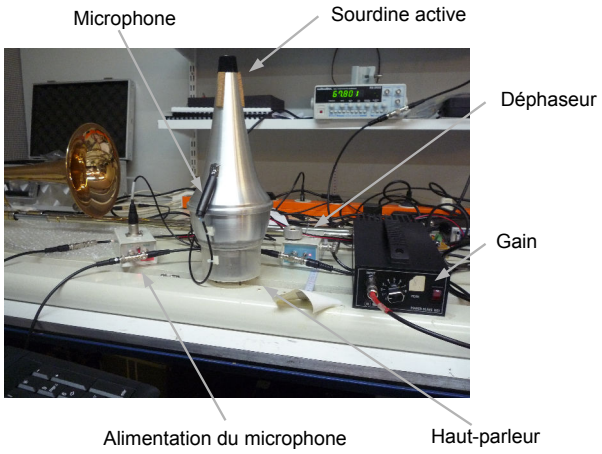


FIGURE 2.21 – Photographie de la sourdine active avec système de contrôle.

2.5.1 Cas : $\phi = 0$

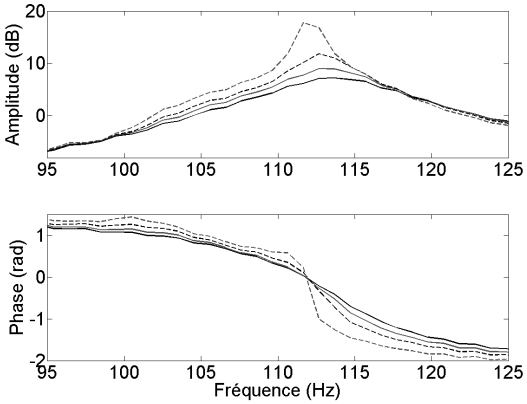


FIGURE 2.22 – Haut : Fonctions de transfert de la sourdine seule sans contrôle (trait noir) et pour plusieurs contrôles avec $\phi = 0$: $G = 0{,}1$ (trait gris), $G = 0{,}2$ (pointillés noirs) et $G = 0{,}3$ (pointillés gris). Bas : Phase des fonctions de transfert.

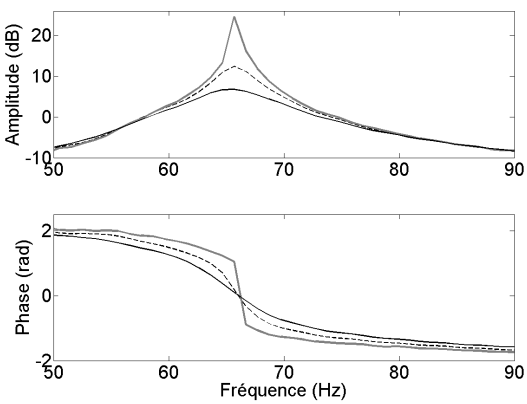


FIGURE 2.23 – Haut : Fonctions de transfert de la sourdine insérée dans le trombone sans contrôle (trait noir) et pour plusieurs contrôles avec $\phi = 0$: $G = 0{,}2$ (pointillés noirs) et $G = 0{,}4$ (trait gris). Bas : Phase des fonctions de transfert.

La Figure 2.22 présente le contrôle de la sourdine seule avec $\phi = 0$. La Figure 2.23 présente le contrôle de la sourdine insérée dans le pavillon du trombone pour le même déphasage. L'amortissement du pic diminue avec le gain dans les deux cas, avec d'importantes modifications de l'amplitude, jusqu'à 16 dB d'augmentation quand la sourdine est insérée dans le pavillon du trombone. Dans les deux cas, le reste de la fonction de transfert n'est pas affecté. La Figure 2.24 présente l'effet de ces contrôles sur l'impédance d'entrée du trombone. Le pic parasite voit son amplitude augmenter avec le gain, le reste de l'impédance étant peu modifié. L'augmentation d'amplitude à la fréquence du pic parasite est cependant plus faible que sur les fonctions de transfert (voir Tableau 2.4), probablement à cause de l'influence des pics adjacents.

TABLEAU 2.4 – Effets du contrôle actif sur le pic parasite lorsque $\phi = 0$. Les valeurs sont tirées des Figures 2.22 (FT sourdine seule), 2.23 (FT sourdine insérée dans le trombone) et 2.24 (impédance d'entrée).

Contrôles	Augmentation (dB) à f_{pp} avec $\phi = 0$			
	$G = 0{,}1$	$G = 0{,}2$	$G = 0{,}3$	$G = 0{,}4$
FT sourdine seule	2	4,7	10,7	*NA*
FT sourdine insérée dans le trombone	2,6	6	9,5	16,2
Impédance d'entrée	1	3,9	8,5	10

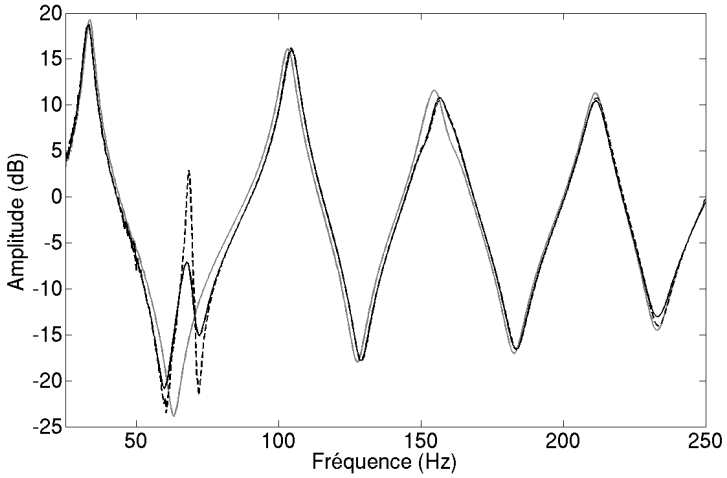


FIGURE 2.24 – Impédances d'entrée du trombone pour la note $Sol\#_0$ pour plusieurs configurations : sans sourdine (trait gris), avec sourdine normale (trait noir), et avec $\phi = 0$ et $G = 0{,}4$ (pointillés noirs).

2.5.2 Cas : $\phi = \pi$

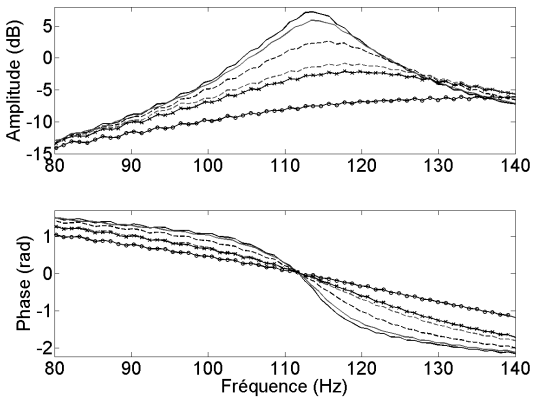


FIGURE 2.25 – Haut : Fonctions de transfert de la sourdine seule sans contrôle (trait noir) et pour plusieurs contrôles avec $\phi = \pi$: $G = 0{,}1$ (trait gris), $G = 0{,}4$ (pointillés noirs), $G = 0{,}8$ (pointillés gris), $G = 1$ (**-x-**) et $G = 2$ (**-o-**). Bas : Phase des fonctions de transfert.

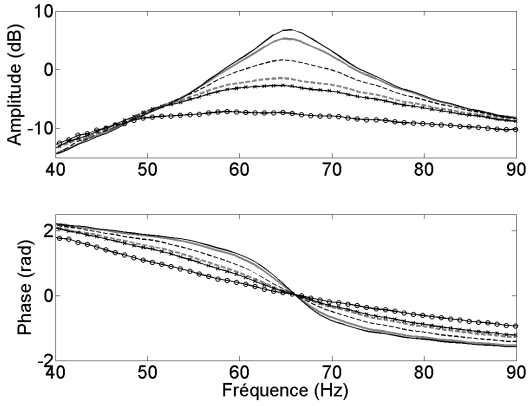


FIGURE 2.26 – Haut : Fonctions de transfert de la sourdine insérée dans le trombone sans contrôle (trait noir) et pour plusieurs contrôles avec $\phi = \pi$: $G = 0{,}1$ (trait gris), $G = 0{,}4$ (pointillés noirs), $G = 0{,}8$ (pointillés gris), $G = 1$ (**-x-**) et $G = 2$ (**-o-**). Bas : Phase des fonctions de transfert.

Les Figures 2.25 et 2.26 présentent le contrôle de la sourdine seule et de la sourdine insérée dans le trombone lorsque $\phi = \pi$.
Dans les deux cas, l'amortissement augmente avec le gain, avec pour conséquence la diminution de l'amplitude de la résonance, jusqu'à 15 dB.

La Figure 2.27 présente l'effet de ces contrôles sur l'impédance d'entrée du trombone. Le pic parasite disparaît pour $\phi = \pi$ et $G = 2$, le reste de l'impédance est peu modifié à l'exception des pics 2 et 3 qui voient leur amplitude diminuer respectivement de 2,5 dB et 1,4 dB. La diminution d'amplitude à la fréquence du pic parasite est cependant plus faible que sur les fonctions de transfert (voir Tableau 2.5).

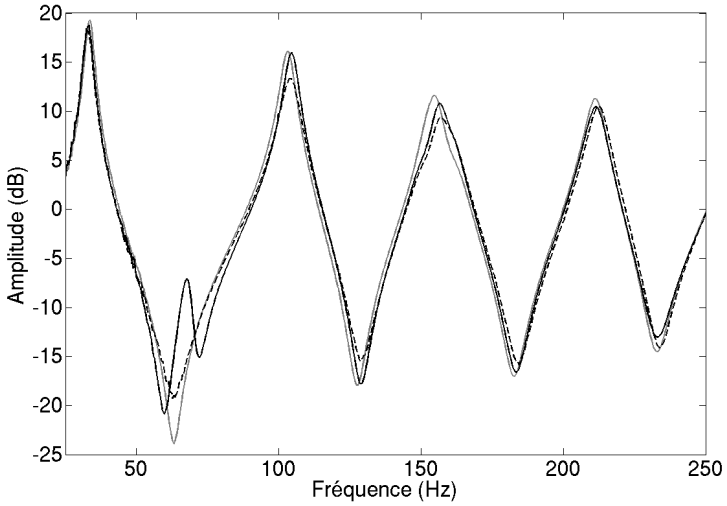


FIGURE 2.27 – Impédances d'entrée du trombone pour la note $Sol\#_0$ pour plusieurs configurations : sans sourdine (trait gris), avec sourdine normale (trait noir) et avec $\phi = \pi$ et $G = 2$ (pointillés noirs).

TABLEAU 2.5 – Effets du contrôle actif sur le pic parasite lorsque $\phi = \pi$. Les valeurs sont tirées des Figures 2.25 (FT sourdine seule), 2.26 (FT sourdine insérée dans le trombone) et 2.27 (impédance d'entrée).

Contrôles	Diminution (dB) à f_{pp} avec $\phi = \pi$			
	$G = 0{,}1$	$G = 0{,}4$	$G = 1$	$G = 2$
FT sourdine seule	1,2	4,5	9,2	14,3
FT sourdine insérée dans le trombone	2,1	6	10,6	15,4
Impédance d'entrée	2,6	5,3	6,9	7,7

2.5.3 Cas : $\phi = \pi/2$

Le contrôle de la sourdine avec $\phi = \pi/2$ est présenté sur les Figures 2.28 (sourdine seule) et 2.29 (sourdine insérée dans le trombone). Sur chacune de ces deux figures, il est également ajouté une fonction de transfert du plus important contrôle en fréquence possible, en ciblant les valeurs observées sur les Figures 2.17 et 2.19. Ainsi, les contrôles $\{ G = 3{,}5, \phi = \pi/3\,\text{rad} \}$ (sourdine seule) et $\{ G = 3, \phi = 3\pi/4\,\text{rad} \}$ (sourdine insérée dans le pavillon) sont ajoutés. Lorsque le gain augmente, dans les deux cas, la fréquence de la résonance augmente (voir Tableau 2.6). L'augmentation de gain provoque également une augmentation de l'amplitude de la résonance, jusqu'à +27 dB pour la sourdine seule ($G = 0,7$) et +8 dB pour la sourdine insérée dans le pavillon ($G = 1,4$). Ces augmentations d'amplitude sont dues d'une part

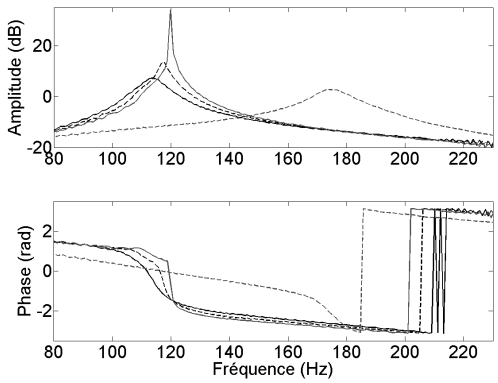


FIGURE 2.28 – Haut : Fonctions de transfert de la sourdine seule sans contrôle (trait noir) et pour plusieurs contrôles avec $\phi = \pi/2$: $G = 0{,}4$ (pointillés noirs) et $G = 0{,}7$ (trait gris), et fonction de transfert avec $\phi \approx \pi/3$ rad et $G = 3{,}5$ (pointillés gris). Bas : Phase des fonctions de transfert.

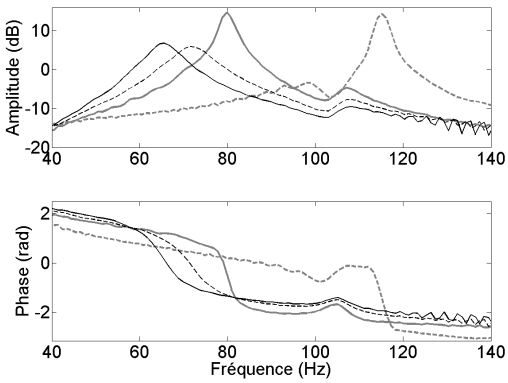


FIGURE 2.29 – Haut : Fonctions de transfert de la sourdine insérée dans le trombone sans contrôle (trait noir) et contrôlées avec $\phi = \pi/2$: $G = 0{,}7$ (pointillés noirs) et $G = 1{,}4$ (trait gris), et fonction de transfert avec $\phi \approx 3\pi/4$ rad et $G = 3$ (pointillés gris). Bas : Phase des fonctions de transfert.

au déphasage, qui n'est pas constant en fréquence (voir Annexe A) et d'autre part à la pente observable dans la phase de la résonance. Ces deux effets couplés font que plus la résonance est décalée, plus sa fréquence de résonance se rapproche d'un déphasage nul, avec pour conséquence une augmentation d'amplitude.
La Figure 2.30 présente l'effet de ces contrôles sur l'impédance d'entrée du trombone. Le pic parasite est graduellement décalé vers la droite (fréquence augmentée). Si le reste de l'impédance d'entrée est peu modifié à faible gain, la fréquence et l'amplitude du deuxième pic se voient modifiées lors des décalages plus importants (jusqu'à +6 Hz et -5 dB). Les pics suivants subissent également de petites modifications (+1,8 dB pour le pic 3, +1,7 dB pour le pic 4). L'augmentation de la fréquence du pic est cependant plus faible que sur les fonctions de transfert (voir Tableau 2.6).

TABLEAU 2.6 – Effets du contrôle actif sur le pic parasite lorsque $\phi = \pi/2$. Les valeurs sont tirées des Figures 2.28 (FT sourdine seule), 2.29 (FT sourdine insérée dans le trombone) et 2.30 (impédance d'entrée).

Contrôles	Augmentation en fréquence (Hz et cents)				
	$\phi = \pi/2$			$\phi = 3\pi/4$ rad	$\phi = \pi/3$ rad
	$G = 0{,}4$	$G = 0{,}7$	$G = 1{,}4$	$G = 3$	$G = 3{,}5$
FT sourdine seule	4 Hz (60 cents)	6 Hz (89 cents)	*NA*	*NA*	60 Hz (732 cents)
FT sourdine insérée dans le trombone	2 Hz (52 cents)	10 Hz (244 cents)	14 Hz (324 cents)	49 Hz (961 cents)	*NA*
Impédance d'entrée	2 Hz (52 cents)	5 Hz (126 cents)	10 Hz (244 cents)	30 Hz (649 cents)	*NA*

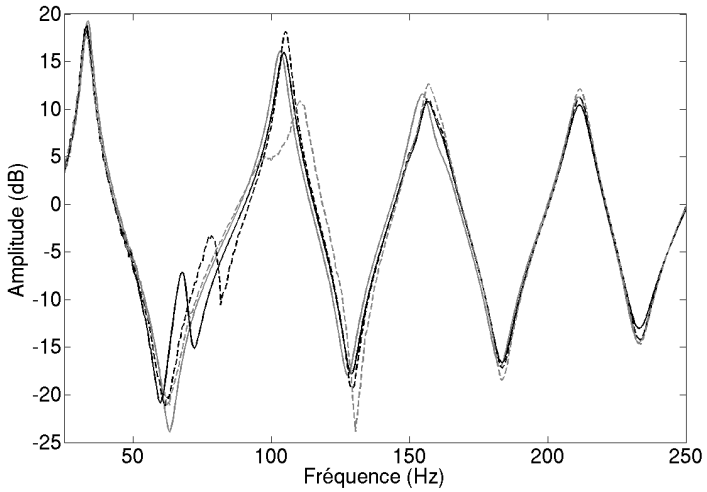


FIGURE 2.30 – Impédances d'entrée du trombone pour la note $Sol\#_0$ pour plusieurs configurations : sans sourdine (trait gris), avec sourdine normale (trait noir), avec $\phi = \pi/2$ et $G = 1{,}4$ (pointillés noirs) et $\phi \approx 3\pi/4$ rad et $G = 3$ (pointillés gris).

2.5.4 Cas : $\phi = -\pi/2$

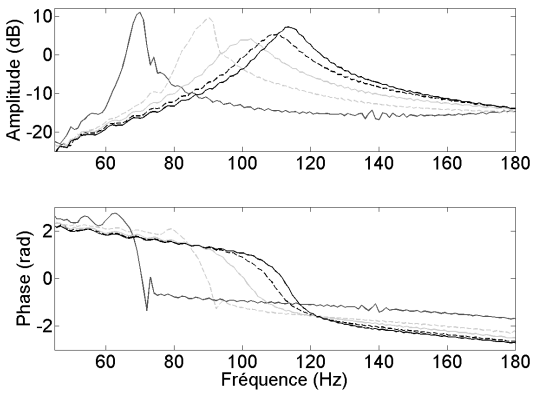


FIGURE 2.31 – Haut : Fonctions de transfert de la sourdine seule sans contrôle (trait noir) et pour plusieurs contrôles avec $\phi = -\pi/2$: $G = 0{,}4$ (pointillés noirs), $G = 1{,}2$ (trait gris clair) et $G = 2{,}5$ (pointillés gris clair), et fonction de transfert avec $\phi \approx -2\pi/3$ rad et $G = 5$ (trait gris sombre). Bas : Phase des fonctions de transfert.

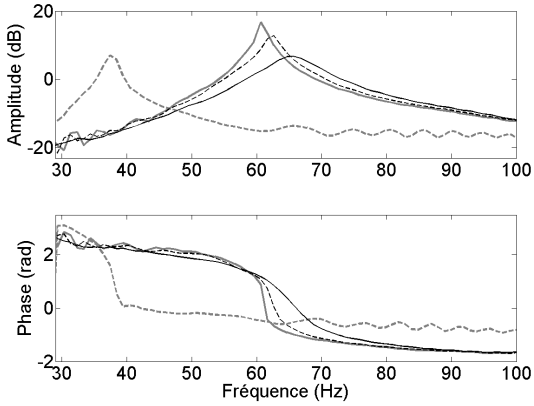


FIGURE 2.32 – Haut : Fonctions de transfert de la sourdine insérée dans le trombone sans contrôle (trait noir) et pour plusieurs contrôles avec $\phi = \pi/2$: $G = 0{,}4$ (pointillés noirs) et $G = 0{,}7$ (trait gris), et fonction de transfert avec $\phi \approx -0{,}83\pi$ rad et $G = 6{,}8$ (pointillés gris). Bas : Phase des fonctions de transfert.

Enfin, le contrôle de la sourdine avec $\phi = -\pi/2$ est présenté sur les Figures 2.31 et 2.32. De même que pour le cas de contrôle précédent, des fonctions de transfert présentant les plus importantes modifications en fréquence accessibles sont ajoutées. Ainsi, les contrôles { $G =$

5, $\phi = -2\pi/3$ rad } (sourdine seule) et { $G = 6{,}8$; $\phi = -0,83\pi$ rad } (sourdine insérée dans le pavillon du trombone) sont ajoutés à ces deux figures.

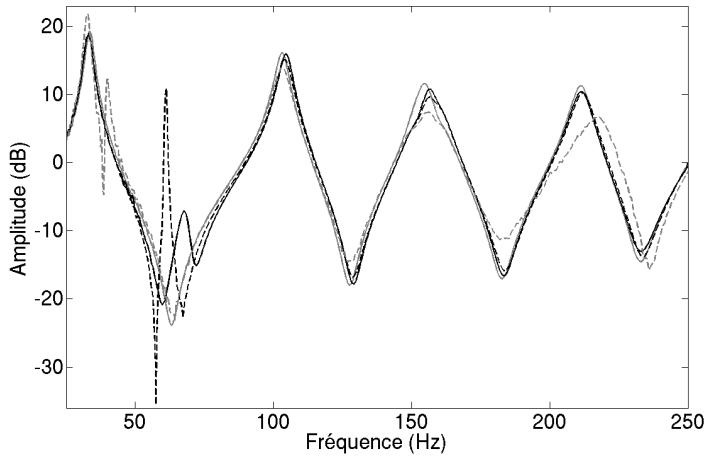


FIGURE 2.33 – Impédances d'entrée du trombone pour la note $Sol\#_0$ pour plusieurs configurations : sans sourdine (trait gris), avec sourdine normale (trait noir), avec $\phi = -\pi/2$ et $G = 0{,}7$ (pointillés noirs) et $\phi \approx -0,83\pi$ rad et $G = 6{,}8$ (pointillés gris).

TABLEAU 2.7 – Effets du contrôle actif sur le pic parasite lorsque $\phi = -\pi/2$. Les valeurs sont tirées des Figures 2.31 (FT sourdine seule), 2.32 (FT sourdine insérée dans le trombone) et 2.33 (impédance d'entrée).

Contrôles	Diminution en fréquence (Hz et cents)				
	$\phi = -\pi/2$			$\phi = -2\pi/3$ rad	$\phi = -0,83\pi$ rad
	$G = 0{,}4$	$G = 0{,}7$	$G = 2{,}5$	$G = 5$	$G = 6{,}8$
FT sourdine seule	3 Hz (46 cents)	7 Hz (103 cents)	24 Hz (409 cents)	44 Hz (844 cents)	*NA*
FT sourdine insérée dans le trombone	4 Hz (108 cents)	8 Hz (224 cents)	*NA*	*NA*	30 Hz (1049 cents)
Impédance d'entrée	3 Hz (81 cents)	7 Hz (194 cents)	*NA*	*NA*	28 Hz (956 cents)

La fréquence diminue à mesure que le gain augmente (voir Tableau 2.7). Ces contrôles montrent également de légères modifications d'amplitude, pour des raisons similaires à celles exposées pour $\phi = \pi/2$. La Figure 2.33 présente l'effet de ces contrôles sur l'impédance d'entrée du trombone. Le pic parasite est graduellement décalé vers la gauche (fréquence diminuée). A faible gain, le reste de l'impédance d'entrée est peu modifié. Cependant, lorsque le gain augmente, l'amplitude des pics 3 et 4 diminue (jusqu'à -3,4 dB pour le pic 3 et -3,8 dB pour le pic 4). Cette diminution est accompagnée d'une augmentation en fréquence de 7 Hz pour le pic 4. La diminution de la fréquence du pic parasite reste plus faible que sur les fonctions de transfert (voir Tableau 2.7), surtout pour les contrôles les plus importants. Au fur et à

mesure que le pic est décalé, l'amplitude de l'anti-résonance se rapproche de l'amplitude sans sourdine.

2.5.5 Comparaison

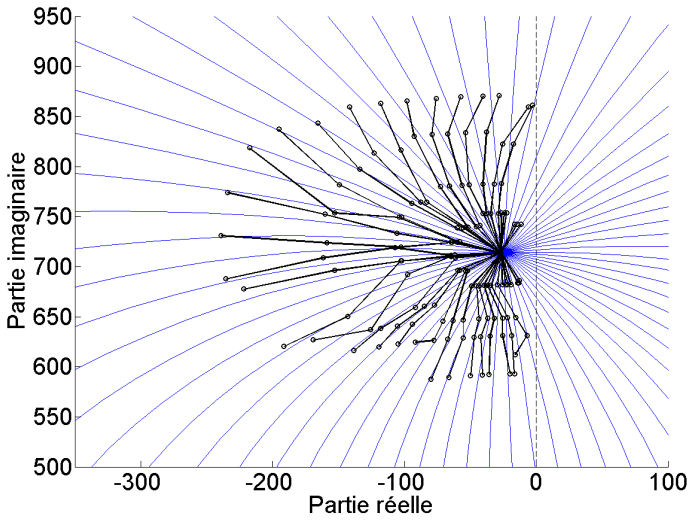


FIGURE 2.34 – Comparaison des lieux d'Evans obtenus avec le modèle simple de résonateur (traits bleus) et à partir de la simulation (**-o-**) pour la sourdine seule. Seuls les pôles à partie imaginaire positive sont présentés.

La Figure 2.34 présente une comparaison des lieux d'Evans obtenus avec un modèle simple de résonateur et à partir des simulations pour la sourdine seule, pour différents contrôles en gain et déphasage. Les simulations sont réalisées telles qu'en Section 2.4, à partir d'une fonction de transfert mesurée de la sourdine (voir Figure 2.2). Les résultats obtenus en simulation sont assez éloignés du modèle. En particulier, une courbure de presque tous les lieux simulés apparaît, dans le sens horaire, alors qu'elle n'est pas présente sur les lieux modélisés. Ces différences proviennent de la phase de la fonction de transfert mesurée, présentant une pente qui n'apparaît pas dans le modèle. Considérant ainsi qu'un simple résonateur n'est pas suffisant pour modéliser la sourdine, les comparaisons suivantes ne seront faites qu'entre les simulations et les mesures.
La Figure 2.35 présente, dans le plan complexe, une comparaison entre les pôles simulés et mesurés de la sourdine seule, pour différents gains et selon quatre déphasages : $\phi = 0$, $\phi = \pi/2$, $\phi = \pi$ et $\phi = -\pi/2$. La Figure 2.36 fait de même avec la sourdine insérée dans le pavillon du trombone. Dans tous les cas, simulations et mesures sont très proches (moins de 3 % d'erreur sur les parties imaginaires), suivant la même tendance et étant même parfois parfaitement superposées. Les erreurs les plus importantes portent sur la partie réelle des pôles, et donc sur l'amortissement de la résonance simulée (jusqu'à 40 % d'erreur de la partie réelle lorsque la sourdine est insérée dans le pavillon du trombone, pour un déphasage $\phi = \pi/2$). Ceci est probablement dû à l'échantillonnage utilisé lors des mesures, menant à un manque de précision lors de la détermination des amortissements.

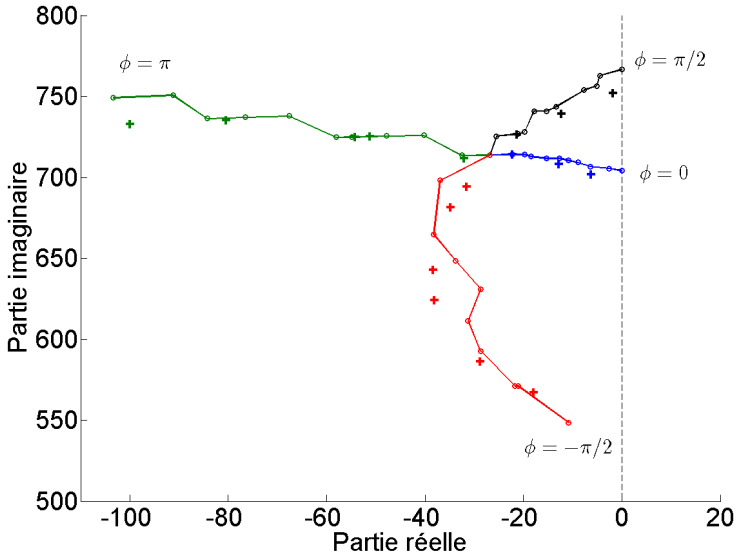


FIGURE 2.35 – Comparaison des pôles de la sourdine seule, entre simulations (-o-) et mesures (+), pour des contrôles selon quatre déphasages : $\phi = 0$ (bleu, vers la droite), $\phi = \pi/2$ (noir, vers le haut), $\phi = \pi$ (vert, vers la gauche) et $\phi = -\pi/2$ (rouge, vers le bas). Seuls les pôles à partie imaginaire positive sont représentés.

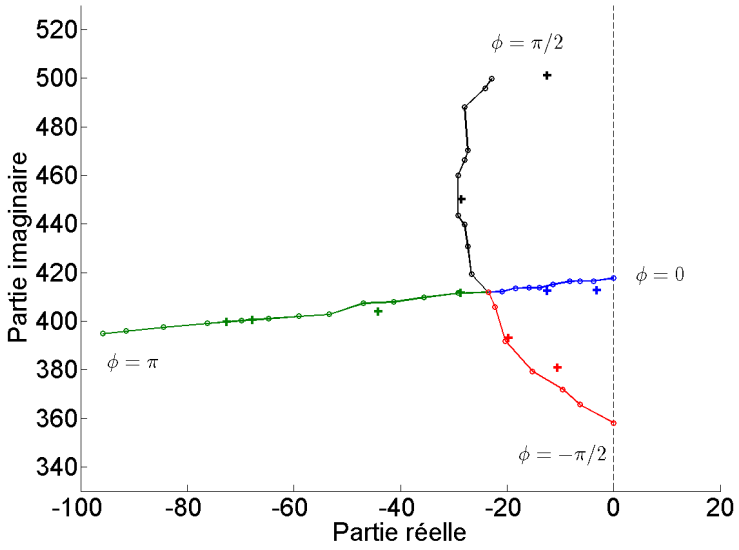


FIGURE 2.36 – Comparaison des pôles de la sourdine insérée dans le pavillon du trombone, entre simulations (-o-) et mesures (+), pour des contrôles selon quatre déphasages : $\phi = 0$ (bleu, vers la droite), $\phi = \pi/2$ (noir, vers le haut), $\phi = \pi$ (vert, vers la gauche) et $\phi = -\pi/2$ (rouge, vers le bas). Seuls les pôles à partie imaginaire positive sont représentés.

La précision des simulations, en regard des mesures, démontre que si le modèle de résonateur est insuffisant pour rendre compte de l'évolution du système une fois contrôlé, le contrôle est lui très bien modélisé.

2.5.6 Étendue des possibilités

A partir des résultats exposés précédemment, on peut conclure qu'il est possible :

- d'augmenter l'amplitude de la résonance de la sourdine seule de 10,7 dB et du couplage pavillon/instrument de 16,2 dB avec un effet à 10 dB sur le pic parasite,
- de diminuer l'amplitude de la résonance de la sourdine seule de 14,3 dB et de la sourdine insérée dans le trombone de 15,4 dB avec un effet à 7,7 dB sur le pic parasite,
- de modifier au total l'amplitude de la résonance de la sourdine seule de **25 dB** et de la sourdine insérée dans le trombone de **31,6 dB** avec un effet total de **17,7 dB** sur le pic parasite,
- d'augmenter la fréquence de la résonance de la sourdine seule de 732 cents (plus de 7 demi-tons) et de la sourdine insérée dans le trombone de 961 cents (près de 10 demi-tons) avec un effet à 649 cents (6 demi-tons + 1 quart de ton) sur le pic parasite,
- de diminuer la fréquence de la résonance de la sourdine seule de 844 cents (8 demi-tons et 1 quart de ton) et de la sourdine insérée dans le trombone de 1049 cents (10 demi-tons + 1 quart de ton) avec un effet à 956 cents (9 demi-tons + 1 quart de ton) sur le pic parasite,
- de modifier au total la fréquence de la résonance de la sourdine seule de **1576 cents** (une octave plus une tierce majeure), la fréquence du couplage pavillon/sourdine de **2010 cents** (une octave plus une sixte mineure) avec un effet total de **1605 cents** (une octave plus une tierce majeure) sur le pic parasite.

2.6 Effets du contrôle en situation de jeu

Les effets du contrôle actif de la sourdine ont été évalués en situation de jeu. Benny Sluchin, tromboniste dans l'Ensemble InterContemporain (EIC), a joué différentes séquences avec son propre trombone pour les besoins de cette expérience. Les mesures présentées dans cette partie font ainsi figure d'illustrations des effets du contrôle, l'impédance d'entrée du trombone utilisé étant probablement sensiblement différente de celle de l'instrument utilisé précédemment.
La Figure 2.37 présente le spectrogramme d'une séquence musicale, contenant une descente chromatique dans les notes pédales de l'instrument, jouée au trombone sans sourdine. Toutes les notes sont jouées sans qu'il ne se présente de problème particulier.

La Figure 2.38 présente le spectrogramme de cette même séquence, jouée avec un trombone équipé d'une sourdine sèche normale. La note Sib_0 (58 Hz) présente un son instable, la note La_0 (55 Hz) n'est pas émise. Ces deux notes étant jouées sans difficulté sans sourdine, il découle que c'est la présence de cette dernière qui empêche leur émission correcte.

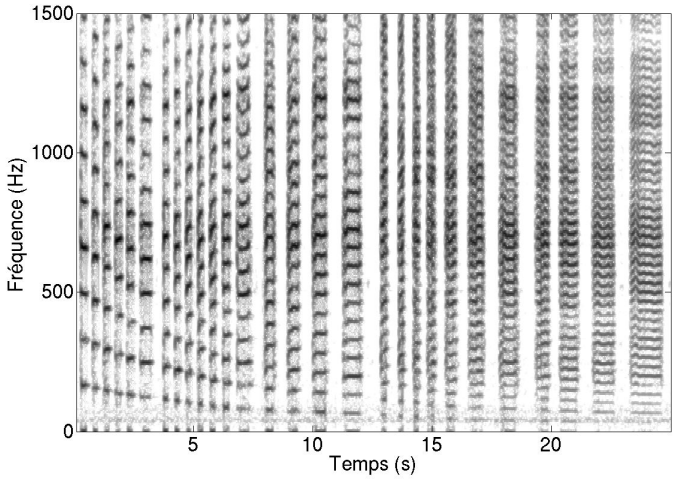


FIGURE 2.37 – Spectrogramme d'une séquence musicale jouée au trombone sans sourdine. **Écouter son**

Trois configurations de contrôle sont appliquées à la sourdine et testées en situation de jeu afin de confirmer le rôle du pic parasite. Tout d'abord, l'amortissement du pic va être augmenté de sorte à le faire disparaître. Ensuite, le pic sera déplacé vers les fréquences plus élevées et vers les fréquences moins élevées.

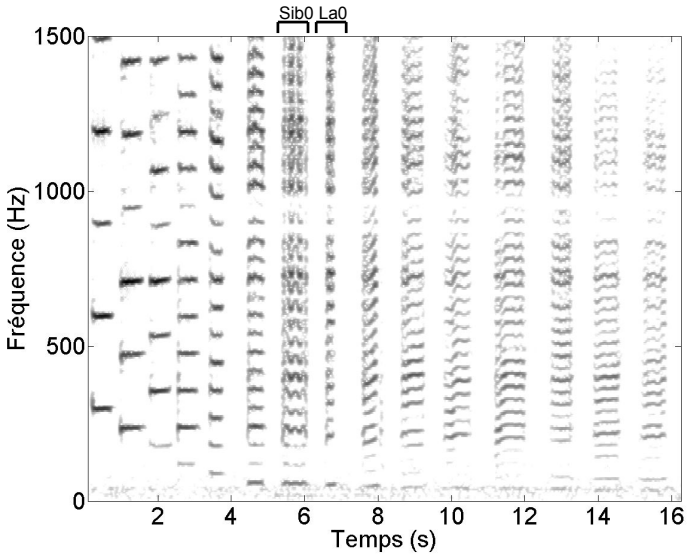


FIGURE 2.38 – Spectrogramme d'une séquence musicale jouée au trombone avec sourdine normale. **Écouter son**

2.6.1 Suppression du pic parasite

Dans le but d'amortir suffisamment le pic parasite pour le faire disparaitre de l'impédance d'entrée de l'instrument, le contrôle actif de la sourdine présenté en Section 2.5.2, avec $\phi = \pi$

et $G = 2$, est ensuite ajouté (voir spectrogramme Figure 2.39). Cette fois, toutes les notes sont jouées normalement, sans difficulté particulière sur le Sib_0 et le La_0. Ceci s'explique par la disparition du pic parasite lorsque le contrôle actif est appliqué.

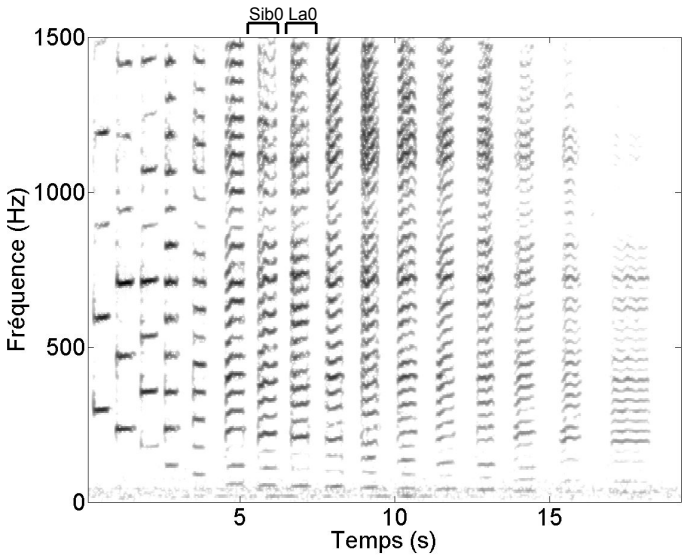


FIGURE 2.39 – Spectrogramme d'une séquence musicale jouée au trombone avec sourdine active, $\phi = \pi$ et $G = 2$. **Écouter son**

Afin de démontrer l'influence du contrôle sur la jouabilité de l'instrument, une courte séquence contenant deux La_0 est jouée (voir Figure 2.40). Pour chaque note, le contrôle est successivement activé, supprimé puis à nouveau activé.
La première note dure de 0 à 3 secondes, le contrôle étant appliqué de 0 à 1,5 secondes puis rallumé vers 2,8 secondes. Au début de la note, le La_0 est joué sans problème, aidé par le contrôle. Lorsque le contrôle est arrêté, les auto-oscillations de l'instrument ne sont plus entretenues et plus aucun son, autre que le souffle du musicien, n'est perceptible. Quand le contrôle est rallumé, l'auto-oscillation reprend sur un La_1 (110 Hz), pendant environ 25 ms jusqu'à ce que le musicien arrête de souffler.
La seconde note dure de 4,5 à 8 secondes, le contrôle n'étant supprimé qu'entre 5,3 et 6,4 secondes. A nouveau, la note est jouée sans problème lorsque le contrôle est appliqué. Une fois le contrôle désactivé, la note devient très instable et présente des variations de la fréquence émise. Cependant, comme l'auto-oscillation est conservée, lorsque le contrôle est à nouveau appliqué, la note jouée redevient stable et est toujours La_0.

Ceci démontre donc que supprimer le pic parasite permet le jeu des notes rendues difficiles d'accès par la sourdine.

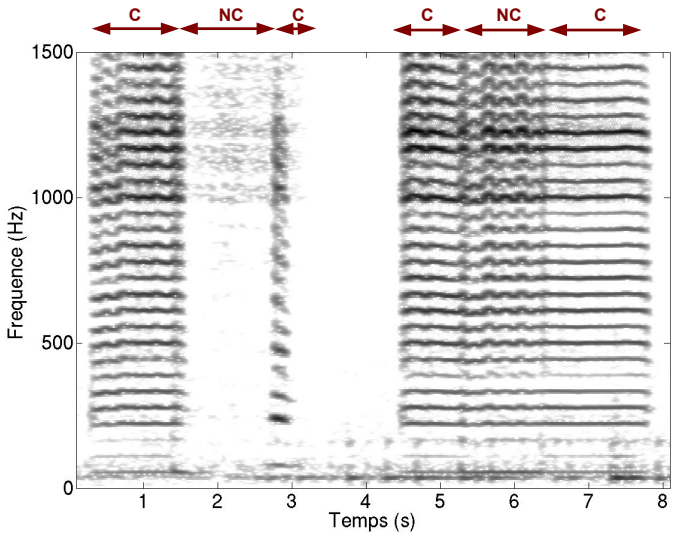


FIGURE 2.40 – Spectrogramme d'un La_0 joué deux fois, de 0 à 3 secondes puis de 4,5 à 8 secondes, avec contrôle (C) et sans contrôle (NC), $\phi = \pi$ et $G = 2$. **Écouter son**

2.6.2 Augmentation de la fréquence du pic parasite

La fréquence du pic parasite est augmentée à l'aide de l'un des contrôles étudiés en Section 2.5.3, avec $\phi = \pi/2$ et $G = 0{,}7$. Cette modification est réalisée pour vérifier que les notes impactées par ce pic parasite sont bien celles dont la fréquence est proche de celle du pic. Ainsi, si la fréquence est augmentée, les notes impactées par le pic parasite devraient être plus aiguës. Les notes présentant des problèmes à l'émission sont maintenant $Réb_1$ (69 Hz), Do_1 (65 Hz) et Sib_0 (58 Hz), le Si_0 n'étant pas accessible au trombone.
Sans contrôle, le Do_1 ne présente aucun problème d'émission lorsque la sourdine est insérée dans le pavillon de l'instrument. Il est étudié lors d'une courte séquence (voir Figure 2.41). Lors de cette séquence, la note est jouée deux fois, la première fois avec contrôle (0 à 2,5 secondes), la deuxième fois sans contrôle (3 à 5 secondes). Lorsque le contrôle est appliqué, la note subit des perturbations, en particulier à 1 seconde où la richesse harmonique du son rayonné par l'instrument est réduite pendant environ 200 ms. A cet endroit, les harmoniques au delà de 500 Hz n'apparaissent plus dans le spectrogramme. La deuxième note, sans contrôle, ne présente aucun défaut de jouabilité.
Selon le musicien, si la note est difficile à jouer lorsque le contrôle est enclenché, cette difficulté reste bien moins importante que celle rencontrée avec les notes La_0 et Sib_0 lorsqu'aucun contrôle n'est appliqué. Ceci peut s'expliquer par le fait qu'en augmentant la fréquence du pic parasite, il se fond peu à peu dans la résonance suivante de l'instrument, perdant ainsi de son influence.
Déplacer le pic a donc permis d'impacter d'autres notes. Pour voir si le problème a été déplacé, et non pas étendu, la note La_0 est étudiée lors d'une courte séquence (voir Figure 2.42). Dans cette séquence, la note est jouée une fois, la sourdine étant successivement contrôlée (0 - 1,2 secondes et 2,3 - 3,5 secondes) et non contrôlée (1,2 - 2,3 secondes et 3,5 - 4 secondes). Lorsque le contrôle n'est pas appliqué, le son rayonné par l'instrument perd en richesse harmonique

(plus rien au-delà de 1500 Hz) dans un cas, et n'est même plus joué dans le second. En comparaison, le son obtenu lorsque le contrôle est appliqué, est bien plus riche et stable malgré de très légères instabilités (en particulier au début de la séquence).

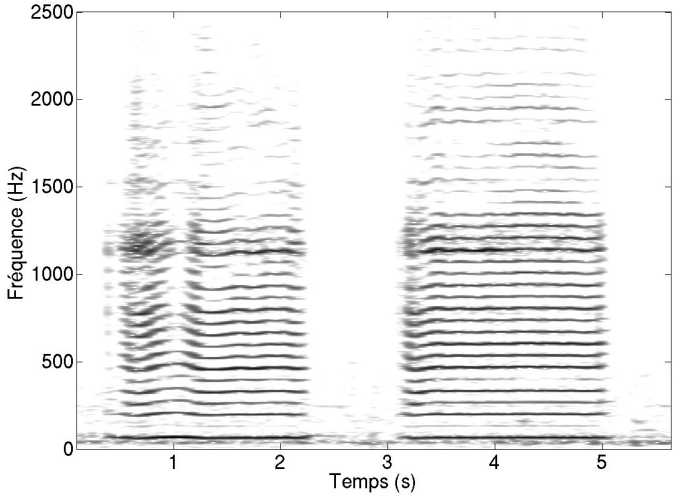


FIGURE 2.41 – Spectrogramme d'un Do_1 joué deux fois, d'abord avec contrôle (0 - 2,5 secondes) puis sans contrôle (3 - 5 secondes), avec $\phi = \pi/2$ et $G = 0{,}7$. **Écouter son**

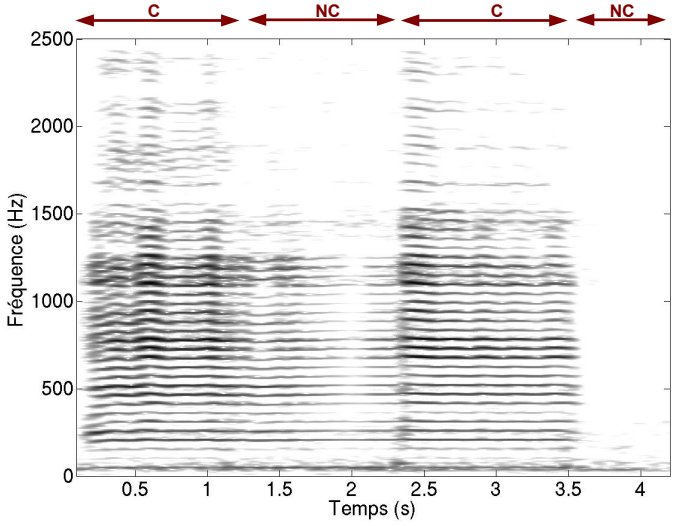


FIGURE 2.42 – Spectrogramme d'un La_0 avec contrôle (C) et sans contrôle (NC), $\phi = \pi/2$ et $G = 0{,}7$. **Écouter son**

En augmentant la fréquence du pic parasite, le problème de jouabilité obtenu lors de l'insertion de la sourdine dans l'instrument a été déplacé vers les hautes fréquences. Ceci confirme

l'influence du pic parasite sur la jouabilité des notes dont la fréquence est proche de celle du pic.

2.6.3 Abaissement de la fréquence du pic parasite

Afin d'apporter une confirmation du rôle du pic parasite, sa fréquence est réduite à l'aide d'un contrôle étudié en Section 2.5.4, avec $\phi = -\pi/2$ et $G = 0{,}7$. Les notes présentant des problèmes à l'émission sont maintenant La_0 (55 Hz), Lab_0 (51,9 Hz) et Sol_0 (49 Hz).
Le Sol_0 ne présentant normalement aucun défaut quand aucun contrôle n'est appliqué, il est étudié lors d'une courte séquence (voir Figure 2.43). Lors de cette séquence, une note est jouée et le contrôle est d'abord inactif (0 - 1,4 secondes), puis est allumé (1,4 - 2,4 secondes) et finalement éteint (2,4 - 3,5 secondes). Sans contrôle, le jeu n'est pas gêné. Lorsqu'il est activé, la note devient saccadée (elle est répétée de nombreuses fois lors de très courtes notes de 100 ms environ), et présente donc des difficultés à l'émission. Ceci prouve à nouveau que des notes non impactées initialement peuvent l'être si le pic parasite est déplacé par contrôle.
Une ultime vérification du déplacement de l'effet du pic est l'observation de l'effet du contrôle sur une note impactée lorsque le contrôle n'est pas appliqué. La Figure 2.44 présente le spectrogramme d'un Sib_0 joué d'abord sans contrôle (0 - 1,5 secondes) puis avec le contrôle appliqué (1,5 - 3 secondes). Lorsqu'aucun contrôle n'est appliqué, l'émission de la note est particulièrement perturbée, présentant des variations en fréquence. Une fois le contrôle appliqué, l'émission de la note est stabilisée et ne présente plus de difficulté lors du jeu.
La diminution de la fréquence du pic parasite déplace donc les effets de ce pic vers les notes plus graves. Cela démontre à nouveau que les difficultés induites par l'insertion de la sourdine sèche dans le pavillon du trombone proviennent de ce pic parasite.

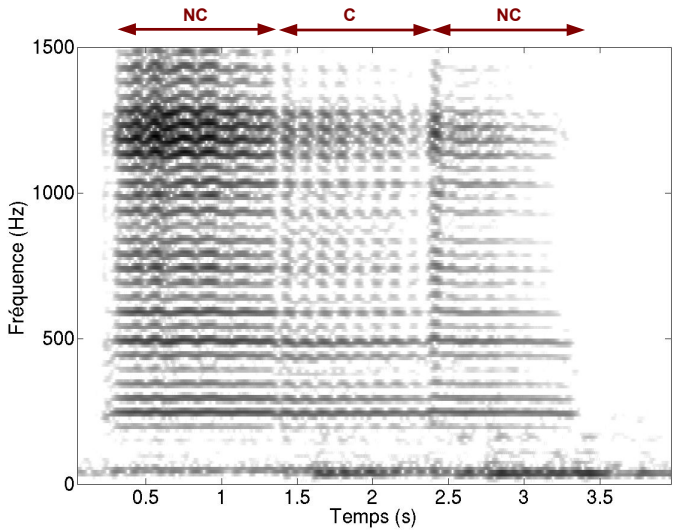


FIGURE 2.43 – Spectrogramme d'un Sol_0 avec contrôle (C) et sans contrôle (NC), avec $\phi = -\pi/2$ et $G = 0{,}7$. **Écouter son**

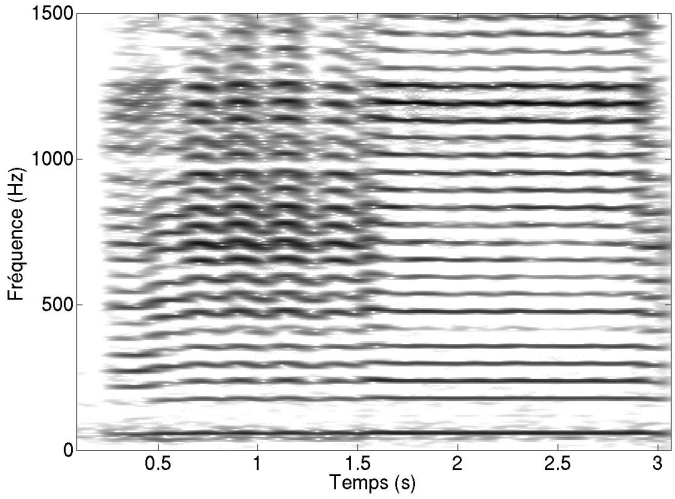


FIGURE 2.44 – Spectrogramme d'un Sib_0 sans contrôle (0 - 1,5 secondes) puis avec contrôle (1,5 - 3 secondes), avec $\phi = -\pi/2$ et $G = 0{,}7$. **Écouter son**

2.7 Le contrôle par gains et déphasages : un outil simple pour des systèmes simples

Le contrôle actif permet d'importantes modifications de la résonance d'une sourdine ou du système couplé sourdine/trombone. Par ailleurs, ce contrôle est efficace pour modifier le pic parasite dû à la présence d'une sourdine sèche insérée dans le pavillon d'un trombone. Composé d'un gain et d'un déphaseur, ce système est extrêmement simple à mettre en œuvre. Le pic parasite induit des difficultés d'émission du son pour les notes avec des fréquences proches de ce pic. L'émission de ces notes graves est grandement facilitée par l'application du contrôle actif lorsque celui-ci permet la disparition du pic. Déplacer ce pic en fréquence changera les notes impactées par ces difficultés d'émission. Dans certains cas, le contrôle a également un impact sur la richesse harmonique du son émis.

Cependant, ce contrôle par gains et déphasages s'applique de la même façon sur toutes les fréquences et ne permet pas de cibler des plages en fréquence particulières. Sur un système à plusieurs degrés de liberté, comme un tube, un tel contrôle aura des résultats prévisibles, mais difficilement utilisables, les différentes résonances ayant un comportement différent selon leur phase [Meurisse13a].

Une version du contrôleur utilisant des filtres et des retards sous une interface numérique a été développée avec pour objectif de réaliser une première étude perceptive sur instruments de musique contrôlés. Ces travaux ont été réalisés avec une "clarinette basse simplifiée" dans le cadre du stage de Marguerite Jossic ([Jossic13, Jossic14]).

Afin de permettre un contrôle ciblant directement les résonances de l'instrument, un contrôleur modal est développé, et présenté dans la partie suivante.

Chapitre 3

Contrôle Actif Modal d'une Clarinette : Simulations

Sommaire

3.1 Introduction 51
3.2 Présentation des résultats des simulations 52
3.3 Simulations of modal active control applied to the clarinet 55
3.3.1 Introduction 55
3.3.2 Modeling a self-sustained oscillating wind instrument with incorporated modal active control system 56
3.3.3 Simulations 62
3.3.4 Conclusion and perspectives 76



3.1 Introduction

La clarinette est un instrument à perce cylindrique et à anche simple. Elle comporte de nombreux trous latéraux ainsi qu'un pavillon. Cet instrument est utilisé tant en musique traditionnelle, classique que jazz. En modifier les caractéristiques par le contrôle présente ainsi un intérêt certain. Cependant, la présence de trous et d'un pavillon en rend l'étude assez complexe. Afin de faciliter l'approche de cet instrument pour en simuler le comportement acoustique, l'étude portera sur une clarinette simplifiée, sans trous latéraux ni pavillon, un simple tuyau cylindrique. Un tel résonateur présente plusieurs résonances. Pour modifier le son produit par un tel instrument, et en se basant sur les résultats obtenus au Chapitre 2, un simple contrôle par gains et déphaseurs semble inadapté. Ainsi, l'effet du contrôle étant différent selon la phase lorsque du gain est injecté, chaque résonance du tube aurait donc un comportement différent. Un essai de ce type de contrôle a tout de même été réalisé [Meurisse13a], qui a permis de confirmer les effets dûs à la phase et présentait des résultats difficilement exploitables, mais parfaitement prévisibles. Pour y remédier, il aurait pu être possible de placer plusieurs couples capteur/actionneur (microphone/haut-parleur) le long du tube, de sorte à ce que chaque couple ait une influence sur un mode en particulier. Il aurait alors fallu autant de couples capteur/actionneur que de modes à contrôler. Ceci est envisageable à condition de connaître l'emplacement des nœuds et ventres de chaque mode du tube. Or, dans une optique de modification géométrique minimale des instruments, les techniques permettant le contrôle de plusieurs résonances ciblées avec un seul couple capteur/actionneur sont préférées.

Par ailleurs, les instruments à vent sont des systèmes auto-oscillants. Cela signifie que le résonateur (le tube, linéaire et passif) est couplé non-linéairement avec une source d'énergie constante (la pression dans la bouche du musicien étant considérée constante). Il existe assez peu d'applications de contrôle actif à des systèmes auto-oscillants dans la littérature, en particulier pour des applications non-musicales, les auto-oscillations étant rarement rencontrées lors d'applications industrielles classiques.
On peut citer les travaux de Rowley et Williams qui portent sur le contrôle des auto-oscillations provoquées par un flux d'air passant à proximité d'une ouverture rectangulaire à la surface d'une cavité (en pratique, la soute ouverte d'un avion en vol) [Rowley03]. Afin d'atténuer les modes de cavités excités par ces auto-oscillations, ils développèrent un contrôleur par *feedback* utilisant un filtre du second ordre.
Parmi les quelques applications musicales peuvent être relevés les travaux de Pickett [Pickett98], qui a cherché à réduire le niveau acoustique rayonné par une trompette à l'aide du contrôle actif, afin de remplacer les systèmes passifs que sont les sourdines. Pour cela, il a développé des systèmes de contrôle par *feedback* analogique et par filtrage LMS. Cependant, pour des raisons techniques, le contrôleur n'a pas pu être utilisé en situation de jeu mais avec une excitation artificielle (un haut-parleur), ce qui lui a permis tout de même d'atténuer deux harmoniques du son produit par l'instrument.

La capacité du contrôle modal à modifier les résonances de façon ciblée le rapproche, pour les instruments de musique, du concept de *lutherie virtuelle* ou de *facture instrumentale virtuelle*. En effet, il permet de modifier les résonances d'un instrument à vent à la manière d'un facteur façonnant la perce d'un instrument. Il devient alors envisageable, avec un tel contrôle, de choisir la perce qu'aura un instrument.

Comme mentionné précédemment, ce contrôle est habituellement appliqué à des structures. Or, ces systèmes ne présentent pas d'auto-oscillations. Ainsi, l'effet du contrôle modal appliqué à un système auto-oscillant est à étudier. Il faut donc en premier lieu s'assurer de la stabilité du système lorsqu'un contrôle y est appliqué. Ensuite, si la stabilité est démontrée, il faudra observer la réaction du système (hauteur des notes, timbre, jouabilité) lorsqu'une résonance est modifiée, que ça soit en fréquence et/ou en amortissement.
Dans ce but, avant expérimentation du contrôle modal sur un système réel, un modèle complet d'une clarinette simplifiée avec contrôle actif modal a été réalisé. Des simulations ont été faites pour observer la réaction du système à différents contrôles.

La prochaine Section introduit, en français, un article soumis à *Acta Acustica United with Acustica*, intitulé "Simulations of Modal Active control Applied to the Self-Sustained Oscillations of the Clarinet" [Meurisse14b]. Dans cet article, rapporté à la suite, des simulations de contrôle modal appliqué à une clarinette simplifiée (un tube cylindrique sans trou) sont détaillées. Enfin, l'application expérimentale de ce contrôle modal est présentée à la suite au Chapitre 4.

3.2 Présentation des résultats des simulations

On se propose d'aborder dans cet article, à l'aide de simulations, l'approche du contrôle actif modal pour modifier le son produit par un instrument à vent. Cette approche permet de modifier les amortissements et les fréquences des différentes résonances d'un système.

Les instruments à vent comme la clarinette sont dit auto-oscillants. Ils peuvent être modélisés comme une excitation et un résonateur couplés non-linéairement. Dans ces travaux, les modèles d'anche de clarinette et de couplage non-linéaire sont tirés des études de Silva [Silva09] et Karkar [Karkar12b]. Le résonateur est un tube cylindrique de la longueur d'une clarinette *Sib*, muni d'un microphone et d'un haut-parleur, que l'on peut considérer comme fermé du côté de l'anche pour le calcul des résonances. Il est modélisé dans l'espace d'état comme une somme de modes. Les résonances de ce tube cylindrique, "fermé" du côté de l'anche, sont telles que leurs fréquences propres sont des facteurs impairs de la fréquence de la première résonance ($f_n = (2n-1) \times f_1$). Lors du jeu en conditions normales, les auto-oscillations parcourant le corps de l'instrument s'accordent à une fréquence proche de celle de la première résonance du résonateur [Eveno14], et sont soutenues par les autres résonances. Certains instruments à vent, comme la clarinette, possèdent une clef de registre, permettant de modifier la fréquence et l'amplitude de la première résonance de l'instrument pour favoriser le jeu basé sur la deuxième résonance de l'instrument. Le musicien passe alors du premier registre (auto-oscillations basées sur les premières résonances du résonateur sélectionné en ouvrant ou fermant les trous) au second registre (auto-oscillations basées sur la deuxième résonance).
A ce résonateur, le tube cylindrique, est associé un système de contrôle composé d'un observateur et d'un contrôleur. L'observateur contient un modèle modal du résonateur et permet d'estimer son état à partir d'une mesure. Cette estimation est ensuite utilisée par le contrôleur pour générer des gains appliqués sur chacun de ces modes. Ces gains, déterminés à l'aide d'un algorithme de placement de pôles, permettront d'atteindre une cible de déplacement en fréquence et amortissement pour les résonances contrôlées. La description complète du système {Résonateur + Contrôleur} est adaptée des travaux de Hong et al. [Hong96] et Cho-

mette [Chomette08b].

Plusieurs simulations, réalisées à l'aide de Simulink, sont présentées à la suite. L'instrument simulé est un tube cylindrique de 0,57 m de long pour un rayon de 0,007 m, comme dans l'étude de Karkar d'où le modèle est tiré [Karkar12b].

Tout d'abord, la première résonance du tube ($f_1 = 149\,\text{Hz}$) est contrôlée de trois façons :
- en diminuant sa fréquence, de 149 Hz à 120 Hz,
- puis en diminuant son amortissement d'un facteur 2,
- enfin en diminuant les deux paramètres en même temps.

Dans chacun de ces cas de contrôle, la fonction de transfert, le spectre du son généré et le transitoire d'attaque de l'instrument sont étudiés. On vérifie que l'instrument simulé reste stable avec ces trois configurations de contrôle. Il est donc possible d'appliquer le contrôle actif modal à un système auto-oscillant tout en conservant sa stabilité. Les fonctions de transfert montrent une très grande précision du contrôle, les résultats obtenus tant en amortissement qu'en fréquence étant très proches de la cible imposée (moins de 0,6 % d'erreur). Le son produit par l'instrument joué est modifié par le contrôle. Cependant, la fondamentale du son reste toujours basée sur la première résonance du tube. Il apparait que réduire l'amortissement de la première résonance équivaut à souffler plus fort dans l'instrument. Modifier la fréquence de la première résonance a un effet tant sur le hauteur du son, la fréquence de jeu suivant la fréquence de la première résonance, que sur sa richesse harmonique. En effet, la première résonance, contrôlée, n'est alors plus en relation harmonique avec les résonances suivantes, comme c'est le cas pour un tube cylindrique. Ces résonances n'apportent plus leur soutien à la génération du son. Les transitoires d'attaque ont une durée plus courte lorsque le contrôle est appliqué, et le signal voit son amplitude augmentée. Ceci est dû à l'augmentation de l'amplitude de la première résonance. Le contrôle a donc également un effet sur la hauteur, le timbre et la jouabilité de l'instrument.

Une cartographie présente à la suite les fréquences de jeu obtenues pour différentes simulations du contrôle en fréquence de la première résonance. Pour chaque contrôle en fréquence, l'instrument est joué par la simulation avec plusieurs pressions d'excitation différentes. Les résultats montrent que le contrôle permet de jouer sur deux registres en contrôlant la première résonance, effet proche de celui d'une clef de registre sur un instrument à vent [Mamou-Mani12]. En effet, on observe que quand la fréquence de la première résonance augmente, son amplitude diminue, alors que les autres résonances du tube ne sont pas modifiées. Ainsi, quand l'amplitude de la première résonance devient suffisamment basse et que sa fréquence est très éloignée d'un rapport harmonique avec les autres résonances, la fréquence de l'auto-oscillation devient basée sur celle de la deuxième résonance du tube. Le contrôle permet également, en restant dans le premier registre (c'est-à-dire en produisant un son correspondant à la première résonance du résonateur), de produire des sons dont la fondamentale s'étend de 10 Hz à 194,3 Hz. Les spectres des sons produits par l'instrument, avec l'application de quelques contrôles choisis, sont ensuite présentés. Ils montrent une influence du contrôle sur la hauteur et le timbre du son produit par l'instrument. En observant le comportement de la fréquence de jeu f_p en fonction du contrôle et de la pression d'excitation, il apparaît que les fréquences de l'auto-oscillation tendent vers des fréquences en relation harmonique avec les résonances suivantes du résonateur, f_2 la fréquence de la deuxième résonance du tube et f_3 la fréquence de sa troisième résonance. Ainsi pour plusieurs contrôles, le rapport $f_p \simeq f_2/3$,

proche de la fondamentale naturelle du tube, est obtenu. Les rapports $f_p \simeq f_2/4$ et $f_p \simeq f_3/4$ sont également obtenus plusieurs fois.

Une troisième série de simulations présente, sur une seconde cartographie, les résultats du contrôle en amortissement de la première résonance, pour plusieurs pressions d'excitation. A nouveau, ces contrôles permettent de jouer sur deux registres différents (sur le premier, puis sur le deuxième lorsque l'amortissement de la première résonance devient suffisamment important). Quelques cas de spectres du son produit par l'instrument simulé sont alors présentés, afin de mettre en avant les effets du contrôle sur le timbre de l'instrument, notamment lors du changement de registre.

Un dernier exemple montre l'effet d'un contrôle en fréquence et en amortissement de la deuxième résonance du résonateur, afin de démontrer la faisabilité d'un contrôle des autres résonances du tube. Cette fois, la fréquence de la résonance est augmentée et son amortissement réduit. Une étude des effets du contrôle sur toutes les résonances de la fonction de transfert de l'instrument montre l'efficacité du contrôle, avec moins de 3 % d'erreur sur les amortissements, et aucune erreur sur la fréquence. Les amplitudes des autres résonances sont cependant légèrement modifiées lors du contrôle (jusqu'à 0,7 dB pour la première résonance). L'étude du spectre du son produit par l'instrument montre une auto-oscillation toujours basée sur la première résonance du résonateur, ainsi qu'une perte de richesse harmonique. L'harmonicité des deux premières résonances étant réduite par le contrôle, la deuxième résonance ne soutient plus les auto-oscillations lors du jeu, ce qui explique cette perte d'harmoniques dans le son. Enfin, le transitoire d'attaque est plus long lorsque le contrôle est appliqué, et la forme du signal est légèrement modifiée, passant d'un signal carré à un signal triangle.

Par la simulation, la stabilité du contrôle modal appliqué à un système auto-oscillant a été démontrée. Modifier les résonances du résonateur d'un instrument à vent provoque divers effets :

- modification de la hauteur du son produit par l'instrument,
- modification de l'amplitude des harmoniques dans le son,
- modification du transitoire d'attaque.

Le contrôle est très précis lors de la modification de la fréquence comme de l'amortissement des résonances. Cependant, il est à noter que la dynamique du haut-parleur n'a pas été prise en compte dans ces simulations. Cette dynamique imposera des limites, réelles, qui seront explorées par la suite.

3.3 Simulations of modal active control applied to the self-sustained oscillations of the clarinet

Abstract

This paper reports a new approach to modifying the sound produced by a wind instrument. The approach is based on modal active control, which enables adjustment of the damping and the frequencies of the different resonances of a system. A self-sustained oscillating wind instrument can be modeled as an excitation source coupled to a resonator via a non-linear coupling. The aim of this study is to present simulations of modal active control applied to a modeled self-sustained oscillating wind instrument in order to modify its playing properties. The modeled instrument comprises a cylindrical tube coupled to a reed and incorporates a collocated loudspeaker and microphone ; it can thus be considered to approximate a simplified clarinet. Modifications of the pitch, the strength of the harmonics of the sound produced by the instrument, and of the oscillation threshold are obtained while controlling the first two resonances of the modeled instrument.

3.3.1 Introduction

Active control is a means of altering the sound and vibrations of a mechanical system by automatic modification of its structural response [Fuller97]. The important components for an active control set-up are a sensor to detect the vibration (usually a microphone for acoustical systems), a controller to manipulate the signal from the sensor, and an actuator to influence the response of the system (usually a loudspeaker for acoustical systems).

Two different approaches to active control are commonly used ; the classical approach and the state-space approach [Preumont11].

The classical approach to active control is based on transfer functions and involves applying gains, phase shifting, filters and delays to the vibration signal measured by the sensor, and then sending the resultant signal to the actuator. Classical active control can be applied to a system either over specific frequency ranges or over the whole bandwidth, but it cannot modify the modal parameters of the individual resonances of the system in a targeted manner. Classical active control techniques were originally developed as a means of reducing vibrations in mechanical systems [Nelson95]. For example, using bandpass filters and time delays, self-sustained oscillating systems such as cavity flow oscillations can be controlled [Rowley06]. Musical wind instruments, such as the clarinet which can be modeled as an excitation (often referred to as a disturbance in the context of active control) coupled to a resonator via a non-linear coupling [Schumacher78, McIntyre83, Silva09, Karkar10] (see Figure 3.1), are self-sustained oscillating systems. In principle, therefore, it is possible to apply classical active control techniques to wind instruments to modify their playing properties. Over the past decade, some preliminary work in this area has been carried out (this work has followed previous applications of classical active control to percussion and string instruments [Besnainou95, Boutin11, Berdahl12]). In particular, classical active control has been used to play a complete octave on a flute with no holes [Guérard02]. To achieve this, the incident wave was absorbed by a speaker at the end of the tube, and replaced by a chosen reflected wave. The classical approach has also been used to modify all the resonances of a simplified clarinet with gain and phase shifting

[Meurisse13a], but the control could not modify the resonances independently.

The state-space approach to active control involves establishing a state space representation of the system. This is a mathematical model which, when projected on the modal base, represents the system in terms of state variables (expressed as vectors and matrices) containing the modal parameters (frequency, damping) of the system. Such a control is called modal active control [Fuller97]. Unlike the classical approach, modal active control enables the modal parameters of a system to be modified so that individual resonances can be adjusted to reach target frequency and damping values [Hong96, Chomette08a]. In principle, therefore, modal active control should enable the frequencies and the damping factors of the resonances of a wind instrument to be altered in a specified manner. However, the behavior of a self-sustained system with modal active control applied is unknown and needs to be investigated. There have been relatively few applications of modal active control to musical instruments [Hanagud98, Benacchio13b] and no application to wind instruments to the authors' knowledge.

This paper reports a first step towards applying modal active control to real musical wind instruments. In this paper, simulations of modal active control applied to a model of a self-sustained simplified clarinet (i.e., a cylindrical tube coupled to a reed) are presented. The control is implemented with the intent of adjusting the resonances of the virtual instrument, thereby altering the timbre of the sound it produces as well as its playing properties. Such adjustments provide similar effects to those that would result from modifying the instrument's bore profile.

In Section II, a model of a simplified clarinet with an incorporated active control system is presented. The clarinet part of the model is made up of a reed model non-linearly coupled to a state-space model of the resonator. Meanwhile, the active control part of the model adds the components (microphone and loudspeaker) that are required to enable active control to be applied to the virtual instrument. In Section III, simulations are carried out to demonstrate the effects of the control. Four sets of simulations are presented. The first set provides examples of the control of the frequency and damping of the first resonance of the tube. The second and third sets provide maps showing control possibilities, in terms of both frequency and damping, for the first resonance of this self-sustained oscillating system. The fourth set provides an example of the control of the frequency and damping of the second resonance of the tube. Finally, Section IV provides some conclusions and outlines the proposed next steps for the research.

3.3.2 Modeling a self-sustained oscillating wind instrument with incorporated modal active control system

Models of self-sustained wind instruments such as the clarinet have been reported for over 30 years [McIntyre83, Silva08, Silva09, Karkar10, Schumacher78]. In such models, the instrument is described in terms of both linear (reed, resonator) and non-linear (coupling) elements (see Figure 3.1).
In this section, a complete model of a simplified clarinet with an incorporated modal active control system is developed (see Figure 3.2). First, a model of the clarinet reed and the non-linear coupling is described. Then, a state-space representation of the resonator is presented. This representation takes into account possible excitation both from the reed and from the

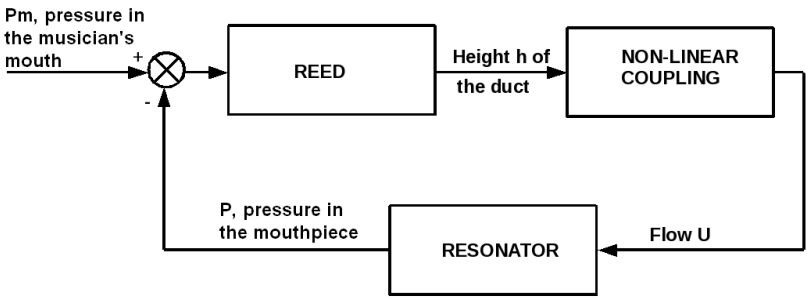


FIGURE 3.1 – Model of a self-sustained wind instrument [McIntyre83, Karkar12a].

speaker of the active control system, as well as monitoring of the pressure by the microphone of the active control system. Finally, the designs of the observer and controller elements of the active control system are described.

3.3.2.1 Reed and non-linear coupling

The model of reed and non-linear coupling used in this paper is the one described by Karkar et al [Karkar10].
In a clarinet, a single reed controls the flow of air from the player's mouth into the instrument. Let $h(t)$ be the position of the reed at time t. Then,

$$\frac{1}{\omega_r^2}\ddot{h}(t) + \frac{q_r}{\omega_r}\dot{h}(t) + h(t) - h_0 = -\frac{1}{K_r}(P_m - P(t)) \tag{3.1}$$

where ω_r is the resonance frequency of the reed, q_r its damping, h_0 its equilibrium position and K_r its stiffness. The $\dot{}$ and $\ddot{}$ symbols represent respectively the first and second order time derivatives. P_m is the pressure in the player's mouth and $P(t)$ the pressure in the mouthpiece. Using the same assumptions as described in [Karkar12a] and following Hirschberg [Hirschberg95], namely that :

- the flow is quasi-static,
- the kinetic energy of the flow is entirely dissipated by turbulence,
- the pressure is uniformly distributed in the mouthpiece and equal to that of the input of the resonator,
- the velocity of the air in the musician's mouth is negligible compared to that of the air in the flow,

the flow can be determined from

$$U(t) = H\big(h(t)\big)sign\big(P_m - P(t)\big)Wh(t)\sqrt{\frac{2|P_m - P(t)|}{\rho_0}} \tag{3.2}$$

where W is the width of the reed duct and ρ_0 the density of the air. The Heaviside function $H(h(t))$ has been added to model the contact with the mouthpiece in order to deal with possible negative h values, which may happen numerically, but are not physical (they would involve the reed passing through the solid walls of the mouthpiece) [Karkar12b]. In a previous paper [Meurisse13b], the Heaviside function was not used and resulted in non-physical results.

To simplify the formulation of the equations, the following dimensionless parameters are introduced :

$$\begin{aligned} x_h(t) &= h(t)/h_0, \\ y_h(t) &= \dot{h}(t)/v_0, \\ p(t) &= P(t)/P_M, \\ u(t) &= U(t)Z_c/P_M \end{aligned} \tag{3.3}$$

where $v_0 = h_0\omega_r$ is characteristic of the reed's velocity during free motion, $P_M = K_r h_0$ is the pressure required to completely close the reed channel in static regime and $Z_c = \rho_0 c/S$ is the characteristic impedance of the tube with c the velocity of sound in the medium and S the section of the tube. The motion of the reed and the non-linear coupling can therefore be described by the following equations :

$$\frac{1}{\omega_r}\dot{x}_h(t) = y_h(t), \tag{3.4a}$$

$$\frac{1}{\omega_r}\dot{y}_h(t) = 1 - x_h(t) + p(t) - \gamma - q_r y_h(t), \tag{3.4b}$$

$$u(t) = H\big(x_h(t)\big)\zeta sign\big(\gamma - p(t)\big)x_h(t)\sqrt{|\gamma - p(t)|} \tag{3.4c}$$

where $\zeta = Z_c W\sqrt{\frac{2h_0}{\rho_0 K_r}}$ is the dimensionless reed opening parameter and $\gamma = P_m/P_M$ represents the dimensionless pressure in the musician's mouth. Without control, the oscillation threshold is at $\gamma \simeq 1/3 + \epsilon$ with $\epsilon \ll 1$ [Silva09].

3.3.2.2 State-space model of the resonator

Modal active control makes it possible to control the frequencies and damping factors of the modes of a system. To be able to apply modal active control, however, the system must be expressed in terms of a state-space model, comprising vectors and matrices which describe the system's modal parameters. Here, a state-space model of the resonator of the simplified clarinet is described. The model also incorporates the control system, with microphone (sensor) and speaker (actuator) included, as well as the disturbance (excitation) produced by the reed (see Section 3.3.2.1).

The state-space model of the cylindrical tube used in this paper is derived in [Hong96]. The diameter $2R$ of the tube is sufficiently small compared with its length L_t, that the tube can be considered to be a one-dimensional waveguide with spatial coordinate z, where $0 \leqslant z \leqslant L_t$. In the model, the speaker element of the control system is positioned at $z = z_s$, the microphone at $z = z_m$ and the disturbance is produced at $z = z_d$. They are all at the same position, at the input of the tube ($z_s = z_m = z_d = 0$).
The pressure in the tube, with the speaker incorporated in the tube wall and the reed at the entrance of the tube, is described by the nonhomogeneous equation :

$$\frac{1}{c^2}\ddot{p}(z,t) = p''(z,t) + \rho_0\dot{v}_s(t)\delta(z - z_s) + \frac{\rho_0}{SZ_c}\dot{u}(t)\delta(z - z_d) \tag{3.5}$$

where p is the dimensionless acoustic pressure, v_s the speaker baffle velocity, δ the Kronecker delta and u the dimensionless flow at the input of the instrument. The $'$ and $''$ symbols represent

respectively the first and second order spatial derivatives. The second and third terms of the right-hand side of the equation represent respectively the contribution of the vibration of the control speaker and the contribution of the flow coming from the reed channel at the end of the tube.
Using separation of variables, let

$$p(z,t) = V(z)q(t) \tag{3.6}$$

and consider the homogeneous equation

$$\frac{1}{c^2}\ddot{p}(z,t) = p''(z,t). \tag{3.7}$$

Using equations (3.6) and (3.7) gives

$$V''(z) + \frac{\lambda}{c^2}V(z) = 0. \tag{3.8}$$

Hence,

$$V(z) = \alpha sin(kz) + \beta\cos(kz) \tag{3.9}$$

with $k^2 = \lambda/c^2$, where λ is a positive constant. As the tube is modeled as being closed at one end and open at the other, the following boundary conditions apply :

$$V(L_t) = 0, \tag{3.10}$$

$$V'(0) = 0. \tag{3.11}$$

This implies $\alpha = 0$ and $\cos(kL_t) = 0$, then $k_i = (2i-1)\pi/2L_t$. Therefore

$$V_i(z) = \beta\cos(k_i z). \tag{3.12}$$

$V_i(z)$ is scaled so that

$$\begin{aligned}\left(V_i(z), \frac{1}{c^2}V_j(z)\right) &= \frac{1}{c^2}\int_0^{L_t} V_i(z)V_j(z)dz \\ &= \delta_{ij}\end{aligned} \tag{3.13}$$

where δ_{ij} is the Kronecker delta. This implies that

$$\beta = c\sqrt{\frac{2}{L_t}} \tag{3.14}$$

and thus

$$V_i(z) = c\sqrt{\frac{2}{L_t}}\cos(k_i z) \tag{3.15}$$

where $V_i(z)$ is the amplitude of the mode i at position z.
Returning to the nonhomogeneous equation (3.5), let

$$p(z,t) = \sum_j V_j(z)q_j(t) \tag{3.16}$$

so that

$$\frac{1}{c^2}\sum_j \left[\ddot{q_j}(t) + \lambda_j q_j(t)\right]V_j(z) = \rho_0\dot{v_s}(t)\delta(z-z_s) + \frac{\rho_0}{SZ_c}\dot{u}(t)\delta(z-z_d) \tag{3.17}$$

where $\lambda_j = k_j^2 c^2$. Taking the inner product of both sides of (3.17) with $V_i(z)$ as in (3.10) and (3.11) yields

$$\ddot{q}_i + \lambda_i q_i(t) = b_i u_s(t) + g_i w(t) \tag{3.18}$$

where

$$u_s = \rho_0 \dot{v_s} \tag{3.19}$$

is the command sent to the speaker while the control system is operating, and

$$b_i = V_i(z_s) \tag{3.20}$$

with V_i described in eq.(3.15),

$$w(t) = \frac{\rho_0}{S Z_c} \dot{u} \tag{3.21}$$

is the disturbance signal sent by the reed through the non-linear coupling while the musician is blowing, and

$$g_i = V_i(z_d). \tag{3.22}$$

Equation 3.18 is the undamped normal mode equation for the cylindrical tube. To obtain a state-space description of the cylindrical tube with r modes, without considering the mode of the speaker, and including a proportional modal damping, let

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} q_i \\ \dot{q}_i \end{bmatrix}, \{i = 1...r\} \tag{3.23}$$

where $\mathbf{x}(t)$ is the state vector used in the linear model so that

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u_s(t) + \mathbf{G}w(t), \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{aligned} \tag{3.24}$$

where u_s is defined in eq.(3.19), $w(t)$ is the disturbance signal at $z_d = 0$, $y(t)$ is the output of the system, the acoustic pressure measured at the position of the microphone so that

$$y(t) = p(z_m, t) = \sum_i V_i(z_m) q_i, \tag{3.25}$$

and

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0_{r,r} & \mathbf{I}_{r,r} \\ -\mathrm{diag}(\omega_i^2) & -\mathrm{diag}(2\xi_i\omega_i) \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

is the dynamical matrix which contains the frequencies and damping factors of the resonances of the cylindrical tube (with ω_i and ξ_i respectively denoting the frequency and the damping factor of the ith mode). For a real instrument, over an infinite bandwidth, the dynamical matrix $\mathbf{A}$ is infinite with an infinite number of modes. In this paper, where a modeled instrument is studied over a limited bandwidth, the number of modeled modes is finite. The modal parameters of these modes are extracted from the input impedance of the tube, calculated using transmission matrices with electroacoustical analogues [Rossi86], using a Rational Fraction Polynomials (RFP) algorithm [Richardson82].
Meanwhile, $\mathbf{I}$ is the identity matrix. From eq.(3.18) and (3.19), it follows that

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0_{r,1} \\ b_1 \\ \vdots \\ b_r \end{bmatrix}, \tag{3.27}$$

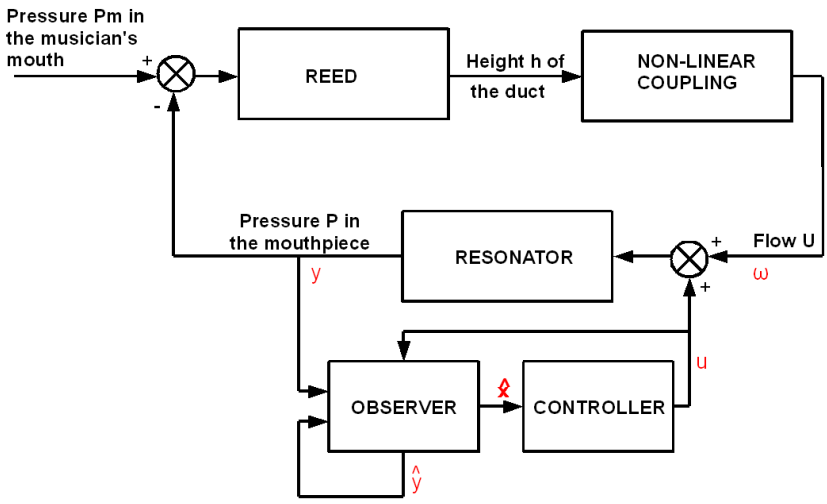


FIGURE 3.2 – Model of a self-sustained wind instrument with control system. w, y and u_s are defined in eq.(3.24). $\hat{y}$ and $\hat{\mathbf{x}}$ are the observer estimations of y and $\mathbf{x}$.

the actuator matrix with b_i described in eq.(3.20). From eq.(3.24) and (3.25), it follows that

$$\mathbf{C} = \left[\begin{array}{cc} V_1(z_m) \cdots V_r(z_m) & 0_{1,r} \end{array} \right], \tag{3.28}$$

the sensor matrix with V_i described in eq.(3.15). Finally, from eq.(3.18) and (3.21), it follows that

$$\mathbf{G} = \left[\begin{array}{c} 0_{r,1} \\ g_1 \\ \vdots \\ g_r \end{array} \right], \tag{3.29}$$

the disturbance matrix with g_i described in eq.(3.22). As with the $\mathbf{A}$ matrix, the $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ and $\mathbf{G}$ matrices are infinitely large for a real instrument. Here, where a modeled instrument is studied, they are finite in size.

3.3.2.3 Modal control

Modal active control is used to modify the modal parameters of the resonances of a system. In other words, to modify their frequencies and damping factors.
To apply modal active control to the resonator of the simplified clarinet, a Luenberger [Luenberger71] observer and a controller are implemented (see Figure 3.2). The observer directly receives what is measured by the microphone; its role is to rebuild the state vector $\mathbf{x}$ using a model of the system and the measurement $y = p$. Let $\mathbf{A}_m$, $\mathbf{B}_m$ and $\mathbf{C}_m$ be the modeled identified matrices of the system used by the observer. In this paper, the model used by the observer has the same number of modes as the clarinet model developed in Section 3.3.2.2 (thus $\mathbf{A}_m = \mathbf{A}$, $\mathbf{B}_m = \mathbf{B}$ and $\mathbf{C}_m = \mathbf{C}$). Meanwhile, let $\hat{\mathbf{x}}(t)$ be the built state vector estimated by the Luenberger observer. $\hat{\mathbf{x}}(t)$ is used by the controller to generate a command $u_s(t)$ that is transmitted through the speaker in order to apply the control to the resonator. This command $u_s(t)$, the same as in eq.(3.24), can be expressed as

$$u_s(t) = -\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}}(t) \tag{3.30}$$

where $\mathbf{K}$ is the control gain matrix used to move the poles s_i of the system. $\mathbf{K}$ is determined, together with the $\mathbf{A}_m$ and $\mathbf{B}_m$ matrices, using a pole placement algorithm (in this work, the algorithm developed by Kautsky et al [Kautsky85] is used).
The frequencies and damping factors of the resonator may be defined through the poles s_i of the $\mathbf{A}_m$ matrix, that is its eigenvalues, so that [Preumont11] :

$$\begin{aligned} Re(s_i) &= -\xi_i \omega_i, \\ Im(s_i) &= \pm \omega_i \sqrt{1-\xi_i^2}. \end{aligned} \tag{3.31}$$

By using control gains $\mathbf{K}$, these poles can be moved in order to reach new, target values for the resonator's frequencies (angular frequencies ω_{i_t}) and damping factors (ξ_{i_t}). These new poles are the eigenvalues of $\mathbf{A}_m - \mathbf{B}_m\mathbf{K}$.
Control of this type is referred to as proportional state control. The dynamics of this observer can be written :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{A}_m \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_m u_s(t) + \mathbf{L}(y(t) - \hat{y}(t)), \\ \hat{y}(t) &= \mathbf{C}_m \hat{\mathbf{x}}(t) \end{aligned} \tag{3.32}$$

where $\mathbf{L}$ is the observer gain vector. $\mathbf{L}$ is chosen such that the error between the measurement and its estimation, $e_y = y - \hat{y}$, converges to zero. It is calculated using a Linear Quadratic Estimator (LQE) algorithm. The $\hat{}$ symbol represents the estimations of the observer. $u_s(t)$ is calculated in eq.(3.30).
In the next section, transfer functions are carried out for both without control and with control (closed loop) conditions. Without control, the system of Figure 3.1 is described by :

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{G}w(t), \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t). \end{aligned} \tag{3.33}$$

The transfer function H_{WC} of such a system is then [Chomette10] :

$$H_{WC}(s) = \frac{y}{w} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{G} \tag{3.34}$$

With control applied, the system of Figure 3.2 is described by eq.(3.24), (3.32) and (3.30). The closed loop transfer function H_{CL} is then [Chomette10] :

$$\begin{aligned} H_{CL}(s) &= \frac{y}{w} \\ &= \mathbf{C}(s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}(s\mathbf{I} - (\mathbf{A}_m - \mathbf{B}_m\mathbf{K} - \mathbf{L}\mathbf{C}_m))^{-1}\mathbf{L}\mathbf{C}))^{-1}\mathbf{G} \end{aligned} \tag{3.35}$$

The modal parameters of the transfer functions calculated with eq.(3.34) and (3.35) are extracted using a RFP algorithm, as for eq.(3.26).

The sounds and attack transients resulting from the simulations are also presented and discussed over the remainder of the paper.

3.3.3 Simulations

In order to validate the control and to observe its possible effects on the playing frequency, timbre and playability of notes produced by the modeled clarinet, a series of simulations is presented. The simulations are carried out using the Bogacki-Shampine method (*ode3* under

L_t	0.57 m	R	0.007 m
f_r	1500 Hz	q_r	1
K_r	8×10^6 N/m	h_0	3×10^{-4} m
W	0.0015 m		

TABLEAU 3.1 – Parameters used to characterise the tube and the reed [Karkar12a].

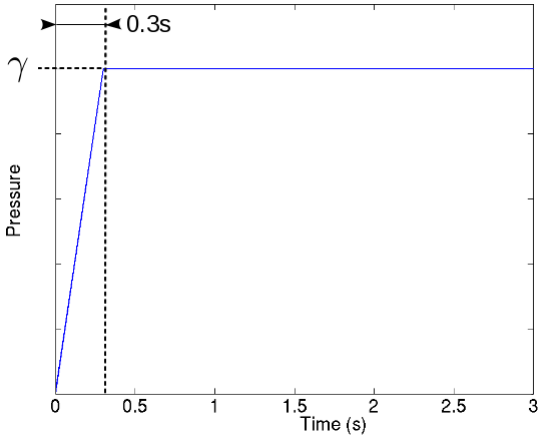


FIGURE 3.3 – Shape of the dimensionless pressure input used for the simulations.

Simulink) with a sample time of 1/44100 seconds, and a simulation time of 3 seconds.
In the simulations, the controlled resonator described by eq.(3.24), (3.30) and (3.32) is excited by a flow u (eq.(3.21)) obtained through the non-linear coupling (eq.(3.4c)) between it and the reed model (eq.(3.4a) and (3.4b)) on which a mouth pressure is applied. Figure 3.3 shows the shape of the dimensionless input pressure used. The resultant pressure generated within the resonator (cylindrical tube) is then fed back into the reed model and the non-linear coupling thereby ensuring the feedback between the reed and the resonator is accurately modeled.
In addition, the Luenberger observer measures the acoustic pressure at the input of the resonator throughout the simulation and reports to the controller which provides a second excitation for the resonator.
The characteristics of the modeled tube and reed are reported in Table 3.1 [Karkar12a]. Only the first 8 resonances of the tube are modeled.
Four sets of simulations are described. The first set provides examples of the control of the frequency and damping of the first resonance, in order to establish the efficiency of the control. The second and third sets provide maps which show the effects of the control of both the frequency and the damping of the first resonance, on the note produced by the virtual instrument. Finally, the fourth set provides an example of the control of the frequency and damping of the second resonance of the modeled tube, in order to verify the efficiency of the control on a resonance other than the first one. The effects of the control on the sound spectrum (calculated with the measured acoustic pressure) and the attack transient are studied. To emphasise their musical meaning, frequency differences are described in terms of cents (a semi-tone is 100 cents).

3.3.3.1 Examples of control of the frequency and damping of the first resonance

In this first set of simulations, the efficiency of the control of the first resonance, in terms of both frequency and damping, is investigated. Four different cases are presented :

— Case 0 : No control ;
— Case 1 : The control is applied with the intention of changing the frequency of the first resonance, from 149 Hz to 120 Hz ;

— Case 2 : The control is applied with the intention of reducing the damping of the first resonance ξ_{1_n} by a factor of 2 ;
— Case 3 : The control is applied with the intention of changing the frequency of the first resonance, from 149 Hz to 120 Hz and reducing its damping by a factor of 2.

Figure 3.4 shows the transfer functions of the tube in the four cases. These transfer functions have been determined using eq.(3.34) (case 0) and eq.(3.35) (cases 1, 2 and 3) with the modal parameters extracted from calculated input impedance using an RFP algorithm. Table 3.2 shows the modal parameters of the first resonance of the transfer functions for the four cases. For cases 1 to 3, the table also shows the differences between the intended (target) frequencies and damping factors and the frequencies and damping factors that were actually observed. The controller is very accurate, with no error on the frequency and only 0.6% error for the damping. In all the cases, the amplitude is also affected with an increase of between 4.1 dB (case 1) and 10.1 dB (case 3). When the control changes the frequency (cases 1 and 3), the amplitude of the third resonance is also affected, with a decrease of 0.3 dB.
Further explorations of the effects of the control have shown that increasing the frequency of the first resonance results in a decrease in its amplitude while decreasing the frequency of the first resonance results in an increase in its amplitude.
Figure 3.5 shows the sound spectra of the steady-states of the sound produced by the system in the four cases, with a dimensionless mouth pressure $\gamma = 0.4$. With the control applied, the simulation still produces a sound whose pitch is based on the first resonance of the system. Envelopes are drawn on the four sound spectra to help illustrate the number of apparent harmonics (i.e., harmonics that are visible above the background noise level) in each sound. It can be seen that when the control is applied with the intention of changing the frequency of the first resonance (cases 1 and 3), the number of apparent harmonics in the sound spectrum is reduced. The reason for this is that the shifting of the first resonance frequency has caused it to be no longer harmonically related to the frequencies of the higher resonances. As a result, the upper harmonics in the sound are weakened. Conversely, when the control is applied with the intention of reducing the damping of the first resonance, the number of apparent harmonics in the sound is increased. It can be seen that the sound spectrum in case 2 has more apparent harmonics than the spectrum in case 0, and the sound spectrum in case 3 has more apparent harmonics than the spectrum in case 1. The effect of decreasing the damping is similar to that of increasing the mouth pressure. With the observed changes in the relative amplitudes of the harmonics in the sound spectra across the four cases, it is clear that the control has an effect (in terms of both intonation and timbre) on the sound produced by the virtual instrument.
Figure 3.6 shows the attack transients of the self-sustained system in the four cases, with $\gamma = 0.4$ (remember that in each case the mouth pressure applied to the reed model is as shown in Figure 3.3). It can be seen from Figure 3.6 that the attack transient is shorter in the cases where the control is applied ; it is 1.05 seconds in duration when there is no control, 0.12 s shorter (11 % decrease) in case 1, 0.21 s shorter (19 % decrease) in case 2 and 0.34 s shorter (31 % decrease) in case 3. The amplitude of the signal is also affected, with increases of 19 % (case 1 and 2) and 32 % (case 3), but the waveform (not shown on the figure) is not affected. With the observed changes in the attack transient of the sound produced across the four cases, it is clear that the control has an effect on the onset of the note and appears to be affecting the playing characteristics of the virtual instrument.

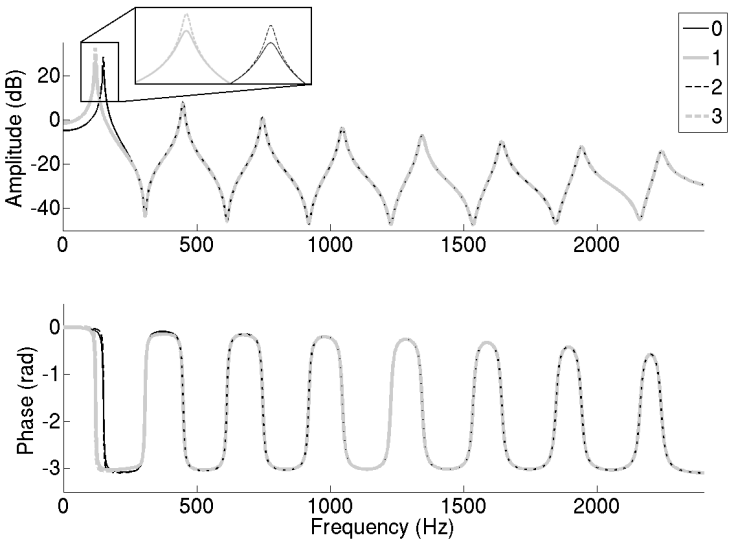


FIGURE 3.4 – Top : Transfer functions of the system in cases 0 (uncontrolled, solid black line), 1 ($f_1 = 120\,\text{Hz}$, solid grey line), 2 (ξ_{1_n} reduced by a factor of 2, dash black line) and 3 ($f_1 = 120\,\text{Hz}$ and ξ_{1_n} reduced by a factor of 2, dash grey line). The transfer functions are calculated using eq.(3.34) (case 0) and eq.(3.35) (cases 1 to 3). Bottom : Phases of the transfer functions in cases 0 (solid black line), 1 (solid grey line), 2 (dash black line) and 3 (dash grey line).

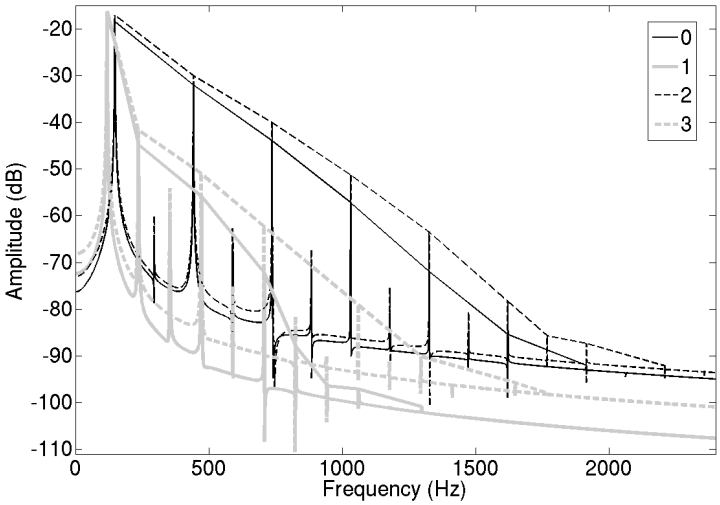


FIGURE 3.5 – Enveloped sound spectra of the self-sustained oscillating system in cases 0 (uncontrolled, solid black line, **Listen**), 1 ($f_1 = 120\,\text{Hz}$, solid grey line, **Listen**), 2 (ξ_{1_n} reduced by a factor of 2, dash black line, **Listen**) and 3 ($f_1 = 120\,\text{Hz}$ and ξ_{1_n} reduced by a factor of 2, dash grey line, **Listen**), with $\gamma = 0.4$.

TABLEAU 3.2 – Modal parameters (frequency, amplitude, damping) of the first resonance of the transfer functions in Figure 3.4 in cases 0 (uncontrolled), 1 ($f_1 = 120\,\text{Hz}$), 2 (ξ_{1_n} reduced by a factor of 2) and 3 ($f_1 = 120\,\text{Hz}$ and ξ_{1_n} reduced by a factor of 2) and differences between attempted and obtained frequency and damping in cases 1 to 3. Frequencies and damping factors are extracted using a RFP algorithm.

Case	0	1	2	3
Frequency (Hz)	149	120	149	120
Differences (Cents)	NA	0	0	0
Damping	0.0179	0.0180	0.0089	0.009
Differences (%)	NA	0.6	0.6	0.6
Amplitude (dB)	22.5	26.6	28.5	32.6

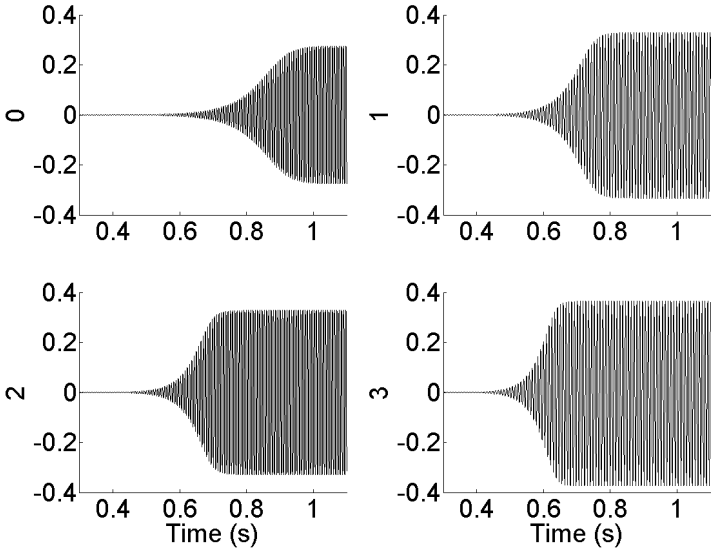


FIGURE 3.6 – Attack transients of the self-sustained oscillating system with $\gamma = 0.4$. Top left : Case 0 (uncontrolled). Top right : Case 1 ($f_1 = 120\,\text{Hz}$). Bottom left : Case 2 (ξ_{1_n} reduced by a factor of 2). Bottom right : Case 3 ($f_1 = 120\,\text{Hz}$ and ξ_{1_n} reduced by a factor of 2).

3.3.3.2 Control of the frequency of the first resonance

This second set of simulations further explores the effects of the control on the frequency of the first resonance. In the simulations, the control is applied such that the frequency of the first resonance f_1 is varied from 20 Hz to 300 Hz in 1 Hz steps. For each frequency, the value of the dimensionless mouth pressure γ is varied from 0 (null pressure in the mouth of the musician) to 1 (the reed channel is closed in static regime) in 0.002 steps. In total, 140781

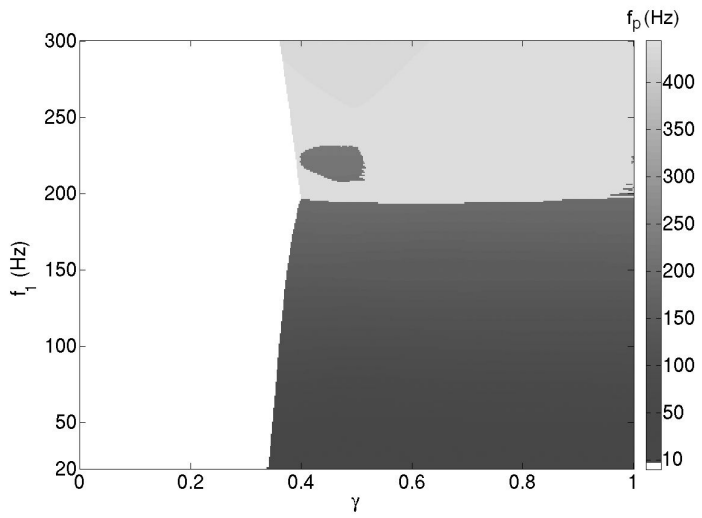


FIGURE 3.7 – Map of the playing frequencies f_p (indicated by the depth of shading) of the notes played by the simulations plotted with respect to the frequency of the first resonance f_1 (ordinate) and to the pressure in the mouth of the musician γ (abscissa). White regions correspond to conditions under which no note is produced.

separate simulations are performed.
Figure 3.7 shows the entire search space covered by the simulations. The shaded regions correspond to conditions (first resonance frequencies and mouth pressure) which provide self-sustained oscillation. That is, conditions under which a note is produced. The depth of the shading (from light gray to black) indicates the playing frequencies of the note produced. (In this paper, the fundamental frequency of any given note produced by the virtual instrument is considered to be the playing frequency of that note.) The white regions correspond to conditions under which no note is produced. That is, conditions which do not support self-sustained oscillation. It can be seen that, provided the dimensionless mouth pressure is greater than approximately 0.4, stable solutions exist for all the first resonance frequencies tested in the simulations. This observation regarding the oscillation threshold (minimum mouth pressure which provides self-sustained oscillation) corroborates Section 3.3.2.1.

Examination of Figure 3.7 reveals two main shaded regions ; a black region in the bottom right corner of the map and a largely gray region in the top right corner of the map.
The black region corresponds to conditions that result in the playing frequency (and therefore the pitch) of the note produced by the virtual clarinet being based on the first resonance of the system. Broadly speaking, these conditions occur when the dimensionless mouth pressure falls in the range $0.34 < \gamma < 1$ and when the first resonance frequency falls in the range 20 Hz $< f_1 <$ 196 Hz. However, close inspection of the left hand side of the black region reveals that the oscillation threshold (i.e., the mouth pressure at which the first non-white pixel is reached as one moves horizontally across the figure) actually increases from 0.34 to 0.4 as the frequency of the first resonance is increased. Within the black region, the playing frequencies range from 10 Hz to 194.3 Hz.
The gray region corresponds to conditions under which the playing frequency (and thus the

pitch) of the note produced by the virtual clarinet becomes based on the second resonance of the system. (The effect is similar to that which results from opening a register key in a real wind instrument, where the amplitude of the first resonance is reduced and its frequency is altered so that there is no longer a harmonic relationship with the higher resonance frequencies [Mamou-Mani12].) In general, these conditions occur when the dimensionless mouth pressure falls in the range $0.362 < \gamma < 1$ and when the first resonance frequency falls in the range $197\,\text{Hz} < f_1 < 300\,\text{Hz}$. However, close inspection of the left hand side of the gray region reveals that the oscillation threshold actually decreases from 0.4 to 0.362 as the frequency of the first resonance is increased. Without any control applied, the first two resonance frequencies of the cylindrical tube are 149 Hz and 448 Hz respectively. The control is applied with the intention of shifting the first resonance frequency ; the second resonance frequency of the resonator should remain unchanged at 448 Hz. However, within the gray region where the note produced is based on the second resonance of the system, the playing frequencies do not match this second resonance frequency exactly ; instead they range from 434.9 Hz to 444.6 Hz.
Within the gray region of Figure 3.7, there is a small darker region corresponding to specific conditions where the playing frequency (pitch) of the note produced by the virtual clarinet once again becomes based on the first resonance frequency of the instrument. These conditions occur when the dimensionless mouth pressure is in the range $0.474 < \gamma < 0.516$ and when the first resonance frequency is in the range $208\,\text{Hz} < f_1 < 224\,\text{Hz}$. The reason that the playing frequency becomes based on the first resonance frequency under these conditions can be understood if it is recalled that the resonator of the virtual instrument is a closed-open cylindrical tube. Without control applied, the frequencies of the first two resonances of the tube have a harmonic relationship, with $f_2 = 3 \times f_1$. When the control is applied, the frequency of the first resonance is altered so that, in general, it no longer has a harmonic relationship with the higher resonance frequencies. However, under the conditions corresponding to the small darker region, the first resonance frequency is shifted upwards such that the frequencies of the first two resonances of the tube are once more approximately harmonically related, with now $f_2 = 2 \times f_1$.

Figure 3.8 shows the sound spectra of three notes obtained from the simulations with a dimensionless mouth pressure of $\gamma = 0.5$; with no control applied and with control applied to give first resonance frequencies of 30 Hz and 194 Hz.
When $f_1 = 30\,\text{Hz}$, the playing frequency of the note is based on the first resonance of the system. The low first resonance frequency results in closely spaced harmonics in the spectrum. However, these harmonics tend to be low in amplitude because the majority are not supported by the higher resonances of the tube (which are not harmonically related in frequency to the first tube resonance). It is only when the frequencies of the harmonics happen to coincide with those of the higher resonances of the tube (at around 448 Hz, for example, which is the second resonance frequency) that their amplitudes become greater. It should be noted that in the simulations, the dynamics of the loudspeaker are not modeled. This makes it possible to alter the first resonance frequency by such a large amount and still produce a sound. In reality, the loudspeaker dynamics will prevent the control from achieving such a large degree of variation of the resonance frequencies.
When $f_1 = 194\,\text{Hz}$ with a mouth pressure of $\gamma = 0.5$, the playing frequency is based on the first resonance of the system, and it is at the edge of the register change. The high first resonance frequency results in an increase in the frequency separation of the harmonics in the

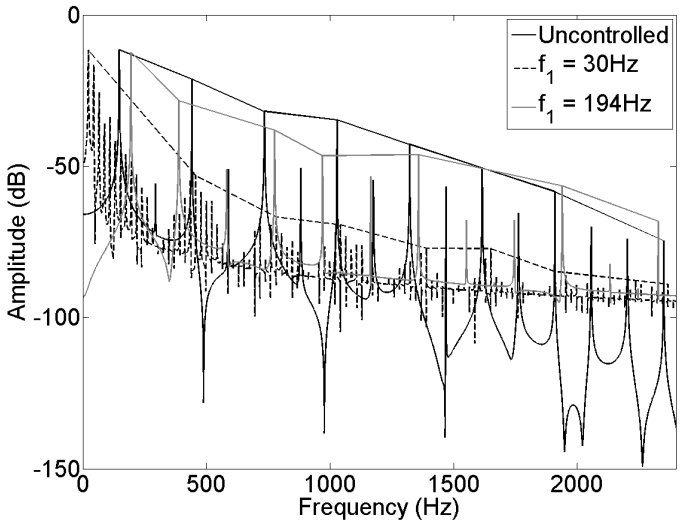


FIGURE 3.8 – Enveloped sound spectra of notes produced by the uncontrolled (solid black line, **Listen**) self-sustained oscillating system and by the system with 2 cases of control applied, $f_1 = 30\,\text{Hz}$ (dash black line, **Listen**) and $f_1 = 194\,\text{Hz}$ (solid gray line, **Listen**), and with $\gamma = 0.5$.

spectrum. It can be seen that at lower frequencies (under 1650 Hz), these harmonics have a lower amplitude compared to the uncontrolled system, because they are not supported by the higher resonances of the tube (which are not harmonically related in frequency to the first tube resonance). At higher frequencies, especially for the harmonics with frequency 1940 Hz and 2328 Hz, this amplitude becomes higher compared to the system with no control, suggesting that these harmonics may coincide in frequency with (and hence be supported by) higher resonances of the tube.

Figure 3.9 shows the playing frequencies f_p observed in the black region of Figure 3.7 ($20\,\text{Hz} < f_1 < 196\,\text{Hz}$) plotted with respect to the mouth pressure γ. Each line corresponds to a single value of f_1 (i.e., a single target first resonance frequency) and the lines go up in 2 Hz steps. Figure 3.9 therefore shows the behaviour of the system when the mouth pressure is increased. There are three zones where the lines converge, highlighted by arrows on the right side of the figure.
The region indicated by the first arrow corresponds to a frequency range where the controlled f_1 is approximately harmonically related to the other resonances of the tube (that is, $f_2 = 3 \times f_1$, $f_3 = 5 \times f_1$, and so on). Therefore over this range the reed will be strongly supported (by all the resonances) in opening and closing at a rate approximately equal to $f_2/3$, that is at a frequency close to the value of f_1 when no control is applied. Therefore, the playing frequency f_p in this region is approximately equal to $f_2/3$.
Similarly, the region indicated by the second arrow corresponds to a frequency range where the controlled f_1 is approximately harmonically related to the second resonance of the tube ($f_2 = 4 \times f_1$). Over this range the reed will be strongly supported (by both the first and second resonances) in opening and closing at a rate approximately equal to $f_2/4$. Therefore,

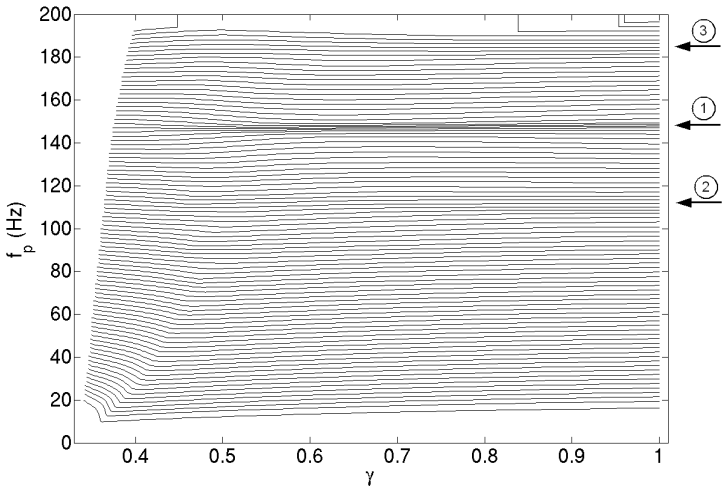


FIGURE 3.9 – Playing frequencies f_p observed in the black region of Figure 3.7 ($20\,\text{Hz} < f_1 < 196\,\text{Hz}$) plotted with respect to the mouth pressure γ. Each line stands for a single value of f_1 (i.e., a single target first resonance frequency). The first arrow indicates a region such that $f_1 \approx f_2/3$, the second arrow indicates a region around $f_1 \approx f_2/4$, and the third arrow indicates a region around $f_1 \approx f_3/4$.

the playing frequency f_p in this region is approximately $f_2/4$.
And the region indicated by the third arrow corresponds to a frequency range where the controlled f_1 is approximately harmonically related to the third resonance of the tube ($f_3 = 4 \times f_1$). For this frequency range, the reed will be strongly supported by the first and third resonances in opening at a rate approximately equal to $f_3/4$. Therefore, the playing frequency f_p in this region is approximately $f_3/4$.

3.3.3.3 Control of the damping of the first resonance

This third set of simulations further explores the effects of the control on the damping of the first resonance. In the simulations, the control is applied such that the natural damping of the first resonance ξ_{1_n} is :

- Increased by factors from 0 to 1.15 (times the natural damping (ξ_{1_n})) in 0.05× steps ;
- Increased by factors from 1.2 to 5.4 in 0.2× steps ;
- Increased by factors from 5.5 to 10.5 in 0.5× steps ;
- Increased by factors from 11 to 20 in 1× steps.

For each damping value, the value of the dimensionless mouth pressure γ is varied from 0 (null pressure in the mouth of the musician) to 1 (the reed channel is closed in static regime) in 0.002 steps. In total, 33567 separate simulations are performed.
Figure 3.10 shows the entire search space covered by the simulations. As before, the shaded regions correspond to conditions (first resonance frequencies and mouth pressure) which provide self-sustained oscillation. That is, conditions under which a note is produced. The depth of the shading (from light gray to black) indicates the playing frequencies of the note produced. The white regions correspond to conditions under which no note is produced. That is,

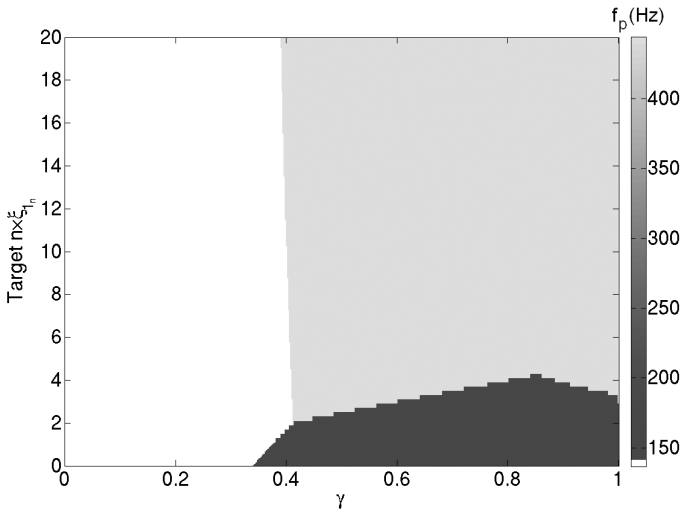


FIGURE 3.10 – Map of the playing frequencies (indicated by the depth of shading) of the notes played by the simulations plotted with respect to the target modification of the damping of the first resonance (ordinate, $\xi_1 = value \times \xi_{1_n}$) and to the pressure in the mouth of the musician γ (abscissa). White regions correspond to conditions under which no note is produced.

conditions which do not support self-sustained oscillation. It can be seen that, provided the dimensionless mouth pressure is greater than approximately 0.4, stable solutions exist for all the first resonance damping factors tested in the simulations. This observation regarding the oscillation threshold also corroborates Section 3.3.2.1.

Examination of Figure 3.10 reveals two main shaded regions ; a black region in the bottom right corner of the map and a large gray region in the top right corner of the map.

The black region corresponds to conditions that result in the playing frequency (and therefore the pitch) of the note produced by the virtual clarinet being based on the first resonance of the system. Broadly speaking, these conditions occur when the dimensionless mouth pressure falls in the range $0.34 < \gamma < 1$ and when the first resonance damping factor falls in the range $0 \times \xi_{1_n} < \xi_1 < 4.2 \times \xi_{1_n}$. However, close inspection of the left hand side of the black region reveals that the oscillation threshold (i.e., the mouth pressure at which the first non-white pixel is reached as one moves horizontally across the figure) actually increases from 0.34 to 0.41 as the damping of the first resonance is increased. Within the black region, the playing frequencies range from 146.7 Hz to 147.9 Hz, which is a little under the frequency of the first resonance, 149 Hz.

The gray region corresponds to conditions under which the playing frequency (and thus the pitch) of the note produced by the virtual clarinet becomes based on the second resonance of the system. In general, these conditions occur when the dimensionless mouth pressure falls in the range $0.39 < \gamma < 1$ and when the first resonance damping factor falls in the range $2 \times \xi_{1_n} < \xi_1 < 20 \times \xi_{1_n}$. However, close inspection of the left hand side of the gray region reveals that the oscillation threshold actually decreases from 0.41 to 0.39 as the damping of the first resonance is increased. Within the gray region the playing frequencies range from 440.3 Hz to 444 Hz, which is close to the frequency of the second resonance, 448 Hz.

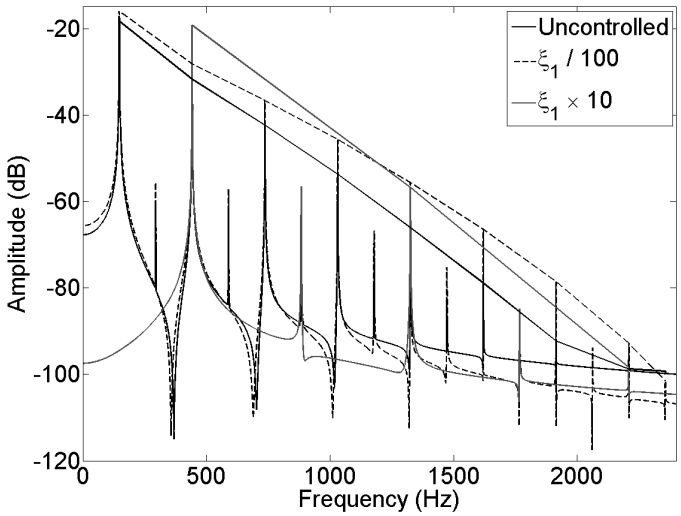


FIGURE 3.11 – Enveloped sound spectra of notes produced by the uncontrolled (solid black line, **Listen**) self-sustained oscillating system and by the system with 2 cases of control applied, ξ_{1_n} reduced by a factor of 100 (dash black line, **Listen**) and ξ_{1_n} increased by a factor of 10 (solid gray line, **Listen**), and with $\gamma = 0.41$.

The black region extends up to a damping value of $4.2 \times \xi_{1_n}$ at a mouth pressure $\gamma = 0.85$. This is the largest damping value possible before a change in register occurs. Indeed, at this point, increasing or decreasing the mouth pressure results in a register change from the first register to the second register (i.e., the playing frequency (and thus the pitch) of the note produced by the virtual clarinet becomes based on the second resonance).
Figure 3.11 shows the sound spectra of three notes obtained from the simulations with a dimensionless mouth pressure of $\gamma = 0.41$; with no control applied and with control applied to give first resonance damping factors reduced by a factor of 100, and increased by a factor of 10.
When ξ_{1_n} is reduced by a factor of 100, the playing frequency of the note is based on the first resonance of the system. Reducing the damping in this way results in an increase of the amplitude of all the harmonics (from +2.5 dB to +12.5 dB), with one more apparent harmonic (i.e., harmonic that is visible above the background noise level). This effect is similar to increasing the mouth pressure.
When ξ_{1_n} is increased by a factor of 10, the playing frequency of the note is based on the second resonance of the system. The last apparent harmonic in the sound spectrum is the same as for the sound produced with no control applied, but as the playing frequency is now based on the second resonance of the system, the number of harmonics in the spectrum is decreased by a factor of 3.

3.3.3.4 Example of control of the frequency and damping of the second resonance

Sections 3.3.3.1, 3.3.3.2 and 3.3.3.3 explored the effects of the control of the frequency and damping of the first resonance of the modeled tube. It is also possible to apply the active

control to the other tube resonances.
In this fourth set of simulations, an example of the control of the second resonance, in terms of both frequency and damping, is presented. The control is applied with the intention of modifying the frequency of the second resonance from $f_2 = 448\,\text{Hz}$ to $f_2 = 470\,\text{Hz}$ and reducing its damping value by a factor of 2.

Figure 3.12 shows the transfer functions of the uncontrolled tube and the tube with control applied. These transfer functions have been determined using eq.(3.34) (uncontrolled tube) and eq.(3.35) (control applied) with the modal parameters extracted from the calculated input impedance using an RFP algorithm. Table 3.3 shows the modal parameters of the first 8 resonances of the transfer functions without control and with control applied. The table also shows the differences between the intended (target) frequencies and damping factors and the frequencies and damping factors that were actually observed. Modifications of the amplitude due to the control are also observed. As only the second resonance is controlled, for all the other seven resonances the intended values are the same as the values when uncontrolled. The controller is very accurate for the frequency and damping, with no error on the frequency of the controlled resonance and no more than 3 % error for the damping. The amplitude of the controlled resonance is however affected with an increase of 5 dB. The amplitude of all the other resonances is also affected with a decrease of 0.7 dB of the first resonance, and increases of between 0.1 dB (resonances 6 to 8) and 0.6 dB (resonance 3).

Figure 3.13 shows the sound spectra of the steady-states of the sound produced by the system when uncontrolled and with the control applied, with a dimensionless mouth pressure $\gamma = 0.4$. With the control applied, the simulation still produces a sound whose pitch is based on the first resonance of the system. However, it can be seen that with the control, the number of apparent harmonics (i.e., harmonics that are visible above the background noise level) in the sound spectrum is reduced. The reason for this is that the shifting of the second resonance frequency has caused it to be no longer harmonically related to the frequency of the first resonance. As a result, the strength of the second harmonic in the sound is weakened, as well as the strength of the upper harmonics. With the observed changes in the relative amplitudes of the harmonics in the sound spectra, it is clear that the control of the second resonance also has an effect (in terms of timbre) on the sound produced by the virtual instrument.

Figure 3.14 shows the attack transients of the self-sustained system when uncontrolled and with the control applied, with $\gamma = 0.4$ (the mouth pressure applied to the reed model is as shown in Figure 3.3). Remember that even with the control applied, the model still produces a sound whose pitch is based on the first resonance of the system. It can be seen from Figure 3.14 that the attack transient is longer when the control is applied; it is 1.05 seconds in duration when there is no control, 0.12 s longer (11 % increase) when the control is applied. The amplitude of the signal is also affected, with an increase of 4 %, and the waveform is modified, from a square-like signal to a more sinusoidal-shaped signal. With the observed changes in the attack transient of the sound produced, it is clear that the control of the second resonance also has an effect on the onset of the note and appears to be affecting the playing characteristics of the virtual instrument.

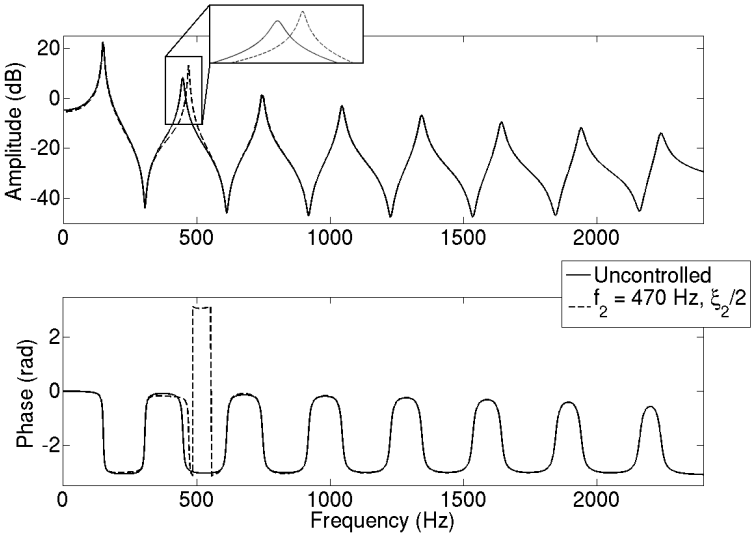


FIGURE 3.12 – Top : Transfer functions of the system without control (solid black line) and with control applied with the aim of modifying the frequency of the second resonance, from $f_2 = 448\,\text{Hz}$ to $f_2 = 470\,\text{Hz}$ and reducing its damping by a factor of 2 (dash black line). Bottom : Phases of the transfer functions with no control (solid black line) and with control applied (dash black line).

TABLEAU 3.3 – Modal parameters (frequency, amplitude, damping) of the resonances of the transfer functions (Figure 3.12) of the uncontrolled (U) and controlled (C) tubes and differences between intended (T) and obtained values. For resonances 1 and 3 to 8, intended values and values when uncontrolled are the same. Frequencies and damping are extracted using a RFP algorithm.

Resonance		1	2	3	4	5	6	7	8
	U	149	448	746	1046	1344	1643	1942	2242
Frequency (Hz)	C	149	470	746	1046	1344	1643	1942	2242
			(T : 470)						
Difference (cents)		0	0	0	0	0	0	0	0
	U	0.0178	0.0105	0.0082	0.0071	0.0065	0.006	0.0057	0.0054
Damping	C	0.0178	0.0055	0.0083	0.0072	0.0067	0.0059	0.0056	0.0053
			(T : 0.0053)						
Difference (%)		0	3	1	1	1	1	1	1
Amplitude (dB)	U	22.5	8.1	1.3	-3.3	-6.8	-9.6	-12	-14
	C	21.8	13.1	1.9	-3	-6.6	-9.5	-11.9	-13.9
Difference (dB)		-0.7	+5	+0.6	+0.3	+0.2	+0.1	+0.1	+0.1

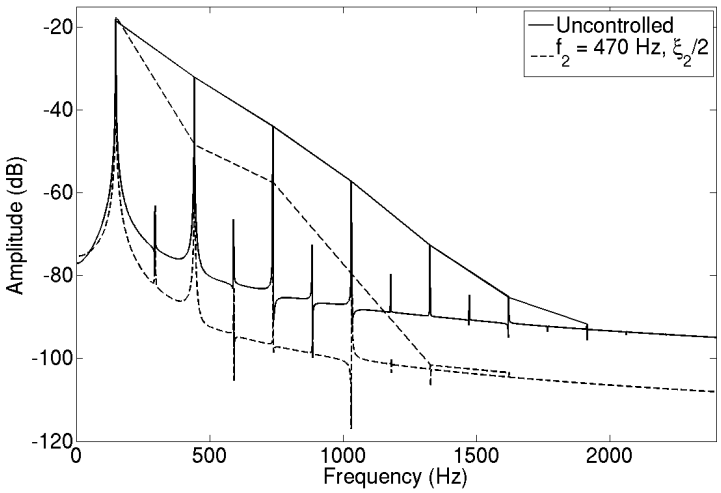


FIGURE 3.13 – Enveloped sound spectra of the notes produced by the self-sustained oscillating system without control (solid black line, **Listen**) and with control applied with the aim of modifying the frequency of the second resonance, from $f_2 = 448\,\text{Hz}$ to $f_2 = 470\,\text{Hz}$ and reducing its damping by a factor of 2 (dash black line, **Listen**), with $\gamma = 0.4$.

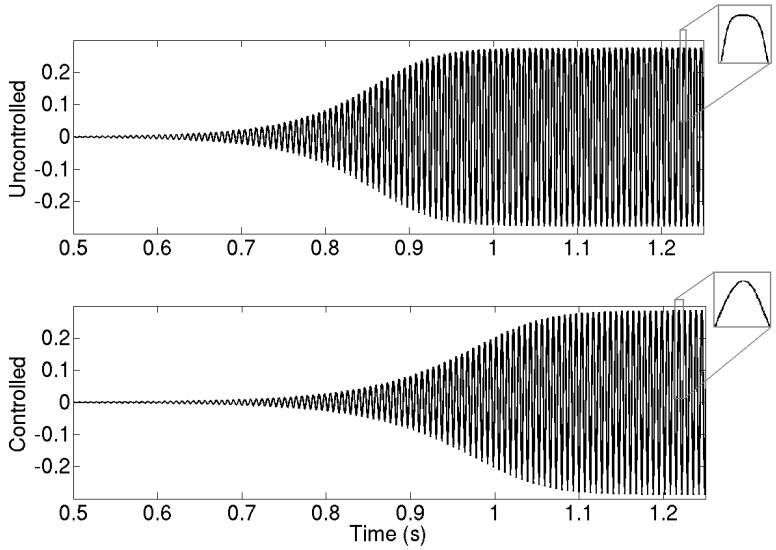


FIGURE 3.14 – Attack transients of the self-sustained oscillating system with $\gamma = 0.4$. Top : uncontrolled. Bottom : control applied with the aim of modifying the frequency of the second resonance, from $f_2 = 448\,\text{Hz}$ to $f_2 = 470\,\text{Hz}$ and reducing its damping by a factor of 2.

3.3.4 Conclusion and perspectives

In this paper, simulations of modal active control using linear quadratic estimator and pole placement algorithms applied to a model of a self-sustained simplified clarinet in order to modify its emitted sound and playability have been presented. To the authors' knowledge, it is the first time that such a control has been applied to a self-sustained system. Effects of this control have been studied with four sets of simulations. Modifications were observed of :

— the pitch of the sound produced by the instrument,
— the strength of the harmonics of the sound,
— the oscillation threshold.

The controller has been shown to be very accurate with respect to the control of the damping and frequency of the first resonance. Similar levels of accuracy have been demonstrated when controlling a higher resonance (the second resonance), although in this case the control led to unintended modifications of the amplitudes of the uncontrolled resonances. Meanwhile, the control of the first and second resonances has been shown to lead to modifications in the sound spectra and attack transients of notes produced by the modeled simplified clarinet. The harmonics in the sound spectra were observed to be weakened as a result of either frequency changes or increases in damping of the resonances, and strengthened as a result of decreases in damping. Moreover, large increases in the frequency and/or damping of the first resonance resulted in a reduction in its amplitude leading to a change in the register of the note produced. This effect is the same as that resulting from opening a register hole in a real wind instrument.

Although the simulations have demonstrated the great potential of modal active control for modifying the frequencies and damping values of the resonances of a wind instrument, it should be noted that no consideration has so far been given to the dynamics of the loudspeaker used to apply the control. These loudspeaker dynamics will place restrictions on the extent to which the frequencies and damping values of a given resonance can be modified. It is planned to take into account the loudspeaker properties in the simulations in order to make them more realistic. A study of the limits and possibilities of the control of all the resonances (i.e., the limits of the pole placement with respect to the mouth pressure) will then be carried out. In addition, the optimal positions of the sensor (microphone) and actuator (loudspeaker) will be investigated. It is then planned to apply the control to a real simplified instrument.

Acknowledgments

This work was carried out during the PhD of Thibaut Meurisse, funded by Agence Nationale de la Recherche (ANR IMAREV project) and Université Pierre et Marie Curie (UPMC, Paris 6). We thank gratefully Sami Karkar and Fabrice Silva for their help with their clarinet model. We also thank Simon Benacchio for his support about the LQE algorithm. We thank the Newton International Fellowship scheme for funding the collaboration between France and UK.

Chapitre 4

Contrôle Actif Modal d'une Clarinette : Expérimentation

Sommaire

4.1 Introduction 79
4.2 Modèle dans l'espace d'état 79
4.2.1 Résonateur 79
4.2.2 Contrôle modal 80
4.3 Instrument étudié : la "clarinette basse simplifiée" 82
4.4 Identification des paramètres modaux 84
4.5 Commandabilité, observabilité et adimensionnement 86
4.6 Application du contrôle 88
4.7 Validation du contrôle 88
4.8 Étendue des possibilités du contrôle 90
4.9 Étude de cas 94
4.9.1 Contrôle de la fréquence de la résonance 7 94
4.9.2 Contrôle de l'amortissement de la résonance 7 97
4.9.3 Contrôle de l'amortissement des résonances 4 à 10 100
4.9.4 Contrôle de la fréquence des résonances 3 à 5 103
4.9.5 Contrôle de l'amortissement et de la fréquence des résonances 3 à 9 . 106
4.10 Limites 110
4.11 Conclusion 113



4.1 Introduction

En Section 3.3, il a été démontré que le contrôle modal peut-être appliqué de façon stable à des systèmes auto-oscillants. Les simulations ont montré un potentiel important pour la modification des paramètres modaux (fréquence et amortissement) des résonances du résonateur d'un instrument à vent. Ce contrôle va donc être appliqué à la "clarinette basse simplifiée" présentée en Section 1.3.2 (un tube cylindrique couplé à une embouchure de clarinette basse avec une anche). Les travaux présentés ici ont fait l'objet de publications (en congrès [Meurisse14a] et en review [Meurisse14c]).
En passant des simulations à l'expérience, quelques modifications doivent être apportées au modèle dans l'espace d'état. En particulier, les matrices **B** et **C**, définies de manière analytique pour les simulations, seront ici déterminées par identification à partir d'une mesure de fonction de transfert. Le modèle sera donc décrit une seconde fois ici. Ensuite, les mesures réalisées sur la "clarinette basse simplifiée" seront présentées. Pour pouvoir y appliquer le contrôle modal, il faut tout d'abord identifier ses paramètres modaux. Le contrôle est ensuite validé par la comparaison de quelques résultats à des simulations. L'étendue des possibilités du contrôle sur chaque résonance ainsi que quelques exemples d'applications sont présentés, et les limites de ce contrôle discutées.

4.2 Modèle dans l'espace d'état

Dans cette partie, la représentation dans l'espace d'état du résonateur de l'instrument est présentée. Elle est très proche de celle utilisée en Section 3.3, et n'en diffère que par la méthode de récupération des composantes des matrices **B** et **C**, par calcul analytique pour les simulations, et par la mesure dans le présent Chapitre. En outre, cette représentation prend en compte l'action du haut-parleur de contrôle. L'observateur et le contrôleur sont ensuite décrits.

4.2.1 Résonateur

De même que dans le Chapitre précédent, le diamètre du tube est suffisamment petit, comparé à sa longueur L_t, pour que le tube puisse être considéré comme un guide d'ondes à une dimension, de coordonnée z avec $0 \leqslant z \leqslant L_t$. Dans le modèle, le haut-parleur du système de contrôle se situe en $z = z_s$ et le microphone en $z = z_m$. Dans notre expérience, le microphone et le haut-parleur sont colocalisés ($z_s = z_m$).
La pression dans le tube, prenant en compte le haut-parleur placé dans la paroi du tube, est décrite par l'équation non-homogène suivante :

$$\frac{1}{c^2}\ddot{p}(z,t) = p''(z,t) + \rho_0 \dot{v}_s(t)\delta(z - z_s) \tag{4.1}$$

où p est la pression acoustique dans le tube, v_s la vitesse de déplacement du baffle du haut-parleur, ρ_0 la densité de l'air dans le tube et δ le Kronecker [Hong96]. Les symboles $''$, $\dot{}$ et $\ddot{}$ représentent respectivement la dérivée seconde en espace, la dérivée première et la dérivée seconde en temps. $\rho_0 \dot{v}_s$ représente la commande produite par le haut-parleur de contrôle. Afin de projeter 4.1 dans la base modale, $p(z,t)$ peut être exprimé :

$$p(z,t) = \sum_{i=0}^{\infty} V_i(z) q_i(t) \tag{4.2}$$

où V_i est la déformée modale du mode i, et q_i le déplacement particulaire du mode i à l'intérieur du tube. Pour un tube cylindrique avec système de contrôle intégré incluant l'amortissement de ces modes, la description de ce tube dans l'espace d'état, avec projection sur la base modale et tronquée avec r modes, est obtenue par

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} q_i(t) \\ \dot{q}_i(t) \end{bmatrix}, i = \{1...r\} \tag{4.3}$$

où $\mathbf{x}(t)$ est le vecteur d'état utilisé dans le modèle linéaire de sorte que

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u_s(t), \\ y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{cases} \tag{4.4}$$

où $u_s(t)$ est la commande produite par le contrôleur et transmise au haut-parleur, $y(t)$ est la sortie du système, la mesure faite par le microphone, et

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r,r} & \mathbf{I}_{r,r} \\ -\text{diag}(\omega_i^2) & -\text{diag}(2\xi_i\omega_i) \end{bmatrix}, i = \{1...r\} \tag{4.5}$$

est la matrice dynamique du système. Elle contient les fréquences ω_i et les amortissements ξ_i des résonances du tube cylindrique. Ces paramètres modaux sont extraits d'une mesure de fonction de transfert, réalisée entre le microphone et le haut-parleur du système de contrôle, avec un algorithme RFP (*Rational Fraction Polynomials*) [Richardson82] (voir Section 4.4). $\mathbf{I}_{r,r}$ est la matrice identité, et

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{r,1} \\ K_s K_m V_1^2(z_s) \\ \vdots \\ K_s K_m V_r^2(z_s) \end{bmatrix} \tag{4.6}$$

est la matrice actionneur (matrice du haut-parleur), où les fonctions de transfert du haut-parleur (K_s) et du microphone (K_m) sont admises comme étant des gains purs. $V_i(z)$ est tel que décrit dans l'eq.(4.2), et $K_s K_m V_i^2(z)$ est identifié entre le haut-parleur et le microphone grâce à l'algorithme RFP. Enfin,

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}_{1,r} & \mathbf{0}_{1,r} \end{bmatrix} \tag{4.7}$$

est la matrice capteur (matrice du microphone).

4.2.2 Contrôle modal

Schématiquement, un instrument à anche auto-oscillant est représenté par une anche couplée à un résonateur (dans le cas de cette étude, un tube cylindrique) via un couplage non-linéaire (voir Figure 4.1). Pour appliquer le contrôle modal à ce résonateur afin de modifier les fréquences et amortissements de ses résonances, un système de contrôle est ajouté à ce résonateur. Ce système est composé d'un couple microphone/haut-parleur colocalisé, relié par un observateur de Luenberger [Luenberger71] et un contrôleur. Le rôle de l'observateur est d'estimer le vecteur d'état $\mathbf{x}(t)$ à partir de la mesure faite par le microphone ($y(t) = p(t)$) et d'un modèle du système à contrôler. Soit $\hat{\mathbf{x}}(t)$ le vecteur d'état estimé par l'observateur. $\hat{\mathbf{x}}(t)$ est utilisé par le contrôleur pour générer une commande $u_s(t)$ qui est ensuite transmise au haut-parleur de sorte à appliquer le contrôle au résonateur. Cette commande $u_s(t)$ (voir eq.(4.4)) peut s'exprimer par l'équation (4.8) :

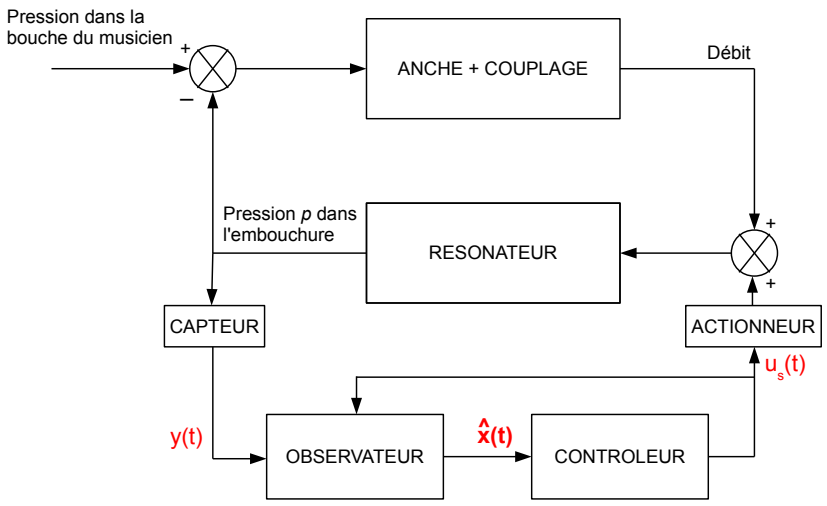


FIGURE 4.1 – Modèle d'instrument à vent auto-oscillant [McIntyre83] avec système de contrôle intégré rajouté. $y(t)$ est défini dans l'eq.(4.4), $u_s(t)$ est défini dans l'eq.(4.8) et $\hat{\mathbf{x}}(t)$ est défini dans l'eq.(4.10).

$$u_s(t) = -\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}}(t), \tag{4.8}$$

où $\mathbf{K}$ est le vecteur de gains de contrôle utilisé pour déplacer les pôles conjugués s_i de la matrice $\mathbf{A}$ (c'est à dire, modifier ses valeurs propres) de sorte que [Preumont11] :

$$\begin{aligned} Re(s_i) &= -\xi_i\omega_i, \\ Im(s_i) &= \pm\omega_i\sqrt{1-\xi_i^2}. \end{aligned} \tag{4.9}$$

$\mathbf{K}$ est déterminé à l'aide des matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{B}$, et d'un algorithme de placement de pôle. Ici, l'algorithme développé par Kautsky et Nichols est utilisé [Kautsky85].
En utilisant les gains de contrôle $\mathbf{K}$, les pôles du système peuvent être déplacés vers une cible de sorte à obtenir de nouvelles fréquences (ω_{i_t}) et de nouveaux amortissements (ξ_{i_t}). Ces nouveaux pôles sont les valeurs propres de $\mathbf{A}$ - $\mathbf{BK}$.
Dans l'espace d'état, l'observateur peut alors être décrit par

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}u_s(t) + \mathbf{L}\left(y(t) - \hat{y}(t)\right), \\ \hat{y}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) \end{cases} \tag{4.10}$$

où $\mathbf{L}$ est le vecteur de gain de l'observateur. $\mathbf{L}$ est choisi de sorte que l'erreur entre la mesure et son estimation, $e_y(t) = y(t) - \hat{y}(t)$, converge en zéro. $\mathbf{L}$ est calculé à l'aide des matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{C}$ en utilisant le même algorithme de placement de pôle que pour déterminer $\mathbf{K}$.

4.3 Instrument étudié : la “clarinette basse simplifiée”

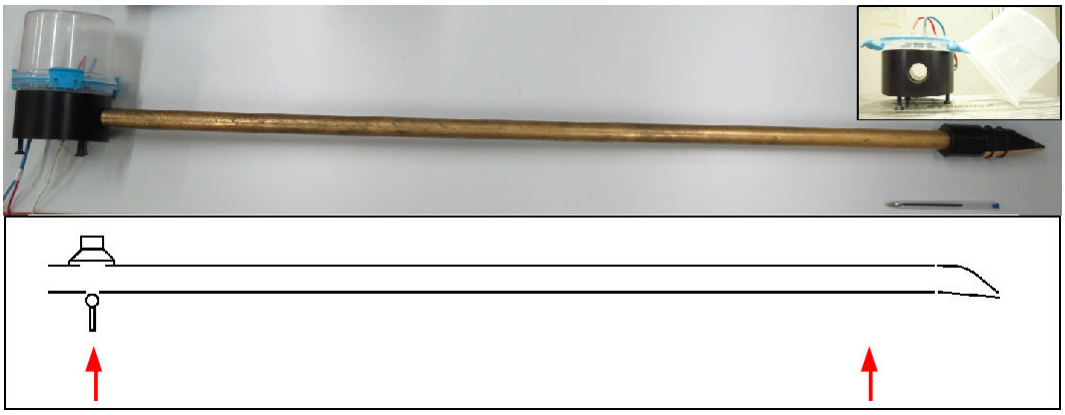


FIGURE 4.2 – Haut : “Clarinette basse simplifiée” équipé d’un système de contrôle composé d’un microphone et d’un haut-parleur colocalisés. Coin haut droit : Système de contrôle extrait de l’instrument. Bas : Schéma de l’instrument avec système de contrôle intégré. La flèche de gauche indique la position à 5 cm de la terminaison ouverte du tube, tandis que la flèche de droite indique la position à 9 cm de l’embouchure.

La “clarinette basse simplifiée” étudiée (cf Figure 4.2) est composée d’un tube cylindrique équipé d’un bec de clarinette avec une anche. Le cylindre présente une longueur de 1,19 m pour un rayon de 11 mm. Le système de contrôle est composé d’un microphone et d’un haut-parleur colocalisés. Le haut-parleur est relié au tube via une cavité cylindrique, de 5 mm de long pour 20 mm de rayon, et un trou dans la paroi du tube d’épaisseur moyenne 1,5 mm et de rayon 5mm (cf Annexe E). L’actionneur utilisé est un haut-parleur 2” Tymphany Peerless PLS-P83093 (cf Annexe F) et le capteur un microphone piézoélectrique Endevco modèle 8507C-5 (cf Annexe G).
Afin de choisir la position du système de contrôle, des mesures d’impédance d’entrée ont été réalisées sans système de contrôle, et avec celui-ci, inactif, placé à plusieurs positions : à 9 cm du bec et à 5 cm de l’extrémité ouverte de l’instrument. En effet, le système de contrôle, même inactif, modifie les résonances de l’instrument de par sa présence. Ces mesures d’impédance d’entrée, réalisées avec le système BIAS, sont présentées sur la Figure 4.3. Jusqu’à 800 Hz, le système placé près de l’extrémité ouverte du tube n’a que peu d’effet sur l’impédance d’entrée, mais provoque une élévation de la fréquence des résonances au-delà de la sixième. Lorsque le système de contrôle est placé proche du bec, la fréquence de la première résonance est modifiée (de 71 Hz à 59 Hz) et son amplitude est réduite de 8 dB. De plus, les seconde et troisième résonances subissent de fortes réductions d’amplitude (22 dB et 10 dB respectivement), et des modifications tant en amplitude qu’en fréquence peuvent être observées pour toutes les autres résonances. En situation de jeu, il devient impossible de produire un son quand le système de contrôle est placé près du bec. Il a donc été choisi de positionner le système de contrôle près de l’extrémité ouverte du tube (5 cm), de sorte que les perturbations apportées aux résonances soient minimales. Un étude analytique basée sur les analogies électroacoustiques a également été réalisée pour compléter ces résultats (cf Annexe B).

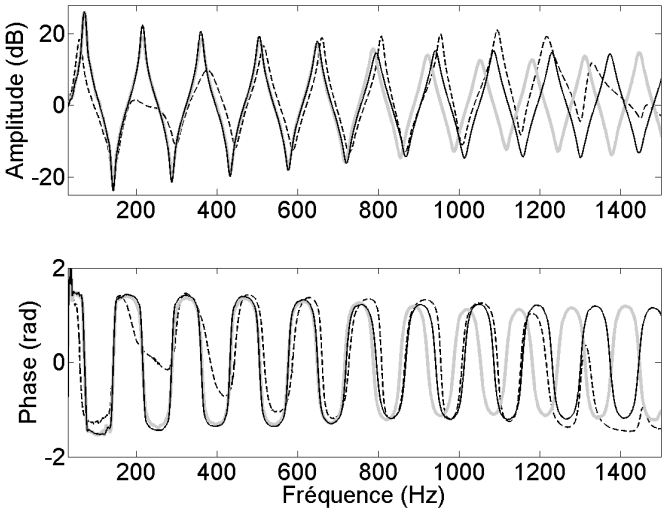


FIGURE 4.3 – Haut : Impédances d'entrée d'un tube cylindrique fermé-ouvert de longueur 1,19 m et rayon 11 mm sans système de contrôle (trait noir), avec système de contrôle placé à 9cm du bec de l'instrument (pointillés noirs) et avec système de contrôle placé à 5 cm de l'extrémité ouverte de l'instrument (trait gris). Bas : Phases des impédances d'entrée.

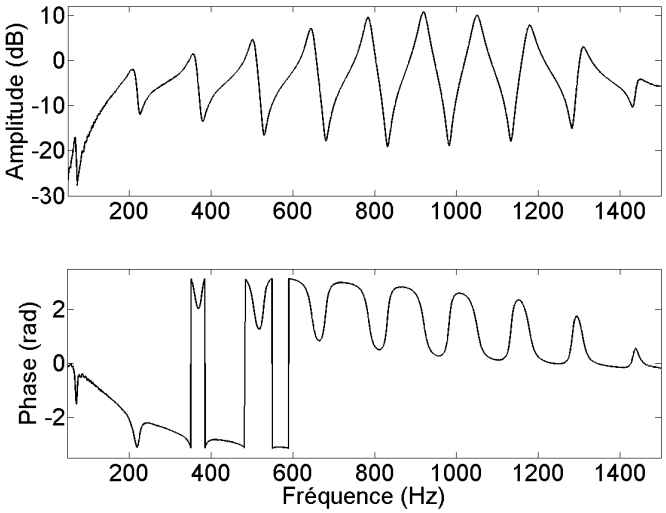


FIGURE 4.4 – Haut : Mesure de la fonction de transfert du tube entre le microphone et le haut-parleur du système de contrôle. Bas : Phase de la fonction de transfert.

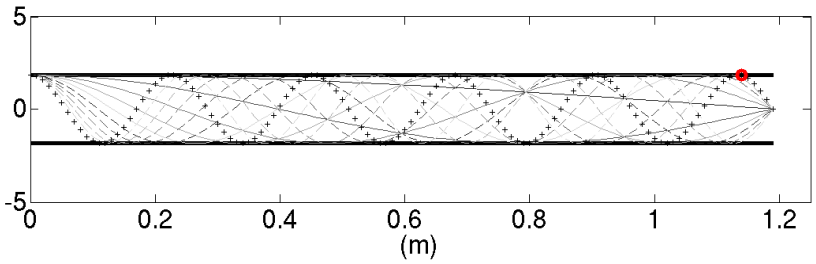


FIGURE 4.5 – Déformées modales dans un tube cylindrique fermé-ouvert. L'extrémité fermée du tube est à gauche sur la figure (position du bec de clarinette basse). Le cercle représente la position du système de contrôle.

La Figure 4.4 présente la fonction de transfert du tube mesurée entre le microphone et le haut-parleur du système de contrôle. La première résonance a une amplitude faible. Ceci est dû à la position du système de contrôle, près de l'extrémité ouverte du tube, très proche des nœuds de pression des premiers modes (cf Figure 4.5) [1]. La fréquence de coupure du système de contrôle est proche de 1500 Hz. En conséquence, les mesures sont limitées à cette valeur.

4.4 Identification des paramètres modaux

Dans la Section 4.3, la Figure 4.4 présente la fonction de transfert de la "clarinette basse simplifiée". C'est sur cette fonction de transfert que les paramètres modaux sont identifiés à l'aide d'un algorithme RFP [Richardson82]. Sur la Figure 4.6, la fonction de transfert identifiée est la somme de 10 modes, du mode 2 au mode 11.

TABLEAU 4.1 – Paramètres modaux des modes identifiés.

Résonance	Fréquence (Hz)	Amortissement
2	214	0,0448
3	358	0,0225
4	502	0,0151
5	646	0,0124
6	785	0,0127
7	923	0,0107
8	1054	0,0109
9	1185	0,0093
10	1306	0,0083
11	1439	0,0065

Le Tableau 4.1 donne les paramètres modaux (fréquence et amortissement) des modes identifiés. Le premier mode du tube (71 Hz) n'est pas identifié. Ceci est dû à l'emplacement du

1. Un système de contrôle modifié a été développé avec des capillaires reliant la chambre de compression à l'intérieur du tube. Ceci a permis de positionner le système de contrôle près de l'embouchure sans modification de l'impédance d'entrée, les capillaires ayant une très haute impédance. Cependant, les pertes ajoutées par ces capillaires entre le haut-parleur et le tube sont telles qu'il devenait impossible d'effectuer un quelconque contrôle. Ce système n'a donc pas été utilisé.

système de contrôle, situé près de l'extrémité ouverte du tube comme mentionné précédemment, où les premiers modes ont une amplitude très basse (voir Figure 4.5). Pour la même raison, le deuxième mode est mal identifié, en particulier pour la phase, avec une erreur de 0,62 rad ($0{,}2\pi$). Les 9 autres modes sont bien identifiés. Comme évoqué en Section 4.3, la fréquence de résonance acoustique du système contrôle est d'environ 1500 Hz. Ainsi, les mesures présentées ci-après sont limitées à cette fréquence. La Figure 4.7 montre les pôles associés aux modes identifiés.

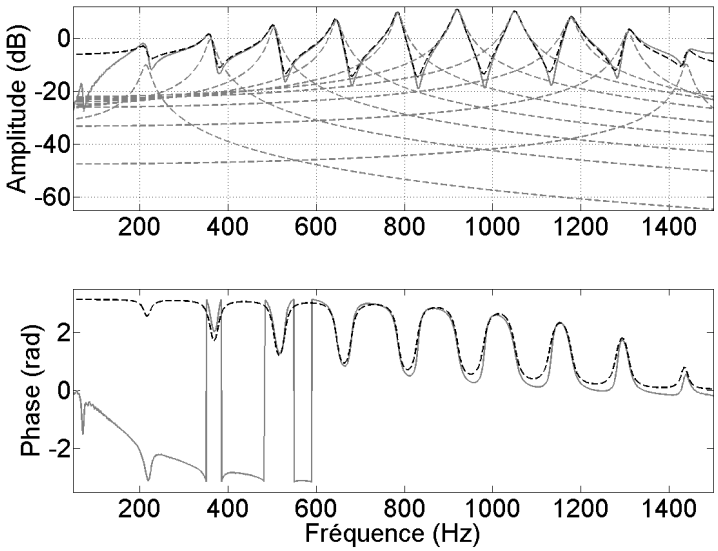


FIGURE 4.6 – Haut : Fonction de transfert mesurée (trait gris) et fonction de transfert identifiée (tirets noirs) du tube, ainsi que 10 modes identifiés (tirets gris). Bas : Phase mesurée (trait gris) et phase identifiée (tirets noirs) des fonctions de transfert du tube.

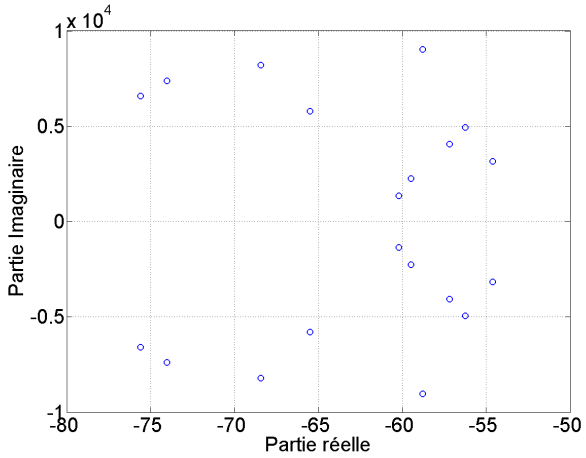


FIGURE 4.7 – Pôles identifiés par l'algorithme RFP sur la fonction de transfert du tube (voir Figure 4.6).

4.5 Commandabilité, observabilité et adimensionnement

Afin de contrôler l'état $\mathbf{x}$, il faut savoir si les commandes disponibles permettent de le modifier de la façon désirée [Morin12]. Si une commande existe, le système est dit *commandable*. La condition de commandabilité et fournie par la *condition de rang de Kalman*. Ainsi, un système est commandable si et seulement si

$$\text{Rang}\left(\mathbf{B}\ \mathbf{AB}\ \cdots\ \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}\right) = n \tag{4.11}$$

où les matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{B}$ sont définies telles que dans l'équation (4.10), et $n = 2r$ avec r le nombre de modes modélisés. Le contrôle modal faisant intervenir un observateur, il faut savoir s'il est possible de reconstruire l'état du système à contrôler. Si cela est possible, le système est dit *observable*. L'observabilité est elle aussi fournie par une condition de rang :

$$\text{Rang}\begin{pmatrix}\mathbf{C}\\ \mathbf{CA}\\ \vdots\\ \mathbf{CA}^{n-1}\end{pmatrix} = n \tag{4.12}$$

où les matrices $\mathbf{A}$ et $\mathbf{C}$ sont définies telles que dans l'équation (4.10).
La matrice $\mathbf{A}$ contenant les fréquences et amortissements du système présente une très importante dynamique (un écart important entre les membres les plus grands et les plus petits, les membres en ω^2 atteignant des valeurs de l'ordre de 10^8 quand d'autres membres gardent une valeur nulle). Cette importante dynamique amène des erreurs de calcul lors de la création des vecteurs et matrices constituant l'observateur et le contrôleur, rendant le système non observable et non commandable. Pour supprimer ces erreurs et réduire la dynamique de ces matrices, une méthode d'adimensionnement en temps est utilisée [Benacchio14].
Soit le système décrit par l'équation (4.4), il vient

$$\ddot{q}_i(t) = \omega_i^2 q_i(t) - 2\xi_i\omega_i\dot{q}_i(t) + b_i u_s(t),\ i = \{1\cdots r\} \tag{4.13}$$

où $b_i = K_s K_m V_i^2(z)$. Un modèle adimensionné en temps est proposé, avec

$$\bar{t} = \frac{t}{T_0} \tag{4.14}$$

où $\bar{t}$ est le temps adimensionné et T_0 la constante d'adimensionnement.
Les fonctions adimensionnées $\bar{q}_i(\bar{t})$ et $\bar{u}(\bar{t})$ sont choisies telles que

$$\begin{cases}\bar{q}_i(\bar{t}) := q_i(\bar{t}T_0) = q_i(t),\ i = \{1\cdots r\},\\ \bar{u}_s(\bar{t}) := u_s(\bar{t}T_0) = u_s(t).\end{cases} \tag{4.15}$$

En temps adimensionné, les opérateurs dérivateurs deviennent :

$$\begin{cases}\dfrac{\partial}{\partial t} = \dfrac{1}{T_0}\dfrac{\partial}{\partial \bar{t}},\\ \dfrac{\partial^2}{\partial t^2} = \dfrac{1}{T_0^2}\dfrac{\partial^2}{\partial \bar{t}^2}.\end{cases} \tag{4.16}$$

Ainsi,

$$\begin{cases} \dot{q}_i(t) = \dfrac{\partial q_i(t)}{\partial t} = \dfrac{1}{T_0}\dfrac{\partial q_i(t)}{\partial \bar{t}} = \dfrac{1}{T_0}\dfrac{\partial \bar{q}_i(\bar{t})}{\partial \bar{t}} = \dfrac{1}{T_0}\dot{\bar{q}}_i(\bar{t}),\ i = \{1 \cdots r\}, \\ \ddot{q}_i(t) = \dfrac{\partial^2 q_i(t)}{\partial t^2} = \dfrac{1}{T_0^2}\dfrac{\partial^2 q_i(t)}{\partial \bar{t}^2} = \dfrac{1}{T_0^2}\dfrac{\partial^2 \bar{q}_i(\bar{t})}{\partial \bar{t}^2} = \dfrac{1}{T_0^2}\ddot{\bar{q}}_i(\bar{t}). \end{cases} \tag{4.17}$$

Avec ces variables adimensionnées, (4.13) devient

$$\frac{1}{T_0^2}\ddot{\bar{q}}_i(\bar{t}) = -\omega_i^2 \bar{q}_i(\bar{t}) - \frac{2\xi_i\omega_i}{T_0}\dot{\bar{q}}_i(\bar{t}) + b_i\bar{u}_s(\bar{t}),\ i = \{1 \cdots r\}, \tag{4.18}$$

et peut être réécrit

$$\ddot{\bar{q}}_i(\bar{t}) = -\omega_i^2 T_0^2 \bar{q}_i(\bar{t}) - 2\xi_i\omega_i T_0\dot{\bar{q}}_i(\bar{t}) + b_i T_0^2\bar{u}_s(\bar{t}),\ i = \{1 \cdots r\}. \tag{4.19}$$

De plus,

$$\begin{cases} \dot{q}_i(t) = \omega_i q_i(t), \\ \dot{\bar{q}}_i = \bar{\omega}_i\bar{q}_i(\bar{t}). \end{cases} \tag{4.20}$$

Il découle de (4.17) et (4.20) que

$$\bar{\omega}_i = T_0\omega_i. \tag{4.21}$$

A l'aide de (4.21), (4.19) devient

$$\ddot{\bar{q}}_i(\bar{t}) = -\bar{\omega}_i^2 \bar{q}_i(\bar{t}) - 2\xi_i\bar{\omega}_i\dot{\bar{q}}_i(\bar{t}) + b_i T_0^2\bar{u}_s(\bar{t}),\ i = \{1 \cdots r\}. \tag{4.22}$$

De même que pour (4.16), le signal mesuré adimensionné peut être choisi tel que

$$\bar{y}(\bar{t}) := y(\bar{t}T_0) = y(t). \tag{4.23}$$

En considérant que

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{q}(t) \\ \dot{\mathbf{q}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{q}}(\bar{t}) \\ \frac{1}{T_0}\dot{\bar{\mathbf{q}}}(\bar{t}) \end{bmatrix} = \mathbf{M}_c\bar{\mathbf{x}}(\bar{t}) \tag{4.24}$$

où

$$\mathbf{M}_c = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_r & \mathbf{0}_{r,r} \\ \mathbf{0}_{r,r} & \frac{1}{T_0}\mathbf{I}_r \end{bmatrix}, \tag{4.25}$$

avec (4.4), (4.23) et (4.24), il découle

$$\bar{y}(\bar{t}) = \bar{\mathbf{C}}\bar{\mathbf{x}}(\bar{t}) \tag{4.26}$$

où

$$\bar{\mathbf{C}} = \mathbf{C}\mathbf{M}_c \tag{4.27}$$

Enfin, (4.4) peut s'écrire

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mathbf{x}}}(\bar{t}) = \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}(\bar{t}) + \bar{\mathbf{B}}\bar{u}_s(\bar{t}), \\ \bar{y}(\bar{t}) = \bar{\mathbf{C}}\bar{\mathbf{x}}(\bar{t}). \end{cases} \tag{4.28}$$

Le système ainsi adimensionné présente des matrices à la dynamique moins importante, ce qui réduit les possibilités d'erreur de calcul. Le système est maintenant observable et commandable pour l'ordinateur.

4.6 Application du contrôle

L'observateur et le contrôleur sont réalisés avec Simulink sous Xenomai [Benacchio13c, Blaess12, Xenomai], un environnement Linux temps-réel permettant une latence (le temps pris par le système de contrôle pour mesurer une information grâce au capteur, traiter cette information et générer une commande pour l'actionneur) de $20\,\mu s$ en contrôlant 10 modes (voir Figure 4.8).

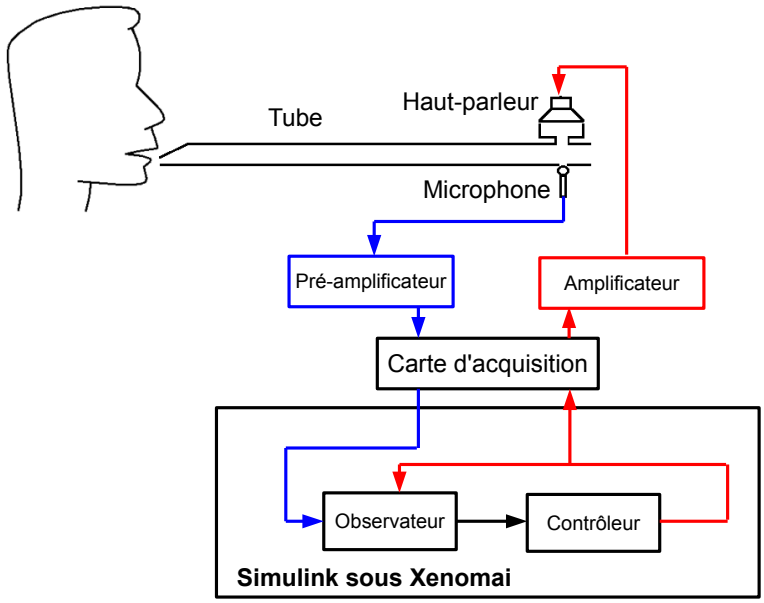


FIGURE 4.8 – Contrôle modal appliqué à une "clarinette basse simplifiée".

Les mesures réalisées pour ce document ont nécessité de déterminer les contrôles à appliquer à l'avance. Le contrôle est appliqué avec une latence faible (c'est à dire 10 à 100 fois plus vite que la fréquence maximale à contrôler [Preumont11]). Par ailleurs, il a été fait en sorte que la latence du système soit suffisamment courte pour éviter les parasites dans la limite haute des fréquences audibles. Ainsi, avec une latence de $20\,\mu s$, la fréquence du contrôleur est de 50000 Hz, ce qui est inaudible, et permet de faire des contrôles jusqu'à 5000 Hz.

4.7 Validation du contrôle

Afin de valider le contrôle, deux premiers exemples de contrôle sont proposés, analysés et comparés à des simulations :

— cas **1** : diminution de la fréquence de la septième résonance, de 923 Hz à 860 Hz,

— cas **2** : diminution de l'amortissement de la septième résonance par un facteur 4.

La Figure 4.9 présente les fonctions de transfert du tube, mesurées entre le haut-parleur et le microphone, sans contrôle et dans les deux cas de contrôle.

Les effets des contrôles sur le septième pic sont rapportés dans le Tableau 4.2. Dans le cas **1**, la fréquence du pic est très proche de la cible. Cependant, modifier la fréquence du pic a

également diminué son amplitude maximale et son amortissement. Ce dernier effet peut être dû à la latence du système de contrôle [Fuller97]. Dans le cas **2**, l'amortissement du pic est proche de la cible. Diminuer l'amortissement de la résonance provoque une augmentation de son amplitude.

Des effets sont également observés sur les autres pics lorsque la septième résonance est contrôlée pour le cas **1** ; les amplitudes des pics 5, 6, 8 et 9 sont modifiées, en particulier le pic 6 qui voit son amplitude augmenter de 5 dB. Considérant le système comme une somme de modes, cette modification d'amplitude peut être due au rapprochement du septième mode par rapport au sixième mode. Il en va de même pour le pic 8 qui voit son amplitude diminuer de 3 dB. Pour le cas **2**, les modifications apportées aux autres pics sont très faibles.

La Figure 4.10 montre une comparaison entre mesures et simulations pour les deux cas de contrôle. Dans les deux cas, le comportement de la résonance contrôlée est très proche en simulation et en mesure, jusqu'à la modification d'amplitude de la résonance 6 dans le cas **1**. Il y a cependant quelques différences. La résonance 7 mesurée dans le cas **1** présente une bosse, sur son versant haute fréquence, qui n'apparait pas dans la simulation. Par ailleurs, il y a des différences à basse fréquence, en particulier vis à vis de l'amplitude des pics. Toutes ces différences sont dues à des erreurs de modélisation, surtout sur la première résonance qui n'est pas utilisée dans le modèle, et sur la deuxième résonance, mal identifiée, mais ceci n'affecte pas le contrôle.

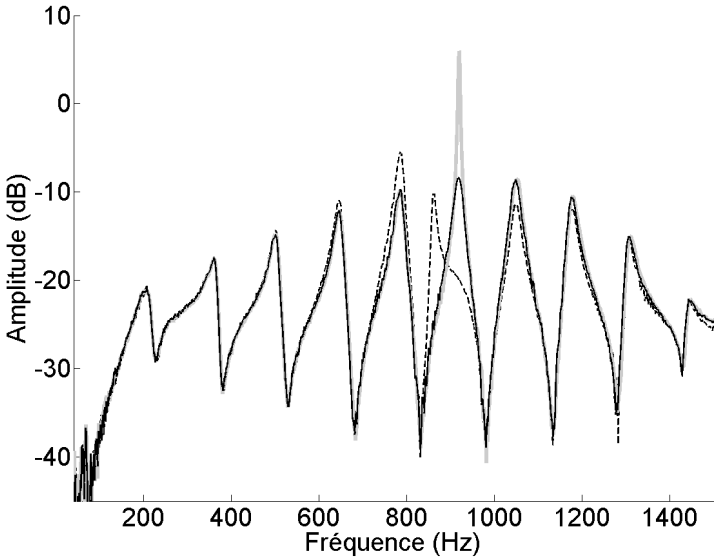


FIGURE 4.9 – Fonctions de transfert du tube sans contrôle (trait noir), et avec les deux cas de contrôle appliqué à la septième résonance ; **1** : diminution de la fréquence, de 923 Hz à 860 Hz (tirets noirs) et **2** : diminution de l'amortissement par un facteur 4 (trait gris).

TABLEAU 4.2 – Paramètres modaux (fréquence, amplitude, amortissement) de la septième résonance des fonctions de transfert (Figure 4.9) sans contrôle appliqué, (U) et dans les cas de contrôle **1** ($f_7 = 860\,\text{Hz}$), **2** (ξ_7 diminué par un facteur 4), différences entre les fréquences et amortissements attendus et obtenus dans les cas **1** et **2** et différences entre l'amplitude du cas sans contrôle et les cas **1** et **2**.

Cas	U	**1**	**2**
Fréquence (Hz)	923	862	923
Attendue (Hz)	NA	860	923
Différence (cents)	NA	3	0
Amortissement	0,0107	0,0062	0,0024
Attendu	NA	0,0107	0,0027
Différence (%)	NA	44	11
Amplitude (dB)	-8,4	-10,2	6
Différence (dB)	NA	-1,8	+14,4

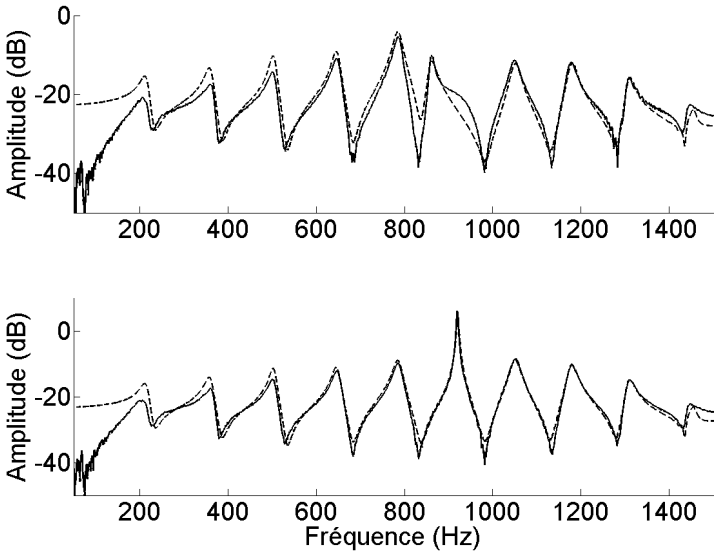


FIGURE 4.10 – Haut : Fonction de transfert du tube mesurée (trait noir) et fonction de transfert simulée (tirets noirs) dans le cas de contrôle **1**. Bas : Fonction de transfert du tube mesurée (trait noir) et fonction de transfert simulée (tirets noirs) dans le cas de contrôle **2**.

4.8 Étendue des possibilités du contrôle

Dans cette partie, l'étendue des modifications accessibles via contrôle modal pour les résonances 3 à 9 est étudiée. Le Tableau 4.3 présente les résultats obtenus en fréquence, amortissement et amplitude sur la fonction de transfert de la "clarinette basse simplifiée".

Ces contrôles sont les extrêmes accessibles sans qu'il ne se produise d'instabilité, provoquée par un amortissement rendu nul par le contrôle. Ces résultats sont résumés sur la Figure 4.11. La version graphique de ces résultats peut être observée en Annexe C.1.

Tableau 4.3 – Modifications accessibles par contrôle modal sur les résonances 3 à 9 de la fonction de transfert en fréquence (fréquence maximale (+) et minimale (−)), amplitude (amplitude maximale (+) et minimale (−)) et amortissement (amortissement maximal (+) et minimal (−)). Les différences entre les paramètres non contrôlés (U) et les paramètres contrôlés sont également présentées.

Résonance	**3**			**4**		
	U	+	−	U	+	−
Fréquence (Hz)	358	385	339	502	546	480
Différence (Cents)	NA	+126	-94	NA	+145	-78
Amplitude (dB)	-10,3	10,7	-14,1	-8,3	13,7	-13,8
Différence (dB)	NA	+21	-3,8	NA	+22	-4,5
Amortissement	0,0225	0,0320	0,0046	0,0151	0,0492	0,0029
Différence (%)	NA	+42	-80	NA	+226	-81

Résonance	**5**			**6**		
	U	+	−	U	+	−
Fréquence (Hz)	646	707	619	785	890	736
Différence (Cents)	NA	+156	-74	NA	+217	-112
Amplitude (dB)	-6,1	8	-11,7	-5,3	8	-12,5
Différence (dB)	NA	+14,1	-5,6	NA	+13,3	-7,2
Amortissement	0,0124	0,0397	0,0024	0,0127	0,0374	0,0024
Différence (%)	NA	+220	-81	NA	+194	-81

Résonance	**7**			**8**		
	U	+	−	U	+	−
Fréquence (Hz)	923	955	783	1054	1110	920
Différence (Cents)	NA	+59	-285	NA	+90	-235
Amplitude (dB)	-3,5	9,9	-11,9	-4,1	6,9	-12,2
Différence (dB)	NA	+13,4	-8,4	NA	+11	-8,1
Amortissement	0,0107	0,0328	0,0021	0,0109	0,0287	0,0028
Différence (%)	NA	+207	-80	NA	+163	-74

Résonance	**9**		
	U	+	−
Fréquence (Hz)	1185	1258	1057
Différence (Cents)	NA	+103	-198
Amplitude (dB)	-6,3	8,2	-12,9
Différence (dB)	NA	+14,5	-6,3
Amortissement	0,0093	0,0282	0,0013
Différence (%)	NA	+203	-86

Les modifications accessibles sont assez importantes. Ainsi, il est possible de faire varier la fréquence d'une résonance jusqu'à 1 ton au dessus de sa valeur nominale (résonance 6) ou près

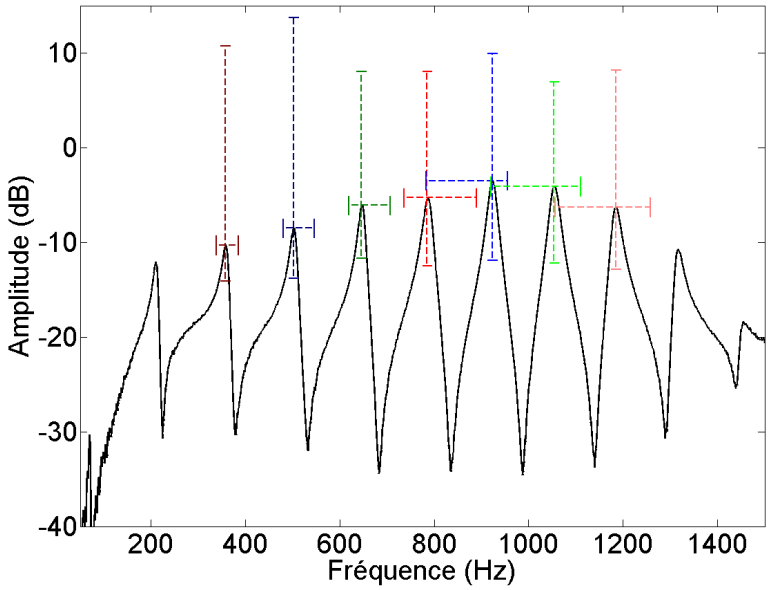


FIGURE 4.11 – Étendue des possibilités de contrôle de chaque résonance de la fonction de transfert de la "clarinette basse simplifiée".

de 1,5 tons en dessous de sa valeur nominale (résonance 7). Par ailleurs, les résonances 3 à 6 permettent de plus grandes modifications vers les hautes fréquences, alors que les résonances 7 à 9 favorisent plutôt des modifications vers les basses fréquences, avec une forme différente selon l'orientation (les modes 3 à 6 présentent une "bosse" vers les basses fréquences, et les modes 7 à 9 présentent une "bosse" vers les hautes fréquences). Ceci est probablement dû au couplage entre les modes. Il devient possible dans certains cas de superposer des résonances. Par exemple, la résonance 7 peut être déplacée à la fréquence de la résonance 6, la 8 à celle de la 7, etc. Les modifications totales accessibles sont ainsi comprises entre 220 cents (plus de 1 ton, résonance 3) et 344 cents (près de 1,75 tons, résonance 7). Les écarts entre fréquences ciblées et obtenues ne sont pas présentés dans ce tableau. Ces écarts sont comparables à ceux obtenus en Section 4.7, inférieurs à 5 cents.
L'amortissement voit des modifications de -86 % (résonance 9) à +226 % (résonance 4). Les écarts entre amortissements ciblés et obtenus ne sont pas non plus présentés. A nouveau, ils sont d'un ordre comparable à ceux obtenus en Section 4.7. Lors de la réduction de l'amortissement, l'erreur obtenue ne dépasse pas 15%. Par contre, lors de son augmentation, l'erreur varie de 30% (résonances 4 et 5) à 200% (résonance 3). Ces modifications peuvent être dues tant à l'influence des modes adjacents qu'à la latence du système de contrôle. Plus l'amplitude sans contrôle est importante, plus elle peut être réduite. Ainsi, les diminutions en amplitude vont de -3,8 dB (résonance 3) à -8,4 dB (résonance 7). Les augmentations d'amplitude sont plus importantes que les diminutions, variant de +11 dB (résonance 8) à +22 dB (résonance 4). Les modifications totales accessibles sont ainsi comprises entre 19,1 dB (résonance 8) et 26,5 dB (résonance 4).

Les effets des contrôles de la fonction de transfert de l'instrument sur son impédance d'entrée sont observés. Le Tableau 4.4 présente les résultats obtenus en fréquence et amplitude sur les

différents pics de l'impédance d'entrée de la "clarinette basse simplifiée". Ces résultats sont résumés sur la Figure 4.12, et leur version graphique peut-être observée en Annexe C.2.
Les modifications accessibles sont à nouveau assez importantes, et proches de celles obtenues sur les fonctions de transfert avec les mêmes contrôles. Ainsi, il est possible de faire varier la fréquence d'une résonance jusqu'à 1,25 tons au dessus de sa valeur nominale (résonance 6) ou près de 1,5 tons en dessous de sa valeur nominale (résonance 7). Les modifications totales accessibles sont ainsi comprises entre 146 cents (plus de 0,75 ton, résonance 3) et 387 cents (près de 2 tons, résonance 6).
En amplitude, les diminutions vont de -6,5 dB (résonance 9) à -11,6 dB (résonance 3). Elles sont plus importantes que sur la fonction de transfert. Les augmentations d'amplitude varient de +8,1 dB (résonance 3) à +13 dB (résonance 9). Cette fois, augmentations et diminutions sont du même ordre. Les modifications totales accessibles sont ainsi comprises entre 17,4 dB (résonance 8) et 21,1 dB (résonance 6).

Tableau 4.4 – Modifications accessibles par contrôle modal sur les pics 3 à 9 de l'impédance d'entrée en fréquence (fréquence maximale (+) et minimale (−)) et amplitude (amplitude maximale (+) et minimale (−)). Les différences entre les paramètres non contrôlés (U) et les paramètres contrôlés sont également présentées.

Pic	**3**			**4**		
	U	+	−	U	+	−
Fréquence (Hz)	361	384	353	505	545	480
Différence (Cents)	NA	+107	-39	NA	+132	-88
Amplitude (dB)	18,8	26,9	7,2	18	28,8	8,2
Différence (dB)	NA	+8,1	-11,6	NA	+10,8	-9,8

Pic	**5**			**6**		
	U	+	−	U	+	−
Fréquence (Hz)	647	704	620	786	913	730
Différence (Cents)	NA	+146	-74	NA	+259	-128
Amplitude (dB)	17	27,3	9	15,6	27,6	6,5
Différence (dB)	NA	+10,3	-8	NA	+12	-9,1

Pic	**7**			**8**		
	U	+	−	U	+	−
Fréquence (Hz)	922	952	780	1052	1108	913
Différence (Cents)	NA	+55	-290	NA	+90	-245
Amplitude (dB)	13,7	24,8	5,4	12,3	22,6	5,2
Différence (dB)	NA	+11,1	-8,3	NA	+10,3	-7,1

Pic	**9**		
	U	+	−
Fréquence (Hz)	1180	1249	1080
Différence (Cents)	NA	+98	-153
Amplitude (dB)	12,7	25,7	6,2
Différence (dB)	NA	+13	-6,5

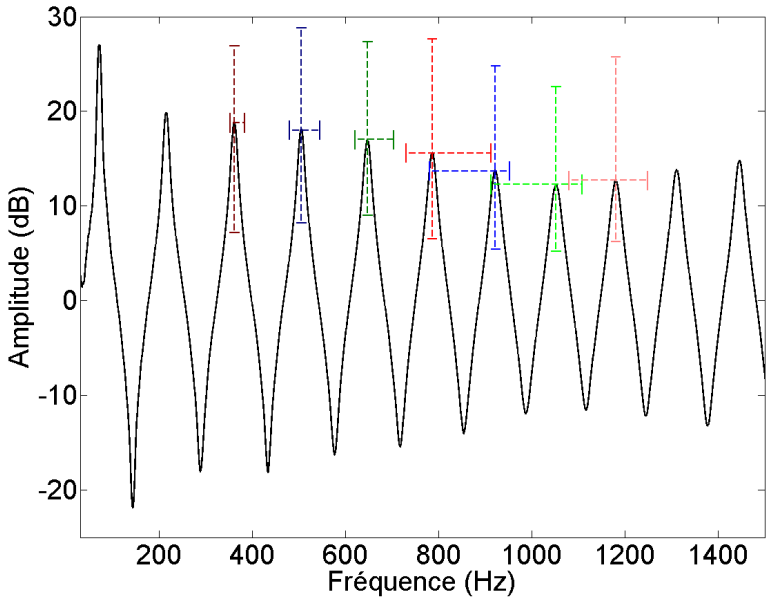


FIGURE 4.12 – Étendue des possibilités de contrôle de chaque pic de l'impédance d'entrée de la "clarinette basse simplifiée".

4.9 Étude de cas

Dans cette partie sont présentés quelques cas de contrôle. Pour chacun d'entre eux seront étudiés la fonction de transfert de l'instrument, son impédance d'entrée ainsi que le son produit par l'instrument. Ceci permettra de déterminer l'influence des paramètres modaux sur l'impédance d'entrée, référence de l'interaction entre le musicien, l'instrument et sa jouabilité, ainsi que sur le timbre de l'instrument. Ces exemples donneront également des pistes quant aux possibilités offertes aux musiciens pour façonner les sonorités de leur instrument.
L'étude se penchera tout d'abord sur le contrôle d'une seule résonance, en fréquence puis en amortissement. Elle se complexifiera ensuite par le contrôle de plusieurs résonances en même temps.

4.9.1 Contrôle de la fréquence de la résonance 7

Le but de cette Section est d'étudier les effets d'un contrôle en fréquence de la septième résonance. Le contrôle est appliqué de sorte à réduire sa fréquence, de 923 Hz à 860 Hz, ce qui correspond au sixième facteur pair de la fondamentale (pour rappel, l'instrument étant considéré comme un cylindre fermé à une extrémité et ouvert à l'autre, les fréquences de ses résonances sont les facteurs impairs de la fondamentale), soit $f_1 \times 12$ avec f_1 la fréquence de la fondamentale. La Figure 4.13 présente le placement de pôle utilisé pour appliquer ce contrôle. La Figure 4.14 présente le spectre de la commande produite par le contrôleur pour atteindre ces contrôles.
La Figure 4.15 présente la fonction de transfert du système, mesurée entre le haut-parleur et le microphone du système de contrôle, sans contrôle et avec le contrôle appliqué. Les effets du contrôle sur la septième résonance de la fonction de transfert sont rapportés dans le Tableau

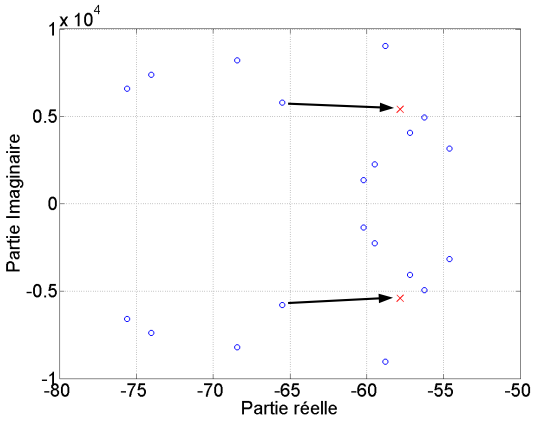


FIGURE 4.13 – Placement de pôles pour la septième résonance. Seuls les pôles 2 à 11 sont affichés.

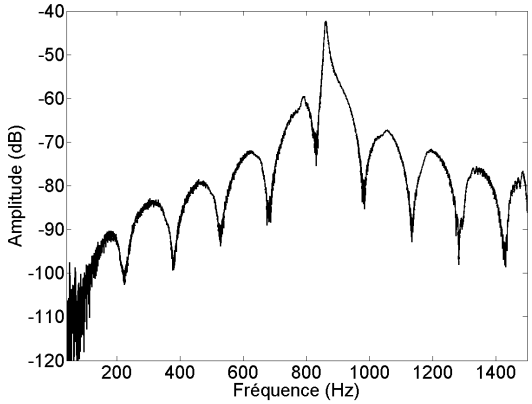


FIGURE 4.14 – Spectre de la commande produite par le contrôleur.

4.2 (Section 4.7). La fréquence atteinte est proche de celle ciblée, et l'amortissement de la résonance est réduit.
La Figure 4.16 présente l'impédance d'entrée du système non contrôlé et avec contrôle appliqué. Les effets du contrôle sur le septième pic sont rapportés dans le Tableau 4.5. Cette fois, la fréquence atteinte est exactement celle ciblée, et l'amplitude du pic a augmenté. Les anti-résonances après les pics 6, 7, 8 et 9 voient leur amplitude augmentée de 20 dB à 5 dB, de sorte que les anti-résonances entre les pics 6 et 7 et entre les pics 7 et 8 ont presque disparu. Des effets sur l'amplitude des pics 5, 6, 8 et 9 sont aussi observables, en particulier l'amplitude du pic 6 qui augmente de 5 dB.

TABLEAU 4.5 – Fréquence et amplitude du septième pic de l'impédance d'entrée (Figure 4.16) sans contrôle (U) et avec application du contrôle (C) visant à modifier f_7, de 923 Hz à 860 Hz, ainsi que les différences entre ce qui est obtenu et ciblé.

Cas	U	C
Fréquence (Hz)	920	860
Différences (cents)	NA	0
Amplitude (dB)	13,9	18,5
Différences (dB)	NA	+4,6

La Figure 4.17 présente le spectrogramme du son produit par l'instrument, avec un instrumentiste, en situation de jeu, lorsque le contrôle est appliqué. Dans cette figure, le contrôle est appliqué pendant 3 secondes, entre 2 et 5 secondes. Le contrôle est appliqué pendant le souffle, de sorte à éviter les problèmes de reproductibilité de la pression buccale imposée par l'instrumentiste à l'entrée de l'instrument lors de plusieurs mesures successives. Avec et sans contrôle, la hauteur du son correspond à la première résonance du tube. Sans contrôle, le son ne présente que les harmoniques impairs de la fondamentale, ce qui est caractéristique d'un tube cylindrique fermé-ouvert. Quand le contrôle est appliqué, l'amplitude du septième harmonique (à environ 923 Hz) est réduite, car la septième résonance est moins bien accordée

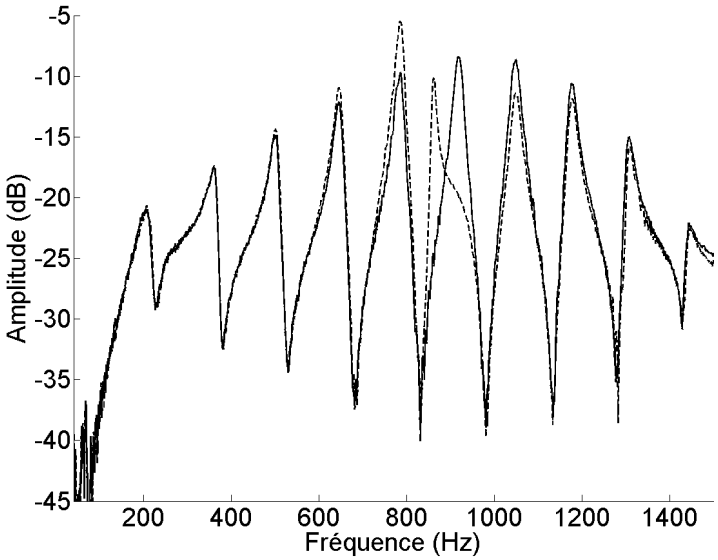


FIGURE 4.15 – Fonctions de transfert du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué de sorte à ce que la fréquence de la septième résonance soit réduite, de 923 Hz à 860 Hz (tirets noirs).

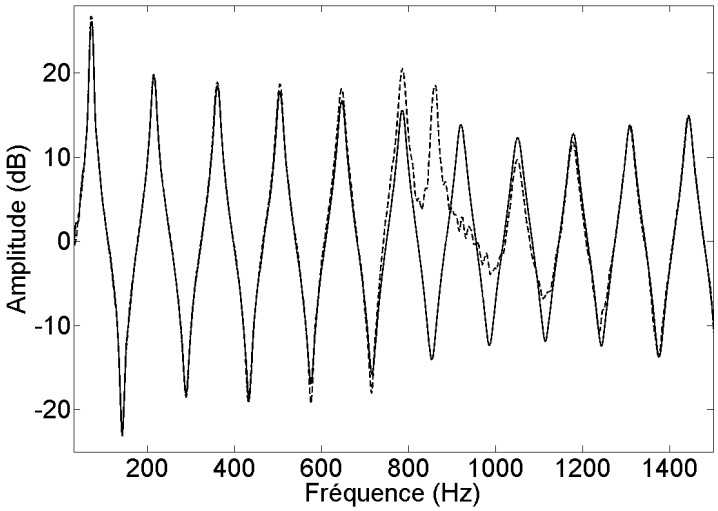


FIGURE 4.16 – Impédances d'entrée du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué de sorte à ce que la fréquence de la septième résonance soit réduite, de 923 Hz à 860 Hz (tirets noirs).

à la fondamentale. Par ailleurs, les harmoniques pairs 6 à 9 (à environ 860 Hz, 994 Hz, 1136 Hz et 1278 Hz) voient leur amplitude augmenter, en particulier le sixième harmonique pair dont la fréquence correspond à la fréquence de la septième résonance contrôlée. Ceci est en accord avec la Figure 4.16. Lorsque le contrôle s'arrête, le son produit par l'instrument est à nouveau

principalement composé des harmoniques impairs de la fondamentale.

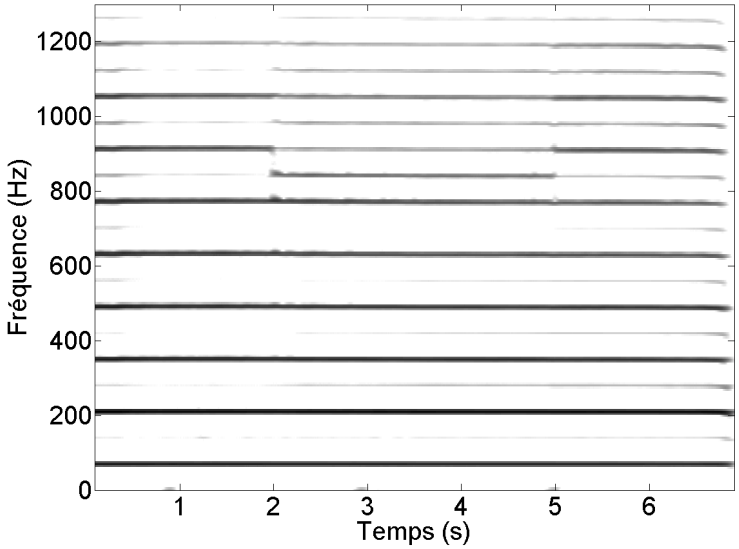


FIGURE 4.17 – Spectrogramme du son rayonné par l'instrument. Le contrôle est appliqué pendant 3 secondes, entre 2 et 5 secondes. **Écouter son**

4.9.2 Contrôle de l'amortissement de la résonance 7

Le but de cette Section est de présenter les effets d'un contrôle en amortissement de la septième résonance du tube. Le contrôle est appliqué de façon à le réduire d'un facteur 4. La Figure 4.18 présente le placement de pôle utilisé pour appliquer ce contrôle. La Figure 4.19 présente le spectre de la commande produite par le contrôleur pour atteindre ce contrôle.

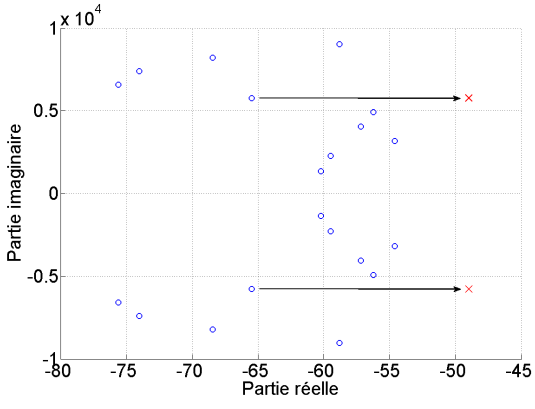


FIGURE 4.18 – Placement de pôles pour la septième résonance. Seuls les pôles 2 à 11 sont affichés.

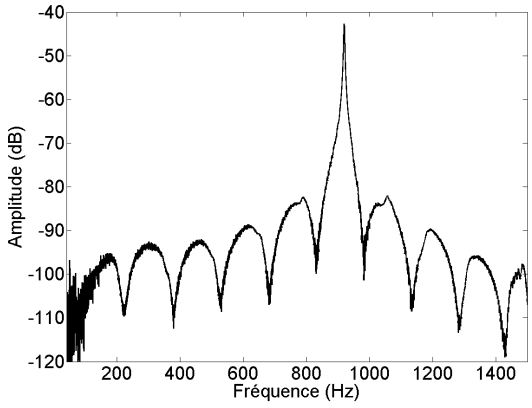


FIGURE 4.19 – Spectre de la commande produite par le contrôleur.

La Figure 4.20 présente la fonction de transfert du système, mesurée entre le haut-parleur et le microphone du système de contrôle, sans contrôle et avec le contrôle appliqué. Les effets du contrôle sur la septième résonance de la fonction de transfert sont rapportés dans le Tableau 4.2 (Section 4.7). Comme attendu, la fréquence n'est pas modifiée, et l'amortissement obtenu est proche de celui ciblé.
La Figure 4.21 présente l'impédance d'entrée du système non contrôlé et avec contrôle appliqué. Les effets du contrôle sur le septième pic sont rapportés dans le Tableau 4.6. La fréquence est légèrement modifiée lors du contrôle et l'amplitude du pic a augmenté. Les anti-résonances autour du pic 7 voient leur amplitude diminuer de 1 dB (avant le pic 7) et 0,5 dB (après le pic 7). Il n'y a pas de modification notable sur les autres résonances.

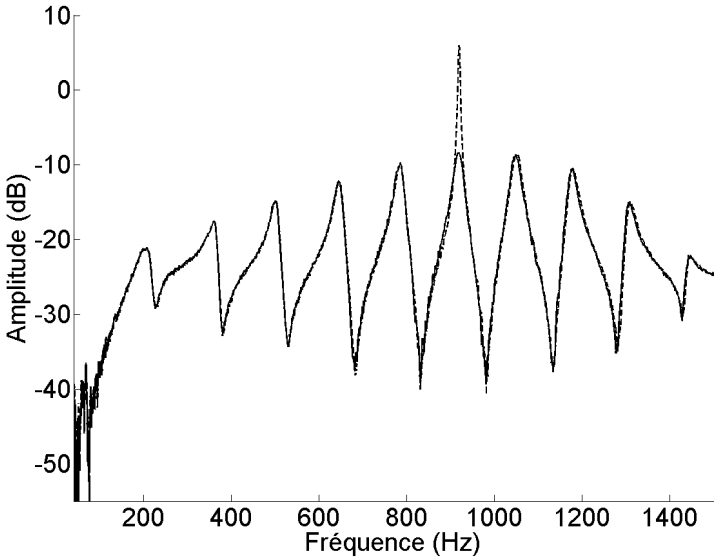


FIGURE 4.20 – Fonctions de transfert du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué pour que l'amortissement de la septième résonance soit réduit d'un facteur 4 (tirets noirs).

TABLEAU 4.6 – Fréquence et amplitude du septième pic de l'impédance d'entrée (Figure 4.21) sans contrôle (U) et avec application du contrôle (C) visant à modifier ξ_7 en le réduisant d'un facteur 4.

Cas	U	C
Fréquence (Hz)	920	919
Différences (cents)	NA	2
Amplitude (dB)	13,9	25,6
Différences (dB)	NA	+11,7

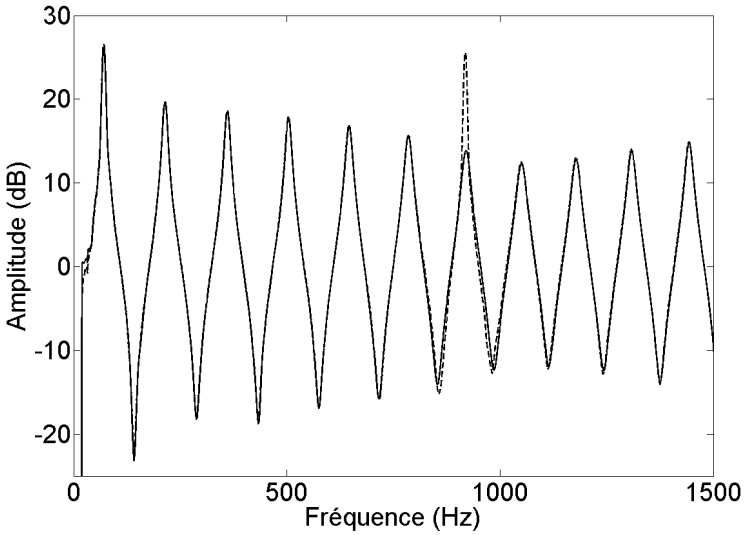


FIGURE 4.21 – Impédances d'entrée du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué de sorte à ce que l'amortissement de la septième résonance soit réduit d'un facteur 4 (tirets noirs).

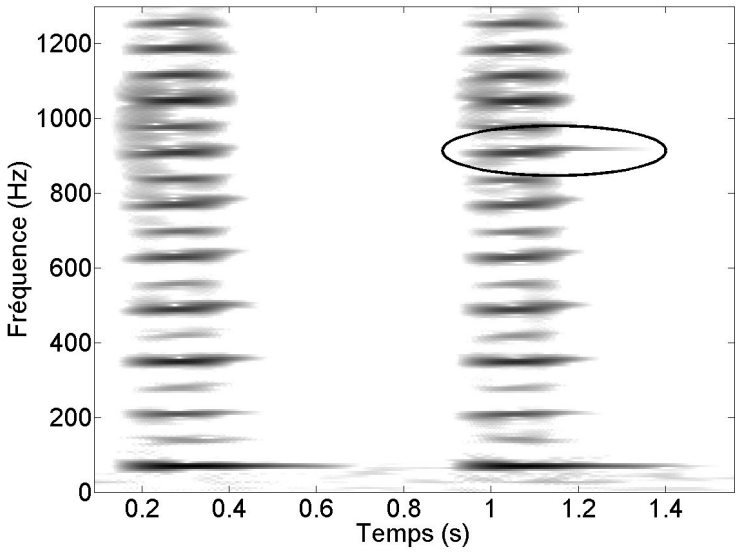


FIGURE 4.22 – Spectrogramme du son rayonné par l'instrument lors de deux courtes séquences. La première est faite sans contrôle, la seconde avec contrôle. Le septième harmonique est entouré en noir sur le second son. **Écouter son**

Dans ce cas de contrôle, appliquer le contrôle pendant qu'un instrumentiste souffle n'apporte pas d'effet notable, comparé à la Figure 4.17. La Figure 4.22 présente le spectrogramme de deux sons courts (*slaps*), le premier sans contrôle appliqué, le second avec contrôle. Dans les

deux cas, le son est produit en soufflant dans le tube pendant environ 0,25 seconde. Sans contrôle, seule la fondamentale du son est toujours entendue quand le souffle s'arrête, ceci pour une durée de 0,25 seconde. Lorsque le contrôle est appliqué, la fondamentale a le même comportement que sans contrôle, et un son proche du septième harmonique (entouré en noir dans la Figure 4.22) est toujours entendu quand le souffle s'arrête, pendant 0,2 seconde. Ce son correspond à la fréquence de la septième résonance du tube (923 Hz), qui n'est pas parfaitement accordée à la fondamentale du son (le septième harmonique a une fréquence de 910 Hz).

4.9.3 Contrôle de l'amortissement des résonances 4 à 10

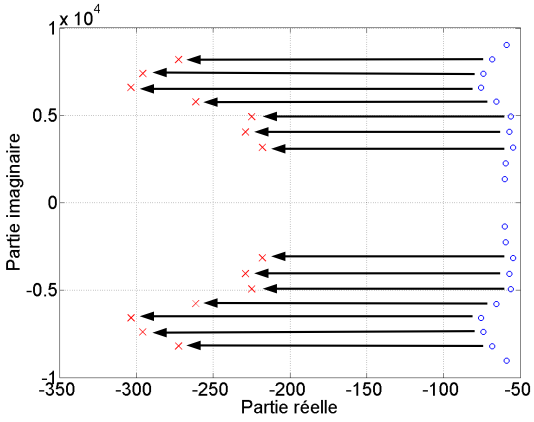


FIGURE 4.23 – Placement de pôles pour les résonances 4 à 10 quand leur amortissement est multiplié par 4. Seuls les pôles 2 à 11 sont affichés.

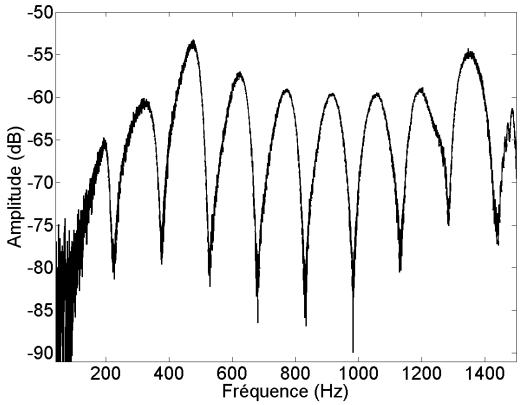


FIGURE 4.24 – Spectre de la commande produite par le contrôleur.

Dans cette partie, le contrôle de l'amortissement des résonances 4 à 10 est étudié. Ce contrôle vise à augmenter l'amortissement de ces résonances d'un facteur 4.
Les Figures 4.23, 4.24 et 4.25 présentent successivement le placement de pôle réalisé pour appliquer ce contrôle, le spectre de la commande produite par le contrôleur et les fonctions de transfert de l'instrument, réalisées entre le haut-parleur et le microphone du système de contrôle, avec et sans contrôle appliqué. Les effets du contrôle sur les résonances 4 à 10 sont rapportés dans le Tableau 4.7. Bien que la raison reste à étudier, la précision du contrôle ainsi que ses possibilités semblent plus importantes lorsque plusieurs résonances sont contrôlées. En effet, multiplier par 4 l'amortissement des résonances revient à augmenter ces amortissement de 300 %, ce qui n'a pas été réalisable en Section 4.8 lors de la détermination de l'étendue des possibilités du contrôle. Par ailleurs, si les amortissements obtenus avec le contrôle présentent des erreurs, elles ne sont que de l'ordre de 10 % à 35 %. L'amplitude de toutes les résonances est réduite, avec une réduction maximale pour la résonance 7 de 10,3 dB. A l'exception de la septième résonance, l'augmentation d'amortissement a également un effet sur la fréquence des résonances. En dessous de la septième résonance, la fréquence des résonances diminue (jusqu'à 53 cents pour la résonance 4) tandis qu'au dessus de la septième résonance, la fréquence des résonances augmente (jusqu'à 42 cents pour la résonance 10). Le contrôle a également un effet

sur l'amplitude des résonances 2 et 3, avec respectivement des augmentations de 2,1 dB et 2 dB. Ces effets non prévus peuvent provenir de la latence du système de contrôle, ainsi que d'erreurs de calcul ou de modélisation.

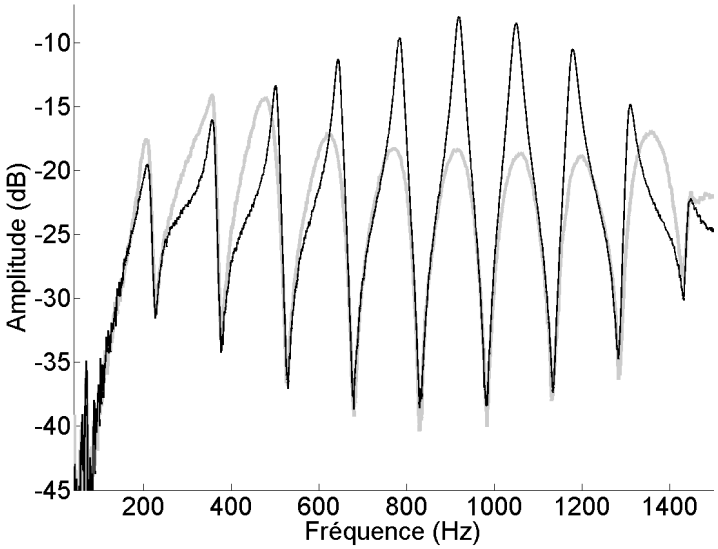


FIGURE 4.25 – Fonctions de transfert du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué de sorte à ce que l'amortissement des résonances 4 à 10 soit multiplié par 4 (trait gris).

TABLEAU 4.7 – Paramètres modaux (fréquence, amplitude, amortissement) des résonances 4 à 10 des fonctions de transfert (Figure 4.25) de l'instrument sans contrôle (U) et avec contrôle (C), ainsi que les différences entre les valeurs ciblées (T) et obtenues.

Résonance		**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**
Fréquence (Hz)	U	502	646	785	923	1054	1185	1306
	C	487	628	775	923	1063	1200	1338
	T	502	646	785	923	1054	1185	1306
Différences (cents)		53	48	22	0	15	21	42
Amortissement	U	0,0151	0,0124	0,0127	0,0107	0,0109	0,0093	0,0083
	C	0,0483	0,0422	0,0457	0,0325	0,0283	0,0249	0,0272
	T	0,0604	0,0496	0,0508	0,0428	0,0436	0,0372	0,0332
Différences (%)		20	15	10	24	35	33	18
Amplitude (dB)	U	-8,3	-6,1	-5,3	-3,5	-4,1	-6,3	-9,3
	C	-9,1	-11,9	-14	-13,3	-14,3	-14,6	-11,4
Différences (dB)		-0,8	-5,8	-8,7	-10,3	-10,2	-8,3	-2,1

La Figure 4.26 présente les impédances d'entrée de l'instrument sans contrôle et avec contrôle appliqué. Les effets du contrôle sur les pics 4 à 10 sont rapportés dans le Tableau 4.8. L'amplitude des pics contrôlés est réduite, avec une réduction maximale de 9,9 dB pour le pic 6. En dehors du pic 5, l'augmentation de l'amortissement a aussi provoqué une diminution de

la fréquence des pics (jusqu'à 29 cents pour le pic 4). Toutes les anti-résonances voient leur amplitude augmenter d'environ 10 dB. Le contrôle a également un effet sur l'amplitude des pics 2 et 3, avec respectivement une augmentation de 2,2 dB et 1,2 dB.

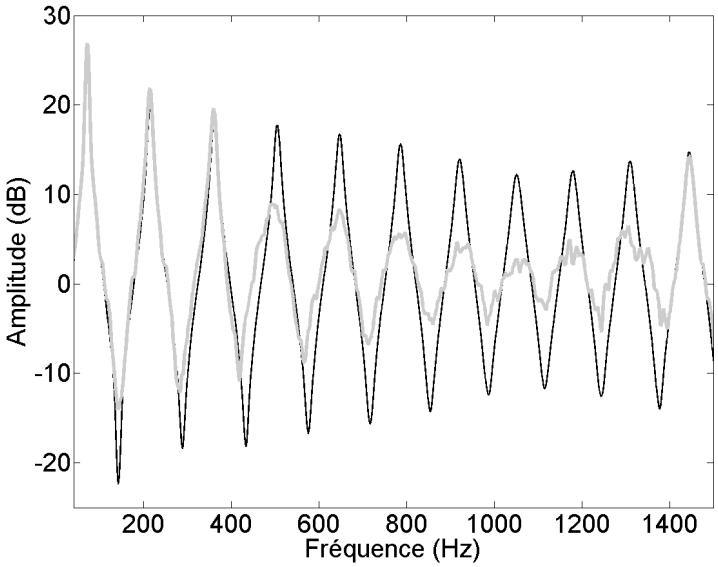


FIGURE 4.26 – Impédances d'entrée du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué de sorte à ce que l'amortissement des résonances 4 à 10 soit multiplié par 4 (trait gris).

TABLEAU 4.8 – Paramètres modaux des pics 4 à 10 des impédances d'entrée (Figure 4.26) de l'instrument sans contrôle (U) et avec contrôle appliqué (C), ainsi que les différences entre les valeurs attendue et obtenues.

Pic		**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**	**10**
Fréquence (Hz)	U	505	647	786	922	1052	1180	1310
	C	493	647	796	918	1050	1172	1307
Différences (cents)		29	0	15	7	2	8	3
Amplitude (dB)	U	18	17	15,6	13,7	12,3	12,7	13,7
	C	9,3	8,6	5,7	4,4	2,9	5	6.3
Différences (dB)		-8,7	-8,4	-9,9	-9,3	-9,4	-7,7	-7,4

La Figure 4.27 présente le spectrogramme du son produit par l'instrument en situation de jeu lorsque le contrôle est appliqué. Dans cette figure, le contrôle est appliqué pendant 3 secondes, entre 3 et 6 secondes. De même que dans l'exemple précédent, le contrôle est appliqué pendant le souffle de sorte à éviter les problèmes de reproductibilité de la pression buccale imposée par l'instrumentiste. Avec et sans application du contrôle, le son de l'instrument correspond à la première résonance du tube. Quand le contrôle est appliqué, les harmoniques impairs 4 à 9 sont fortement atténués. L'harmonique impair 10 ($f_1 \times 19$) n'est pas présenté sur la figure, son amplitude étant déjà trop basse hors contrôle pour y être vue. Le contrôle présente également des effets sur les harmoniques pairs 2 à 4 qui voient leur amplitude augmenter, ce

qui corrobore les observations faites en Figure 4.26. Les autres harmoniques pairs sont moins favorisés par le contrôle car moins bien accordés à la fondamentale du son.

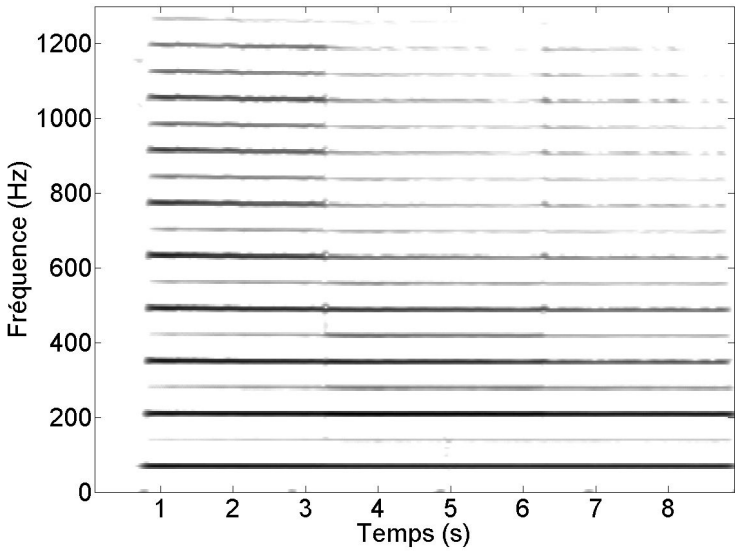


FIGURE 4.27 – Spectrogramme du son rayonné par l'instrument. Le contrôle est appliqué pendant 3 secondes, entre 3 et 6 secondes. **Écouter son**

4.9.4 Contrôle de la fréquence des résonances 3 à 5

Dans cette partie, le contrôle de la fréquence des résonances 3 à 5 est étudié. Ce contrôle vise à :

— réduire la fréquence de la résonance 3, de sorte que $f_3 = 350\,\text{Hz}$,
— réduire la fréquence de la résonance 4, de sorte que $f_4 = 490\,\text{Hz}$,
— réduire la fréquence de la résonance 5, de sorte que $f_5 = 630\,\text{Hz}$.

Les Figures 4.28, 4.29 et 4.30 présentent respectivement le placement de pôle réalisé pour appliquer ce contrôle, le spectre de la commande produite par le contrôleur pour atteindre ces contrôles et les fonctions de transfert de l'instrument, réalisées entre le haut-parleur et le microphone du système de contrôle, avec et sans contrôle appliqué. Les effets du contrôle sur les résonances 3, 4 et 5 sont rapportés dans le Tableau 4.9 (haut). Les fréquences obtenues sont proches des fréquences ciblées. Elles le sont de plus en plus de la résonance 3 à la résonance 5. Bien qu'aucun contrôle n'ait été entrepris vis à vis de l'amortissement, celui-ci est beaucoup modifié, réduit pour les trois résonances, en particulier pour la résonance 3 qui voit son amortissement divisé par 5. Ceci, comme énoncé précédemment, provient probablement de la latence du système de contrôle. En conséquence, l'amplitude des trois résonances augmente, en particulier la résonance 3 qui voit son amplitude augmentée de 16,8 dB. Le contrôle a également un effet sur l'amplitude des résonances 6 à 8, avec des diminutions de 1 dB (résonance 8) à 2 dB (résonance 6).

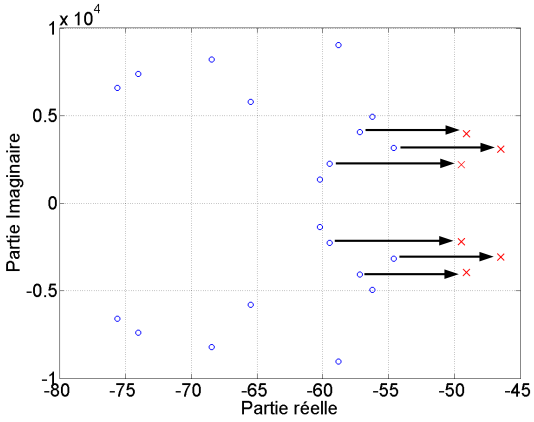


FIGURE 4.28 – Placement de pôles pour les résonances 3 à 5 quand leur fréquence est contrôlée. Seuls les pôles 2 à 11 sont affichés.

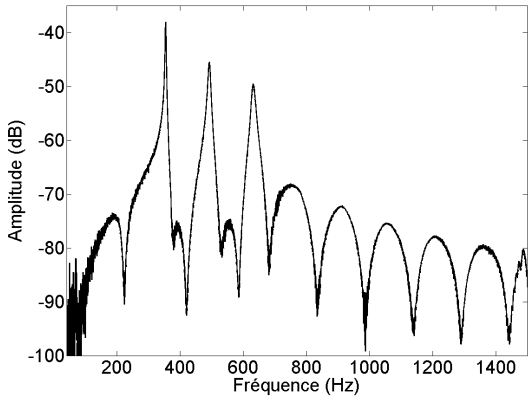


FIGURE 4.29 – Spectre de la commande produite par le contrôleur.

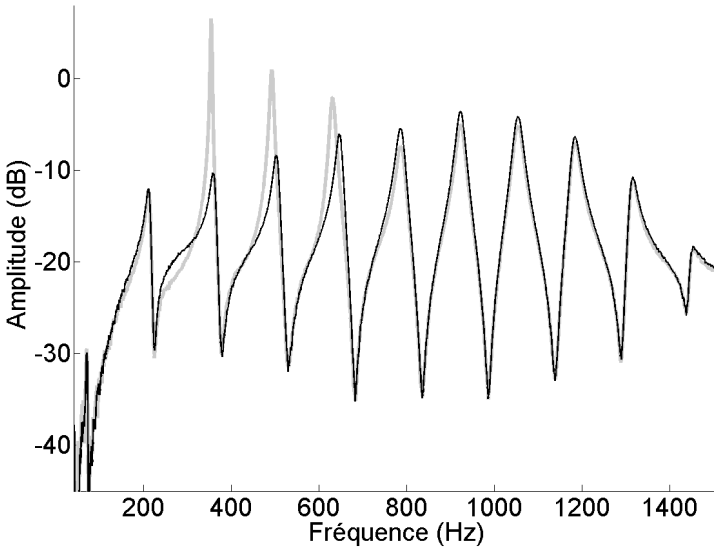


FIGURE 4.30 – Fonctions de transfert du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué aux résonances 3 à 5 (trait gris).

La Figure 4.31 présente les impédances d'entrée de l'instrument sans contrôle et avec contrôle appliqué. Les effets du contrôle sont rapportés dans le Tableau 4.9 (bas). Les fréquences obtenues sont exactement les mêmes que sur les fonctions de transfert, et restent donc proches de celles ciblées. Les modifications en amplitude sont cependant moins importantes :

— les pics 3 et 4 voient leur amplitude augmenter (de 9,9 dB pour la résonance 3),
— le pic 5 voit son amplitude diminuer légèrement.

Des effets indésirables se produisent sur les autres pics et sur les anti-résonances :

— les pics 6 à 8 subissent des diminutions d'amplitude, de 1,1 dB (pic 8) à 2,2 dB (pic 6),

— l'anti-résonance entre les pics 2 et 3 ainsi que les anti-résonances entre les pics 5 et 10 augmentent en amplitude (jusqu'à 7 dB entre les pics 5 et 6),
— l'anti-résonance entre les pics 3 et 4 diminue en amplitude de 2,8 dB.

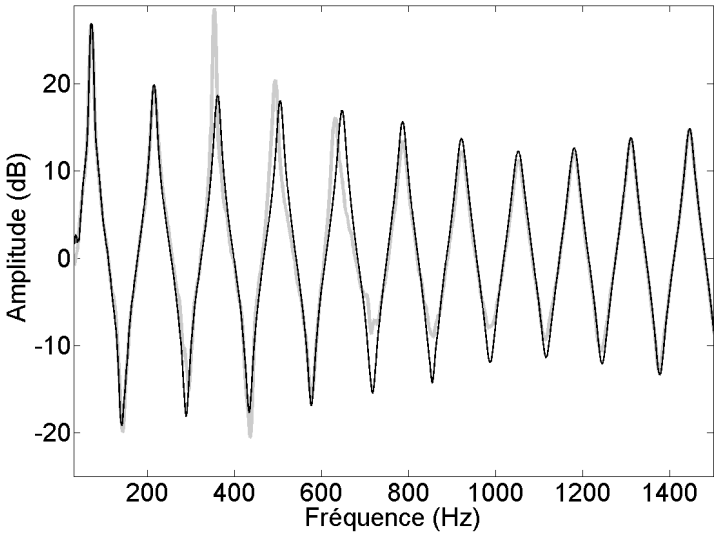


FIGURE 4.31 – Impédances d'entrée du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué aux résonances 3 à 5 (trait gris).

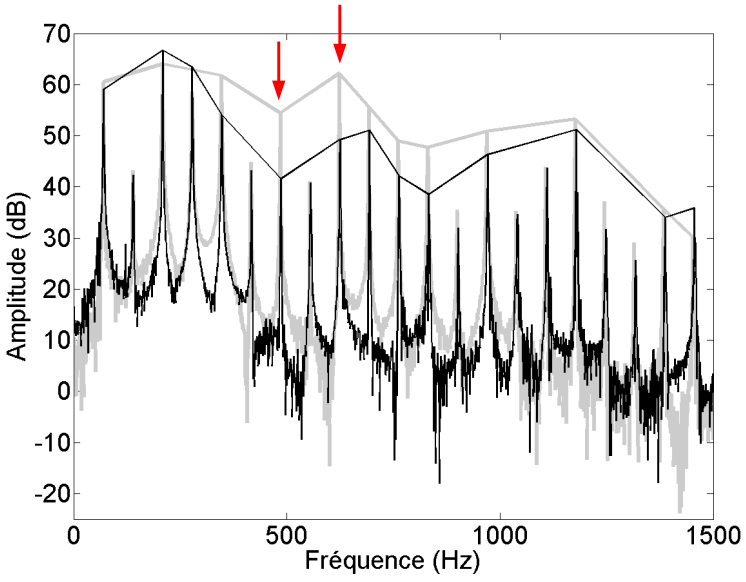


FIGURE 4.32 – Spectre avec enveloppe du son rayonné par l'instrument sans contrôle (trait noir) et avec les résonances 3 à 5 contrôlées (trait gris). Les flèches indiquent les fréquences à 485 Hz et 623 Hz. **Écouter son**

La Figure 4.32 présente le spectre du son produit par l'instrument avec et sans application du contrôle. Le son lié à ces deux spectres a été produit de la même façon que pour les exemples précédents, en situation de jeu et avec application du contrôle pendant 3 secondes. Avec et sans contrôle, le son de l'instrument correspond à la première résonance de l'instrument, avec une fondamentale à 70 Hz, soit 1 Hz en dessous de la fréquence du premier pic de l'impédance. Des modifications de l'amplitude des harmoniques du son produit par l'instrument peuvent être observées. De 0 Hz à 300 Hz et de 1000 Hz à 1500 Hz, les amplitudes des harmoniques sont globalement identiques avec et sans contrôle. Par contre, entre 300 Hz et 1000 Hz, les harmoniques du son produit par l'instrument contrôlé ont une amplitude bien supérieure à ceux du son produit par l'instrument non contrôlé. Ces différences vont jusqu'à 13 dB à 485 Hz et 623 Hz (indiquées par les flèches sur la Figure 4.32). Ces augmentations d'amplitude correspondent aux augmentations observées lors de la modification de la fréquence des résonances 3 à 5.

TABLEAU 4.9 – Haut : Paramètres modaux (fréquence, amplitude, amortissement) des résonances 3 à 5 des fonctions de transfert (Figure 4.30) de l'instrument sans contrôle (U) et avec contrôle (C), et différences entre valeurs ciblées (T) et obtenues. **Bas** : Paramètres modaux des pics 3 à 5 de l'impédance d'entrée (Figure 4.31) de l'instrument sans contrôle (U) et avec contrôle appliqué (C), ainsi que les différences entre valeurs attendues et obtenues.

Résonance		**3**	**4**	**5**
Fréquence (Hz)	U	358	502	646
	C	353	492	631
	T	350	490	630
Différences (cents)		15	7	3
Amortissement	U	0,0225	0,0151	0,0124
	C	0,0045	0,0081	0,0098
	T	0,0225	0,0151	0,0124
Différences (%)		80	46	21
Amplitude (dB)	U	-10,3	-8,3	-6,1
	C	6,5	1	-2,1
Différences (dB)		+16,8	+9,3	+4
Fréquence (Hz)	U	361	505	647
	C	353	493	631
Différences (cents)		15	7	3
Amplitude (dB)	U	18,8	18	17
	C	28,7	20,5	16,1
Différences (dB)		+9,9	+2,5	-0,9

4.9.5 Contrôle de l'amortissement et de la fréquence des résonances 3 à 9

Les exemples précédents ont montré qu'il est possible de contrôler la fréquence ou l'amortissement de plusieurs résonances en même temps. Pour ce dernier exemple, l'amortissement

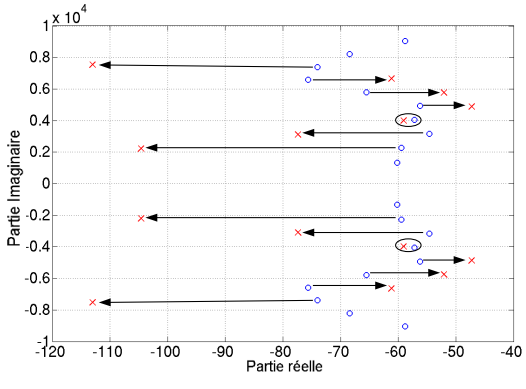


FIGURE 4.33 – Placement de pôles pour les résonances 3 à 9 quand leurs fréquence et amortissement sont contrôlés. Seuls les pôles 2 à 11 sont affichés.

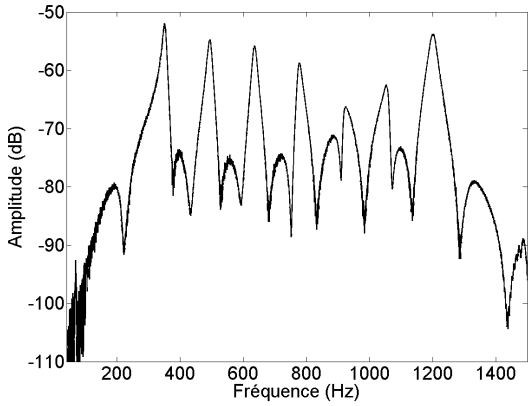


FIGURE 4.34 – Spectre de la commande produite par le contrôleur.

et la fréquence des résonances 3 à 9 sont contrôlés simultanément, de sorte à ce que les pics de l'impédance d'entrée soient parfaitement accordés à la fréquence du premier pic. Les amortissements sont choisis de sorte que l'amplitude des pics subisse un minimum de modification. La fréquence du premier pic de l'impédance d'entrée est de 70,5 Hz. La Figure 4.33 présente le placement de pôle réalisé quand :

- la fréquence de la troisième résonance est décalée de sorte à ce que $f_3 = 353\,\text{Hz}$, et son amortissement est augmenté de 80 %,
- la fréquence de la quatrième résonance est décalée de sorte à ce que $f_4 = 494\,\text{Hz}$, et son amortissement est augmenté de 45 %,
- la fréquence de la cinquième résonance est décalée de sorte à ce que $f_5 = 635\,\text{Hz}$, et son amortissement est augmenté de 5 %,
- la fréquence de la sixième résonance est décalée de sorte à ce que $f_6 = 776\,\text{Hz}$, et son amortissement est réduit de 15 %,
- la fréquence de la septième résonance est décalée de sorte à ce que $f_7 = 917\,\text{Hz}$, et son amortissement est réduit de 20 %,
- la fréquence de la huitième résonance est décalée de sorte à ce que $f_8 = 1058\,\text{Hz}$, et son amortissement est réduit de 205 %,
- la fréquence de la neuvième résonance est décalée de sorte à ce que $f_9 = 1199\,\text{Hz}$, et son amortissement est augmenté de 50 %.

Comme le contrôle déplace peu le cinquième pôle, il est entouré en noir dans la Figure 4.33. La Figure 4.34 présente la commande (en fréquence) produite par le contrôleur pour atteindre ces contrôles.

La Figure 4.35 présente les fonctions de transfert de l'instrument avec et sans contrôle appliqué. Les effets du contrôle sur les résonances 3 à 9 sont rapportés dans le Tableau 4.10 (haut). Les fréquences obtenues sont très proches de celles ciblées par le contrôle, avec un écart maximum de 7 cents pour la résonance 3. Les erreurs sur la modification de l'amortissement restent plus importantes, allant de 1 % (résonance 7) à 64 % (résonance 3) d'erreur. L'amplitude des résonances 3 à 6 et 9 croit avec le contrôle (jusqu'à 6,5 dB pour la résonance

3), tandis que l'amplitude des résonances 7 et 8 diminue (de 1,2 dB et 0,6 dB respectivement). Le contrôle ne présente pas d'effet sur les autres résonances de l'instrument.

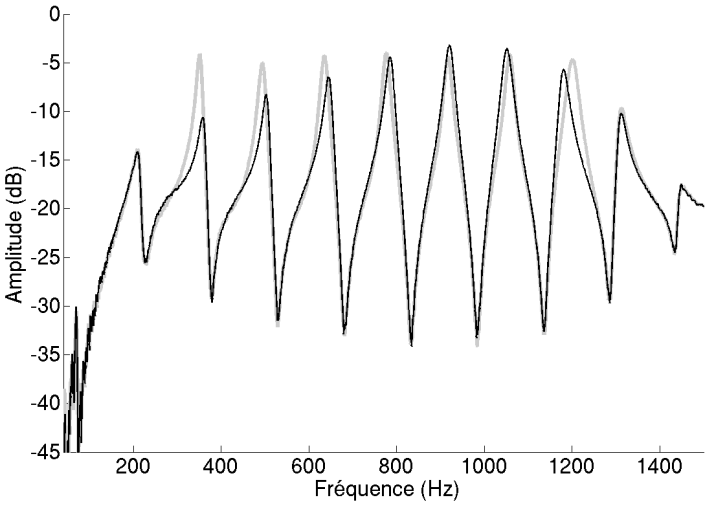


FIGURE 4.35 – Fonctions de transfert du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué aux résonances 3 à 9 (trait gris).

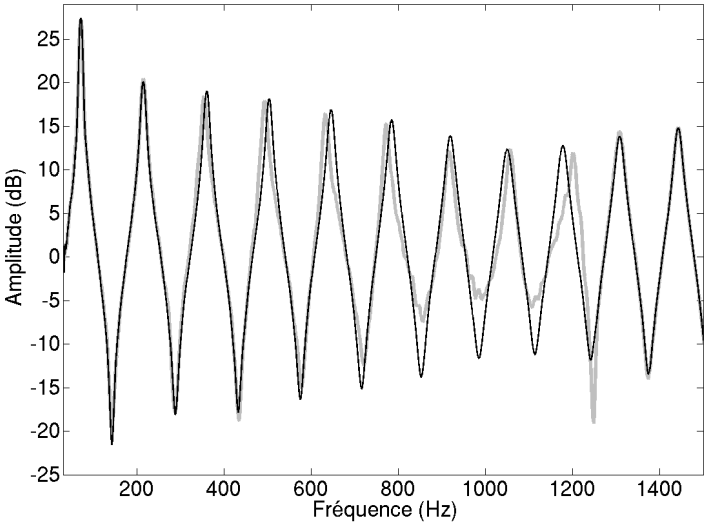


FIGURE 4.36 – Impédances d'entrée du tube sans contrôle (trait noir) et avec le contrôle appliqué aux résonances 3 à 9 (trait gris).

Tableau 4.10 – **Haut** : Paramètres modaux (fréquence, amplitude, amortissement) des résonances 3 à 9 des fonctions de transfert (Figure 4.35) de l'instrument sans contrôle (U) et avec contrôle (C), et différences entre valeurs ciblées (T) et obtenues. **Bas** : Fréquence et amplitude des pics 3 à 9 de l'impédance d'entrée (Figure 4.36) de l'instrument sans contrôle (U) et avec contrôle appliqué (C), ainsi que les différences entre valeurs attendues et obtenues.

Résonance		**3**	**4**	**5**	**6**	**7**	**8**	**9**
Fréquence (Hz)	U	358	502	646	785	923	1054	1185
	C	352	494	635	776	917	1057	1201
	T	353	494	635	776	917	1058	1199
Différences (cents)		7	0	0	0	0	1	2
Amortissement	U	0,0225	0,0151	0,0124	0,0127	0,0107	0,0109	0,0093
	C	0,0146	0,0136	0,0109	0,0105	0,0087	0,0076	0,0096
	T	0,0405	0,0219	0,0130	0,0108	0,0086	0,0087	0,0139
Différences (%)		64	38	16	3	1	13	31
Amplitude (dB)	U	-10,3	-8,3	-6,1	-5,3	-3,5	-4,1	-6,3
	C	-3,8	-5	-4,3	-4,9	-4,7	-4,7	-5,3
Différences (dB)		+6,5	+3,3	+1,8	+0,4	-1,2	-0,6	+1
Fréquence (Hz)	U	361	505	647	786	922	1052	1180
	C	353	493	632	773	917	1057	1201
Différences (cents)		0	2	6	5	0	1	1
Amplitude (dB)	U	18,8	18	17	15,6	13,7	12,3	12,7
	C	18,2	17,9	16,5	15,2	11,9	12,2	11,8
Différences (dB)		-0,6	-0,1	-0,5	-0,4	-1,8	-0,1	-0,9

La Figure 4.36 présente les impédances d'entrée de l'instrument avec et sans contrôle appliqué. Les effets du contrôle sur les pics 3 à 9 sont rapportés dans le Tableau 4.10 (bas). Les fréquences obtenues sont à nouveau très proches de celles ciblées, avec un écart maximum de 3 Hz pour le pic 5 (soit 6 cents). En dehors du pic 7, l'amplitude n'est que très légèrement modifiée (moins de 1 dB), contrairement à ce qui a été observé sur les fonctions de transfert (Figure 4.35). Les anti-résonances entre les pics 5 et 9 voient leur amplitude augmenter, jusqu'à 7 dB entre les pics 7 et 8, tandis que l'anti-résonance entre les pics 9 et 10 voit son amplitude diminuée de 7,2 dB. Les pics sur lesquels aucun contrôle n'est appliqué ne présentent pas de modification. La Figure 4.37 présente le spectre du son produit par l'instrument avec et sans application du contrôle. Ces deux spectres ont été produit à partir du même son, généré par l'instrumentiste au cours d'un seul souffle avec l'instrument d'abord non contrôlé puis contrôlé. Avec et sans contrôle, le son correspond à la première résonance de l'instrument, bien que sa hauteur soit légèrement modifiée par le contrôle, passant de 70,6 Hz sans contrôle à 70,2 Hz avec contrôle (soit une différence de 7 cents). L'amplitude des harmoniques est également modifiée. Sur les intervalles [0 - 750 Hz] et [1100 Hz - 1400 Hz], l'amplitude des harmoniques du son produit par l'instrument contrôlé est plus élevée, jusqu'à 4 dB à 352 Hz et 5 dB à 1263 Hz. Ceci a pu être provoqué par le meilleur accord des pics 3 à 9 avec le premier pic de l'impédance d'entrée.

Cependant, sur l'intervalle [750 Hz - 1100 Hz], l'amplitude des harmoniques du son produit par l'instrument contrôlé est plus faible, jusqu'à 6 dB à 917 Hz. Cette diminution autour de la septième résonance correspond au seul pic dont l'amplitude est plus faible dans l'impédance d'entrée quand le contrôle est appliqué.

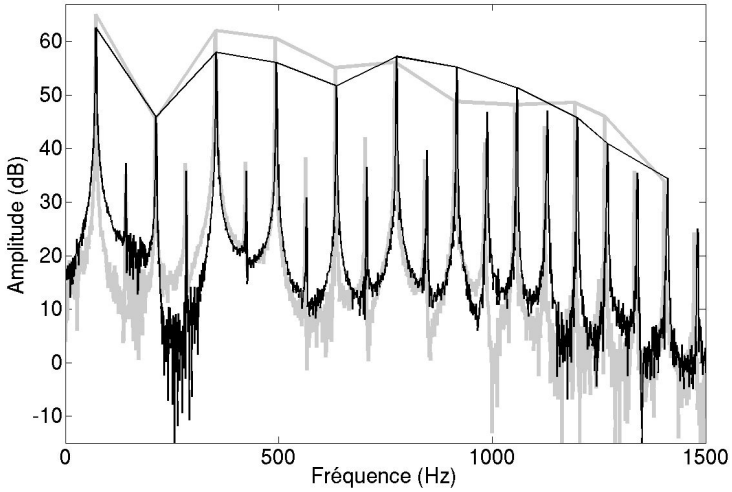


FIGURE 4.37 – Spectre avec enveloppe du son rayonné par l'instrument sans contrôle (trait noir) et avec les résonances 3 à 9 contrôlées (trait gris). **Écouter son**

4.10 Limites

Les exemples précédents ont montré le potentiel du contrôle modal pour la modification des résonances d'un instrument à vent. Il subsiste cependant des limites, dépendantes de la méthode de calcul choisie pour le vecteur $\mathbf{L}$ des gains de l'observateur (voir eq.(4.10)). Comme expliqué en Section 4.2.2, les résultats expérimentaux présentés précédemment ont été obtenus en utilisant une méthode de placement de pôles (PP) pour calculer $\mathbf{L}$. Or, dans la Section 3.3, ce vecteur était calculé à l'aide d'un algorithm LQE (Linear Quadratic Estimator). Les résultats obtenus avec ces deux méthodes sont en effet différents.
La Figure 4.38 présente un exemple de fonctions de transfert de l'instrument lorsque $\mathbf{L}$ est calculé avec chacun de ces algorithmes pour un contrôle visant à modifier la fréquence de la troisième résonance, de sorte que $f_3 = 350$ Hz (sans contrôle, $f_3 = 358$ Hz). Pour rappel, ces fonctions de transfert sont mesurées entre le microphone et le haut-parleur du système de contrôle placé près du coté ouvert du tube, ce qui explique la faible amplitude des premières résonances ($f_1 = 71$ Hz et $f_2 = 214$ Hz). Le Tableau 4.11 rapporte les effets du contrôle dans ces deux cas. Le contrôle est beaucoup plus précis quand $\mathbf{L}$ est calculé avec un algorithme LQE. En effet, la fréquence atteinte est meilleure, la modification non recherchée d'amortissement plus faible et l'augmentation d'amplitude moins importante quand l'algorithme LQE est utilisé.

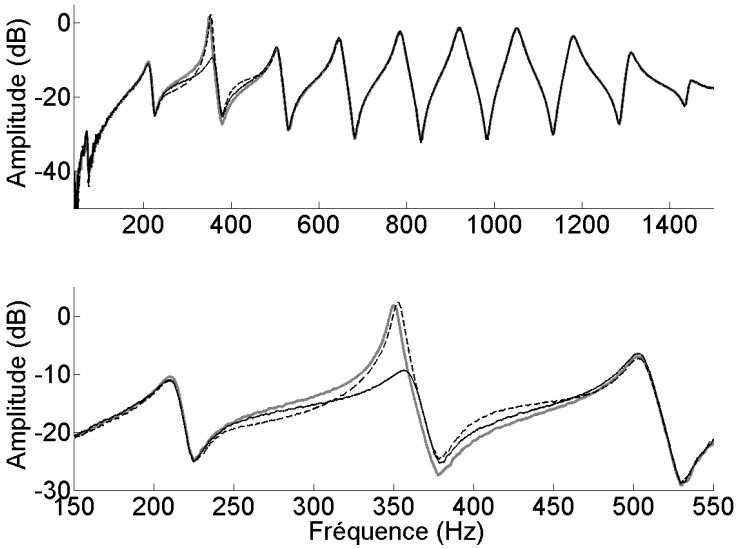


FIGURE 4.38 – Fonctions de transfert de l'instrument sans contrôle (trait noir), avec contrôle appliqué quand $\mathbf{L}$ est calculé avec un algorithme de placement de pôles (pointillés noirs) et avec contrôle appliqué quand $\mathbf{L}$ est calculé avec un algorithme LQE (trait gris) lorsque $f_3 = 350\,\text{Hz}$.

TABLEAU 4.11 – Paramètres modaux (fréquence, amortissement, amplitude) de la résonance 3 de la fonction de transfert (Figure 4.38) de l'instrument sans contrôle (U), avec contrôle appliqué $\mathbf{L}$ est calculé avec un algorithme de placement de pôles (PP) et avec contrôle appliqué quand $\mathbf{L}$ est calculé avec un algorithme LQE (LQE) lorsque $f_3 = 350\,\text{Hz}$.

Méthode	U	PP	LQE
Fréquence (Hz)	358	353	350
Amortissement	0,0225	0.0034	0,0056
Amplitude (dB)	-10,3	2,5	1,5

Des simulations ont été réalisées afin d'observer l'état $\mathbf{x}$ et l'état estimé $\hat{\mathbf{x}}$ dans ces deux cas, notés $\hat{\mathbf{x}}_{LQE}$ et $\hat{\mathbf{x}}_{PP}$. Des simulations sont utilisées car l'état $\mathbf{x}$ ne peut pas être récupéré lors de mesures expérimentales. La Figure 4.39 présente ces états, réel et estimé, en simulation quand l'algorithme LQE est utilisé, et la Figure 4.40 quand l'algorithme PP est utilisé. L'algorithme LQE permet effectivement une bien meilleure estimation de l'état. L'estimation due à l'algorithme PP chute brutalement vers les hautes fréquences, avant de faire des rebonds (d'environ 15 dB d'amplitude), chaque creux reprenant les anti-résonances de la fonction de transfert. Vers les basses fréquences, cette estimation est d'abord plus importante que l'original, avant de produire un creux. L'estimation due à l'algorithme LQE présente également ces différents creux, mais de manière beaucoup moins marquée (d'environ 3 dB d'amplitude).

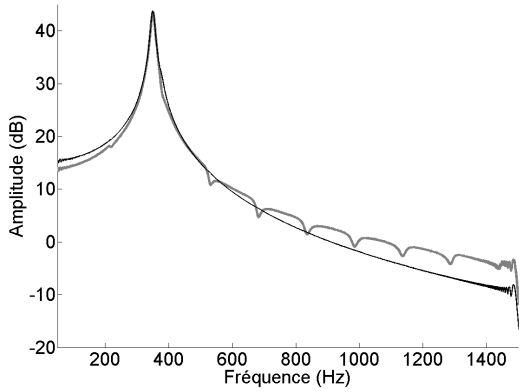


FIGURE 4.39 – État $\mathbf{x}$ (trait noir) et état estimé $\hat{\mathbf{x}}_{LQE}$ (trait gris) simulés lorsque f_3 = 350 Hz et que $\mathbf{L}$ est calculé avec un algorithme LQE.

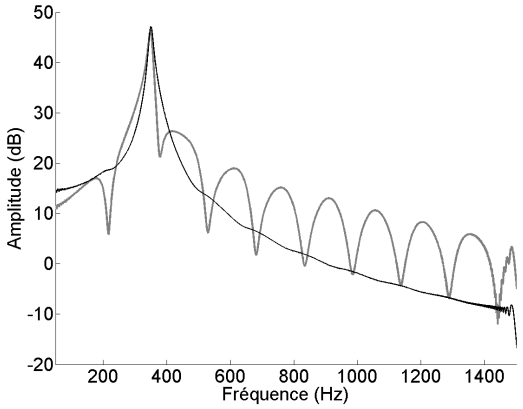


FIGURE 4.40 – État $\mathbf{x}$ (trait noir) et état estimé $\hat{\mathbf{x}}_{PP}$ (trait gris) simulés lorsque f_3 = 350 Hz et que $\mathbf{L}$ est calculé avec un algorithme PP.

Bien que l'algorithme LQE présente de meilleurs résultats, c'est l'algorithme PP qui a été utilisé. En effet, l'algorithme LQE provoque un effet indésirable sur l'impédance d'entrée de l'instrument. La Figure 4.41 présente les impédances d'entrée de l'instrument, mesurées quand $\mathbf{L}$ est calculé avec ces deux algorithmes. Lorsque l'algorithme LQE est utilisé, un deuxième pic apparait à 378 Hz.
Sur la Figure 4.40, $\hat{\mathbf{x}}_{PP}$ présente un creux à cette fréquence, soit une différence de 7,1 dB avec $\hat{\mathbf{x}}_{LQE}$. De plus, cette fréquence correspond à la fréquence de l'anti-résonance suivant la troisième résonance dans la fonction de transfert (voir Figure 4.38). Or, lorsque l'algorithme LQE est utilisé, la fonction de transfert contrôlée est 3 dB plus basse à cette anti-résonance que lorsqu'il n'y a pas de contrôle. Avec l'algorithme PP, la différence est d'environ +0,5 dB. Lors de l'identification des paramètres modaux (voir Figure 4.6), les anti-résonances étaient mal identifiées, avec un écart général de l'ordre de 5 dB au dessus de la mesure.
L'algorithme LQE étant plus précis que l'algorithme PP, il est possible que ces modifications d'amplitude dans les anti-résonances proviennent d'erreurs d'identification. Par ailleurs, les anti-résonances de l'impédance d'entrée ne sont pas aux mêmes fréquences que dans la fonction de transfert. Il est donc possible que le contrôle injecte de l'énergie à des fréquences pour lesquelles le tube n'aura pas ou peu de réponse à la position du contrôleur (les anti-résonances de la fonction de transfert), mais qui auront un effet à l'entrée (le nouveau pic de l'impédance d'entrée lorsque LQE est utilisé). [2]
L'algorithme LQE donnant un meilleur résultat partout ailleurs, il est possible que l'effet à obtenir soit bien celui-ci. Cependant, l'un des buts de ces expériences est de déplacer en fréquence les résonances. Ainsi, l'algorithme PP a été choisi pour éviter ce phénomène de dédoublement de pic dans l'impédance d'entrée.

2. A l'écriture de ce document, nous ne disposons pas d'outils de simulation de l'impédance d'entrée de l'instrument contrôlé (bien qu'un essai ait été réalisé à partir de [Kergomard08], p.210-211), nous ne savons donc pas si les effets observés à l'utilisation du LQE sont prévisibles ou non.

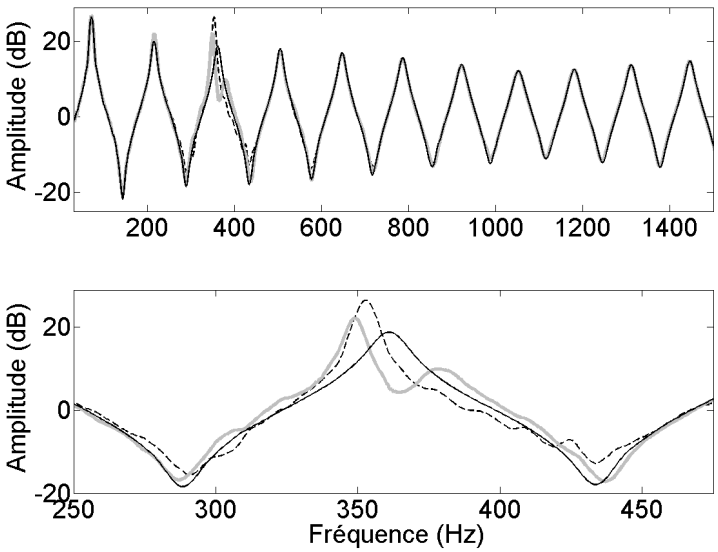


FIGURE 4.41 – Impédances d'entrée de l'instrument sans contrôle (trait noir), avec contrôle appliqué quand **L** est calculé avec un algorithme de placement de pôles (pointillés noirs) et avec contrôle appliqué quand **L** est calculé avec un algorithme LQE (trait gris) lorsque $f_3 = 350\,\text{Hz}$.

4.11 Conclusion

Le contrôle actif modal a pu être appliqué à un système auto-oscillant réel afin de modifier le son qu'il produit, et a été validé. Les effets de ces contrôles sont divers, visibles et liés les uns aux autres. En effet, le contrôle vise la modification de la fonction de transfert de l'instrument, les mesures permettant d'observer l'effet induit par ces contrôles sur son impédance d'entrée ainsi que sur le son rayonné. Les modifications obtenues portent sur :

- les résonances des fonctions de transfert de l'instrument,
- les pics de l'impédance d'entrée de l'instrument,
- l'amplitude des harmoniques dans le son émis par l'instrument en situation de jeu,
- l'atténuation des harmoniques dans le son émis par l'instrument quand le souffle est arrêté,
- la hauteur du son produit par l'instrument.

L'étendue du contrôle de chaque résonance a été étudiée et présente d'importantes possibilités. Un tel contrôle est un puissant outil expérimental permettant l'étude de l'influence des paramètres modaux sur l'impédance d'entrée et le son rayonné par un instrument à anche simplifié. Cet outil pourrait être utilisé afin d'étudier d'autres types d'instruments à vent (autres anches, double, lipales, par exemple). D'autre part, il permet au musicien de transformer les sonorités de son instrument. Utilisé avec un algorithme de placement de pôles, le contrôle est très précis en fréquence, un peu moins pour l'amortissement. Le contrôle provoque parfois des modifications non voulues sur les résonances non contrôlées, en particulier lors du contrôle de la fréquence de certaines résonances. Des hypothèses quand à la source de ces effets ont cependant été proposées, telles que la latence du contrôleur, des erreurs de calcul ou de modélisation.

Par ailleurs, le contrôle a provoqué des modifications dans les spectres et spectrogrammes des sons produits par l'instrument en situation de jeu. L'amplitude des harmoniques dans le son peut être réduite lorsque des modifications de fréquence emmènent la résonance correspondante loin de la fréquence de l'harmonique ou que l'amortissement est augmenté. Elle est par contre augmentée lorsque les résonances sont rapprochées des fréquences des harmoniques du son et que leur amortissement est réduit (ou leur amplitude augmentée). Ainsi, déplacer une résonance vers la fréquence d'un harmonique pair augmentera considérablement sa présence dans le son.
La méthode du placement de pôles a été choisie à la place du LQE car elle présentait des résultats plus exploitables vis-à-vis de l'impédance d'entrée et du son produit par l'instrument, bien que sa précision soit bien moins importante que pour le LQE.
Ce contrôleur permet de grandes modifications de l'amortissement et de la fréquence des résonances. Cependant, le contrôle n'a pas été étudié au-delà de la 11ème résonance, la fréquence de coupure du système de contrôle étant à 1500 Hz. De plus, il ne permet pas de modifier les deux premières résonances (à cause de son emplacement sur le tube, les autres positions étudiées en Section 4.3 provoquant de trop grandes perturbations pour les résonances) ni de modifier l'amplitude des résonances indépendamment de leur fréquence et de leur amortissement.

L'étude d'autres actionneurs, tels que des anneaux piézoélectriques ou des films piézoélectriques, permettrait de rapprocher le contrôleur de l'embouchure de l'instrument, et ainsi de contrôler les premières résonances du tube. Le contrôle de l'amplitude des résonances pourrait être obtenu par contrôle combiné de l'état et de l'état dérivé du système [Benacchio13a]. Enfin, une finalité de ce travail serait l'application de ce contrôle à une vraie clarinette basse.

Chapitre 5

Conclusion et Perspectives



Élargir le spectre des possibilités des instruments de musique à vent sans perdre le geste instrumental, tel était le but de cette thèse au sein du projet IMAREV. Pour tenter de l'atteindre, différentes techniques de contrôle actif ont été explorées afin de modifier les résonances des instruments à vent. Deux types d'instruments ont alors été étudiés : un trombone muni d'une sourdine sèche active (application à la famille des cuivres) et une "clarinette basse simplifiée" (application à la famille des bois à anche simple), chacun ayant été contrôlé avec une méthode différente.

La sourdine sèche active de trombone a été contrôlée à l'aide d'un contrôle simple à base de gain et de déphasage. L'objectif était de pouvoir contrôler l'amplitude et la position du pic parasite provoqué par l'insertion de la sourdine dans l'impédance d'entrée du trombone, et d'observer les effets que ce pic a sur la jouabilité et le timbre de l'instrument. En effet, l'insertion d'une sourdine dans le pavillon du trombone a pour conséquence de rendre difficile d'accès certaines notes pédales de l'instrument, dont la fréquence fondamentale est proche de celle du pic parasite. La sourdine est assimilable à un résonateur à un degré de liberté. Elle a été contrôlée seule, puis couplée au pavillon du trombone et les effets sur le pic parasite ont été observés. De grandes modifications sont accessibles, tant en amplitude qu'en fréquence, les plus importantes étant celles obtenues pour la sourdine insérée dans le pavillon (10 tons, 31,6 dB). Déplacer en fréquence le pic parasite permet de déplacer les difficultés induites par l'insertion de la sourdine dans le trombone : si le pic parasite a une fréquence plus élevée, les notes impactées seront plus hautes. Il en va de même si la fréquence du pic parasite est réduite. Par ailleurs, supprimer ce pic parasite en amortissant la résonance de la sourdine rétablit la jouabilité de l'instrument. Cependant, si un tel contrôle est très efficace pour le contrôle de systèmes simples comme un résonateur, il est inadapté aux systèmes plus complexes.
Un contrôle modal a été développé, permettant de modifier les paramètres modaux (fréquence et amortissement) des résonances d'un système de manière ciblée. Il a d'abord été testé en simulation sur un modèle de clarinette, permettant de modifier de manière importante les premières résonances du système, et par conséquence de modifier la hauteur et le timbre du son produit par l'instrument simulé ainsi que son seuil d'oscillation. Ces tests ont validé la stabilité de ce type de contrôle sur système auto-oscillant. Ils ont également mis en avant le comportement d'un instrument à vent lorsque ses résonances sont modifiées (changement de registre, modification de la richesse harmonique). Ce contrôle a alors été appliqué à une "clarinette basse simplifiée" et a permis de modifier les fréquences et amortissements de ses résonances, individuellement comme globalement. Les effets de ces contrôles sur l'impédance d'entrée de l'instrument, la hauteur et le timbre du son émis lors du jeu ont été étudiés. Le contrôle est précis, en particulier lors du contrôle de la fréquence des résonances. Il permet de modifier le spectre du son produit par l'instrument (appauvrissement comme enrichissement).

Ainsi, l'application de contrôle actif à des instruments à vent à permis d'en modifier le comportement. Une sourdine sèche peut alors avoir les caractéristiques (fréquence et amortissement de la cavité) de plusieurs sourdines sèches différentes selon le contrôle. En particulier, il est possible de supprimer les défauts liés à l'insertion d'une sourdine dans un cuivre. La clarinette basse peut elle aussi avoir des caractéristiques de différents types de clarinette, dont la perce et la position des trous seraient différentes.

Cependant, si les contrôles appliqués à la sourdine permettent d'impressionnantes modifications, le prototype développé n'est pas pour le moment autonome. Faire du contrôleur

un système embarqué à la sourdine simplifierait son utilisation. Par ailleurs, une étude de plusieurs types de sourdines (sèche, wah-wah, plunger, etc.) déterminerait s'il est possible de réaliser une sourdine universelle (provoquant les effets de différentes sourdines) grâce au contrôle.
Ensuite, les contrôles appliqués à la clarinette simplifiée ne sont pas parfaits. En effet, il n'est pas possible de contrôler l'amplitude des résonances indépendamment de leur fréquence et de leur amortissement, de même que les deux premières résonances de l'instrument.
Il serait donc intéressant de pouvoir contrôler séparément ces trois paramètres. Un contrôle combiné de l'état et de l'état dérivé du système permettrait de réaliser un contrôle de l'amplitude des résonances. Cette solution a été validée par Benacchio et al. [Benacchio13a] tant en simulation qu'expérimentalement. Cependant, elle ne peut s'appliquer (*pour le moment*) qu'à l'ensemble de la fonction de transfert, et pas aux résonances séparées. Une fois cette méthode maîtrisée, il deviendrait alors possible d'imposer précisément aux résonances d'avoir les caractéristiques d'un instrument particulier, d'une perce particulière. Donc, de vraiment faire de la lutherie "virtuelle", un des objectifs que nous nous étions fixés dans cette thèse.
Il serait également intéressant de réaliser avec l'instrument des cartographies comparables à celles présentées en simulation, en utilisant une bouche artificielle afin de régler la pression buccale. Ceci permettrait de déterminer les effets sur le son produit par l'instrument d'une quelconque modification de la perce de l'instrument. Plus largement, ce dispositif peut être utilisé pour la recherche fondamental. Par exemple, pour observer la réaction à une excitation d'un système acoustique dont les caractéristiques sont modifiables par contrôle.
Nous avons souligné que les contrôles présentés ne permettent pas le contrôle des premières résonances de l'instrument, ceci dû à la position du système de contrôle, proche de l'extrémité ouverte de l'instrument, où ses premières résonances ont une amplitude très faible. Une étude d'autres couples capteur/actionneur permettant de se rapprocher de l'embouchure de l'instrument sans être invasif permettrait d'atteindre ces premières résonances. L'utilisation d'anneaux piézoélectriques intégrés à la paroi du tube permettrait de contrôler n'importe où le long de l'instrument, sans avoir à modifier la forme de sa perce. Le tube entier pourrait même être composé d'anneaux piézoélectriques ayant tous le double rôle de capteur et d'actionneur. Un système de tuyères pourrait également être testé pour le contrôle à basse fréquence.
Afin de déterminer les effets des contrôles sur la perception des musiciens, il serait intéressant d'établir un protocole de test adapté aux instruments de musique actifs. Un premier protocole et une première étude ont déjà été menés au cours de cette thèse, via le stage de Marguerite Jossic [Jossic13, Jossic14]. Pour cela, un contrôle utilisant des filtres numériques et des retards a été implémenté sous Max/MSP [Max/MSP], un environnement de programmation musicale, pour contrôler les résonances d'une "clarinette basse simplifiée". Ce protocole a permis permis de quantifier et qualifier l'effet du contrôle sur les dissemblances perçues par un musicien.
A l'écriture de cette thèse, les systèmes de contrôle utilisés nécessitent d'être alimentés par une source extérieure, étant composés d'éléments électroniques et informatiques volumineux et non autonomes. Une étude visant à faire des ces contrôleurs des systèmes embarqués a déjà commencé à l'Ircam, pour une application au contrôle modal [Martin14]. De même, le contrôleur modal présenté ne peut pas être modifié simplement par un musicien en cours de jeu. En effet, seule une configuration de contrôle peut-être utilisée à la fois, il n'est donc pas possible d'avoir accès à plusieurs modifications par contrôle au même moment. Il serait intéressant de pouvoir passer d'une configuration de contrôle à une autre à l'aide, par exemple, d'un pédalier.
Enfin, l'adaptation de système de contrôle à de vrais instruments déjà existants serait l'ultime

étape du contrôle actif appliqué aux instruments de musique à vent. Dans cette optique, il faudra pourvoir prendre en compte les trous latéraux présents sur des instruments tels que les clarinettes. Des premiers essais sur une clarinette basse, équipée d'un microphone dans le bocal et d'un haut-parleur dans le pavillon (voir Figure 5.1), ont montré que les effets du contrôle étaient réduits par l'ouverture des trous latéraux. Ceci renforce d'autant plus l'utilité d'un système de contrôle placé près de l'embouchure de l'instrument. La "clarinette basse simplifiée" décrite dans ce manuscrit peut également ouvrir la voie à de nouveaux instruments contrôlés, conçus spécifiquement pour être contrôlés.



FIGURE 5.1 – Clarinette hybride équipée d'un microphone dans le bocal et d'un haut-parleur dans le pavillon.

Annexe A

Déphaseur

Le Déphaseur, utilisé pour le contrôle de la sourdine sèche de trombone (voir Chapitre 2) combine un inverseur de phase et le déphaseur à amplificateur opérationnel, et est décrit par le schéma de la Figure A.1 (les valeurs des composants utilisés sont rapportées au Tableau A.1, le commutateur permet l'utilisation ou non de l'inverseur de phase). Le déphaseur est composé d'un amplificateur opérationnel, de deux résistances R_1 identiques, d'une résistance variable R et d'une capacité C_1. Le déphasage $\phi(j\omega)$, dépendant de la fréquence, est alors décrit par

$$\phi(j\omega) = -2arctan(RC\omega). \tag{A.1}$$

Ce déphaseur est donc tel qu'en $\omega = 0$, le déphasage est nul ($\phi(j\omega) = 0$) et qu'en $\omega = \infty$, le déphasage est de π.

Tableau A.1 – Valeurs des composants utilisés en Figure A.1.

R_1	1 kΩ	C_1	10 μF
R_2	15 kΩ	C_2	1 μF
R_3	3,9 Ω		

Le déphaseur utilisé au Chapitre 2 contient une capacité $C = 10\,\mu F$ et des résistances $R_1 = 1\,k\Omega$. Ainsi, si le déphasage visé est, par exemple, $\phi = -\pi/2$ à 68 Hz (fréquence de résonance de la sourdine insérée dans le pavillon du trombone), il faudra régler la résistance variable de sorte à ce que $R = 235\,\Omega$. La Figure A.2 présente la courbe de déphasage obtenue dans ce cas. L'utilisation d'un inverseur de phase couplé à ce déphaseur permet ainsi d'obtenir tous les déphasages possible entre 0 et 2π (ou entre -π et π).

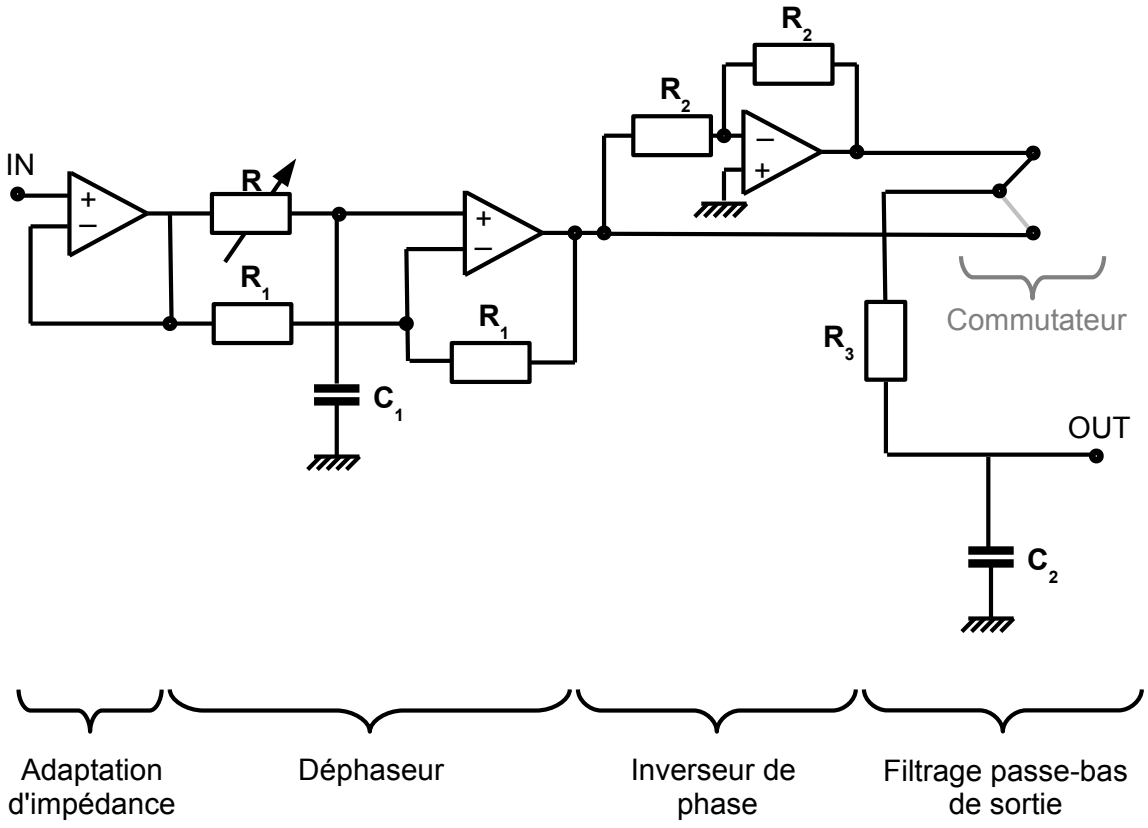


FIGURE A.1 – Schéma électrique du déphaseur à amplificateur opérationnel couplé à un inverseur de phase. Les valeurs des composants sont données au Tableau A.1.

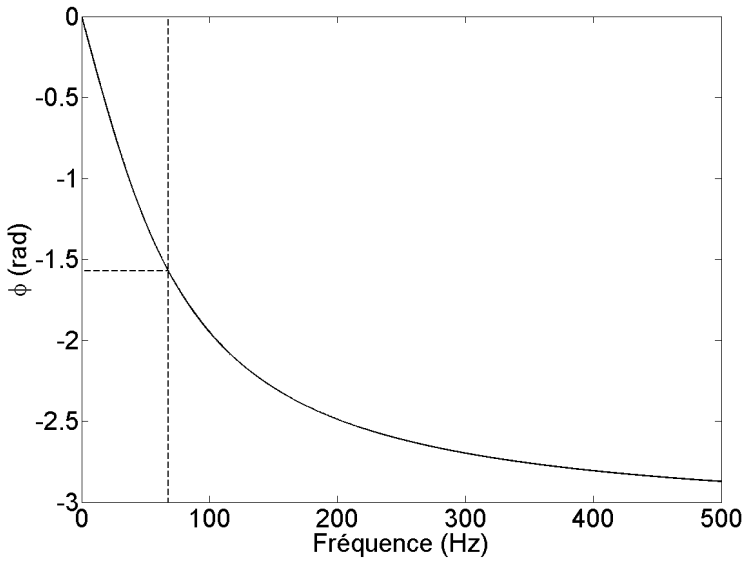


FIGURE A.2 – Courbe de déphasage obtenue lorsque $C_1 = 10\,\mu F$ et $R = 235\,\Omega$. Ici, $\phi = -\pi/2$ à 68 Hz.

Annexe B

Analogies Électroacoustiques

Sommaire

B.1 Guide d'onde 124
B.1.1 Théorie 124
B.1.2 Application 126
B.2 Tubes complexes 128
B.2.1 Tubes à diamètre variable 128
B.2.2 Cheminée ouverte et fermée 128
B.3 Tube avec haut-parleur 129
B.4 Emplacement du système de contrôle 130

De nombreuses méthodes de calcul de l'impédance d'entrée d'instruments de musique à vent ont été développées depuis une cinquantaine d'années. Une thèse récente (soutenue en 2012) s'est intéressée à cette problématique [Eveno12], et compare des méthodes telles que les matrices de transfert, les éléments finis, les différences finies, la méthode multimodale, pour ne citer qu'elles.
La méthode des matrices de transfert associée aux analogies électroacoustiques est choisie. En effet, elle permet de calculer l'impédance d'entrée de tubes complexes (avec des trous latéraux, des cheminées, des variations de diamètre, etc.), par simple multiplication de matrices.
Les impédances d'entrée sont présentées et calculées pour un simple guide d'onde cylindrique, puis pour un tube plus complexe, et enfin un tube intégrant un haut-parleur. Elles serviront finalement comme méthode complémentaire à la mesure pour déterminer la meilleure position à donner au système de contrôle.

B.1 Guide d'onde

B.1.1 Théorie

Le cas le plus simple est celui du guide d'onde, un tube cylindrique fermé-ouvert de longueur L et de rayon R.
L'équation des ondes pour la pression s'écrit [Kergomard08] :

$$\Delta p - \frac{1}{c^2}\frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = \rho\left(div\mathbf{F} - \frac{\partial u}{\partial t}\right) \tag{B.1}$$

où p est la pression, u le débit, $c = 344\,m.s^{-1}$ la célérité des ondes dans l'air, $\rho = 1,2\,kg.m^{-3}$ la densité de l'air et $\mathbf{F}$ une force extérieure par unité de masse. Dans le cas de l'onde plane (toutes les grandeurs ne varient que dans la direction x), la solution générale sans source et sans perte s'écrit :

$$p(x,t) = f^+(x-ct) + f^-(x+ct) \tag{B.2}$$

somme de deux ondes progressives, une onde aller (+) et une onde retour (-), de formes quelconques et de vitesse c. Écrite dans le domaine fréquentiel, l'équation (B.2) devient

$$P(x,\omega) = P^+(\omega)e^{-jkx} + P^-(\omega)e^{jkx} \tag{B.3}$$

Le débit se calcule grâce à l'équation d'Euler :

$$U(x,\omega) = \frac{1}{Z_c}\left[P^+(\omega)e^{-jkx} + P^-(\omega)e^{jkx}\right] \tag{B.4}$$

où $Z_c = \rho c/S$ est l'impédance caractéristique du tube avec ρ la densité de l'air, c la célérité des ondes dans l'air et $S = \pi R^2$ la section du tube étudié. En prenant les valeurs de pression et de débit en $x = 0$, notées $P_0 = P(0,\omega)$ et $U_0 = U(0,\omega)$, il découle par décomposition des exponentielles en sinus et cosinus :

$$\begin{cases} P(x,\omega) = P_0\cos(kx) - U_0 Z_c j\sin(kx) \\ U(x,t) = -P_0\dfrac{1}{Z_c}j\sin(kx) + U_0\cos(kx) \end{cases} \tag{B.5}$$

En généralisant à des abscisses x_1 et x_2, avec $x_2 > x_1$, la relation suivante est obtenue :

$$\begin{pmatrix} P_1 \\ U_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\left(k(x_2 - x_1)\right) & jZ_c \sin\left(k(x_2 - x_1)\right) \\ j\frac{1}{Z_c}\sin\left(k(x_2 - x_1)\right) & \cos\left(k(x_2 - x_1)\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_2 \\ U_2 \end{pmatrix} \tag{B.6}$$

Cette relation est du type *matrice de transfert* : le vecteur (pression, débit) est connu en un point x_2, alors il est connu partout ailleurs. Cette relation peut être simplifiée pour prendre en compte le tube complet (de longueur L), elle devient alors :

$$\begin{pmatrix} P_1 \\ U_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(kL) & jZ_c \sin(kL) \\ j\frac{1}{Z_c}\sin(kL) & \cos(kL) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_2 \\ U_2 \end{pmatrix} \tag{B.7}$$

avec $Z_e = P_1/U_1$ l'impédance d'entrée avec P_1 et U_1 respectivement la pression et le débit à l'entrée du guide, $Z_R = P_2/U_2$ l'impédance de rayonnement avec P_2 et U_2 respectivement la pression et le débit à la sortie du guide, Z_c l'impédance caractéristique du tube et k le nombre d'onde. k peut être considéré pour un système sans perte, dans ce cas $k = \omega/c$ où $\omega = 2\pi f$ est la pulsation et f la fréquence. Ici, on considère les pertes visqueuses et thermiques. Ainsi $k = \omega/c - j\alpha$ est le nombre d'onde complexe avec

$$\alpha = \frac{1}{cR}\left(\sqrt{\frac{\eta\omega}{2\rho}} + (\gamma - 1)\sqrt{\frac{\kappa\omega}{2\rho C_p}}\right) \tag{B.8}$$

où $\eta = 0,0000181\, kg.m^{-1}.s^{-1}$ est la viscosité de l'air, $\gamma = C_p/C_v = 1,402$ est le rapport des chaleurs spécifiques, $\kappa = 0,0262\, W.m^{-1}.K^{-1}$ est la conductivité thermique de l'air et $C_p = 1004$ est la capacité thermique massique à pression constante.

La relation matricielle de l'eq.(B.7) est équivalente à un quadripôle en T [Rossi86] utilisable comme représentation équivalente du guide d'onde, en assimilant la pression P à une tension et le débit D à une intensité. La Figure B.1 présente ce quadripôle, où [Gazengel08] :

$$Z_1 = Z_2 = jZ_c \tan\left(k\frac{L}{2}\right) \tag{B.9}$$

$$Z_T = -jZ_c \frac{1}{\sin(kL)} \tag{B.10}$$

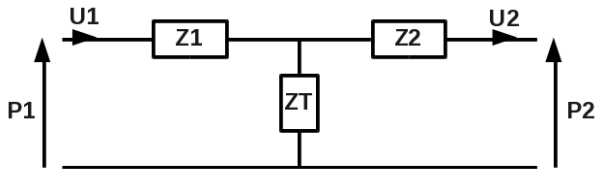


FIGURE B.1 – Analogies électroacoustiques d'un guide d'onde à un quadripôle en T.

On peut alors définir la matrice équivalente T_{eq} au schéma Figure B.1 utilisant Z_1, Z_2 et Z_T :

$$T_{eq} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \tag{B.11}$$

où
$A = 1 + \frac{Z_2}{Z_T}$
$B = Z_1 + Z_2 + Z_1\frac{Z_2}{Z_T}$
$C = \frac{1}{Z_T}$
$D = 1 + \frac{Z_1}{Z_T}$

On peut alors retrouver l'impédance d'entrée Z_e du guide, connaissant l'impédance de rayonnement Z_R [Kergomard08] :

$$Z_R = Z_c\big(jk\Delta l + \frac{1}{4}(kR)^2\big) \tag{B.12}$$

où la correction de longueur $\Delta l \approx 0,6 \times R$. Ainsi

$$Z_e = \frac{AZ_R + B}{CZ_R + D} \tag{B.13}$$

B.1.2 Application

Dans cette partie, une application du calcul par analogies électroacoustiques de l'impédance d'entrée d'un tube cylindrique est présentée et comparée avec une mesure d'impédance d'entrée réalisée sur un tube réel à l'aide du système de mesure d'impédance BIAS [BIAS].
La Figure B.2 présente l'impédance d'entrée, calculée par analogies électroacoustiques et mesurée, d'un tube cylindrique de longueur $L = 1{,}04\,\text{m}$ et de rayon $R = 0{,}011\,\text{m}$. Le Tableau B.1 présente les différences en fréquence et en amplitude entre la mesure et le calcul des impédances d'entrée de la Figure B.2. Les cents sont choisis pour leur aspect musical (100 cents équivaut à un demi-ton). Dans l'ensemble, les analogies électroacoustiques livrent une bonne estimation de l'impédance d'entrée du tube. La majorité des différences observées peut s'expliquer par une légère sous estimation des pertes dans le tube, et par la précision de la mesure, de 0,5 Hz. Cependant, les différences d'amplitude observées sur les deux premières résonances restent très importantes (de l'ordre d'un doublement d'amplitude en linéaire pour la version calculée de la première résonance). Plusieurs raisons à ces différences peuvent être évoquées : une sous-estimation des pertes à basse fréquence, une mauvaise réponse du système de mesure à basse fréquence.

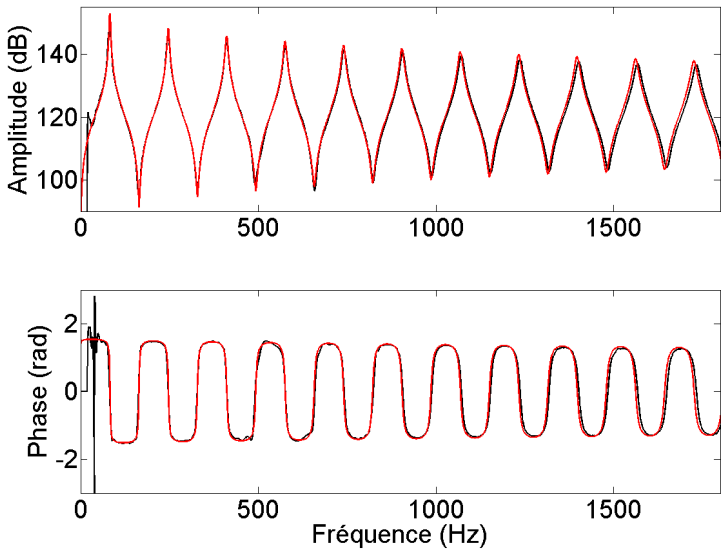


FIGURE B.2 – Haut : Mesure de l'impédance d'entrée d'un tube cylindrique de longueur $L = 1{,}04\,\text{m}$ et de rayon $R = 0{,}011\,\text{m}$ (noir) et calcul de l'impédance d'entrée de ce même tube par analogies électroacoustiques (rouge). Bas : Phases mesurée (noir) et calculée (rouge) de l'impédance d'entrée de ce tube cylindrique.

Résonances	Différences de hauteur (cents)	Différences d'amplitude (dB)
1	11	4,5
2	4	2,4
3	0	1,8
4	0	1,7
5	2	1,2
6	4	0,9
7	3	1
8	4	1,1
9	5	1,2
10	4	1,2
11	5	0,9

TABLEAU B.1 – Différences en fréquence et en amplitude entre les résonances des impédances d'entrée mesurée et calculée pour un tube cylindrique de longueur $L = 1{,}04\,\text{m}$ et de rayon $R = 0{,}011\,\text{m}$ (Figure B.2).

B.2 Tubes complexes

B.2.1 Tubes à diamètre variable

L'avantage de la méthode décrite précédemment est qu'elle permet de calculer simplement l'impédance d'entrée d'un système constitué de plusieurs tubes mis bout-à-bout (i.e. un tube dont le diamètre varie). La Figure B.3 présente les analogies électroacoustiques pour un tube constitué de deux cylindres différents. Ces différences peuvent comprendre le rayon et la longueur des cylindres. En calculant la matrice équivalente à chaque quadripôle T_{eq_1} et T_{eq_2} avec l'eq.(B.11), la matrice équivalente au tube complet sera :

$$T_{eq} = T_{eq_1} \times T_{eq_2} \tag{B.14}$$

Il reste à adapter l'impédance de rayonnement au tube terminal (eq.(B.12)), et il est possible d'obtenir l'impédance d'entrée d'un tel tube (eq.(B.13)).

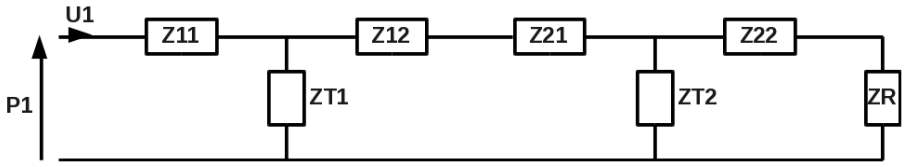


FIGURE B.3 – Analogies électroacoustiques d'un tube composé de deux cylindres différents.

B.2.2 Cheminée ouverte et fermée

Beaucoup d'instruments de musique à vent ont des cheminées (ouvertes, fermées) et, plus rarement, des cavités. Les trous latéraux sont des cheminées dont la hauteur se limite à l'épaisseur de la paroi du tube. On va ici présenter les calculs d'impédance d'entrée par analogies électroacoustiques lorsque le tube présente une cheminée ouverte et une cheminée fermée.

La Figure B.4 présente les analogies électroacoustiques pour un tube constitué de deux cylindres séparés par une cheminée ouverte. La méthode la plus simple pour obtenir la matrice équivalente T_{eq_2} à la cheminée est de calculer sa résistance totale équivalente :

$$Z_{tot} = Z_{21} + \frac{Z_{22} \times Z_{T_2}}{Z_{22} + Z_{T_2}} \tag{B.15}$$

Sa matrice équivalente est alors :

$$T_{eq_2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{tot}} & 1 \end{bmatrix} \tag{B.16}$$

Et la matrice équivalente du système complet se retrouve par multiplication (dans l'ordre) des trois matrices équivalentes.

Fermer la cheminée revient à supprimer Z_{22} dans la Figure B.4. Dans ce cas, Z_{tot} (eq.(B.15)) devient simplement l'addition des deux résistances restantes, Z_{21} et Z_{T_2}.

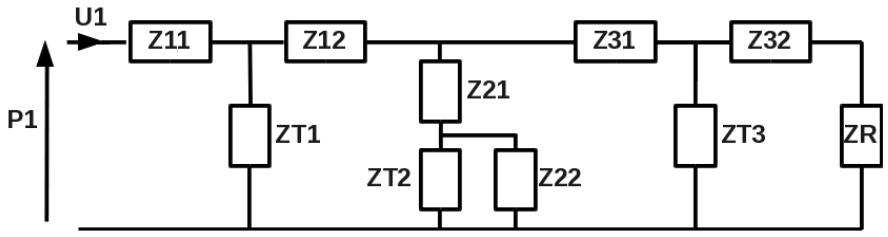


FIGURE B.4 – Analogies électroacoustiques d'un tube composé de deux cylindres séparés par une cheminée ouverte.

B.3 Tube avec haut-parleur

Le système étudié au Chapitre 4 est composé, dans l'ordre, de :
- Un tube cylindrique ;
- Un système de contrôle (voir Annexe E) constitué de
  - Une cheminée ;
  - Une chambre de compression ;
  - Un haut-parleur dans un volume (voir Annexe F) ;
- Un tube cylindrique.

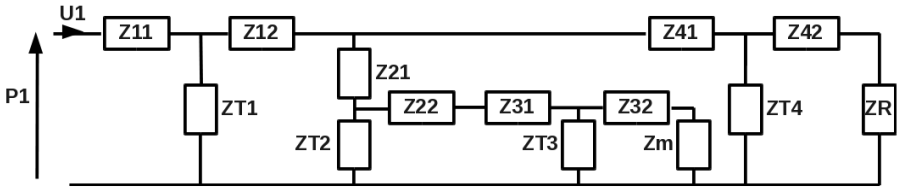


FIGURE B.5 – Analogies électroacoustiques d'un tube composé de deux cylindres (**1** et **4**) séparés par une cheminée (**2**) ouverte sur une chambre de compression (**3**) fermée par un haut-parleur dans un volume fermé (Z_m).

La Figure B.5 présente les analogies électroacoustiques pour un tube constitué de deux cylindres (**1** et **4**) séparés par une cheminée (**2**) ouverte sur une chambre de compression (**3**) fermée par un haut-parleur dans un volume fermé (Z_m). Dans ce cas, l'eq.(B.15) devient :

$$Z_{tot} = Z_{21} + Z_{T_2} \frac{Z_{22} + Z_{31} + \frac{Z_{T_3}(Z_{32}+Z_m)}{Z_{T_3}+Z_{32}+Z_m}}{Z_{T_2} + Z_{22} + Z_{31} + \frac{Z_{T_3}(Z_{32}+Z_m)}{Z_{T_3}+Z_{32}+Z_m}} \tag{B.17}$$

L'impédance acoustique Z_m du haut-parleur est calculée de la manière suivante [Rossi86] :

$$Z_m = R_{as} + sM_{as} + \frac{1}{sC_{as}} \tag{B.18}$$

où

$$R_{as} = \frac{R_{ms}}{S_d^2} \tag{B.19}$$

est l'équivalent acoustique de la résistance mécanique R_{ms} de la membrane et S_d sa surface vibrante,

$$M_{as} = \frac{M_{ms}}{S_d^2} \tag{B.20}$$

est l'équivalent acoustique de la masse M_{ms} de la membrane,

$$C_{as} = C_{mc} \times S_d^2 \tag{B.21}$$

est l'équivalent acoustique de la souplesse C_{ms}, avec [Lissek11a, Lissek11b] :

$$C_{mc} = \frac{C_{ms} V_b}{V_b + \rho c^2 S_d^2 C_{ms}} \tag{B.22}$$

est la souplesse en prenant en compte le volume V_b derrière le HP, avec ρ la masse volumique de l'air, c la célérité des ondes sonores dans l'air et s la variable de Laplace ($s = j\omega$). Les paramètres du haut-parleur utilisé durant l'étude sont référencés sur la notice du haut-parleur (Annexe F).

La matrice équivalente T_{eq} se calcule alors comme précédemment, et l'impédance d'entrée peut être obtenue via l'eq.(B.13).

B.4 Emplacement du système de contrôle

A partir de ce qui est développé en Section B.3, la position idéale du système de contrôle perturbant le moins possible les résonances du tube, est déterminée.

Soit un tube de longueur $L = 1.12\,\text{m}$ et de rayon $R = 0.011\,\text{m}$. Les Figures B.6, B.7 et B.8 présentent des impédances d'entrée calculées par analogies électroacoustiques pour différentes positions du système de contrôle (voir Annexe E) comparées à l'impédance d'entrée d'un tube cylindrique de même longueur. Le système de contrôle placé à l'entrée ou proche du milieu de l'instrument perturbe particulièrement les trois premières résonances du système. Quand il est placé à 60 cm de l'entrée, il remet aussi en question l'harmonicité de l'instrument pour les résonances d'ordre plus élevé. Lorsqu'il est placé proche de la sortie de l'instrument, l'impédance de celui-ci est peu modifiée. Le volume du système diminue légèrement les fréquences des résonances ainsi que leurs amplitudes.
Le Tableau B.2 présente les modifications en fréquence et en amplitude pour les dix premières résonances de l'instrument lorsque le système est placé proche de la sortie.

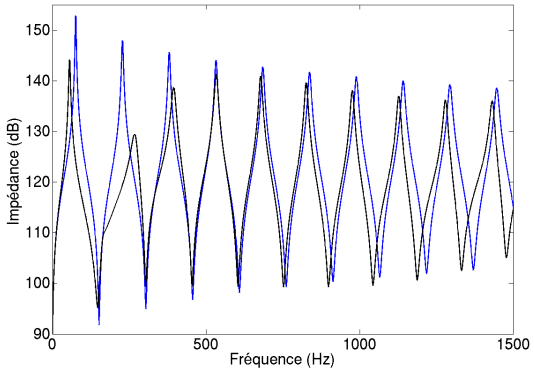


FIGURE B.6 – Impédances d'entrée calculées pour un tube cylindrique de 1,12 m avec un rayon de 0,011 m sans système de contrôle (bleu) et avec système de contrôle inerte placé à 5 cm de l'entrée (noir).

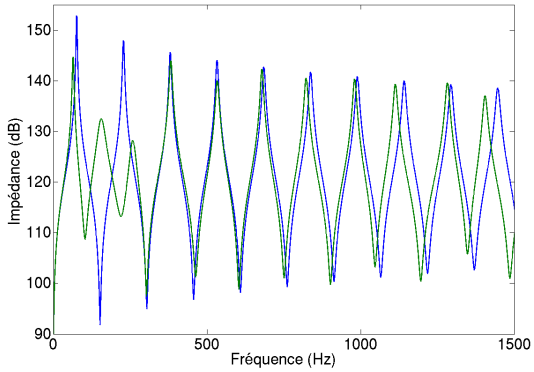


FIGURE B.7 – Impédances d'entrée calculées pour un tube cylindrique de 1,12 m avec un rayon de 0,011 m sans système de contrôle (bleu) et avec système de contrôle inerte placé à 60 cm de l'entrée (vert).

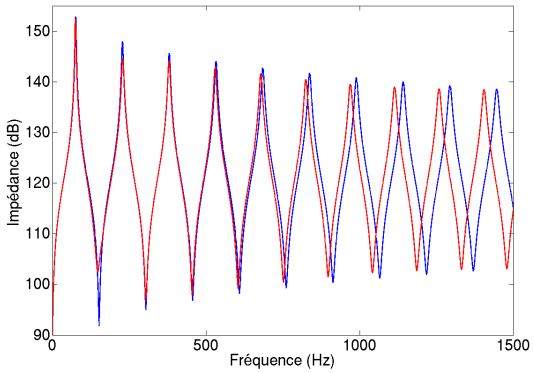


FIGURE B.8 – Impédances d'entrée calculées pour un tube cylindrique de 1,12 m avec un rayon de 0,011 m sans système de contrôle (bleu) et avec système de contrôle inerte placé à 5 cm de la sortie (rouge).

Résonances	Différences en fréquence (cents)	Différences d'amplitude (dB)
1	-19	-0,4
2	+8	-3,4
3	-3	-1,5
4	-10	-1,2
5	-15	-1,2
6	-25	-1,3
7	-35	-1,3
8	-43	-1,1
9	-49	-0,7
10	-50	-0,1

TABLEAU B.2 – Différences en fréquence et en amplitude entre les résonances calculées de l'instrument sans système de contrôle et avec système de contrôle inerte de la Figure B.8.

Annexe C

Contrôle Modal des Résonances d'une Clarinette Basse Simplifiée

Sommaire

C.1 Contrôle modal - Fonctions de transfert 133
C.2 Contrôle modal - Impédances d'entrée 136

C.1 Contrôle modal - Fonctions de transfert

Dans cette partie sont présentées les fonctions de transfert de la clarinette basse simplifiée, mesurées entre le microphone et le haut-parleur du système de contrôle, correspondant à l'étendue des possibilités du contrôle modal (voir Section 4.8) et complétant la Figure 4.11.

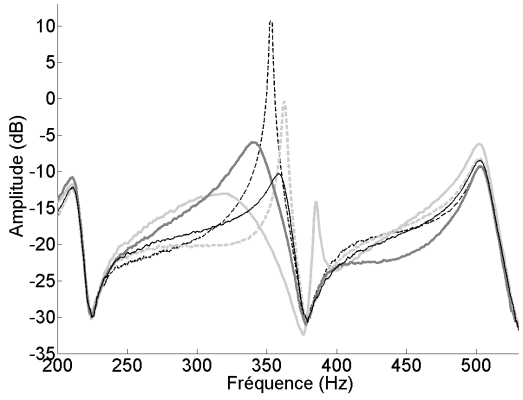


Figure C.1 – Étendue des contrôles de la résonance 3 de la fonction de transfert. Sans contrôle (trait noir), $f_3 \searrow$ (tirets noirs), $f_3 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_3 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_3 \nearrow$ (trait gris sombre).

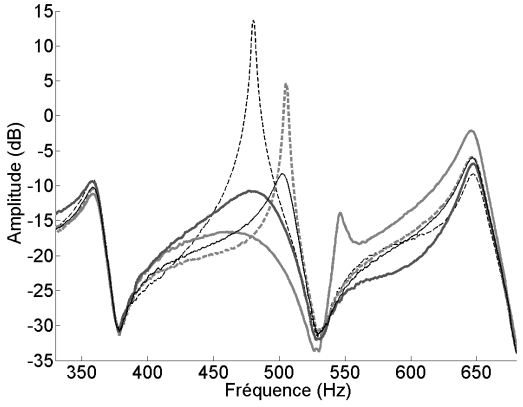


Figure C.2 – Étendue des contrôles de la résonance 4 de la fonction de transfert. Sans contrôle (trait noir), $f_4 \searrow$ (tirets noirs), $f_4 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_4 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_4 \nearrow$ (trait gris sombre).

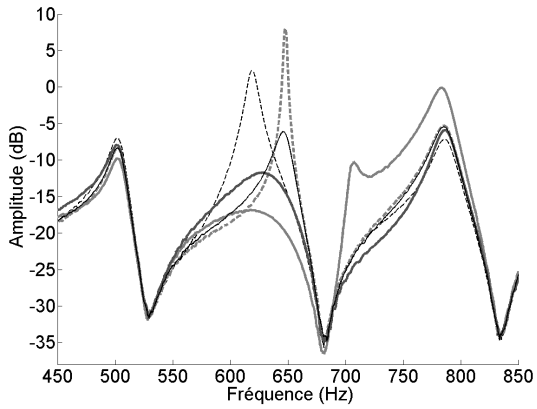


FIGURE C.3 – Étendue des contrôles de la résonance 5 de la fonction de transfert. Sans contrôle (trait noir), $f_5 \searrow$ (tirets noirs), $f_5 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_5 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_5 \nearrow$ (trait gris sombre).

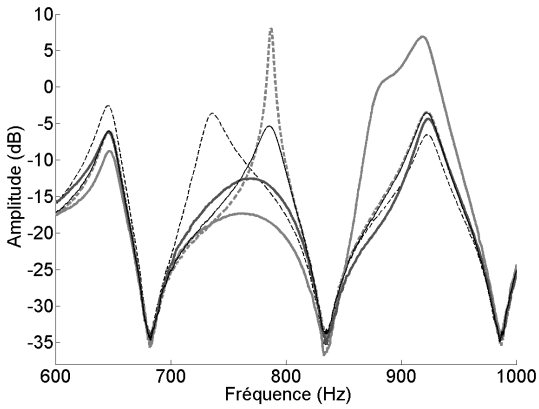


FIGURE C.5 – Étendue des contrôles de la résonance 6 de la fonction de transfert. Sans contrôle (trait noir), $f_6 \searrow$ (tirets noirs), $f_6 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_6 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_6 \nearrow$ (trait gris sombre).

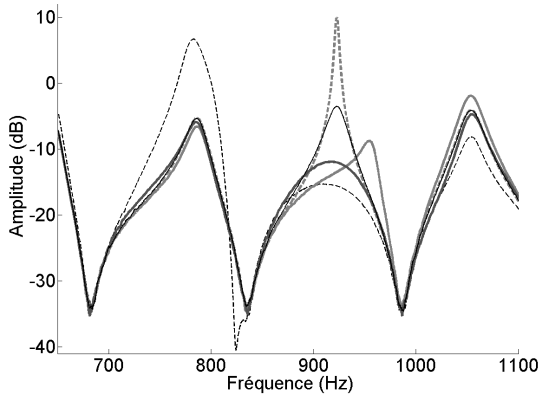


FIGURE C.4 – Étendue des contrôles de la résonance 7 de la fonction de transfert. Sans contrôle (trait noir), $f_7 \searrow$ (tirets noirs), $f_7 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_7 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_7 \nearrow$ (trait gris sombre).

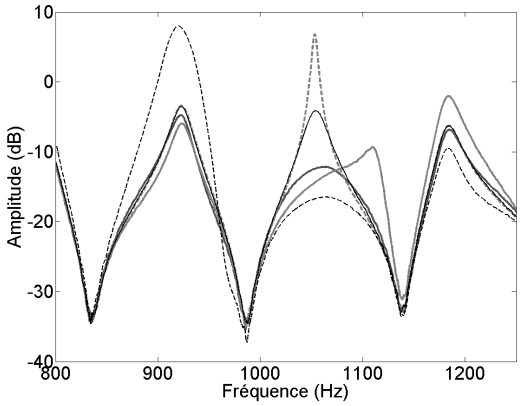


FIGURE C.6 – Étendue des contrôles de la résonance 8 de la fonction de transfert. Sans contrôle (trait noir), $f_8 \searrow$ (tirets noirs), $f_8 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_8 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_8 \nearrow$ (trait gris sombre).

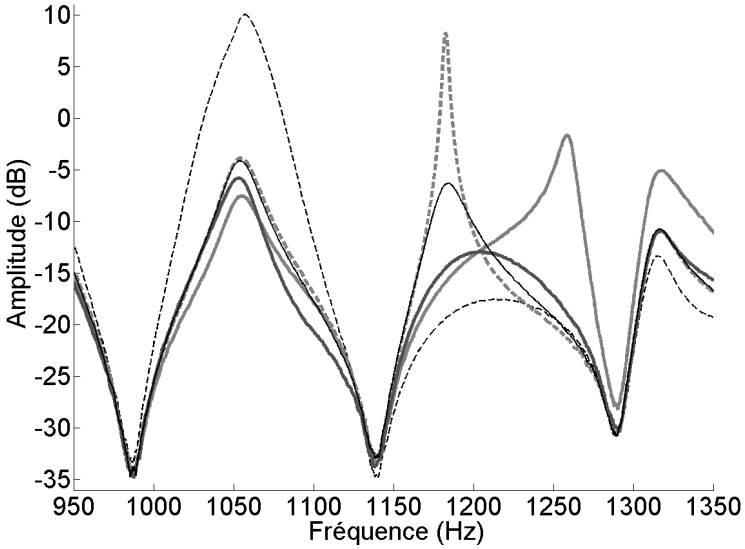


FIGURE C.7 – Étendue des contrôles de la résonance 9 de la fonction de transfert. Sans contrôle (trait noir), $f_9 \searrow$ (tirets noirs), $f_9 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_9 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_9 \nearrow$ (trait gris sombre).

C.2 Contrôle modal - Impédances d'entrée

Dans cette partie sont présentées les impédances d'entrée de la clarinette basse simplifiée, mesurées avec le système BIAS, correspondant à l'étendue des possibilités du contrôle modal (voir Section 4.8), complétant la Figure 4.12..

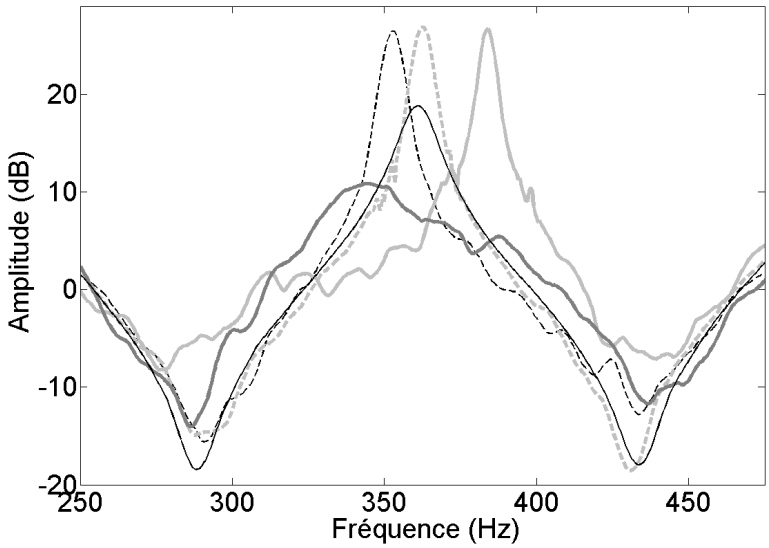


FIGURE C.8 – Étendue des contrôles du pic 3 de l'impédance d'entrée. Sans contrôle (trait noir), $f_3 \searrow$ (tirets noirs), $f_3 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_3 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_3 \nearrow$ (trait gris sombre).

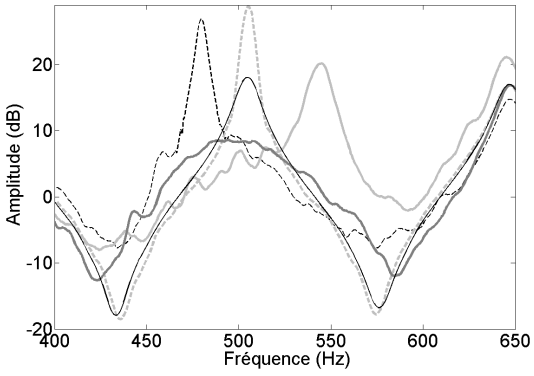


FIGURE C.9 – Étendue des contrôles du pic 4 de l'impédance d'entrée. Sans contrôle (trait noir), $f_4 \searrow$ (tirets noirs), $f_4 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_4 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_4 \nearrow$ (trait gris sombre).

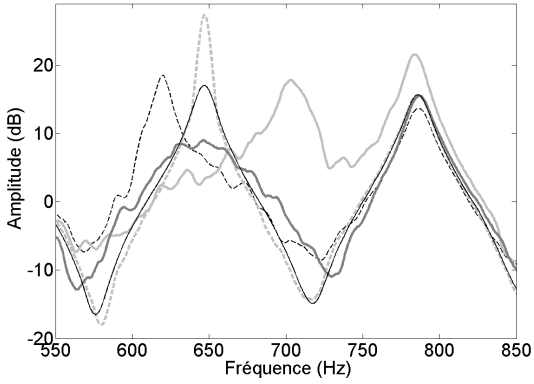


FIGURE C.10 – Étendue des contrôles du pic 5 de l'impédance d'entrée. Sans contrôle (trait noir), $f_5 \searrow$ (tirets noirs), $f_5 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_5 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_5 \nearrow$ (trait gris sombre).

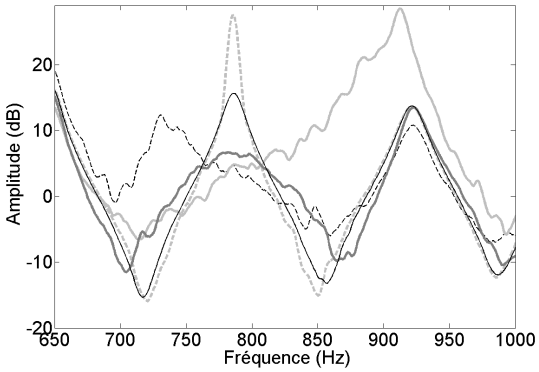


Figure C.11 – Étendue des contrôles du pic 6 de l'impédance d'entrée. Sans contrôle (trait noir), $f_6 \searrow$ (tirets noirs), $f_6 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_6 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_6 \nearrow$ (trait gris sombre).

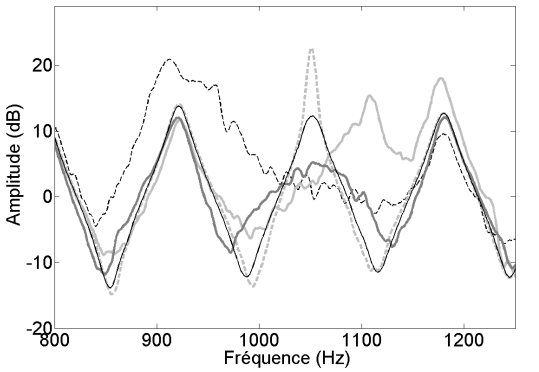


Figure C.12 – Étendue des contrôles du pic 8 de l'impédance d'entrée. Sans contrôle (trait noir), $f_8 \searrow$ (tirets noirs), $f_8 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_8 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_8 \nearrow$ (trait gris sombre).

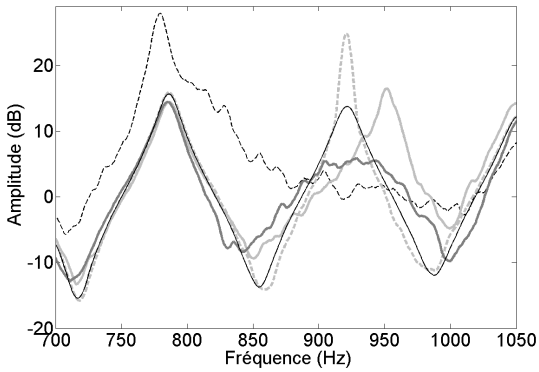


Figure C.13 – Étendue des contrôles du pic 7 de l'impédance d'entrée. Sans contrôle (trait noir), $f_7 \searrow$ (tirets noirs), $f_7 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_7 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_7 \nearrow$ (trait gris sombre).

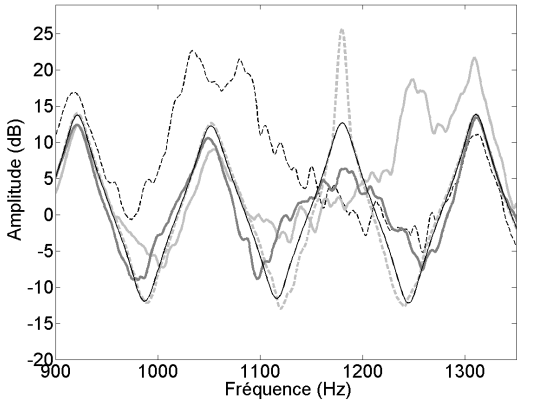


Figure C.14 – Étendue des contrôles du pic 9 de l'impédance d'entrée. Sans contrôle (trait noir), $f_9 \searrow$ (tirets noirs), $f_9 \nearrow$ (trait gris clair), $\xi_9 \searrow$ (tirets gris clair) et $\xi_9 \nearrow$ (trait gris sombre).

Annexe D

Nomenclature

Ici sont réunies les différentes variables et constantes utilisées dans ce manuscrit, classées par chapitre.

	2. Contrôle Actif de Sourdine de Cuivres	
f	Fréquence	Hz
f_0	Fréquence propre du résonateur	Hz
f_H	Fréquence de Helmholtz de la sourdine seule	Hz
f_{pp}	Fréquence de Helmholtz de la sourdine insérée dans le pavillon du trombone	Hz
G	Gain	
H	Fonction de transfert	
H_0	Gain du résonateur	
H_{0i}	Gain du résonateur modélisant la sourdine insérée dans le pavillon du trombone	
H_{0s}	Gain du résonateur modélisant la sourdine seule	
H_{BF}	Fonction de transfert en boucle fermée	
H_{BO}	Fonction de transfert en boucle ouverte	
H_i	Fonction de transfert du résonateur modélisant la sourdine insérée dans le pavillon du trombone	
H_s	Fonction de transfert du résonateur modélisant la sourdine seule	
s	Variable de Laplace, $s = j\omega$	
$u(t)$	Commande	
$w(t)$	Perturbation	
$y(t)$	Mesure	
ϕ	Déphasage	rad
ξ	Amortissement	
ξ_i	Amortissement du résonateur modélisant la sourdine insérée dans le pavillon du trombone	
ξ_s	Amortissement du résonateur modélisant la sourdine seule	
ω	Pulsation, $\omega = 2\pi f$	$rad.s^{-1}$
ω_0	Pulsation du résonateur	$rad.s^{-1}$
ω_H	Pulsation de Helmholtz de la sourdine seule	$rad.s^{-1}$
ω_{pp}	Pulsation de Helmholtz de la sourdine insérée dans le pavillon du trombone	$rad.s^{-1}$

	3.3. Le contrôle actif modal - Simulations	
$\dot{}$	First order time derivative	
$\ddot{}$	Second order time derivative	
$'$	First order spatial derivative	
$''$	Second order spatial derivative	
$\mathbf{A}$	System matrix	
$\mathbf{A}_m$	Modeled system matrix for the observer	
b_i	Amplitude of the mode i at speaker position	
$\mathbf{B}$	Actuator matrix	
$\mathbf{B}_m$	Modeled actuator matrix for the observer	
c	Velocity of sound in the medium	$c = 344\,m.s^{-1}$ in the air when it is 21^oC
$\mathbf{C}$	Sensor matrix	
$\mathbf{C}_m$	Modeled sensor matrix for the observer	
f_p	Playing frequency	Hz
f_r	Resonance frequency of the reed	Hz
$\mathbf{G}$	Disturbance matrix	
$h(t)$	Position of the reed	m
h_0	Equilibrium position of the reed	m
H_{CL}	Closed-loop transfer function	
H_{WC}	Transfer function without control	
$\mathbf{K}$	Control gain matrix	
K_r	Stiffness of the reed	$N.m^{-1}$
$\mathbf{L}$	Observation gain vector	
L_t	Length of the tube	m
$p(t)$	Dimensionless version of $P(t)$	
$p(z,t)$	Acoustic pressure in the tube	Pa
$P(t)$	Pressure in the mouthpiece	Pa
P_m	Pressure in the player's mouth	Pa
P_M	Pressure required to completely close the reed channel in static regime	Pa
$q(t)$	Time component of $p(z,t)$	
q_r	Damping of the reed	
R	Radius of the tube	m
s	Laplace variable, $s = j\omega$	
s_i	Pole i	
s_{i_t}	Target pole i	
S	Cross-sectional area of the tube	m^2
$u(t)$	Dimensionless version of $U(t)$	
$u_s(t)$	Control command	
$U(t)$	Flow through the reed duct	

v_0	Reed velocity in free behavior	$m.s^{-1}$
$v_s(t)$	Speaker baffle velocity	$m.s^{-1}$
$V(z)$	Spatial component of $p(z,t)$	
$V_i(z)$	Amplitude of the mode i at position z	
$w(t)$	Disturbance signal	
W	Width of the reed duct	m
$\mathbf{x}(t)$	State vector	
$\hat{\mathbf{x}}(t)$	Observer estimation of $\mathbf{x}(t)$	
$x_h(t)$	Dimensionless version of $h(t)$	
$y(t)$	Output of the system	
$\hat{y}(t)$	Observer estimation of $y(t)$	
$y_h(t)$	Dimensionless version of $\dot{h}(t)$	
z	Spatial coordinate	m
z_d	Position of the disturbance	m
z_m	Position of the microphone	m
z_s	Position of the speaker	m
Z_c	Characteristic impedance of the tube, $Z_c = \rho c/S$	
α	Constant	
β	Constant	
γ	Dimensionless version of P_m	
δ	Kronecker delta	
ζ	Dimensionless reed opening parameter	
λ	Positive constant	
ξ_i	Damping of mode i	
ξ_{i_t}	Targeted damping for mode i	
ρ_0	Density of the acoustic medium	$\rho = 1.2\,kg.m^{-3}$ in the air
ω	Angular frequency, $\omega = 2\pi f$	$rad.s^{-1}$
ω_i	Angular frequency of mode i	$rad.s^{-1}$
ω_{i_t}	Targeted angular frequency for mode i	$rad.s^{-1}$
ω_r	Angular resonance frequency of the reed	$rad.s^{-1}$

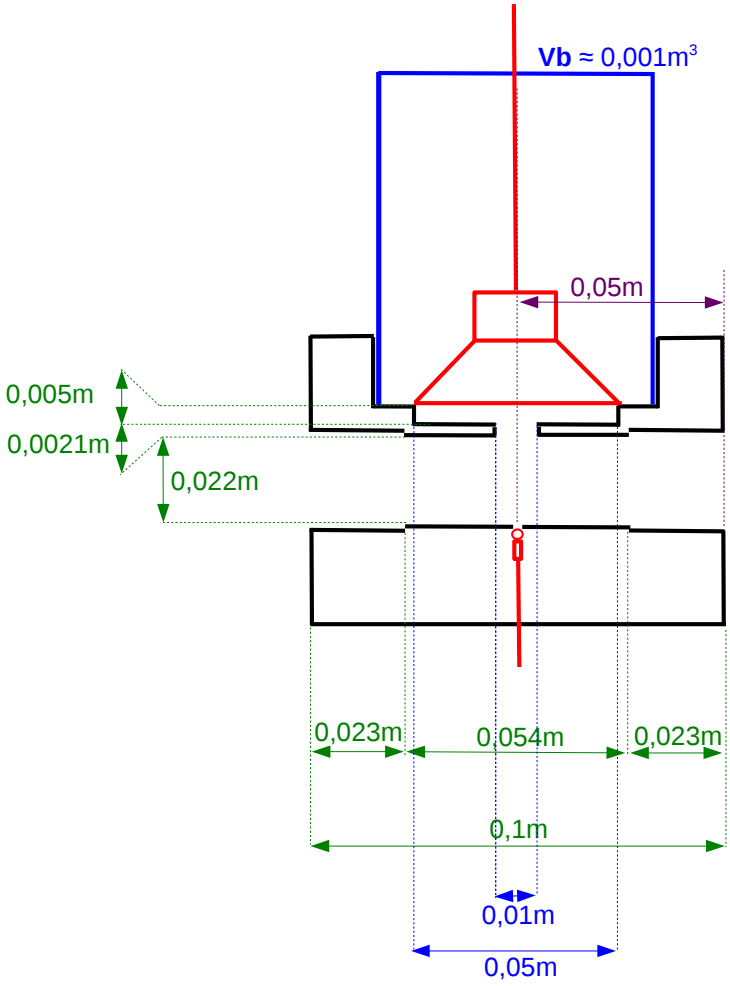
	4. Le contrôle actif modal - Expérimentation	
$''$	Dérivée seconde en espace	
$\dot{}$	Dérivée première en temps	
$\ddot{}$	Dérivée seconde en temps	
$\mathbf{A}$	Matrice dynamique du système	
$\overline{\mathbf{A}}$	Matrice dynamique du système adimensionnée	
$\mathbf{B}$	Matrice actionneur	
$\overline{\mathbf{B}}$	Matrice actionneur adimensionnée	
c	Célérité des ondes acoustiques dans l'air	$c = 344\,m.s^{-1}$ à 21°C
$\mathbf{C}$	Matrice capteur	
$\overline{\mathbf{C}}$	Matrice capteur adimensionnée	
$e_y(t)$	Erreur entre la mesure et son estimation par l'observateur	
$\mathbf{I}$	Matrice identité	
$\mathbf{K}$	Vecteur de gains du contrôleur	
K_m	Fonction de transfert du microphone (gain pur)	
K_s	Fonction de transfert du haut-parleur (gain pur)	
$\mathbf{L}$	Vecteur de gains de l'observateur	
$p(z,t)$	Pression dans le tube	Pa
$q_i(t)$	Déplacement particulaire	
$\bar{q}_i(t)$	Version adimensionnée de $q_i(t)$	
r	Nombre de modes modélisés	
s_i	Pôle conjugué du mode i	
t	Temps	s
$\bar{t}$	Temps adimensionné	
T_0	Constante d'adimensionnement en temps	
$u_s(t)$	Commande	
$\bar{u}_s(t)$	Commande adimenstionnée	
v_s	Vitesse de déplacement du baffle du haut-parleur	$m.s^{-1}$
$V_i(z)$	Déformée modale du mode i	
$\mathbf{x}(t)$	Vecteur d'état	
$\overline{\mathbf{x}}(t)$	Vecteur d'état adimensionné	
$\hat{\mathbf{x}}(t)$	Estimation par l'observateur de $\mathbf{x}(t)$	
$y(t)$	Mesure faite par le microphone	
$\overline{y}(t)$	Mesure adimensionnée	
$\hat{y}(t)$	Estimation par l'observateur de $y(t)$	
z	Coordonnée spatiale	m
z_m	Position du microphone	m
z_s	Position du haut-parleur	m
δ	Delta de Kronecker, $\delta(0) = 1$	
ξ_i	Amortissement de la résonance i	
ξ_{i_t}	Amortissement ciblé par le contrôle pour la résonance i	
ρ_0	Densité de l'air	$\rho = 1.2\,kg.m^{-3}$
ω_i	Pulsation de la résonance i ($\omega_i = 2\pi f_i$)	$rad.s^{-1}$
$\bar{\omega}_i$	Pulsation de la résonance i adimensionnée	
ω_{i_t}	Pulsation ciblée par le contrôle pour la résonance i	$rad.s^{-1}$

	A. Déphaseur	
C	Capacité	F
f	Fréquence	Hz
R	Résistance	Ω
ϕ	Déphasage	rad
ω	Pulsation, $\omega = 2\pi f$	$rad.s^{-1}$

	B. Analogies Electroacoustiques	
c	Célérité des ondes sonore dans l'air	$c = 344\,m.s^{-1}$ à 21^oC
C_{as}	Equivalent acoustique de C_{ms}	
C_{ms}	Souplesse de la suspension du haut-parleur	$s^2.kg^{-1}$
C_{mc}	Souplesse prenant compte du volume V_b derrière le HP	
C_p	Capacité thermique massique à pression constante	$C_p = 1004$
C_v	Capacité thermique massique à volume constant	
f	Fréquence	Hz
$\mathbf{F}$	Force extérieure par unité de masse	
k	Nombre d'onde	
L	Longueur du tube	m
M_{as}	Equivalent acoustique de M_{ms}	$kg.m^{-2}$
M_{ms}	Masse de la membrane du haut-parleur	kg
p	Pression	Pa
P_1	Pression à l'entrée du tube	Pa
P_2	Pression à la sortie du tube	Pa
R	Rayon du tube	m
R_{as}	Equivalent acoustique de R_{ms}	$kg.s^{-1}.m^{-2}$
R_{ms}	Résistance mécanique de la membrane du haut-parleur	$kg.s^{-1}$
s	Variable de Laplace, $s = j\omega$	
S	Section du tube, $S = \pi R^2$	m^2
S_d	Surface vibrante de la membrane du haut-parleur	m^2
u	Débit	$m^3.s^{-1}$
U_1	Débit à l'entrée du tube	$m^3.s^{-1}$
U_2	Débit à la sortie du tube	$m^3.s^{-1}$
V_b	Volume derrière le haut-parleur	m^3
Z_c	Impédance caractéristique du tube, $Z_c = \rho c/S$	
Z_e	Impédance d'entrée, $Z_e = P_1/D_1$	
Z_m	Impédance acoustique du haut-parleur	
Z_R	Impédance de rayonnement, $Z_R = P_2/D_2$	
γ	Rapport des chaleurs spécifiques	$\gamma = C_p/C_v = 1,402$
Δl	Correction de longueur	m
η	Viscosité de l'air	$\eta = 0,0000181\,kg.m^{-1}.s^{-1}$
κ	Conductivité thermique de l'air	$\kappa = 0,0262\,W.m^{-1}.K^{-1}$
ρ	Densité de l'air	$\rho = 1,2\,kg.m^{-3}$
ω	Pulsation, $\omega = 2\pi f$	$rad.s^{-1}$

Annexe E

Plan du système de contrôle



Annexe F

Notice du haut-parleur

TYMPHANY

2″ Full Range

Peerless

Type Number: 830970

Features:

Peerless full range drivers set the standard for quality audio in products including flat panel televisions and sound bars, MP3 and cell phone docking stations, and multimedia PCs. With their high power handling, smooth, even dispersion and low distortion, the Peerless full range drivers can be paired with the Tymphany LAT250 for great bass performance.

Features include: A Neodymium motor structure and double-venting system that helps keep dynamic range intact, as the transducer can handle more power and dissipate excess heat efficiently. An anodized aluminum dome provides superior sound dispersion and off-axis response. A semi-progressive surround reduces distortion, especially at high output through long excursion. The drivers' direct connected dome dust cap (connected to the magnet system voice coil) improves dispersion at high frequencies, providing superior sound on the high notes. The inserted cupper cap on the pole piece ensures control the system impedance, thereby extending the upper frequency range.



Specs:

Electrical Data			
Nominal impedance	Zn	4	ohm
Minimum impedance	Zmin	4	ohm
Maximum impedance	Zo	20.3	ohm
DC resistance	Re	3.8	ohm
Voice coil inductance	Le	0.2	mH
T-S Parameters			
Resonance Frequency	fs	147.5	Hz
Mechanical Q factor	Qms	3.06	
Electrical Q factor	Qes	0.7	
Total Q factor	Qts	0.57	
Force factor	Bl	2.8	Tm
Mechanical resistance	Rms	0.47	Kg/s
Moving mass	Mms	1.5	g
Suspension compliance	Cms	0.76	mm/N
Effective cone diameter	D	4.1	cm
Effective piston area	Sd	13	cm^2
Equivalent volume	Vas	0.2	ltrs
Sensitivity (2.83V/1m)		85	dB
Sensitivity (1W/1m)		82	dB
Ratio BL/√(Re)		1.4	
Ratio fs/Qts	F	259	

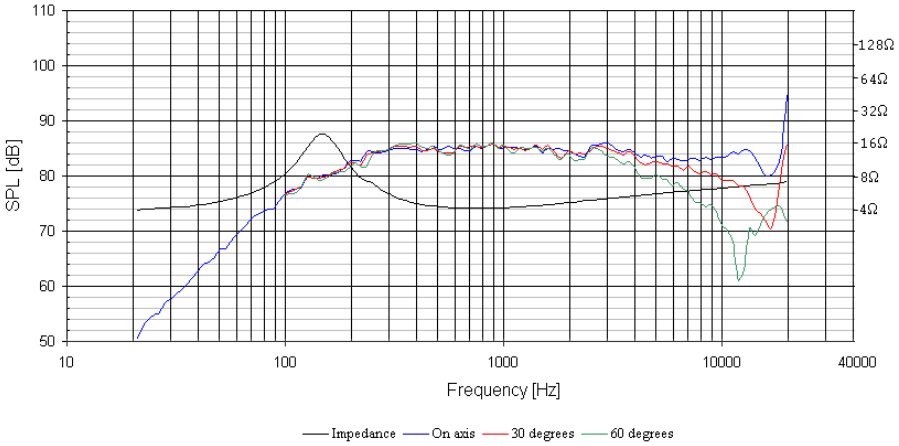
Power handling		
Rated Noise Power (IEC 18.1)	7	W
Long-term Max Power (IEC 18.3)	60	W

Note: Power handling measurement conducted free air with 4th order HP filter at 150 Hz. Crossover, enclosure, spectral content, and crest factor may vary results.

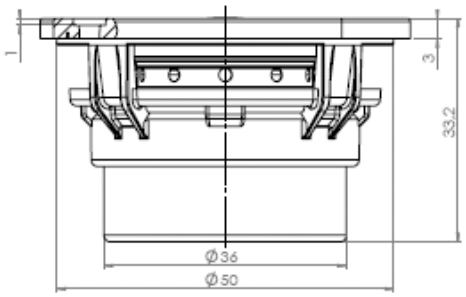
Misc. Parameters		
Effective Frequency range (IEC 21.2)	150-20k	Hz
Frame dimensions	55x55	mm
Total Mass	132	grams
Frequency at ka=2	4655	Hz

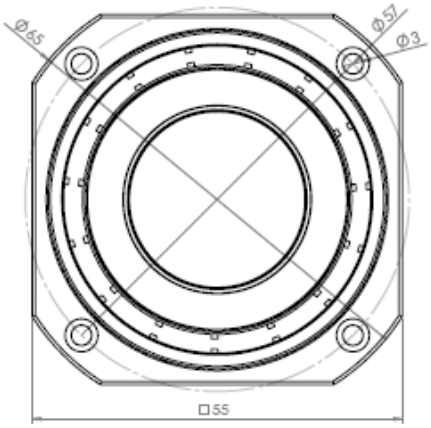
Notes:
IEC specs refer to IEC 60268-5 third edition.
All Tymphany products are RoHS compliant.

Frequency: 830970



Mechanical Dimensions:830970





Tymphany™ and Peerless™ are trademarks of Tymphany Corporation. © 2008, Tymphany Corporation. All rights reserved. 061908

Annexe G

Notice du microphone

Piezoresistive Pressure Transducer

ENDEVCO MODEL 8507C

Model 8507C-1,- 2, -5, -15 and -50

- **2 to 50 psi**
- **300 mV Full Scale**
- **Rugged, Miniature**
- **Two Compensated Ranges Available**



DESCRIPTION

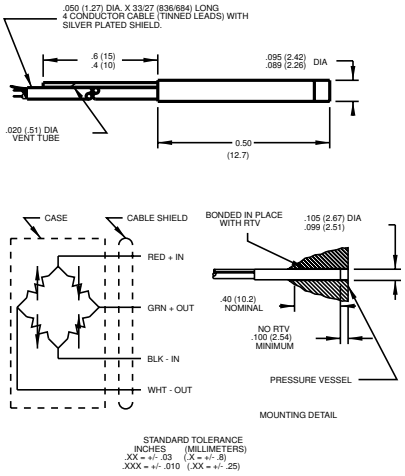
The ENDEVCO® Model 8507C is a rugged, miniature, high sensitivity piezoresistive pressure transducer. It has a 0.092 inch (2.34 mm) cylindrical case and is available in ranges from 1 psi to 50 psi with full scale output up to 300 mV. Its high sensitivity combined with high resonance makes it ideal for measuring dynamic pressure.

ENDEVCO pressure transducers feature an active four-arm strain gage bridge diffused into a sculptured silicon diaphragm for maximum sensitivity and wide-band frequency response. Self-contained hybrid temperature compensation provides stable performance over the wide temperature range of 0°F to 200°F (-18°C to +93°C).* ENDEVCO transducers also feature excellent linearity (even to 3X range), high shock resistance, and excellent stability during temperature transients.

The Model 8507C is designed for installations which do not require threaded mounting and can be installed in locations which are difficult to reach. Its small size permits flush mounting on curved surfaces. ts high sensitivity combined with small size and high resonance frequency makes the Model 8507C ideal for use on small-scale models in wind tunnels.

ENDEVCO Model 136 Three-Channel System, Model 4428A or 4430A Signal Conditioner, or OASIS 2000 Computer-Controlled System are recommended as signal conditioner and power supply.

*Option X: 40°F to 140°F (5°C to 60°C)



SPECIFICATIONS

CERTIFIED PERFORMANCE: All specifications assume +75°F (+24°C) and 10 Vdc excitation unless otherwise stated. The following parameters are 100% tested. Calibration data, traceable to the National Institute of Standards and Technology (NIST), is supplied.

	Units	8507C-1	-2	-5	-15	-50
RANGE [1]	psig		0 - 2	0 - 5	0 - 15	0 - 50
POSITIVE SENSITIVITY [2]	mV/psi	200 ±50	100 +50/-20	60 ±20	20 ±7	6 ±2
COMBINED: NON-LINEARITY, NON-REPEATABILITY, PRESSURE HYSTERESIS [3]	% FSO RSS Max	1.5	1.5	0.75	0.50	0.50
Non-Linearity, Independent	% FSO Typ	1.5	1.0	0.50	0.20	0.20
Non-Repeatability	% FSO Typ	0.2	0.1	0.1	0.1	0.1
Pressure Hysteresis	% FSO Typ	0.2	0.1	0.1	0.05	0.03
ZERO MEASURAND OUTPUT [4]	mV Max	±10	±10	±10	±10	±10
ZERO SHIFT AFTER 3X RANGE	±% 3X FSO Max (Typ)	0.2 (0.02)	0.2 (0.02)	0.2 (0.02)	0.2 (0.02)	0.2 (0.02)
THERMAL ZERO SHIFT						
From 0°F to 200°F (-18°C to +93°C)	±% FSO Max	3	3	3	3	3
From 40°F to 140°F (5°C to 60°C)	±% FSO Max	3	3	3	3	3 Option X
THERMAL SENSITIVITY SHIFT						
From 0°F to 200°F (-18°C to +93°C)	±% Max	4	4	4	4	4
From 40°F to 140°F (5°C to 60°C)	±% Max	4	4	4	4	4 Option X

ENDEVCO MODEL 8507C

Piezoresistive Pressure Transducer

SPECIFICATIONS—continued

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS: The following parameters are established from testing of sample units.

	Units	8507C-1	-2	-5	-15	-50
RESONANCE FREQUENCY	Hz	55,000	70 000	85 000	130 000	270 000
NON-LINEARITY AT 3X RANGE	% 3 X FSO	2.5	2.5	2.0	1.0	1.0
THERMAL TRANSIENT RESPONSE PER	psi/°F	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003
ISA-S37.10, PARA. 6.7, PROCEDURE I [5]	psi/°C	0.005	0.005	0.005	0.005	0.005
PHOTOFLASH RESPONSE [6]	Equiv. psi	0.01	0.01	0.03	0.1	0.3
WARM-UP TIME [7]	ms	1	1	1	1	1
ACCELERATION SENSITIVITY	Equiv. psi/g	0.0002	0.0002	0.0002	0.0002	0.0002
BURST PRESSURE						
(Diaphragm/Reference Side)	psi Min	20/20	40/40	100/50	150/50	200/50

ELECTRICAL

FULL SCALE OUTPUT	300 ±100 mV at 10.0 Vdc
SUPPLY VOLTAGE [8]	10.0 Vdc recommended, 18 Vdc maximum
ELECTRICAL CONFIGURATION	Active four-arm piezoresistive bridge
POLARITY	Positive output for increasing pressure into (+) port (end with screen on it)
RESISTANCE	
Input	2000 ±800 ohms
Output	1600 ±500 ohms
Isolation	100 megohms minimum at 50 volts; leads to case, leads to shield, shield to case
NOISE	5 microvolts rms typical, dc to 50 000 Hz; 50 microvolts rms maximum, dc to 50 000 Hz

MECHANICAL

CASE, MATERIAL	Nickel - iron alloy
CABLE, INTEGRAL	Four conductor No. 36 AWG Teflon® insulated leads, braided shield, PVC jacket, 30 ±3 in (760 ±76 mm)
DEAD VOLUME (+) PORT	0.00005 cubic inches (0.0008 cc)
MOUNTING	Bond into #38 drill hole (2.6 mm) using an RTV such as DOW CORNING Silastic® 738; RTV not permitted within 0.10 inch (2.5 mm) of unit's face.
WEIGHT	0.3 gram (cable weighs 3.6 grams/meter)

ENVIRONMENTAL

MEDIA	Internal seals are epoxy and are compatible with clean dry gas media. Media in (+) measurand port is exposed to nickel-iron alloy, silicon, ceramic, Parylene C, and epoxy. Media in (-) measurand port is exposed to the above and RTV silicone coating. For use in water or corrosive media, contact the factory for modifications and installation precautions which may be taken to extend service life.
TEMPERATURE [9]	-65°F to +225°F (-54°C to +107°C)
VIBRATION	1000 g pk
ACCELERATION	1000 g
SHOCK	10 000g, 100 microsecond haversine pulse
HUMIDITY	Isolation resistance greater than 100 megohms at 50 volts when tested per MIL-STD-202E, Method 103B, Test Condition B.

CALIBRATION DATA

Data supplied for all parameters in Certified Performance section. Optional calibrations available for all parameters in Typical Performance section.

OPTIONAL ACCESSORY

22409 4 CONDUCTOR SHIELDED CABLE

NOTES

1. Pressure ranges can be considered bidirectional, e.g., an 8507C-5 can be used to measure +or - 5 psig. Sensitivity on the positive direction is typically within 1% of sensitivity in the negative direction. Sensitivity calibration provided with each unit is for the positive direction.
2. 1 psi = 6.895 kPa = 0.069 bar.
3. FSO (Full Scale Output) is defined as transducer output from 0 to + full scale pressure.
4. Zero Measurand Output (ZMO) is the transducer output with 0 psig applied.
5. Significantly higher thermal transient errors occur if the excitation voltage exceeds 10 Vdc. For sensitive phase change studies, many users reduce the excitation to 5 Vdc or even 1 Vdc.
6. Equiv. PSI Per ISA-37.10, Para. 6.7, Proc. 1. The metal screen partially shields the silicon diaphragm from incident radiation. Accordingly, light incident at acute angles to the screen generally increases the error by a factor of 2 or 3.
7. Warm-up time is defined as elapsed time from excitation voltage "turn on" until the transducer output is within ±1% of reading accuracy.
8. Use of excitation voltages other than 10.0 Vdc requires manufacture and calibration at that voltage since thermal errors increase with high excitation voltages.
9. Units can be compensated over any 200°F (93°C) span from -65°F to +225°F (-54°C to +107°C) on special order.
10. Maintain high levels of precision and accuracy using Endevco's factory calibration services. Call Endevco's inside sales force at 800-982-6732 for recommended intervals, pricing and turn-around time for these services as well as for quotations on our standard products.

Note: Tighter specifications are available on special order.

Continued product improvement necessitates that Endevco reserve the right to modify these specifications without notice. Endevco maintains a program of constant surveillance over all products to ensure a high level of reliability. This program includes attention to reliability factors during product design, the support of stringent Quality Control requirements, and compulsory corrective action procedures. These measures, together with conservative specifications have made the name Endevco synonymous with reliability.

ENDEVCO CORPORATION, 30700 RANCHO VIEJO ROAD, SAN JUAN CAPISTRANO, CA 92675 USA (800) 982-6732 (949) 493-8181 fax (949) 661-7231
www.endevco.com Email:applications@endevco.com

0402 REV C

Bibliographie

[Aeberli97] G. Aeberli, **Modification de la résonance de helmholtz d'une guitare**, Mémoire de Master ATIAM, UPMC, Université Paris VI, Laboratoire d'Acoustique Musicale, juin 1997. *(Cité page 13)*

[Anakesa09] A. Anakesa Kululuka, "Du fait gestuel à l'empreinte sonore : pour un geste musical", in *APC-MCX, Atelier no 37 - Complexité à l'œuvre : musique, musicologie, spectacle vivant*, 2009. *(Cité page 4)*

[Backus76] J. Backus, "Input impedance of brass instruments", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **60**, pp.470-480, 1976. *(Cité pages 15 et 21)*

[Benacchio12] S. Benacchio, A. Mamou-Mani, B. Chomette, F. Ollivier, "Active control applied to string instruments", in *Proc. of Acoustics 2012*, Nantes, France, avril 2012. *(Cité page 13)*

[Benacchio13a] S. Benacchio, A. Mamou-Mani, B. Chomette, F. Ollivier, "Combined State and State Derivative Control Applied to Musical String Instruments", in *Proc. of the International Congress on Acoustics 2013 (ICA 2013)*, Montréal, Canada, juin 2013. *(Cité pages 13, 114, et 117)*

[Benacchio13b] S. Benacchio, A. Mamou-Mani, B. Chomette, F. Ollivier, "Simulated Effects of Combined Control Applied to an Experimentally Identified Soundboard," in *Proc. of the Stockholm Music Acoustics Conference 2013 (SMAC 2013)*, Stockholm, Suéde, 601-606, août 2013. *(Cité pages 13 et 56)*

[Benacchio13c] S. Benacchio, R. Piéchaud, "Active control of string instruments using Xenomai", in *15th Real Time Linux Workshop*, Lugano-Manno, Suisse, 2013. *(Cité pages 13 et 88)*

[Benacchio14] S. Benacchio, B. Chomette, A. Mamou-Mani, V. Finel, "Mode tuning of a simplified string instrument using time-dimensionless state-derivative control", in *J. Sound Vib.*, 2014. *(Cité page 86)*

[Benade76] A.H. Benade, **Fundamentals of Musical Acoustics** (Oxford University Press, 1976). *(Cité page 6)*

[Berdahl06] E. Berdah, "Active damping of a vibrating string", in *Int. Symp. on Active Control of Sound and Vibration, ACTIVE2006*, Adelaide, Australia, 2006. *(Cité page 13)*

[Berdahl07] E. Berdahl, J.O. Smith, "Inducing unusual dynamics in acoustic musical instruments", in *Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on*, 1336-1341, Singapore, October 1-3 2007. *(Cité page 13)*

[Berdahl09] E. Berdahl, **Application of Feedback Control to Musical Instrument Design**, PhD thesis, Stanford University, 2009. *(Cité page 13)*

[Berdahl12] E. Berdahl, J. Smith, "Feedback control of acoustic musical instruments : Collocated control using physical analogs", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **131**, 963-973, 2012. *(Cité page 55)*

[Besnainou95] C. Besnainou, "Modal Stimulation : a Sound Synthesis New Approach", in *Proc. of the Int. Symp. on Music Acoustics 1995 (ISMA 1995)*, Dourdan, France, 434-438, 1995. *(Cité pages 13 et 55)*

[Besnainou99] C. Besnainou, "Transforming the voice of musical instruments by active control of the sound radiation", in *Proc. of ACTIVE'99 : the 1999 Int. Symp. on Active Control of Sound and Vibration*, 1317-1321, Fort Lauderdale (FL), USA, December 2-4 1999. *(Cité page 13)*

[BIAS] IWK Acoustics research team, http://www.bias.at/. *(Cité page 126)*

[Blaess12] C. Blaess, **Solutions temps réel sous Linux** (Eyrolles, 2012). *(Cité page 88)*

[Boutin06] H. Boutin, **Contrôle actif sur instruments acoustiques**, Mémoire de Master ATIAM, UPMC, Université Paris VI, Laboratoire d'Acoustique Musicale, juin 2006. *(Cité page 13)*

[Boutin08a] H. Boutin, C. Besnainou, "Physical parameters of the violin bridge changed by active control", in *Proc. of Acoustics' 08*, **123**, 3656-3656, Paris, France, Juin 2008. *(Cité page 13)*

[Boutin08b] H. Boutin, C. Besnainou, "Physical parameters of an oscillator changed by active control : application to a xylophone bar", in *Proc. of the 11th International Conference on Digital Audio Effects (Dafx-08)*, 173-176, Espoo, Finland, September 1-4 2008. *(Cité page 13)*

[Boutin11] H. Boutin, **Méthodes de Contrôle actif d'instruments de musique. Cas de la lame de xylophone et du violon**, thèse, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2011. *(Cité pages 7, 13, 55, et 167)*

[Bynum10] E. Bynum, T.D. Rossing, **Chapter 14 - Cello, p.246**, in TD. Rossing, **The Science of String Instruments** (Springer, Stanford University , 2010). *(Cité page 5)*

[Cattafesta03] L. Cattafesta, D. Williams, C. Rowley, F. Alvi, "Review of Active Control of Flow-Induced Cavity Resonance", in *33rd AIAA Fluid Dynamics Conference*, Orlando, USA, 2003. *(Cité page 10)*

[Caussé91] R. Caussé, B. Sluchin, **Sourdines des cuivres** (Édition de la Maison des sciences de l'homme, 1991). *(Cité pages 15 et 21)*

[Chen96] F.C. Chen, G. Weinreich, "Nature of the lip reed", in *J. Acoust. Soc. Am.*, vol.**99**, pp.1227-1233, 1996. *(Cité pages 14, 17, 23, et 167)*

[Chollet00] R. Chollet, G. Aeberli, C. Besnainou, "Modification la résonance de helmholtz de la guitare par Contrôle actif", in *Actes du 5ème Congrès Français d'Acoustique (CFA-00)*, 248-250, Lausanne, Suisse, September 3-6 2000. *(Cité page 13)*

[Chomette08a] B. Chomette, D. Remond, S. Chesné, L. Gaudiller, "Semi-adaptive modal control of on-board electronic boards using identication method", in *Smart Material and Structures*, **17**(6), 1-8, 2008. *(Cité page 56)*

[Chomette08b] B. Chomette, **Contrôles modaux actif, semi-adaptatif et semi-actif de structures intelligentes embarquées, application aux cartes électroniques**, thèse, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2008. *(Cité pages 10, 12, et 53)*

[Chomette10] B. Chomette, S. Chesné, D. Rémond, L. Gaudiller, "Damage reduction of on-board structures using piezoelectric components and active modal control - Application to a printed circuit board", in *Mechanical Systems and Signal Processing*, **24**, 352-364, 2010. *(Cité page 62)*

[Clift12] P. Clift, "Acoustic-Aggregate-Synthesis", in *Proc. of the International Computer Music Conference (ICMC 2012 Non-Cochlear sound)*, Ljubljana, Slovenie, 9-14 Septembre 2012. *(Cité page 12)*

[Dalmont08] JP. Dalmont, JC. Le Roux, "A new impedance sensor for wind instruments", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **123**(5), p.3014, 2008. *(Cité page 23)*

[DeBrunner06] V.E. DeBrunner, D. Zhou, "Hybrid Filtered Error LMS Algorithm : Another Alternative to Filtered-X LMS", in *IEEE Transactions on circuits and systems*, **53**(3), 2006. *(Cité page 10)*

[Eisenmann1893] R. Eisenmann, Patent 496.402, United States Patent Office, may, 2 1893. *(Cité page 12)*

[Elliott85] S.J. Elliott, P.A. Nelson, "The application of adaptive filtering to the active control of sound and vibration", in *ISVR*, Univ. Southampton, UK, 1985. *(Cité page 9)*

[Evans48] W.R. Evans, "Graphical Analysis of Control Systems", in *Transactions of the AIEE*, **67**(1), 547-551, January 1948. *(Cité page 26)*

[Evans50] W.R. Evans, "Control System Synthesis by Root Locus Method", in *Transactions of the AIEE*, **69**(1), 66-69, January 1950. *(Cité page 26)*

[Eveno12] P. Eveno, **L'impédance d'entrée pour l'aide à la facture des instruments de musique à vent : mesures, modèles et lien avec les fréquences de jeu**, thèse, Université Pierre et Marie Curie, 2012. *(Cité pages 5 et 124)*

[Eveno14] P. Eveno, J.F. Petiot, J. Gilbert, B. Kieffer, R. Caussé, "The relationship between bore resonance frequencies and playing frequencies in trumpets", in *Acta Acust. united Ac.*, **100**, 362-374, 2014. *(Cité page 52)*

[Fletcher91] N.H. Fletcher, T.D. Rossing, **The Physics of Musical Instruments** (Springer-Verlag, New York, 1991). *(Cité page 4)*

[Fogel54a] L.J. Fogel, "Method of improving intelligence under random noise interference", *US patent US 2866848 A*, déposé en 1954, publié en 1958. *(Cité page 7)*

[Fogel54b] L.J. Fogel, "Apparatus for improving intelligence under high ambient noise levels", *US patent US 2966549 A*, déposé en 1954, publié en 1960. *(Cité page 7)*

[Fogel57] L.J. Fogel, "System for improving intelligibility", *US patent US 2920138 A*, déposé en 1957, publié en 1960. *(Cité page 7)*

[Fuller97] C.R. Fuller, S.J. Elliott and P.A. Nelson, **Active Control of Vibration** (Academic Press, Harcourt Brace and Company, London, 1996, reprinted 1997), Chap.3, pp.59-90. *(Cité pages 10, 55, 56, et 89)*

[Gazengel08] B. Gazengel, P. Lotton, **Électroacoustique - Chapitre 3 : Systèmes mécaniques et acoustiques**, Cours, 2008. *(Cité page 125)*

[Gentry97] C.A. Gentry, C. Guigou, C.R. Fuller, "Smart foam for applications in passive-active noise radiation control", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **101**, 1771, 1997. *(Cité page 6)*

[Givois14] A. Givois, **Contrôle actif modal appliqué au violoncelle**, Mémoire de master ATIAM, UPMC, Université Paris VI, IRCAM, 2014. *(Cité page 13)*

[Griffin95] S.F. Griffin, **Acoustic replication in smart structures using active structural/acoustic control**, PhD thesis, Georgia Institute of Technology, November 1995. *(Cité page 13)*

[Griffin03] S. Griffin, S.A. Lane, R.L. Clark, "The application of smart structures toward feedback suppression in amplified acoustic guitars", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **113**(6), 3188-3196, 2003. *(Cité page 13)*

[Guérard02] J. Guérard, **Modélisation numérique et simulation expérimentale de systèmes acoustiques - Application aux instruments de musique**, thèse, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2002. *(Cité pages 14, 15, 55, et 167)*

[Guicking90] D. Guicking, "On the invention of active noise control by Paul Lueg", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **87**, 2251, 1990. *(Cité page 7)*

[Hagood91] N.W. Hagood, A. von Flotow, "Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks", in *J. Sound Vib.*, **146**(2), 243-268, 1991. *(Cité page 6)*

[Hanagud98] S. Hanagud, S. Griffin, "Active Structural Control for a Smart Guitar," in *Proc. of the 4th European Conference On Smart Structures and Materials*, Harrogate, United Kingdom, 1-7, July 6-8 1998. *(Cité pages 13 et 56)*

[Haykin03] S. Haykin, B. Widrow, **Least-Mean-Square Adaptative Filters** (Wiley-Interscience, 2003). *(Cité pages 8, 9, et 10)*

[Heet78] G.S. Heet, "String instrument vibration initiator and sustainer", Patent 4.075.921, United States Patent Office, Feb. 28 1978. *(Cité page 12)*

[Higham12] T. Higham, L. Basell, R. Jacobi, R.Wood, C. Bronk Ramsey, N.J. Conard, "Testing models for the beginnings of the Aurignacian and the advent of figurative art and music : The radiocarbon chronology of Geißenklésterle", in *Journal of Human Evolution*, **62**(6), June 2012. *(Cité pages 3 et 167)*

[Hirschberg95] A. Hirschberg : *Aero-Acoustics of Wind Instruments*, in G.Weinreich, A.Hirschberg, J.Kergomard, **Mechanics of Musical Instruments**, volume 335 of CISM Courses and Lectures. (Springer-Verlag, Wien - New York 1995), 291-369. *(Cité page 57)*

[Hollkamp94] J.J. Hollkamp, "Multimodal Passive Vibration suppression with Piezoelectric Materials and Resonant Shunts", in *JIMSS*, **5**(1), 49-57, 1994. *(Cité page 6)*

[Hong96] J. Hong, J.J. Ackers, R. Venugopal, M-N Lee, A.G. Sparks, P.D. Washabaugh, D.S. Bernstein, "Modeling, Identification, and Feedback Control of Noise in an Acoustic Duct", in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, **4**(3), 283-291, May 1996. *(Cité pages 10, 12, 52, 56, 58, et 79)*

[Hull93] A.J. Hull, C.J. Radcliffe, S.C. Southward, "Global Active Noise control of a One-Dimensional Acoustic Duct Using a Feedback Controller", in *J. Vib. Acoust.*, **115**, 488-494, 1993. *(Cité page 10)*

[Imbert99] M. Imbert, **Contrôle des premières résonances d'une cavité unidimensionnelle par procédé rétroactif**, Mémoire d'ingénieur, Conservatoire National des Arts et Métiers, 1999. *(Cité pages 7 et 14)*

[Jossic13] M. Jossic, **Étude perceptive du Contrôle actif sur instruments à vent**, Mémoire de stage ENS, 2013. *(Cité pages 47 et 117)*

[Jossic14] M. Jossic, T. Meurisse, N. Misdariis, A. Mamou-Mani, "Perception du Contrôle Actif sur Instruments à Vent", in *12ème Congrès Français d'Acoustique (CFA 2014)*, Poitiers, France, 22-25 avril 2014 - également publié dans la revue *Acoustique et Technique*, **75**, 2014. *(Cité pages 47 et 117)*

[Karkar10] S. Karkar, C. Vergez, B. Cochelin, "Toward the systematic investigation of periodic solutions in single reed woodwind instruments", in *Proc. of the 20th Int. Symp. on Music Acoustics (ISMA 2010), Associated Meeting of the International Congress on Acoustics, International Commission for Acoustics*, Sydney, Australia, 1-7, 2010. *(Cité pages 55, 56, et 57)*

[Karkar12a] S. Karkar, C. Vergez, B. Cochelin, "Oscillation threshold of a clarinet model : A numerical continuation approach", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **131**(1), 698-707, January 2012. *(Cité pages 57, 63, 165, et 168)*

[Karkar12b] S. Karkar, **Méthodes numériques pour les systèmes dynamiques non linéaires - Application aux instruments de musique auto-oscillants**, thèse, Université de Provence - Aix-Marseille I, 2012. *(Cité pages 52, 53, et 57)*

[Kautsky85] J. Kautsky, N.K. Nichols, "Robust Pole Assignment in Linear State Feedback", in *Int. J. Control*, **41**, 1129-1155, 1985. *(Cité pages 62 et 81)*

[Kergomard08] J. Kergomard, A. Chaigne, **Acoustique des instruments de musique** (Belin, 2008), pp.46, 165-166, 168. *(Cité pages 4, 112, 124, et 126)*

[Kuo96] S.M. Kuo, D.R. Morgan, **Active Noise Control Systems - Algorithms and DSP Implementation.** (New York : Wiley, 1992). *(Cité page 9)*

[Kuo99] S.M. Kuo, D.R. Morgan, "Active noise control : a tutorial review", in *Proc. of IEEE*, **87**(6), 943-973, June 1999. *(Cité pages 9 et 10)*

[Lissek11a] H. Lissek, R. Boulandet, "Design of Shunt Electric Networks in View of Sound Absorption with Loudspeakers", in *Forum Acusticum 2011*, Aalborg, Denmark, 2011. *(Cité page 130)*

[Lissek11b] H. Lissek, R. Boulandet, R. Fleury, "Electroacoustic absorbers : Bridging the gap between shunt loudspeakers and active sound absorption", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **129**(5), 2968-2978, 2011. *(Cité page 130)*

[LoPresto03] M.C. LoPresto, "Experimenting with brass musical instruments", in *Phys. Educ.*, **38**(4), 300-308, 2003. *(Cité page 21)*

[Lueg34] P. Lueg, "Process of silencing sound oscillations", *US patent US 2043416 A*, déposé le 8 mars 1934, publié le 9 juin 1936. *(Cité pages 6, 7, et 167)*

[Luenberger71] D. Luenberger, "An introduction to Observers," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, **16**(6), 596-602, 1971. *(Cité pages 61 et 80)*

[Lupone06] M. Lupone, L. Seno, "Gran cassa and the adaptive instrument feed-drum", in *Le Feedback dans la création musicale, Rencontres Musicales Pluridisciplinaires 2006, GRAME*, 27-36, Lyon, France, 17-18 mars 2006. *(Cité page 12)*

[Maganza86] C. Maganza, R. Caussé, F. Laloé, "Bifurcations, period doublings and chaos in clarinet-like systems", in *Europhysics Letters (EPL)*, **1**, 295-302, 1986. *(Cité page 14)*

[Mamou-Mani11] A. Mamou-Mani, "Vernissage pour une guitare du XXIème siècle", *Rencontres internationale de la guitare à Antony*, Antony, France, 30 mars - 3 avril 2011. *(Cité page 12)*

[Mamou-Mani12] A. Mamou-Mani, D. Sharp, T. Meurisse, W. Ring, "Investigating the consistency of woodwind instrument manufacturing by comparing five nominally identical oboes", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **131**(1), 728-736 (January 2012). *(Cité pages 53 et 68)*

[Mamou-Mani14] A. Mamou-Mani, T. Meurisse, B. Sluchin, R. Caussé, "La sourdine active : effets sur les premières résonances du trombone", in *12ème Congrès Français d'Acoustique (CFA 2014)*, 1583-1586, Poitiers, France, 22-25 avril 2014. *(Cité page 21)*

[Martin14] A. Martin, **Développement d'un prototype embarqué de Contrôle actif d'instruments**, Rapport de stage ING4, 2014. *(Cité page 117)*

[Max/MSP] http://cycling74.com/. *(Cité pages 3 et 117)*

[McIntyre83] M.E. McIntyre, R.T. Schumacher, J. Woodhouse, "On the oscillations of musical instruments", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **74**(5), 1325-1345, November 1983. *(Cité pages 4, 55, 56, 57, 81, et 168)*

[Meirovitch83] L. Meirovitch, H. Baruh, H. Oz, "Comparison of control techniques for large flexible systems", in *J. Guid. Control Dynam*, **6**(4), 302-310, 1983. *(Cité page 10)*

[Meirovitch85] L. Meirovitch, **Introduction to Dynamics and Control** (New York : Wiley, 1985). *(Cité page 10)*

[Meurisse13a] T. Meurisse, A. Mamou-Mani, R. Caussé, D. Sharp, "Active control applied to simplified wind musical instrument", in *Proc. of the Int. Congress on Acoustics 2013 (ICA 2013)*, Montréal, Canada, June 2013. *(Cité pages 17, 23, 47, 51, et 56)*

[Meurisse13b] T. Meurisse, A. Mamou-Mani, R. Caussé, D. Sharp, "Simulations of Modal Active Control Applied to the Self-Sustained Oscillations of the Clarinet," in *Proc. of the Stockholm Music Acoustics Conference 2013 (SMAC 2013)*, Stockholm, Sweden, 30 July - 3 August 2013. *(Cité page 57)*

[Meurisse14a] T. Meurisse, A. Mamou-Mani, S. Benacchio, V. Finel, B. Chomette, R. Caussé, D. Sharp, "Experimental Validation of Adjusting the Resonances of a Simplified Bass Clarinet Through Modal Active Control", in *Proc. of the Int. Symp. on Musical Acoustics (ISMA 2014)*, 365-370, Le Mans, France, juillet 2014. *(Cité page 79)*

[Meurisse14b] T. Meurisse, A. Mamour-Mani, R. Caussé, B. Chomette, D. Sharp, "Simulations of Modal Active Control Applied to the Self-Sustained Oscillations of the Clarinet", in *Acta Acust. united Ac.*, **100**(6), 1149-1161, 2014. *(Cité page 52)*

[Meurisse14c] T. Meurisse, A. Mamou-Mani, S. Benacchio, B. Chomette, V. Finel, D. Sharp, R. Caussé, "Experimental Demonstration of the Modification of the Resonances of a Simplified Self-Sustained Wind Instrument through Modal Active Control", *under review at Acta Acustica United with Acustica.* *(Cité page 79)*

[Morgan80] D.R. Morgan, "An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path", in *IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP-28, 454-467, 1980. *(Cité page 9)*

[Morin12] P. Morin, **Commande avancée des systèmes**, Cours, UPMC, 2012. *(Cité page 86)*

[Nelson95] P.A. Nelson, S.J. Elliot, **Active Control of Sound** (Academic Press, Harcourt Brace and Company, London, 1992, reprinted 1995), 1-436. *(Cité pages 8, 10, et 55)*

[Olson53] H.F. Olson, E.G. May, "Electronic sound absorber", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **25**(6), 1130-1136, 1953. *(Cité pages 7, 10, et 167)*

[Oppenheim94] A.V. Oppenheim, E. Weinstein, K.C. Zangi, M. Feder, D. Gauger, "Single-sensor active noise cancellation", in *IEEE Transactions on Speech and Audio Precessing*, **2**(2), 285-290, 1994. *(Cité page 6)*

[Osborne99] G.T. Osborne, A.A. Hoover, "Sustainer for a musical instrument." Patent 5.932.827, United States Patent Office, Aug. 1999. *(Cité page 12)*

[Pickett98] P.B. Pickett, **An Investigation of Active Tonal Spectrum Control as Applied to the Modern Trumpet**, Master thesis, Virginia Polytechnic Institute and State Univsersity, 1998. *(Cité pages 14, 15, 51, et 167)*

[Preumont11] A.Preumont, **Vibration Control of Active Structures, An Introduction - Third Edition**(Springer, Verlag Berlin Heidelberg, 2011), pp.1-432, p.197. *(Cité pages 10, 11, 55, 62, 81, et 88)*

[Richardson82] T. Richardson, D. Formenti, "Parameter estimation from frequency response measurements using rational fraction polynomials", in *First International Modal Analysis Conference (1eIMAC)*, Orlando, USA, 167-180 (1982). *(Cité pages 60, 80, et 84)*

[Roads96] C. Roads, **The Computer Music Tutorial**, (MIT Press, Cambridge, MA, Février 1996). *(Cité page 3)*

[Roads97] C. Roads, S.T. Pope, A. Piccialli, G. De Poli, **Musical Signal Processing (Studies on New Music Research, 2)** (Swets & Zeitlinger, 1997). *(Cité page 4)*

[Rollow03] J.D. Rollow, **Active Control of Spectral Detail Radiated by an air-loaded impacted membrane**, PhD Thesis, Pennsylvania State University, 2003. *(Cité page 13)*

[Rossi86] M. Rossi, **Traité d'électricité, Volume XXI, Électroacoustique** (Electricity tract, Volume 21, Electroacoustic), (Presses polytechniques romandes, première édition, Lausanne, 1986), Chap.5, Chap.7, pp.185-232, pp.283-368. *(Cité pages 60, 125, et 129)*

[Rowley03] C.W. Rowley, D.R. Williams, "Control of Forced and Self-Sustained Oscillations in the Flow Past a Cavity", in *American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA)*, 2003. *(Cité pages 10 et 51)*

[Rowley06] C.W. Rowley, D.R. Williams, T. Colonius, R.M. Murray, D.G. Macmynowski, "Linear models for control of cavity flow oscillation", in *J. Fluid Mech.*, **547**, 317-330 (2006). *(Cité pages 10 et 55)*

[Schumacher78] R.T. Schumacher, "Self-Sustained Oscillations of the Clarinet : An Integral Equation Approach", in *ACUSTICA*, **40**, 298-309, 1978. *(Cité pages 55 et 56)*

[Silva08] F. Silva, J. Kergomard, C. Vergez, J. Gilbert, "Interaction of reed and acoustic resonator in clarinetlike systems", in *J. Acoust. Soc. Am.*, **124**(5), 3284-3295, November 2008. *(Cité page 56)*

[Silva09] F. Silva, **Émergence des auto-oscillations dans un instrument de musique à anche simple.** thèse, Université de Provence - Aix-Marseille I, 2009. *(Cité pages 52, 55, 56, et 58)*

[Walstijn05] M. Van Walstijn, P. Rebelo, "The prosthetic conga : towards an actively controlled hybrid musical instrument", in *Proc. of the Int. Computer Music Conference*, 786-789, Barcelona, Spain, September 5-9 2005. *(Cité page 13)*

[Weinreich86] G. Weinreich, R. Caussé, "Digital and analog bows : Hybrid mechanical-electrical systems", in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP-86*, **11**, 1297-1299, Tokyo, Japan, April 1986. *(Cité page 13)*

[Widrow81] B. Widrow, D. Shur, S. Shaffer, "On adaptive inverse control", in *Proc. of the 15th Asilomar Conference*, 185-189, 1981. *(Cité page 9)*

[Widrow85] B. Widrow, S.D. Stearns, **Adaptative Signal Processing** (Englewood Cliffs, NJ : Prentice-Hall, 1985). *(Cité page 9)*

[Williams01] D.R. Williams, J. Morrow, "Adaptive control of multiple acoustic modes in cavities", in *31st AIAA Fluid Dynamics Conference and Exhibit*, AIAA Paper, 2011-2769, June 2001. *(Cité page 9)*

[Xenomai] `http://www/xenomai.org/` *(Cité page 88)*

[Yang09] Z. Yang, S. Podlech, "Theoretical Modeling Issue in Acive Noise Control for a One-Dimensional Acoustic Duct System", in *Proc. of the 2008 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, 1249-1254, Bangkok, Thailand, 2009. *(Cité page 10)*

Liste des Sons

Figure 2.37 : séquence musicale jouée au trombone sans sourdine. **Écouter son**

Figure 2.38 : séquence contenant une descente chromatique dans les notes pédales du trombone avec une sourdine sèche normale. **Écouter son**

Figure 2.39 : séquence contenant une descente chromatique dans les notes pédales du trombone avec une sourdine sèche active. **Écouter son**

Figure 2.40 : séquence contenant un La_0 joué deux fois au trombone, de 0 à 3 secondes puis de 4,5 à 8 secondes, avec contrôle et sans contrôle, $\phi = \pi$ et $G = 2$. **Écouter son**

Figure 2.41 : séquence contenant un Do_1 joué deux fois au trombone, d'abord avec contrôle (0 - 2,5 secondes) puis sans contrôle (3 - 5 secondes), avec $\phi = \pi/2$ et $G = 0{,}7$. **Écouter son**

Figure 2.42 : séquence contenant un La_0 joué au trombone avec et sans contrôle, $\phi = \pi/2$ et $G = 0{,}7$. **Écouter son**

Figure 2.43 : séquence contenant un Sol_0 joué au trombone avec et sans contrôle, avec $\phi = -\pi/2$ et $G = 0{,}7$. **Écouter son**

Figure 2.44 : séquence contenant un Sib_0 joué au trombone sans contrôle (0 - 1,5 secondes) puis avec contrôle (1,5 - 3 secondes), avec $\phi = -\pi/2$ et $G = 0{,}7$. **Écouter son**

Figures 3.5, 3.8, 3.11 : son de synthèse d'une clarinette non contrôlée. **Écouter son**

Figure 3.5 : son de synthèse d'une clarinette contrôlée telle que $f_1 = 120\,\text{Hz}$. **Écouter son**

Figure 3.5 : son de synthèse d'une clarinette contrôlée telle que $\xi_1/2$. **Écouter son**

Figure 3.5 : son de synthèse d'une clarinette contrôlée telle que $f_1 = 120\,\text{Hz}$ et $\xi_1/2$. **Écouter son**

Figure 3.8 : son de synthèse d'une clarinette contrôlée telle que $f_1 = 30\,\text{Hz}$. **Écouter son**

Figure 3.8 : son de synthèse d'une clarinette contrôlée telle que $f_1 = 194\,\text{Hz}$. **Écouter son**

Figure 3.11 : son de synthèse d'une clarinette contrôlée telle que $\xi_1/100$. **Écouter son**

Figure 3.11 : son de synthèse d'une clarinette contrôlée telle que $\xi_1 \times 10$. **Écouter son**

Figure 3.13 : son de synthèse d'une clarinette sans contrôle avec $\gamma = 0{,}4$. **Écouter son**

Figure 3.13 : son de synthèse d'une clarinette contrôlée telle que $f_2 = 470\,\text{Hz}$ et $\xi_2/2$. **Écouter son**

Figure 4.17 : son mesuré de clarinette basse simplifiée contrôlée telle que $f_7 = 860\,\text{Hz}$. **Écouter son**

Figure 4.22 : 5 sons courts mesurés de clarinette basse simplifiée contrôlée telle que ξ_7 est réduit d'un facteur 4. Les 2 premiers sons ont été produit sans contrôle, les 3 suivants avec contrôle. **Écouter son**

Figure 4.27 : son mesuré de clarinette basse simplifiée contrôlée telle que $\xi_{4-10} \times 4$. **Écouter son**

Figure 4.32 : son mesuré de clarinette basse simplifiée contrôlée telle que $f_3 = 350\,\text{Hz}$, $f_4 = 490\,\text{Hz}$ et $f_5 = 630\,\text{Hz}$. **Écouter son**

Figure 4.37 : son mesuré de clarinette basse simplifiée contrôlée telle que les résonances 3 à 9 sont modifiées tant en fréquence qu'en amortissement. **Écouter son**

Liste des Tableaux

2.1 Paramètres du résonateur. 25
2.2 Effet du contrôle sur la résonance. 26
2.3 Paramètres des modèles des sourdines. 28
2.4 Effets du contrôle actif sur le pic parasite lorsque $\phi = 0$. 33
2.5 Effets du contrôle actif sur le pic parasite lorsque $\phi = \pi$. 35
2.6 Effets du contrôle actif sur le pic parasite lorsque $\phi = \pi/2$. 36
2.7 Effets du contrôle actif sur le pic parasite lorsque $\phi = -\pi/2$. 38

3.1 Parameters used to characterise the tube and the reed [Karkar12a]. 63
3.2 Modal parameters of the first resonance with three control cases. 66
3.3 Modal parameters of resonances 1 and 3 to 8 when controlling resonance 2. . . 74

4.1 Paramètres modaux des modes identifiés. 84
4.2 Paramètres modaux de la 7ème résonance dans 2 cas de contrôle. 90
4.3 Modifications accessibles par contrôle modal sur les résonances 3 à 9 (FT). . . 91
4.4 Modifications accessibles par contrôle modal sur les pics 3 à 9 (impédance). . . 93
4.5 Modification du septième pic de l'impédance avec contrôle de f_7. 95
4.6 Modification du septième pic de l'impédance avec contrôle de ξ_7. 98
4.7 Paramètres modaux des résonances 4-10 avec contrôle de ξ_{4-10}. 101
4.8 Paramètres modaux des pics 4-10 de l'impédance avec contrôle de ξ_{4-10}. . . . 102
4.9 Paramètres modaux des résonances 3 à 5 avec contrôle de f_{3-5}. 106
4.10 Paramètres modaux des résonance 3 à 9 en contrôlant f_{3-9} et ξ_{3-9}. 109
4.11 Paramètres modaux de la résonance 3 avec $\mathbf{L}$ calculé par PP et LQE. 111

A.1 Valeurs des composants utilisés en Figure A.1. 119

B.1 Différences entre impédance mesurée et impédance calculée. 127
B.2 Différences entre tubes calculés avec et sans système de contrôle. 131

Liste des Figures

1.1 Plus vieil instrument découvert à ce jour (2014), dâté de 43000 ans [Higham12]. 3
1.2 Exemple de patch Max/MSP. 3
1.3 Modalys. 3
1.4 Profil de perce d'un pavillon de trombone & vue éclatée d'un violoncelle. 5
1.5 Annulation d'un son pur dans un tuyau [Lueg34]. 7
1.6 *Electronic sound absorber*, décrit dans [Olson53]. Image tirée de [Boutin11]. . . 7
1.7 Boucle de rétroaction. 8
1.8 Contrôle prédictif à large bande & schéma bloc du contrôle appliqué à un tube. 9
1.9 Schéma bloc du contrôle modal 11
1.10 Résonateur contrôlé. Image tirée de [Chen96]. 14
1.11 Contrôle de trompette. Image tirée de [Pickett98]. 14
1.12 Flûte sans trou avec système de contrôle. Image tirée de [Guérard02]. 14
1.13 Sourdine sèche de trombone. 15
1.14 Impédances d'entrée du trombone, avec et sans sourdine sèche. 15
1.15 Clarinette basse simplifiée. 16
1.16 Impédance d'entrée de la clarinette basse simplifiée. 17
1.17 Fonction de transfert de la clarinette basse simplifiée. 17

2.1 Sourdine active sèche de trombone. 22
2.2 Fonction de transfert de la sourdine seule. 22
2.3 Fonction de transfert de la sourdine insérée dans le pavillon du trombone. . . . 22
2.4 Impédances d'entrée du trombone, avec et sans sourdine sèche. 22
2.5 Schéma du contrôle actif H_{BF}. 24
2.6 Schéma du contrôle actif H_{BO}. 24
2.7 Fonctions de transfert calculées d'un résonateur contrôlé avec $\phi = \{0, \pi\}$. . . . 25
2.8 Fonctions de transfert calculées d'un résonateur contrôlé avec $\phi = \pm\pi/2$. . . . 25
2.9 Fonctions de transfert calculées d'un résonateur contrôlé avec $\phi = \pi/4$. 26
2.10 Lieux de Evans d'un résonateur analytique. 27
2.11 Zoom sur le pôle du système non-contrôlé. 27
2.12 Fonction de transfert de la sourdine seule (mesure et modèle). 29
2.13 Cartographie de la stabilité de la sourdine seule. 29
2.14 Fonction de transfert de la sourdine insérée dans le trombone (mesure et modèle). 29
2.15 Cartographie de la stabilité de la sourdine insérée dans le trombone. 29
2.16 Cartographie des amplitudes, sourdine seule. 31
2.17 Cartographie des fréquences, sourdine seule. 31
2.18 Cartographie des amplitudes, sourdine insérée dans le trombone. 31

2.19 Cartographie des fréquences, sourdine insérée dans le trombone. 31
2.20 Schéma de la sourdine active avec système de contrôle. 32
2.21 Photographie de la sourdine active avec système de contrôle. 32
2.22 Fonctions de transfert de la sourdine seule avec $\phi = 0$. 33
2.23 Fonctions de transfert de la sourdine insérée dans le trombone avec $\phi = 0$. . . . 33
2.24 Impédances d'entrée du trombone avec $\phi = 0$. 34
2.25 Fonctions de transfert de la sourdine seule avec $\phi = \pi$. 34
2.26 Fonctions de transfert de la sourdine insérée dans le trombone avec $\phi = \pi$. . . . 34
2.27 Impédances d'entrée du trombone avec $\phi = \pi$. 35
2.28 Fonctions de transfert de la sourdine seule avec $\phi = \pi/2$. 36
2.29 Fonctions de transfert de la sourdine insérée dans le trombone avec $\phi = \pi/2$. . . 36
2.30 Impédances d'entrée du trombone avec $\phi = \pi/2$. 37
2.31 Fonctions de transfert de la sourdine seule avec $\phi = pi/2$. 37
2.32 Fonctions de transfert de la sourdine insérée dans le trombone avec $\phi = pi/2$. . 37
2.33 Impédances d'entrée du trombone avec $\phi = pi/2$. 38
2.34 Comparaison des lieux d'Evans analytiques et simulés. 39
2.35 Pôles simulés et mesurés pour la sourdine seule. 40
2.36 Pôles simulés et mesurés pour la sourdine insérée dans le trombone. 40
2.37 Spectrogramme d'une séquence jouée au trombone. 42
2.38 Spectrogramme d'une séquence jouée au trombone avec une sourdine sèche. . . 42
2.39 Spectrogramme d'une séquence jouée au trombone avec sourdine active et $\phi = \pi$. 43
2.40 Spectrogramme d'un La_0 jouée au trombone avec sourdine active et $\phi = \pi$. . . 44
2.41 Spectrogramme d'un Do_1 jouée au trombone avec sourdine active et $\phi = \pi/2$. . 45
2.42 Spectrogramme d'un La_0 jouée au trombone avec sourdine active et $\phi = \pi/2$. . 45
2.43 Spectrogramme d'un Sol_0 jouée au trombone avec sourdine active et $\phi = -\pi/2$. 46
2.44 Spectrogramme d'un Sib_0 jouée au trombone avec sourdine active et $\phi = -\pi/2$. 47

3.1 Model of a self-sustained wind instrument [McIntyre83, Karkar12a]. 57
3.2 Model of a simplified clarinet with control system 61
3.3 Shape of the dimensionless pressure input used for the simulations. 63
3.4 Transfer fontions with 3 cases of control of the first resonance. 65
3.5 Sound spectra of the clarinet with 3 cases of control of the first resonance. . . . 65
3.6 Attack transients of the clarinet with 3 cases of control of the first resonance. . 66
3.7 Map of the playing frequencies when controlling the first resonance frequency. . 67
3.8 Sound spectra for some controls of the first resonance frequency. 69
3.9 Playing frequencies of the black region. 70
3.10 Map of the playing frequencies when controlling the first resonance damping. . 71
3.11 Sound spectra for some control of the first resonance damping. 72
3.12 Transfer functions with a control of the second resonance. 74
3.13 Sound spectra with a control of the second resonance. 75
3.14 Attach transients with a control of the second resonance. 75

4.1 Modèle d'instrument à vent avec système de contrôle. 81
4.2 Clarinette basse simplifiée. 82
4.3 Impédances d'entrée pour différentes positions du système de contrôle. 83
4.4 Fonction de transfert de la clarinette simplifiée. 83
4.5 Déformées modales dans un tube cylindrique fermé-ouvert. 84

4.6 Identification de la fonction de transfert. 85
4.7 Pôles identifiés. 85
4.8 Contrôle modal appliqué à une “clarinette basse simplifiée”. 88
4.9 Fonctions de transfert avec contrôle de la résonance 7. 89
4.10 Fonctions de contrôle mesurées et simulées. 90
4.11 Étendue des possibilités du contrôle de la fonction de transfert. 92
4.12 Étendue des possibilités de contrôle de l'impédance d'entrée. 94
4.13 Placement de pôles pour la septième résonance. 95
4.14 Spectre de la commande produite par le contrôleur. 95
4.15 Fonctions de transfert avec contrôle de f_7. 96
4.16 Impédances d'entrée avec contrôle de f_7. 96
4.17 Spectrogramme du son rayonné avec contrôle de f_7. 97
4.18 Placement de pôles pour la septième résonance. 97
4.19 Spectre de la commande produite par le contrôleur. 97
4.20 Fonctions de transfert avec contrôle de ξ_7. 98
4.21 Impédance d'entrée avec contrôle de ξ_7. 99
4.22 Spectrogramme du son rayonné avec contrôle de ξ_7. 99
4.23 Placement de pôles pour les résonances 4 à 10. 100
4.24 Spectre de la commande produite par le contrôleur. 100
4.25 Fonctions de transfert pour un contrôle de ξ_{4-10}. 101
4.26 Impédances d'entrée pour un contrôle de ξ_{4-10}. 102
4.27 Spectrogramme du son rayonné pour un contrôle de ξ_{4-10}. 103
4.28 Placement de pôles pour les résonances 3 à 5. 104
4.29 Spectre de la commande produite par le contrôleur. 104
4.30 Fonctions de transfert pour un contrôle de f_{3-5}. 104
4.31 Impédances d'entrée pour un contrôle de f_{3-5}. 105
4.32 Spectre du son rayonné pour un contrôle de f_{3-5}. 105
4.33 Placement de pôles pour les résonances 3 à 9. 107
4.34 Spectre de la commande produite par le contrôleur. 107
4.35 Fonctions de transfert pour un contrôle des résonances 3 à 9. 108
4.36 Impédances d'entrée pour un contrôle des résonances 3 à 9. 108
4.37 Spectre du son rayonné pour un contrôle des résonances 3 à 9. 110
4.38 Fonctions de transfert avec $\mathbf{L}$ calculé selon deux méthodes. 111
4.39 $\mathbf{x}$ et $\hat{\mathbf{x}}$ avec LQE. 112
4.40 $\mathbf{x}$ et $\hat{\mathbf{x}}$ avec PP. 112
4.41 Impédances d'entrée avec LQE et PP. 113

5.1 Clarinette hybride. 118

A.1 Schéma du déphaseur. 120
A.2 Courbe du déphaseur. 121

B.1 Analogies électroacoustiques d'un guide d'onde. 125
B.2 Comparaison mesure/calcul pour l'impédance d'entrée d'un guide d'onde. 127
B.3 Analogies électroacoustiques : deux cylindres. 128
B.4 Analogies électroacoustiques : deux cylindres et une cheminée ouverte. 129
B.5 Analogies électroacoustiques de la clarinettes simplifiée. 129

B.6 Impédances d'entrée avec contrôleur à 5 cm de l'entrée. 131
B.7 Impédances d'entrée avec contrôleur à 60 cm de l'entrée. 131
B.8 Impédances d'entrée avec contrôleur à 5 cm de la sortie. 131

C.1 Étendue du contrôle de la résonance 3 (TF). 133
C.2 Étendue du contrôle de la résonance 4 (TF). 133
C.3 Étendue du contrôle de la résonance 5 (TF). 134
C.4 Étendue du contrôle de la résonance 7 (TF). 134
C.5 Étendue du contrôle de la résonance 6 (TF). 134
C.6 Étendue du contrôle de la résonance 8 (TF). 134
C.7 Étendue du contrôle de la résonance 9 (TF). 135
C.8 Étendue du contrôle du pic 3 (Impédance d'entrée). 136
C.9 Étendue du contrôle du pic 4 (Impédance d'entrée). 136
C.10 Étendue du contrôle du pic 5 (Impédance d'entrée). 136
C.11 Étendue du contrôle du pic 6 (Impédance d'entrée). 137
C.12 Étendue du contrôle du pic 8 (Impédance d'entrée). 137
C.13 Étendue du contrôle du pic 7 (Impédance d'entrée). 137
C.14 Étendue du contrôle du pic 9 (Impédance d'entrée). 137